



## **UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE LA MIXTECA**

*“DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN BALASTRO ELECTRÓNICO  
ALIMENTADO CON CD, PARA ENCENDER UNA LÁMPARA DE HID DE  
50 W CON IGNITOR INTERNO”*

**TESIS:**

PARA OBTENER EL TÍTULO DE  
INGENIERO EN ELECTRÓNICA

**PRESENTA:**

EDSON OLMEDO URRUTIA

**DIRECTOR DE TESIS:**

M.C. ESTEBAN O. GUERRERO RAMÍREZ

**HUAJUAPAN DE LEÓN, OAXACA. DICIEMBRE DE 2006**



**Tesis presentada el 15 de Diciembre de 2006  
ante los siguientes sinodales:**

**M.C. Arturo Pablo Sandoval García  
M.C. Alejandro Amando Ruiz Figueroa  
Ing. Hugo Suárez Onofre**

**Director de Tesis:**

**M.C. Esteban Osvaldo Guerrero Ramírez**



## **Dedicatoria**

*Dedico este trabajo a mi familia y a las personas que siempre han estado conmigo en todo momento. Muchas gracias por todo su cariño, apoyo y comprensión.*

*En especial:*

*A MIS PADRES*

*Honorio Olmedo Olivera y Juana Josefa Urrutia Olmos*

*A MIS HERMANAS*

*Deyanira G. Olmedo Urrutia y Wendy Olmedo Urrutia*

*AL AMOR DE MI VIDA*

*Anayancy Hernández Bonilla*

*Edson*



## **Agradecimientos**

*Quiero agradecer a todas las personas que me ayudaron para la realización de este trabajo de tesis.*

*A mis padres que sin su apoyo no hubiera sido posible la realización de este trabajo.*

*A mi director de tesis: Esteban O. Guerrero Ramírez, por su enseñanza y apoyo para poder realizar este proyecto.*

*A los Drs. Mario Ponce y Rene Osorio por haberme orientado cuando se presentaron dificultades en el desarrollo de este trabajo.*

*A mis revisores de tesis: Arturo Pablo Sandoval García, Alejandro Amando Ruiz Figueroa y Hugo Suárez Onofre, por sus oportunos comentarios y consejos, los cuales contribuyeron a mejorar este trabajo.*

*A los profesores: Heriberto Ildefonso Hernández Martínez, Enrique Guzmán Ramírez y Raúl Juárez Amaro, gracias por su amistad y apoyo.*

*A todos los profesores que contribuyeron a enriquecer mis conocimientos y ayudar en mi formación profesional.*

*A mi novia: Anayancy, muchas gracias por todos los momentos felices que he pasado a tu lado y por todo el apoyo que me has brindado.*

*A mis amigos y compañeros: Nunfio, Nemuel, Victor, José Alberto (chango), Isaac (chay), Carlos (zorra), Mario Rene (kupa), Mario (bodo), Carlos (cascara), Saúl (negro), Ricardo (gordo), Rolando (pato), Sadot, Saúl (cone), Martel (loca), Osciél (chapa), José Luís (temo), Prometeo, (perrilla), Rabí, Selene, Lucia, Dassier, gracias por su amistad.*



# Índice general

Dedicatoria .....	v
Agradecimientos.....	vii
Índice general .....	ix
Índice de tablas .....	xiii
Índice de figuras .....	xv
Resumen .....	xvii
<b>CAPÍTULO 1</b>	
INTRODUCCIÓN .....	1
1.1 Motivación.....	1
1.2 Planteamiento y objetivos de la tesis .....	2
1.3 Justificación.....	2
1.4 Metodología de desarrollo del balastro electrónico .....	3
1.4.1 Especificaciones .....	3
1.4.2 Diseño.....	3
1.4.3 Simulación.....	4
1.4.4 Construcción y pruebas .....	4
1.4.5 Prototipo final.....	5
1.5 Estructura de la tesis.....	5
<b>CAPÍTULO 2</b>	
LÁMPARAS DE ALTA INTENSIDAD DE DESCARGA (HID) .....	7
2.1 Introducción.....	7
2.2 Clasificación de las fuentes de luz artificial .....	7
2.3 Lámpara incandescente .....	8
2.3.1 Principio de funcionamiento.....	8
2.3.2 Estructura básica.....	9
2.4 Lámparas de descarga.....	9
2.4.1 Principio de funcionamiento.....	10
2.4.2 Lámparas Fluorescentes .....	10
2.4.3 Lámparas de vapor de sodio a baja presión .....	11
2.4.4 Lámparas de HID .....	12
2.4.4.1 Lámparas de Vapor de Mercurio a Alta Presión.....	12
2.4.4.2 Lámparas de Luz de Mezcla .....	13
2.4.4.3 Lámparas con Halogenuros Metálicos.....	14
2.4.4.4 Lámparas de Vapor de Sodio a Alta Presión .....	15
2.4.4.5 Características de operación de las lámparas de HID.....	15
2.4.4.6 Principales ventajas de las lámparas de HID.....	16
2.4.4.7 Aplicaciones y beneficios de las lámparas de HID.....	16
2.4.4.8 Lámparas de HID con ignitor interno.....	16
2.5 Estado sólido .....	17
2.5.1 LEDs.....	17
2.5.1.1 Principio de funcionamiento.....	17
2.5.1.2 Estructura básica.....	19
2.5.2 LEDs de potencia .....	19

2.5.2.1 Ventajas.....	20
2.6 Lámparas de Inducción .....	21
2.6.1 Principio de funcionamiento.....	21
2.6.2 Estructura básica .....	21
<b>CAPÍTULO 3</b>	
<b>BALASTROS ELECTRÓNICOS PARA LÁMPARAS DE HID.....</b>	<b>23</b>
3.1 Introducción .....	23
3.2 Balastos.....	23
3.3 Balastos electromagnéticos.....	24
3.4 Balastos electrónicos.....	24
3.5 Balastos para lámparas de HID.....	24
3.5.1 Estructura básica de los balastos para lámparas de HID .....	25
3.5.2 Filtros .....	25
3.5.3 Convertidor cd/cd conmutado .....	26
3.5.3.1 Topologías básicas de convertidores cd/cd con un solo transistor .....	27
3.5.3.2 Convertidor Reductor (Buck).....	28
3.5.3.3 Convertidor Elevador (Boost) .....	28
3.5.3.4 Convertidor Reductor-Elevador (Buck-Boost).....	28
3.5.3.5 Convertidor Cûk.....	29
3.5.3.6 Convertidor Flyback.....	29
3.5.3.7 Convertidor Directo (Forward).....	29
3.5.4 Convertidor cd/ca o inversor .....	30
3.5.4.1 Principio de Funcionamiento.....	30
3.5.5 Ignitor.....	31
3.5.6 Control.....	31
<b>CAPÍTULO 4</b>	
<b>ANÁLISIS Y DISEÑO DEL BALASTRO ELECTRÓNICO .....</b>	<b>33</b>
4.1 Introducción .....	33
4.2 Descripción del balastro electrónico.....	33
4.3 Consideraciones iniciales .....	34
4.4 Inversor .....	35
4.5 Convertidor Flyback.....	36
4.5.1 Diseño del transformador .....	38
4.5.2 Circuitos de protección del Mosfet y del diodo.....	40
4.5.2.1 Diseño del circuito Clamp RCD.....	41
4.5.2.2 Diseño del circuito Snubber .....	43
4.6 Etapa de control.....	43
4.6.1 Control en modo corriente.....	46
4.6.2 Manejador de compuerta del Mosfet.....	46
<b>CAPÍTULO 5</b>	
<b>SIMULACIONES Y RESULTADOS EXPERIMENTALES.....</b>	<b>49</b>
5.1 Introducción .....	49
5.2 Simulación del circuito.....	49
5.2.1 Señales en la fuente de alimentación.....	50
5.2.2 Señales del transformador .....	51
5.2.3 Señales en el Mosfet del convertidor Flyback.....	51
5.2.4 Señales en el diodo del convertidor Flyback .....	52

5.2.5 Señales en uno de los Mosfets del inversor .....	53
5.2.6 Señales en la resistencia de carga .....	54
5.2.7 Señales del diodo del circuito Clamp .....	54
5.2.8 Señales en la resistencia de sensado $R_S$ .....	55
5.2.9 Eficiencia .....	55
5.3 Prototipo experimental del balastro electrónico .....	55
5.3.1 Instalación del sistema de iluminación .....	56
5.4 Resultados experimentales .....	57
5.4.1 Señales en la fuente de alimentación .....	57
5.4.2 Señales del transformador .....	57
5.4.3 Señales en el Mosfet del convertidor Flyback .....	58
5.4.4 Señales en el diodo del convertidor Flyback .....	59
5.4.5 Señales en los Mosfets del inversor .....	59
5.4.6 Señales en la lámpara de HID .....	60
5.4.7 Señales del diodo del circuito Clamp .....	60
5.4.8 Señal de voltaje del circuito de sensado .....	61
5.4.9 Eficiencia .....	61
<b>CAPÍTULO 6</b>	
CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS .....	63
6.1 Conclusiones .....	63
6.2 Trabajos futuros .....	64
Referencias .....	65
Paginas de Internet .....	66
Apéndice A	
Dispositivos semiconductores .....	A-1
A.1. Hoja de especificaciones del CI UCC2305 .....	A-1
A.2. Hoja de especificaciones del IR2110 .....	A-9
A.3. Hoja de especificaciones del IRF3710 .....	A-13
A.4. Hoja de especificaciones del IRF840 .....	A-15
A.5. Hoja de especificaciones del MUR860 .....	A-19
A.6. Hoja de especificaciones del MUR160 .....	A-21
Apéndice B	
Núcleo de ferrita .....	B-1
B.1. Hoja de especificaciones del núcleo RM14/I .....	B-1
Apéndice C	
Lámpara de alta intensidad de descarga .....	C-1
C.1. Hoja de especificaciones de la lámpara LU50/I/EN .....	C-1



# Índice de tablas

Tabla 2.1. Aplicación y beneficios de las lámparas HID.....	16
Tabla 2.2. Materiales utilizados para la construcción de diodos LED.....	18
Tabla 4.1. Especificaciones de diseño.....	35
Tabla 4.2. Resultados del diseño del convertidor.....	40



# Índice de figuras

Figura 1.1. Metodología de desarrollo.....	3
Figura 1.2. Diagrama a bloques para el diseño del balastro electrónico.....	4
Figura 1.3. Diagrama a bloques para la construcción del balastro electrónico.....	4
Figura 2.1. Clasificación de fuentes de luz artificial.....	8
Figura 2.2. Partes de una lámpara incandescente convencional.....	9
Figura 2.3. Descarga eléctrica a través de un tubo lleno de gas ionizado.....	10
Figura 2.4. Partes de una lámpara fluorescente.....	11
Figura 2.5. Partes de una lámpara de vapor de sodio a baja presión.....	12
Figura 2.6. Lámpara de vapor de mercurio a alta presión.....	13
Figura 2.7. Lámpara de luz de mezcla.....	14
Figura 2.8. Lámpara de halógenos metálicos.....	14
Figura 2.9. Lámpara de vapor de sodio a alta presión.....	15
Figura 2.10. Lámpara de vapor de sodio de alta presión con ignitor interno.....	17
Figura 2.11. Símbolo de un LED.....	17
Figura 2.12. Partes de un el LED de 5mm.....	19
Figura 2.13. Partes de un LED de Potencia.....	19
Figura 2.14. LEDs de potencia Luxeon.....	20
Figura 2.15. Componentes de una lámpara de inducción.....	21
Figura 3.1. Diagrama a bloques de un balastro electrónico alimentado con ca.....	25
Figura 3.2. Diagrama a bloques de un balastro electrónico alimentado con cd.....	25
Figura 3.3. Clasificación de los convertidores cd/cd conmutados PWM.....	27
Figura 3.4. Convertidor cd/cd: a) circuito básico, b) señal de salida $V_o$ .....	27
Figura 3.5. Circuito convertidor Buck.....	28
Figura 3.6. Circuito convertidor Boost.....	28
Figura 3.7. Circuito convertidor Back-Boost.....	29
Figura 3.8. Circuito convertidor Cúk.....	29
Figura 3.9. Circuito convertidor Flyback.....	29
Figura 3.10. Circuito convertidor Forward.....	30
Figura 3.11. Circuito básico del convertidor en medio puente.....	30
Figura 3.12. Circuito básico del convertidor en puente completo.....	31
Figura 4.1. Diagrama del balastro electrónico propuesto.....	34
Figura 4.2. Circuito inversor puente completo.....	35
Figura 4.3. Circuito del convertidor flyback.....	37
Figura 4.4. Métodos para controlar los pulsos de voltaje y oscilaciones.....	40
Figura 4.5. Efectos de los Circuitos Clamp y Snubber.....	41
Figura 4.6. Circuito Clamp RCD para protección del Mosfet.....	41
Figura 4.7. Circuito de protección del diodo.....	43
Figura 4.8. Diagrama del circuito de control.....	44
Figura 4.9. Circuito de regulación de potencia.....	45
Figura 4.10. Circuito de sensado del control modo corriente.....	46
Figura 4.11. Circuito de los manejadores de los Mosfet del inversor.....	47
Figura 5.1. Circuito de potencia del balastro.....	50
Figura 5.2. Señal de corriente en la fuente de alimentación.....	50

Figura 5.3. Potencia promedio suministrada por fuente de alimentación.....	50
Figura 5.4. Señales de corriente en el transformador: primario (superior), secundario (inferior).....	51
Figura 5.5. Señales de compuerta (superior) y esfuerzo de voltaje (inferior).....	51
Figura 5.6. Esfuerzo de corriente en el Mosfet.....	52
Figura 5.7. Pérdidas en el DSEP.....	52
Figura 5.8. Señales en el diodo del convertidor: esfuerzo de corriente (superior), esfuerzo de voltaje (inferior).....	52
Figura 5.9. Señales de voltaje en el IRF840: compuerta (superior), esfuerzo (inferior).....	53
Figura 5.10. Esfuerzo de corriente en los DSEP.....	53
Figura 5.11. Pérdidas en los DSEP.....	53
Figura 5.12. Señales de voltaje y corriente en la carga.....	54
Figura 5.13. Potencia de salida del circuito.....	54
Figura 5.14. Señal de voltaje en el diodo de la red Clamp.....	54
Figura 5.15. Señales en la resistencia de sensado.....	55
Figura 5.16. Prototipo del balastro electrónico.....	55
Figura 5.17. Sistema de iluminación.....	56
Figura 5.18. Lámpara de HID con ignitor interno.....	56
Figura 5.19. Instalación del sistema de iluminación.....	56
Figura 5.20. Señal de corriente en la fuente de alimentación.....	57
Figura 5.21. Señal de corriente en el devanado primario del transformador.....	57
Figura 5.22. Señal de corriente en el devanado secundario del transformador.....	58
Figura 5.23. Señal de compuerta del Mosfet.....	58
Figura 5.24. Esfuerzo de voltaje en el IRF3710.....	58
Figura 5.25. Señal de voltaje en el diodo del convertidor.....	59
Figura 5.26. Señales proporcionadas por el UCC2305: $QOUT$ (superior), $\overline{QOUT}$ (inferior).....	59
Figura 5.27. Esfuerzo de voltaje en el Mosfet IRF840.....	60
Figura 5.28. Señales en la lámpara de HID: voltaje (superior), corriente (inferior).....	60
Figura 5.29. Esfuerzo de voltaje del diodo de la red Clamp.....	60
Figura 5.30. Señal de voltaje del circuito de sensado.....	61

## Resumen

En este documento de tesis se presenta el diseño y la construcción de un balastro electrónico, para encender una lámpara de alta intensidad de descarga (HID por sus siglas en inglés “High Intensity Discharge”) con ignitor interno de la marca IGNITRON EN. Este tipo de lámparas son de reciente aparición y presentan ventajas sobre las tradicionales, puesto que no requieren de pulsos elevados de voltaje para su encendido. Con este tipo de lámpara y la utilización de un circuito integrado (CI) de uso específico, se simplifica en gran medida el diseño y la complejidad del balastro electrónico y como consecuencia disminuye el volumen y peso del mismo.

La etapa de potencia consta de un convertidor de corriente directa a corriente directa (cd/cd) tipo Flyback y un inversor monofásico puente completo, cuya función es proporcionar una señal cuadrada simétrica a baja frecuencia y con un factor de cresta de corriente cercano a la unidad para garantizar la vida nominal de la lámpara. El balastro electrónico se diseña para encender una lámpara de vapor de sodio de alta presión a 50W con ignitor interno, el cual es alimentado por medio de una batería de 12V. Se presenta el procedimiento de diseño del convertidor Flyback funcionando en modo de conducción continuo (MCC) y la implementación del circuito de control. También se presentan los resultados experimentales que demuestran su funcionalidad.



# CAPÍTULO 1

## INTRODUCCIÓN

*En este capítulo se presentan los motivos que originaron el creciente interés en el estudio, desarrollo y aplicación de balastros electrónicos para lámparas de HID. De esta forma, se introduce el tema y la motivación de la presente tesis. Así mismo se presenta el planteamiento, objetivos, justificación y metodología de desarrollo de la misma.*

### **1.1 Motivación**

Desde el inicio de nuestros días la luz natural ha sido indispensable para el desarrollo de la humanidad. Sin embargo, presenta el inconveniente de no poder ser controlada. Siendo necesaria su generación de forma artificial. Históricamente, las personas generaban luz por medio de la combustión de algún material, lo que representó la base de la lámpara incandescente de Edison, cuyas principales limitaciones son su baja eficiencia y vida útil reducida. Actualmente existe una gran variedad de lámparas para diferentes aplicaciones, con altas eficiencias y vida media superior a las 20,000 horas, como las lámparas de descarga.

Hay infinidad de aplicaciones en donde las lámparas de descarga superan a las lámparas incandescentes debido a su eficiencia luminosa y larga vida útil. Razón por la cual diversos fabricantes centran sus investigaciones en la mejora de tales lámparas. Las lámparas de descarga se clasifican según el gas utilizado y por la presión en el interior de las mismas. Por consiguiente, existen lámparas de alta y baja presión de sodio, así como lámparas de alta y baja presión de mercurio. Las de alta presión de sodio y de mercurio, junto con las de halogenuros metálicos que son otro tipo especial de lámparas de descarga, se les conoce como lámparas de HID. Este tipo de lámparas cuentan con las siguientes características: ofrecen mayor vida útil, mejor relación de temperatura de color y eficiencia luminosa por arriba de otro tipo de lámparas. Dentro de sus aplicaciones destacan: la automotriz, iluminación decorativa, horticultura y alumbrado público.

Debido a sus características de operación las lámparas de HID necesitan de un equipo auxiliar para su funcionamiento, llamado balastro.

En la actualidad existen dos tipos de balastros: electromagnéticos y electrónicos. Los electromagnéticos son los más comunes, sin embargo generan parpadeos en las lámparas, no son eficientes, son pesados y voluminosos. La solución a estos inconvenientes es la utilización de balastros electró-

nicos. Lamentablemente los balastos electrónicos presentan el fenómeno de resonancias acústicas, debido a que trabajan a una mayor frecuencia, este fenómeno afecta seriamente a las lámparas de HID y puede ocasionar desde un parpadeo visible hasta la destrucción de la misma. Actualmente se están investigando nuevos esquemas de control y de alimentación con señales cuadradas a bajas frecuencias para eliminar este problema, dando buenos resultados.

Existen diversas configuraciones de balastos electrónicos para lámparas de HID, con características similares. En general, las partes más importantes que lo constituyen son: convertidor ca/cd (rectificador), convertidor cd/cd, convertidor cd/ca (inversor), circuito de control y circuito ignitor.

Los balastos electrónicos para lámparas de HID cuentan con un dispositivo interno denominado ignitor, componente fundamental para encender la lámpara debido a que proporciona pulsos elevados de voltaje en el encendido de la misma. En la actualidad existen lámparas de HID que cuentan con este dispositivo dentro de la ampolla de la lámpara, por lo tanto el balastro electrónico no requiere el uso de un ignitor, logrando la simplificación del diseño y como consecuencia se reduce el peso y volumen del mismo.

## 1.2 Planteamiento y objetivos de la tesis

En el presente trabajo se plantea el diseño y construcción de un balastro electrónico para una lámpara de HID con ignitor interno, alimentado con una batería de 12V. Dentro de las funciones principales del balastro electrónico se encuentra la de alimentar a la lámpara con una señal cuadrada a baja frecuencia para evitar las resonancias acústicas<sup>1</sup>. Esto se logra utilizando un convertidor cd/cd para elevar el voltaje al nivel requerido por el inversor monofásico, que será el encargado de proporcionar la señal cuadrada a la lámpara. Como paso previo a la construcción del prototipo se hará la simulación por etapas del sistema.

Una vez planteado el objetivo general, se proponen los siguientes objetivos secundarios:

- Estudio de las lámparas de HID.
- Análisis y diseño del convertidor cd/cd.
- Análisis y diseño del convertidor cd/ca (inversor).
- Análisis e implementación del circuito de control.
- Diseño de los elementos magnéticos.

## 1.3 Justificación

Las lámparas de HID tienen características particulares que las hacen útiles en una amplia gama de aplicaciones. Siendo necesario la utilización de balastos electrónicos para mejorar las prestaciones de las mismas. Por tal motivo el estudio y diseño de los balastos electrónicos es de gran interés para la investigación y desarrollo en los sistemas de iluminación.

Recientemente aparecieron lámparas de HID con ignitor integrado, con mejores características que las convencionales, por lo tanto no requieren de la implementación de un ignitor externo, cuyo diseño es complicado y genera algunos inconvenientes tales como altos esfuerzos de voltaje en los dispositivos de potencia.

Otro punto importante es contribuir con nuevos proyectos de investigación en el área de Electrónica de potencia que no han sido abordados anteriormente en la Universidad Tecnológica de la Mixteca.

---

<sup>1</sup> Las resonancias acústicas son un fenómeno que se presenta en las lámparas de alta intensidad de descarga cuando funcionan a altas frecuencias. Las resonancias provocan problemas en la lámpara, tales como: fluctuaciones en la luz de salida, variación en el color y temperatura de color e inestabilidad en el arco que puede llegar a destruir el tubo de descarga.

## 1.4 Metodología de desarrollo del balastro electrónico

En la Figura 1.1 se muestra la metodología elegida para el desarrollo del presente trabajo de tesis.

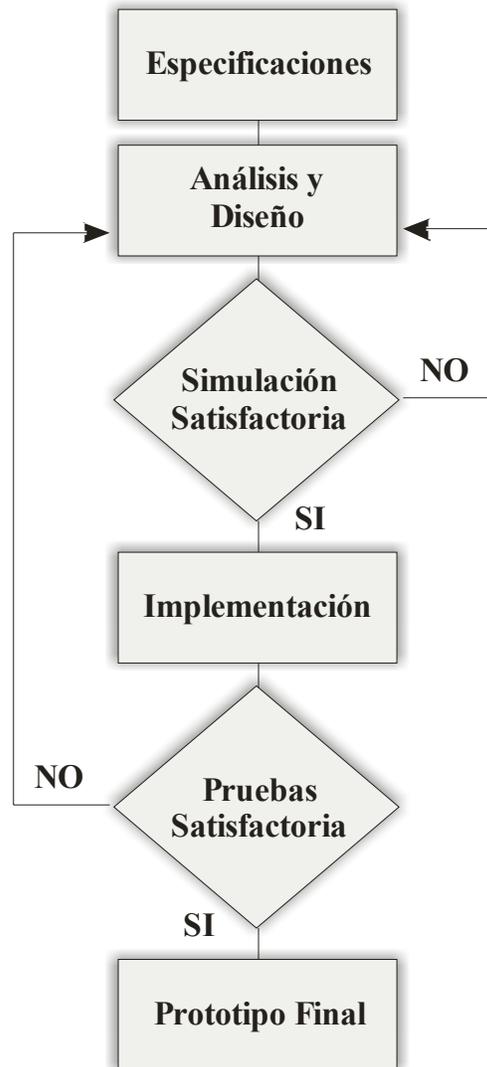


Figura 1.1. Metodología de desarrollo.

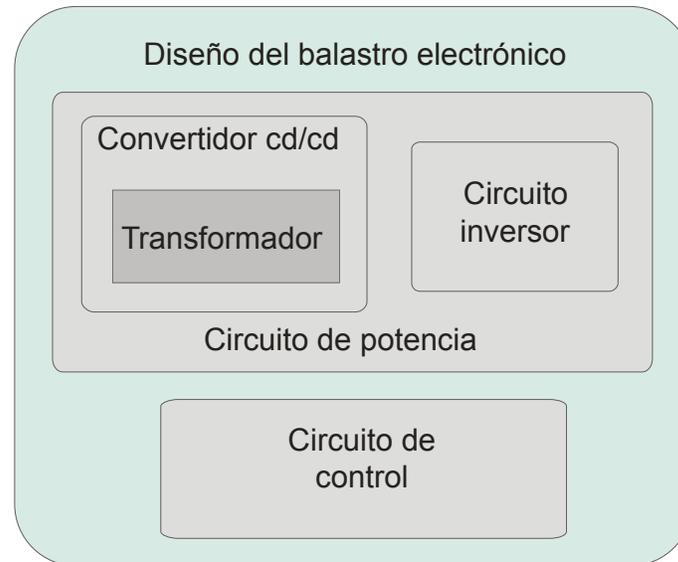
### 1.4.1 Especificaciones

Las especificaciones iniciales se describen a continuación.

- ✓ Voltaje de alimentación.
- ✓ Frecuencia de operación.
- ✓ Ciclo de trabajo.
- ✓ Voltaje y corriente nominal de la lámpara.

### 1.4.2 Diseño

Con las especificaciones antes mencionadas, se realiza el diseño de cada etapa del balastro. Como se observa en Figura 1.2 el balastro consta de tres etapas que son: convertidor cd/cd, inversor y circuito de control.



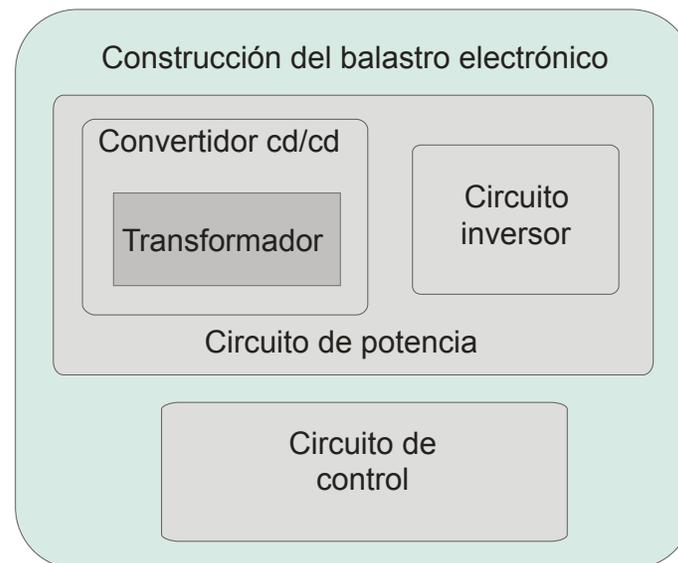
**Figura 1.2.** Diagrama a bloques para el diseño del balastro electrónico.

### 1.4.3 Simulación

La simulación del balastro electrónico se realiza en Pspice con el fin de comprobar el desempeño de cada etapa del sistema. Esto es de gran ayuda puesto que la simulación nos brinda la posibilidad de evaluar la respuesta del sistema bajo diversas circunstancias y poder detectar defectos debido a factores no considerados, lo cual daría lugar a una nueva revisión del diseño.

### 1.4.4 Construcción y pruebas

Una vez realizada la simulación de cada etapa del balastro y haber observado un buen funcionamiento general, se procede a la construcción del mismo, en base a la Figura 1.3.



**Figura 1.3.** Diagrama a bloques para la construcción del balastro electrónico.

Las pruebas necesarias para comprobar el funcionamiento del balastro se describen a continuación: se realizan mediciones en cada una de las etapas del balastro y considerándolo como un solo elemento.

### **1.4.5 Prototipo final**

El último paso de la metodología es la realización del circuito impreso para obtener el prototipo del balastro electrónico.

## **1.5 Estructura de la tesis**

En este apartado se detalla la estructura de la presente tesis, y se describe el contenido de cada capítulo.

En el capítulo 2 se presenta una breve descripción de la clasificación de las fuentes luminosas artificiales, y se describen las características generales y principio de funcionamiento de las lámparas de HID. En el capítulo 3 se presenta el estudio de las principales características de los balastros electrónicos para lámparas de descarga y de HID, así como el funcionamiento de las diversas etapas por las que están compuestos. En el capítulo 4 se presenta el análisis y diseño del balastro electrónico, así como el diseño de los elementos magnéticos utilizados. En el capítulo 5 se presentan las simulaciones realizadas, además se muestran los resultados experimentales. En el capítulo 6 se presentan las conclusiones de la tesis, comentarios y futuras líneas de investigación que se derivan del presente trabajo.

Finalmente se introducen diversos apéndices que permiten complementar algunos de los temas utilizados en la tesis.



# CAPÍTULO 2

## LÁMPARAS DE ALTA INTENSIDAD DE DESCARGA (HID)

*En este capítulo se presentan de manera breve las diferentes fuentes de iluminación y su principio de funcionamiento. Así como un análisis de las diferentes lámparas de HID y sus principales características.*

### 2.1 Introducción

Las lámparas son la fuente de iluminación artificial más utilizada en nuestros días, su función básica es convertir energía eléctrica en energía luminosa. Existe gran variedad de lámparas con características propias, que cubren diferentes necesidades según las aplicaciones requeridas.

La evolución de las lámparas y el uso de las mismas han sufrido grandes cambios con el paso de los años. De este modo, las lámparas han evolucionado con el principal objetivo de ofrecer una mayor cantidad de luz, mejor reproducción cromática con el menor consumo de energía eléctrica posible y por tanto, con un mayor respeto al medio ambiente. Las lámparas están clasificadas en tres grandes grupos: incandescentes, de descarga y de inducción.

En la gran mayoría de las lámparas utilizadas resulta difícil señalar el momento exacto en el que la lámpara deja de funcionar, ya que ello depende en gran medida de las condiciones de funcionamiento. El concepto de vida media es, habitualmente, un dato suministrado por los fabricantes de lámparas, e indica el número de horas de funcionamiento de éstas en condiciones normales. La vida útil de una lámpara es su vida económica. Esto corresponde al momento en el cual el flujo luminoso de la lámpara ha descendido a un valor tal, para el cual la fuente de luz ya no es rentable, aunque esté en condiciones de seguir funcionando.

### 2.2 Clasificación de las fuentes de luz artificial

En la Figura 2.1 se muestra la clasificación de las fuentes de luz artificial, de acuerdo al fenómeno utilizado para la generación de la misma. Se incluye también los LEDs de potencia que son la fuente más reciente de generación de luz.

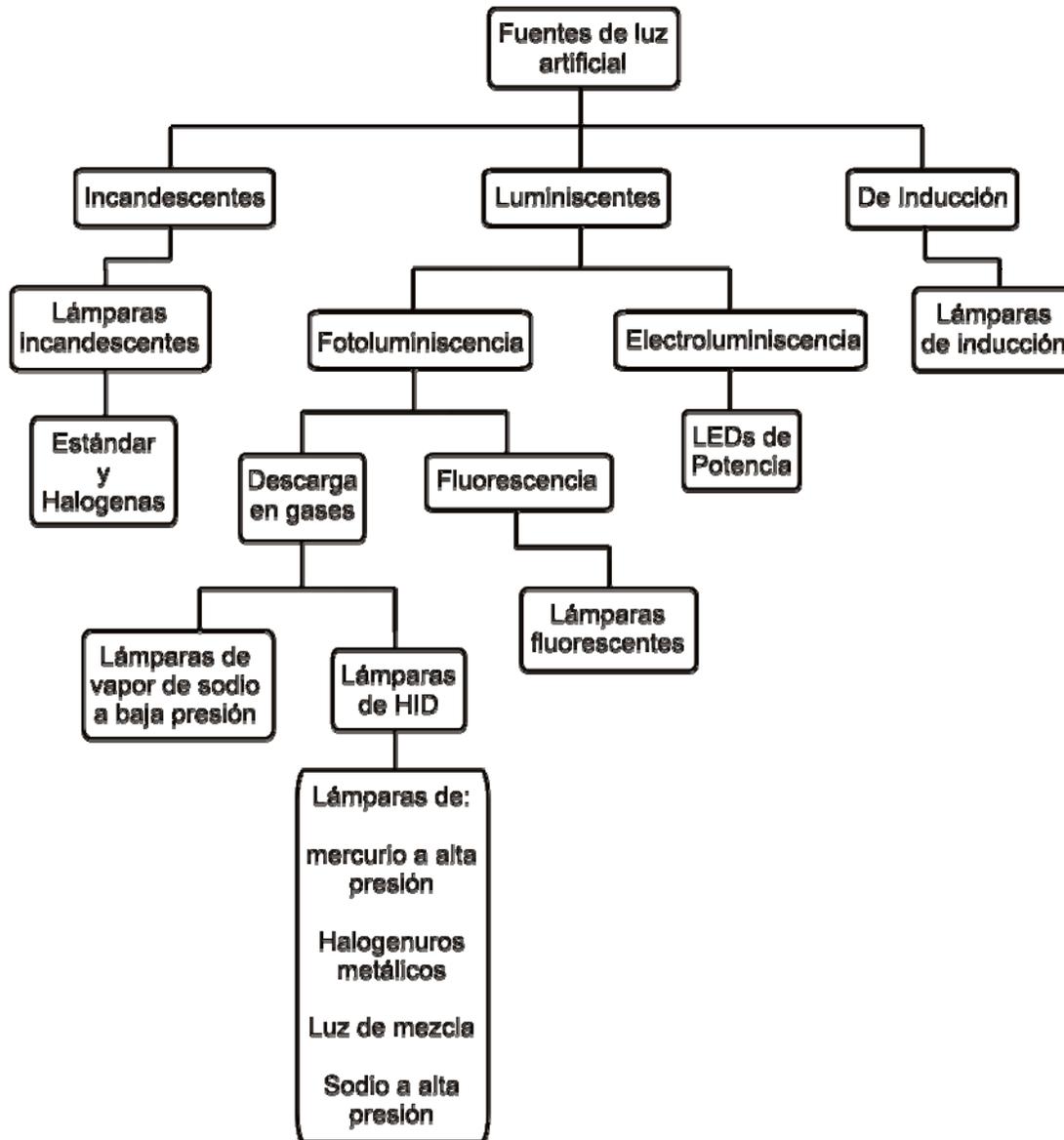


Figura 2.1. Clasificación de fuentes de luz artificial.

## 2.3 Lámpara incandescente

La lámpara incandescente fue inventada por Tomas Edison en América y simultáneamente por Joseph Swan en Inglaterra, en la actualidad estas lámparas proporcionan iluminación en la mayoría de las casas y edificios comerciales. Este tipo de lámparas son ineficientes debido a que aproximadamente el 90% de las emisiones se presentan en el rango infrarrojo del espectro electromagnético generando gran cantidad de calor. Presentan eficiencias o eficacias en el rango de 13-25 lm/W. A pesar de su ineficiencia, proporcionan ventajas importantes sobre otras fuentes de iluminación. Estas ventajas incluyen: excelente índice de rendimiento de color y temperatura de color, facilidad para variar la intensidad luminosa (dimming), bajo costo, pequeña y ligera, disponibilidad en el mercado, simplicidad de instalación y mantenimiento.

### 2.3.1 Principio de funcionamiento

Cuando la corriente eléctrica fluye por un filamento de metal, éste se calienta hasta el punto de incandescencia generando energía radiada conocida como luz. En la actualidad el filamento de metal

es comúnmente hecho de tungsteno. Si el bulbo de una lámpara incandescente se llena de gas, hay pérdidas de energía por convección, lo que no ocurre si el filamento está en vacío. Por otro lado, la energía suministrada se transforma también en calor por conducción en los alambres que soportan al filamento. Es así que lámparas que trabajan en lugares con vibraciones o que están sujetas a golpes tienen soportes extras para el filamento, y por lo tanto menor eficacia.

El balance de energía depende de varios factores: temperatura del gas, presión de vapor del gas, tipo de gas utilizado, longitud, forma del filamento y diámetro de los soportes. Este balance de energía determina fundamentalmente características de la lámpara tales como: eficacia y vida útil [URL1].

### 2.3.2 Estructura básica

En la Figura 2.2 se muestran las partes que constituyen una lámpara incandescente convencional.

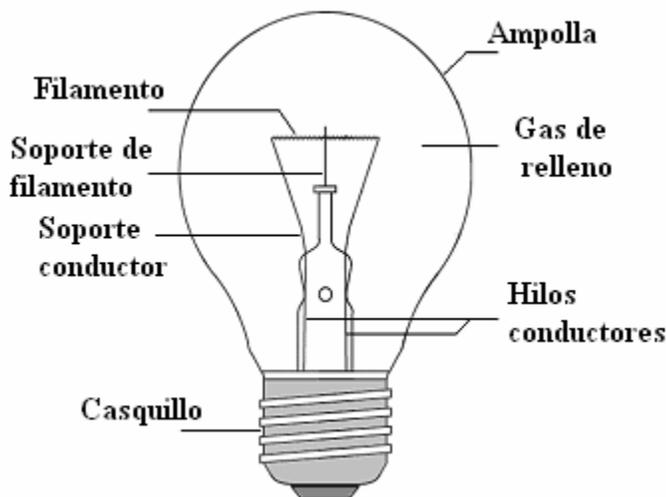


Figura 2.2. Partes de una lámpara incandescente convencional.

**Ampolla:** Son construidas con vidrios de diferentes tipos. En la mayoría de los casos están hechos de vidrio blando o sodocalcio, y en otros casos, en los que tienen que soportar altas temperaturas se utiliza sílice.

**Casquillos:** El casquillo es el encargado de conectar la lámpara con una base conectada a la energía eléctrica. Existen dos tipos de casquillos, de rosca y bayoneta, por ejemplo el modelo E27 es un casquillo de tipo rosca.

**Gas de relleno:** La función del gas de relleno es la de reducir la velocidad de evaporación utilizando gases inertes, y por tanto el ennegrecimiento del bulbo, lo cual puede mejorar la vida y eficiencia de la lámpara. Actualmente los gases de relleno consisten en una mezcla de argón y nitrógeno.

**Filamento:** Es el encargado de proporcionar energía radiada dentro del espectro visible por medio del calentamiento del mismo. El material utilizado generalmente para este dispositivo es el tungsteno debido a sus propiedades que generan una mayor eficiencia.

## 2.4 Lámparas de descarga

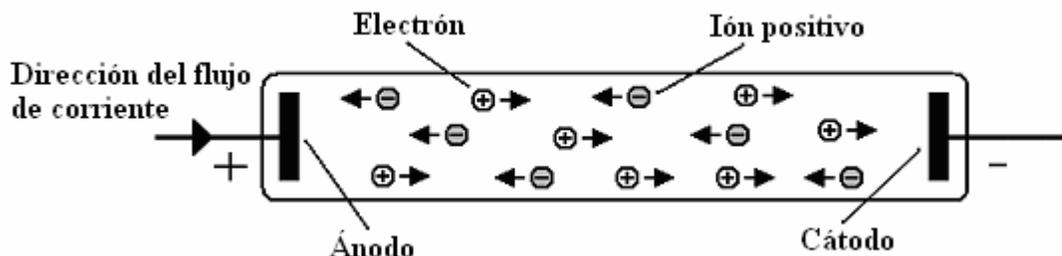
Las lámparas de descarga constituyen una forma alternativa de generar luz de una manera más eficiente y económica que las lámparas incandescentes. Por eso, su uso es extendido hoy en día. La luz emitida se consigue por excitación de un gas sometido a descargas eléctricas entre dos electrodos.

Este tipo de lámparas basan principalmente su operación en la electroluminiscencia, aunque existen lámparas que también aprovechan el efecto fotoluminiscente para generar luz visible. La fotoluminiscencia es una luminiscencia que se produce por la acción de radiaciones de distintas longitudes de onda, por ejemplo, la fluorescencia que consiste en convertir la energía en la región ultravioleta en luz visible.

Las lámparas de descarga se pueden clasificar según el gas utilizado (vapor de mercurio o vapor de sodio) o la presión a la que este se encuentre (alta o baja presión). Las propiedades varían mucho dependiendo del tipo de lámpara y esto las hace adecuadas para diferentes usos.

#### 2.4.1 Principio de funcionamiento

En las lámparas de descarga, la luz se consigue estableciendo una corriente eléctrica entre dos electrodos situados en un tubo lleno de gas o vapor ionizado, como se muestra en la Figura 2.3.



**Figura 2.3.** Descarga eléctrica a través de un tubo lleno de gas ionizado.

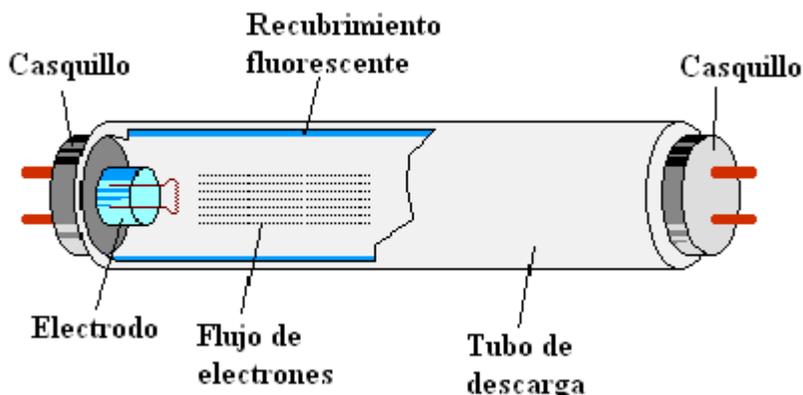
En el interior del tubo se producen descargas eléctricas como consecuencia de la diferencia de potencial entre los electrodos. Estas descargas provocan un flujo de electrones y cuando chocan con los electrones de las capas externas de los átomos generan energía. Si la energía transmitida en el choque es lo suficientemente elevada puede desprender al electrón de su órbita, que a su vez, choca con los electrones de otros átomos repitiendo el proceso. Si este proceso no se limita, se puede provocar la destrucción de la lámpara por un exceso de corriente eléctrica. Por otro lado si el electrón no recibe suficiente energía para ser desprendido, el electrón pasa a ocupar otra órbita de mayor energía. Este nuevo estado es inestable y rápidamente se vuelve al estado inicial. Al hacerlo, el electrón libera la energía extra en forma de radiación electromagnética, principalmente ultravioleta (UV) o visible. Como la longitud de onda de la radiación emitida es proporcional a la diferencia de energía entre el estado inicial y final del electrón y los estados posibles no son infinitos, es fácil comprender que el espectro de estas lámparas sea discontinuo, razón por la cual la luz emitida por la lámpara no es blanca (en las lámparas de sodio a baja presión la luz es amarillenta). Por lo tanto, la capacidad de reproducir los colores de estas fuentes de luz es, en general, peor que en el caso de las lámparas incandescentes que tienen un espectro continuo. Es posible, mejorar la reproducción de los colores recubriendo el tubo con sustancias fluorescentes y aumentar la eficacia de las lámparas convirtiendo las nocivas emisiones ultravioleta en luz visible [URL2].

#### 2.4.2 Lámparas Fluorescentes

Las lámparas fluorescentes son lámparas de vapor de mercurio a baja presión (0.8 Pa). En estas condiciones, en el espectro de emisión del mercurio predominan las radiaciones ultravioleta en la banda de 253.7nm. Para que estas radiaciones sean útiles, se recubren las paredes interiores del tubo con polvos fluorescentes que convierten los rayos ultravioleta en radiaciones visibles. De la composición de estas sustancias dependerán la cantidad y calidad de la luz, y las cualidades cromáticas de la lámpara. En la actualidad se usan dos tipos de polvo; los que producen un espectro continuo y los trifósforos que emiten un espectro de tres bandas con los colores primarios. De la combinación de

estos tres colores se obtiene una luz blanca que ofrece un buen rendimiento de color sin penalizar la eficiencia como ocurre en el caso del espectro continuo.

En la Figura 2.4 se muestran las partes que constituyen una lámpara fluorescente convencional. Este tipo de lámparas son de vapor de mercurio a baja presión, clasificadas dentro de las lámparas de descarga.



**Figura 2.4.** Partes de una lámpara fluorescente.

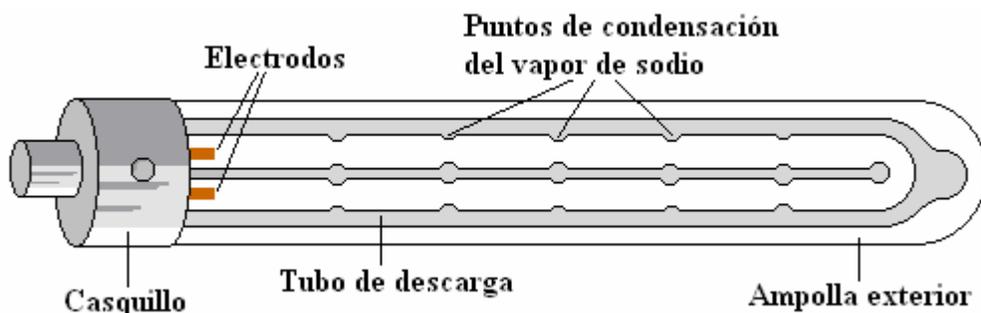
Las lámparas fluorescentes se caracterizan por carecer de ampolla exterior. Están formadas por un tubo normalmente cilíndrico, cerrado en cada extremo con un casquillo de dos contactos donde se alojan los electrodos. El tubo de descarga está relleno con vapor de mercurio a baja presión y una pequeña cantidad de un gas inerte que sirve para facilitar el encendido y controlar la descarga de electrones. La eficacia de la iluminación fluorescente depende del balastro utilizado: las eficiencias son más altas con balastos electrónicos que con balastos electromagnéticos. Este tipo de lámparas tienen una eficacia en el rango de 60-90 lm/W.

### 2.4.3 Lámparas de vapor de sodio a baja presión

La descarga eléctrica en un tubo con vapor de sodio a baja presión produce una radiación monocromática característica, formada por dos líneas en el espectro (589nm y 589.6nm) próximas entre sí. La radiación emitida, de color amarillo, se aproxima al máximo de sensibilidad del ojo humano (555nm). La eficacia de estas lámparas está en el rango de 160-180 lm/W, considerablemente mayor que las anteriores. Este tipo de lámpara ofrece cierta comodidad y agudeza visual, además de una buena percepción de contrastes. Por el contrario, su monocromatismo hace que la reproducción de colores y el rendimiento de color sean deficientes, siendo imposible distinguir los colores de los objetos.

La vida media de estas lámparas es elevada, de aproximadamente 15,000 horas y la depreciación del flujo luminoso que sufren a lo largo de su vida es baja por lo que su vida útil está entre 6,000 y 8,000 horas. Esto junto a su alta eficacia y las ventajas visuales que ofrece la hacen adecuada para usos de alumbrado público, aunque también se utiliza con fines decorativos.

En la Figura 2.5 se observa que el tubo de descarga tiene forma de U para disminuir las pérdidas por calor y reducir el tamaño de la lámpara. Puesto que el sodio es corrosivo el tubo de descarga es elaborado de materiales resistentes, además se practican pequeñas hendiduras para facilitar la concentración del sodio y lograr que se vaporice a una temperatura menor. El tubo está encerrado en una ampolla de vacío con el objeto de aumentar el aislamiento térmico, de esta manera se mantiene la temperatura necesaria en la pared del tubo (270 °C).



**Figura 2.5.** Partes de una lámpara de vapor de sodio a baja presión.

El tiempo aproximado de arranque de una lámpara de este tipo es de diez minutos. Es el tiempo necesario desde que se inicia la descarga en el tubo en una mezcla de gases inertes (neón y argón) hasta que se vaporiza todo el sodio y comienza a emitir luz. Físicamente lo anterior corresponde a pasar de una luz roja (propia del neón) a la amarilla característica del sodio. Se procede así para reducir la tensión de encendido.

#### 2.4.4 Lámparas de HID

Son aquellas que tienen un tubo de descarga gaseosa de dimensiones mucho más reducidas que las lámparas fluorescentes, trabajan a presiones y densidades de corriente suficientes para producir la radiación visible deseada. Su evolución y amplia aplicación se debe a tres razones principales:

- ✓ Elevado rendimiento luminoso. Mayor cantidad de lúmenes por Watts de potencia consumida.
- ✓ Proporcionan una fuente de luz compacta, que permite un buen control de la luz con el uso de sistemas reflectores adecuados.
- ✓ Larga vida y mejor mantenimiento del flujo luminoso que en las lámparas fluorescentes, lo que reduce los costos de reposición y mantenimiento.

De acuerdo con el elemento principal que caracteriza la mezcla de gas, las lámparas de HID se catalogan como [1]:

- Lámparas de vapor de mercurio a alta presión.
- Lámparas de Luz de mezcla.
- Lámparas de vapor de mercurio con aditivos metálicos (comúnmente llamadas de halogenuros metálicos).
- Lámparas de vapor de sodio a alta presión.

##### 2.4.4.1 Lámparas de Vapor de Mercurio a Alta Presión

A medida que se incrementa la presión del vapor de mercurio en el interior del tubo de descarga, la radiación ultravioleta característica de la lámpara a baja presión pierde importancia respecto a las emisiones en la zona visible (violeta de 404.7nm, azul 435.8nm, verde 546.1nm y amarillo 579nm).

En estas condiciones la luz emitida, de color azul verdoso, no contiene radiaciones rojas. Para resolver este problema se acostumbra añadir sustancias fluorescentes que emitan en esta zona del espectro. De esta manera se mejoran las características cromáticas de la lámpara. La temperatura de color se encuentra en el rango de 3500 a 4500 K con índices de rendimiento en color de 40 a 45 normalmente. Tomando en cuenta la depreciación la vida útil se establece en unas 8,000 horas. La eficacia luminosa oscila entre 40 y 60 lm/W y aumenta con la potencia, sin embargo para una misma

potencia es posible incrementar la eficacia añadiendo un recubrimiento de polvo fosforescente que convierta la luz ultravioleta en visible.

Los modelos más habituales de estas lámparas tienen un voltaje de encendido entre 150 y 180 V que permite conectarlas a la red de 120V sin necesidad de elementos auxiliares. Para encenderlas se recurre a un electrodo auxiliar próximo a uno de los electrodos principales que ioniza el gas inerte contenido en el tubo y facilita el inicio de la descarga entre los electrodos principales. A continuación se inicia un periodo transitorio de unos cuatro minutos, caracterizado por el paso de la luz de un tono violeta a blanco azulado, en el que se produce la vaporización del mercurio y un incremento progresivo de la presión del vapor y el flujo luminoso, hasta alcanzar los valores normales. Si en algún momento se apaga la lámpara, es necesario enfriarla para su reencendido, en caso contrario la alta presión del mercurio hace necesario un voltaje de ruptura elevado.

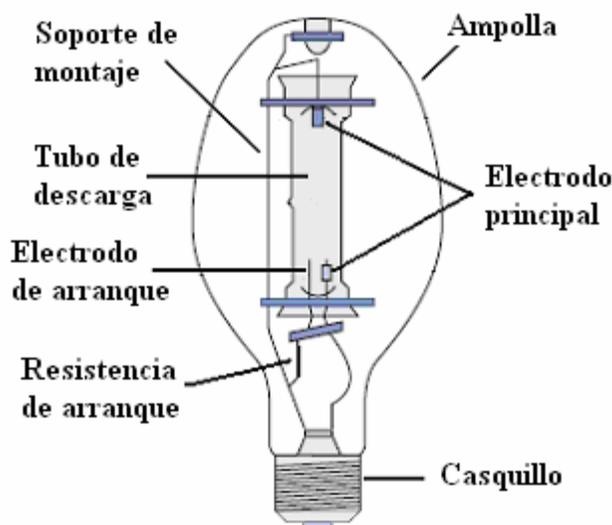


Figura 2.6. Lámpara de vapor de mercurio a alta presión.

#### 2.4.4.2 Lámparas de Luz de Mezcla

Las lámparas de luz de mezcla son una combinación de una lámpara de mercurio a alta presión con una lámpara incandescente y habitualmente un recubrimiento fosforescente. El resultado de esta mezcla es la superposición, del espectro del mercurio, al espectro continuo característico de la lámpara incandescente y las radiaciones rojas provenientes de la fosforescencia.

Su eficacia se sitúa entre 20 y 60 lm/W y es el resultado de la combinación de la eficiencia de una lámpara incandescente con la de una lámpara de descarga. Estas lámparas ofrecen buena reproducción del color con un rendimiento en color de 60 y una temperatura de color de 3600 K.

El tiempo de vida de la lámpara es limitada por la duración del filamento, principal causa de fallo. Respecto a la depreciación del flujo hay que considerar dos causas. Por un lado tenemos el ennegrecimiento de la ampolla a causa del wolframio evaporado y por otro la pérdida de eficiencia de los polvos fosforescentes. En general, la vida media se sitúa en torno a las 6,000 horas.

Una particularidad de estas lámparas, es que no necesitan balastro ya que el propio filamento actúa como estabilizador de la corriente. Esto las hace adecuadas para sustituir las lámparas incandescentes sin necesidad de modificar las instalaciones.

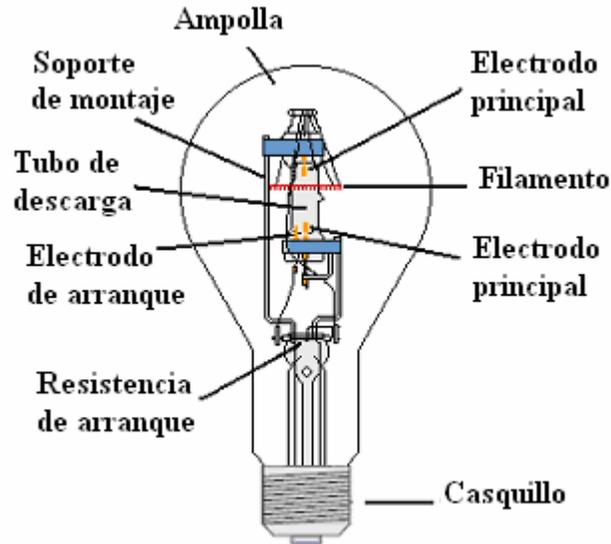


Figura 2.7. Lámpara de luz de mezcla.

#### 2.4.4.3 Lámparas con Halógenos Metálicos

Si se agregan yoduros metálicos (sodio, talio, indio...) al tubo de descarga, se mejora considerablemente la capacidad de reproducción de color de la lámpara de vapor de mercurio. Cada una de estas sustancias aporta nuevas líneas al espectro (por ejemplo amarillo el sodio, verde el talio, rojo y azul el indio).

Los resultados de estas aportaciones son una temperatura de color de 3,000 a 6,000 K dependiendo de los yoduros añadidos y un rendimiento del color de entre 65 y 85. La eficacia luminosa de estas lámparas está en el rango de 60-96 lm/W y su vida media es de aproximadamente 10,000 horas. Tienen un periodo de encendido de aproximadamente diez minutos, que es el tiempo necesario hasta que se estabiliza la descarga. Para su funcionamiento es necesario un dispositivo especial de encendido, puesto que los voltajes de arranque son muy elevados (1,500-5,000 V).

Sus excelentes prestaciones cromáticas la hacen adecuada, entre otras para la iluminación de instalaciones deportivas, para retransmisiones de TV, estudios de cine, proyectores, etc.

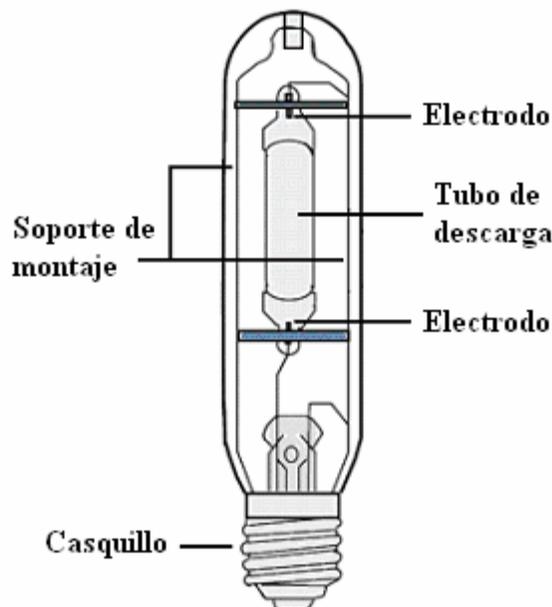


Figura 2.8. Lámpara de halógenos metálicos.

#### 2.4.4.4 Lámparas de Vapor de Sodio a Alta Presión

Las lámparas de vapor de sodio a alta presión tienen una distribución espectral que abarca gran parte del espectro visible, proporcionando una luz blanca dorada más agradable que la proporcionada por las lámparas de baja presión. Sin embargo tienen un rendimiento en color ( $T_{color} = 2,100\text{ K}$ ) y capacidad para reproducir los colores mejor que la de las lámparas a baja presión ( $IRC = 25$ , aunque hay modelos de 65 y 80). No obstante, esto se consigue a base de sacrificar eficiencia; aunque su valor que ronda los  $130\text{ lm/W}$  sigue siendo un valor alto comparado con los de otros tipos de lámparas.

La vida media de este tipo de lámparas es de aproximadamente 20,000 horas y su vida útil está entre 8,000 y 12,000 horas. Dentro las causas que limitan la duración de la lámpara, además de mencionar la depreciación del flujo, se tiene el fallo por fugas en el tubo de descarga y el incremento progresivo del voltaje de encendido hasta niveles que impiden su correcto funcionamiento.

Las condiciones de funcionamiento son muy exigentes debido a las altas temperaturas ( $1,000\text{ }^{\circ}\text{C}$ ), la presión y las agresiones químicas producidas por el sodio que debe soportar el tubo de descarga. En su interior hay una mezcla de sodio, vapor de mercurio que actúa como amortiguador de la descarga y xenón que sirve para facilitar el arranque y reducir las pérdidas térmicas. El tubo está rodeado por una ampolla al vacío. El voltaje de encendido de estas lámparas es elevado y su tiempo de arranque es breve.

Este tipo de lámparas son utilizadas tanto en iluminación de interiores como de exteriores. Algunos ejemplos son en iluminación de naves industriales, alumbrado público o iluminación decorativa [URL7].

La mayoría de las lámparas de descarga debido a sus propiedades requieren de un balastro para funcionar, el cual se encarga de operar de manera correcta la lámpara.

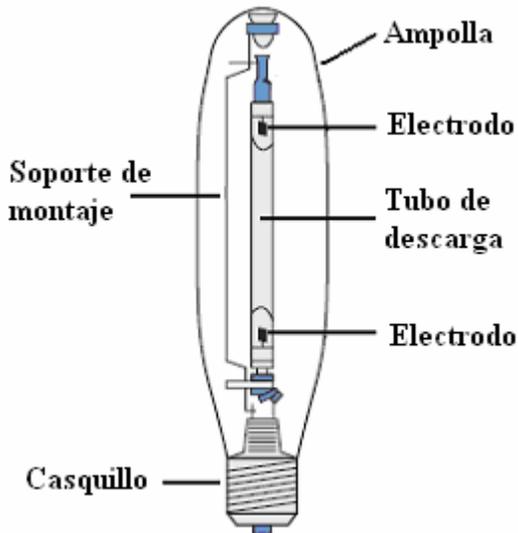


Figura 2.9. Lámpara de vapor de sodio a alta presión.

#### 2.4.4.5 Características de operación de las lámparas de HID

- Pasan por diferentes estados hasta permanecer en estado estable.
- Por lo anterior requieren de un balastro para su operación.
- Están compuestas de gases a alta presión.
- Requieren de una un voltaje de encendido en el rango de 1 a 25kV.
- Operan a temperaturas por arriba de los  $1,000^{\circ}\text{ C}$ .

#### 2.4.4.6 Principales ventajas de las lámparas de HID

- Excelentes prestaciones cromáticas.
- Alto flujo luminoso.
- Alta eficacia luminosa (lm/W).
- Vida nominal elevada (28,000 hr aproximadamente).
- Bajo costo de funcionamiento.

#### 2.4.4.7 Aplicaciones y beneficios de las lámparas de HID

En la tabla 2.1 se presentan algunas aplicaciones y beneficios para lámparas de HID.

**Tabla 2.1.** Aplicación y beneficios de las lámparas HID.

Aplicaciones	Beneficios
<b>Comercial</b>	Hace lucir a la mercancía más atractiva y más natural. Bajos costos de energía.
<b>Industrial</b>	Mejora de seguridad y la productividad. Bajos costos de energía y de mantenimiento.
<b>Exteriores y alumbrado público</b>	Mejora la seguridad y la productividad. Bajos costos de energía y de mantenimiento.
<b>Horticultura</b>	Rápido crecimiento de la planta. Reducción de costos de mantenimiento.
<b>Iluminación deportiva</b>	Luz brillante de muy buena calidad. Bajos costos de energía y de mantenimiento.
<b>Iluminación de Seguridad</b>	Bajos costos de operación y mayor vida útil.

#### 2.4.4.8 Lámparas de HID con ignitor interno

Los principales motivos por los que se crearon las lámparas de HID con ignitor interno fueron: mejorar las prestaciones de las mismas, evitar el uso de un ignitor externo y disminuir el mantenimiento del sistema de iluminación.

Este tipo de lámparas presenta las siguientes ventajas a comparación de las tradicionales:

- No requiere de ignitor.
- Simplifica el diseño del balastro electrónico.
- Incrementa la vida útil de la lámpara.
- Reduce costos de mantenimiento.

Las lámparas de este tipo no son comunes debido a que no tienen mucho tiempo en el mercado, pero debido a las ventajas que éstas presentan ante las demás las hacen una buena opción en los sistemas de iluminación en el futuro.

Cabe mencionar que el costo de las lámparas con ignitor es mayor que las convencionales, sin embargo su costo en un futuro será más accesible.

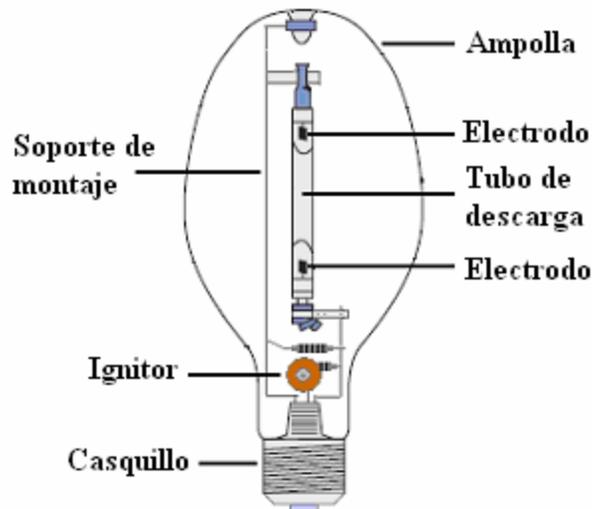


Figura 2.10. Lámpara de vapor de sodio de alta presión con ignitor interno.

## 2.5 Estado sólido

La iluminación de estado sólido es relativamente nueva y extremadamente prometedora, la cual utiliza diodos emisores de luz, convencionales y de potencia como fuente de iluminación. Las ventajas de los sistemas de iluminación de estado sólido sobre la mayoría de las tecnologías convencionales son las siguientes: compactos, bajo consumo de energía, tiempo de vida largo, robustez y durabilidad, facilidad para variar la intensidad luminosa, direccionabilidad, operabilidad en aplicaciones a bajas temperaturas.

En la actualidad estos sistemas de iluminación están dirigidos a aplicaciones a potencias bajas, sin embargo con el paso del tiempo sus prestaciones serán mejores.

### 2.5.1 LEDs

Un diodo emisor de luz (LED por sus siglas en inglés “Light Emitting Diode”) es un componente electrónico de estado sólido. Este tipo de semiconductores pertenece a la familia de los diodos. Los diodos tienen la particularidad de conducir la corriente eléctrica fácilmente en un sentido. La simbología perteneciente a un LED se presenta en la Figura. 2.11 [URL1].

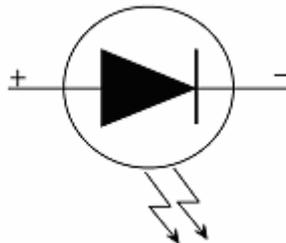


Figura 2.11. Símbolo de un LED.

#### 2.5.1.1 Principio de funcionamiento

Cuando se aplica una diferencia de potencial al Chip los electrones se mueven fácilmente sólo en una dirección a través la unión pn. La región p consta de más cargas positivas que negativas. En cambio en la región n hay más cargas negativas que positivas. Cuando se aplica voltaje y la corriente empieza a fluir, los electrones en la región n tienen suficiente energía para cruzar la unión hacia la región p. Una vez en ésta, los electrones son inmediatamente atraídos hacia las cargas positivas.

Cuando un electrón se mueve lo suficientemente cerca de una carga positiva en la región p, las dos cargas se recombinan.

Cada vez que un electrón se recombina con una carga eléctrica positiva, la energía eléctrica potencial es convertida en energía electromagnética. Por cada una de estas recombinaciones un quantum de energía electromagnética es emitido en forma de fotón de luz con una frecuencia que depende del material semiconductor. Los fotones son emitidos en un rango de frecuencia muy estrecho que depende del material del Chip; el color de la luz difiere según los materiales semiconductores y requieren diferentes voltajes para encenderlos [URL3].

En la Tabla 2.2 se muestra la longitud de onda y el color emitido de diferentes LEDs. Como se observa estos dispositivos son construidos por una mezcla de diferentes materiales [URL4].

**Tabla 2.2.** Materiales utilizados para la construcción de diodos LED.

<b>Material</b>	<b>Color</b>	<b>Longitud de onda de emisión (nm)</b>
GaAs	Infrarrojo	940
GaAlAs	Infrarrojo	890
GaP	Rojo profundo	700
GaAlAs	Rojo profundo	660
AlInGaP	Rojo	640
GaAsP/GaP	Rojo	630
AlInGaP	Rojo	626
AlInGaP	Rojo – Naranja	615
GaAsP/GaP	Naranja	610
GaAsP/GaP	Amarillo	590
AlInGaP	Amarillo	590
GaP	Verde	565
GaP	Verde	555
InGaN	Verde	525
GaN	Verde	525
InGaN/Zafiro	Verde turquesa	505
InGaN/Zafiro	Verde turquesa	498
SiC	Azul	480
InGaN/Zafiro	Azul	450
GaN	Azul	430
InGaN/Zafiro	Azul	425
GaN	Ultravioleta	370

### 2.5.1.2 Estructura básica

Como se observa en la Figura 2.12 el LED viene provisto de dos terminales que tienen aproximadamente de 2 a 2,5 cm. En el esquema podemos observar que la parte interna de la terminal del cátodo es más grande que el ánodo, esto es porque el cátodo es el encargado de sujetar al sustrato de silicio, y como consecuencia disipar el calor generado hacia el exterior. Por su parte la terminal del ánodo se conecta al encapsulado por un delgado hilo de oro, el cual prácticamente no conduce calor. Esto no sucede en todos los LEDs, solo en los últimos modelos de alto brillo y en los primeros modelos de brillo estándar. Por eso no es conveniente identificar el cátodo de esta manera.

La terminal que sostiene el sustrato cumple otra misión muy importante, la de reflector, ya que tiene una forma parabólica o semicircular, este es un punto crítico en la fabricación y concepción del LED ya que un mal enfoque puede ocasionar una pérdida considerable de energía o una proyección dispareja. [URL5].

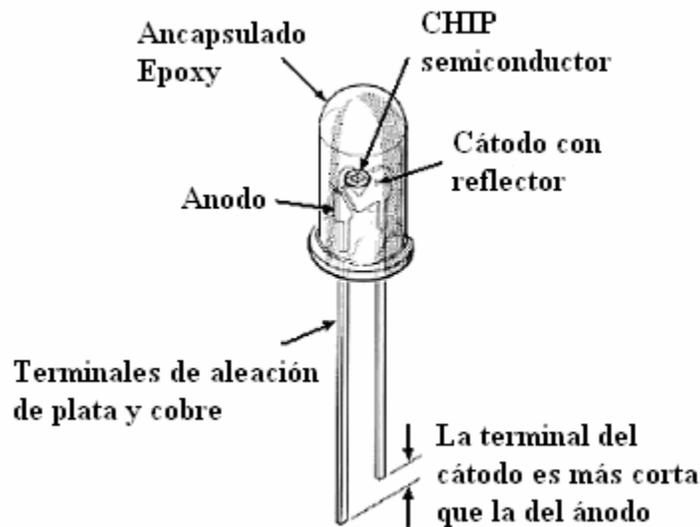


Figura 2.12. Partes de un el LED de 5mm.

### 2.5.2 LEDs de potencia

En la Figura 2.13 se muestra un LED estándar de alta potencia ahora disponible en el mercado. El metal situado en la base del LED mejora considerablemente la transferencia de calor. Esto permite una corriente más alta, una mayor emisión de luz y un rendimiento mayor. La resistencia térmica de los dispositivos de alta potencia es 10 veces menor que un LED convencional de 5mm.

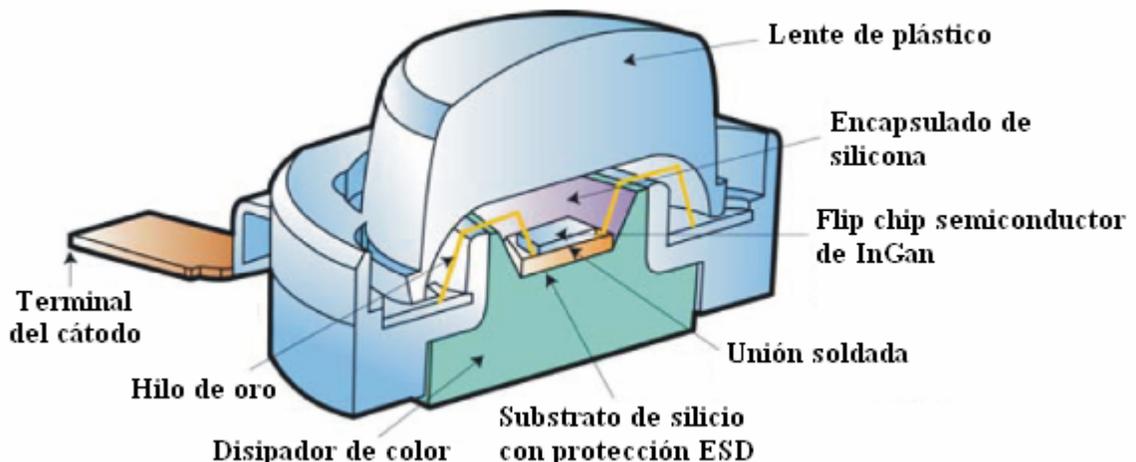


Figura 2.13. Partes de un LED de Potencia.

Estos nuevos LEDs no transmiten emisiones ultravioletas, ni tampoco infrarrojos y además no calientan la superficie a la que iluminan, pero su principal ventaja es su reducido consumo de energía y su alta eficiencia. Una bombilla incandescente emplea sólo un 10% de cada Watt para iluminar, mientras que el resto es calor, en los LEDs, es totalmente lo contrario, un 90% de iluminación y un 10% de calor. Además, otra cualidad es que no tiene pérdidas por reflexión, los sistemas como los microicos necesitan de reflectores para concentrar la luz al lugar donde queremos iluminar, perdiendo 60% de efectividad, mientras que el LED no precisa estos sistemas y la luz puede ser dirigida a la zona que queremos iluminar con una eficiencia del 90%.

En la Figura 2.14 se muestra un LED comercial de 1W de potencia de la marca Luxeon.

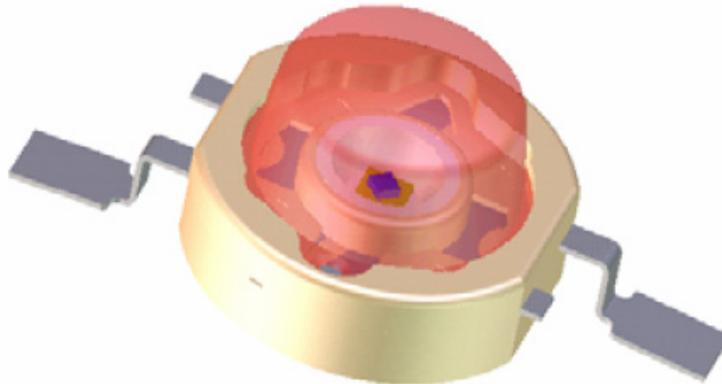


Figura 2.14. LEDs de potencia Luxeon.

### 2.5.2.1 Ventajas

**Bajo costo de mantenimiento:** Vida útil de 50,000 horas, lo que evita reemplazos constantes.

**Máximo efecto visual:** Posibilidad de saturar superficies con luz, lo que varía el aspecto de fachadas y ambientes en general. Por ser una fuente de luz monocromática, sin generación de Ultravioleta e Infrarrojo, alcanza una saturación de color y brillo mayor que las opciones actuales.

**Encendido inmediato:** Posibilita la creación de efecto tipo “flashing”.

**Encendido instantáneo** (incluso con temperaturas de hasta 20°C): Creación de ambientes diferenciados. La dimerización, además de ahorrar energía, al contrario de otras fuentes de luz, favorece el aumento de la vida útil de los LEDs.

**Confiabilidad:** Resiste a grandes variaciones, temperatura y vibración, lo que asegura la continuidad de operación independientemente de las condiciones del lugar de uso, creando nuevas posibilidades para aplicación de luz, como por ejemplo, la orientación del tráfico en vías públicas.

**Nuevas posibilidades para diseño:** Favorecen el diseño de luminarias, lo que maximiza el rendimiento de los sistemas de iluminación, gracias al tamaño reducido y a su geometría.

**Mayor seguridad:** funcionan con voltajes bajos. Proporcionando seguridad a los usuarios durante su instalación y operación.

**Colores vívidos y sin filtros.** Los LEDs no requieren de filtros para crear luz de color; como resultado se generan los colores más puros y profundos sin desperdicio de luz.

**Conmutación ilimitada.** Posibilidad de encendido y apagado ilimitado sin afectar el desempeño y funcionamiento del LED.

## 2.6 Lámparas de Inducción

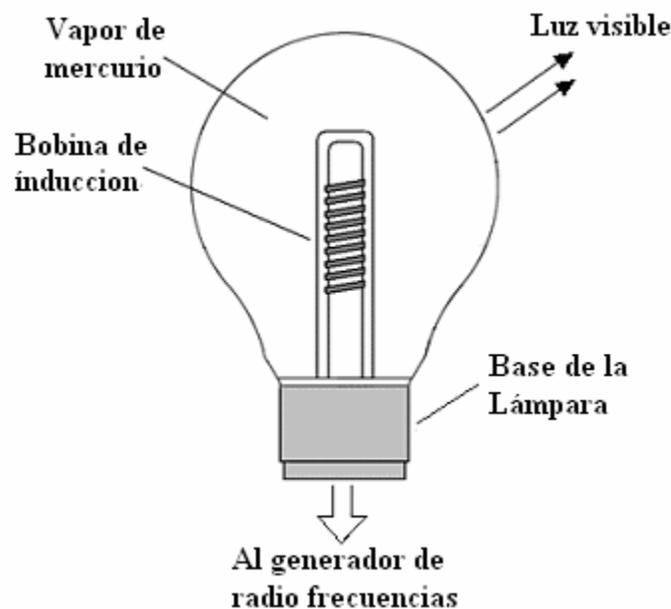
Recientemente han aparecido en el mercado lámparas que utilizan el principio de inducción. Son lámparas de mercurio de baja presión con revestimientos trifosfóricos y cuya producción de luz es similar a la de las lámparas fluorescentes. La energía se transmite a la lámpara por radiación de alta frecuencia, aproximadamente a 2,5 MHz, desde una antena situada en el centro de la lámpara. No existe conexión física entre la bombilla y la bobina. Sin electrodos u otras conexiones alámbricas, la construcción del recipiente de descarga es más sencilla y duradera. La vida útil de la lámpara se determina principalmente por la fiabilidad de los componentes electrónicos y la constancia del flujo luminoso del revestimiento fosfórico [URL6].

### 2.6.1 Principio de funcionamiento

Un equipo de radio frecuencia envía una corriente eléctrica a la bobina de inducción, que consta de un alambre enrollado sobre un núcleo metálico o plástico. La corriente que pasa a través de la bobina de inducción genera un campo electromagnético. El campo electromagnético excita al gas de mercurio contenido dentro de una ampolla, el cual emite radiación ultravioleta. Esta energía ultra violeta excita la capa de fósforos que cubren la ampolla del tubo, produciendo radiación visible.

### 2.6.2 Estructura básica

En la Figura 2.15 se muestran los componentes principales de una lámpara de inducción.



**Figura 2.15.** Componentes de una lámpara de inducción.

La lámpara de inducción consta de tres componentes principales, y se describen a continuación:

**Ampolla:** Es un recinto de vidrio que contiene un gas inerte a baja presión y una pequeña cantidad de vapor de mercurio. Las paredes están recubiertas de polvo fluorescente similar al empleado en las lámparas fluorescentes.

**Suministro de energía:** Se transfiere energía desde el generador de alta frecuencia a la ampolla por medio de una antena formada por una bobina primaria de inducción y un núcleo de ferrita. También cuenta con un soporte para la antena, un cable coaxial y una varilla termoconductor.

**Generador de alta frecuencia:** Produce una corriente de alta frecuencia, que suministra a la antena. Contiene un oscilador ajustado a las características de la bobina primaria. Debido a que estas lámparas son dispositivos electrónicos, generan ondas electromagnéticas y por lo tanto producen interferencia no deseada.

# CAPÍTULO 3

## BALASTROS ELECTRÓNICOS PARA LÁMPARAS DE HID

*En este capítulo se presentan los principios fundamentales de operación de los balastros, así como también su estructura mediante diferentes topologías de circuitos electrónicos, su clasificación y principales características.*

### 3.1 Introducción

Las lámparas incandescentes, halógenas y de luz de mezcla se conectan directamente a la línea de potencia. Este tipo de lámparas no requieren de un equipo auxiliar o transformador para su funcionamiento debido a la linealidad que presentan, es decir la corriente es proporcional al voltaje aplicado.

Las lámparas de descarga tienen la particularidad de que la relación entre la corriente que pasa por ellas y el voltaje aplicado no son proporcionales, es decir, que la relación voltaje -corriente no es lineal, sino negativa; dicho de otra forma, el voltaje del arco depende poco de la corriente que pasa por el mismo. Dependiendo del voltaje aplicado, si se produce el arranque, puede ocurrir que la intensidad de la corriente se eleve enormemente hasta provocar la destrucción de la lámpara o que la corriente fluctúe desproporcionadamente con pequeñas variaciones de voltaje. Por estas razones, es indispensable utilizar algún dispositivo estabilizador de corriente. El dispositivo encargado de realizar esta función es el balastro.

### 3.2 Balastros

Las lámparas de descarga presentan cierta impedancia al paso de la corriente, que disminuye a medida que la corriente aumenta, razón por la cual no pueden ser conectadas directamente a la red de alimentación sin algún equipo auxiliar que controle la circulación de corriente por la misma [2].

Los balastros son dispositivos que se utilizan con las lámparas de descarga, para limitar la corriente que circula por las mismas a los valores exigidos para un funcionamiento adecuado. Además, cuando es necesario, suministran el voltaje y la corriente de arranque [3].

De forma general las funciones que cumplen los balastros son:

- Proporcionar la corriente de arranque o de precalentamiento de los cátodos para conseguir la emisión inicial de electrones.
- Suministrar el voltaje de salida en vacío, suficiente para generar el arco en el interior de la lámpara.
- Limitar la corriente en la lámpara a los valores adecuados para un correcto funcionamiento.
- Controlar las variaciones de la corriente en la lámpara, frente a variaciones del voltaje de alimentación.

Existen dos tipos de balastos, los balastos Electromagnéticos y los Electrónicos los dos presentan diferentes características debido a su composición.

### 3.3 Balastos electromagnéticos

Los balastos electromagnéticos están compuestos, por bobinas de cobre sobre un núcleo de hierro laminado. El calor que se genera depende en gran medida de la resistencia óhmica de las bobinas y la histéresis en el núcleo. Este tipo de balastos se alimentan con corriente alterna y por consiguiente operan a frecuencia de línea de 50 ó 60Hz, esto hace que el dispositivo genere un ligero zumbido audible y al momento de estar encendida la lámpara produce el efecto estroboscópico, que es el parpadeo de la emisión luminosa a la frecuencia de línea [3].

### 3.4 Balastos electrónicos

Un aspecto importante en un balastro electrónico para lámparas de descarga, es el aumento de la frecuencia de conmutación. Esto trae como consecuencia altas eficiencias de funcionamiento, reducción en el tamaño y peso de los elementos pasivos del circuito, dando lugar a topologías con estructura simple y altas densidades de potencia. Asimismo se incrementa la eficiencia y la vida útil del tubo de descarga, dando lugar a sistemas de iluminación con mejores prestaciones que contribuyan al ahorro de energía.

Los balastos electrónicos ofrecen ventajas importantes con respecto a los balastos electromagnéticos convencionales, tales como:

- ✓ Mejoran la eficiencia de la lámpara y del sistema.
- ✓ No producen efectos de parpadeo o estroboscópicos.
- ✓ Brindan un arranque instantáneo sin necesidad de un arrancador.
- ✓ Incrementan la vida útil de la lámpara.
- ✓ Ofrecen excelentes posibilidades de regulación del flujo luminoso de la lámpara.
- ✓ Factor de potencia próximo a la unidad, aunque hay que vigilar que los armónicos en línea no excedan los valores máximos admitidos.
- ✓ La conexión es más simple.
- ✓ Poseen menor aumento de la temperatura.
- ✓ No producen zumbido ni otros ruidos.
- ✓ Son menos pesados y voluminosos.
- ✓ Pueden ser utilizados en corriente continua.

### 3.5 Balastos para lámparas de HID

Las lámparas de HID presentan el inconveniente de las resonancias acústicas cuando trabajan a altas frecuencias que puede resultar en un mal funcionamiento de la lámpara o provocar la destrucción de la misma. Por lo tanto en la actualidad se trabaja con balastos que proporcionan señales a baja frecuencia para poder evitar este fenómeno.

Los balastos para lámparas de HID realizan dos funciones muy importantes:

1. Aplicar un voltaje alto a la lámpara a través de los gases iniciando una descarga y sosteniendo el voltaje requerido para generar el arco en el tubo de descarga.

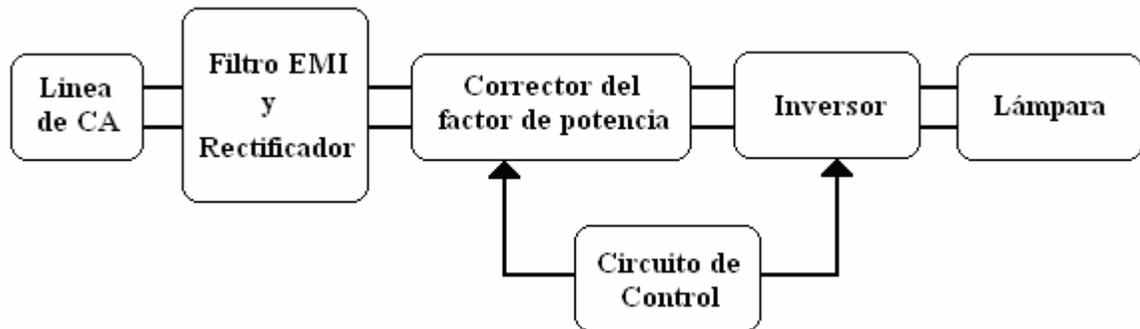
2. Cuando la lámpara arranca, al no tener filamento que ofrezca resistencia, la corriente eléctrica puede crecer hasta causar daños físicos a la misma, por lo cual es necesario la utilización del balastro como controlador y regulador de la corriente eléctrica que pasa a través del arco.

### 3.5.1 Estructura básica de los balastos para lámparas de HID

La estructura básica de los balastos electrónicos para lámparas de HID varía dependiendo de la fuente de suministro de energía. La fuente puede ser de corriente alterna (ca) o corriente directa (cd).

En la Figura 3.1 se muestra el diagrama a bloques básico de un balastro electrónico para lámparas de HID alimentado con ca, el cual cuenta con los siguientes bloques o etapas.

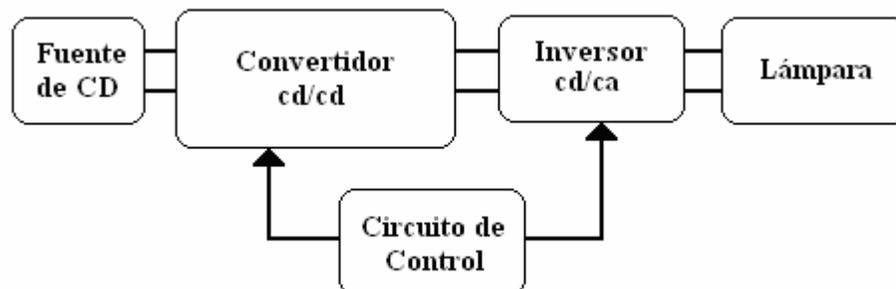
- Filtro de entrada y rectificación
- Corrección del factor de potencia
- Inversor
- Control



**Figura 3.1.** Diagrama a bloques de un balastro electrónico alimentado con ca.

En la Figura 3.2 se muestra el diagrama a bloques básico de un balastro electrónico para lámparas de HID alimentado con cd, el cual cuenta con los siguientes bloques o etapas.

- Convertidor cd/cd
- Inversor
- Control



**Figura 3.2.** Diagrama a bloques de un balastro electrónico alimentado con cd.

### 3.5.2 Filtros

Los balastos electrónicos son aparatos que operan a altos voltajes y altas frecuencias de conmutación, siendo fuentes importantes de ruidos eléctricos y emisiones no deseables, que deben ser eliminados o disminuidos según exigencias de la normativa.

Esta etapa está formada por inductores y capacitores, que derivan a tierra las componentes no deseadas en forma de corrientes de dispersión o de fuga. Realiza las siguientes funciones:

- Disminuir las emisiones conducidas de alta frecuencia a la red de acuerdo a los límites establecidos por la normativa aplicable
- Disminuir los armónicos por debajo de los límites marcados por la normativa.
- Contribuye a la mejora del factor de potencia, ya que reduce la modulación de alta frecuencia en la onda de corriente de alimentación.

### 3.5.3 Convertidor cd/cd conmutado

Con la aparición de la microelectrónica muchos circuitos necesitan que se les suministre potencia a diferentes niveles de voltaje de corriente continua, y es más frecuente que esta alimentación provenga de una batería, por lo que se hace necesaria la utilización de convertidores cd/cd.

Un convertidor cd/cd tiene la misma función, en corriente continua, que la de un transformador en corriente alterna, es decir, permiten la transferencia de energía entre diferentes niveles de voltaje, y este está compuesto por una fuente de voltaje, un almacenador de energía, un modulador PWM y un filtro de salida.

Los convertidores cd/cd conmutados, reciben este nombre porque en su realización se emplean dispositivos electrónicos que trabajan en conmutación. Se logra de esta forma que la energía disipada sea teóricamente nula, debido a que los dispositivos soportan voltaje sin dejar pasar corriente durante el estado de corte y dejan pasar corriente sin soportar voltaje durante el estado de conducción. En la práctica la disipación no es nula, debido principalmente a que en los componentes coexisten voltajes y corrientes apreciables durante las transiciones de un estado a otro.

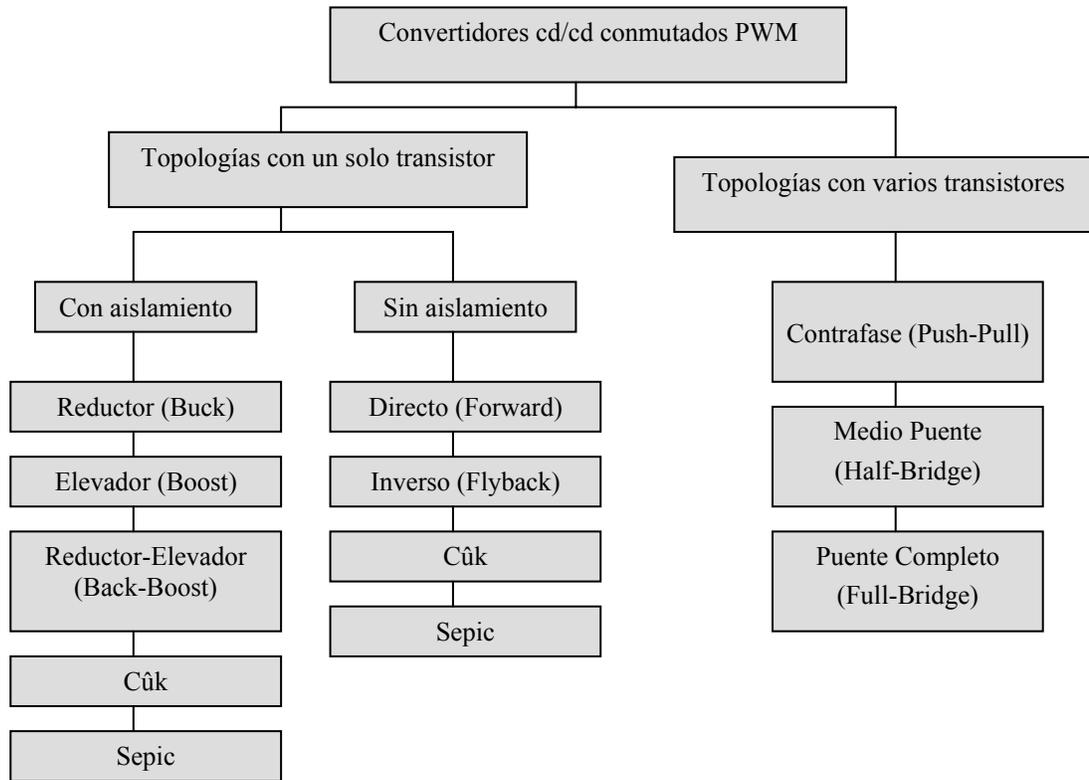
Cuando estos convertidores se utilizan en aplicaciones en las que el nivel de potencia manejado es bajo, el elemento semiconductor principal es un transistor. Se suelen utilizar transistores bipolares para potencias de varios kW, con una frecuencia de conmutación inferior a 50 kHz, y transistores MOS para potencias máximas de unos pocos kW, con una frecuencia de trabajo superior a 50 kHz. En la actualidad se utilizan también IGBTs, en un rango intermedio entre el de los bipolares y los MOSFETs, por sus características híbridas entre ambos.

Entre las principales aplicaciones para los convertidores cd/cd destacan las fuentes de alimentación y balastos electrónicos entre otras.

Los convertidores cd/cd conmutados se pueden dividir en dos grandes categorías, de acuerdo con su principio de funcionamiento:

- a) Controlados mediante modulación de anchura de impulsos (PWM).
- b) Resonantes.

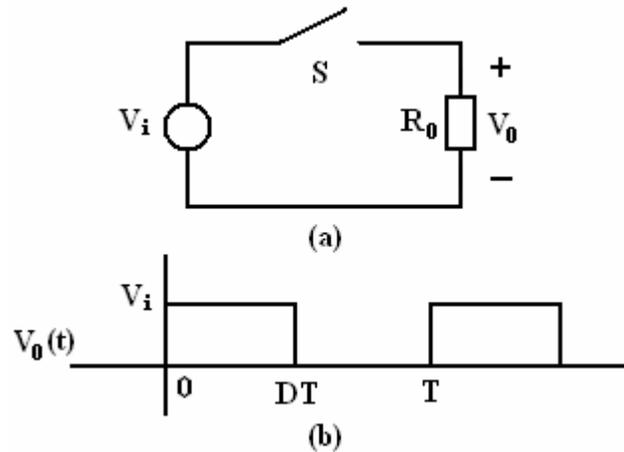
Los convertidores cd/cd conmutados controlados por PWM se pueden clasificar atendiendo a su topología, es decir, a la forma en que se interconectan los elementos pasivos y los interruptores como se muestra en la Figura 3.3.



**Figura 3.3.** Clasificación de los convertidores cd/cd conmutados PWM.

### 3.5.3.1 Topologías básicas de convertidores cd/cd con un solo transistor

En la Figura.3.4 (a) se presenta la topología más simple para un convertidor cd/cd, donde una carga resistiva se alimenta desde una fuente de voltaje  $V_i$ , y un interruptor  $S$  que conmuta a una frecuencia  $f=1/T$ .



**Figura 3.4.** Convertidor cd/cd: a) circuito básico, b) señal de salida  $V_0$ .

El voltaje en la resistencia  $R_0$  tiene la forma de la Figura 3.4 b y su valor medio está dado por

$$V_0 = \frac{1}{T} \int_0^{DT} V_i dt \quad (3.1)$$

de donde se obtiene la siguiente relación

$$V_0 = DV_i \quad (3.2)$$

donde  $D$  es el ciclo de trabajo, y representa la fracción de tiempo en la cual conduce el interruptor  $S$  y esta definido por 3.3.

$$D = \frac{t_{ON}}{T} = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} \cdot t_{ON} = D \cdot T \cdot t_{OFF} = (1 - D) \cdot T \quad (3.3)$$

donde  $t_{ON}$  es el tiempo en el que el interruptor se encuentra cerrado y  $t_{OFF}$  es el tiempo en el que se encuentra abierto.

Se observa que el voltaje y la corriente en la carga presentan un alto contenido armónico. Pocas aplicaciones aceptan una fuente con esas características, por lo tanto es necesario agregar un filtro para obtener una corriente y voltaje constante en la carga.

### 3.5.3.2 Convertidor Reductor (Buck)

El convertidor reductor se muestra en la Figura 3.5, como su nombre lo indica, reduce el voltaje de salida en referencia al de la entrada.

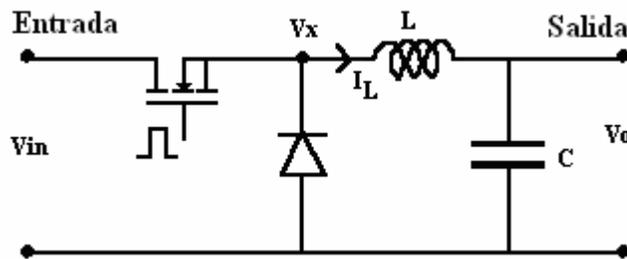


Figura 3.5. Circuito convertidor Buck.

### 3.5.3.3 Convertidor Elevador (Boost)

El convertidor elevador se muestra en la Figura 3.6, como su nombre indica, eleva el voltaje de salida en referencia al de la entrada.

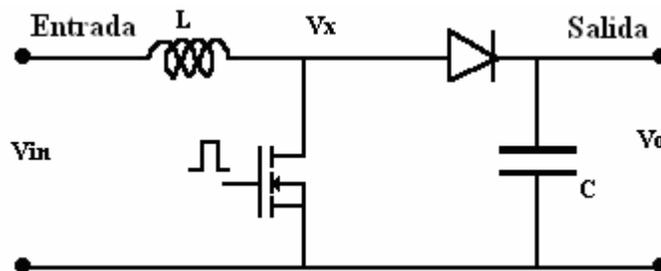


Figura 3.6. Circuito convertidor Boost.

### 3.5.3.4 Convertidor Reductor-Elevador (Buck-Boost)

El convertidor reductor-elevador se muestra en la Figura 3.7, reduce o eleva el voltaje de salida en referencia al de la entrada dependiendo de si el valor  $D$  (ciclo de trabajo) es menor o mayor de 0.5.

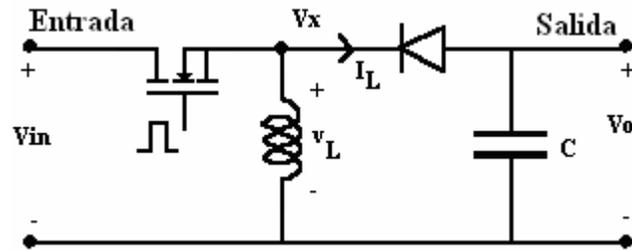


Figura 3.7. Circuito convertidor Buck-Boost.

### 3.5.3.5 Convertidor Cúk

En este circuito el capacitor se divide en dos, uno en serie con la entrada y otro en paralelo con la salida. La presencia de estos capacitores, al encontrarse en serie con los arrollamientos primario y secundario, previene la existencia de corrientes continuas que puedan producir la saturación del núcleo.

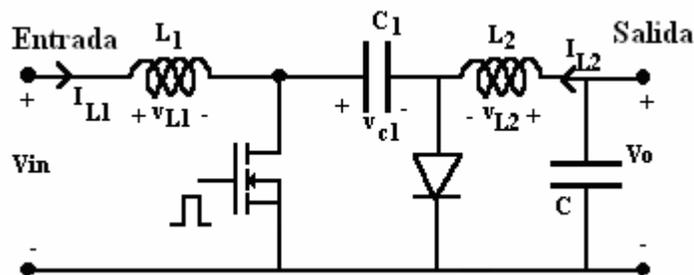


Figura 3.8. Circuito convertidor Cúk.

### 3.5.3.6 Convertidor Flyback

El circuito convertidor flyback que se muestra en la Figura 3.9 es una versión con aislamiento de un Buck-Boost, donde el transformador hace dos funciones al mismo tiempo, aísla la entrada de la salida y funciona como inductor del convertidor.

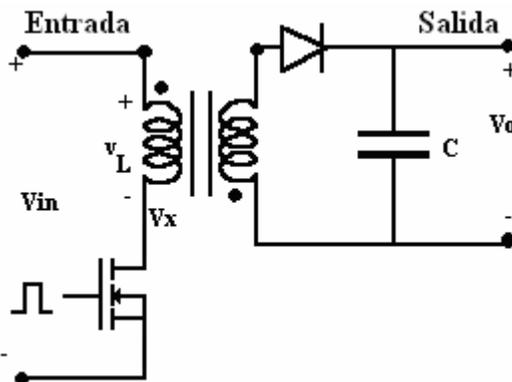


Figura 3.9. Circuito convertidor Flyback

### 3.5.3.7 Convertidor Directo (Forward)

El convertidor Directo es otro convertidor con aislamiento. Se utiliza para altas corrientes de salida. Es una versión con aislamiento de un convertidor Reductor.

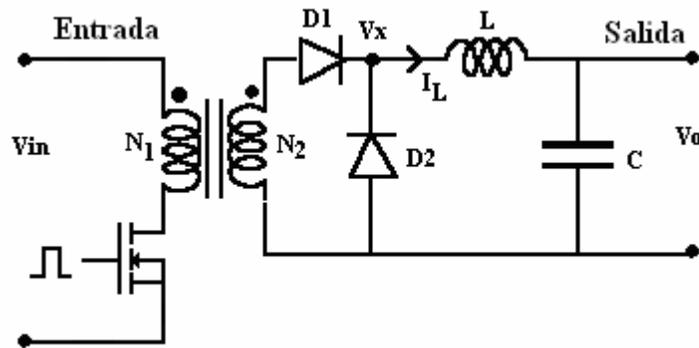


Figura 3.10. Circuito convertidor Forward

### 3.5.4 Convertidor cd/ca o inversor

Este tipo de convertidores son conocidos como inversores ya que tienen la función de convertir un voltaje de entrada de cd en otro a la salida de ca con la magnitud y la frecuencia deseada.

Algunos convertidores proporcionan señales senoidales pero por lo general requieren de circuitos de control complicados. Sin embargo la mayoría de las aplicaciones requieren señales cuadradas y cuasisenoidales y sus circuitos de control no son muy complicados.

Los inversores tienen múltiples aplicaciones, entre las cuales podemos destacar los Sistemas de Alimentación Ininterrumpida (S.A.I.), que se emplean para la alimentación de ordenadores u otros equipos electrónicos que requieren una gran seguridad de funcionamiento; el control de motores de ca, balastos electrónicos, instalaciones de energía solar fotovoltaica, etc. [4].

#### 3.5.4.1 Principio de Funcionamiento

Para conseguir una corriente alterna partiendo de una corriente continua necesitamos un conjunto de interruptores que puedan ser conectados y desconectados a una determinada carga de manera que la salida sea positiva y negativa alternativamente.

Cada uno de estos interruptores inicialmente consistía en tiristores o transistores de potencia. Sin embargo en la actualidad se cuenta con MOSFET, IGBTs y otros dispositivos de última generación como el coolMOS. La función de estos dispositivos es que la corriente circule en los dos sentidos.

Los circuitos básicos de este tipo de convertidores se muestran en las Figuras 3.11 y 3.12.

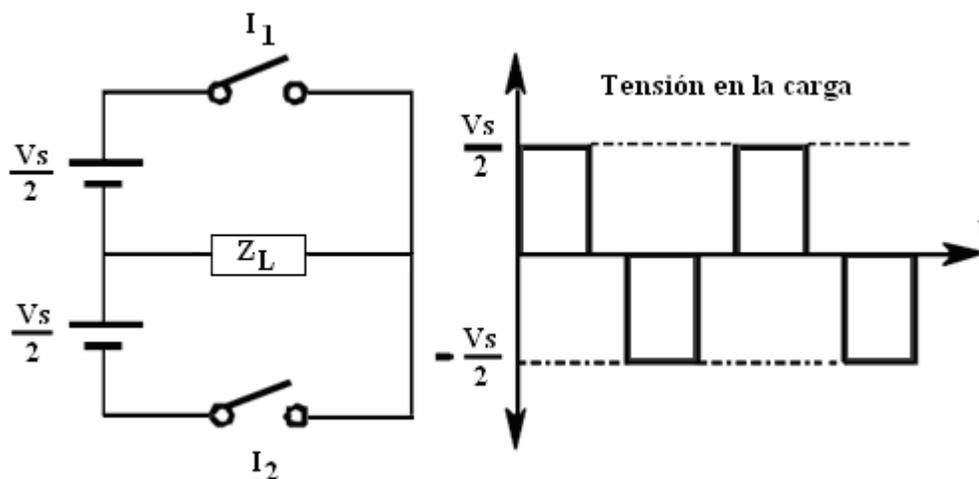
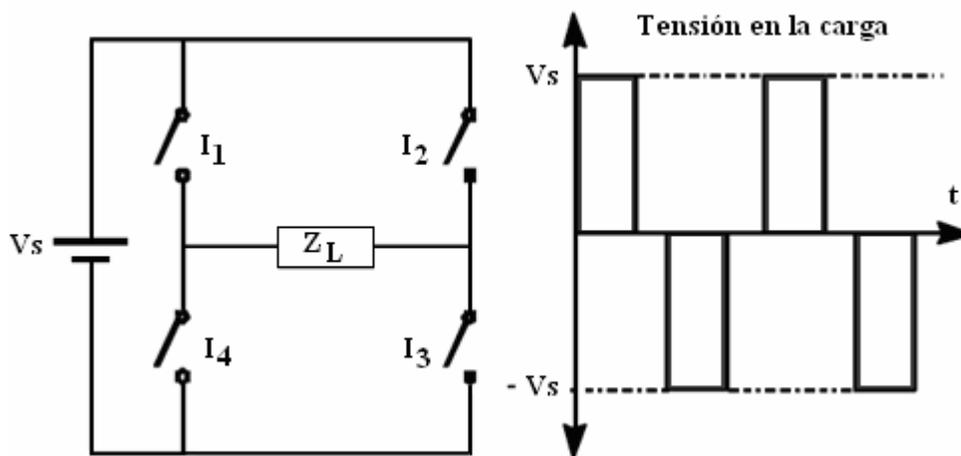


Figura 3.11. Circuito básico del convertidor en medio puente.



**Figura 3.12.** Circuito básico del convertidor en puente completo.

El circuito de la Figura 3.11, tiene el inconveniente de necesitar una fuente con toma intermedia, mientras que en el circuito de la Figura 3.12 este problema se soluciona utilizando cuatro interruptores los cuales se cierran dos a dos; durante el primer semiperíodo se cierran los interruptores  $I_1$  e  $I_3$ , y durante el segundo lo hacen  $I_2$  e  $I_4$ . Además con el circuito de la Figura 3.12, a igualdad de valor de la batería, tenemos un voltaje de salida igual al doble que del circuito de la Figura 3.11.

### 3.5.5 Ignitor

Los balastos electrónicos para lámparas de HID requieren de pulsos de voltaje suficientemente altos para provocar la ruptura del gas dentro del tubo de descarga de la lámpara, estos pulsos son generados por el circuito ignitor, el cual se debe desconectar automáticamente una vez que el arco haya sido establecido.

Los pulsos de voltaje dependerán del tipo de lámpara y la potencia de operación de la misma, y pueden variar entre 600 y 20kV y tienen una duración de algunos segundos.

En la actualidad distintos tipos de ignitores son requeridos debido a que cada tipo de lámpara de HID requiere de diferentes parámetros de encendido como son: la forma del voltaje pico, el número de pulsos de voltaje con cierto periodo, la anulación de estos voltajes al lograr la estabilidad de la lámpara, entre otras. Por lo tanto es indispensable realizar un diseño específico para cada tipo de lámpara partiendo de las especificaciones de cada una, lo cual puede hacer aun más complejo el diseño de un balastro electrónico.

La estructura básica de un ignitor consta de un capacitor que almacena la energía para después entregarla a un inductor. Esto se logra cortocircuitando el capacitor por medio de un interruptor, regularmente del tipo bimetalico, el cual se cierra cuando el voltaje sobrepasa su voltaje de umbral provocando que en el inductor aplique una  $di/dt$  con una pendiente elevada, generando en los extremos del inductor un pulso de alto voltaje necesario en la ignición de la lámpara.

Por tal motivo como se menciono anteriormente en la actualidad hay lámparas de alta intensidad de descarga que tienen incorporado este dispositivo internamente por lo cual el balastro evita integrar el circuito ignitor en el diseño, logrando reducir el volumen, peso y la complejidad del mismo [URL8].

### 3.5.6 Control

Los balastos electrónicos cuentan con una etapa de control que se encarga de manejar la compuerta de los dispositivos de potencia, además de sensar algunas variables para el buen funciona-

miento del sistema en las diferentes etapas que se presentan en el encendido de la lámpara, como son: Pre-encendido, transición luminiscencia-arco y estado estable.

Existen diferentes estrategias de control para los balastos electrónicos, en donde el principal objetivo es llevar a cabo las transiciones necesarias para el encendido de la lámpara y la estabilización de la misma. Conforme se ha avanzado en el estudio de las diferentes estrategias de control se ha tratado de constituir sistemas de control robustos que ofrezcan las condiciones óptimas para las diferentes aplicaciones logrando así balastos eficientes altamente confiables.

La elección de este tipo de estrategias de control dependerá en gran medida de la configuración de la etapa de potencia del balastro electrónico, esto debido a que en la mayoría de los casos varía la forma en que el circuito de control monitorea todas las señales tanto de corriente como de voltaje y en base a esto, de que manera emprenderá las diferentes acciones con el fin lograr la estabilidad en el sistema.

# CAPÍTULO 4

## ANÁLISIS Y DISEÑO DEL BALASTRO ELECTRÓNICO

*En este capítulo se presenta el análisis y diseño del balastro electrónico para una lámpara de HID, que cuenta con una etapa de potencia constituida por el convertidor cd/cd tipo Flyback, un inversor en puente completo, y la etapa de control que proporciona las señales necesarias para el correcto funcionamiento del sistema.*

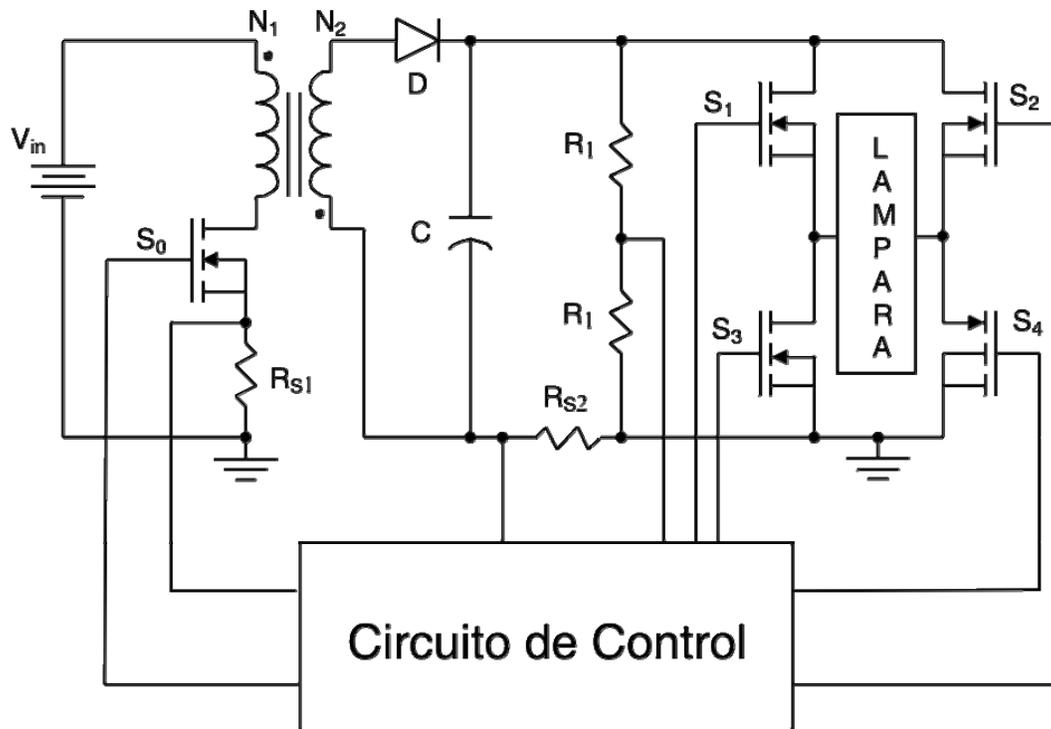
### 4.1 Introducción

Las lámparas de HID que son alimentadas con señales a alta frecuencia, pueden presentar el fenómeno de resonancias acústicas que afecta físicamente a las mismas. En la actualidad existen diversos métodos para evitar la presencia de resonancias acústicas, cuyo funcionamiento depende principalmente del tipo de señal de alimentación y el control utilizado. Por lo tanto para el diseño del balastro electrónico es necesario definir el tipo de señal que se utilizará para alimentar a la lámpara y que tipo de control será empleado para manejar la etapa de potencia, con el fin de asegurar un correcto funcionamiento del balastro y evitar la presencia de resonancias acústicas.

Hoy en día se está trabajando con señales cuadradas a baja frecuencia para alimentar a las lámparas de HID con el fin de evitar la aparición de resonancias acústicas, obteniendo buenos resultados. Por lo tanto el balastro electrónico propuesto generara este tipo de señales para alimentar la lámpara.

### 4.2 Descripción del balastro electrónico

En la Figura 4.1 se muestra el diagrama del balastro propuesto. El circuito muestra la etapa de potencia y la de control. La etapa de potencia consta de un convertidor Flyback, y un inversor tipo puente. Por otra parte la etapa de control está constituida por el circuito integrado UCC2305 y los manejadores de compuerta IR2110 de los dispositivos de potencia.



**Figura 4.1.** Diagrama del balastro electrónico propuesto.

El convertidor Flyback tiene las siguientes funciones: proporcionar un voltaje alto para generar el arco de descarga para el encendido de la lámpara. Regular el voltaje de salida del convertidor y generar una corriente constante para lograr la estabilidad de la misma.

El inversor se encarga de transformar la señal de cd generada por el convertidor Flyback en una señal cuadrada a baja frecuencia para alimentar la lámpara de HID.

El circuito de control consta principalmente del circuito integrado UCC2305 cuya función es generar una señal PWM con la capacidad suficiente para manejar la compuerta del Mosfet del convertidor flyback. Así como generar las señales enviadas a los IR2110 encargados de controlar los dispositivos de conmutación del inversor, esto debido a que las señales de salida del controlador no pueden activar los Mosfet superiores del inversor debido a que están referidos a la carga o en este caso la lámpara y no a tierra como los otros dos. Otra función que desempeña el integrado es la de sensor continuamente las diversas señales en la etapas de potencia con el fin de proporcionar un buen desempeño del balastro.

### 4.3 Consideraciones iniciales

A continuación se presentan los requerimientos del balastro electrónico:

1. Generar una señal cuadrada a baja frecuencia para alimentar la lámpara.
2. Proveer un voltaje alto en el encendido.
3. Estabilizar la potencia de la lámpara.

Una vez descritos los requerimientos se presentan las especificaciones generales, mismas que servirán para la realización del diseño de cada etapa del balastro electrónico.

La resistencia interna de la lámpara se obtuvo experimentalmente en el laboratorio. Esta resistencia tiene una variación del 10% desde la fase de encendido hasta alcanzar el estado estable. Este valor puede incrementarse debido al uso de la lámpara.

Tabla 4.1. Especificaciones de diseño.

<i>Especificaciones de diseño</i>		
<i>Voltaje de alimentación</i>	$V_{in}$	$12V$
<i>Frecuencia</i>	$f$	$100kHz$
<i>Ciclo de trabajo</i>	$D$	$.45$
<i>Voltaje de salida (Lámpara)</i>	$V_L$	$52V$
<i>Potencia nominal (Lámpara)</i>	$PL$	$50W$
<i>Resistencia de carga (Lámpara)</i>	$R_L$	$52\Omega$

Puesto que la lámpara utilizada cuenta con ignitor interno, ya no es necesaria la generación de pulsos altos de voltaje en la etapa de encendido como lo requerían las lámparas de HID convencionales. Siendo necesario considerar únicamente el voltaje a circuito abierto proporcionado por el fabricante que en este caso es de  $102V_{rms}$ , (ver apéndice C).

Considerando lo anterior se realiza el análisis y diseño de cada etapa del balastro para obtener los valores de los parámetros del circuito.

#### 4.4 Inversor

En la Figura 4.2 se muestra el circuito inversor, cuyos componentes principales son cuatro Mosfets que funcionan alternadamente por pares, generando de este modo la señal cuadrada con una amplitud pico igual al voltaje de entrada.

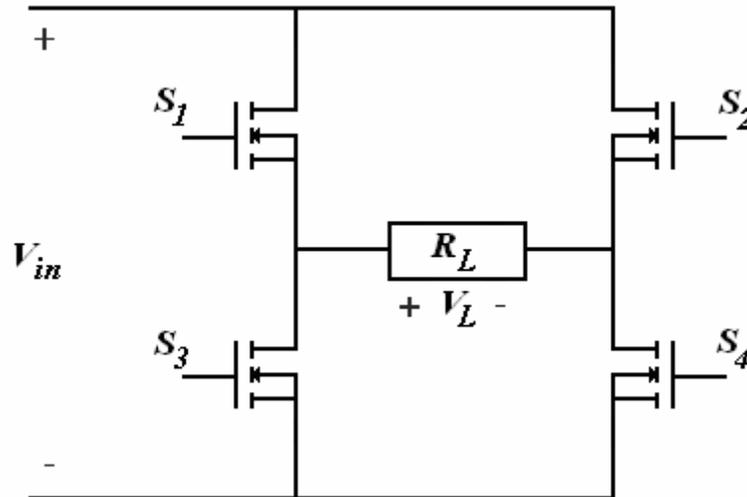


Figura 4.2. Circuito inversor puente completo.

La potencia promedio entregada a la carga se obtiene de

$$P_L = \frac{V_f^2}{R_L} \quad (4.1)$$

donde  $R_L$  es la resistencia interna que presenta la lámpara y  $V_f$  es el voltaje de entrada al inversor que a su vez es el voltaje proporcionado por el convertidor Flyback.

$$V_f = \sqrt{P_L \cdot R_L} \quad (4.2)$$

Utilizando la ecuación 4.2 y teniendo en cuenta que  $P_L = 50\text{W}$  y  $R_L = 52\Omega$  se tiene que

$$V_f = 51\text{V}$$

La corriente pico que circula por la carga y que a su vez es la corriente pico que soportara cada Mosfet se obtiene por medio de

$$I_{PQ} = \frac{V_f}{R_L} \quad (4.3)$$

por lo tanto

$$I_{PQ} = 980\text{mA}$$

La corriente promedio que circula por cada Mosfet se obtiene de

$$I_{Q(AV)} = \frac{V_f}{2R_L} \quad (4.4)$$

al sustituir valores se obtiene

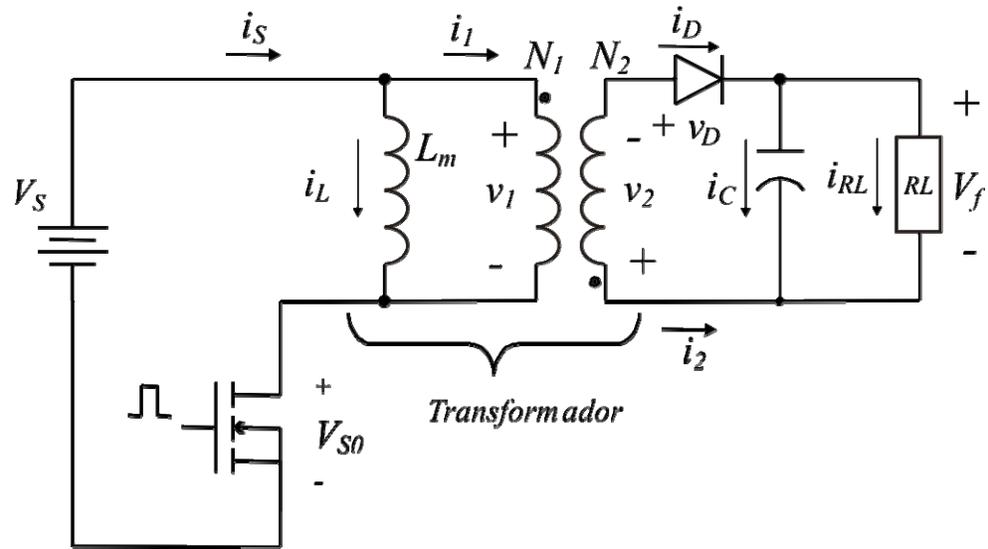
$$I_{Q(AV)} = 490\text{mA}$$

Haciendo un análisis del circuito se observa que el esfuerzo de voltaje en los Mosfets es igual al voltaje de entrada del inversor (51V). Por lo tanto se seleccionó un Mosfet con un voltaje de ruptura nominal de 100V. Teniendo en cuenta lo anterior se decidió utilizar el Mosfet IRF840 que cumple con las especificaciones establecidas en el diseño.

## 4.5 Convertidor Flyback

Este convertidor operara en modo de conducción continuo (CCM) lo que significa que parte de energía almacenada en el transformador se conserva hasta el inicio del siguiente periodo. Una de las ventajas que presenta este convertidor es que se caracteriza por tener pocos componentes logrando reducir considerablemente el volumen del balastro.

En la Figura 4.3 se muestra el circuito del convertidor Flyback, compuesto principalmente por: el interruptor, diodo, capacitor, transformador y la carga  $R_L$ . El modelo del transformador incluye la inductancia magnetizante  $L_m$  que se encarga de almacenar energía cuando el interruptor  $S_\theta$  está cerrado y suministrarla a la carga cuando está abierto [2].



**Figura 4.3.** Circuito del convertidor flyback.

A continuación se muestra el análisis del convertidor Flyback  
La relación entre el voltaje de entrada y salida se obtiene de

$$V_f = V_{in} \frac{D}{1-D} \frac{1}{N} \quad (4.5)$$

donde  $V_f$  es el voltaje de salida del convertidor,  $V_{in}$  el voltaje de entrada,  $D$  el ciclo de trabajo del interruptor y  $N$  la relación de transformación ( $N_1/N_2$ ), que al despejar resulta lo siguiente:

$$N = V_{in} \frac{D}{1-D} \frac{1}{V_f} \quad (4.6)$$

Sustituyendo todos los valores en la ecuación 4.6 se obtiene el valor de  $N$ .

$$N = 0.192$$

La relación entre la corriente promedio de la fuente  $I_S$  y la corriente promedio en la inductancia magnetizante  $I_{Lm}$  se muestra en la siguiente ecuación:

$$I_{in} = I_{Lm} D \quad (4.7)$$

utilizando esta ecuación se obtiene la corriente promedio en la inductancia magnetizante

$$I_{Lm} = \frac{V_f^2}{V_{in} D R_L} \quad (4.8)$$

que en términos del voltaje de salida se define como

$$I_{Lm} = \frac{V_f}{(1-D)R_L} \left( \frac{1}{N} \right) \quad (4.9)$$

de donde se obtiene

$$I_{Lm} = 9.287 A$$

Los valores máximo y mínimo de la corriente en la inductancia magnetizante se obtienen utilizando

$$I_{L_m, \max} = \frac{V_s D}{(1-D)^2 R_L} \left( \frac{N_2}{N_1} \right)^2 + \frac{V_s D T}{2L_m} \quad (4.10)$$

$$I_{L_m, \min} = \frac{V_s D}{(1-D)^2 R_L} \left( \frac{N_2}{N_1} \right)^2 - \frac{V_s D T}{2L_m} \quad (4.11)$$

Se requiere que el circuito funcione en modo de conducción continuo, por lo que  $I_{L_m, \min} > 0$ . El limite entre la corriente continua y discontinua se presenta cuando  $I_{L_m, \min} = 0$ , de donde se obtiene el valor de la inductancia mínima  $(L_m)_{\min}$  que permite que la corriente sea permanente:

$$(L_m)_{\min} = \frac{(1-D)^2 R_L}{2f} \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 \quad (4.12)$$

que al sustituir valores resulta

$$(L_m)_{\min} = 2.89 \mu H$$

#### 4.5.1 Diseño del transformador

Para la construcción del transformador es necesario conocer la inductancia del devanado primario  $L_{pri}$  y la corriente máxima  $I_{\max}$ , que se obtienen por 4.13 y 4.14 [17]:

$$I_{\max} = \frac{2P_f}{V_{in} D_{\max}} \quad (4.13)$$

donde  $P_f$  es la potencia de salida del convertidor.

$$L_{pri} = \frac{V_{in} D_{\max}}{I_{\max} f} \quad (4.14)$$

Sustituyendo los valores necesarios se tiene que

$$I_{\max} = 18.51 A$$

$$L_{pri} = 2.916 \mu H$$

A partir de estos valores y con el uso de la ecuación 4.15 se obtiene el valor del área producto  $AP$  con el cual se elige el núcleo adecuado para la construcción del transformador. La ecuación 4.15 es utilizada para frecuencias arriba de 50kHz.

$$AP = \left( \frac{L_{pri} \Delta I \cdot I_{ms} \times 10^4}{297 K \Delta B_{MAX}} \right)^{1.33} cm^4 \quad (4.15)$$

donde el rizo de corriente del primario  $\Delta I$  es igual a 9A y K el factor de bobinado igual a 0.2 para un Flyback en modo continuo.

La máxima densidad de flujo de oscilación  $\Delta B_{MAX}$  se obtiene mediante

$$\Delta B_{MAX} = B_{MAX} \frac{\Delta I_{pp}}{I_{max}} \quad (4.16)$$

donde  $\Delta I_{pp} = I_{max} - I_{min} (10.18A) = 8.32A$  y la densidad máxima de flujo  $B_{MAX}$  es igual 0.2T por lo tanto

$$\Delta B_{MAX} = .09T$$

$I_{rms}$  es valor de la corriente rms del devanado primario y se obtiene de

$$I_{rms} = \sqrt{D_{MAX} \left( (I_{max} \times I_{min}) + \frac{(\Delta I_{pp})^2}{3} \right)} \quad (4.17)$$

dando un valor de

$$I_{rms} = 10.01A$$

al sustituir todos los valores el  $AP$  obtenido es de

$$AP = 0.35cm^4$$

Con este resultado se elige el núcleo adecuado. Sin embargo no se dispone de una gran variedad de núcleos debido a que son difíciles de conseguir, únicamente se cuenta con el núcleo RM14 por lo tanto es el que se utiliza.

El número de vueltas del devanado primario  $N_1$  es calculado mediante las ecuaciones 4.18 y 4.19 respectivamente.

$$N_1 = \frac{L_{pri} I_{max}}{B_{MAX} A_e} \cdot 10^4 \quad (4.18)$$

donde  $A_e$  es la sección media transversal del núcleo. Para un núcleo RM14  $A_e$  es igual a  $1.98cm^2$ . De donde se obtiene el número de vueltas del primario  $N_1$

$$N_1 = 3$$

y  $N_2$  se obtiene por

$$N_2 = \frac{N_1}{N} \quad (4.19)$$

por lo tanto

$$N_2 = 16$$

Por último se obtiene el valor del entrehierro<sup>1</sup>  $I_g$  utilizando

$$I_g = \frac{\mu_0 \mu_r (N_1)^2 A_e \cdot 10^{-2}}{L_{pri}} \quad (4.20)$$

donde  $\mu_0$  es la permitividad del espacio libre igual a  $4\pi \times 10^{-7}$  H/m y  $\mu_r$  es la permitividad del material del entrehierro en este caso es el aire ( $\mu_r = 1$ ), de donde se obtiene

$$I_g = 0.076 \text{ cm}$$

Se seleccionó el Mosfet IRF3710 como dispositivo de conmutación del convertidor porque tiene baja resistencia de encendido  $R_{DS(on)}$  de  $23 \text{ m}\Omega$ , un voltaje de ruptura de  $100 \text{ V}$  y una corriente continua de drenaje de  $57 \text{ A}$ .

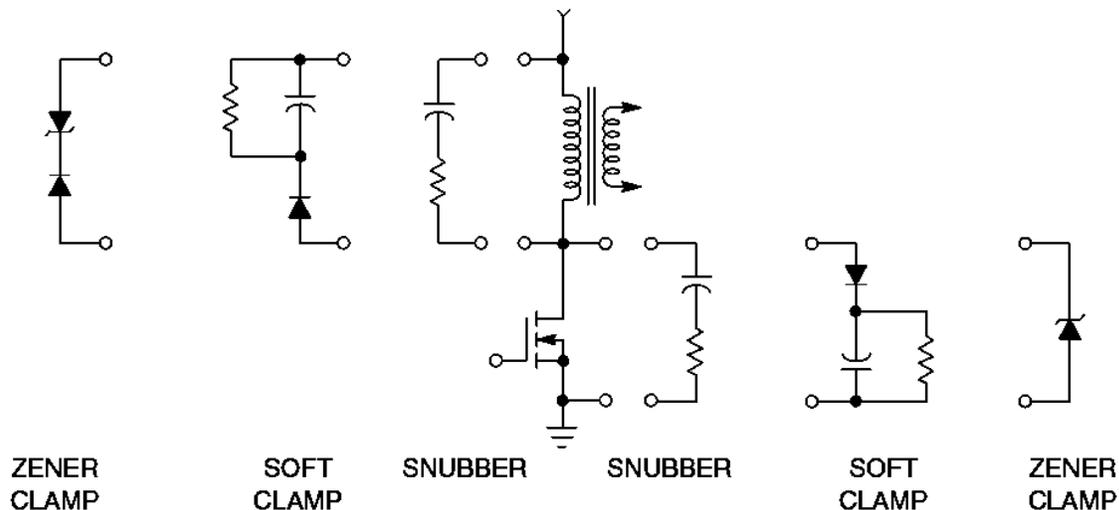
En la Tabla 4.2 se resumen los parámetros calculados.

**Tabla 4.2.** Resultados del diseño del convertidor.

<i>Diseño convertidor Flyback</i>		
<i>No. de Vueltas del Primario</i>	$N_1$	<b>3</b>
<i>No. de Vueltas del secundario</i>	$N_2$	<b>16</b>
<i>Relación de transformación</i>	$N$	<b>0.192</b>
<i>Corriente máxima del primario</i>	$I_{max}$	<b>18.51A</b>
<i>Inductancia del primario</i>	$L_{pri}$	<b>2.916<math>\mu\text{H}</math></b>

#### 4.5.2 Circuitos de protección del Mosfet y del diodo

En la Figura 4.4 se muestran las diferentes configuraciones para proteger los dispositivos semiconductores contra picos elevados de voltajes y oscilaciones generadas por las conmutaciones.



**Figura 4.4.** Métodos para controlar los pulsos de voltaje y oscilaciones.

<sup>1</sup> Consiste en intercalar una zona de aire en el circuito magnético. Se realiza en la mayoría de los inductores para aumentar la corriente máxima por la bobina para una misma densidad de flujo (evitar saturación).

Los Snubbers y Clamp son una combinación de resistencia, capacitor y diodos puestos a través de los dispositivos semiconductores para su protección y mejorar su desempeño. Las funciones principales de estos circuitos son:

- ✓ Reducir pulsos altos de voltaje o corriente.
- ✓ Limita  $di/dt$  o  $dv/dt$ .
- ✓ Transferir la dispersión de potencia del interruptor a una resistencia o una carga útil.
- ✓ Reducir las pérdidas totales debido a las interrupciones del semiconductor.

Un circuito Snubber es usado para disminuir la proporción de cambio de una señal de voltaje (oscilación).

Un circuito Clamp es usado para reducir los pulsos de voltaje altos. Pero no tiene ningún efecto en el  $dv/dt$  de la transición [12].

En la Figura 4.5 se muestran los efectos de los circuitos Clamp y Snubber.

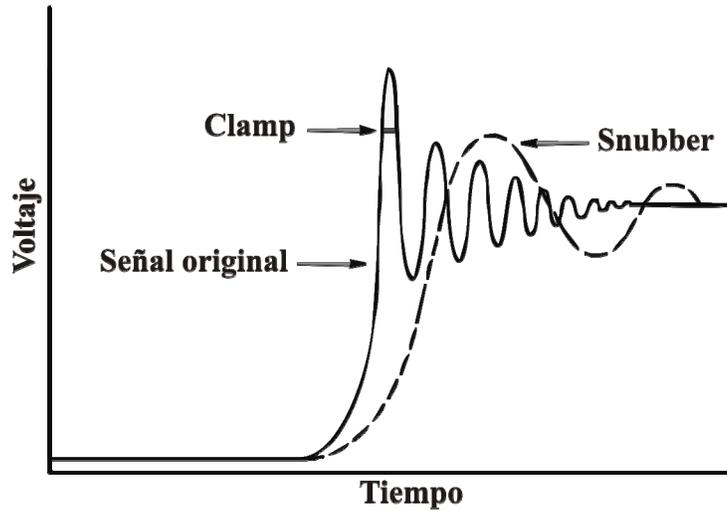


Figura 4.5. Efectos de los Circuitos Clamp y Snubber.

#### 4.5.2.1 Diseño del circuito Clamp RCD

Cuando el Mosfet es apagado, un pulso de alto voltaje ocurre en el drenaje debido a la resonancia que se presenta entre la inductancia de fuga del transformador y el capacitor de salida ( $C_{oss}$ ) del Mosfet. El voltaje excesivo en el drenaje puede generar un mal funcionamiento y como consecuencia el daño físico del Mosfet. Debido a esto es necesario protegerlo con una red Clamp cuyo diseño se muestra a continuación: [14].

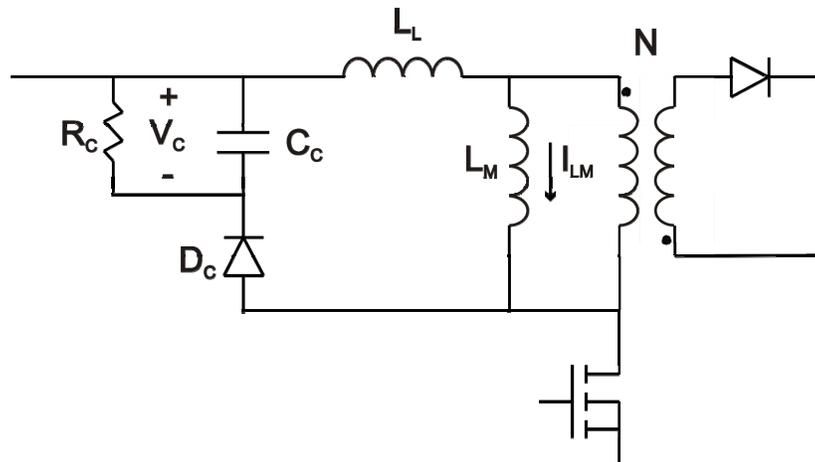


Figura 4.6. Circuito Clamp RCD para protección del Mosfet.

La energía  $\omega_L$  almacenada en la inductancia de fuga del transformador  $L_L$  de  $0 < t < DT$  se obtiene de

$$\omega_L = \frac{1}{2} L_L I_{LM}^2 \quad (4.20)$$

donde  $L_L$  es estimada en un 3% de la inductancia magnetizante  $L_M$  cuyo valor es de  $12.921\mu F$ ,  $I_{LM}$  es la corriente de la inductancia magnetizante igual a  $9.287A$ .

$$\omega_L = 14.986\mu J$$

La potencia promedio transferida de  $L_L$  a la red Snubber se obtiene de

$$P = \omega_L f \quad (4.21)$$

esto da un valor de

$$P = 1.49W$$

El voltaje  $V_C$  presentado en el capacitor  $C_C$  es obtenido por

$$V_C = V_T - V_{in} \quad (4.22)$$

donde  $V_T$  es el 90 % del voltaje nominal de ruptura del Mosfet igual a  $90V$ , por lo tanto

$$V_C = 78V$$

La resistencia de la red Clamp se obtiene de

$$R_C = \frac{V_C^2}{P} \quad (4.23)$$

de donde

$$R_C = 4.05K\Omega$$

El capacitor de la red Snubber se obtiene por

$$C_C \gg \frac{T_C}{R_C} \quad (4.24)$$

donde  $T_C$  es el periodo de conmutación del Mosfet, por lo tanto

$$C_C \gg 2.46nF$$

El diodo por su parte debe ser un diodo de alta velocidad de conmutación y que soporte el voltaje inverso cuando no conduce y la corriente directa cuando conduce, luego entonces, se escogió el MUR160, que maneja un voltaje máximo de  $600V$  y una corriente de  $1A$ .

### 4.5.2.2 Diseño del circuito Snubber

Como se menciona anteriormente los circuitos Snubber son utilizados para controlar el porcentaje de rizo de voltaje o corriente y para reducir los pulsos de voltaje entre interrupciones.

En la Figura 4.7 se muestra el circuito Snubber, cuya función es la de proteger al diodo del convertidor Flyback.

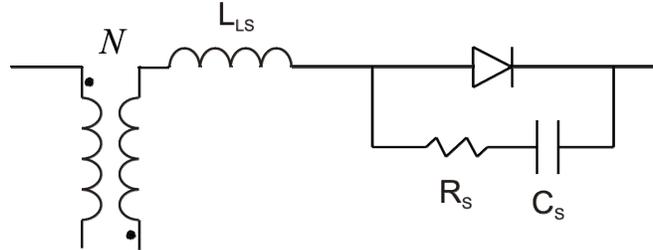


Figura 4.7. Circuito de protección del diodo.

Para esta aplicación el valor del resistor debe ser lo más cercana posible a la impedancia de la resonancia parásita, por otra parte el valor del capacitor debe ser mayor que la capacitancia del circuito resonante pero lo suficientemente pequeña para que la disipación de potencia de la resistencia sea mínima.

Los valores del capacitor y la resistencia pueden ser estimados utilizando la capacitancia total y la inductancia de fuga del transformador. La capacitancia dominante del circuito es la capacitancia de salida del dispositivo semiconductor ( $C_{oss}$ ) cuyo valor se obtiene de las hojas de datos del fabricante. El capacitor del circuito Snubber generalmente es de 2 a 4 veces la capacitancia del circuito resonante.

El diodo utilizado en el convertidor Flyback es el MUR860 con una capacitancia de salida de 60pF, por lo tanto se estima un valor de  $C_S$  de 180pF siendo así tres veces mayor que la capacitancia que presenta el diodo.

La resistencia  $R_S$  es obtenida mediante

$$R_S = \sqrt{\frac{L_L}{C_S}} \quad (4.25)$$

donde  $L_L$  es la inductancia de fuga del transformador igual a 3.14uF, por lo tanto se tiene que

$$R = 132\Omega$$

La potencia que disipa la red Snubber se obtiene mediante

$$P_S = C_S \cdot V_S^2 \cdot f \quad (4.26)$$

donde  $V_S$  es el voltaje al que se carga el capacitor  $C_S$

$$P_R = 0.048W$$

## 4.6 Etapa de control

Para la implementación del circuito de control se hizo uso del IC UCC2305 debido a que ofrece diversas características, entre las que destacan:

- Regulación de la potencia de la lámpara.
- Frecuencia de operación ajustable.

- Control en modo corriente.
- Salidas de alta corriente para el manejo de Mosfets.
- Pude ser alimentado de 5 a 18V.
- Ofrece la posibilidad de operar lámparas de cd y ca.

El controlador UCC2305 contiene un PWM en modo corriente similar al integrado estándar UC3842. Este controlador usa un amplificador operacional de alta ganancia para regular la potencia de salida del circuito, cuya función es comparar la corriente de entrada del convertidor con la salida del mismo y utilizarla para configurar el ciclo útil del PWM. El controlador también cuenta con dos señales de salida a baja frecuencia para controlar el circuito inversor, la frecuencia a la que trabajara el inversor dependerá de la frecuencia de operación del convertidor flyback, de tal forma que la frecuencia de operación del inversor es igual a la frecuencia de operación del convertidor dividida por 512, y que a su vez es la frecuencia a la que trabaja la lámpara.

Además de contar con las características anteriores también reduce considerablemente el volumen de la etapa de control y por consiguiente el volumen del balastro.

En la Figura 4.8 se muestra el diagrama del circuito de control junto con la etapa de potencia.

Este circuito de control se encarga de suministrar las señales necesarias para controlar los dispositivos de conmutación del convertidor Flyback y del circuito inversor, además de sensar el voltaje y la corriente en la lámpara para modificar la señal PWM enviada al convertidor Flyback con el fin de asegurar un buen desempeño del sistema. Dicha señal es configurada por medio de una resistencia y un capacitor que proporcionan la frecuencia de la misma, cuyo valor puede ser de hasta 300kHz.

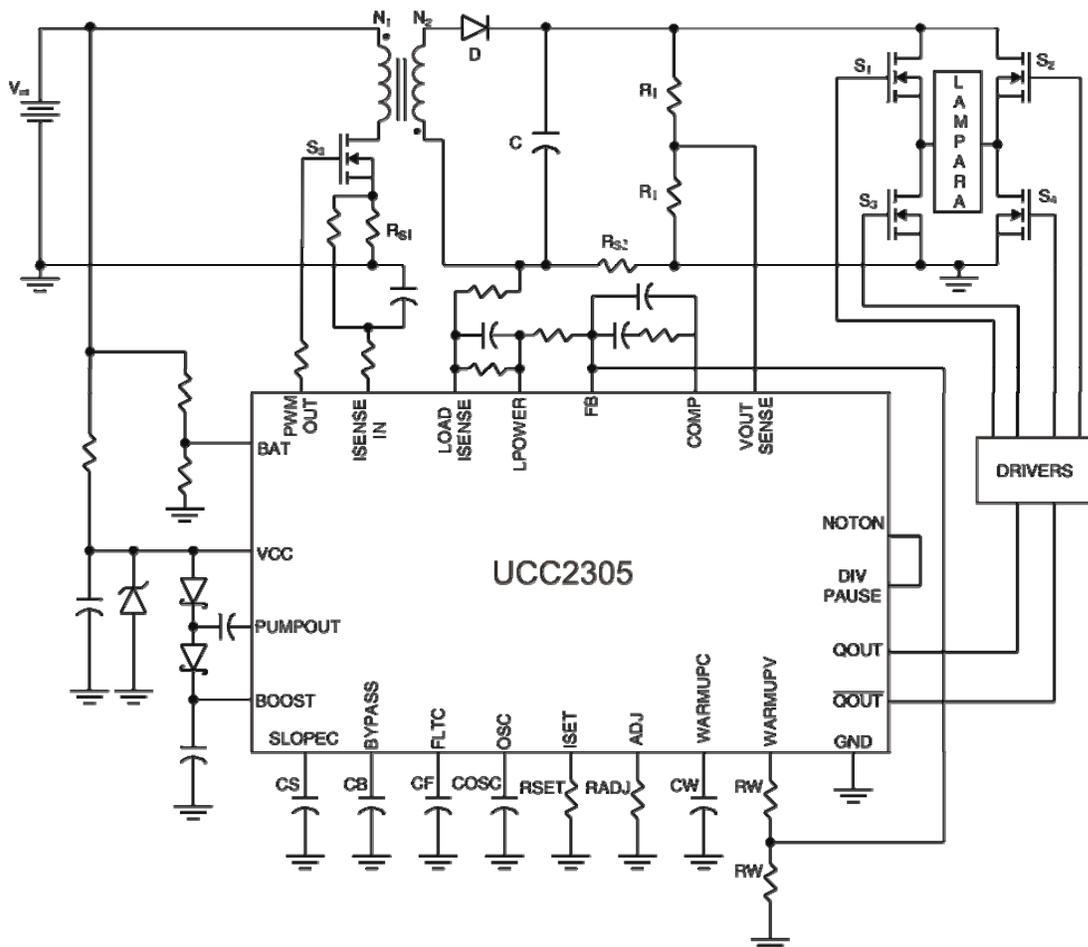


Figura 4.8. Diagrama del circuito de control.

A continuación se presenta un análisis más detallado sobre el funcionamiento de la etapa de control.

La frecuencia del PWM suministrada por el UCC2305 es configurada por un resistor del pin ISET a tierra y por un capacitor del pin OSC a tierra. Esta frecuencia puede ser calculada por

$$f_{osc} = \frac{2}{R_{set} C_{osc}} \quad (4.29)$$

Para el presente trabajo se configuro la frecuencia del PWM a 100kHz, utilizando para Rset una resistencia de 100kΩ y para Cosc un capacitor de 200pF.

La frecuencia de operación de la lámpara se determina por la frecuencia de la señal PWM y se obtiene mediante la siguiente ecuación:

$$f_{Lámpara} = \frac{f_{PWM}}{512} \quad (4.30)$$

esto proporciona una frecuencia de

$$f_{Lámpara} = 195Hz$$

En la Figura 4.9 se muestra el circuito interno del ciclo de regulación de potencia del UCC2305, en el cual se observa parte de la estructura interna del mismo, también se muestra la etapa encargada de sensar la corriente de la lámpara, así como la corriente de alimentación que realimentan al circuito para regular la potencia de la misma. Tal regulación se obtiene mediante

$$P_O = \frac{V_O \left[ V_{REF} \cdot \frac{R_1}{R_2} - K_V \cdot V_O \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \right]}{K_I} \quad (4.31)$$

donde  $V_O$  es el voltaje de la lámpara,  $V_{REF}$  el voltaje de referencia (2.5V),  $K_V$  es la constante proporcional del voltaje  $V_O$ ,  $K_I$  es la constante proporcional de la corriente  $I_O$ , de donde se obtiene la relación entre  $R_1$  y  $R_2$  para obtener una potencia de 50W.

$$R_2 = 3.16R_1 \quad (4.32)$$

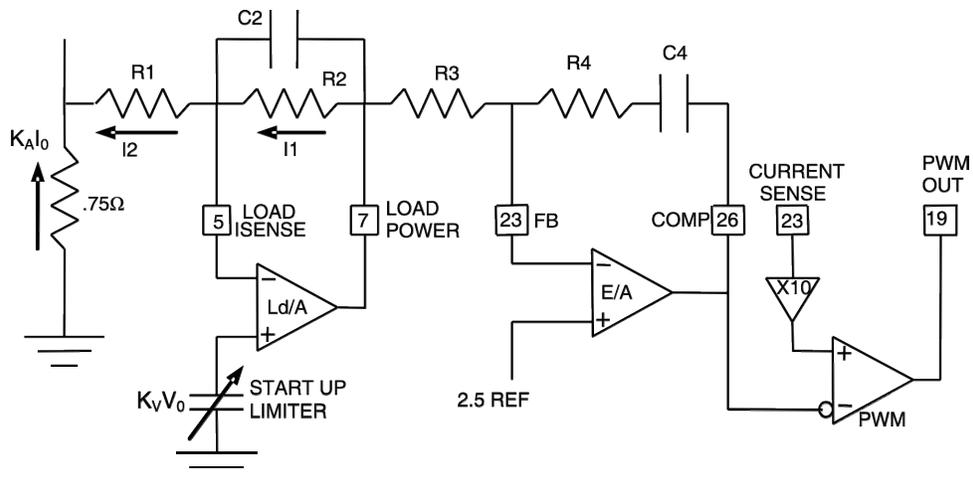


Figura 4.9. Circuito de regulación de potencia.

#### 4.6.1 Control en modo corriente

El control en modo corriente es típicamente usado en convertidores tipo Boost. Este tipo de control no solo monitorea el voltaje en la lámpara, sino también la corriente. Aquí la señal de voltaje de error es usada para controlar el pulso de corriente de los elementos magnéticos durante la conmutación de los interruptores. Este tipo de control tiene una rápida respuesta de entrada y salida, y tiene una inherente protección contra sobre corriente [19].

El control en modo corriente del UCC2305 es configurado como se muestra en la Figura 4.10, muestreando la corriente del primario a partir del voltaje sensado por parte de  $R_s$ . Este voltaje se compara con la salida del amplificador de voltaje de error del integrado, para generar la señal de control de compuerta del Mosfet, de esta forma el final de cada pulso de control ocurre cuando un voltaje proporcional a la corriente del primario llega a un límite impuesto por el amplificador de error.

Ya que la corriente máxima del primario  $I_{max}$  calculada en 18.51A y el voltaje máximo permitido en el pin 23 del integrado  $V_{max}$  es de 1V, (voltaje de protección para desactivar el control), por lo tanto para calcular la resistencia se aplica

$$R_s = \frac{V_{max}}{I_{max}} \quad (4.33)$$

donde

$$R_s = 0.05\Omega$$

por lo tanto se utiliza una resistencia para sensar la corriente de  $0.02\Omega$ . Además de esto se coloca un filtro RC para eliminar los picos de voltaje producidos en el encendido del Mosfet como se muestra en la Figura 4.10.

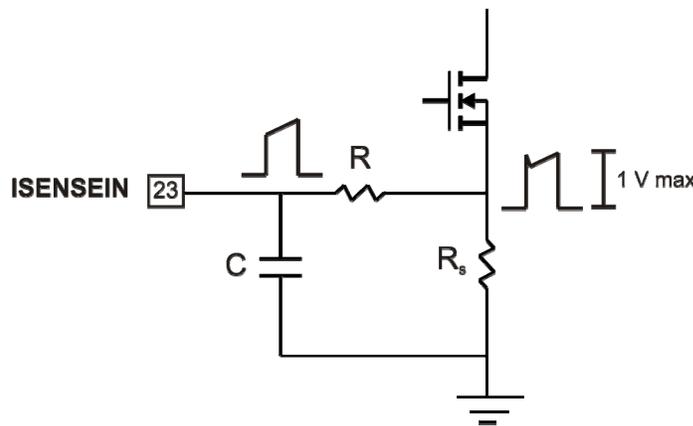


Figura 4.10. Circuito de sensado del control modo corriente.

#### 4.6.2 Manejador de compuerta del Mosfet

En la Figura 4.11 se muestra el circuito de los manejadores de compuerta de los Mosfets del inversor.

Las señales de control de disparo de los Mosfets que entrega el integrado UCC2305 son enviadas a los manejadores, mismos que se encargan de convertirlas en voltajes adecuados para encender y apagar los Mosfets. Los manejadores utilizados son los IR2110, que permiten operar a altas velocidades de disparo. Los IR2110 están diseñados para manejar una fuente flotante mediante la implementación de un capacitor de bootstrap  $C_b$ , con la cual se genera el voltaje de disparo para los

Mosfets superiores de cada una de las ramas del puente inversor, debido a que no están referidos a tierra [16].

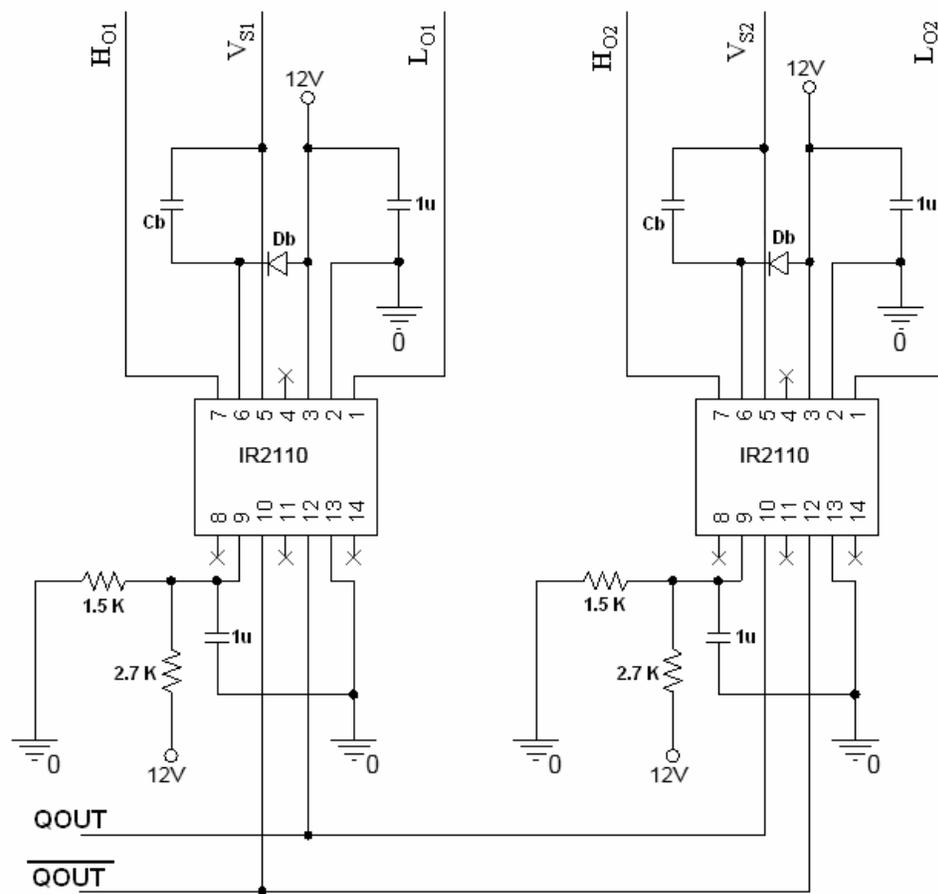


Figura 4.11. Circuito de los manejadores de los Mosfet del inversor.

El diodo  $D_b$  y el capacitor  $C_b$  forman el bootstrap que alimenta la fuente flotante para el disparo del Mosfet.

El capacitor de bootstrap  $C_b$  se obtiene de

$$C_b = \frac{I \cdot T}{\Delta V} \quad (4.34)$$

donde  $T$  es el periodo,  $\Delta V$  es el rizo de voltaje de aproximadamente 2V,  $I$  es la corriente que debe entregar el capacitor de bootstrap, y se obtiene de

$$I = I_Q + I_{QBS} + I_{RGS} \quad (4.35)$$

donde  $I_Q$  es la corriente que consume el Mosfet y ésta se obtiene de

$$I_Q = Q \cdot f \quad (4.36)$$

siendo  $Q$  la carga del Mosfet, equivalente a 95nC para el Mosfet IRF840 y  $f$  es la frecuencia del inversor igual 195Hz, de esta manera

$$I_Q = 18.525 \mu A$$

La corriente del circuito de disparo  $I_{QBS}$  es igual a  $500\mu\text{A}$  y la corriente  $I_{RGS}$  de la resistencia  $R_{GS}$  ( $20\text{ K}\Omega$ ) es igual a  $500\mu\text{A}$ , por lo tanto el capacitor de bootstrap es

$$C_b = 2.54\mu\text{F}$$

por lo tanto se eligió un valor de  $10\mu\text{F}$  para el capacitor  $C_b$ .

El diodo  $D_b$  debe ser de alta velocidad de conmutación para disminuir las pérdidas y debe soportar el voltaje inverso cuando no conduce y la corriente directa cuando conduce, luego entonces, se escogió el MUR160.

# CAPÍTULO 5

## SIMULACIONES Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

*En este capítulo se presentan las simulaciones del balastro electrónico, realizadas en PSpice utilizando los valores obtenidos en el diseño realizado en el capítulo anterior. También se muestran los resultados experimentales obtenidos en el laboratorio.*

### 5.1 Introducción

Para la realización de las simulaciones se utilizó el programa SPICE (Simulation Program With Integrated Circuits Emphasis), la cual es una herramienta muy útil para el desarrollo de circuitos electrónicos permitiendo la posibilidad de simular el comportamiento del circuito antes de la construcción del mismo.

Debido a que el programa SPICE no contiene en sus librerías el CI que fue utilizado en la etapa de control solo se realiza la simulación de la etapa de potencia en estado estable, sustituyendo las señales de control por generadores de pulsos que se aproximan a las señales de control que proporciona el UCC2305. Estas señales se establecieron estudiando el comportamiento del integrado operando en estado estable, logrando así conocer las señales que debe proporcionar en esta fase.

### 5.2 Simulación del circuito

En la Figura 5.1 se muestra el circuito de la etapa de potencia con los valores obtenidos en el capítulo anterior. Como se menciona anteriormente las señales de control son proporcionadas por los generadores de pulsos donde  $V_2$  es la señal encargada de controlar el Mosfet del convertidor Fly-back, la frecuencia de esta señal es de 100kHz.  $V_3$ ,  $V_4$ ,  $V_5$  y  $V_6$  se encargan de suministrar las señales enviadas a las compuertas de los Mosfet del inversor y su frecuencia es de 195Hz.

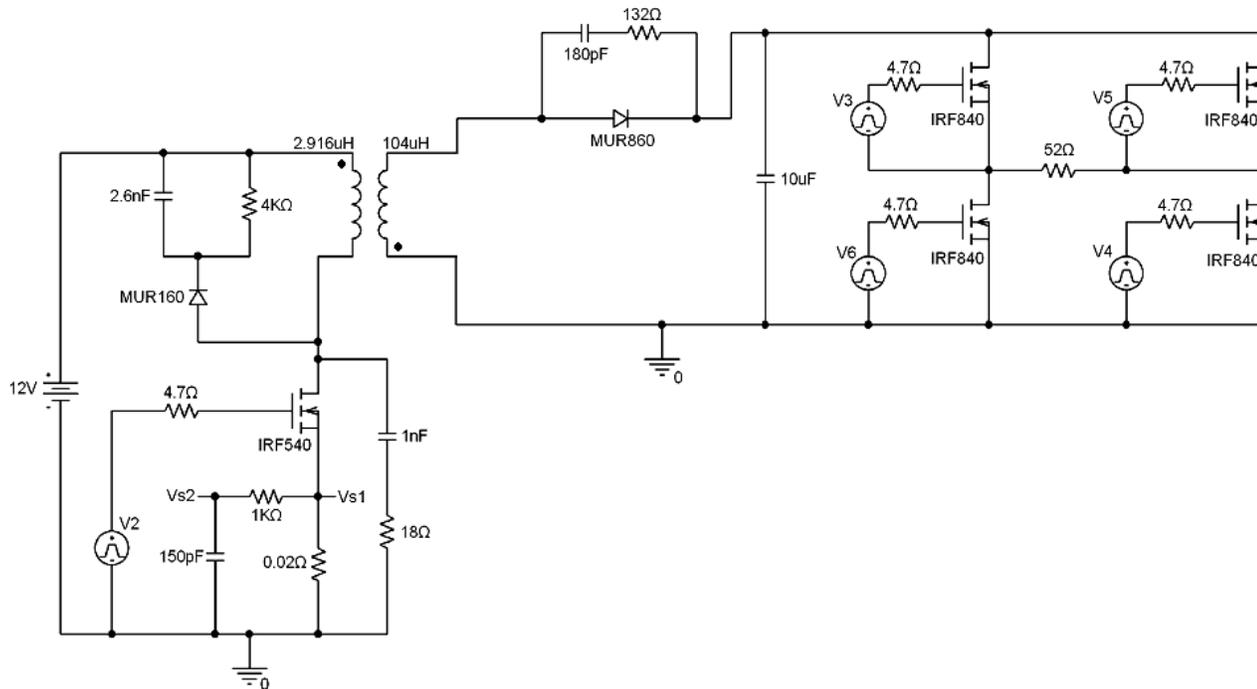


Figura 5.1. Circuito de potencia del balastro.

### 5.2.1 Señales en la fuente de alimentación

En la Figura 5.2 y 5.3 se muestran la corriente y la potencia promedio, que suministra la fuente de alimentación al sistema.

El voltaje de alimentación del sistema es de 12V, con una corriente promedio de 5.24A y una potencia de 63W aproximadamente.

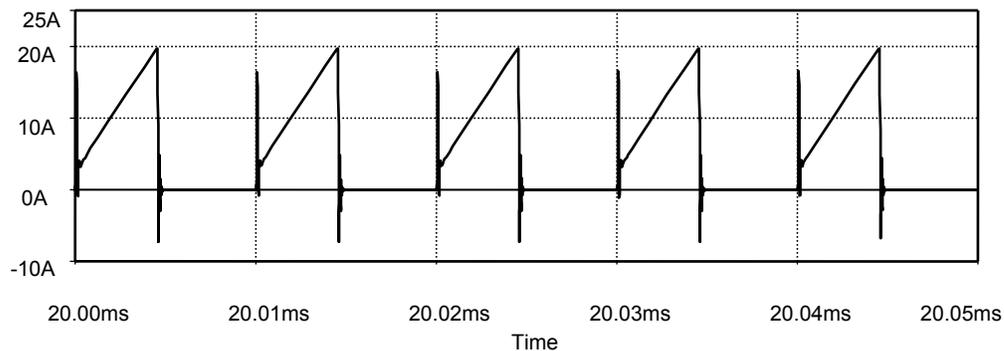


Figura 5.2. Señal de corriente en la fuente de alimentación.

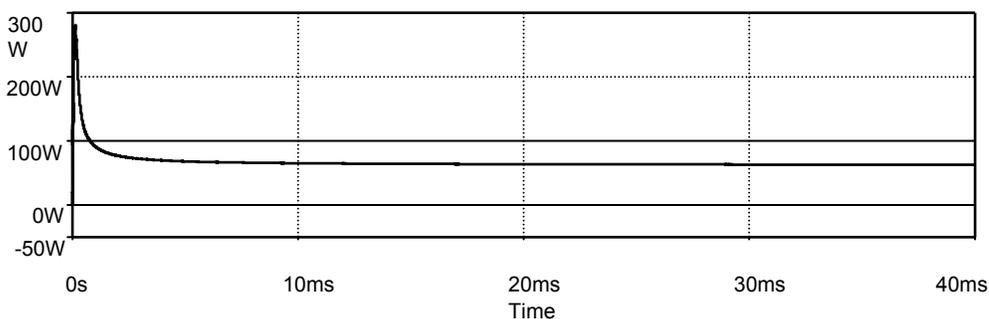
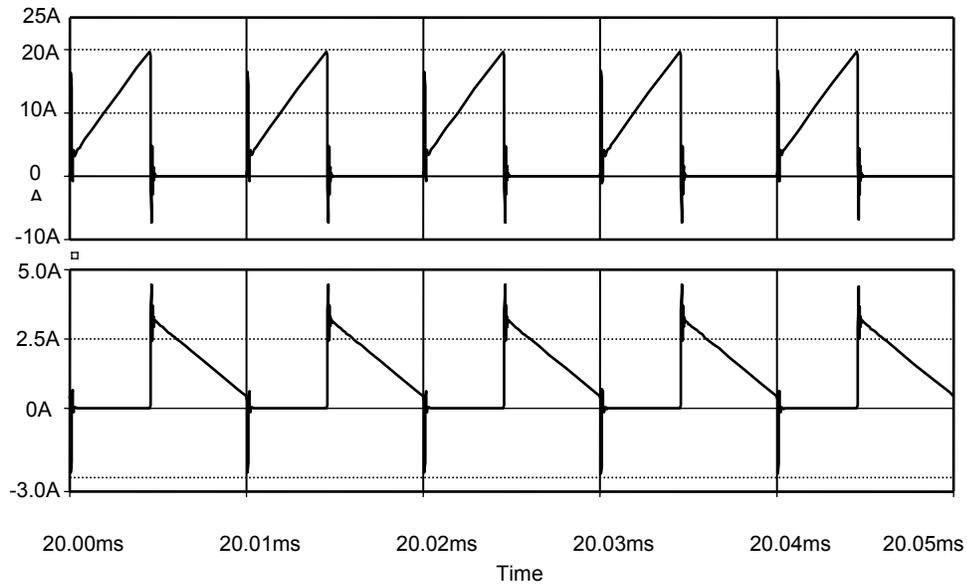


Figura 5.3. Potencia promedio suministrada por fuente de alimentación.

### 5.2.2 Señales del transformador

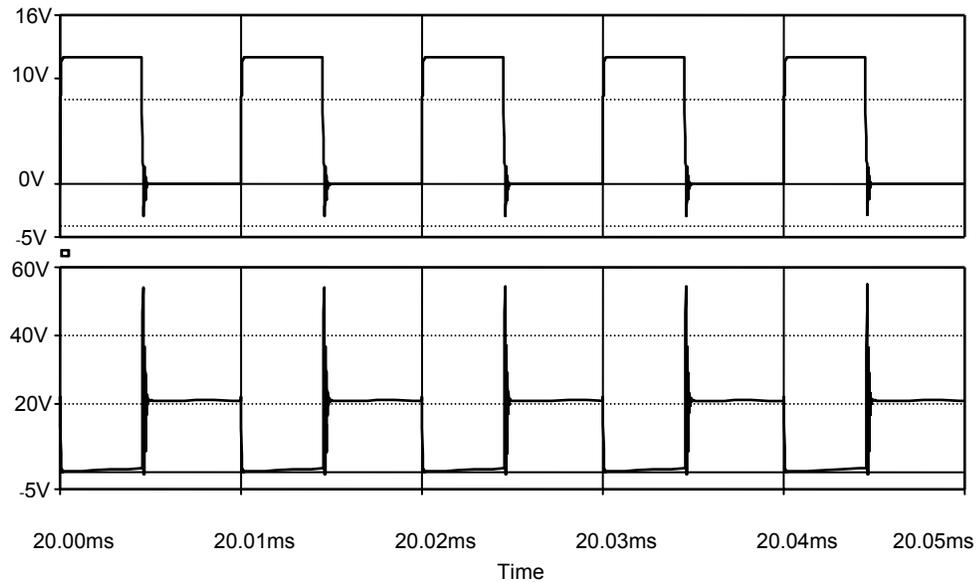
En la Figura 5.4 se muestra la señal de corriente de los devanados primario y secundario, como se puede observar la señal de corriente del devanado primario es igual a la señal de corriente suministrada por la fuente y alcanza una corriente máxima de 19.68A, por otra parte la corriente del devanado secundario presenta una corriente promedio de 1.01A con una corriente máxima de 3.2A.



**Figura 5.4.** Señales de corriente en el transformador: primario (superior), secundario (inferior).

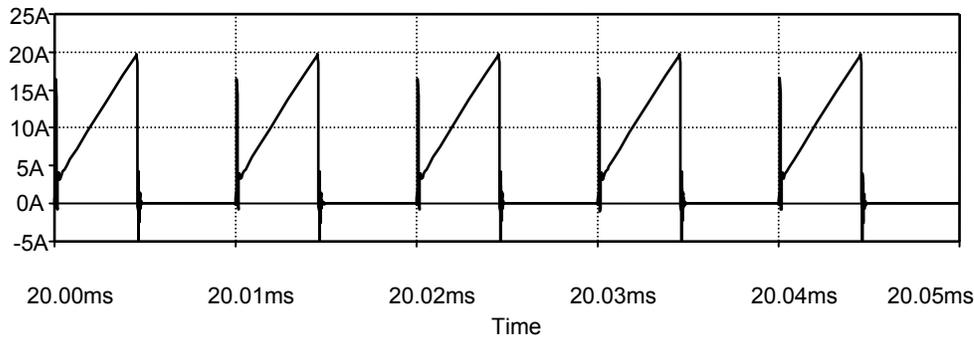
### 5.2.3 Señales en el Mosfet del convertidor Flyback

En la Figura 5.5 se muestra la señal  $V_2$  que se suministra a la compuerta del Mosfet y el esfuerzo de voltaje soportado por el dispositivo de potencia. Es importante mencionar que la frecuencia de estas señales es de 100kHz con un ciclo de trabajo útil de 45%.



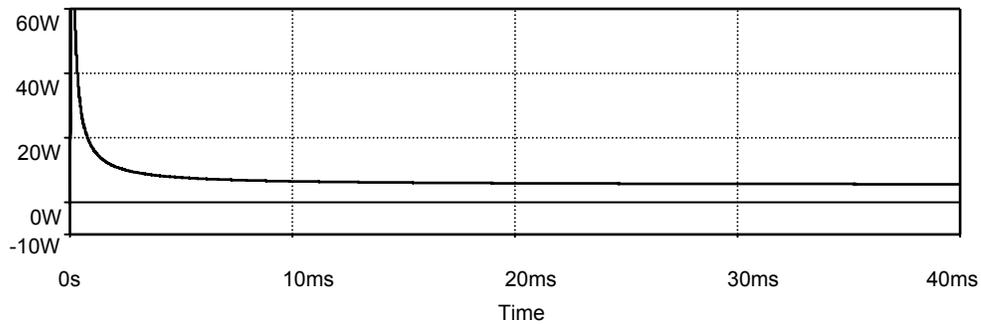
**Figura 5.5.** Señales de compuerta (superior) y esfuerzo de voltaje (inferior).

En la Figura 5.6 se muestra el esfuerzo de corriente a través del interruptor, con un valor máximo de 19.6A.



**Figura 5.6.** Esfuerzo de corriente en el Mosfet.

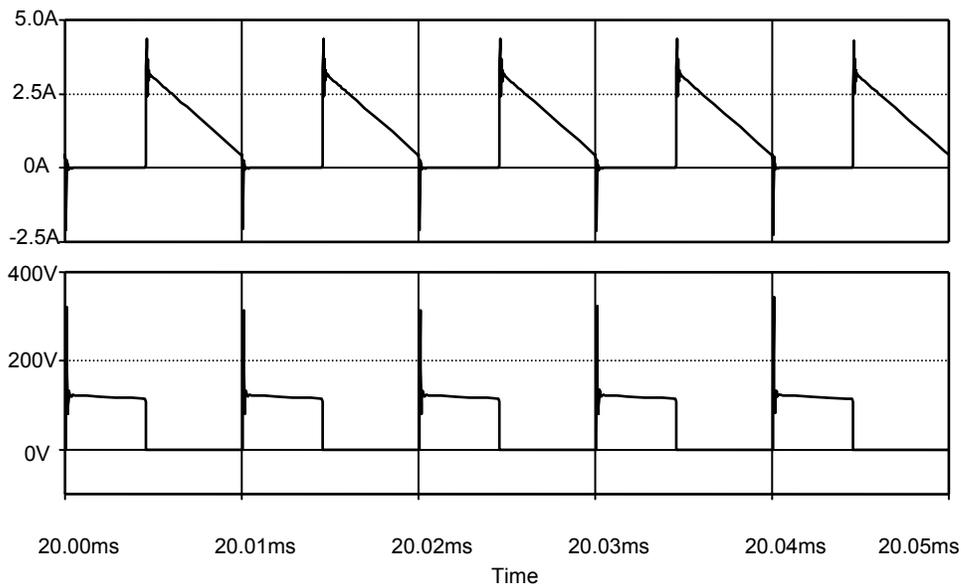
En la Figura 5.7 se muestran las pérdidas de potencia en el dispositivo. Las pérdidas son de dos tipos: pérdidas en conducción y en conmutación; a su vez las pérdidas en conmutación se dividen en: pérdidas en el encendido y apagado. Las pérdidas en conducción se deben a la resistencia de encendido  $R_{DS(on)}$  y son considerables en comparación con las pérdidas en conmutación. Como se observa las pérdidas tienen un valor aproximado de 5.6 W.



**Figura 5.7.** Pérdidas en el DSEP.

#### 5.2.4 Señales en el diodo del convertidor Flyback

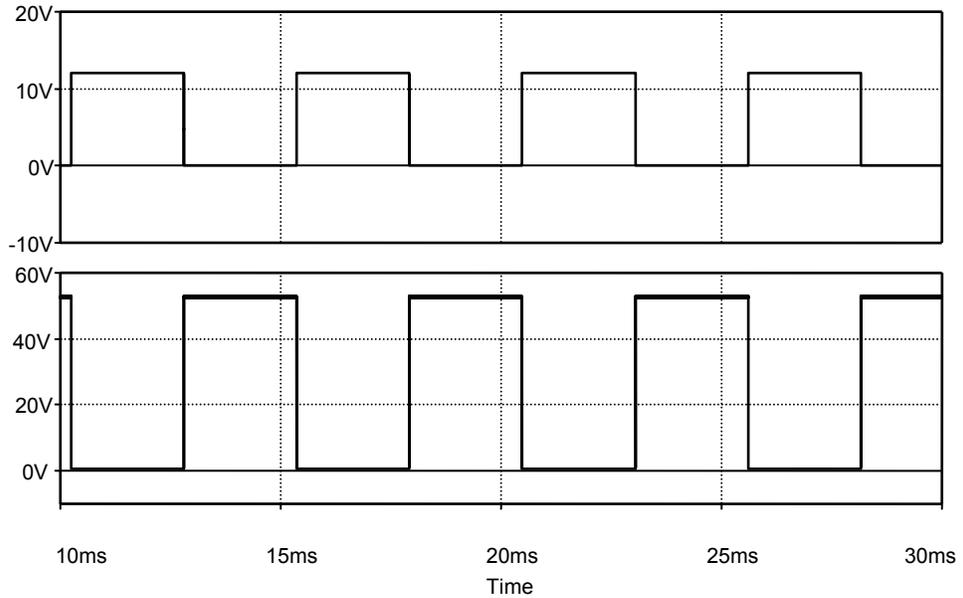
En la Figura 5.8 se muestran los esfuerzos de corriente y voltaje en el diodo del convertidor flyback. El esfuerzo de corriente es de 3A aproximadamente como se muestra en la parte superior de la figura y el esfuerzo de voltaje tiene un valor de 130V como se muestra en la parte inferior de la misma.



**Figura 5.8.** Señales en el diodo del convertidor: esfuerzo de corriente (superior), esfuerzo de voltaje (inferior).

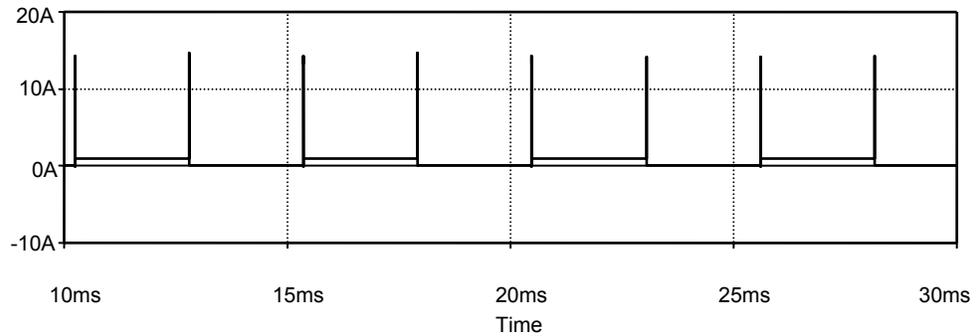
### 5.2.5 Señales en uno de los Mosfets del inversor

En la Figura 5.9 se muestra la señal suministrada a la compuerta del Mosfet y el esfuerzo de voltaje generado en el dispositivo de potencia. Es importante notar que la frecuencia de estas señales es de 195Hz.



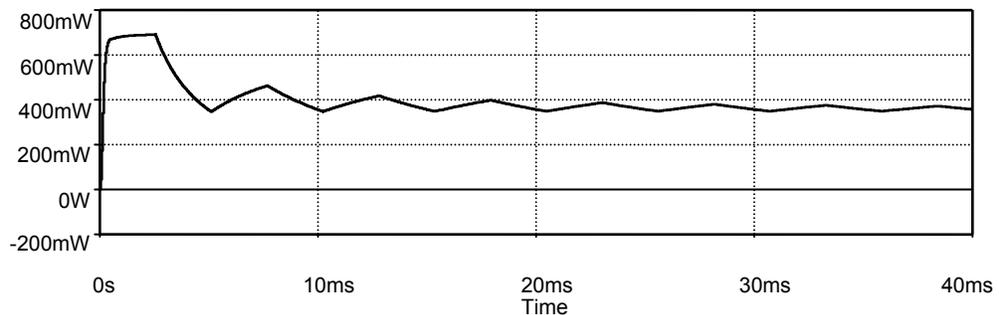
**Figura 5.9.** Señales de voltaje en el IRF840: compuerta (superior), esfuerzo (inferior).

En la Figura 5.10 se muestra el esfuerzo de corriente en el interruptor, con un valor máximo de 1.01A.



**Figura 5.10.** Esfuerzo de corriente en los DSEP.

En la Figura 5.11 se muestran las pérdidas en uno de los dispositivos semiconductores de potencia del inversor. Como se observa las pérdidas tienen un valor aproximado de 360mW por dispositivo.



**Figura 5.11.** Pérdidas en los DSEP.

### 5.2.6 Señales en la resistencia de carga

En la Figura 5.12 se muestran el voltaje y corriente en la resistencia de carga que simula la lámpara de HID en estado estable. El voltaje máximo en la carga es de 52V y la corriente máxima de aproximadamente 1.02A.

En la Figura 5.13 se muestra la potencia de salida del sistema que es aproximadamente de 53W.

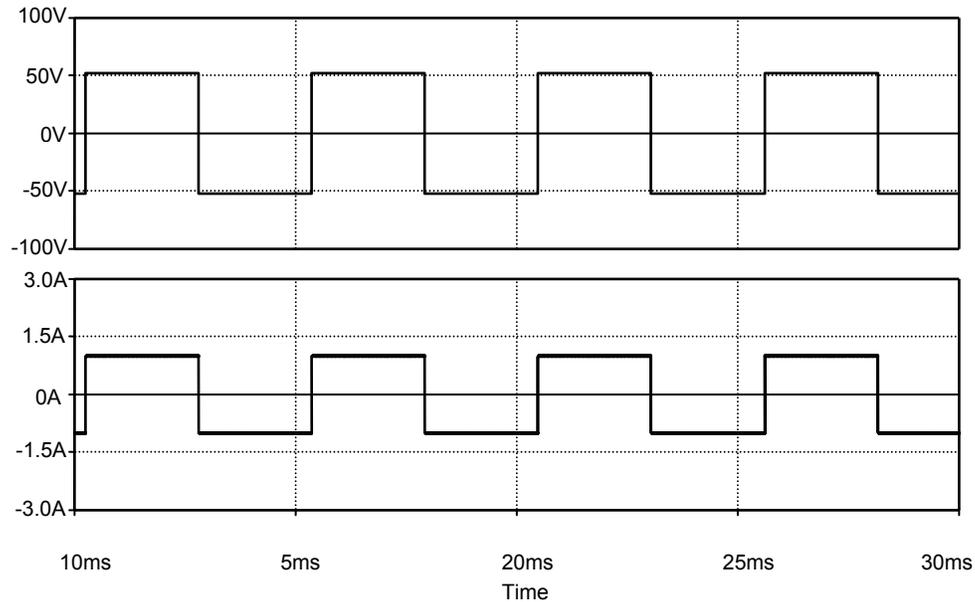


Figura 5.12. Señales de voltaje y corriente en la carga.

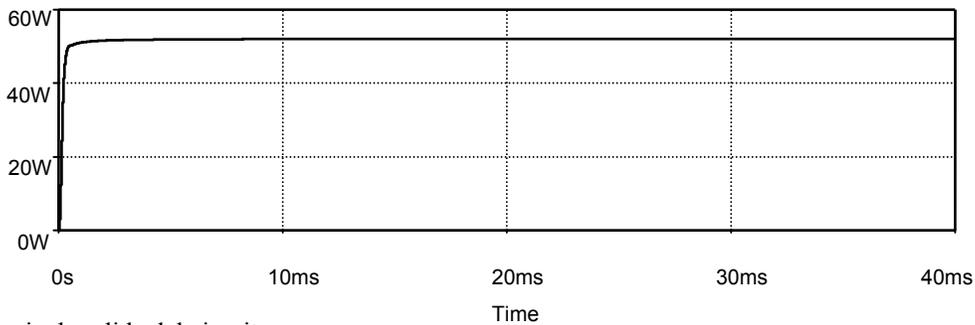


Figura 5.13. Potencia de salida del circuito.

### 5.2.7 Señales del diodo del circuito Clamp

En la Figura 5.14 se presenta la señal de voltaje en el diodo de la red Clamp.

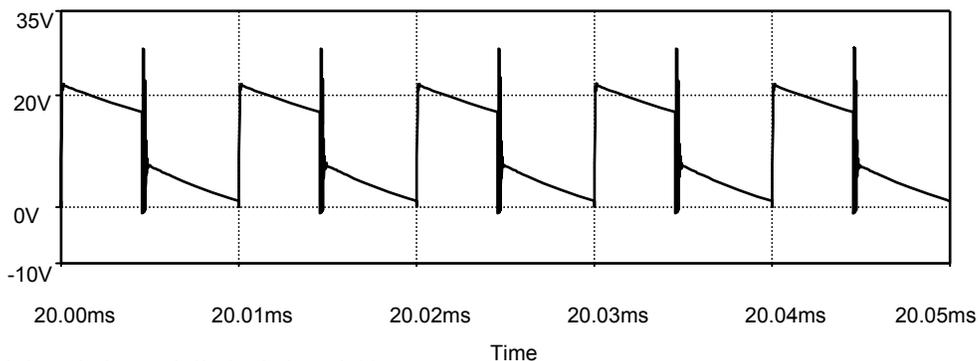


Figura 5.14. Señal de voltaje en el diodo de la red Clamp.

### 5.2.8 Señales en la resistencia de sensado $R_S$

En la Figura 5.15 se muestra la señal de voltaje  $V_{S1}$  en la resistencia de sensado y  $V_{S2}$ , después de pasar por un filtro RC que reduce los picos de voltaje, esta señal se utiliza en la etapa de sensado para el control en modo corriente, con la finalidad de ajustar la señal PWM enviada al Mosfet del convertidor Flyback.

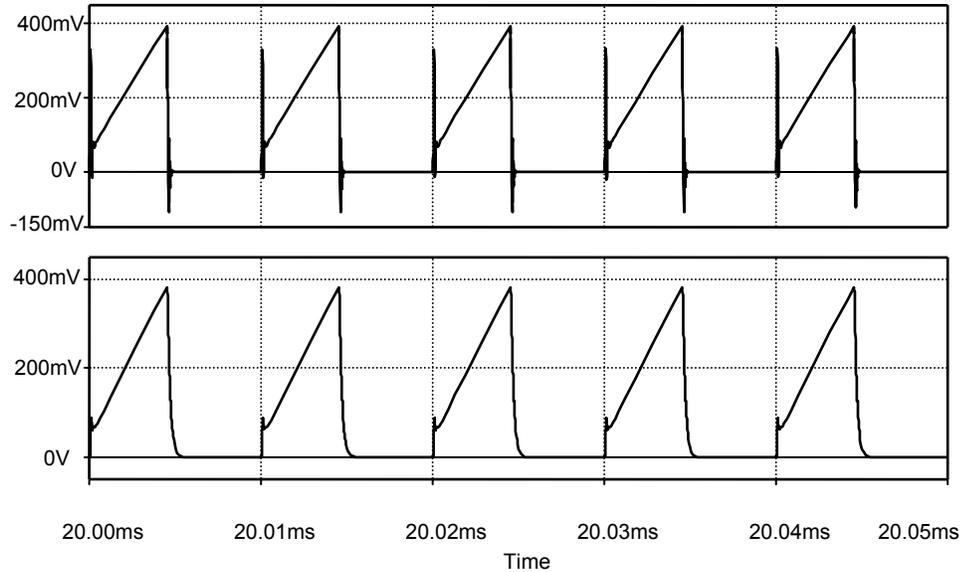


Figura 5.15. Señales en la resistencia de sensado.

### 5.2.9 Eficiencia

Con la potencia de salida y la potencia de entrada se calculó la eficiencia del circuito, siendo esta de 82%.

## 5.3 Prototipo experimental del balastro electrónico

Al haber comprobado en la simulación el buen desempeño de sistema se procedió a la construcción del transformador del convertidor Flyback con los datos obtenidos en el diseño. Posteriormente se implemento el prototipo del balastro electrónico, el cual se muestra en la Figura 5.16.

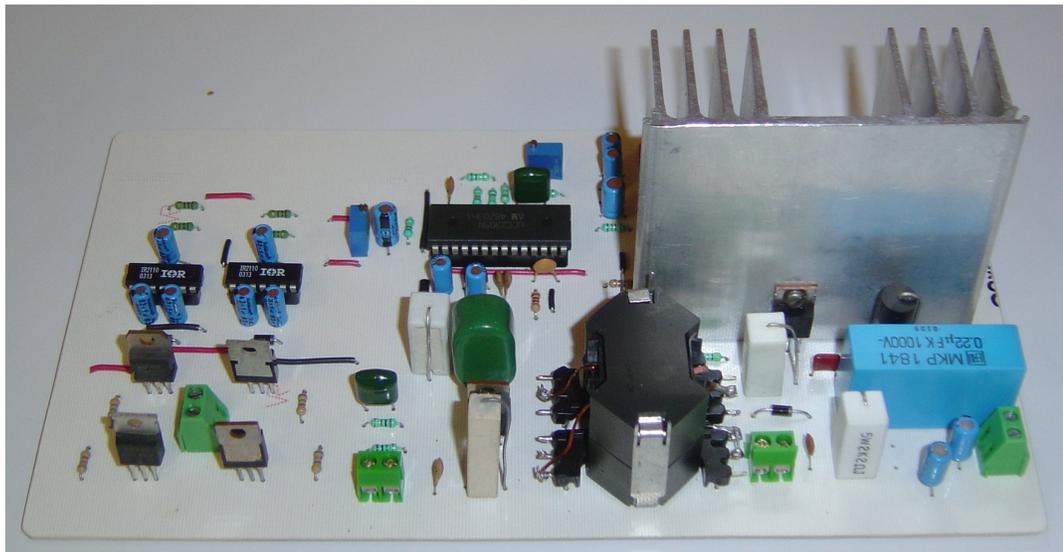
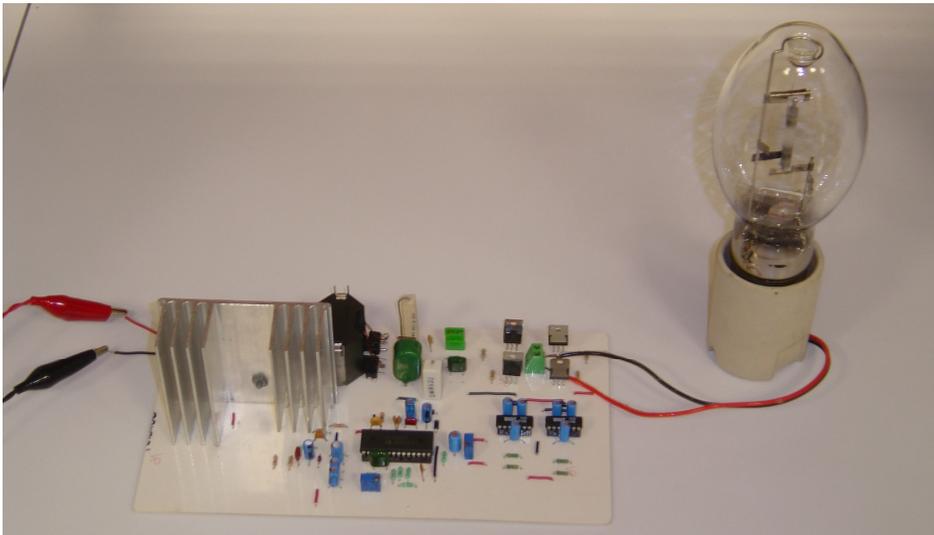


Figura 5.16. Prototipo del balastro electrónico.

En la Figura 5.17 se muestra el sistema de iluminación en su totalidad.



**Figura 5.17.** Sistema de iluminación.

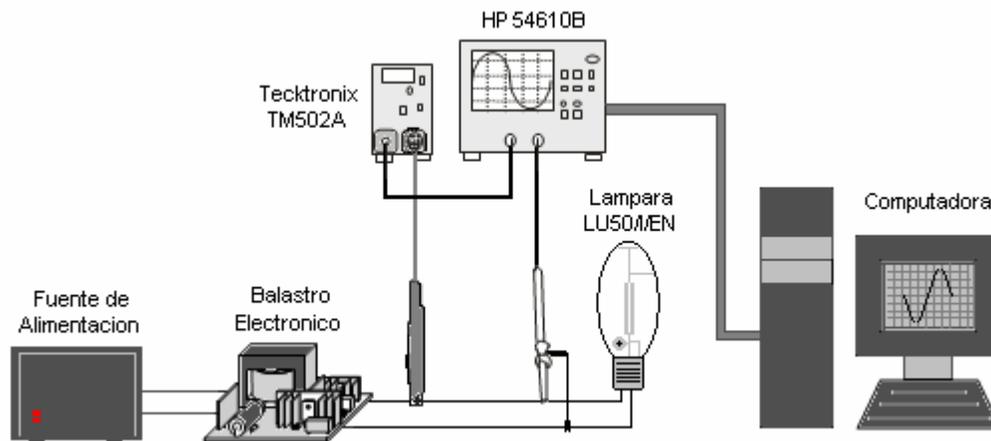
En la Figura 5.18 se muestra la lámpara de HID utilizada. Esta lámpara es de la marca Ignitron EN con código LU50/I/EN, es una lámpara de vapor de sodio a 50W con ignitor integrado.



**Figura 5.18.** Lámpara de HID con ignitor interno.

### 5.3.1 Instalación del sistema de iluminación

En la Figura 5.19 se muestra las conexiones y el equipo utilizado para la realización de las mediciones en el laboratorio.



**Figura 5.19.** Instalación del sistema de iluminación.

## 5.4 Resultados experimentales

Las simulaciones en PSpice proporcionan información valiosa sobre el comportamiento del balastro electrónico, pero no sustituyen completamente el comportamiento del circuito real. Sobre todo si se utilizan elementos difíciles de modelar con precisión, como es el caso del transformador. Por tal motivo se evaluó el comportamiento del prototipo cuyas especificaciones fueron mencionadas anteriormente.

### 5.4.1 Señales en la fuente de alimentación

En la Figura 5.20 se muestra la señal de corriente suministrada por la fuente, cuyo valor promedio es de 5A. Puesto que se utilizó una fuente de voltaje de 13V se obtiene una potencia promedio de aproximadamente 65W.

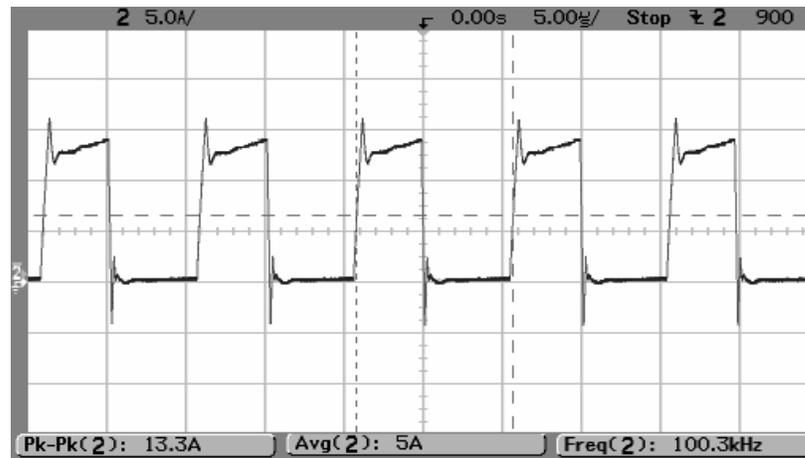


Figura 5.20. Señal de corriente en la fuente de alimentación.

### 5.4.2 Señales del transformador

En la Figura 5.21 se muestra la señal de corriente del devanado primario, como se puede observar la corriente del devanado primario alcanza un corriente de máxima de 13.3A.

En la Figura 5.22 se muestra la señal de corriente del devanado secundario del transformador que presenta una corriente promedio de 1.1A con una corriente máxima de 2.63A.

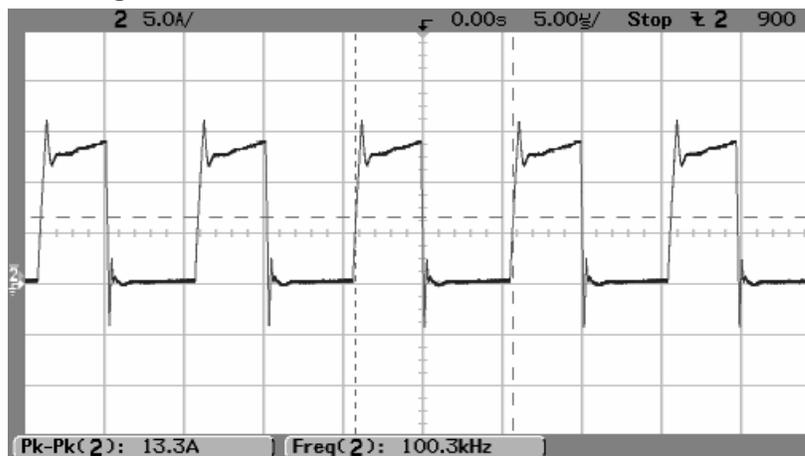


Figura 5.21. Señal de corriente en el devanado primario del transformador.

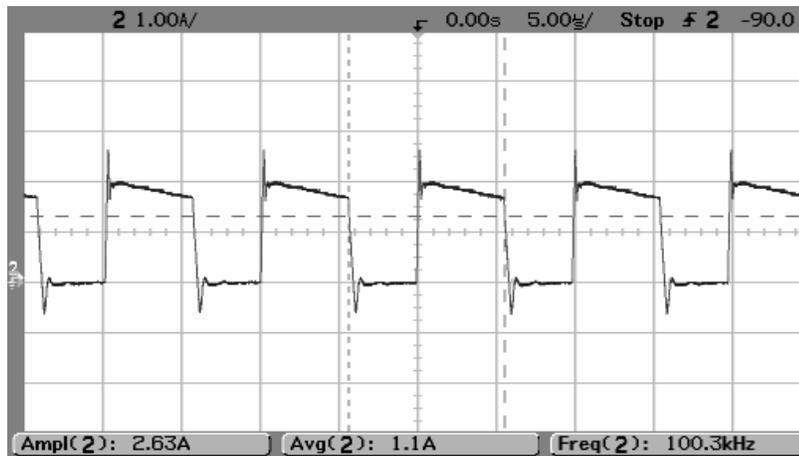


Figura 5.22. Señal de corriente en el devanado secundario del transformador.

### 5.4.3 Señales en el Mosfet del convertidor Flyback

En la Figura 5.23 se muestra la señal suministrada por UCC2305 a la compuerta del Mosfet del convertidor Flyback.

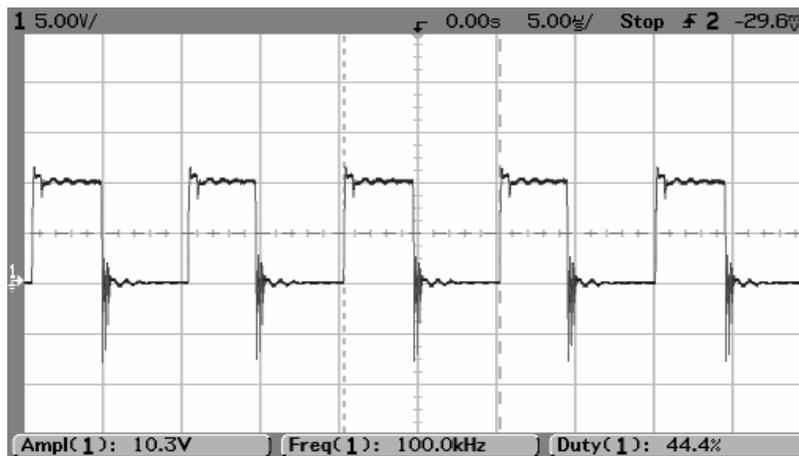


Figura 5.23. Señal de compuerta del Mosfet.

En la Figura 5.24 se muestra el esfuerzo de voltaje en el IRF3710, con un valor aproximado de 22V y un transitorio de voltaje que alcanza un valor pico de 77.5V.

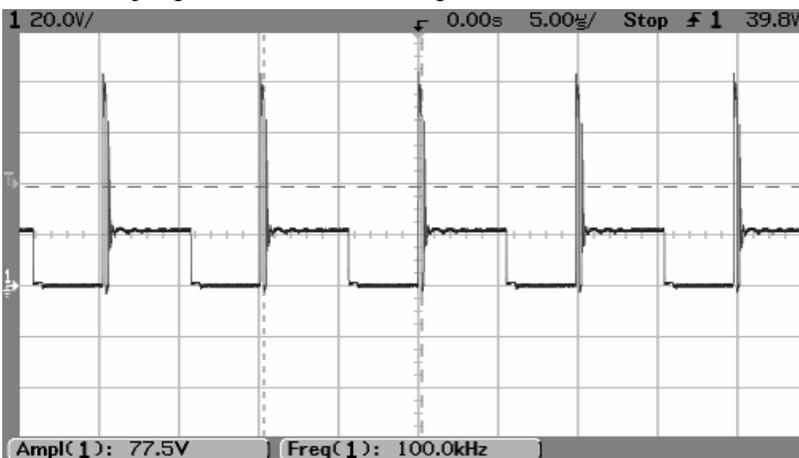


Figura 5.24. Esfuerzo de voltaje en el IRF3710.

#### 5.4.4 Señales en el diodo del convertidor Flyback

En la Figura 5.25 se muestra el esfuerzo de voltaje en el MUR860 del convertidor Flyback, con un valor aproximado de 130V y un transitorio con un pico de voltaje de aproximadamente 220V.

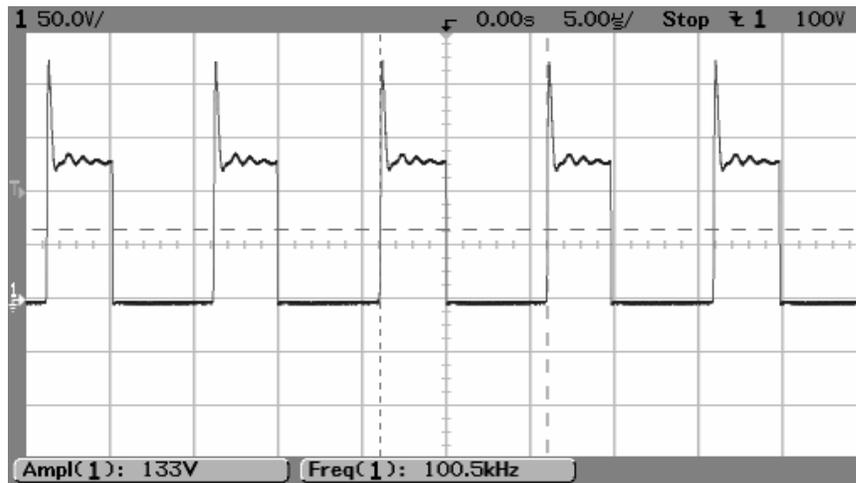


Figura 5.25. Señal de voltaje en el diodo del convertidor.

#### 5.4.5 Señales en los Mosfets del inversor

En la Figura 5.26 se muestran las señales  $Q_{OUT}$  y  $\overline{Q_{OUT}}$  que proporciona el UCC2305 y son enviadas al IR2110 para activar la compuerta de los Mosfet del circuito inversor, la señal de la parte superior se encarga de activar un par de Mosfet y la inferior se encarga del otro par, esto con la finalidad de generar una señal alterna.

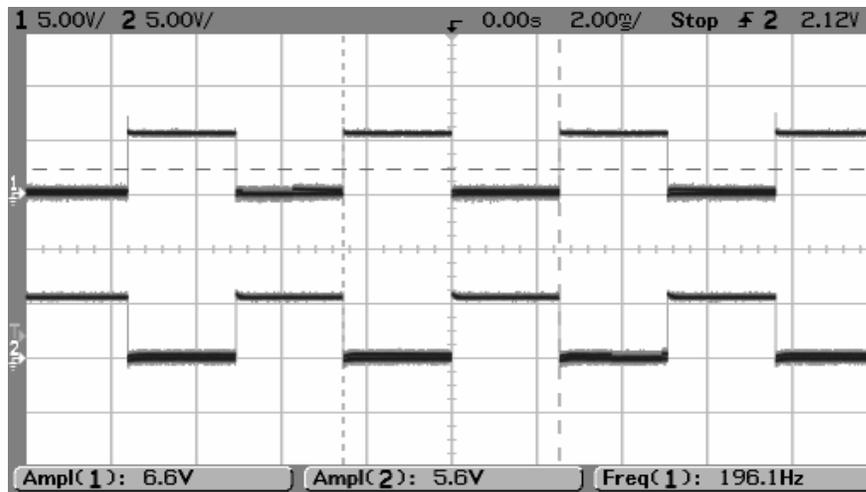


Figura 5.26. Señales proporcionadas por el UCC2305:  $Q_{OUT}$  (superior),  $\overline{Q_{OUT}}$  (inferior).

En la Figura 5.27 se muestra el esfuerzo de voltaje en el IRF840 con un valor aproximado de 50.1V, cuyo valor es igual al voltaje de salida del convertidor flyback.

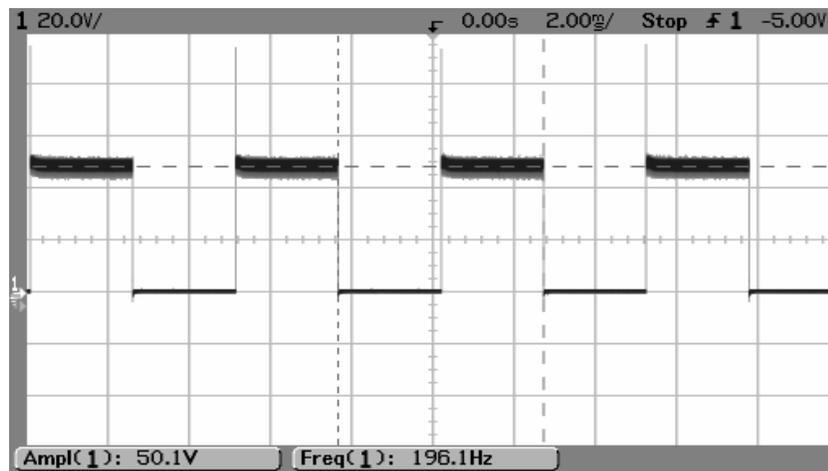


Figura 5.27. Esfuerzo de voltaje en el Mosfet IRF840.

#### 5.4.6 Señales en la lámpara de HID

En la Figura 5.28 se muestra el voltaje y corriente en la lámpara de HID en estado estable. Con una potencia aproximada de 49W.

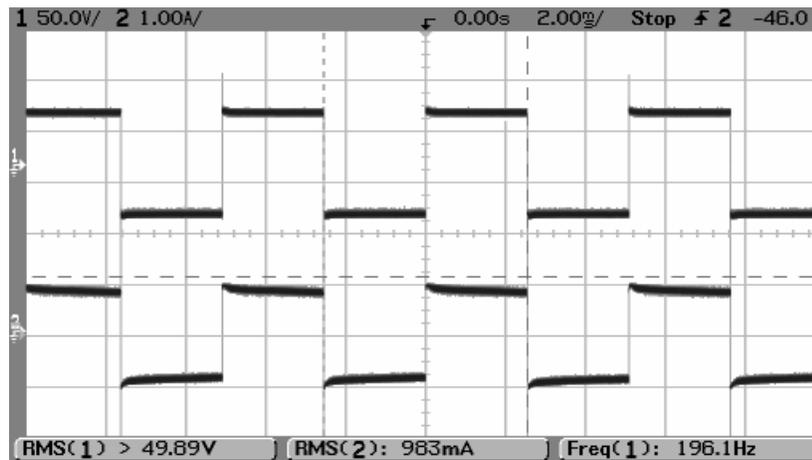


Figura 5.28. Señales en la lámpara de HID: voltaje (superior), corriente (inferior).

#### 5.4.7 Señales del diodo del circuito Clamp

En la Figura 5.29 se muestra el esfuerzo de voltaje del diodo de la red Clamp.

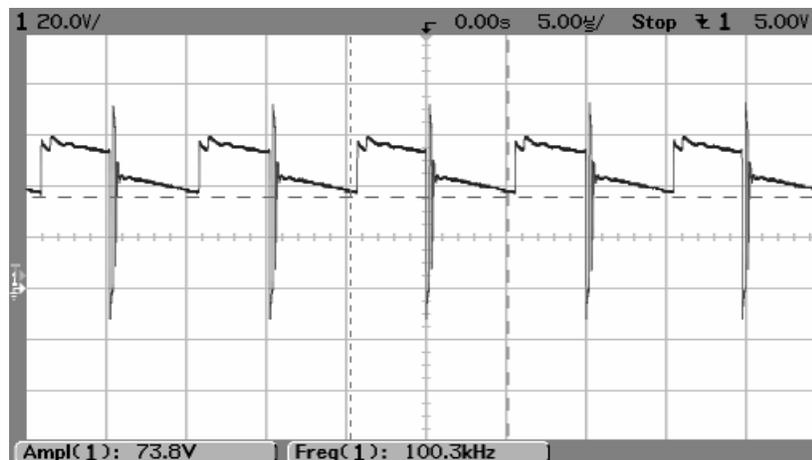


Figura 5.29. Esfuerzo de voltaje del diodo de la red Clamp.

### 5.4.8 Señal de voltaje del circuito de sensado

En la figura 5.30 se muestran la señal de voltaje enviada al UCC2305 con la cual se ajusta la señal PWM que maneja al Mosfet IRF3710 del convertidor Flyback.

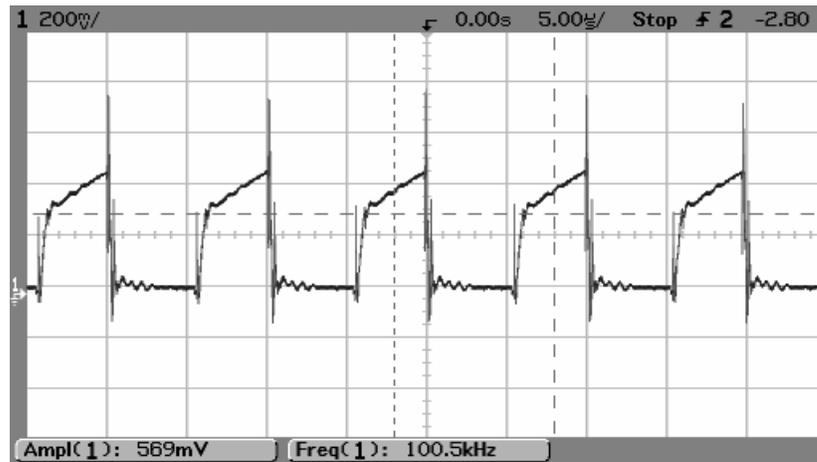


Figura 5.30. Señal de voltaje del circuito de sensado.

### 5.4.9 Eficiencia

Con la potencia de salida y la potencia de entrada se calculo la eficiencia del circuito siendo esta de 75%.



# CAPÍTULO 6

## CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

*En este capítulo se presentan las conclusiones generales obtenidas del trabajo desarrollado, con base en las simulaciones y los resultados experimentales, asimismo se presentan las observaciones y trabajos futuros.*

### 6.1 Conclusiones

En base a los resultados obtenidos se concluye lo siguiente:

- Una de las desventajas que presentan las lámparas de HID cuando se alimentan con señales inadecuadas es la presencia de resonancias acústicas. En este trabajo se demostró que las lámparas de HID, no presentan este fenómeno cuando se alimentan con señales cuadradas a baja frecuencia.
- La utilización del circuito integrado UCC2305 disminuyó en gran medida la complejidad del diseño del balastro electrónico y como consecuencia la disminución del volumen y peso del mismo. Además dentro de sus funciones cuenta con la posibilidad de ajustar la potencia deseada.
- Con el balastro construido se observó que el encendido de la lámpara HID con ignitor interno es mucho más rápido que las de HID tradicionales.
- El uso de circuitos de protección en los dispositivos semiconductores mejora en gran medida la calidad de las señales, puesto que reduce los picos de voltaje y las oscilaciones generadas por conmutación.
- El uso de la simulación como paso previo a la construcción del balastro fue de gran ayuda debido a que los resultados obtenidos se acercan en gran medida a la realidad, además de que permite observar el comportamiento del circuito ante diferentes condiciones.
- La eficiencia del balastro electrónico depende en gran medida del diseño y construcción de los elementos magnéticos y al no contar con el equipo y material necesario influye en gran medida a la disminución de la misma.

En general se observó un buen funcionamiento de la lámpara de HID con ignitor interno, con el balastro diseñado en la presente tesis.

## 6.2 Trabajos futuros

Debido a las ventajas que presentan las lámparas de HID con ignitor interno con respecto a las tradicionales, a la poca información que se tiene sobre este tipo de lámparas, se plantean los siguientes trabajos futuros.

- Caracterización y modelado de la lámpara de HID con ignitor interno para tener más información sobre las características de funcionamiento.
- Implementar un circuito para variar la potencia de salida de la lámpara (dimming) y estudiar el desempeño del balastro electrónico y el comportamiento de la misma.
- Diseño y construcción de un balastro electrónico para una lámpara de HID con ignitor interno de 150W, alimentado desde la línea de ca que incluya un circuito de corrección del factor de potencia
- Estudio e implementación de algunas estrategias de control para este tipo de lámparas.
- Estudiar el desempeño del balastro diseñado, utilizando lámpara de HID convencionales, siendo necesario el diseño de un ignitor externo.
- Los CoolMOS son dispositivos que tienen mejores características que los Mosfets, dentro de las cuales presentan una resistencia de encendido 5 veces menor que la de los Mosfets reduciendo de esta manera las pérdidas y como consecuencia el incremento de la eficiencia, por lo tanto se propone estudiar el desempeño del balastro electrónico utilizando estos dispositivos.

## Referencias

- [1] Especialidades Luminotécnicas. “**Reactancias para Lámparas de Descarga**”, catalogo 2005, 5ª edición.
- [2] Especialidades Luminotécnicas. “**Electrónica**”, catalogo 2005, 23/05.
- [3] IDALUX. “**Equipos Auxiliares de Regulación y Control**”, capítulo 9, luminotecnia 2002.
- [4] Juan D. Aguilar Peña. “**Convertidores DC/AC**” Departamento de Electrónica. Universidad de Jaen. España.
- [5] Alejandro López. “**Balastro Electrónico para lámparas de Alta Intensidad de Descarga alimentado desde 12 V y libre de Resonancia Acústica**” Academia de la Maestría en Electrónica, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico. Julio del 2000.
- [6] Pere Vela y Burges. “**Análisis y Diseño de un Convertidor Weingberg con Control en Modo Corriente**” Departament d’enginyeria Electrònica Elèctrica I Automàtica, Universitat Rovira I Virgili. Junio del 2001.
- [7] Rashid M: “**Electronica De Potencia, Circuitos, Dispositivos Y Aplicaciones**”. Prentice Hall Inc. segunda edición, 1995.
- [8] Abraham Pressman. “**Switching Power Supply Design**”, Mc Graw-Hill, Inc.
- [9] ON Semiconductor: “**Linear & Switching Voltage Regulator Handbook**”, HB206/D Rev. 4, Feb-2002.
- [10] VeriBest, INC. “**Switched-Mode Power Supply Design Manual**”, The EDA Systems Company.
- [11] ON Semiconductor. “**Switchmode™ Power Supply Reference Manual**”, SMPSRM/D Rev. 1, Sept-1999.
- [12] ON Semiconductor. “**Switchmode™ Power Supplies Reference Manual And Design Guide**”, SMPSRM/D Rev. 1, 5/1999.
- [13] Colonel Wm. T. McLyman. “**Transformer and Inductor Design Handbook**”, 2ª edición, Instituto Tecnológico de California.
- [14] Gwan-Bon Koo/ Ph. D. “**Design Guidelines for RCD Snubber of Flyback**”, Application Note AN4147, Fairchild Semiconductor.
- [15] TI. “**Inductor and flyback transformer design**”, section 5, Texas Instruments.

- [16] Carlos Andrés Rodríguez Ortiz. “**Diseño e Implementación de Practicas para el Laboratorio de Electrónica Industrial: Inversor Monofásico**”, Pontifica Universidad Javeriana Facultad de Ingeniería, Departamento de Electrónica, Bogota, D.C. 2004.
- [17] Texas Instruments. “**Transformer Design**”, Application Note: slup073, Appendix I, Dallas, Texas.
- [18] Daniel W. Hart. “**Electrónica de Potencia**”, Pearson, Prentice Hall, 1ª edición en español
- [19] Lloyd Dixon. “**Average Current Mode Control of Switching Power Supplies**”, Tpic 5, Texas Instruments Incorporated.

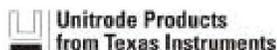
## Paginas de Internet

- [URL 1] Beatriz M. O’Donell, José D. Sandoval y Fernando Paukste. “**Fuentes Luminosas**”, Capítulo 6, 2001.  
<http://www.herrera.unt.edu.ar/dllyv/publicaciones/manualeli/cap04.pdf>
- [URL 2] Javier García Fernández, Oriol Boix. “**Lámparas de Descarga. Conceptos**”, 2006.  
<http://edison.upc.es/curs/llum/lamparas/ldesc1.html>
- [URL 3] Gustavo Barro. “**¿Qué hay dentro de un Led?**”, 2006.  
<http://www.monografias.com/trabajos5/leds/leds.shtml>
- [URL 4] “**El Diodo LED (diodo emisor de luz), Light Emitter Diode**”, 2006.  
[http://www.unicrom.com/Tut\\_diodo\\_led.asp](http://www.unicrom.com/Tut_diodo_led.asp)
- [URL 5] Ing. Gustavo Martin. “**LEDucación: Información Sobre Leds, historia y tecnologías**”, 2005.  
<http://www.dbup.com.ar/info.htm>
- [URL 6] Juan Guasch Farrás. “**Iluminación**”, Capítulo 46, 2006.  
<http://www.mtas.es/insht/EncOIT/pdf/tomo2/46.pdf>
- [URL 7] Javier García Fernández, Oriol Boix. “**Clases de lámparas de descarga**”, 2006.  
<http://edison.upc.es/curs/llum/lamparas/ldesc2.html>
- [URL 8] Gustavo Barro. “**Application Guide To Lamp Control Gear, High-Intensity Discharge Lamps**”, 2005.  
<http://www.ueen.feec.vutbr.cz/cz/kos/applghid.pdf>

# Apéndice A

## Dispositivos semiconductores

### A.1. Hoja de especificaciones del CI UCC2305



**UCC2305**  
**UCC3305**

### HID Lamp Controller

#### FEATURES

- Regulates Lamp Power
- Compensates For Lamp Temperature
- Fixed Frequency Operation
- Current Mode Control
- Overcurrent Protected
- Overvoltage Shutdown
- Open and Short Protected
- High Current FET Drive Output
- Operates Over Wide Battery Voltage Range: 5V to 18V

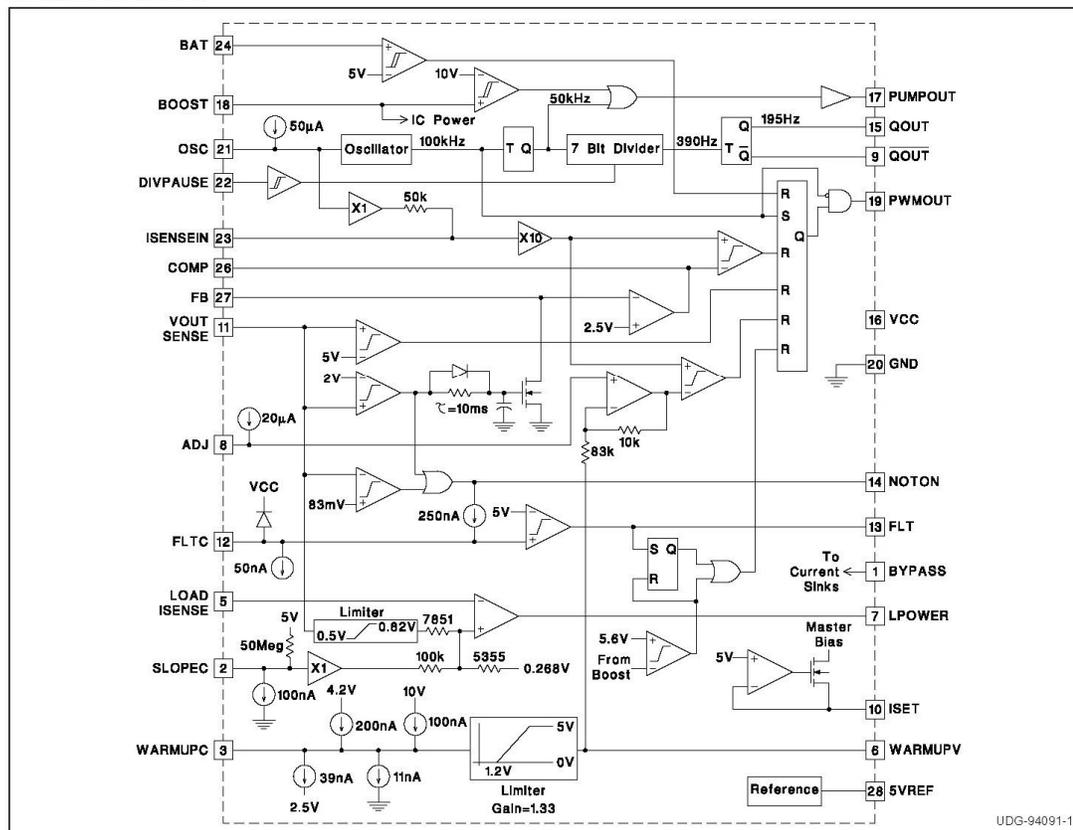
#### DESCRIPTION

The UCC3305 integrates all of the functions required to control and drive one HID lamp. The UCC3305 is tailored to the demanding, fast turn-on requirements of automobile headlamps, but is also applicable to all other lighting applications where HID lamps are selected. HID lamps are ideal for any lighting applications that can benefit from very high efficiency, blue-white light color, small physical lamp size, and very long life.

The UCC3305 contains a complete current mode pulse width modulator, a lamp power regulator, lamp temperature compensation, and total fault protection. Lamp temperature compensation is critical for automobile headlamps, because without compensation, light output varies dramatically from a cold lamp to one that is fully warmed up.

The UCC2305 is tested for full performance with ambient temperature from  $-40^{\circ}\text{C}$  to  $+105^{\circ}\text{C}$  while the UCC3305 is tested with ambient temperature from  $0^{\circ}\text{C}$  to  $+70^{\circ}\text{C}$ . The UCC3305 is available in a 28 pin small-outline, surface mount plastic package (SOIC).

#### BLOCK DIAGRAM



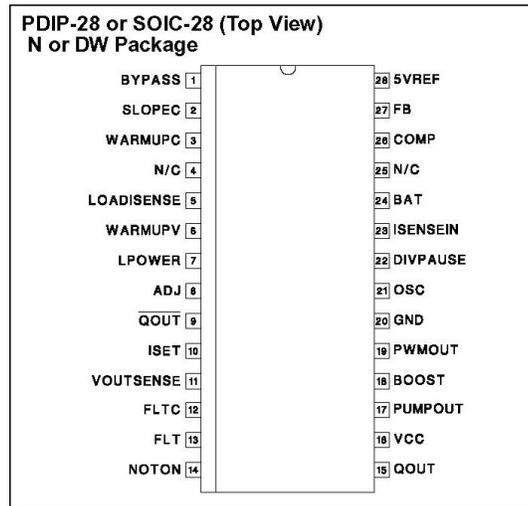
UCC2305  
UCC3305

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

VCC Supply Voltage	8.0V
BOOST Supply Voltage	12.0V
PWMOUT Current, Peak	±1.0A
PWMOUT Energy, Capacitive Load	5.0μJ
Input Voltage, Any Input	-0.3V to +10.0V
Output Current, QOUT, QOUT, FLT	±10.0mA
Output Current, 5VREF, LPOWER, COMP	±10.0mA
ISET Current	-1.0mA
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Junction Temperature	-55°C to +150°C
Lead Temperature	+300°C

All voltages with respect to GND. Currents are positive into, negative out of the specified terminal. Consult Packaging Section of Databook for thermal limitations and considerations of packages.

### CONNECTION DIAGRAM



**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** Unless otherwise stated, VCC = 6.6V, ISET = 100kΩ to GND, ADJ = 100kΩ to GND, OSC = 200pF to GND, BAT = 4V, LOADISENSE connected to LPOWER, VOUTSENSE = 0.666V, BOOST = 10.5V, COMP connected to FB through a 100kΩ resistor, -40°C < TA < +105°C for the UCC2305, 0°C < TA < +70°C for the UCC3305, and TA = TJ.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
<b>Overall Section</b>					
VCC Supply Current			0.1	1.0	mA
BOOST Supply Current			3.0	5.0	mA
BOOST Threshold to PUMP Stop		9.1	9.6	10.2	V
BOOST Threshold to PUMP Start		9.2	9.7	10.3	V
BOOST Threshold to PWMOUT		4.7	5.4	6.1	V
<b>Battery Section</b>					
BAT Threshold to PWMOUT Stop		4.7	5.0	5.3	V
BAT Threshold to PWMOUT Start		4.15	4.8	5.0	V
BAT Input Current	BAT = 4V	-1		1	μA
<b>Oscillator &amp; Divider Section</b>					
OSC Frequency		80	100	120	kHz
OSC Pull-Up Current	OSC = 1.5V	-70	-50	-40	μA
DIVPAUSE Threshold to Pause		1.1	1.5	1.9	V
DIVPAUSE Threshold to Divide		0.8	1.2	1.6	V
DIVPAUSE Input Current	0V < DIVPAUSE < 6V	-8	-5	-1	μA
<b>Reference Section</b>					
5VREF Voltage		4.85	5.0	5.1	V
ISET Voltage		4.8	4.8	5.2	V
<b>Error Amplifier Section</b>					
FB Voltage		2.4	2.5	2.6	V
FB Input Current		-1	0	1	μA
FB Sink Current	VOUTSENSE = 4V, FB = 4V	0.3	1.5		mA
FB Release Delay	VOUTSENSE Step from 4V to 1V	15	30	43	ms
COMP Source Current	FB = 2V, COMP = 4V		-3.0	-0.2	mA
COMP Sink Current	FB = 3V, COMP = 1V	0.2	1.0		mA

**UCC2305**  
**UCC3305**

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS (cont.)** Unless otherwise stated, VCC = 6.6V, ISET = 100k $\Omega$  to GND, ADJ = 100k $\Omega$  to GND, OSC = 200pF to GND, BAT = 4V, LOADISENSE connected to LPOWER, VOUTSENSE = 0.666V, BOOST = 10.5V, COMP connected to FB through a 100k $\Omega$  resistor,  $-40^{\circ}\text{C} < \text{T}_A < +105^{\circ}\text{C}$  for the UCC2305,  $0^{\circ}\text{C} < \text{T}_A < +70^{\circ}\text{C}$  for the UCC3305, and  $\text{T}_A = \text{T}_J$ .

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
<b>Load Power Amplifier Section</b>					
LOADISENSE Input Current		-2.5	-0.1	2.5	$\mu\text{A}$
LPOWER Source Current	LPOWER = 0V		-8.0	-0.4	mA
LPOWER Sink Current	LPOWER = 1V	0.4	1.3		mA
LPOWER Voltage	VOUTSENSE = 0.0V	0.32	0.40	0.48	V
	VOUTSENSE = 0.45V	0.32	0.40	0.48	V
	VOUTSENSE = 0.65V	0.41	0.46	0.51	V
	VOUTSENSE = 0.88V	0.43	0.51	0.59	V
	VOUTSENSE = 2.0V	0.43	0.51	0.59	V
	VOUTSENSE = 0.7V, SLOPEC = 0V	0.29	0.34	0.41	V
<b>Input Current Sense Section</b>					
ISENSEIN Threshold	COMP = 5V, WARMUPC = 0V	0.16	0.21	0.28	V
	COMP = 5V, WARMUPC = 10V	0.10	0.19	0.27	V
	COMP = 1V, WARMUPC = 0V	0.07	0.10	0.2	V
ISENSEIN Bias Current	OSC = 0V	-15	-5	-2	$\mu\text{A}$
	OSC = 2V	-80	-40	-15	$\mu\text{A}$
<b>VOUTSENSE Section</b>					
VOUTSENSE Threshold to PWMOUT		4.2	5.0	5.2	V
VOUTSENSE Threshold to FB		1.7	1.9	2.1	V
VOUTSENSE Threshold to NOTON		0.035	0.083	0.140	V
VOUTSENSE Input Current		-1		1	$\mu\text{A}$
<b>OUTPUTS SECTION</b>					
PWMOUT High Voltage	IPWMOUT = -100mA	9.15	10.0		V
PWMOUT Low Voltage	IPWMOUT = 100mA		0.3	0.5	V
PUMPOUT High Voltage	IPUMPOUT = -10mA	5.3	5.8		V
PUMPOUT Low Voltage	IPUMPOUT = 10mA		1.0	1.8	V
PUMPOUT Frequency	BOOST = 9.5V	35	50	60	kHz
NOTON High Voltage	INOTON = -1mA	5.0	6.3		V
NOTON Low Voltage	INOTON = 1mA		0.1	0.3	V
QOUT, QOUT High Voltage	I <sub>QOUT</sub> = -1mA or I <sub>QOUT</sub> = -1mA	5.0	6.3		V
QOUT, QOUT Low Voltage	I <sub>QOUT</sub> = 1mA or I <sub>QOUT</sub> = 1mA		0.1	0.45	V
QOUT, QOUT Frequency		150	200	250	Hz
FLT High Voltage	I <sub>FLT</sub> = -1mA	6.0	6.3		V
FLT Low Voltage	I <sub>FLT</sub> = 1mA		0.1	0.3	V
<b>Timing Capacitor Section</b>					
FLTC Discharge Current	FLTC = 2.5V	35	60	100	nA
FLTC Charge Current	FLTC = 2.5V	-430	-300	-220	nA
FLTC Threshold to FAULT		4.65	4.9	5.1	V
SLOPEC Charge Current	SLOPEC = 0.5V	-165	-90	-60	nA
	SLOPEC = 2.2	-105	-60	-40	nA
	SLOPEC = 4.2	-50	-30	-10	nA
SLOPEC Voltage	ISLOPEC = -125nA	1.3	1.5	1.7	V
	ISLOPEC = -50nA	2.8	3.0	3.2	V

**UCC2305**  
**UCC3305**

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS (cont.)** Unless otherwise stated, VCC = 6.6V, ISET = 100kΩ to GND, ADJ = 100kΩ to GND, OSC = 200pF to GND, BAT = 4V, LOADISENSE connected to LPOWER, VOUTSENSE = 0.666V, BOOST = 10.5V, COMP connected to FB through a 100kΩ resistor, -40°C < TA < +105°C for the UCC2305, 0°C < TA < +70°C for the UCC3305, and TA = TJ.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
<b>Timing Capacitor Section (cont.)</b>					
SLOPEC Discharge Current	SLOPEC = 2.2V, VCC = 0V, BOOST = 0V, BYPASS = 8V	40	100	200	nA
WARMUPC Charge Current	WARMUPC = 0V	-525	-375	-275	nA
	WARMUPC = 2V	-525	-375	-300	nA
	WARMUPC = 6V	-200	-120	-75	nA
WARMUPC Voltage, Charging	IWARMUPC = -250nA	3.39	3.8	4.1	V
WARMUPC Discharge Current	WARMUPC = 5V, VCC = 0V, BOOST = 0V, BYPASS = 8V	23	50	126	nA
	WARMUPC = 1V, VCC = 0V, BOOST = 0V, BYPASS = 8V	5	10	34	nA
WARMUPC Voltage, Discharging	IWARMUPC = 25nA, VCC = 0V, BOOST = 0V, BYPASS = 8V	1.5	1.9	2.3	V
ADJ Bias Current	VADJ = 0V	-38	-20	-12	μA
WARMUPV Voltage	WARMUPC = 1V	0.05	0.125	0.25	V
	WARMUPC = 2V	0.09	1.00	1.5	V
	WARMUPC = 3V	2.3	2.48	2.66	V
	WARMUPC = 5V	4.5	4.8	5.25	V
	WARMUPC = 10V	4.5	4.8	5.25	V
BYPASS Voltage	VCC = 0V	8.8	9.6		V
BYPASS Current	VCC = 0V, BOOST = 0V, BYPASS = 8V		2.5	7	μA

### PIN DESCRIPTIONS

**5VREF:** Circuitry in the UCC3305 uses the internal 5V reference to set currents and thresholds. This reference can also be used for other functions if required.

**ADJ:** The ratio of cold lamp peak current to warmed-up lamp peak current is controlled by the voltage on ADJ. To select this voltage, connect a resistor from ADJ to GND.

**BAT:** This input is used to detect excessively high input voltage and shut down the IC if the input exceeds a predetermined level. Connect BAT to a voltage divider across the input supply. The UCC3305 shuts down when this input voltage exceeds 5V. To protect the IC in the event of very high or negative inputs, keep divider impedance higher than 10k.

**BOOST:** Although the UCC3305 is powered from the VCC input, most functions of the device operate from a supply voltage of approximately 10V connected to BOOST. This 10V supply can be generated by a voltage doubler using PUMPOUT as an AC signal and external diodes as switches.

**BYPASS:** The UCC3305 compensates for lamp temperature changes by changing the voltage on the SLOPEC and WARMUPC capacitors. These voltages rise as the lamp warms up. An internal calculation determines what power should be applied to the lamp.

When the HID lamp is turned off, power to the lamp and the controller is removed, leaving these two critical capacitors charged to specific voltages. Also, with power off, the lamp will cool down at a controlled rate. It is essential that the two capacitors discharge at a similarly controlled rate so that if the lamp is restarted before the lamp is fully cooled, the controller will have an estimate of new lamp temperature, and can again command the correct power for the lamp.

Power to control the discharge of these capacitors comes from energy stored in a large capacitor connected to BYPASS. The value of the capacitor required can be estimated assuming a maximum BYPASS current of 5μA, a discharge time of 60s, and a maximum allowable droop of 5V by:

$$C = I \cdot \frac{\Delta t}{\Delta V} = 5\mu\text{A} \cdot \frac{60\text{s}}{5\text{V}} = 60\mu\text{F}$$

**COMP:** Differences between commanded lamp power and desired lamp power are amplified by an error amplifier. This amplifier senses the difference between the voltage at FB and 2.5V, and drives COMP with an amplified error voltage. A capacitor is normally connected from COMP to FB to compensate the overall feedback loop so that the system will be stable.

**UCC2305**  
**UCC3305**
**PIN DESCRIPTIONS (cont.)**

**DIVPAUSE:** The QOUT and QOUT outputs can be used to switch lamp polarity in an AC ballast. It is important to stop polarity switching when the lamp is being lit, so that the arc across the electrodes can form in the correct place. Pulling high on DIVPAUSE stops the internal divider which generates the QOUT and QOUT signals, and thereby freezes the QOUT and QOUT signals.

To stop the divider when the lamp is being lit and start after the lamp has lit, connect a resistor from NOTON to DIVPAUSE and a capacitor from DIVPAUSE to GND.

**FLTC:** The voltage on VOUTSENSE is proportional to lamp voltage. If that voltage is too high or too low, the lamp is either open, shorted, or not yet running. During normal operation, there is a capacitor connected to FLTC, and this capacitor is discharged to 0V by a current source inside the UCC3305.

The UCC3305 monitors the voltage on VOUTSENSE and compares it to an internal 83mV lower threshold and a 2V upper threshold. If the voltage is outside this window, then the IC will pull up on FLTC with a current of approximately 250nA. If the fault remains long enough to charge the external FLTC capacitor over 5V, the controller declares a catastrophic fault and shuts the IC down. The IC will stay shut down until power is removed from BOOST.

If the fault clears before the FLTC capacitor reaches 5V, the capacitor discharges down to 0V. This discharge current is approximately 50nA, representing a five times longer discharge rate than charge rate.

**FLT:** If the voltage on the FLTC pin exceeds 5V, indicating a severe fault, then a latch in the UCC3305 sets and PWM drive is halted. In addition, the FLT output goes high to VCC, indicating a serious system fault.

**FB:** Differences between commanded lamp power and desired lamp power are amplified by an error amplifier. This amplifier senses the difference between the voltage at FB and 2.5V, and drives COMP with an amplified error voltage.

**GND:** Ground for all functions is through this pin.

**ISENSEIN:** The power regulating algorithm in the UCC3305 HID Controller computes a function of lamp current and lamp voltage and commands the appropriate battery current to keep lamp power constant. This appropriate battery current is sensed by a connection from I-SENSEIN to a current sense resistor. This current sensed pulse width modulation scheme is often referred to as current mode control.

In addition to this current regulation, the UCC3305 contains peak input current limiting. This limiting is set to 0.2V across the ISENSEIN resistor during normal operation and 0.4V during starting. The transition from starting

to normal operation is accomplished by the rise of the WARMUPC capacitor.

Current mode control has an advantage over voltage mode control in that a current mode loop is easier to compensate. Current mode control has a disadvantage compared to voltage mode control in that the loop can enter into chaotic oscillations at high duty cycles. These chaotic oscillations can be prevented using slope compensation. The UCC3305 contains internal slope compensation in the form of a current proportional to OSC voltage on ISENSEIN. This current combined with an external resistor from ISENSEIN to the current sense resistor creates a voltage drop proportional to OSC voltage, which gives slope compensation.

**ISET:** Many functions inside the UCC3305 require precise currents to give well controlled performance. These controlled currents are programmed by a resistor from ISET to GND. A resistor of 100k programs the IC to normal operating current. Lower resistor values increase the internal currents. Some of the functions which are influenced by this resistor are WARMUPC charging and discharging, SLOPEC charging and discharging, FLTC charging and discharging, and error amplifier bandwidth.

**LOADISENSE:** Just as ISENSEIN is normally connected to a current sense resistor which monitors battery current, LOADISENSE is normally connected to a resistor which monitors lamp current. Lamp current is then regulated by the controller such that the correct lamp power is supplied at every lamp temperature, in conjunction with the lamp voltage sensed by VOUTSENSE.

**LPOWER:** LOADISENSE directly drives one input of an op amp in the UCC3305. This amplifier amplifies the difference between the desired load current and the actual load current, and generates an output signal on LPOWER which feeds the error amplifier.

**NOTON:** While the lamp is in a fault condition, such as excessively high or low lamp voltage, NOTON is pulled high to VCC, indicating that the arc is not yet correct. When the voltage on VOUTSENSE is within the 83mV to 2V window, NOTON is pulled low.

**OSC:** The fixed frequency PWM in the UCC3305 operates at the frequency programmed by the OSC pin. Typically, a 200pF capacitor from OSC to GND programs the PWM frequency at 100kHz. In addition, this programs the charge pump at 50kHz and the QOUT and QOUT signals at 192Hz. The actual oscillator frequency is a function of both the capacitor from OSC to GND and the resistor from ISET to GND.

**PUMPOUT:** Although the UCC3305 is powered from the VCC input, most functions of the device operate from a supply voltage of approximately 10V connected to BOOST. In normal operation, this 10V supply is gener-

**UCC2305**  
**UCC3305**
**PIN DESCRIPTIONS (cont.)**

ated by a voltage doubler using the PUMPOUT pin as an AC signal and external diodes as switches. PUMP-OUT is a square wave which swings from VCC to GND at half of the OSC frequency.

**PWMOUT:** The output of the pulse width modulator is a command signal to a power MOSFET switch. This signal appears on PWMOUT. In normal systems, PWM-OUT can be directly connected to the gate of an N-channel power MOSFET such as the IRF540. If the lead between the UCC3305 and the MOSFET is longer than a few cm, a 10 ohm resistor from PWMOUT to gate may be required to dampen overshoot and under-shoot.

**QOUT:** The UCC3305 is immediately configured for DC HID lamps. To operate with AC HID lamps, it is necessary to add a power H-bridge which will toggle lamp voltage. A practical switching frequency for this toggle function is the OSC frequency divided by 512, or 192Hz for a 100kHz oscillator.

The  $\overline{\text{QOUT}}$  pin is a logic output which toggles at the OSC frequency divided by 512, 180 degrees out of phase with the QOUT pin.

**QOUT:** The QOUT pin is a logic output which toggles at the OSC frequency divided by 512, 180 degrees out of phase with the  $\overline{\text{QOUT}}$  pin.

**SLOPEC:** To track lamp warm-up and cool down, two capacitors connected to the UCC3305 charge and discharge. One is connected to SLOPEC. The other is connected to WARMUPC. The capacitor connected to SLOPEC charges up to 5V with a rate controlled by the resistor from ISET to GND. With a nominal 100k ISET resistor the charging current into SLOPEC is equivalent to the current from a 50Meg resistor to 5V.

When power is removed from VCC, SLOPEC discharges at a constant current, nominally 100nA.

**APPLICATIONS INFORMATION**
**Typical Application**

This circuit shows the UCC3305 HID Lamp Controller IC in a flyback converter. The output of the converter is regulated at constant power, so that lamp intensity is relatively constant regardless of small lamp manufacturing variations.

**Full Bridge Output Stage**

The output of the flyback converter is directed to the AC lamp through a full bridge inverter. The full bridge is switched at a low frequency (typically 195Hz), so that the average lamp voltage is zero. The low frequency switch-

**VCC:** VCC is the main supply input to the UCC3305. Many functions in the UCC3305 are powered by VCC, while others are powered by BOOST. VCC should be clamped to 6.8V by an external zener diode and kept as close to 6.8V as practical with a low value resistor to the input supply.

**VOUT-SENSE:** The VOUTSENSE input is used to sense lamp voltage, commonly through a 120:1 voltage divider. For a normal, running HID lamp, the voltage across the lamp is between 60V and 110V. It takes higher than 300V to break down the lamp, and it is desirable to limit the voltage on the starter input to 600V maximum. A lamp voltage less than 10V is indicative of a shorted lamp.

The UCC3305 regulates lamp power by commanding the correct lamp current for a given lamp voltage. In addition, a comparator in the UCC3305 terminates a PWM cycle if VOUTSENSE reaches 5V, corresponding to 600V on the lamp. This regulates lamp voltage at 600V when the lamp is not lit. Comparators in the UCC3305 also compare VOUTSENSE to 83mV corresponding to 10V lamp voltage and 2V, corresponding to a 240V lamp voltage. When the VOUTSENSE voltage is outside this window, the lamp is either not lit, shorted, or open.

**WARMUPC:** In addition to the capacitor from SLOPEC to GND, lamp temperature is estimated by the voltage on a capacitor from WARMUPC to GND. This capacitor is charged by a 200nA current source to 4.2V and by a 100nA current source from 4.2V to 10V when the lamp is on, and discharged by 39nA current sink to 2.5V and 11nA current sink to GND when the lamp is off.

**WARMUPV:** The voltage on WARMUPC is used to modulate the signal fed to the error amplifier through FB. However, the impedance on WARMUPC is too high to be directly used. The UCC3305 contains a buffer amplifier which buffers the voltage on WARMUPC and processes it to WARMUPV, making a signal appropriate for driving FB.

ing is derived from the PWM oscillator. It is desirable to switch lamp polarity when running, but switching lamp polarity can interfere with clean starting. The UCC3305 has a logic output called NOTON which is high when the lamp is not running (Not On) and low when the lamp is running. This output is connected to the DIVPAUSE input so that the low frequency switching stops until the lamp is fully lit.

The UCC3305 HID Controller IC has two low frequency outputs, QOUT and  $\overline{\text{QOUT}}$ . These outputs are capable of driving low-side MOSFETs directly at 195Hz, but high-side MOSFETs require a level-shifted drive. This

**UCC2305**  
**UCC3305**
**APPLICATIONS INFORMATION (cont.)**

can be as simple as a high voltage transistor and a resistor pull-up, combined with the correct choice of phases.

**Regulated Lamp Input Power Gives Constant Intensity**

The LPOWER output of the UCC3305 is a voltage roughly proportional to lamp input power. The UCC3305 regulates constant lamp power over a wide range of lamp voltages. The range of lamp voltages which produce constant lamp power is set by the limiting amplifier on VOUTSENSE.

For inputs to VOUTSENSE below 0.5V, such as would occur with a shorted lamp, the loop regulates constant load current. For inputs to VOUTSENSE greater than 0.82V, as might occur with a lamp that is open or not yet lit, the loop also regulates constant load current, but at a lower current than for a shorted lamp. In between those two voltages, the amplifier driving the LPOWER pin will sum the load current and load voltage and produce a signal roughly proportional to load power. The summing amplifier approximates power well enough to hold power within  $\pm 10\%$  over a factor of two in lamp voltage.

The UCC3305 HID Controller contains a current mode PWM similar to the industry standard UC3842 and UCC3802 circuits. This controller uses a high gain op amp to regulate the output of the LPOWER circuit. This op amp drives a high speed PWM comparator, which compares converter input current to the output of the op amp and uses this signal to set duty cycle.

**Slope Compensation**

In addition to a complete current mode PWM, the UCC3305 HID Controller contains internal slope compensation, a valuable function which improves current loop stability for high duty cycles. Slope compensation is accomplished with an on-chip current ramp and an off-chip resistor RSL. Larger values of RSL give more slope compensation and a more stable feedback loop.

**Powering The UCC3305**

Conventional power MOSFETs require at least 8V of gate drive to ensure high efficiency and low on resistance. Despite this requirement, the UCC3305 HID Controller can be used to build a ballast that will drive power MOSFETs well with input supplies as low as 5V! The UCC3305 does this using a charge pump.

In this typical application, power for the UCC3305 HID Controller IC is derived from a 6.8V zener supply. This zener regulated supply gives the application overvoltage protection, reverse battery protection, low parts count, and low cost. The output of the 6.8V zener supply drives the VCC pin of the UCC3305. VCC is the input to the UCC3305 charge pump. The charge pump generates a

regulated 10V supply on the BOOST output. This 10V supply drives all other functions on the UCC3305.

**Protection From Over Voltage**

The most significant stresses in an automotive environment are the overvoltage conditions which can occur during load dump and double-battery jump start. At these times, the voltage into the ballast can go so high that even the most overdesigned power stage will be damaged. The UCC3305 is inherently immune to damage from this when operated with a zener regulated supply. In addition, the UCC3305 will protect the ballast components by shutting down the PWM in the presence of excessive voltage on the BAT input.

This typical application shows a voltage divider consisting of a 270k resistor and a 100k resistor driving the BAT input. The threshold of the BAT input is approximately 5V, so this divider sets the shutdown voltage at approximately 18.5V.

**Programming the UCC3305**

All circuitry on the UCC3305 HID Lamp Controller is operated from a bias current set by the resistor from ISET to ground. For best operation, this resistor (RSET) should be between 75k and 150k.

**Oscillator Frequency**

The UCC3305 HID Lamp Controller PWM oscillator is set by the resistor from ISET to ground and by the capacitor from OSC to ground. Oscillator frequency can be estimated by the equation:

$$F_{OSC} = \frac{2}{R_{SET} \cdot C_{OSC}}$$

For operation at 100kHz, RSET should be 100k and Cosc should be 200pF.

The PWM oscillator also determines the low frequency lamp switching rate for AC lamps. The exact lamp switching rate is the PWM frequency divided by 512.

**Lamp Temperature Compensation**

Automobile headlights must come up to full intensity very quickly, but HID lamps require many minutes to stabilize. The UCC3305 HID Controller contains sophisticated internal circuitry to anticipate lamp temperature and also to compensate for lamp temperature.

The circuits anticipate lamp temperature by monitoring charge on capacitors which charge when the lamp is on and discharge when the lamp is off. The UCC3305 HID Controller compensates for lamp temperature by driving the lamp with a higher lamp power when the lamp is cold and reducing the power to a normal operating level when the lamp is warmed up. The capacitors which set these

UCC2305  
UCC3305

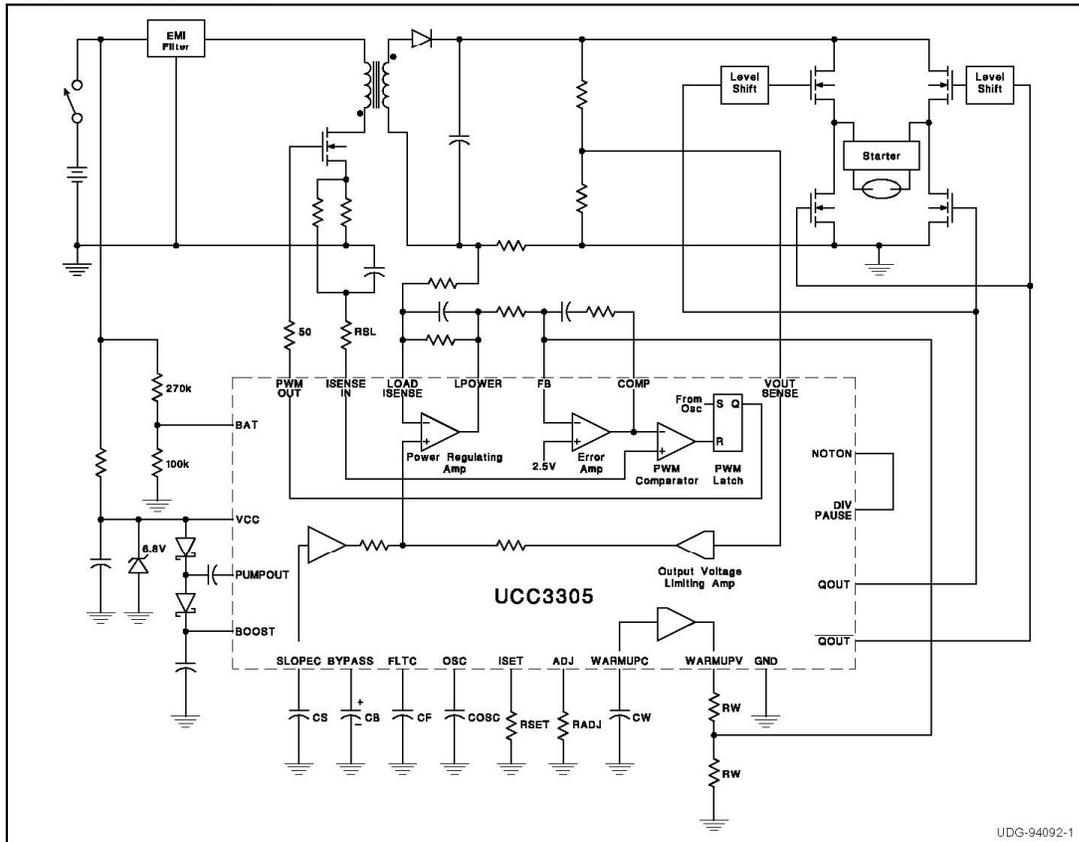
**APPLICATIONS INFORMATION (cont.)**

time constants are external film capacitors CS and CW, and are connected to SLOPEC and WARMUPC. CS and CW are critical capacitors and must be selected to match the time-temperature relationship of the lamp.

In addition to changing the power regulation point, the WARMUPC capacitor voltage also changes the short circuit lamp current. The ratio of cold short circuit current to warmed-up short circuit current is set by the resistor from ADJ to ground.

When power is removed from the ballast, CS and CW must discharge at a controlled rate. The discharge currents are programmed by current sources on the UCC3305 HID Controller. These current sources are powered by the power supply connected to BYPASS. In a typical application, a non-critical electrolytic capacitor from BYPASS to ground stores energy when the ballast is on and uses this energy to control the discharge rate when the ballast is off.

**FLYBACK HID BALLAST**





**IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF**

**HIGH AND LOW SIDE DRIVER**

**Features**

- Floating channel designed for bootstrap operation  
Fully operational to +500V or +600V  
Tolerant to negative transient voltage  
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible  
Separate logic supply range from 3.3V to 20V  
Logic and power ground ±5V offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

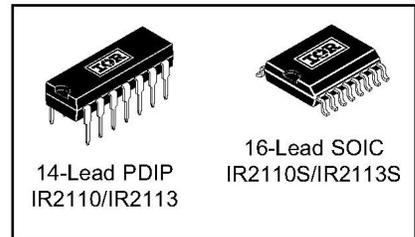
**Product Summary**

$V_{OFFSET}$ (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{O+/-}$	2A / 2A
$V_{OUT}$	10 - 20V
$t_{on/off}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching (IR2110)	10 ns max.
(IR2113)	20ns max.

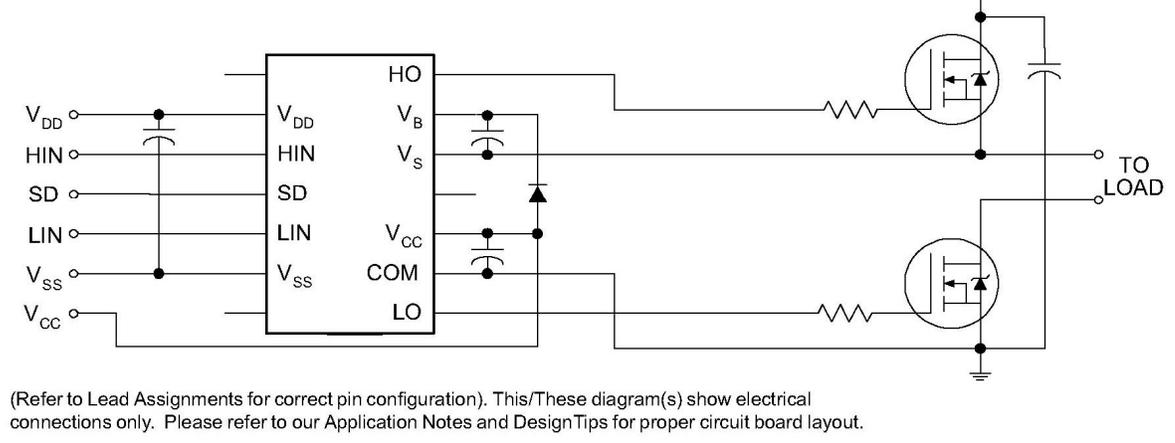
**Description**

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

**Packages**



**Typical Connection**



# IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International  
IR Rectifier

## Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 28 through 35.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units	
V <sub>B</sub>	High side floating supply voltage (IR2110)	-0.3	525	V	
	(IR2113)	-0.3	625		
V <sub>S</sub>	High side floating supply offset voltage	V <sub>B</sub> - 25	V <sub>B</sub> + 0.3		
V <sub>HO</sub>	High side floating output voltage	V <sub>S</sub> - 0.3	V <sub>B</sub> + 0.3		
V <sub>CC</sub>	Low side fixed supply voltage	-0.3	25		
V <sub>LO</sub>	Low side output voltage	-0.3	V <sub>CC</sub> + 0.3		
V <sub>DD</sub>	Logic supply voltage	-0.3	V <sub>SS</sub> + 25		
V <sub>SS</sub>	Logic supply offset voltage	V <sub>CC</sub> - 25	V <sub>CC</sub> + 0.3		
V <sub>IN</sub>	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V <sub>SS</sub> - 0.3	V <sub>DD</sub> + 0.3		
dV <sub>S</sub> /dt	Allowable offset supply voltage transient (figure 2)	—	50	V/ns	
P <sub>D</sub>	Package power dissipation @ T <sub>A</sub> ≤ +25°C	(14 lead DIP)	—	1.6	W
		(16 lead SOIC)	—	1.25	
R <sub>THJA</sub>	Thermal resistance, junction to ambient	(14 lead DIP)	—	75	°C/W
		(16 lead SOIC)	—	100	
T <sub>J</sub>	Junction temperature	—	150	°C	
T <sub>S</sub>	Storage temperature	-55	150		
T <sub>L</sub>	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300		

## Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V<sub>S</sub> and V<sub>SS</sub> offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in figures 36 and 37.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V <sub>B</sub>	High side floating supply absolute voltage	V <sub>S</sub> + 10	V <sub>S</sub> + 20	V
V <sub>S</sub>	High side floating supply offset voltage (IR2110)	Note 1	500	
	(IR2113)	Note 1	600	
V <sub>HO</sub>	High side floating output voltage	V <sub>S</sub>	V <sub>B</sub>	
V <sub>CC</sub>	Low side fixed supply voltage	10	20	
V <sub>LO</sub>	Low side output voltage	0	V <sub>CC</sub>	
V <sub>DD</sub>	Logic supply voltage	V <sub>SS</sub> + 3	V <sub>SS</sub> + 20	
V <sub>SS</sub>	Logic supply offset voltage	-5 (Note 2)	5	
V <sub>IN</sub>	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V <sub>SS</sub>	V <sub>DD</sub>	
T <sub>A</sub>	Ambient temperature	-40	125	°C

Note 1: Logic operational for V<sub>S</sub> of -4 to +500V. Logic state held for V<sub>S</sub> of -4V to -V<sub>BS</sub>. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: When V<sub>DD</sub> < 5V, the minimum V<sub>SS</sub> offset is limited to -V<sub>DD</sub>.

International  
 Rectifier

## IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

### Dynamic Electrical Characteristics

$V_{BIAS}$  ( $V_{CC}$ ,  $V_{BS}$ ,  $V_{DD}$ ) = 15V,  $C_L$  = 1000 pF,  $T_A$  = 25°C and  $V_{SS}$  = COM unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figure 3.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$t_{on}$	Turn-on propagation delay	7	—	120	150	ns	$V_S = 0V$
$t_{off}$	Turn-off propagation delay	8	—	94	125		$V_S = 500V/600V$
$t_{sd}$	Shutdown propagation delay	9	—	110	140		$V_S = 500V/600V$
$t_r$	Turn-on rise time	10	—	25	35		
$t_f$	Turn-off fall time	11	—	17	25		
MT	Delay matching, HS & LS turn-on/off	(IR2110) (IR2113)	— —	— —	— —		10 20

### Static Electrical Characteristics

$V_{BIAS}$  ( $V_{CC}$ ,  $V_{BS}$ ,  $V_{DD}$ ) = 15V,  $T_A$  = 25°C and  $V_{SS}$  = COM unless otherwise specified. The  $V_{IN}$ ,  $V_{TH}$  and  $I_{IN}$  parameters are referenced to  $V_{SS}$  and are applicable to all three logic input leads: HIN, LIN and SD. The  $V_O$  and  $I_O$  parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{IH}$	Logic "1" input voltage	12	9.5	—	—	V	
$V_{IL}$	Logic "0" input voltage	13	—	—	6.0		
$V_{OH}$	High level output voltage, $V_{BIAS} - V_O$	14	—	—	1.2		$I_O = 0A$
$V_{OL}$	Low level output voltage, $V_O$	15	—	—	0.1		$I_O = 0A$
$I_{LK}$	Offset supply leakage current	16	—	—	50	$\mu A$	$V_B = V_S = 500V/600V$
$I_{QBS}$	Quiescent $V_{BS}$ supply current	17	—	125	230		$V_{IN} = 0V$ or $V_{DD}$
$I_{QCC}$	Quiescent $V_{CC}$ supply current	18	—	180	340		$V_{IN} = 0V$ or $V_{DD}$
$I_{QDD}$	Quiescent $V_{DD}$ supply current	19	—	15	30		$V_{IN} = 0V$ or $V_{DD}$
$I_{IN+}$	Logic "1" input bias current	20	—	20	40		$V_{IN} = V_{DD}$
$I_{IN-}$	Logic "0" input bias current	21	—	—	1.0	$V_{IN} = 0V$	
$V_{BSUV+}$	$V_{BS}$ supply undervoltage positive going threshold	22	7.5	8.6	9.7	V	
$V_{BSUV-}$	$V_{BS}$ supply undervoltage negative going threshold	23	7.0	8.2	9.4		
$V_{CCUV+}$	$V_{CC}$ supply undervoltage positive going threshold	24	7.4	8.5	9.6		
$V_{CCUV-}$	$V_{CC}$ supply undervoltage negative going threshold	25	7.0	8.2	9.4		
$I_{O+}$	Output high short circuit pulsed current	26	2.0	2.5	—	A	$V_O = 0V$ , $V_{IN} = V_{DD}$ $PW \leq 10 \mu s$
$I_{O-}$	Output low short circuit pulsed current	27	2.0	2.5	—		$V_O = 15V$ , $V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10 \mu s$



### A.3. Hoja de especificaciones del IRF3710

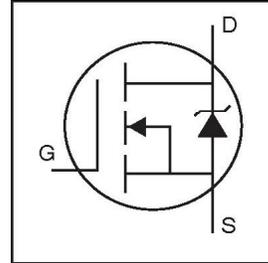
PD - 91309B

International  
**IR** Rectifier

# IRF3710

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated



$$V_{DSS} = 100V$$

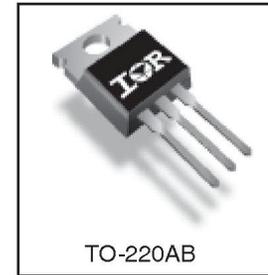
$$R_{DS(on)} = 23m\Omega$$

$$I_D = 57A$$

#### Description

Advanced HEXFET® Power MOSFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



#### Absolute Maximum Ratings

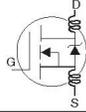
	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	57	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	40	
$I_{DM}$	Pulsed Drain Current ①	230	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	200	W
	Linear Derating Factor	1.3	W/°C
$V_{GS}$	Gate-to-Source Voltage	$\pm 20$	V
$I_{AR}$	Avalanche Current ①	28	A
$E_{AR}$	Repetitive Avalanche Energy ①	20	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	5.8	V/ns
$T_J$	Operating Junction and	-55 to +175	°C
$T_{STG}$	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case )	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1N•m)	

#### Thermal Resistance

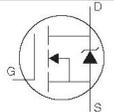
	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	0.75	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

## IRF3710

International  
IR RectifierElectrical Characteristics @  $T_J = 25^\circ\text{C}$  (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	100	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.13	—	V/ $^\circ\text{C}$	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = 1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	23	m $\Omega$	$V_{GS} = 10V, I_D = 28A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
$g_{fs}$	Forward Transconductance	32	—	—	S	$V_{DS} = 25V, I_D = 28A$ ④
$I_{DSS}$	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	$\mu A$	$V_{DS} = 100V, V_{GS} = 0V$
		—	—	250		$V_{DS} = 80V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
$I_{GSS}$	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS} = -20V$
$Q_g$	Total Gate Charge	—	—	130	nC	$I_D = 28A$
$Q_{gs}$	Gate-to-Source Charge	—	—	26		$V_{DS} = 80V$
$Q_{gd}$	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	43		$V_{GS} = 10V$ , See Fig. 6 and 13
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	12	—		$V_{DD} = 50V$
$t_r$	Rise Time	—	58	—	ns	$I_D = 28A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	45	—		$R_G = 2.5\Omega$
$t_f$	Fall Time	—	47	—		$V_{GS} = 10V$ , See Fig. 10 ④
$L_D$	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
$L_S$	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
$C_{iss}$	Input Capacitance	—	3130	—	pF	$V_{GS} = 0V$
$C_{oss}$	Output Capacitance	—	410	—		$V_{DS} = 25V$
$C_{riss}$	Reverse Transfer Capacitance	—	72	—		$f = 1.0\text{MHz}$ , See Fig. 5
$E_{AS}$	Single Pulse Avalanche Energy ②	—	1060 ③	280 ⑥		mJ

## Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$I_S$	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	57	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
$I_{SM}$	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	230		
$V_{SD}$	Diode Forward Voltage	—	—	1.2	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 28A, V_{GS} = 0V$ ④
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	—	140	220	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = 28A$
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge	—	670	1010	nC	$di/dt = 100A/\mu s$ ④
$t_{on}$	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S + L_D$ )				

## Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 11)
- ② Starting  $T_J = 25^\circ\text{C}$ ,  $L = 0.70\text{mH}$   
 $R_G = 25\Omega$ ,  $I_{AS} = 28A$ ,  $V_{GS} = 10V$  (See Figure 12)
- ③  $I_{SD} \leq 28A$ ,  $di/dt \leq 380A/\mu s$ ,  $V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}$ ,  
 $T_J \leq 175^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width  $\leq 400\mu s$ ; duty cycle  $\leq 2\%$ .
- ⑤ This is a typical value at device destruction and represents operation outside rated limits.
- ⑥ This is a calculated value limited to  $T_J = 175^\circ\text{C}$ .

## A.4. Hoja de especificaciones del IRF840



**IRF840/FI**  
**IRF841/FI**

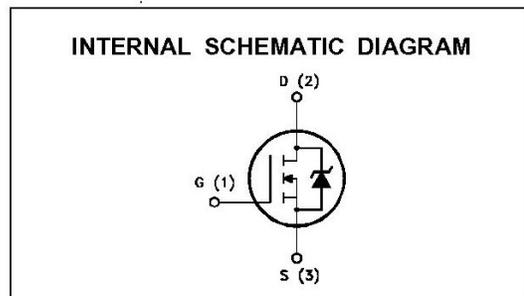
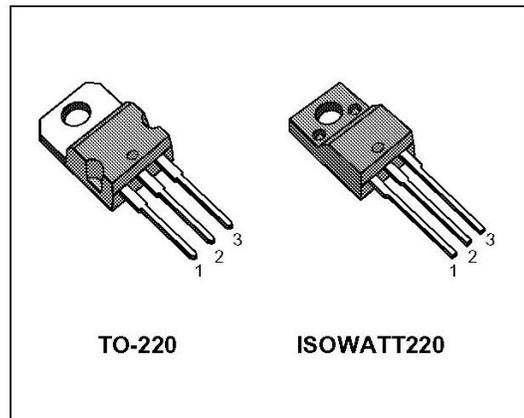
### N - CHANNEL ENHANCEMENT MODE POWER MOS TRANSISTORS

TYPE	V <sub>DSS</sub>	R <sub>DS(on)</sub>	I <sub>D</sub>
IRF840	500 V	< 0.85 Ω	8 A
IRF840FI	500 V	< 0.85 Ω	4.5 A
IRF841	450 V	< 0.85 Ω	8 A
IRF841FI	450 V	< 0.85 Ω	4.5 A

- TYPICAL R<sub>DS(on)</sub> = 0.74 Ω
- AVALANCHE RUGGED TECHNOLOGY
- 100% AVALANCHE TESTED
- REPETITIVE AVALANCHE DATA AT 100°C

#### APPLICATIONS

- HIGH CURRENT, HIGH SPEED SWITCHING
- SWITCH MODE POWER SUPPLIES (SMPS)
- CHOPPER REGULATORS, CONVERTERS, MOTOR CONTROL, LIGHTING FOR INDUSTRIAL AND CONSUMER ENVIRONMENT



#### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value				Unit
		IRF				
		840	841	840FI	841FI	
V <sub>DS</sub>	Drain-source Voltage (V <sub>GS</sub> = 0)	500	450	500	450	V
V <sub>DGR</sub>	Drain- gate Voltage (R <sub>GS</sub> = 20 kΩ)	500	450	500	450	V
V <sub>GS</sub>	Gate-source Voltage	± 20				V
I <sub>D</sub>	Drain Current (cont.) at T <sub>c</sub> = 25 °C	8	8	4.5	4.5	A
I <sub>D</sub>	Drain Current (cont.) at T <sub>c</sub> = 100 °C	5.1	5.1	2.8	2.8	A
I <sub>DM</sub> (*)	Drain Current (pulsed)	32	32	32	32	A
P <sub>tot</sub>	Total Dissipation at T <sub>c</sub> = 25 °C	125		40		W
	Derating Factor	1		0.32		W/°C
V <sub>ISO</sub>	Insulation Withstand Voltage (DC)	—		2000		
T <sub>stg</sub>	Storage Temperature	-65 to 150				°C
T <sub>j</sub>	Max. Operating Junction Temperature	150				°C

(\*) Pulse width limited by safe operating area

**IRF840/FI - IRF841/FI****THERMAL DATA**

		TO-220	ISOWATT220		
$R_{thj-case}$	Thermal Resistance Junction-case	Max	1	3.12	$^{\circ}C/W$
$R_{thj-amb}$	Thermal Resistance Junction-ambient	Max	62.5		$^{\circ}C/W$
$R_{thc-s}$	Thermal Resistance Case-sink	Typ	0.5		$^{\circ}C/W$
$T_l$	Maximum Lead Temperature For Soldering Purpose		300		$^{\circ}C$

**AVALANCHE CHARACTERISTICS**

Symbol	Parameter	Max Value	Unit
$I_{AR}$	Avalanche Current, Repetitive or Not-Repetitive (pulse width limited by $T_j$ max, $\delta < 1\%$ )	8	A
$E_{AS}$	Single Pulse Avalanche Energy (starting $T_j = 25^{\circ}C$ , $I_D = I_{AR}$ , $V_{DD} = 25 V$ )	510	mJ
$E_{AR}$	Repetitive Avalanche Energy (pulse width limited by $T_j$ max, $\delta < 1\%$ )	13	mJ
$I_{AR}$	Avalanche Current, Repetitive or Not-Repetitive ( $T_c = 100^{\circ}C$ , pulse width limited by $T_j$ max, $\delta < 1\%$ )	5.1	A

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $T_{case} = 25^{\circ}C$  unless otherwise specified)

## OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{(BR)DSS}$	Drain-source Breakdown Voltage	$I_D = 250 \mu A$ $V_{GS} = 0$ for IRF840/840FI for IRF841/841FI	500 450			V V
$I_{DSS}$	Zero Gate Voltage Drain Current ( $V_{GS} = 0$ )	$V_{DS} = \text{Max Rating}$ $V_{DS} = \text{Max Rating} \times 0.8$ $T_c = 125^{\circ}C$			250 1000	$\mu A$ $\mu A$
$I_{GSS}$	Gate-body Leakage Current ( $V_{DS} = 0$ )	$V_{GS} = \pm 20 V$			$\pm 100$	nA

## ON (\*)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	$V_{DS} = V_{GS}$ $I_D = 250 \mu A$	2	3	4	V
$R_{DS(on)}$	Static Drain-source On Resistance	$V_{GS} = 10V$ $I_D = 4.4 A$		0.74	0.85	$\Omega$
$I_{D(on)}$	On State Drain Current	$V_{DS} > I_{D(on)} \times R_{DS(on)max}$ $V_{GS} = 10 V$	8			A

## DYNAMIC

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$g_{fs} (*)$	Forward Transconductance	$V_{DS} > I_{D(on)} \times R_{DS(on)max}$ $I_D = 4.4 A$	4.9	6		S
$C_{iss}$	Input Capacitance	$V_{DS} = 25 V$ $f = 1 MHz$ $V_{GS} = 0$		1100	1500	pF
$C_{oss}$	Output Capacitance			190	240	pF
$C_{riss}$	Reverse Transfer Capacitance			80	110	pF

## IRF840/FI - IRF841/FI

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (continued)

## SWITCHING RESISTIVE LOAD

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{d(on)}$	Turn-on Time	$V_{DD} = 200\text{ V}$ $I_D = 4\text{ A}$		40	50	ns
$t_r$	Rise Time	$R_f = 4.7\ \Omega$		35	43	ns
$t_{d(off)}$	Turn-off Delay Time	(see test circuit)		80	100	ns
$t_f$	Fall Time			20	25	ns
$Q_g$	Total Gate Charge	$I_D = 8\text{ A}$ $V_{GS} = 10\text{ V}$		75	95	nC
$Q_{gs}$	Gate-Source Charge	$V_{DD} = \text{Max Rating} \times 0.8$		9		nC
$Q_{gd}$	Gate-Drain Charge	(see test circuit)		39		nC

## SOURCE DRAIN DIODE

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$I_{SD}$	Source-drain Current				8	A
$I_{SDM}(\bullet)$	Source-drain Current (pulsed)				32	A
$V_{SD} (*)$	Forward On Voltage	$I_{SD} = 8\text{ A}$ $V_{GS} = 0$			2	V
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	$I_{SD} = 8\text{ A}$ $di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$ $V_{DD} = 100\text{ V}$ $T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$		700		ns
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge			12		$\mu\text{C}$

(\*) Pulsed: Pulse duration = 300  $\mu\text{s}$ , duty cycle 1.5%

(\bullet) Pulse width limited by safe operating area



## A.5. Hoja de especificaciones del MUR860

# MUR805, MUR810, MUR815, MUR820, MUR840, MUR860

Preferred Devices

## SWITCHMODE™ Power Rectifiers

This series are state-of-the-art devices designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes.

### Features

- Ultrafast 25, 50 and 75 Nanosecond Recovery Time
- 175°C Operating Junction Temperature
- Popular TO-220 Package
- Epoxy Meets UL 94 V-0 @ 0.125 in
- Low Forward Voltage
- Low Leakage Current
- High Temperature Glass Passivated Junction
- Reverse Voltage to 600 V
- Pb-Free Packages are Available\*

### Mechanical Characteristics:

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 1.9 Grams (Approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max for 10 Seconds

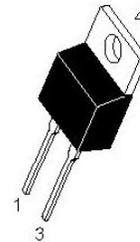
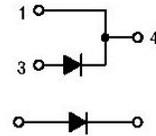
\*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.



ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

## ULTRAFAST RECTIFIERS 8.0 AMPERES, 50-600 VOLTS



TO-220AC  
CASE 221B  
PLASTIC

### MARKING DIAGRAM



A = Assembly Location  
Y = Year  
WW = Work Week  
U8xx = Device Code  
xx = 05, 10, 15, 20, 40 or 60  
G = Pb-Free Package  
KA = Diode Polarity

### ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 6 of this data sheet.

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

**MUR805, MUR810, MUR815, MUR820, MUR840, MUR860****MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	MUR						Unit
		805	810	815	820	840	860	
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	$V_{RRM}$ $V_{RWM}$ $V_R$	50	100	150	200	400	600	V
Average Rectified Forward Current Total Device, (Rated $V_R$ ), $T_C = 150^\circ\text{C}$	$I_{F(AV)}$	8.0						A
Peak Repetitive Forward Current (Rated $V_R$ , Square Wave, 20 kHz), $T_C = 150^\circ\text{C}$	$I_{FM}$	16						A
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions halfwave, single phase, 60 Hz)	$I_{FSM}$	100						A
Operating Junction Temperature and Storage Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	-65 to +175						$^\circ\text{C}$

Stresses exceeding Maximum Ratings may damage the device. Maximum Ratings are stress ratings only. Functional operation above the Recommended Operating Conditions is not implied. Extended exposure to stresses above the Recommended Operating Conditions may affect device reliability.

**THERMAL CHARACTERISTICS**

Rating	Symbol	MUR						Unit
		805	810	815	820	840	860	
Maximum Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	3.0			2.0			$^\circ\text{C/W}$

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

Rating	Symbol	MUR						Unit
		805	810	815	820	840	860	
Maximum Instantaneous Forward Voltage (Note 1) ( $i_F = 8.0\text{ A}$ , $T_C = 150^\circ\text{C}$ ) ( $i_F = 8.0\text{ A}$ , $T_C = 25^\circ\text{C}$ )	$V_F$	0.895 0.975			1.00 1.30		1.20 1.50	V
Maximum Instantaneous Reverse Current (Note 1) (Rated DC Voltage, $T_J = 150^\circ\text{C}$ ) (Rated DC Voltage, $T_J = 25^\circ\text{C}$ )	$i_R$	250 5.0			500 10			$\mu\text{A}$
Maximum Reverse Recovery Time ( $I_F = 1.0\text{ A}$ , $di/dt = 50\text{ A}/\mu\text{s}$ ) ( $I_F = 0.5\text{ A}$ , $i_R = 1.0\text{ A}$ , $I_{REC} = 0.25\text{ A}$ )	$t_{rr}$	35 25			60 50			ns

1. Pulse Test: Pulse Width = 300  $\mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 2.0\%$ .

## A.6. Hoja de especificaciones del MUR160

### MUR120 Series

Preferred Devices

## SWITCHMODE™ Power Rectifiers

MUR105, MUR110, MUR115, MUR120,  
MUR130, MUR140, MUR160

The MUR120 series of SWITCHMODE power rectifiers are designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes.

#### 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 V
- Shipped in Plastic Bags; 1,000 per Bag
- Available Tape and Reel; 5,000 per Reel, by adding a "RL" Suffix to the Part Number
- These are Pb-Free Devices\*

#### Mechanical Characteristics:

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 0.4 Gram (Approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max. for 10 Seconds
- Polarity: Cathode Indicated by Polarity Band

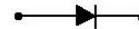
\*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.



ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

ULTRAFAST RECTIFIERS  
1.0 AMPERE, 50 – 600 VOLTS



AXIAL LEAD  
CASE 59  
STYLE 1

#### MARKING DIAGRAM



A = Assembly Location  
MUR1xx = Specific Device Code  
Y = Year  
WW = Work Week  
▪ = Pb-Free Package

(Note: Microdot may be in either location)

#### ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 6 of this data sheet.

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

**MUR120 Series****MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	MUR							Unit
		105	110	115	120	130	140	160	
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	$V_{RRM}$ $V_{RWM}$ $V_R$	50	100	150	200	300	400	600	V
Average Rectified Forward Current (Square Wave Mounting Method #3 Per Note 2)	$I_{F(AV)}$	1.0 @ $T_A = 130^\circ\text{C}$				1.0 @ $T_A = 120^\circ\text{C}$			A
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions, halfwave, single phase, 60 Hz)	$I_{FSM}$	35							A
Operating Junction Temperature and Storage Temperature	$T_J, T_{stg}$	-65 to +175							$^\circ\text{C}$

Stresses exceeding Maximum Ratings may damage the device. Maximum Ratings are stress ratings only. Functional operation above the Recommended Operating Conditions is not implied. Extended exposure to stresses above the Recommended Operating Conditions may affect device reliability.

**THERMAL CHARACTERISTICS**

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Maximum Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	Note 2	$^\circ\text{C}/\text{W}$

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

Maximum Instantaneous Forward Voltage (Note 1) ( $I_F = 1.0$ Amp, $T_J = 150^\circ\text{C}$ ) ( $I_F = 1.0$ Amp, $T_J = 25^\circ\text{C}$ )	$V_F$	0.710 0.875	1.05 1.25	V
Maximum Instantaneous Reverse Current (Note 1) (Rated DC Voltage, $T_J = 150^\circ\text{C}$ ) (Rated DC Voltage, $T_J = 25^\circ\text{C}$ )	$i_R$	50 2.0	150 5.0	$\mu\text{A}$
Maximum Reverse Recovery Time ( $I_F = 1.0$ A, $di/dt = 50$ A/ $\mu\text{s}$ ) ( $I_F = 0.5$ A, $i_R = 1.0$ A, $I_{REC} = 0.25$ A)	$t_{rr}$	35 25	75 50	ns
Maximum Forward Recovery Time ( $I_F = 1.0$ A, $di/dt = 100$ A/ $\mu\text{s}$ , $I_{REC}$ to 1.0 V)	$t_{fr}$	25	50	ns

1. Pulse Test: Pulse Width = 300  $\mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 2.0\%$ .

# Apéndice B

## Núcleo de ferrita

### B.1. Hoja de especificaciones del núcleo RM14/I

**FERROXCUBE**

DATA SHEET

**RM14/I**  
RM cores and accessories

Supersedes data of November 2000

2003 July 24

Ferroxcube

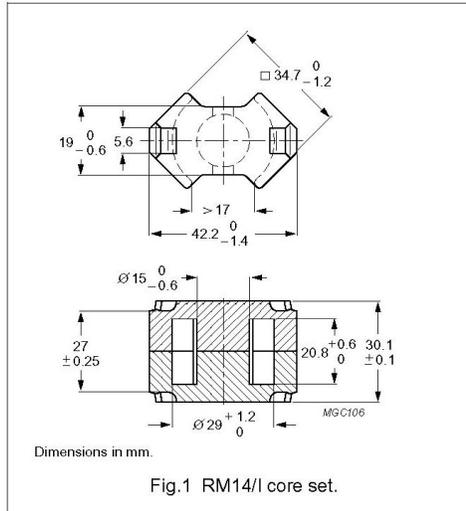
## RM cores and accessories

RM14/I

## CORE SETS

## Effective core parameters

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.353	mm <sup>-1</sup>
$V_e$	effective volume	13900	mm <sup>3</sup>
$l_e$	effective length	70.0	mm
$A_e$	effective area	198	mm <sup>2</sup>
$A_{min}$	minimum area	168	mm <sup>2</sup>
m	mass of set	≈ 69	g



## Core sets for general purpose transformers and power applications

Clamping force for  $A_L$  measurements, 80 ±20 N.

GRADE	$A_L$ (nH)	$\mu_e$	AIR GAP ( $\mu$ m)	TYPE NUMBER
3C90	250 ±3%	≈ 70	≈ 1270	RM14/I-3C90-A250
	315 ±3%	≈ 89	≈ 950	RM14/I-3C90-A315
	400 ±3%	≈ 113	≈ 710	RM14/I-3C90-A400
	630 ±5%	≈ 177	≈ 410	RM14/I-3C90-A630
	1000 ±5%	≈ 281	≈ 240	RM14/I-3C90-A1000
	6600 ±25%	≈ 1850	≈ 0	RM14/I-3C90
3C94 <b>des</b>	250 ±3%	≈ 70	≈ 1270	RM14/I-3C94-A250
	315 ±3%	≈ 89	≈ 950	RM14/I-3C94-A315
	400 ±3%	≈ 113	≈ 710	RM14/I-3C94-A400
	630 ±5%	≈ 177	≈ 410	RM14/I-3C94-A630
	1000 ±5%	≈ 281	≈ 240	RM14/I-3C94-A1000
	6600 ±25%	≈ 1850	≈ 0	RM14/I-3C94
3C96 <b>prot</b>	5700 ±25%	≈ 1600	≈ 0	RM14/I-3C96
3F3	250 ±3%	≈ 70	≈ 1270	RM14/I-3F3-A250
	315 ±3%	≈ 89	≈ 950	RM14/I-3F3-A315
	400 ±3%	≈ 113	≈ 710	RM14/I-3F3-A400
	630 ±5%	≈ 177	≈ 410	RM14/I-3F3-A630
	1000 ±5%	≈ 281	≈ 240	RM14/I-3F3-A1000
	5700 ±25%	≈ 1600	≈ 0	RM14/I-3F3

Ferroxcube

RM cores and accessories

RM14/I

## Properties of core sets under power conditions

GRADE	B (mT) at	CORE LOSS (W) at			
	H = 250 A/m; f = 25 kHz; T = 100 °C	f = 25 kHz; B = 200 mT; T = 100 °C	f = 100 kHz; B = 100 mT; T = 100 °C	f = 100 kHz; B = 200 mT; T = 100 °C	f = 400 kHz; B = 50 mT; T = 100 °C
3C90	≥315	≤1.67	≤1.76	–	–
3C94	≥315	–	≤1.4	≤7.4	–
3C96	≥340	–	≤1.1	≤5.6	≤2.6
3F3	≥315	–	≤1.55	–	≤2.65

## Properties of core sets under power conditions (continued)

GRADE	B (mT) at	CORE LOSS (W) at			
	H = 250 A/m; f = 25 kHz; T = 100 °C	f = 500 kHz; B = 50 mT; T = 100 °C	f = 500 kHz; B = 100 mT; T = 100 °C	f = 1 MHz; B = 30 mT; T = 100 °C	f = 3 MHz; B = 10 mT; T = 100 °C
3C90	≥320	–	–	–	–
3C94	≥320	–	–	–	–
3C96	≥340	≤5.2	–	–	–
3F3	≥315	–	–	–	–

Ferroxcube

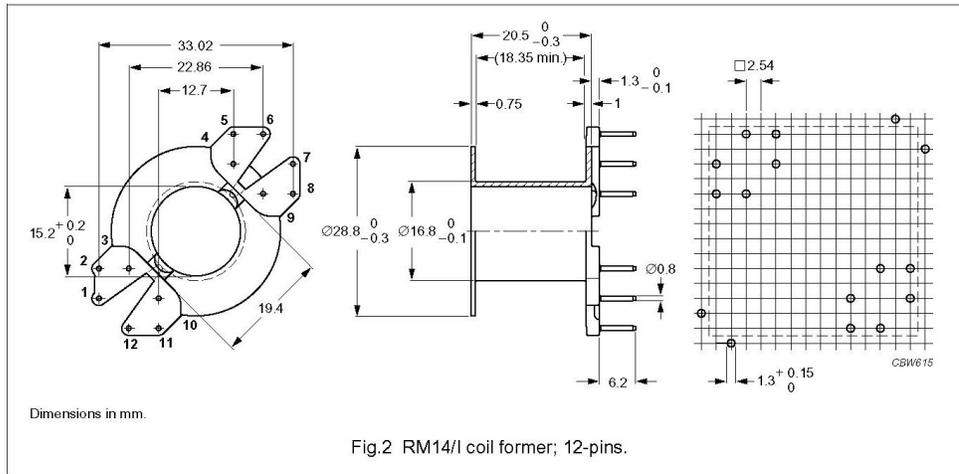
RM cores and accessories

RM14/I

COIL FORMERS

General data

PARAMETER	SPECIFICATION
Coil former material	phenolformaldehyde (PF), glass reinforced, flame retardant in accordance with "UL 94V-0"; UL file number E167521(M)
Pin material	copper-tin alloy (CuSn), tin-lead alloy (SnPb) plated
Maximum operating temperature	180 °C, "IEC 60085", class H
Resistance to soldering heat	"IEC 60068-2-20", Part 2, Test Tb, method 1B, 350 °C, 3.5 s
Solderability	"IEC 60068-2-20", Part 2, Test Ta, method 1



Winding data for 12-pins RM14/I coil former

NUMBER OF SECTIONS	NUMBER OF PINS	PIN POSITIONS USED	AVERAGE LENGTH OF TURN (mm)	WINDING AREA (mm <sup>2</sup> )	WINDING WIDTH (mm)	TYPE NUMBER
1	10	1, 2, 3, 4, 6, 7, 9, 10, 11, 12	71	112	18.4	CSV-RM14-1S-10P
1	12	all	71	112	18.4	CSV-RM14-1S-12P

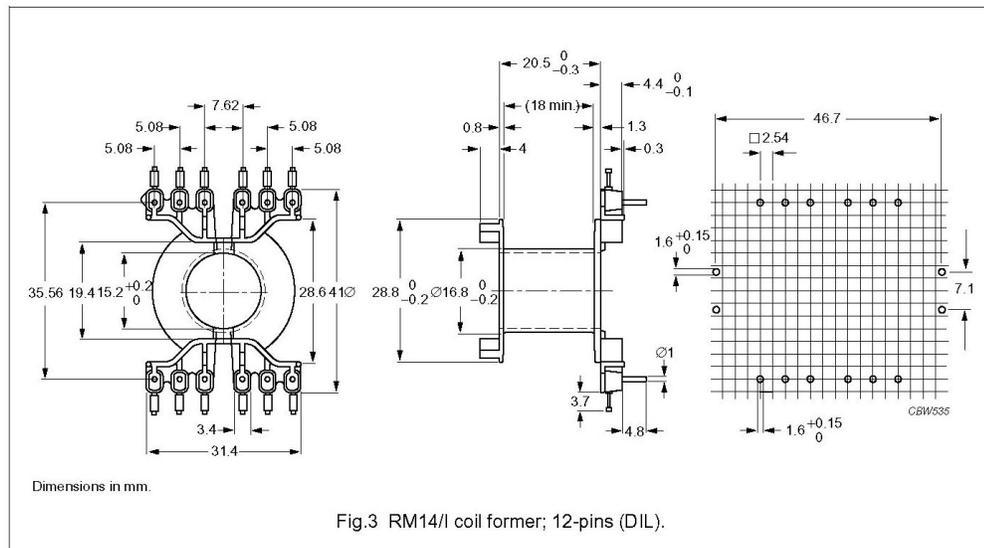
Ferroxcube

RM cores and accessories

RM14/I

General data

PARAMETER	SPECIFICATION
Coil former material	polybutyleneterephthalate (PBT), glass-reinforced, flame retardent in accordance with "UL 94V-0"; UL file number E45329(R)
Pin material	copper-tin alloy (CuSn), tin-lead alloy (SnPb) plated
Maximum operating temperature	155 ° C, "IEC 60085", class F
Resistance to soldering heat	"IEC 60068-2-20", Part 2, Test Tb, method 1B, 350 ° C, 3.5 s
Solderability	"IEC 60068-2-20", Part 2, Test Ta, method 1



Winding data for 12-pins RM14/I coil former (DIL)

NUMBER OF SECTIONS	AVERAGE LENGTH OF TURN (mm)	WINDING AREA (mm <sup>2</sup> )	WINDING WIDTH (mm)	TYPE NUMBER
1	71	111	18.0	CPV-RM14/I-1S-12PD



# Apéndice C

## Lámpara de alta intensidad de descarga

### C.1. Hoja de especificaciones de la lámpara LU50/I/EN



#### TECHNICAL BULLETIN HIGH PRESSURE SODIUM

Ignitron™ EN  
LU50/I/EN

ANSI Code: S68

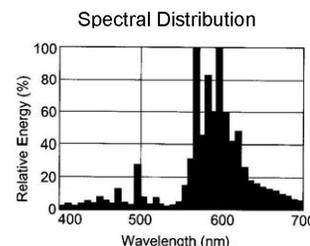
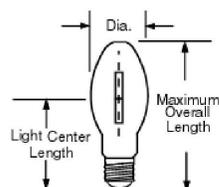
Product Code: 59674

**Features:**

- Eliminates the need for replacement ignitor
- EPA TCLP compliant for non-hazardous waste
- FEC protects lighting system components
- Dependable long life
- Universal burning position
- Eliminates possible damage to ballast
- Energy saving lamps available

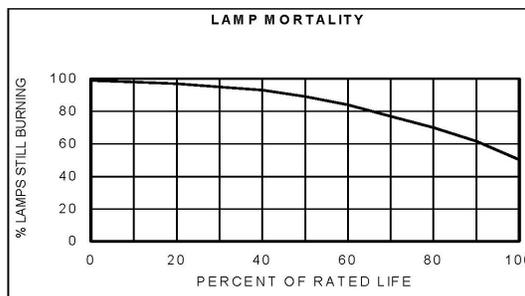
#### PERFORMANCE DATA

Initial lumens at rated watts after 100 hours operation	4000	lm
Mean lumens at 10 hours/start	3600	lm
Rated average life	28500	h
Warm up time (90% lumens)	5	min
Correlated color temperature	1900	K
CIE chromaticity	X=0.532, y=0.403	X, Y
Color rendering index	19	
Operating Position	Any	
Hot Re-strike time	15	min



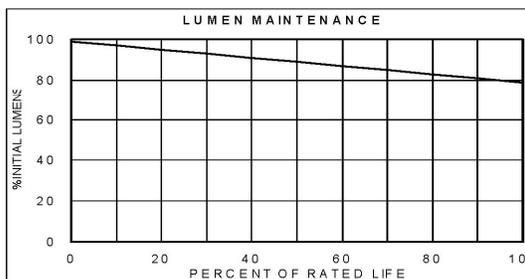
#### ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Nominal lamp wattage	50	W
Nominal lamp voltage	52	V
Nominal lamp current	1.18	A <sub>rms</sub>
Current crest factor	1.8	
Max. starting current	1.85	A <sub>rms</sub>
Min. starting current	1.18	A <sub>rms</sub>
Ballast requirements	Use with ballast rated for S68 lamps	
Open circuit voltage		
-40°C (-40°F)	102 (144)	V <sub>rms</sub> (V <sub>peak</sub> )
Pulse requirements	External pulse not required	
Pulse Height/Number of pulses	Not Applicable	kV
Pulse Width	Not Applicable	µs
Socket rating	4	kV



#### PHYSICAL DESCRIPTION

Maximum overall length	186 (7.3)	mm (in)
Light center length	127 (5.0)	mm (in)
Bulb diameter	75 (2.94)	mm (in)
Base to bulb eccentricity (max.)	3	Degrees
Maximum base temperature	210 (410)	°C (°F)
Maximum bulb temperature	400 (752)	°C (°F)
Bulb designation	ED23.5	
Bulb material	Borosilicate (Hard Glass)	
Arc tube material	PCA	
Arc length	17.5 (0.69)	mm (in)
Bulb finish	Clear	
Base designation	Mogul (E39)	



**EYE LIGHTING INTERNATIONAL  
OF NORTH AMERICA, INC.**  
A SUBSIDIARY OF IWASAKI ELECTRIC CO., LTD.

Address: 9150 Hendricks Rd., Mentor, OH 44060  
Phone: 888-665-2677 Fax: 800-811-7395 e-mail: [sales@eyelighting.com](mailto:sales@eyelighting.com)  
Phone: (440) 350-7000 Fax: (440) 350-7001 Web: [www.eyelighting.com](http://www.eyelighting.com)

EOS-N-52-78-00022

TB LU50IEN June 3, 2004

