

UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE LA MIXTECA

**“BALASTRO ELECTRÓNICO PARA UNA LÁMPARA
FLUORESCENTE DE 40 WATTS UTILIZANDO UN INVERSOR
PUSH-PULL”**

TESIS:

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

PRESENTA:

CARLOS GARCÍA ULLOA

DIRECTOR DE TESIS:

M.C. ESTEBAN O. GUERRERO RAMÍREZ

**Tesis presentada el 4 de Septiembre 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 todas aquellas personas que han compartido conmigo su tiempo y comprensión. En especial y con todo cariño a la memoria de mi padre, muchas gracias por tu enseñanza y dedicación:

Raúl García Toledo †

Carlos

Agradecimientos

A mi madre Silvia Ulloa Castillejos, gracias por darme la vida y la dicha de tenerte siempre a mi lado como madre y como amiga. Gracias por cuidarme, educarme y animarme a lo largo de los años con todo tu cariño. Muchas gracias por brindarme todo tu apoyo, comprensión y ánimos.

A mis hermanos Raúl García Ulloa y Adrián García Ulloa por todos esos momentos que hemos pasado a lo largo de nuestras vidas, gracias por su apoyo.

A toda mi familia: Abuelos, tíos, primos y sobrinos. En especial a mi abuelo Antonio Ulloa Castillejos † por sus consejos y cariño; a mis tíos Edilberto Ulloa Castillejos y Abel García Toledo por su apoyo incondicional y su cariño.

A mi novia Karla Toledo Fuentes, muchas gracias por tu apoyo, comprensión, por los momentos felices que hemos pasado y en especial por todo tu cariño. KTFTQM50.

A mis amigos de toda la vida: Edwin (wendo), Anuar, Wilmer (capu), William (wil), Rubén (ito), Mario (Mayito), Victor (pilo), Lee (león), Germán (cheman), Manuel, José Abel (chiñas), Sarita, Saúl (negro), Lucía (lucha), Saúl (cone), Carlos (cascara), José Alberto (chango), Edson (cucho), Selene, Prometeo, Antonio (pollo), Raúl Juárez, ...gracias por su apoyo y cariño de toda la vida.

A mis profesores que hicieron posible esto gracias a sus enseñanzas en el aula de clase y a lo largo de la carrera. A mi director de tesis Esteban O. Guerrero Ramírez por su amistad, conocimiento y gran interés en la realización del trabajo de tesis. A Heriberto I. Hernández Martínez por su amistad, apoyo y consejos en la realización de este trabajo de tesis.

Finalmente quiero agradecerles a todas aquellas personas que de una u otra manera hicieron posible la realización de este trabajo de tesis. Con todo cariño muchas gracias.

Carlos García Ulloa.

Índice

Dedicatoria	v
Agradecimientos.....	vii
Índice.....	ix
Índice de tablas.....	xiii
Índice de figuras.....	xv
Resumen.....	xvii
Introducción.....	1
Objetivo general.....	2
Contenido de la tesis.....	2
1 Sistemas de iluminación.....	3
1.1 Introducción.....	3
1.2 Antecedentes.....	3
1.2.1 La luz.....	3
1.2.2 Clasificación de las fuentes luminosas.....	3
1.2.3 Clasificación de las fuentes luminosas de acuerdo a la transformación de energía.....	4
1.2.4 Propiedades cromáticas de las fuentes luminosas.....	5
1.2.4.1 Temperatura del color.....	5
1.2.4.2 Índice del rendimiento del color (IRC).....	5
1.2.5 Unidades luminosas.....	5
1.3 Clasificación de las lámparas eléctricas.....	6
1.4 Lámparas de incandescencia.....	7
1.4.1 Lámpara incandescente convencional.....	7
1.4.2 Lámpara incandescente halógena.....	7
1.4.3 Características de las lámparas de incandescencia.....	8
1.5 Lámparas de descarga.....	8
1.5.1 Lámparas de descarga a baja presión.....	8
1.5.1.1 Lámparas de vapor de sodio a baja presión.....	9
1.5.1.2 Lámparas de vapor de mercurio a baja presión.....	9
1.5.2 Lámparas de descarga a alta presión.....	10
1.5.2.1 Lámparas de vapor de mercurio a alta presión.....	10
1.5.2.2 Lámparas de vapor de sodio a alta presión.....	10
1.5.2.3 Lámpara de halogenuros metálicos.....	11
1.6 Lámpara fluorescente.....	11
1.6.1 Partes de una lámpara fluorescente.....	11
1.6.2 Principio de funcionamiento.....	12
1.6.2.1 Descarga de los gases.....	12
1.6.3 Tipos de encendidos de las lámparas fluorescentes.....	13
1.6.3.1 Lámparas de arranque rápido.....	13
1.6.3.1.1 Características principales.....	14
1.6.3.2 Lámparas de arranque instantáneo.....	14
1.6.3.2.1 Características principales.....	14
1.6.4 Frecuencia de operación de las lámparas fluorescentes.....	15
1.6.4.1 Operación en baja frecuencia.....	15
1.6.4.2 Operación en alta frecuencia.....	15

1.6.5 Efecto del factor de cresta en las lámparas fluorescentes	16
2 Balastos	17
2.1 Introducción	17
2.2 Balastos para lámparas de descarga	18
2.2.1 Clasificación de los balastos	18
2.2.1.1 Balastro electromagnético	18
2.2.1.1.1 Tipos de balastos electromagnéticos para lámparas fluorescentes	18
2.2.1.1.2 Partes de un balastro electromagnético	19
2.2.1.2 Balastro electrónico	19
2.2.1.3 Comparación entre los balastos	20
2.3 Inversores	21
2.3.1 Topologías básicas de inversores	21
2.3.1.1 Inversor Push-Pull	22
2.3.1.2 Inversor Medio puente	23
2.3.1.3 Amplificador Clase D	24
2.3.2 Selección de la topología inversora	24
2.4 Dispositivos semiconductores de potencia	25
2.4.1 Características de los dispositivos semiconductores de potencia	25
2.4.1.1 Dispositivos semiconductores de potencia clásicos	25
2.4.1.2 MOSFET de potencia convencional	26
2.4.1.2.1 Estructura interna del MOSFET	26
2.4.1.2.2 Principio de funcionamiento	26
2.4.1.2.3 Principales características	27
2.4.1.3 Super-Junction MOSFET	27
2.4.1.3.1 Estructura y principio de funcionamiento	27
2.4.1.3.2 Principales características	28
2.4.1.4 El Transistor Bipolar de Compuerta Aislada	29
2.4.1.4.1 Estructura del IGBT	29
2.4.1.4.2 Principio de funcionamiento	30
2.4.1.4.3 Principales características del IGBT	31
2.4.1.4.4 Velocidad de conmutación del IGBT	31
2.4.1.5 High Speed IGBT (o IGBT de alta velocidad)	32
2.4.1.5.1 Estructura	32
2.4.1.5.2 Principales características	32
3 Análisis y diseño del balastro electrónico	33
3.1 Introducción	33
3.2 Especificaciones del balastro electrónico	33
3.2.1 Fuente de alimentación	33
3.2.2 Lámpara fluorescente	34
3.2.3 Circuito tanque	36
3.2.4 Circuito de control	38
3.2.4.1 Circuito PWM	38
3.2.4.2 Circuito de realimentación	39
3.2.4.3 Circuito impulsor	41
3.2.5 Inversor	41
3.2.5.1 Transformador	41
3.2.5.1.1 Núcleo de ferrita RM	43

3.2.5.1.2 Alambre conductor	44
3.2.5.1.3 Análisis matemático para el diseño del transformador	44
3.2.5.2 Selección del interruptor.....	47
4 Simulaciones y resultados experimentales	49
4.1 Introducción.....	49
4.2 Simulación del circuito.....	49
4.2.1 Estado de pre-encendido.....	49
4.2.2 Estado estable del balastro electrónico.....	50
4.2.2.1 Formas de onda en la fuente de alimentación.....	50
4.2.2.2 Formas de onda en el interruptor	51
4.2.2.3 Señales en la lámpara fluorescente	53
4.2.2.4 Factor de cresta de corriente	54
4.2.2.5 Eficiencia.....	54
4.3 Prototipo experimental del balastro electrónico	55
4.3.1 Instalación del sistema de iluminación	55
4.4 Resultados experimentales	55
4.4.1 Estado de pre-encendido.....	56
4.4.2 Estado estable.....	56
4.4.2.1 Señales en la fuente de alimentación.....	56
4.4.2.2 Señales en el interruptor	57
4.4.2.3 Señales en la lámpara fluorescente	57
4.4.2.4 Factor de cresta de corriente	59
4.4.2.5 Eficiencia del balastro	59
4.4.3 Comparación de resultados de simulación y experimentales	59
5 Conclusiones	61
5.1 Trabajos futuros.....	61
Referencias	63
Paginas de Internet	64
Apéndice A. Hojas de especificaciones del CI de control PWM TL494.....	67
Apéndice B. Hojas de especificaciones del núcleo de ferrita RM14/ILP.....	75

Índice de tablas

Tabla 1.1. Tipo de tonalidad de luz de las lámparas.....	5
Tabla 1.2. Apariencia de color y rendimiento en color (CIE) .	6
Tabla 1.3. Comparación de los tipos de lámparas.....	8
Tabla 2.1. Comparación entre los balastos electromagnéticos y electrónicos.....	20
Tabla 2.2. Comparativa de las topologías empleadas en balastos electrónicos.....	24
Tabla 3.1. Punto de operación de la lámpara fluorescente.....	36
Tabla 3.2. Valores de los elementos del circuito tanque.....	38
Tabla 3.3. Parámetros para cálculo de v_c	40
Tabla 3.4. Valores de elementos del circuito de control.....	41
Tabla 3.5. Ventajas y desventajas del uso de núcleos de ferrita.....	43
Tabla 3.6. Densidad de potencia de los núcleos RM.....	45
Tabla 3.7. Especificaciones del núcleo RM14/I.....	45
Tabla 3.8. Voltajes y corrientes.....	45
Tabla 3.9. Número de vueltas en el primario y secundario del transformador.....	47
Tabla 3.10. Características del dispositivo IRF840.....	47
Tabla 4.1. Comparación de valores obtenidos en simulación y de manera práctica.....	59

Índice de figuras

Figura 1.1. Diagrama del espectro electromagnético.	4
Figura 1.2. Clasificación de las lámparas eléctricas.	6
Figura 1.3. Partes de una lámpara incandescente.	7
Figura 1.4. Descarga eléctrica.	8
Figura 1.5. Curva de sensibilidad del ojo humano, los valores están normalizados a 1.	9
Figura 1.6. Formas de lámparas fluorescentes.	9
Figura 1.7. Partes y funcionamiento de la lámpara fluorescente.	13
Figura 1.8. Ruptura de descarga en los gases.	13
Figura 1.9. Lámpara de arranque rápido.	14
Figura 1.10. Lámpara de arranque instantáneo.	14
Figura 1.11. Forma de onda a medida que aumenta la frecuencia.	16
Figura 2.1. Tipos de balastos electromagnéticos para lámparas fluorescentes.	18
Figura 2.2. Contenedor metálico del balastro.	19
Figura 2.3. Componentes de un cebador.	19
Figura 2.4. Diagrama a bloques de un balastro electrónico alimentado con CA.	20
Figura 2.5. Diagrama a bloques de un balastro electrónico alimentado con CD.	20
Figura 2.6. Pérdidas generadas por la conmutación suave y dura.	21
Figura 2.7. Circuito inversor Push-Pull.	22
Figura 2.8. Diagrama en tiempo: (a) Señales complementarias, (b) Señal de salida.	22
Figura 2.9. Circuito esquemático de un inversor Medio Puente.	23
Figura 2.10. Diagrama en tiempo: (a) Señales complementarias, (b) Señal de salida.	24
Figura 2.11. Circuito esquemático de un inversor Clase D.	24
Figura 2.12. Estructura del MOSFET con compuerta plana.	27
Figura 2.13. Estructura del CoolMOS™.	28
Figura 2.14. Resistencia de encendido por área contra voltaje de ruptura.	28
Figura 2.15. Estructura del IGBT con su circuito equivalente.	30
Figura 2.16. Corriente de apagado de un IGBT.	31
Figura 2.17. Tecnología de fabricación del IGBT de alta velocidad.	32
Figura 3.1. Diagrama a bloques del balastro.	34
Figura 3.2. Lectura de los símbolos en la lámpara.	34
Figura 3.3. Diagrama en tiempo: (a) Voltaje en la lámpara y (b) Corriente en la lámpara.	35
Figura 3.4. Circuito tanque LC paralelo.	37
Figura 3.5. Circuito equivalente LC serie.	37
Figura 3.6. Circuito tanque durante el pre-encendido.	37
Figura 3.7. Medición de la inductancia de salida del transformador.	37
Figura 3.8. Circuito TL494.	39
Figura 3.9. Diagrama en tiempo: (a) Señal diente de sierra en capacitor C_1 y de control v_{ce1} , (b) Señales de salida para la conmutación de los dispositivos semiconductores de potencia.	39
Figura 3.10. Circuito de realimentación.	40
Figura 3.11. Circuito Impulsor IR2110.	41
Figura 3.12. Tipos de núcleo de ferrita.	42
Figura 3.13. Núcleo RM y su sección transversal.	43
Figura 3.14. Selección del núcleo en función de la frecuencia.	44
Figura 3.15. Transformador Push-Pull.	46

Figura 4.1. Circuito de pre-encendido.....	50
Figura 4.2. Señal de pre-encendido del balastro electrónico.....	50
Figura 4.3. Circuito en estado estable.....	51
Figura 4.4. Voltaje, corriente y potencia promedio en la fuente de alimentación.....	51
Figura 4.5. Circuito: a) Dispositivo S1 encendido, S2 apagado y b) Dispositivo S1 apagado, S2 encendido.....	51
Figura 4.6. Esfuerzo de voltaje en los DSEP y señal de compuerta.....	52
Figura 4.7. Esfuerzo de corriente en los DSEP y señal de compuerta.....	52
Figura 4.8. Pérdidas en los DSEP.....	53
Figura 4.9. Señal de voltaje en la lámpara fluorescente.....	53
Figura 4.10. Señal de corriente en la lámpara fluorescente.....	53
Figura 4.11. Potencia instantánea y promedio en la lámpara.....	54
Figura 4.12. Eficiencia del balastro.....	54
Figura 4.13. Prototipo experimental.....	55
Figura 4.14. Instalación del sistema de iluminación.....	55
Figura 4.15. Voltaje de encendido de la lámpara fluorescente.....	56
Figura 4.16. Potencia instantánea en la fuente de alimentación.....	56
Figura 4.17. Esfuerzo de voltaje en el interruptor S ₁	57
Figura 4.18. Esfuerzo de voltaje en el interruptor S ₂	57
Figura 4.19. Señal de voltaje de la lámpara en estado estable.....	58
Figura 4.20. Señal de corriente de la lámpara en estado estable.....	58
Figura 4.21. Potencia instantánea en la lámpara.....	58
Figura 4.22. Comparación de señales en el balastro.....	60

Resumen

En este documento de tesis se presenta el diseño de un balastro electrónico para aplicaciones que requieren alimentación con baterías. Las aplicaciones que utilizan bajos voltajes de alimentación, incluyendo las baterías, han incrementado en importancia debido a las aplicaciones en iluminación de emergencia y en automotores. El balastro propuesto utiliza un convertidor Push-Pull como inversor operado por un circuito de control PWM. Se utiliza un lazo de realimentación para el desempeño óptimo de la lámpara y un tanque semiresonante para el encendido de la misma. Se seleccionó este inversor debido a que es adecuado en aplicaciones que requieren el uso de baterías, además utiliza solo dos interruptores y su construcción es sencilla.

El balastro propuesto utiliza una lámpara fluorescente de arranque rápido de 40 W y una batería de 24 V. Se muestran resultados de simulación y experimentales del balastro electrónico funcionando a una frecuencia de conmutación de 100 kHz. El dispositivo semiconductor utilizado es un MOSFET IRF840.

Introducción

Los sistemas de iluminación son de vital importancia en nuestra sociedad. Unas estimaciones recientes indican que éstos consumen alrededor del 25% de la energía eléctrica en el mundo. Lo anterior ha dado como resultado una búsqueda constante de soluciones para el ahorro de energía. Los sistemas de iluminación fluorescente representan una buena alternativa para tal función, puesto que tienen enormes ventajas respecto a los sistemas tradicionales de iluminación incandescente.

La aplicación de los balastos electrónicos en la alimentación de lámparas de descarga es relativamente reciente, aportando numerosas ventajas frente a la solución convencional de reactancia electromagnética y cebador. Las principales ventajas que presentan los circuitos basados en tecnología electrónica son: reducción en tamaño y peso del equipo (mayor densidad de potencia); también se ha demostrado que manteniendo la potencia constante en la lámpara y aumentando la frecuencia de funcionamiento (después de 25 kHz), se genera un mayor flujo luminoso en la misma; asimismo es posible la variación de la intensidad luminosa (dimming); además se mejora la regulación de la potencia eléctrica frente a las variaciones del voltaje de entrada y por último se destaca el aumento de la vida útil de la lámpara.

El aumento en la vida útil de la lámpara se debe principalmente por la eliminación de los picos de voltaje de reencendido que se presentan a la frecuencia de la red eléctrica (60 Hz), que se eliminan operando la misma a altas frecuencias. El control que se tiene durante el arranque, es otro aspecto que permite prolongar la vida útil de la lámpara. Puesto que el encendido de la misma es prácticamente instantánea y se realiza de forma controlada, en contraste con los destellos erráticos que producen los balastos electromagnéticos convencionales y que se pueden prolongar durante varios segundos. Además el efecto estroboscópico (parpadeo en cada cruce por cero debido a los picos de reencendido) es imperceptible a alta frecuencia.

Existen en la actualidad numerosos aspectos relacionados con la alimentación electrónica de lámparas de descarga en fase de estudio:

- Estabilización de la lámpara en régimen permanente: Funcionamiento a potencia nominal independientemente de las variaciones de la tensión de entrada, de la temperatura o de la tensión de la lámpara debido al propio envejecimiento.
- Control de la intensidad luminosa de la lámpara (dimming).

- Funcionamiento en alta frecuencia. Búsqueda de una frecuencia de funcionamiento óptima donde el rendimiento luminoso presente un máximo.
- Optimización del proceso de arranque, que determina en mayor medida la vida útil de la lámpara.
- Variación del rendimiento luminoso y del rendimiento de color en función de la forma de onda de alimentación.
- Planteamiento de topologías de potencia. Posible integración de circuitos de control.
- Disminución de efectos nocivos tales como el efecto estroboscópico o el ruido acústico en los equipos de alimentación.
- Obtención de un factor de potencia adecuado.
- Eliminación de resonancias acústicas.

Objetivo general

Diseñar y construir un balastro electrónico alimentado con un voltaje de CD para encender una lámpara fluorescente de 40 W utilizando un inversor en su topología Push-Pull.

Para ello se establecen los siguientes objetivos específicos:

- Análisis y diseño del circuito de control.
- Análisis y diseño de los elementos magnéticos.
- Análisis y diseño del circuito inversor CD/CA.
- Análisis y diseño del circuito tanque.
- Realizar el circuito impreso para el montaje de todos los componentes.

Contenido de la tesis

El trabajo de tesis se ha organizado de la siguiente manera:

En el capítulo uno se presenta una descripción de las características generales de las lámparas eléctricas, además de una comparación entre las lámparas incandescentes y las de descarga gaseosa, así como una descripción de las características y el funcionamiento de la lámpara fluorescente.

En el capítulo dos se presenta un estudio de los balastros existentes, así como una descripción de las características generales de los inversores que son utilizados en balastros electrónicos, el estudio y selección del tanque resonante, y los tipos de semiconductores de potencia que existen actualmente.

En el capítulo tres se presenta el diseño del balastro electrónico. Tal diseño comprende: el cálculo de la resistencia interna de la lámpara fluorescente; los elementos del circuito de control PWM, la configuración del circuito oscilador-impulsor, el tanque resonante y el diseño del transformador con núcleo de ferrita.

En el capítulo cuatro se presentan las simulaciones de los datos obtenidos en el programa de diseño del balastro electrónico utilizando el software PSpice y los resultados experimentales obtenidos en el laboratorio.

En el capítulo cinco se presentan las conclusiones, observaciones y los trabajos futuros.

1 Sistemas de iluminación

En este capítulo se presentarán las ventajas del uso del sistema de iluminación fluorescente con respecto al sistema de iluminación incandescente. Se mostrarán las características más importantes de la lámpara fluorescente, principales componentes, el principio de funcionamiento y tipos de encendido.

1.1 Introducción

Los sistemas de iluminación más comunes son: los incandescentes y fluorescentes. Los sistemas de iluminación incandescente tienen bajas eficiencias luminosas, puesto que el 95 % de la misma es disipada en calor y su tiempo de vida es corto. Por el contrario, los sistemas de iluminación fluorescentes tienen alta eficiencia luminosa, menor energía luminosa se disipa en calor y su tiempo de vida es largo. Debido a las características antes mencionadas se optó por desarrollar un sistema de iluminación fluorescente.

1.2 Antecedentes

1.2.1 La luz

La luz se considera como una emisión de radiación electromagnética en el espectro visible. En la Figura 1.1 se muestra el espectro electromagnético en longitudes de onda, propiedad que sirve para delimitar las distintas bandas existentes e identificarlas con diferentes nombres. La región sensible al ojo humano es conocida como espectro visible y abarca aproximadamente entre 380 nm y 770 nm.

1.2.2 Clasificación de las fuentes luminosas

Las fuentes luminosas se clasifican según la forma en que se generan, pueden ser naturales y artificiales:

- *Fuentes luminosas naturales*: son aquellas que producen radiación visible por causas naturales, por ejemplo la radiación proveniente del sol, las estrellas, los rayos y otros, como algunos animales.
- *Fuentes luminosas artificiales*: se producen por la manipulación del hombre.

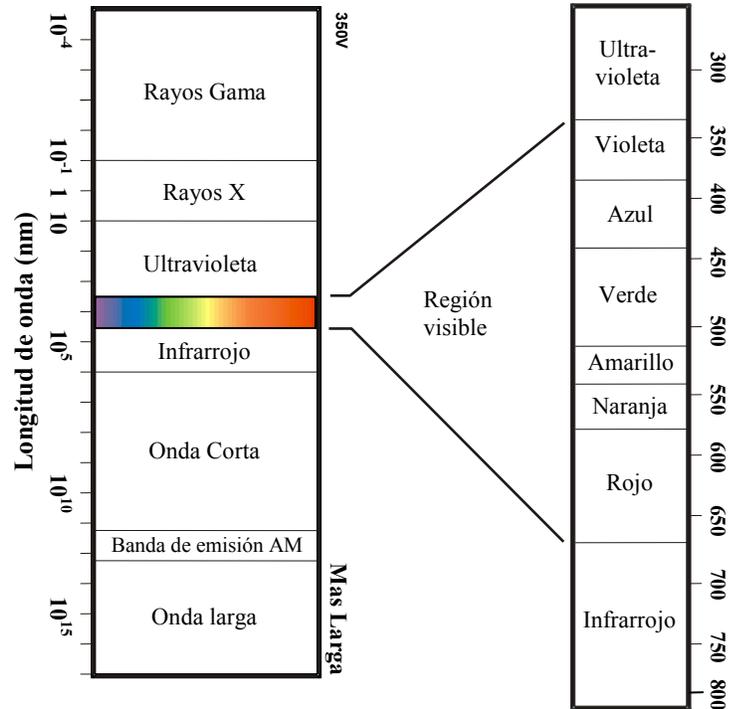


Figura 1.1. Diagrama del espectro electromagnético.

1.2.3 Clasificación de las fuentes luminosas de acuerdo a la transformación de energía

Las fuentes luminosas artificiales se clasifican según el tipo de transformación de energía que utilizan [19] :

- *La termorradiación*: es una radiación que depende exclusivamente de la temperatura del material. La parte de la radiación emitida dentro del espectro visible es la incandescencia. Presenta un espectro de emisión continuo. Al aumentar la temperatura, el movimiento de los átomos aumenta, así como los niveles de energía, aumentando por tanto la cantidad longitudes de onda a la que se emitirá la radiación. Por otra parte, al aumentar la temperatura, aumenta la energía radiada. Si aumenta la temperatura, disminuye la longitud de onda, para ser una radiación más energética. El valor máximo de rendimiento visible se tiene alrededor de 4300 °K, muy por encima del punto de fusión de los materiales empleados comúnmente en la realización de lámparas incandescentes.
- *La luminiscencia*: depende esencialmente de la estructura atómica, y no sólo de la temperatura. Es la emisión de radiación electromagnética visible. La intensidad en determinadas longitudes de onda es superior a la que se produciría únicamente por termorradiación a la misma temperatura. Se trata, por tanto, de un espectro discreto. Existe un agente exterior que excita los átomos del cuerpo [7] . Dependiendo de éste agente excitador, se tiene:
 - *Electroluminiscencia*: producida por la acción de un campo eléctrico en el seno de un gas o un sólido (descarga a través de gases, diodos LEDs).
 - *Catodoluminiscencia*: (aparato de TV).
 - *Fluorescencia o Fotoluminiscencia*: por acción de otras radiaciones de longitud de onda no visible (conversión de radiación ultravioleta en radiación visible en los tubos fluorescentes).

- *Fosforescencia*: Fotoluminiscencia retardada, en la que existe emisión de luz durante cierto tiempo después que ha cesado la excitación.

Este trabajo se enfoca a la generación de luz artificial, utilizando para ello una lámpara que funciona como un convertidor de energía (convierte energía eléctrica en radiación electromagnética visible). Para el diseño del sistema de iluminación es necesario conocer ciertas características importantes de la lámpara, así como algunos términos básicos y las propiedades cromáticas inherentes a las mismas [21].

1.2.4 Propiedades cromáticas de las fuentes luminosas

En general se usan dos sistemas para medir las propiedades cromáticas de una fuente luminosa artificial que son [21]: la temperatura del color y el índice de rendimiento del color (IRC).

1.2.4.1 Temperatura del color

El color de la luz de una lámpara artificial se mide por su apariencia cromática, y está basada en el siguiente principio: todos los cuerpos al aumentar su temperatura emiten luz, mientras más alta es la temperatura, más azul o fría es la luz; mientras más baja es la temperatura, más cálida y rojiza es la luz. La escala es una comparación de la temperatura que se tendría al calentar un cuerpo negro para emitir ese color, en la Tabla 1.1 se tienen los diferentes tipos de tonalidades de las lámparas artificiales.

Tabla 1.1. Tipo de tonalidad de luz de las lámparas.

Temperatura de color	
Luz cálida	≤ 3300 °K
Luz intermedia	3300 a 5000 °K
Luz de día	≥ 5000 °K

1.2.4.2 Índice del rendimiento del color (IRC)

El índice de rendimiento del color (IRC) mide la capacidad de luz para reproducir los colores, de las personas u objetos para que parezcan más naturales. Está basado en una escala de (0 – 100), entre mayor sea el IRC mejor será la calidad de luz para reproducir los colores. El Comité Internacional de Iluminación (CIE) presenta un sistema de clasificación de las lámparas en cuatro grupos según el valor del IRC que se muestra en la Tabla 1.2.

1.2.5 Unidades luminosas

No toda la radiación que emiten las lámparas es luz, por lo que hay ciertas escalas para su medición, entre las más importantes son: el flujo luminoso y la intensidad luminosa.

Flujo luminoso: se trata de la potencia radiante emitida dentro del espectro visible, corregida mediante la curva de sensibilidad visual del ojo humano, $V(\lambda)$. La unidad es el lumen (lm), que se define como la potencia luminosa producida por una potencia radiante de 1/683 W a $\lambda=555$ nm (longitud de onda de la máxima sensibilidad del ojo humano).

Intensidad luminosa: la intensidad luminosa en una dirección es la potencia luminosa emitida en el ángulo sólido que contiene dicha dirección. La unidad es la candela (cd). En el sistema internacional se define la candela como la intensidad luminosa en una dirección dada de una fuente que emite radiación monocromática de 555 nm en el aire, cuya potencia es de 1/683 W.

Tabla 1.2. Apariencia de color y rendimiento en color (CIE) .

Grupo	Índice de rendimiento en color (IRC)	Apariencia de color	Aplicaciones
1	$IRC \geq 85$	Fría	Industria textil, fábricas de pinturas, talleres de imprenta
		Intermedia	Escaparates, tiendas, hospitales
		Cálida	Hogares, hoteles, restaurantes
2	$70 \leq IRC < 85$	Fría	Oficinas, escuelas, grandes almacenes, industrias de precisión (en climas cálidos)
		Intermedia	Oficinas, escuelas, grandes almacenes, industrias de precisión (en climas templados)
		Cálida	Oficinas, escuelas, grandes almacenes, ambientes industriales críticos (en climas fríos)
3	Lámparas con IRC <70 pero con propiedades de rendimiento en color bastante aceptables para uso en locales de trabajo		Interiores donde la discriminación cromática no es de gran importancia
S	Lámparas con rendimiento en color fuera de lo normal		Aplicaciones especiales

1.3 Clasificación de las lámparas eléctricas

Con respecto a la clasificación anterior, en la Figura 1.2 se muestran los diversos tipos de lámparas eléctricas artificiales [9] [19] [URL1] .

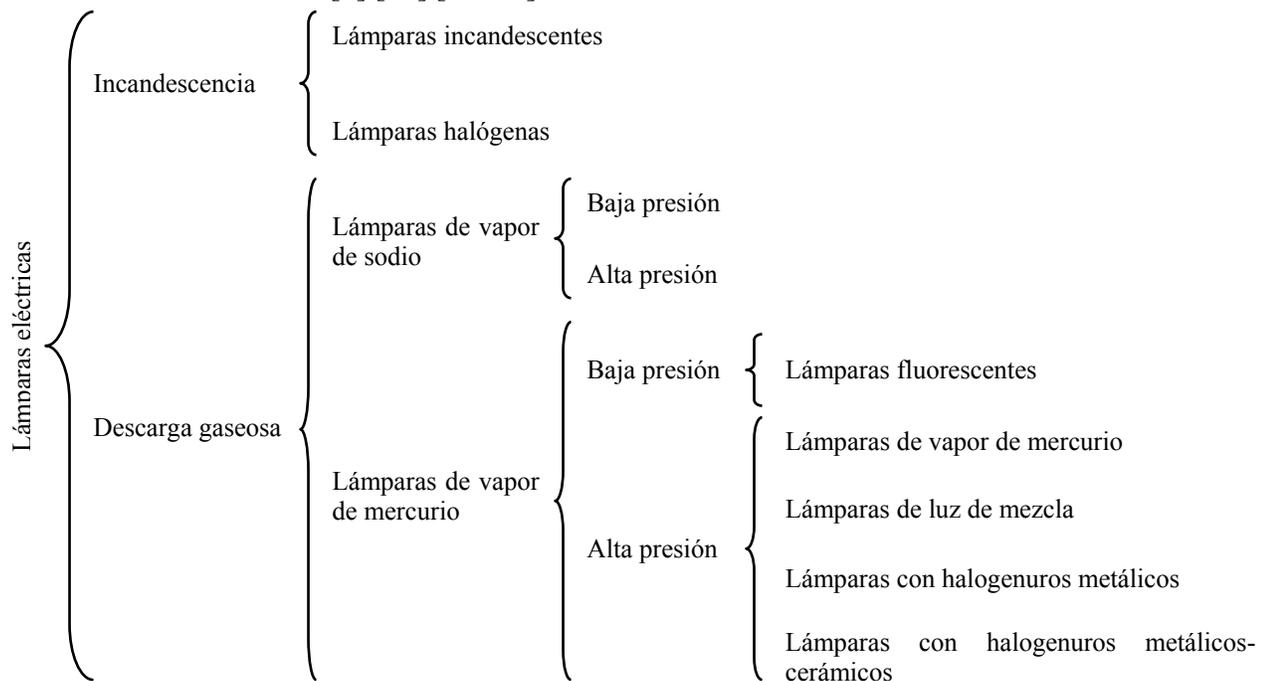


Figura 1.2. Clasificación de las lámparas eléctricas.

1.4 Lámparas de incandescencia

La lámpara incandescente fue la primera en utilizarse para la generación de luz artificial y basa su funcionamiento en el principio de la termorradiación.

1.4.1 Lámpara incandescente convencional

El funcionamiento de este tipo de lámpara es simple, consiste en hacer pasar una corriente eléctrica por un filamento hasta que éste alcance una temperatura elevada que genere luz visible [URL2].

Cualquier cuerpo caliente despedirá cierta cantidad de luz a temperaturas superiores a 525 °C, por lo que un conductor que se calienta por encima de dicha temperatura mediante una corriente eléctrica actuará como fuente luminosa [URL3].

La principal ventaja de la lámpara incandescente es que se conecta directamente a la red eléctrica. El principal inconveniente se debe a las altas temperaturas a las que el filamento trabaja. Ello hace que la vida útil de estas lámparas sea bastante pequeña en comparación con otro tipo de lámparas. En la Figura 1.3 se muestra la estructura básica de una lámpara incandescente:

- *Filamento*: es un alambre enrollado que por lo general es de wolframio o tungsteno y se calienta alcanzando temperaturas tan elevadas que empieza a emitir luz visible.
- *Ampolla de vidrio*: es lo que determina la forma de la lámpara ya que existe una variedad de ellas, esta ampolla sirve para proteger que el filamento no se queme por contacto con el aire, puede estar al vacío (< 25 W) o relleno con un gas inerte (> 25 W).
- *Gas de relleno*: el gas de relleno es una mezcla de argón y nitrógeno, también se utiliza kriptón o xenón.
- *Casquillo*: sirve para conectar la lámpara a la energía eléctrica.

Los elementos faltantes (hilos conductores, vástago y el soporte) tienen funciones de soporte y conducción de la corriente eléctrica.

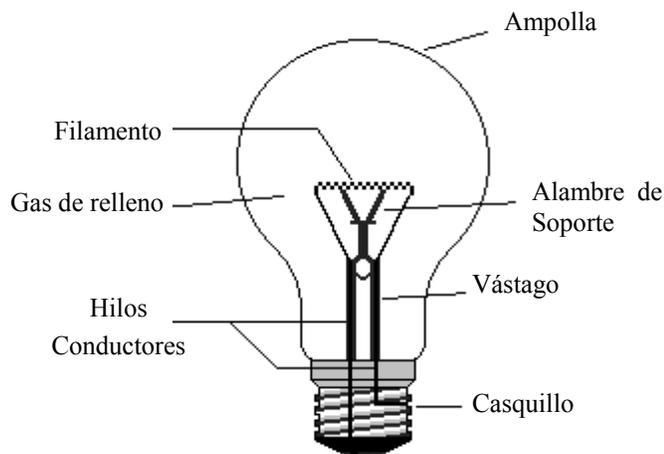


Figura 1.3. Partes de una lámpara incandescente.

1.4.2 Lámpara incandescente halógena

Este tipo de lámparas funcionan bajo el mismo principio que utilizan las lámparas incandescentes convencionales, pero en este caso el gas que trabaja como elemento regenerativo se le agrega un componente halógeno, esto hace que este tipo de lámparas sean mejores que las incandescentes convencionales.

1.4.3 Características de las lámparas de incandescencia

Estas lámparas tienen numerosas ventajas, debido a sus características cromáticas las cuales presentan un buen índice del color (IRC), emiten radiaciones en un espectro continuo, tiene una variación amplia de la intensidad luminosa, no necesitan equipos auxiliares, su encendido es instantáneo, son sencillas y económicas.

La principal desventaja que presentan es que son muy ineficientes, ya que aproximadamente solo el 5 % [URL14] de la energía que consumen es luz y lo demás se disipa en calor. En la Tabla 1.3 se muestran sus características de duración y principales aplicaciones.

Tabla 1.3. Comparación de los tipos de lámparas.

Lámparas incandescentes	Característica de duración	Aplicación
Convencionales	<ul style="list-style-type: none"> ▪ La vida de la lámpara depende de la duración del filamento. ▪ Vida media de 1000 a 2000 hrs. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Especialmente en el hogar.
Halógenas	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Vida media de 2000 a 5000 hrs. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Interiores de vivienda. ▪ Comercios. ▪ Vitrinas.

1.5 Lámparas de descarga

Las lámparas de descarga constituyen una forma alternativa de generar luz y su principio de funcionamiento se basa en la luminiscencia. Al someter cualquier gas ionizado y confinado en un tubo de descarga, a un voltaje elevado entre los electrodos, produce un flujo de iones negativos y positivos, a este flujo se le denomina descarga eléctrica (Figura 1.4) [URL8] .

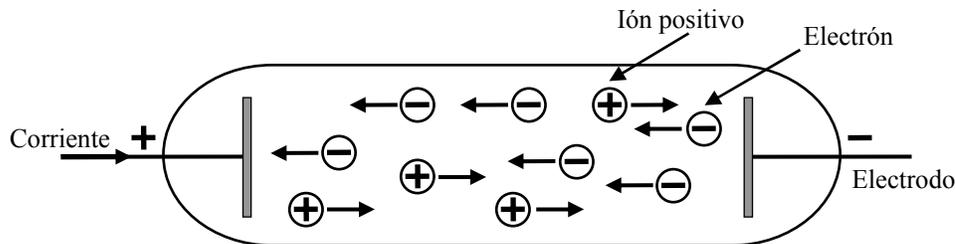


Figura 1.4. Descarga eléctrica.

A diferencia de las lámparas incandescentes, la emisión de luz que produce la lámpara de descarga tiene un espectro discontinuo, es decir, presenta bandas de colores. Actualmente existen lámparas cuyas características luminosas depende del gas que contiene y la presión a la que esté sometida. Este tipo de lámparas requieren un tiempo de encendido determinado para alcanzar las condiciones adecuadas de funcionamiento y necesitan de un elemento externo llamado balastro para su correcto funcionamiento [9] [URL6] [URL7] [URL9] .

En función del tipo de descarga y del elemento emisor de luz pueden clasificarse las lámparas de descarga existentes en la actualidad.

1.5.1 Lámparas de descarga a baja presión

Las descargas a baja presión emiten una porción relativamente alta de la energía eléctrica convertida en líneas espectrales de bajos niveles de excitación, las denominadas líneas de resonancia. La presión de vapor óptima para las descarga de baja presión eficientes se encuentra en torno a 1 Pa (se define como la presión que ejerce una fuerza de 1 Newton sobre una superficie de 1 metro cuadrado normal a la misma). La radiación de las líneas resonantes decrece debido a la autoabsorción por causa del aumento de presiones y al aumento de la carga (densidad de corriente). La baja presión y la

baja densidad de corriente generalmente implican que las dimensiones de los tubos de descarga deben ser considerables. El tubo de descarga es, por tanto, el elemento que limita la fabricación de este tipo de lámparas de descarga. Las principales lámparas que emplean la descarga a baja presión son la lámpara de vapor de sodio a baja presión y las lámparas de vapor de mercurio a baja presión (tubos fluorescentes).

1.5.1.1 Lámparas de vapor de sodio a baja presión

No todos los elementos son adecuados para generar radiación por este sistema dentro del espectro visible. En esta zona del espectro hay dos líneas de resonancia del sodio, las denominadas líneas D del sodio. La situación de estas líneas muy cerca del máximo de la curva de sensibilidad del ojo humano, $V(\lambda)$, (Figura 1.5), es muy apropiada para determinadas aplicaciones. El valor de $V(\lambda)$ a esta longitud de onda es de 0.76. El ojo humano percibe la radiación electromagnética que recibe con diferentes grados de sensibilidad, de acuerdo con la longitud de onda λ de la radiación. La sensibilidad del ojo humano $V(\lambda)$, tiene su máximo en el centro de la zona visible del espectro electromagnético, en la zona correspondiente al color verde y decrece progresivamente hacia los extremos de esta zona, alcanzando el cero en los extremos (infrarrojo y ultravioleta).

Una desventaja es que el valor óptimo de la presión de vapor de 0.4 Pa, requiere una temperatura de 260 °C para el sodio. La energía empleada en llevar la descarga a esta temperatura no se transforma en luz. Sin embargo, las lámparas de descarga de sodio a baja presión actuales pueden llegar a eficacias luminosas superiores a los 200 lm/W.

Un inconveniente de la radiación emitida por la lámpara de sodio a baja presión es que se trata de una radiación monocromática. Sin embargo ello lleva a que los contrastes se perciban de una manera mucho más clara, lo que puede resultar una ventaja en determinadas aplicaciones.

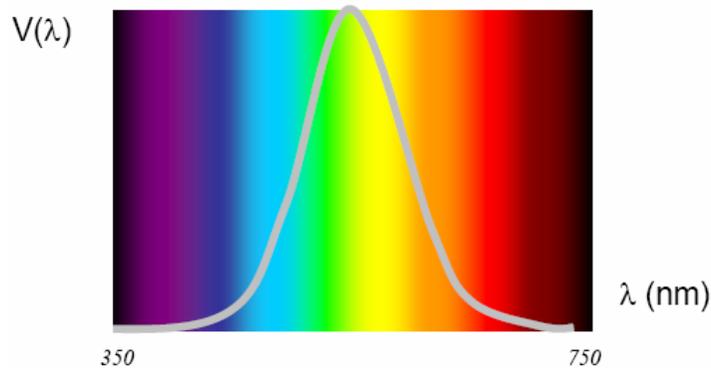


Figura 1.5. Curva de sensibilidad del ojo humano, los valores están normalizados a 1.

1.5.1.2 Lámparas de vapor de mercurio a baja presión

Son las lámparas fluorescentes convencionales y se clasifican dentro de la fotoluminiscencia, se dividen en lámparas de arranque instantáneo y de arranque rápido, las cuales tienen diferentes tamaños y formas (Figura 1.6) [URL4]. Su funcionamiento y características se presentan en el apartado 1.6.

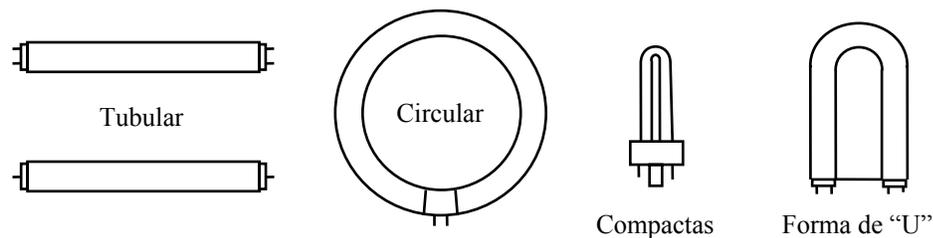


Figura 1.6. Formas de lámparas fluorescentes.

1.5.2 Lámparas de descarga a alta presión

Una segunda posibilidad de obtener una potencia de salida luminosa elevada a partir de energía eléctrica se tiene mediante la descarga a alta presión.

Dentro de la descarga a alta presión existen diferentes tipos de lámparas:

- Lámparas de Vapor de Mercurio a Alta Presión.
- Lámparas de Vapor de Sodio a Alta Presión.
- Lámparas de Halogenuros Metálicos.

1.5.2.1 Lámparas de vapor de mercurio a alta presión

La eficiencia luminosa en una lámpara de mercurio a 0.8 Pa (presión óptima en la lámpara de mercurio a baja presión), no es superior a 7 lm/W. Sin entrar en muchos detalles, puede decirse que la eficacia luminosa aumenta, aunque todavía es relativamente baja, hasta presiones del orden de 400 Pa. Sólo entonces la eficiencia luminosa aumenta apreciablemente, alcanzando los 45 lm/W a 105 Pa (1 atm) y 65 lm/W a 107 Pa (100 atm).

Este claro aumento se debe a la excitación de los átomos a niveles energéticos superiores, apareciendo líneas espectrales dispersas en la parte visible del espectro. Se tiene además cierta componente de radiación continua. La temperatura requerida para mantener la alta presión inevitablemente empeora la eficiencia de la descarga y usualmente se llevará a cabo con la ayuda de una ampolla exterior alrededor del tubo de descarga [7].

El rendimiento de color puede mejorarse en las descargas a alta presión mediante fósforos. La radiación ultravioleta generada por la descarga puede, de este modo, convertirse en luz visible, preferiblemente en la zona del rojo, para compensar la falta de estas longitudes de onda en la descarga. Sin embargo, el rendimiento de color no es adecuado todavía para muchas aplicaciones.

Así como una lámpara fluorescente de descarga en mercurio a baja presión genera exclusivamente radiaciones ultravioleta con altas presiones de vapor, el espectro cambia notablemente, emitiendo varias bandas que corresponden a los colores: violeta (405 nm), azul (435 nm), verde (546 nm) y amarillo (570 nm), emitiendo también una pequeña cantidad de radiaciones ultravioleta.

Como las cualidades cromáticas de estas radiaciones no resultan muy buenas, debido en gran parte a la ausencia de radiaciones rojas, las radiaciones ultravioleta se transforman, mediante sustancias fluorescentes, en radiaciones comprendidas dentro del espectro rojo, dando como resultado una lámpara con un mejor rendimiento cromático.

1.5.2.2 Lámparas de vapor de sodio a alta presión

También en la descarga a través del sodio se mejoran las características al aumentar la presión. Las líneas de resonancia del sodio resultan enormemente ensanchadas. Ello redundaría en una mejora visible de la apariencia de color y del rendimiento de color, desafortunadamente existe una disminución de la eficiencia luminosa. De todos modos, a una presión de 1.5×10^4 Pa, la eficacia es del orden de 120 lm/W. La descarga en el sodio a alta presión presenta las siguientes diferencias fundamentales frente a la descarga en sodio a baja presión [7]:

- Contracción intensa del arco, en el eje del tubo, con un alto gradiente de temperatura entre el arco (unos 4000 °C) y la pared del tubo (unos 1500 °C).
- Espectro de emisión de bandas ampliadas. No existe prácticamente emisión ultravioleta.

Mediante aditivos como el xenón, se consigue reducir la longitud del arco, con un aumento de su temperatura, emisión y eficacia luminosa. Por tanto, el tubo de descarga de este tipo de lámparas presenta un tamaño pequeño.

La despreciable cantidad de radiaciones ultravioleta que generan estas lámparas hace innecesario el empleo de material fluorescente, por lo que esta ampolla es totalmente transparente.

1.5.2.3 Lámpara de halogenuros metálicos

Este pobre rendimiento de color de las lámparas de descarga en mercurio a alta presión puede mejorarse si se añaden otros elementos. Durante muchos años fue imposible encontrar materiales para los tubos de descarga capaces de soportar las condiciones de temperatura y presión necesarias; generalmente se obtenían sistemas que presentaban una degradación muy importante tras pocos miles de horas de funcionamiento. Tras descubrirse que los compuestos de halogenuro pueden generar espectros que pueden utilizarse para aplicaciones muy amplias, comenzó una investigación más seria en torno al desarrollo de estas fuentes de luz. El resultado son las modernas lámparas de halogenuros metálicos. La eficiencia luminosa de lámparas de este tipo puede alcanzar valores superiores a 100 lm/W, combinados con muy buenas propiedades de color. Son excelentes cualidades cromáticas las que hacen imprescindibles estas lámparas cuando se trata de obtener grandes niveles de luz con gran reproducción cromática (espectáculos deportivos, iluminación de monumentos, transmisión por TV, etc.).

Las lámparas de halogenuros metálicos son la evolución tecnológica de las lámparas de vapor de mercurio a alta presión. Dentro del tubo de descarga, se han añadido al mercurio una serie de aditivos metálicos, generalmente en forma de yoduros, de manera que las líneas espectrales de emisión de estos metales cubran las zonas apropiadas del espectro visible. De esta manera se logra mejorar la eficiencia luminosa, el rendimiento de color o ambas características simultáneamente.

Estos halogenuros metálicos se disocian en el arco de descarga (con una temperatura en torno a los 6000 °C). Son los átomos metálicos excitados los que, mediante sus líneas de emisión características, producen la luz adecuada. Las lámparas de halogenuros metálicos apenas generan luz ultravioleta, por lo cual sus ampollas exteriores no están cubiertas de sustancias fluorescentes. Sin embargo, en algunos casos se añade una capa externa difusora a fin de reducir la luminancia de la lámpara.

1.6 Lámpara fluorescente

La lámpara fluorescente es un dispositivo de descarga eléctrica empleado en aplicaciones generales de iluminación. Se trata de una lámpara de vapor de mercurio de baja presión contenida en un tubo de vidrio, revestido en su interior con un material fluorescente [URL5].

1.6.1 Partes de una lámpara fluorescente

En la Figura 1.7 se muestra las partes de una lámpara fluorescente:

- *Ampolla tubular*: es un tubo de diámetro normalizado, típicamente la forma es linear cerrado, sin embargo existen otras formas como las circulares, en U o compactas.
- *Electrodos o filamentos*: son fabricados en tungsteno, normalmente en doble espiral y recubiertos por sustancias emisivas. La calidad de éstos determina la duración de la lámpara, puesto que al desgastarse la sustancia emisiva en los electrodos, la lámpara no consigue encenderse.
- *Gas de llenado*: 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. Las funciones que realiza el gas de llenado son las siguientes:
 - Facilitar el inicio de la descarga, reduciendo el voltaje de encendido.
 - Facilitar el recorrido de los electrones.

- Proteger la sustancia emisiva en los electrodos.
- Los gases comúnmente empleados son: argón o mezcla de argón-neón y kriptón.
- *Recubrimiento de fósforos*: en la actualidad se usan dos tipos de polvos; los que producen un espectro continuo y los trifósforos que emiten un espectro de tres bandas con los colores primarios. De la combinación éstos tres colores se obtienen una luz blanca que ofrece un buen IRC.

1.6.2 Principio de funcionamiento

Una lámpara fluorescente consiste de un tubo de vidrio cubierto en su interior con polvo de fósforo. El tubo contiene en su interior una mezcla de uno o más gases nobles (neón, argón, kriptón) a baja presión y una pequeña cantidad de vapor de mercurio. La lámpara funciona manteniendo el gas de descarga dentro del tubo, con la ayuda de dos electrodos, uno en cada extremo del tubo de vidrio. Esta mezcla de gases en el tubo tiene una elevada resistencia al paso de la corriente eléctrica.

Como se observa en la Figura 1.7 en cada extremo del tubo debe haber uno o dos electrodos, formados por un filamento de tungsteno recubierto de una sustancia emisiva. Al paso de la corriente a través de los electrodos, los electrones emitidos chocan con los átomos de mercurio, este choque provoca un desplazamiento de los electrones del mercurio a una orbita con mayor potencial de energía, al retornar a su orbita normal emiten la energía en forma de radiación ultravioleta (ionización) . Esta radiación ultravioleta al chocar con la capa de fósforo que se encuentra en las paredes internas del tubo se convierte en luz visible. La adición de los gases nobles sirve para incrementar la eficiencia de la descarga eléctrica [7] .

1.6.2.1 Descarga de los gases

En la Figura 1.8 se muestra el proceso de encendido de las lámparas fluorescentes, donde los gases se transforman de un material no conductor a conductor, mediante la aplicación de un alto voltaje eléctrico [URL10] [URL11] [URL12] [URL13] .

En la misma gráfica se puede observar el comportamiento de la lámpara como una resistencia negativa, es decir, cuando se incrementa la corriente en el interior del tubo disminuye la resistencia. Si no se controla, puede ocasionar la destrucción de la lámpara. Por tal motivo, las lámparas fluorescentes necesitan la presencia de un elemento auxiliar para limitar la corriente que circula por ella y proporcionar el voltaje de encendido.

A continuación se describe cada una de las etapas del proceso de ruptura de los gases.

En la etapa I, conocida como la “etapa de Geiger”, aparece una pequeña corriente a medida que el voltaje se incrementa.

En la etapa II, conocida como la “etapa de Townsend”, se mantiene el voltaje pero hay un incremento de corriente, sin embargo la ionización es tan pequeña que no se observa emisión de luz en el punto de ruptura de la descarga, la cual se vuelve autosostenida. La corriente sigue aumentando cada vez más y la resistencia interna disminuyendo hasta el punto de ruptura del voltaje.

En la etapa III, conocida como caída catódica, los iones bombardean a los electrodos con tal intensidad que son capaces de desprender electrones manifestándose como una caída de voltaje, y es donde se observan las primeras emisiones luminosas.

En la etapa IV, conocida como “descarga de Glow normal”, comienza la descarga luminosa y el área de descarga se va ensanchando hasta cubrir todo el cátodo.

En la etapa V, conocida como “descarga de Glow anormal”, el gas llega a su máxima ionización, es decir que cuando no queda ya más área disponible en el cátodo la corriente se incrementa a expensas de un aumento del voltaje hasta el punto E.

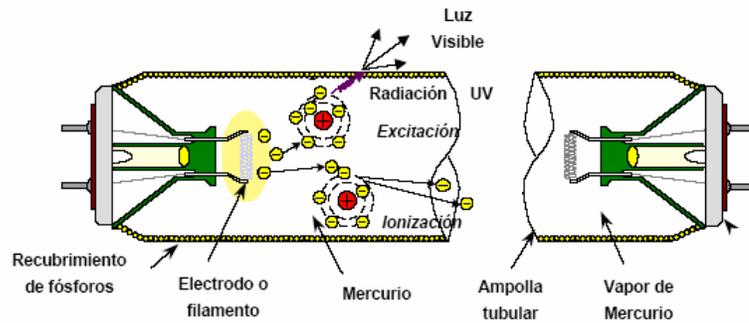


Figura 1.7. Partes y funcionamiento de la lámpara fluorescente.

En la etapa VI, conocida como la región de la descarga del arco, es donde el cátodo está caliente y comienza la emisión termoiónica lo que hace que el voltaje caiga nuevamente.

Según [URL8] el tiempo que la lámpara fluorescente tarda para entregar su máximo flujo luminoso es aproximadamente entre 10 y 12 minutos.

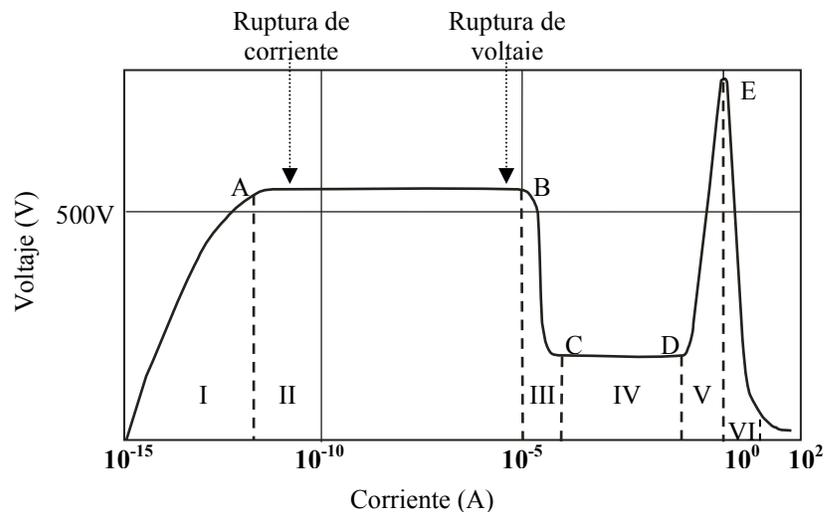


Figura 1.8. Ruptura de descarga en los gases.

1.6.3 Tipos de encendidos de las lámparas fluorescentes

Básicamente existen dos tipos de encendido en la actualidad: lámparas de arranque rápido e instantáneo, que se presentan a continuación.

1.6.3.1 Lámparas de arranque rápido

Como se muestra en la Figura 1.9, estas lámparas se caracterizan por tener dos terminales en cada extremo. En una de estas terminales, la lámpara tiene una resistencia que funge como electrodo. Al calentarse esta resistencia por efecto Joule experimenta el fenómeno de emisión termoiónica y empieza a emitir electrones que ionizan el gas de relleno de la lámpara facilitando su encendido. Existen dos formas de encender estas lámparas de arranque rápido: el arranque con cebador que se utiliza para calentar los electrodos antes de someterlos al voltaje de arranque, y la otra forma es que simultáneamente se le suministra el voltaje de arranque y se calientan los electrodos. En ambos casos se necesita hacer eso para encender la lámpara.

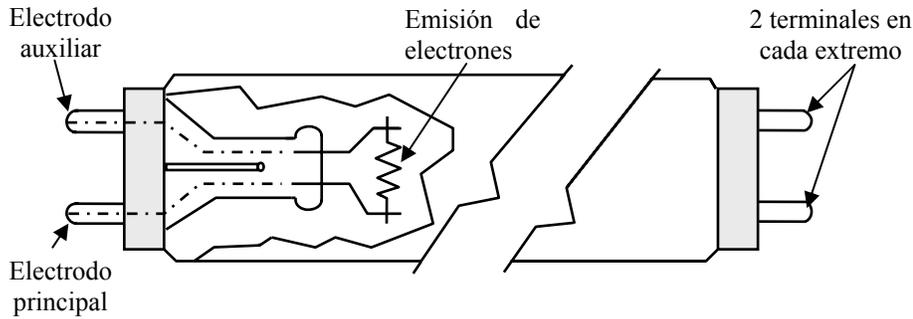


Figura 1.9. Lámpara de arranque rápido.

1.6.3.1.1 Características principales

Dentro de las principales características de las lámparas de arranque rápido se encuentran:

- Posible la variación de la intensidad luminosa (dimming).
- Voltaje de pre-encendido en la lámpara fácil de obtener.
- No existe deterioro de los electrodos por el encendido y apagado de la lámpara de manera continua.
- Necesita de una corriente constante para mantener los electrodos calientes.

1.6.3.2 Lámparas de arranque instantáneo

Como se muestra en la Figura 1.10, este tipo de lámparas se caracterizan por tener una terminal en cada extremo ya que los electrodos no necesitan precalentamiento para iniciar la emisión de electrones. El arranque se realiza “en frío”, es decir, aplicando un voltaje suficientemente elevado en los extremos de el tubo fluorescente para encender la lámpara, ya que posee electrodos cuyos filamentos están especialmente preparados para un calentamiento continuo.

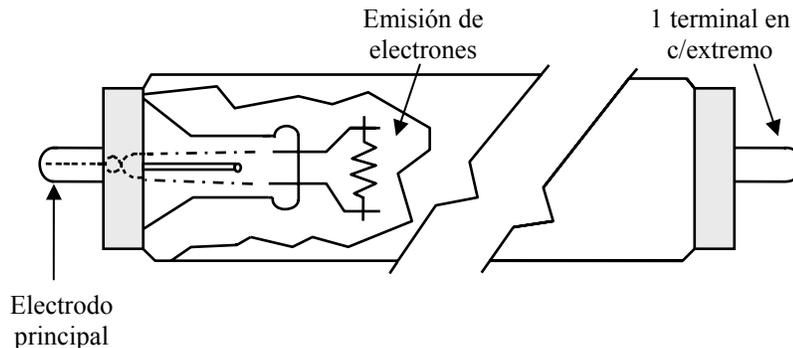


Figura 1.10. Lámpara de arranque instantáneo.

1.6.3.2.1 Características principales

Dentro de las principales características de las lámparas de arranque instantáneo se encuentran:

- Imposible la variación de potencia para aplicaciones de control de la intensidad luminosa.
- Existe deterioro por el encendido y apagado constante; se recomienda que cada vez que se encienda por lo menos tarde más de 3 horas.
- No necesita de corriente constante para mantener calientes los electrodos.

1.6.4 Frecuencia de operación de las lámparas fluorescentes

En la actualidad, la tendencia de sustituir los balastos electromagnéticos por electrónicos ha ido en aumento, gracias a las ventajas que éstos presentan al operar a mayores frecuencias de conmutación. A continuación se describe brevemente la operación de la lámpara fluorescente en baja y alta frecuencia [20].

1.6.4.1 Operación en baja frecuencia

Durante la operación de una lámpara en baja frecuencia, al ser alterno el voltaje de alimentación, la corriente también es alterna, lo que significa que cada medio ciclo se presenta un cruce por cero y por tanto, el valor de la corriente en este punto es cero. Como la frecuencia es baja (50 ó 60 Hz), la transición de positivo a negativo de la corriente de la descarga es lenta, el plasma dentro de la lámpara se enfría y el arco se extingue, lo que provoca que en cada cruce por cero el arco se extinga y se reinicie hasta que el voltaje aumente lo suficiente para que vuelva a ocurrir la descarga.

Los reencendidos cada medio ciclo hacen que la lámpara parpadee, ocasionando que se presente el efecto estroboscópico en la luz emitida por la lámpara, además de que estas señales provocan un mayor desgaste de los electrodos y en consecuencia una disminución en la vida útil de la lámpara.

1.6.4.2 Operación en alta frecuencia

A medida que se aumenta la frecuencia del voltaje de alimentación, el plasma y los electrodos no se alcanzan a enfriar, por lo que la emisión de electrones es constante y la descarga permanece de manera continua sin cambios bruscos. Al estar el plasma constantemente caliente, se comporta como una resistencia como se observa en la Figura 1.11. Estos efectos se presentan en frecuencias superiores a los 25 kHz.

Dentro de las principales ventajas del funcionamiento en alta frecuencia se encuentran las siguientes [20]:

- Se eliminan los picos de voltaje debido a los reencendidos, la eliminación de éstos se refleja en una disminución aparente del voltaje de encendido como se muestra en la Figura 1.11. Al eliminar los reencendidos se pierde menos sustancia emisiva aumentando la vida media de la lámpara fluorescente.
- Comportamiento resistivo, el hecho de que la lámpara se comporte como una resistencia significa que las formas de onda de voltaje y corriente son completamente cuasi-sinusoidales y están en fase. Esto significa que se tendrá menor distorsión armónica, lo cual se refleja en un factor de potencia cercano a la unidad. También se tiene un ligero aumento en el valor eficaz de la corriente, lo cual se refleja en una mayor luminosidad, aumentando la eficiencia luminosa hasta en un 10 %.
- En baja frecuencia, por cada cruce por cero del voltaje de alimentación el arco se extingue, esto ocasiona que la lámpara se encienda y se apague generando parpadeo de la misma. Este parpadeo (efecto estroboscópico) de la lámpara es ligeramente perceptible por el ojo humano y en ciertos ambientes puede resultar muy molesto. En alta frecuencia este problema se elimina debido a que no hay reencendidos, y en consecuencia la lámpara siempre permanece encendida.

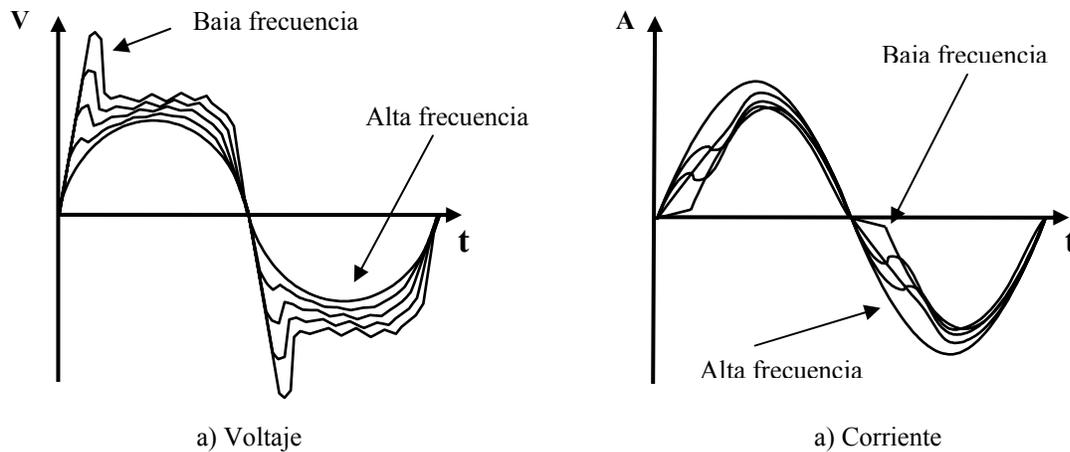


Figura 1.11. Forma de onda a medida que aumenta la frecuencia.

1.6.5 Efecto del factor de cresta en las lámparas fluorescentes

El factor de cresta de corriente es la razón de corriente pico sobre la corriente eficaz. La vida de los electrodos es muy sensible al factor de cresta de corriente. Un factor de cresta de corriente pequeño garantiza una mayor duración de la lámpara. Una señal senoidal tiene un factor de cresta de 1.4, una señal triangular tiene un factor de cresta de 1.7 y una señal cuadrada tiene un factor de cresta de 1. Es requerido usualmente un factor de cresta de corriente menor o igual a 1.7 para lámparas de arranque rápido y de 1.8 para lámparas de arranque instantáneo, para asegurar el tiempo de vida nominal de ambas. La ecuación 1.1 determina el factor de cresta de corriente.

$$FCC = \frac{I_m}{I_{rms}} \quad 1.1$$

2 Balastos

Las lámparas fluorescentes presentan ventajas que hacen viable su uso con respecto a las lámparas incandescentes, aunque todas las características de este tipo de lámparas son importantes, el elemento imprescindible para el funcionamiento del sistema de iluminación es el balastro. En este capítulo se presenta una descripción de los tipos de balastro para las lámparas fluorescentes, la función que desempeñan, así como la comparación de los balastos electromagnéticos y electrónicos, haciendo énfasis en estos últimos, además de las diferentes configuraciones de los principales tipos de convertidores CD/CA (inversores) y la configuración de tanque resonante y sus respectivas ventajas.

2.1 Introducción

Los balastos son parte fundamental de las lámparas de descarga gaseosa, dentro de sus funciones se encuentran: generar el voltaje de encendido de la lámpara, limitar la corriente de la misma y estabilizar la descarga en el interior del tubo [URL8] .

Los balastos electromagnéticos consisten de una reactancia formada por una bobina de tipo inductivo, que satisfacen los requisitos de funcionamiento aunque de forma poco eficiente desde el punto de vista energético.

Las investigaciones realizadas en este campo permitieron averiguar que al incrementar la frecuencia de operación en el tubo de descarga, aumenta su eficiencia luminosa (más cantidad de luz aportada por cada unidad de potencia eléctrica) y así surgieron los balastos electrónicos los cuales presentan las siguientes características [20] :

- Disminución del voltaje de encendido de la lámpara.
- Reducción de los componentes del balastro.
- La lámpara se comporta como una resistencia.
- Se elimina el efecto estroboscópico.
- Se tiene una mayor duración de la lámpara.

2.2 Balastos para lámparas de descarga

El balastro es un elemento imprescindible para la operación correcta de una lámpara de descarga, este elemento auxiliar cumple con las siguientes funciones para evitar la destrucción de la misma:

- Proveer una cantidad controlada de energía para el arranque o precalentamiento de los electrodos de la lámpara.
- Suministrar el voltaje y corriente controlada tanto para iniciar el arco entre los electrodos de la lámpara, como para su funcionamiento.
- Controlar y limitar la energía eléctrica en los valores adecuados.

2.2.1 Clasificación de los balastos

En general, los balastos para lámparas fluorescente se pueden dividir en dos grupos: los balastos electromagnéticos y los balastos electrónicos cada uno tiene sus propias características y funciones. Estos últimos tienen gran importancia debido al mejor aprovechamiento de la energía que consumen y al manejo apropiado de la lámpara fluorescente.

2.2.1.1 Balastro electromagnético

Los balastos electromagnéticos son dispositivos que se alimentan con corriente alterna y por consiguiente operan a frecuencia de línea, 50 ó 60 Hz, 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 dicha frecuencia de línea.

2.2.1.1.1 Tipos de balastos electromagnéticos para lámparas fluorescentes

En la Figura 2.1, se muestran las distintas formas de balastos electromagnéticos para encender las lámparas fluorescentes [9] y se clasifican en: arranque por cebador Figura 2.1(a), arranque por autotrasformador para encendido instantáneo en la Figura 2.1(b) y para encendido con precalentamiento de electrodos en la Figura 2.1(c).

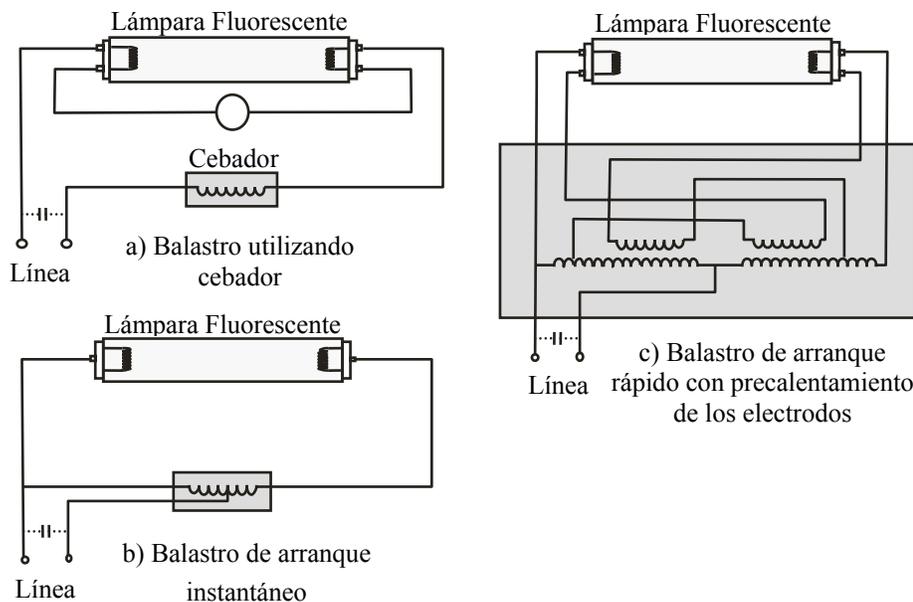


Figura 2.1. Tipos de balastos electromagnéticos para lámparas fluorescentes.

2.2.1.1.2 Partes de un balastro electromagnético

Los balastos de la Figura 2.1 están formados por una bobina de hilo de cobre esmaltado con su correspondiente núcleo magnético, el conductor está impregnado con resinas al vacío, con esto se consigue un aumento de la rigidez dieléctrica de la bobina, además de una mejor disipación del calor y una total eliminación de las posibles vibraciones del núcleo magnético, todo este conjunto se introduce dentro de un contenedor metálico como se muestra en la Figura 2.2.

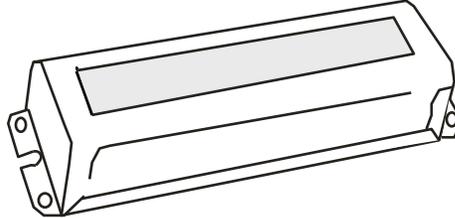


Figura 2.2. Contenedor metálico del balastro.

En el caso del encendido por cebador, aparte de la bobina tiene un elemento extra como se muestra en la Figura 2.3, que consiste en una pequeña ampolla de vidrio llena de gas argón a baja presión y en cuyo interior se encuentran dos electrodos; uno de ellos tiene una laminilla metálica (con un coeficiente de dilatación) que, por la acción del calor se puede doblar ligeramente, lo cual ayuda a generar un pico de voltaje necesario para encender la lámpara de descarga, esto lo hace repetidamente hasta que se encienda por completo. En paralelo con los electrodos se encuentra un capacitor cuya finalidad es la de evitar las interferencias en las bandas de radiodifusión o TV, que el interruptor automático pueda ocasionar.

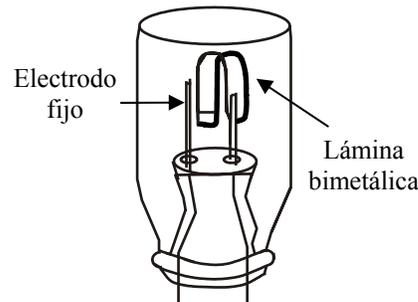


Figura 2.3. Componentes de un cebador.

2.2.1.2 Balastro electrónico

Los balastos electrónicos para lámparas fluorescentes se pueden alimentar de dos formas:

- *Alimentado con corriente alterna (CA)*: comercialmente esta estructura es la más utilizada, se conectan directamente a la línea eléctrica, por lo que estos sistemas tienen una etapa de rectificación, filtrado y corrección del factor de potencia, su estructura interna se muestra en la Figura 2.4 [15].
- *Alimentado con corriente directa (CD)*: en la actualidad estos sistemas tienen gran aplicación, puesto que son alimentados con energías alternativas, como la solar, considerada como fuente inagotable de electricidad. Estos sistemas son muy utilizados en zonas rurales alejadas de la línea de distribución. En la Figura 2.5 se presenta el esquema típico de un balastro electrónico alimentado con corriente directa.

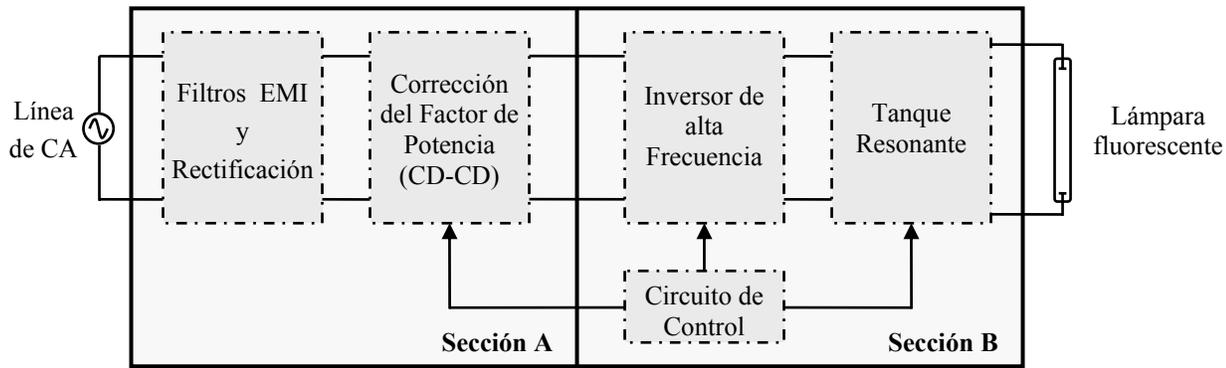


Figura 2.4. Diagrama a bloques de un balastro electrónico alimentado con CA.

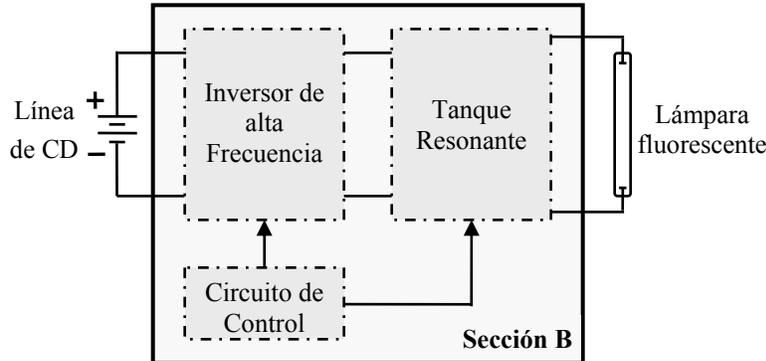


Figura 2.5. Diagrama a bloques de un balastro electrónico alimentado con CD.

Un aspecto importante en la construcción de un balastro electrónico 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 fluorescente, dando lugar a sistemas de iluminación con mejores prestaciones que contribuyen al ahorro de energía. Ahora bien, las causas que pueden acotar el crecimiento de la frecuencia de conmutación son las pérdidas en conmutación que tienen los elementos semiconductores de potencia (MOSFETS, IGBT, diodos rápidos).

2.2.1.3 Comparación entre los balastos

En la Tabla 2.1 se muestra una comparación de las características entre los balastos electromagnéticos y electrónicos.

Tabla 2.1. Comparación entre los balastos electromagnéticos y electrónicos.

Balastos Electromagnéticos	Balastos Electrónicos
<ul style="list-style-type: none"> ▪ Se alimentan con CA. ▪ Pueden ser de alto o bajo factor de potencia (capacitores). ▪ No permiten un control de intensidad luminosa. ▪ Operan a baja frecuencia (50 ó 60 Hz). ▪ Son pesados y voluminosos. ▪ Producen ruido audible (zumban). ▪ No regulan las variaciones del voltaje de alimentación. ▪ Son económicos. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ En general, se alimentan con CD. ▪ Pueden ser de alto o bajo factor de potencia (activos, pasivos o híbridos). ▪ Permiten el control de intensidad luminosa. ▪ Trabajan en alta frecuencia (> 25 kHz.). ▪ Son más ligeros y ocupan menos espacio. ▪ Pueden regular la intensidad luminosa ante variaciones del voltaje de alimentación por envejecimiento o variaciones de temperatura. ▪ Generalmente son más costosos que los electromagnéticos.

2.3 Inversores

Para alimentar una lámpara fluorescente se emplea un balastro electrónico [16], el cual está formado por un inversor de alta frecuencia y un tanque resonante. En general un inversor se conoce como un convertidor de CD a CA, es decir, que la función de un inversor es cambiar un voltaje de entrada de CD a un voltaje simétrico de salida de CA, con la magnitud y frecuencia deseada [22].

El inversor tiene conectado un tanque resonante, el cual proporciona los niveles de voltaje y corriente adecuados para que la lámpara funcione correctamente. Las altas frecuencias de funcionamiento generan pérdidas de conmutación en los dispositivos de potencia.

En general las pérdidas que se generan en los dispositivos semiconductores de potencia dependen del tipo de conmutación [8]:

- *Conmutación dura*: en este tipo de conmutación se presenta al mismo tiempo un traslape de corriente y voltaje durante los transitorios de encendido y apagado. Por lo tanto, la conmutación dura de un dispositivo semiconductor de potencia se puede presentar tanto en la fase de encendido, como en la fase de apagado.
- *Conmutación suave*: este tipo de conmutación se divide en conmutación a voltaje cero y conmutación a corriente cero. Con la conmutación a voltaje cero se pretende que los DSEP (dispositivos semiconductores de potencia) se enciendan ante condiciones de voltaje cero (CVC), es decir que el voltaje sea cero justamente antes del encendido del dispositivo, también se reducen las pérdidas en el apagado gracias a la suave caída del voltaje. Por su parte la conmutación a corriente cero (CCC) no genera pérdidas en el apagado, forzando a que la corriente en el interruptor sea cero antes de que el voltaje empiece a subir. Con estas condiciones se reducen significativamente las pérdidas por conmutación en los dispositivos de potencia,

En la Figura 2.6 se muestra un comparativo entre las pérdidas que se generan con la conmutación suave y dura. Con esta última conmutación se genera mayor cantidad de pérdidas, mientras que con la conmutación suave se reducen significativamente.

Existen varios tipos de inversores y circuitos tanque resonante que se emplean de acuerdo a las necesidades a utilizar.

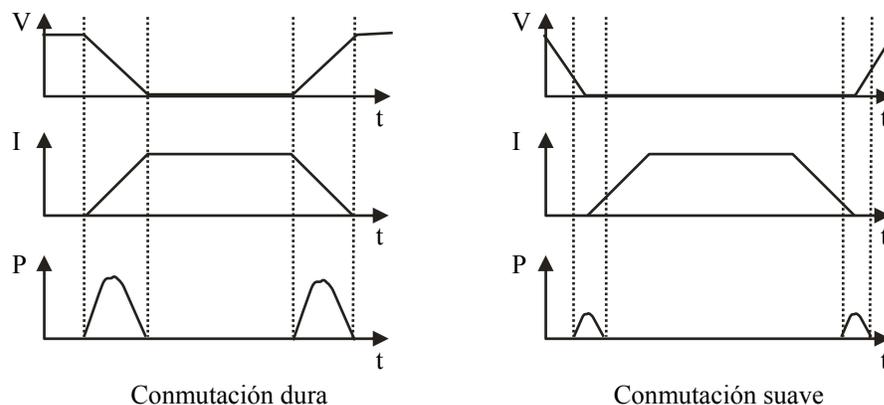


Figura 2.6. Pérdidas generadas por la conmutación suave y dura.

2.3.1 Topologías básicas de inversores

Los criterios empleados para la clasificación de los inversores, utilizados en los balastros electrónicos para encender las lámparas de descarga dependen de tres factores principalmente [16] [22]:

- *Señal de entrada*: en función de las características de la señal de entrada los inversores se clasifican en: alimentados en voltaje o alimentados en corriente. Si la fuente de en-

trada tiene un comportamiento equivalente al de una fuente de voltaje ideal se dice que el inversor está alimentado en voltaje. En cambio si la fuente de entrada se puede aproximar mediante una fuente de corriente se dice que el inversor está alimentado en corriente. Las características eléctricas y la configuración entre estos dos tipos de inversores varían notablemente.

- *Señal de salida:* pueden ser monofásicos o trifásicos. En general la clase de inversores utilizados en balastos electrónicos son monofásicos y la señal que se le aplica a la lámpara debe ser alterna y periódica. La topología del inversor depende de las dos clasificaciones anteriores,
- *Potencia en la carga:* Push-Pull, Medio puente, Puente completo, Amplificador Clase D y Amplificador clase E.

2.3.1.1 Inversor Push-Pull

La Figura 2.7 muestra el circuito del inversor Push-Pull, el cual consiste en una fuente de voltaje directa V_D conectada al devanado primario del transformador, un tanque resonante conformado con la inductancia de salida del transformador que se encuentra representada como un inductor L y un capacitor C conectado en serie, dos interruptores S_1 y S_2 y la resistencia de carga R_L .

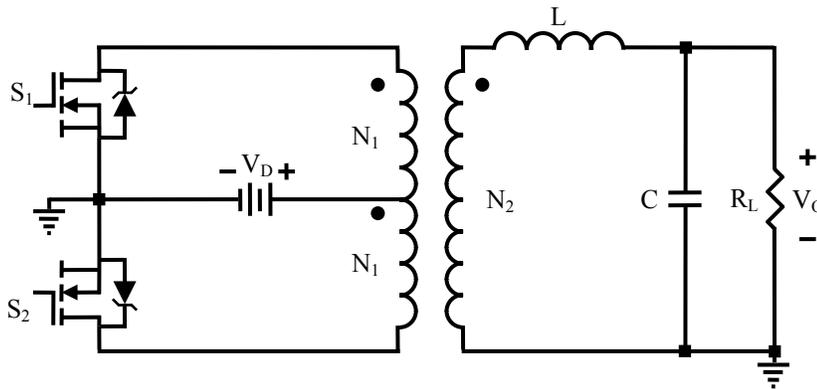


Figura 2.7. Circuito inversor Push-Pull.

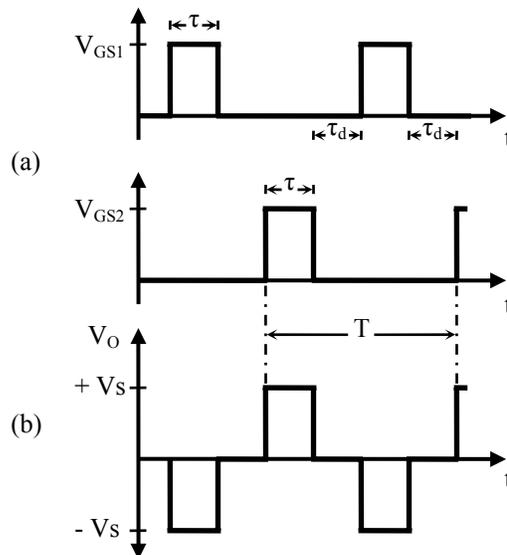


Figura 2.8. Diagrama en tiempo: (a) Señales complementarias, (b) Señal de salida.

Para conmutar los interruptores se utilizan señales de ondas complementarias como se muestra en la Figura 2.8. Los voltajes V_{GS1} y V_{GS2} son aplicados a la compuerta de los interruptores y su fun-

ción es encender y apagar los dispositivos. Cuando S_1 se encuentra cerrado y S_2 abierto, se aplica un voltaje V_D al semidevanado superior que induce un voltaje de salida V_o negativa. De manera inversa, cuando se encuentra abierto S_1 y S_2 cerrado, se aplica un voltaje V_D al semidevanado inferior que induce un voltaje de salida V_o positiva. Mientras el interruptor S_1 permanece cerrado, el interruptor S_2 soporta el doble de voltaje $2V_D$ y viceversa [19].

2.3.1.2 Inversor Medio puente

El inversor medio puente es una topología alimentada por voltaje como se muestra en la Figura 2.9, su configuración se compone de dos fuentes de igual magnitud en serie o una fuente con un divisor capacitivo como el mostrado en la Figura 2.9 para obtener dos fuentes en serie, también se utilizan dos interruptores. El modo de funcionamiento consiste en hacer conmutar los interruptores S_1 y S_2 con señales de control complementarias de forma que cada uno este cerrado la mitad de un período. De este modo se obtiene una onda cuadrada de salida de amplitud $V_D/2$ y sin componente de continua como se muestra en la Figura 2.10. Para conseguir aislamiento entre la entrada y la salida en un inversor en medio puente se acopla la carga a través de un tanque resonante.

Las características de un inversor en medio puente se presentan en los siguientes puntos:

- La señal de salida es una señal cuadrada, por lo que el contenido armónico es muy elevado y el filtrado es complejo.
- La amplitud de salida en un medio puente se obtiene una onda cuadrada cuya amplitud es igual al voltaje de alimentación. El único procedimiento para variar la amplitud de salida es mediante un convertidor previo que permita modificar el voltaje de entrada al inversor.
- La frecuencia de salida en un inversor en medio puente la frecuencia de salida es igual a la de conmutación de los interruptores.
- El voltaje que soportan los interruptores es el doble de la amplitud de la señal cuadrada de salida.

Esta topología presenta las siguientes desventajas:

- Necesita de dos capacitores de filtrado
- Uno de sus interruptores no esta aterrizado.
- Utiliza dos interruptores de potencia.

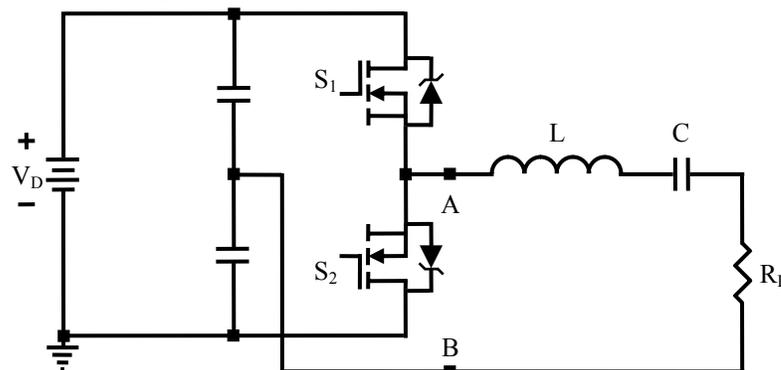


Figura 2.9. Circuito esquemático de un inversor Medio Puente.

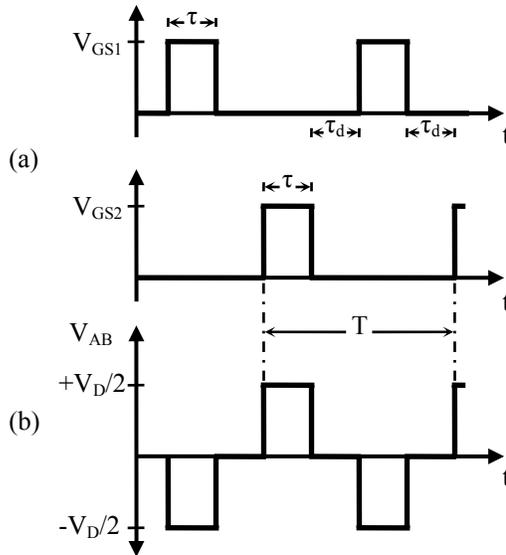


Figura 2.10. Diagrama en tiempo: (a) Señales complementarias, (b) Señal de salida.

2.3.1.3 Amplificador Clase D

En la Figura 2.11 se muestra el amplificador clase D que tiene características similares con el inversor medio puente, la diferencia radica en la señal que se le aplica al tanque resonante, es una señal unipolar y su valor máximo es el voltaje de entrada, por lo que tiene una componente de CD que se elimina colocando un capacitor en serie en el punto A, con esto el valor de voltaje máximo de la señal cuadrada de la salida equivale la mitad de la entrada.

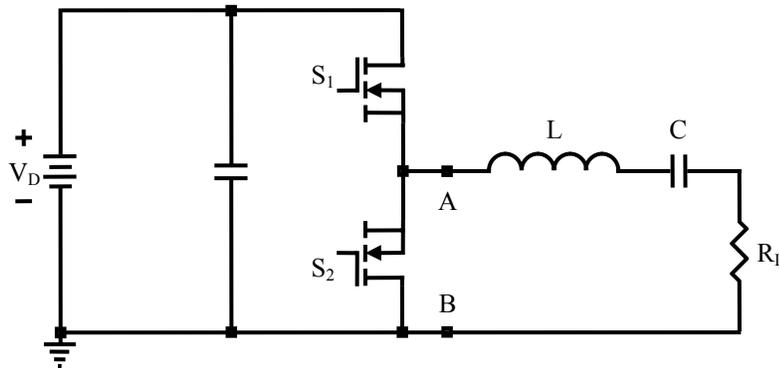


Figura 2.11. Circuito esquemático de un inversor Clase D.

2.3.2 Selección de la topología inversora

En la Tabla 2.2 se muestra una comparación de las topologías anteriores de inversores, con la característica principal que solo utilizan dos interruptores para su funcionamiento.

Tabla 2.2. Comparativa de las topologías empleadas en balastros electrónicos.

Inversor	Ventajas	Desventajas
Push Pull	<ul style="list-style-type: none"> Función en alta frecuencia. 	<ul style="list-style-type: none"> Utiliza un transformador.
Medio Puente	<ul style="list-style-type: none"> Función en alta frecuencia. 	<ul style="list-style-type: none"> Un interruptor flotado. Utiliza 2 capacitores.
Clase D	<ul style="list-style-type: none"> Funcionamiento sencillo. Función en alta frecuencia. Un capacitor de filtrado. 	<ul style="list-style-type: none"> Un interruptor flotado. Dificultad conmutación suave.

2.4 Dispositivos semiconductores de potencia

Los dispositivos semiconductores de potencia juegan un papel muy importante en la regulación y distribución de la potencia y energía en el mundo. Según algunas estimaciones, más del 60 % de toda la energía utilizada en los Estados Unidos fluye a través de por lo menos un dispositivo de potencia. Consecuentemente, el funcionamiento de los convertidores electrónicos de potencia e interruptores, tienen un impacto significativo en el uso eficiente de la electricidad.

En el área de electrónica de potencia, se requiere del constante mejoramiento de las características de los dispositivos semiconductores de potencia, para perfeccionar el funcionamiento de los sistemas en términos de eficiencia, tamaño y peso. Lo que significa que tales dispositivos deben funcionar de manera parecida a un interruptor ideal, el cual tiene las siguientes características: cero resistencia o cero caída de voltaje directo en estado de encendido, resistencia infinita en estado de apagado y velocidad infinita.

2.4.1 Características de los dispositivos semiconductores de potencia

Existe una gran variedad de tecnologías de interruptores de estado sólido para realizar las funciones de conmutación. Las características deseables de tales dispositivos semiconductores de potencia son las siguientes:

- Alta capacidad de bloqueo.
- Alta densidad de corriente.
- Tiempos de conmutación cortos.
- Facilidad de control.
- Robustez al corto circuito.
- Estabilidad térmica.
- Confiabilidad.
- Costos bajos.

Un solo dispositivo no puede satisfacer todos los requisitos al mismo tiempo, por lo que se han desarrollado semiconductores de potencia cuyas características se adaptan a los diferentes tipos de aplicación. Sin embargo, todos los dispositivos de potencia tienen una propiedad en común que los distingue de los demás componentes electrónicos: disponen en su estructura de una capa gruesa y con un dopado muy bajo para soportar los altos voltajes de bloqueo. Además, todos los semiconductores de potencia tienen una estructura vertical que permite un mejor aprovechamiento de la superficie, una mejor distribución de la corriente, disminución de la resistividad de las capas y como consecuencia una disminución de las pérdidas en conducción [13].

Cuando se usan tecnologías de interruptores de estado sólido, el diseñador debe seleccionar el más conveniente a la aplicación con la mínima pérdida de eficiencia. La selección involucra, consideraciones tales como: voltaje máximo de bloqueo, corriente máxima de conducción, velocidad de conmutación, circuitos de control y protección, carga y efectos de temperatura. Hoy en día existe una amplia gama de componentes modernos a diferentes niveles de voltaje, corriente, frecuencia y operación.

2.4.1.1 Dispositivos semiconductores de potencia clásicos

Los diodos de potencia fueron introducidos en la década de los 50 con fines comerciales. Inicialmente estos dispositivos cubrían aplicaciones, como fuentes de alimentación conmutada y electrónica del automóvil, que requerían bajos voltajes de bloqueo. Después se fabricaron dispositivos con altos voltajes de bloqueo, para cubrir aplicaciones tales como el control de motores.

Los tiristores dieron origen al gran desarrollo de la electrónica de potencia. Están compuestos básicamente por la unión de un transistor *npn* y un transistor *pnp*, conectados en modo de retroalimentación regenerativa, el cual es puesto en conducción mediante un pulso de corriente en la compuerta.

El transistor bipolar de potencia, es un dispositivo controlado por corriente, en donde la magnitud de la corriente de colector es determinada por la corriente de base. Debido a problemas tales como bajas ganancias de corriente, segunda ruptura y almacenamiento de cargas, implementación compleja del sistema de control de base, los transistores bipolares han sido desplazados por los MOSFET de potencia en aplicaciones de bajo voltaje y por los IGBT en aplicaciones de voltajes medios.

2.4.1.2 MOSFET de potencia convencional

La tecnología FET (Transistor de Efecto de Campo) fue desarrollada en 1930, 20 años antes que el transistor bipolar. El primer FET fue construido en la década de los 50, mientras que el MOSFET ha estado disponible a partir de mediados de 1970. Tales dispositivos tienen una función similar a los transistores bipolares, pero con una estructura y principio de funcionamiento diferente. En realidad las características de funcionamiento de los MOSFETs son superiores a las de los transistores bipolares en cuanto a tiempos de conmutación más rápidos, circuitos de control sencillos, ausencia del mecanismo de falla de segunda ruptura, habilidad para ser paralelados, ganancia estable y tiempo de respuesta en un amplio rango de temperatura [3].

El MOSFET de potencia ha ganado popularidad y ha llegado a ser el dispositivo de conmutación dominante en la electrónica de potencia desde 1975. Su rápida velocidad de conmutación ha extendido las frecuencias de conmutación en la conversión de potencia del rango de 20 kHz de los transistores bipolares por arriba de los 100 kHz en conmutación dura. Con técnicas de conmutación suave tales como conmutación a voltaje cero (CVC) y conmutación a corriente cero (CCC), la frecuencia de conmutación puede exceder los MHz [10].

2.4.1.2.1 Estructura interna del MOSFET

La Figura 2.12, muestra la estructura de un MOSFET de canal *n*, la cual es una estructura de doble difusión con compuerta horizontal a la superficie y flujo vertical. Consta de un sustrato altamente concentrado n^+ , sobre el que se expande una capa epitaxial n^- y dos difusiones sucesivas, una zona p^- en la cual se genera el canal con una polaridad adecuada y una n^+ dentro de la cual se define la fuente. La terminal de compuerta está eléctricamente aislada del cuerpo de silicio por una capa delgada de dióxido de silicio.

Con la finalidad de incrementar el desempeño del MOSFET, se creó la tecnología Trench-MOS, en la cual la estructura de la compuerta en lugar de ser paralela a la superficie del encapsulado, se construye en una trinchera perpendicular a la misma, ocupando menor espacio y haciendo el flujo de corriente de canal en dirección vertical. Tales transistores ofrecen un 50 % en la reducción del área para la misma $R_{DS(on)}$, o un 35 % en reducción del área, manteniendo la misma capacidad de manejo de corriente.

2.4.1.2.2 Principio de funcionamiento

Cuando no se polariza la compuerta, la fuente n^+ y el drenaje n están separados por la zona p y no existe flujo de corriente (el transistor está apagado).

Un voltaje positivo aplicado a la compuerta de un MOSFET tipo *n*, crea un campo eléctrico en la región del canal debajo de la compuerta cerca de la terminal de la fuente. Debido a que el nivel de dopado de la región tipo *p* es suficientemente bajo, la carga efectiva se convierte localmente en un material tipo *n*, con exceso de electrones. Cuando el voltaje compuerta-fuente aumenta, el efecto de

inversión se extiende a través de la región de la compuerta. A un voltaje específico de umbral V_{th} , se forma completamente un canal tipo n entre la fuente y el drenaje, el cual proporciona una ruta para la corriente.

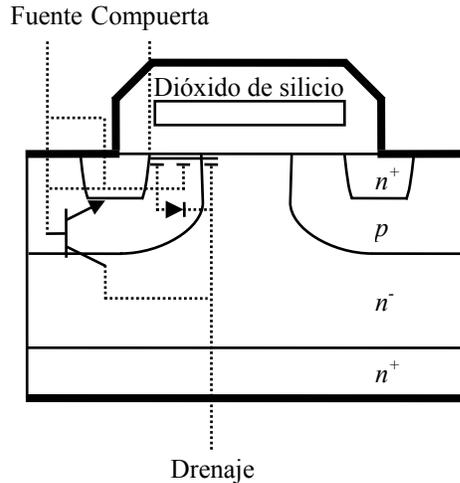


Figura 2.12. Estructura del MOSFET con compuerta plana.

2.4.1.2.3 Principales características

Las principales características del MOSFET son:

- Dispositivo con alta impedancia de entrada, controlado por voltaje y de fácil control.
- Dispositivo semiconductor unipolar (portadores mayoritarios), no presenta el problema de almacenamiento de cargas, por lo tanto trabaja a más altas frecuencias de conmutación que los transistores bipolares.
- Dispositivo con mayor área de operación segura que los transistores de unión bipolar (BJT).
- El coeficiente positivo en la temperatura de la resistencia indica que un MOSFET es estable ante fluctuaciones de la temperatura, proporciona su propia protección contra fugas térmicas y segunda ruptura. Otro beneficio de esta característica es que el MOSFET puede ser puesto fácilmente en paralelo.

2.4.1.3 Super-Junction MOSFET

Una nueva clase de dispositivo de alto voltaje, llamado Super-Junction MOSFET fue introducido recientemente, con características de conducción superiores que superan las limitaciones de la alta resistencia de encendido de los MOSFET de potencia. Los fabricantes que desarrollaron esta tecnología, Infineon Technologies, llamaron al nuevo componente CoolMOS™.

En conversiones de potencia de alta frecuencia, las pérdidas de conmutación se reducen o eliminan a través de técnicas de conmutación suave, pero la caída de voltaje del dispositivo impone pérdidas inherentes que no pueden ser reducidas a través del diseño del circuito. El CoolMOS™, actualmente considerado como un dispositivo de ruptura, fue desarrollado para reducir la caída de voltaje o la resistencia de encendido en aplicaciones de alto voltaje.

2.4.1.3.1 Estructura y principio de funcionamiento

La tecnología del CoolMOS™ está basada en el principio de compensación, a través de la inserción de bandas verticales tipo p en la zona de deriva, como se muestra en la Figura 2.13. Esto permite un incremento en el dopado de la misma, reduciendo su resistencia hasta obtener una rela-

ción proporcional entre $R_{DS(on)}$ y el voltaje de ruptura (Figura 2.14), la capacidad de bloqueo de alto voltaje puede obtenerse en ambas direcciones vertical y horizontal con una estructura de tres dimensiones (3-D). Esto resulta en una considerable reducción de la resistencia de encendido específicamente en los MOSFET de alto voltaje.

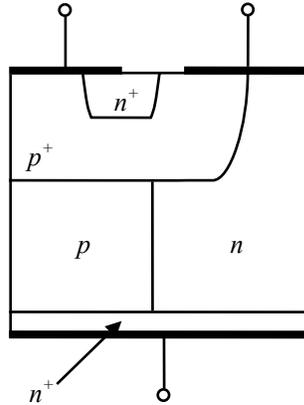


Figura 2.13. Estructura del CoolMOS™.

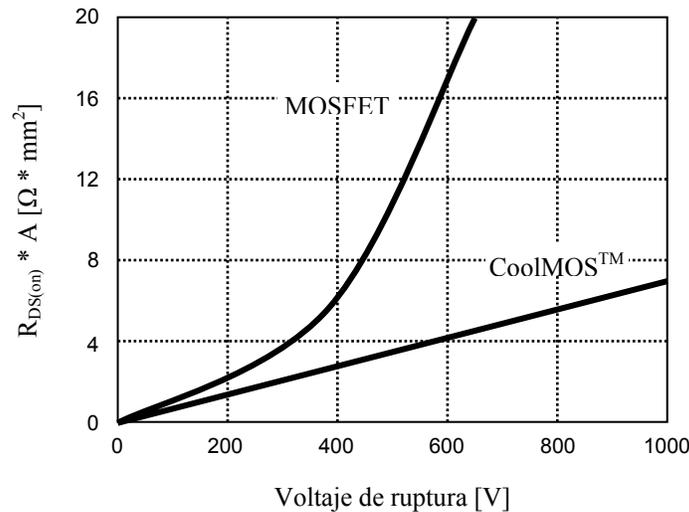


Figura 2.14. Resistencia de encendido por área contra voltaje de ruptura.

2.4.1.3.2 Principales características

Con la tecnología del CoolMOS™ se pueden obtener los siguientes beneficios:

- Reducción de la resistencia de encendido en un factor de cinco para la misma área y el mismo voltaje de bloqueo, por lo tanto las pérdidas de potencia basadas en la conducción son reducidas y como consecuencia la generación de calor, incrementando la eficiencia del sistema y dando lugar a un aumento en el manejo de la potencia de salida.
- Reducción del área activa para la misma potencia, permitiendo el uso de encapsulados más pequeños y dando lugar a diseños menos voluminosos.
- Reducción de las capacitancias parásitas y consecuentemente mejora en el comportamiento dinámico del dispositivo
- Altas densidades de corriente, área de operación segura casi rectangular y capacidad de corto circuito
- Los principales campos de aplicación del CoolMOS™ son las fuentes de alimentación conmutadas, balastos electrónicos para lámparas y el control de motores eléctricos.

En el CoolMOS™, la capacitancia de salida tiene una variación más amplia con respecto al voltaje drenaje-fuente. Por ejemplo en un dispositivo de 600 V, la capacitancia disminuye de 7000 a 60 pF, dos ordenes en magnitud, cuando el voltaje drenaje-fuente incrementa de 0 a 300 V.

2.4.1.4 El Transistor Bipolar de Compuerta Aislada

El transistor bipolar de compuerta aislada (IGBT) es un dispositivo de potencia, que combina las características de entrada de un MOSFET con las características de salida de un Transistor bipolar. Por un lado presentan bajas pérdidas de conducción, voltaje de encendido y densidad de corriente de los BJT y, por otro lado tienen altas velocidades de conmutación, así como alta impedancia de entrada, velocidad de encendido y control por voltaje similares a un MOSFET de potencia. Los IGBT están sustituyendo a los MOSFET de potencia en aplicaciones de alto voltaje, donde las pérdidas de conducción se deben mantener bajas. Con conmutación a corriente cero, o técnicas de conmutación resonante, el IGBT puede trabajar en el rango de los cientos de kHz. Si bien, las velocidades en el encendido son muy rápidas, el apagado de un IGBT es más lento que un MOSFET, ya que presenta una corriente en el tiempo de bajada o “corriente de apagado”, la cual restringe la operación del dispositivo a frecuencias moderadas (< 50 kHz) en aplicaciones de conmutación dura.

2.4.1.4.1 Estructura del IGBT

La Figura 2.15 muestra la estructura de un IGBT, la cual es similar a la de un MOSFET de potencia de doble difusión con compuerta horizontal a la superficie y flujo vertical, marcando la principal diferencia el sustrato en el inicio del material. Un MOSFET tiene un sustrato tipo n^+ mientras que el sustrato de un IGBT es del tipo p^+ , formando una unión pn responsable de la inyección de cargas y la modulación de la conductividad en la zona n^- , lo cual supera los efectos de las altas resistencias de la región epitaxial n^- y, consecuentemente aumenta la densidad de corriente del dispositivo y disminuye la caída de voltaje en estado de conducción [14].

R_s es la resistencia parásita de la región del emisor p^+ . La corriente que fluye a través de esta resistencia puede resultar en un voltaje a través de la unión base emisor del transistor npn , y si este voltaje es mayor a cierto voltaje de umbral, el transistor npn empezará a conducir generando un flujo de corriente en el transistor pn y dando lugar a un proceso regenerativo hasta que ambos transistores estén en saturación. De aquí resulta el efecto no deseado de amarre en el dispositivo, en forma similar al rectificador controlado de silicio (SCR). El diseño del dispositivo está optimizado para direccionar las corrientes dentro del mismo y mantener el voltaje a través de R_s bajo para evitar el efecto amarre de la estructura pn parásita.

Por otro lado, el sustrato p^+ , la capa epitaxial n^- y el emisor p^+ forman un transistor BJT parásito tipo pn , en donde la capa n^- actúa como una región de base amplia. La estructura del dispositivo que se muestra en la Figura 2.15, proporciona una idea del origen de la corriente de apagado. Los portadores minoritarios se concentran en la base donde se modula la conductividad de la misma. Cuando el dispositivo se apaga, estos portadores no tienen una ruta de corriente para salir del dispositivo. Después de la expansión de la zona de carga espacial, la recombinación es el único camino para eliminar la carga almacenada, resultado de la concentración del exceso de portadores.

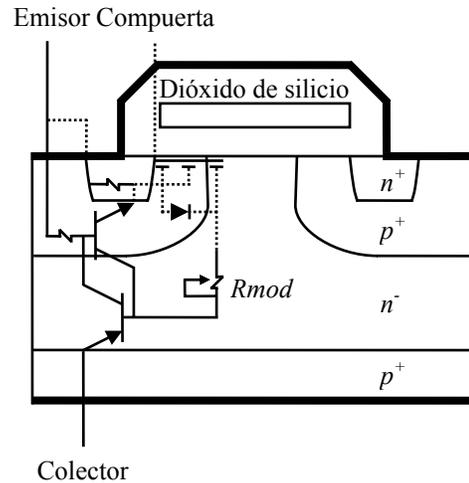


Figura 2.15. Estructura del IGBT con su circuito equivalente.

2.4.1.4.2 Principio de funcionamiento

Cuando se aplica un voltaje de compuerta mayor que el voltaje de umbral V_{th} , los electrones son atraídos de la región p^+ hacia la superficie debajo de la compuerta. Estos electrones atraídos invertirán la región del cuerpo de p^+ para formar un canal n , dando lugar a una trayectoria para que las cargas fluyan entre la fuente n^+ y la región de deriva n^- . El flujo de corriente de colector a emisor debe pasar a través de la unión pn , formada por el sustrato p^+ y la capa epitaxial n^- . Formándose una caída de voltaje similar a la unión de un diodo polarizada directamente, resultando en un offset de voltaje en la característica de salida del dispositivo.

Cuando se aplica un voltaje positivo a la terminal del ánodo del IGBT, el emisor de la sección del BJT está a un mayor potencial que el colector. Portadores minoritarios (huecos) son inyectados del emisor (región p^+) en la base (región de deriva n^-). Como el voltaje de polarización del emisor del BJT aumenta, la concentración de los huecos inyectados aumenta también. La concentración de los huecos inyectados excederá eventualmente el nivel de dopado de la región de deriva n^- ; presentándose por lo tanto el fenómeno de la modulación de la conductividad. Los portadores inyectados reducen la resistencia de la región de deriva n^- , y como resultado, los huecos inyectados se recombinan con los electrones que fluyen de la fuente para generar la corriente de ánodo (estado de encendido).

Cuando un voltaje negativo es aplicado en la terminal del ánodo la unión emisor-base es polarizada inversamente y la corriente es reducida a cero. Una caída de voltaje grande aparece en la región de deriva n^- puesto que la capa de deflexión se extiende en esa región principalmente [18].

El voltaje de compuerta del MOSFET controla la acción de conmutación del IGBT. El apagado tiene lugar, cuando el voltaje de compuerta es menor que el voltaje de umbral V_{th} . La capa de inversión de la superficie del cuerpo p^+ debajo de la compuerta no se puede mantener y por lo tanto no hay corriente de electrones disponibles en el canal del MOSFET mientras los portadores minoritarios restantes (huecos) requieren algo de tiempo para ser removidos o extraídos.

La velocidad de conmutación del IGBT, depende del tiempo que se tarda en remover la carga almacenada en la región de deriva n^- , que fue almacenada durante el estado de conducción de la corriente (encendido del IGBT).

2.4.1.4.3 Principales características del IGBT

Las principales características del IGBT son las siguientes:

- Libre del efecto de amarre dentro del área segura de operación, debido a un estratégico procedimiento de optimización del dispositivo.
- Optimización de la geometría y niveles de dopado para minimizar el voltaje de encendido, velocidad de conmutación y lograr otras variaciones paramétricas clave.
- Alta densidad de corriente.
- Falta de conducción inversa (o unidireccional en corriente), dado que el IGBT tiene una estructura de cuatro capas.
- Alta impedancia de entrada, puesto que la compuerta de un IGBT está eléctricamente aislada del resto del chip por medio de una capa delgada de S_iO_2 .
- Control del dispositivo por voltaje y posibilidad de aplicar controladores simples de compuerta dando lugar a excelentes eficiencias en el control de la misma.
- Posibilidad de sustituir el MOSFET por un IGBT y aumentar la eficiencia y/o reducir el costo de la aplicación. Un IGBT tiene un área de silicio considerablemente menor que un MOSFET de similares características. El costo del dispositivo está relacionado con el área de silicio, por lo tanto el área reducida del silicio hace al IGBT una mejor solución en cuanto al costo [23].

2.4.1.4.4 Velocidad de conmutación del IGBT

Hasta hace poco tiempo la característica que limitaba al IGBT para ser utilizado en una gran cantidad de aplicaciones, fue su velocidad de apagado relativamente lenta comparado con el MOSFET convencional. Mientras que el encendido de un IGBT es bastante rápido, su tiempo de apagado es lento, debido a la gran cantidad de portadores almacenados en la región de deriva n^- .

El apagado de un IGBT tiene dos fases: una fase de inyección donde la corriente de colector cae rápidamente, y una fase de recombinación en donde la corriente de colector disminuye lentamente como se muestra en la Figura 2.16.

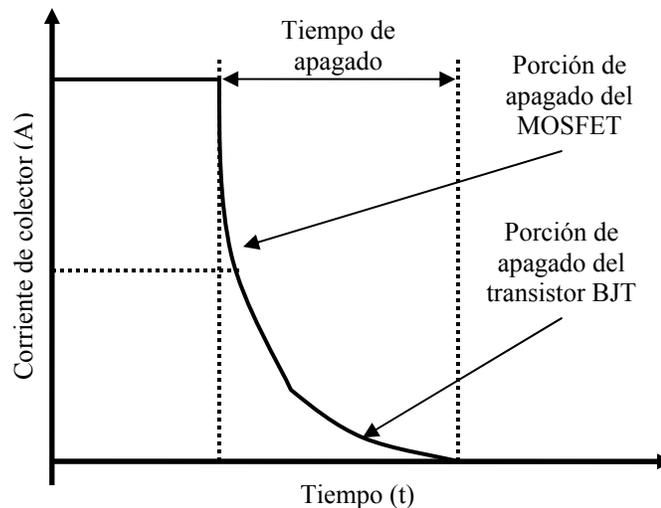


Figura 2.16. Corriente de apagado de un IGBT.

2.4.1.5 High Speed IGBT (o IGBT de alta velocidad)

Los IGBT con tecnología NPT tienen grandes ventajas sobre la tecnología PT y ha incrementado su aceptación principalmente en voltajes de ruptura superiores a 1 kV. Infineon Technologies está dando continuidad a esta lógica progresión, fabricando nuevos dispositivos de tecnología NPT a 600 V y dotando a estos dispositivos con mínimas pérdidas dinámicas y gran robustez. Estos dispositivos llamados High Speed IGBTs se han optimizado para trabajar a muy altas frecuencias para aplicaciones en fuentes de alimentación conmutadas y de esta forma competir con los MOSFETs usados tradicionalmente.

2.4.1.5.1 Estructura

En la Figura 2.17 se muestra la estructura de un IGBT de alta velocidad, los espesores requeridos de la oblea para la fabricación del IGBT con voltajes de bloqueo de 600 V son de aproximadamente 100 μm , lo que representa un enorme cambio en términos de fabricación con respecto a las tecnologías anteriores.

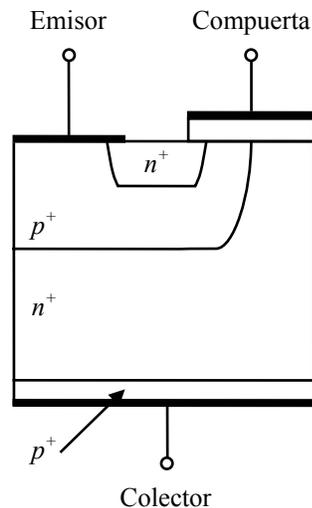


Figura 2.17. Tecnología de fabricación del IGBT de alta velocidad.

2.4.1.5.2 Principales características

Con la nueva tecnología NPT para el High Speed IGBT se logran obtener los siguientes resultados:

- Pérdidas reducidas en el apagado por un factor de 3.5 comparado con la tecnología PT, debido a que los tiempos de bajada de la corriente son significativamente menores a 50 ns y virtualmente no existe corriente de apagado. Esto se logra ajustando la implantación del emisor p para obtener una baja eficiencia del mismo y disminuir la concentración de portadores en el estado de encendido en el límite de la capa n .
- Voltaje de saturación reducido por debajo de los 2 V, con una baja eficiencia de emisor
- Voltaje de umbral reducido de 5.5 V a un valor típico de 4 V.
- Coeficiente de temperatura positivo de 3 mV/°C, un requisito básico para el paralelado de estos dispositivos.
- Ausencia del efecto de amarre y alto grado de protección al corto circuito, altas densidades de corriente y menor área del dispositivo.

3 Análisis y diseño del balastro electrónico

En este capítulo se analiza cada una de las etapas del balastro electrónico. Además se sigue un procedimiento de diseño para calcular todos los elementos del circuito.

3.1 Introducción

Las lámparas fluorescentes presentan las siguientes características: son dispositivos con resistencia negativa, por lo cual necesita un alto voltaje de encendido; debe ser operado simétricamente para conducir corrientes iguales en ambas direcciones y alcanzar una larga vida de operación [1]. Las características antes mencionadas son fundamentales para el diseño de un balastro electrónico:

3.2 Especificaciones del balastro electrónico

El balastro electrónico debe cumplir con las siguientes especificaciones:

1. Un voltaje de salida simétrico.
2. Limitación de corriente en la lámpara.
3. Alto voltaje de encendido.

El análisis del balastro electrónico se realiza en etapas, tomando en cuenta el diagrama a bloques que se muestra en la Figura 3.1, el cual consiste de: un circuito de control formado por el CI TL494, un controlador de compuerta IR2110 y un circuito de realimentación; transformador y el circuito tanque semiresonante.

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

3.2.1 Fuente de alimentación

La fuente de alimentación requerida para el balastro es de CD, pueden ser utilizadas fuentes de voltaje, baterías y convertidores CD/CD. Para la alimentación del balastro se utiliza un banco de baterías que proporciona 24 V. La potencia de entrada en el balastro se calcula con la ecuación 3.1:

$$P_{in} = V_{CD} I_{CD} \quad 3.1$$

donde V_{CD} e I_{CD} son el voltaje y corriente en la fuente de alimentación, respectivamente.

3.2.2 Lámpara fluorescente

En la Figura 3.2 se muestran las características de la lámpara fluorescente de arranque rápido a utilizar. Dentro las cuales se mencionan: el tipo de luz, la longitud, diámetro de la lámpara, forma y la potencia nominal [4] [URL5].

Además de las especificaciones anteriores hay otras que se deben considerar para el diseño del balastro electrónico. Los datos más importantes para el diseño del balastro son la potencia nominal de la lámpara y el voltaje eficaz en ella, las cuales se describen a continuación:

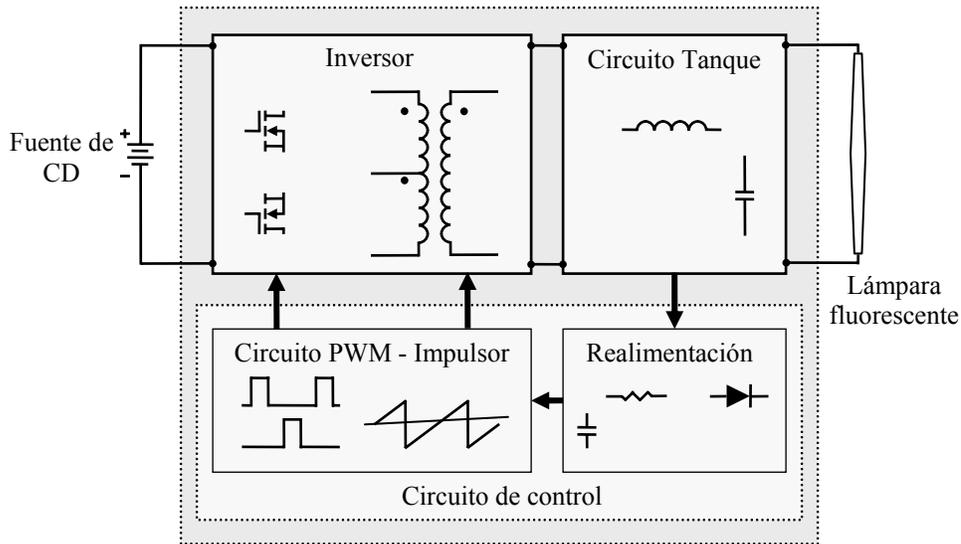


Figura 3.1. Diagrama a bloques del balastro.

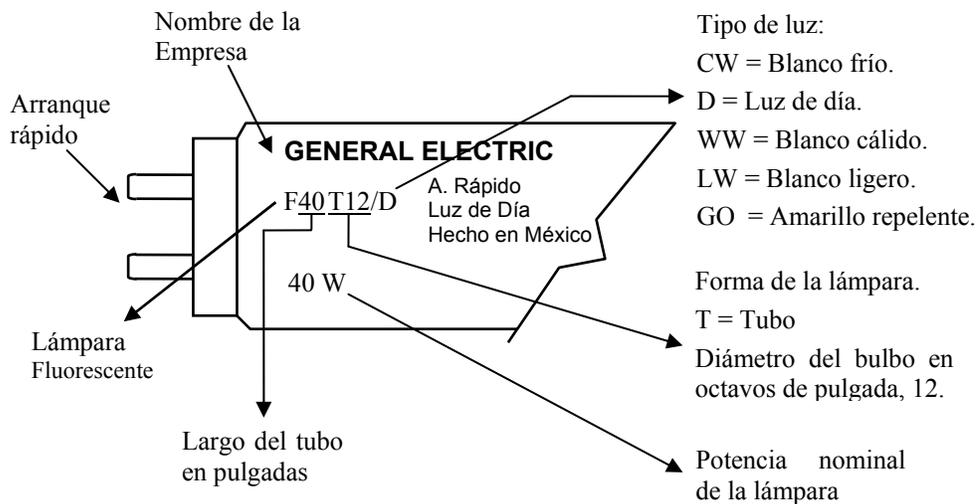


Figura 3.2. Lectura de los símbolos en la lámpara.

La potencia de la lámpara propuesta para el diseño del balastro es de 40 W.

El cálculo de la resistencia equivalente de la lámpara se puede realizar, ya que a frecuencias altas de funcionamiento se aproxima a un resistor, para esto es necesario conocer la potencia de la lámpara y el voltaje de la misma. En el caso del voltaje, se utiliza el valor nominal proporcionado por el fabricante [URL18] de 101 V.

El cálculo de la resistencia interna equivalente de la lámpara se determina con la ecuación 3.2:

$$R_L = \frac{V_s^2}{P_L} \quad 3.2$$

donde P_L es la potencia de la lámpara ($= 40 \text{ W}$) y V_s es el voltaje eficaz nominal en la lámpara.

Usando la ecuación 3.2 se obtiene el valor de la resistencia interna en la lámpara.

$$R_L = 255.0\Omega$$

Voltaje de encendido: En la referencia [URL7] el voltaje máximo de encendido para una lámpara de arranque rápido se encuentra en el rango de 300 a 500 V, este valor depende de la longitud del tubo fluorescente. Para el caso de la lámpara utilizada en este diseño el voltaje máximo de encendido es de 330 V según [URL18].

Las formas de onda de voltaje y corriente en la lámpara se muestran en la Figura 3.3.

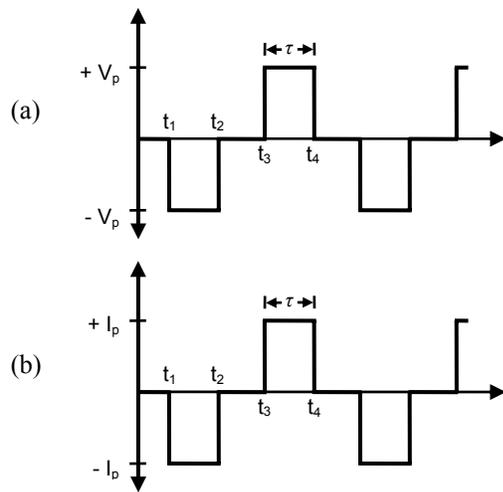


Figura 3.3. Diagrama en tiempo: (a) Voltaje en la lámpara y (b) Corriente en la lámpara.

El punto de operación de la lámpara (V_s, I_s) se expresa en valores eficaces. La expresión matemática del voltaje y corriente eficaces están representadas por las ecuaciones 3.3 y 3.4, respectivamente:

$$V_s = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_{t_1}^{t_2} V_p^2 dt + \int_{t_3}^{t_4} V_p^2 dt \right]} \quad 3.3$$

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_{t_1}^{t_2} I_p^2 dt + \int_{t_3}^{t_4} I_p^2 dt \right]} \quad 3.4$$

Simplificando las ecuaciones anteriores, se obtienen las expresiones de voltaje y corriente eficaces, como se muestra en las ecuaciones 3.5 y 3.6, respectivamente:

$$V_s = V_p \sqrt{\frac{2\tau}{T}} \quad 3.5$$

$$I_s = I_p \sqrt{\frac{2\tau}{T}} \quad 3.6$$

donde τ es el tiempo de encendido de los dispositivos, V_p e I_p son el voltaje y corriente pico en la lámpara, respectivamente.

El punto de operación de la lámpara (V_s, I_s) se obtiene de [URL18], los valores se muestran en la Tabla 3.1.

Tabla 3.1. Punto de operación de la lámpara fluorescente.

Nombre	Símbolo	Valor	Unidad
Voltaje eficaz en la lámpara	V_s	101	V
Corriente eficaz en la lámpara	I_s	0.396	A

Los valores de voltaje y corriente eficaces antes mostrados son fundamentales para el diseño del balastro electrónico.

Por ultimo, la potencia absorbida por la lámpara fluorescente se calcula utilizando la ecuación 3.7 y la eficiencia del balastro con la ecuación 3.8.

$$P_L = V_s I_s \quad 3.7$$

$$\eta = \frac{P_L}{P_{in}} \quad 3.8$$

3.2.3 Circuito tanque

El circuito tanque semiresonante es imprescindible ya que genera los picos de voltaje necesarios para el calentamiento de los electrodos hasta alcanzar la descarga de los gases y por consiguiente el encendido de la lámpara.

En la Figura 3.4 se muestra el circuito tanque utilizado. Este circuito tiene la configuración LC paralelo y es favorable para el diseño, ya que el inductor L es implementado con la inductancia de salida del secundario del transformador. Este circuito tiene como equivalente el circuito tanque LC serie que se muestra en la Figura 3.5. Las ecuaciones que relacionan al circuito tanque LC paralelo con el LC serie están dadas por la ecuación 3.9 que representa la parte real y por la ecuación 3.10 que representa la parte imaginaria.

$$\text{Re} = \frac{R_L X C^2}{R_L^2 + X C^2} \quad 3.9$$

$$X C e = \frac{R_L^2 X C}{R_L^2 + X C^2} \quad 3.10$$

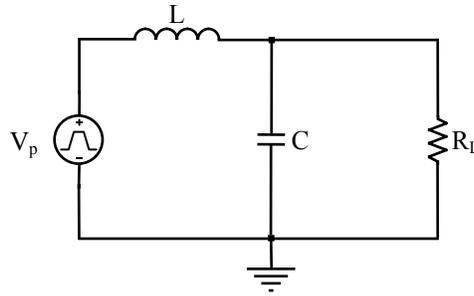


Figura 3.4. Circuito tanque LC paralelo.

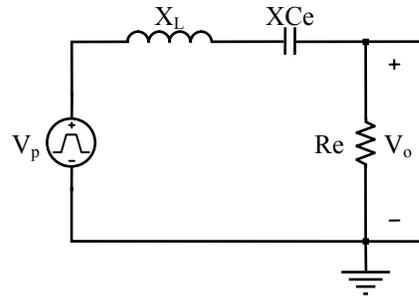


Figura 3.5. Circuito equivalente LC serie.

El circuito equivalente durante el pre-encendido se muestra en la Figura 3.6 y tiene una ganancia de voltaje dada por la ecuación 3.11:

$$G = \frac{V_{enc}}{V_p} = \frac{XC}{\sqrt{R_p^2 + (XL - XC)^2}} \quad 3.11$$

donde R_p es la resistencia parasita del circuito.

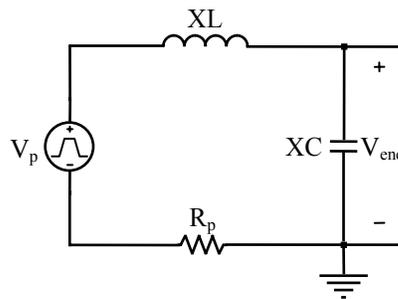


Figura 3.6. Circuito tanque durante el pre-encendido.

El valor de la inductancia correspondiente al inductor L se obtuvo midiendo la inductancia de salida del secundario del transformador como se muestra en la Figura 3.7. Como se observa esto se realiza poniendo en corto el primario del transformador.

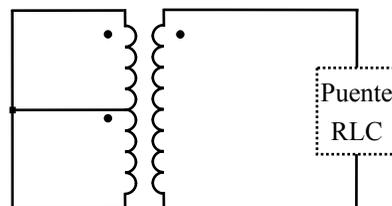


Figura 3.7. Medición de la inductancia de salida del transformador.

El valor del capacitor C y el voltaje pico V_p necesario en la entrada del circuito tanque durante el pre-encendido, se obtuvo mediante simulaciones observando el comportamiento del circuito al

variar estos valores y hasta obtener un voltaje de encendido V_{enc} que cumpliera con las especificaciones de la lámpara. En la Tabla 3.2 se muestran los valores de los elementos obtenidos para generar el voltaje de pre-encendido V_{enc} en la lámpara.

Tabla 3.2. Valores de los elementos del circuito tanque.

Nombre	Símbolo	Valor	Unidad
Inductancia de salida del transformador	L	70×10^{-6}	H
Voltaje pico en el circuito tanque	V_p	182.0	V
Capacitor	C	2.3×10^{-9}	F

3.2.4 Circuito de control

Para la conmutación de los dispositivos semiconductores de potencia se utilizan señales cuadradas complementarias no superpuestas con un ancho de pulso τ , para generar este tipo de señales se utiliza el circuito de control por modulación de anchura de pulsos TL494; también es necesaria una realimentación para limitar la corriente en la lámpara. Así mismo es necesario un impulsor de compuerta IR2110 para activar los dispositivos semiconductores de potencia.

3.2.4.1 Circuito PWM

El circuito PWM TL494 mostrado en la Figura 3.8 tiene gran disponibilidad en el mercado, bajo costo y su rango de frecuencia es de 1 a 300 kHz, lo cual cumple con las especificaciones de frecuencia de operación del balastro de 100 kHz. Provee un control de tiempo muerto (tiempo de apagado), que evita que los dispositivos semiconductores de potencia conduzcan al mismo tiempo y así garantice el buen funcionamiento del balastro. Cuenta con un voltaje interno de 110 mV para asegurar el tiempo muerto mínimo de 3 %, esto se obtiene conectando a tierra la entrada DTC [URL15].

Para el control del tiempo muerto t_d con el fin de limitar la corriente en la lámpara se utiliza el comparador PWM del circuito TL494, el cual facilita el control de la modulación por anchura de pulsos en la salida. Para esto, el voltaje diente de sierra v_{sw} en el capacitor de sincronización C_1 es comparada con la señal de control v_{cel} presente en la salida de los amplificadores de error como se muestra en la Figura 3.9.a., en este caso se utiliza el amplificador de error 1. Este amplificador de error es alimentado por la señal de control v_c del lazo de realimentación. Como resultado de la comparación se generan señales complementarias y no superpuestas mostradas en la Figura 3.9.b. La señal de control presente en la salida del amplificador de error puede variar de 0.5 – 3.5 V.

El cálculo de la frecuencia del circuito oscilador se realiza utilizando la ecuación 3.12:

$$f_{osc} = \frac{1}{R_1 C_1} \quad 3.12$$

donde R_1 y C_1 son la resistencia y capacitancia externa de sincronización. Para el ajuste de la frecuencia se utiliza un potenciómetro en lugar de R_1 , ya que esta condición no se cumple exactamente a 100 kHz debido a las tolerancias de valores de los componentes.

Para el cálculo de la frecuencia de operación se propone un capacitor fijo de 10 nF para C_1 y se calcula la resistencia R_1 , obteniendo como resultado después de aplicar la ecuación 3.12:

$$R_1 = 5k\Omega$$

Los valores prácticos para R_1 y C_1 están en el rango de 1 – 500 k Ω y 470 pF- 10 μ F, respectivamente. De acuerdo con el valor propuesto y obtenido, se observa que se cumple con esta condición.

Los valores de resistencia de 36Ω y 150Ω , se obtienen de [1] y del Apéndice A.

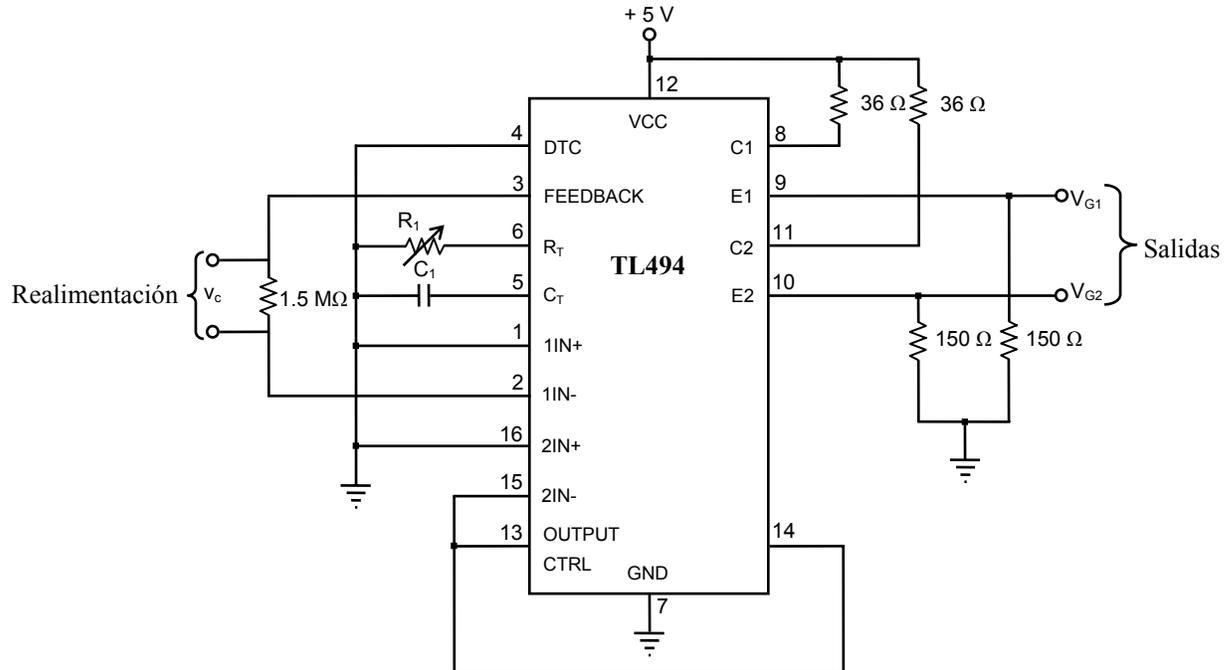


Figura 3.8. Circuito TL494.

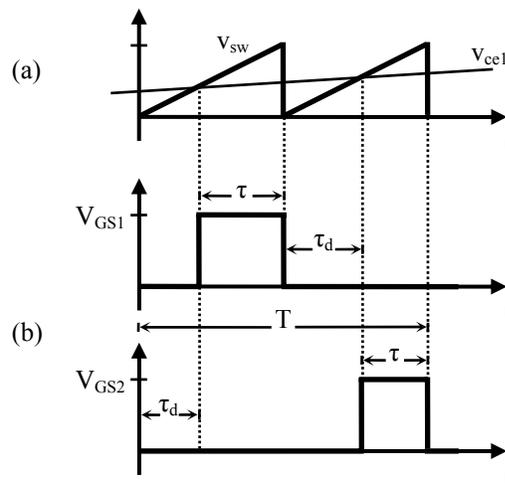


Figura 3.9. Diagrama en tiempo: (a) Señal diente de sierra en capacitor C_1 y de control v_{cc1} , (b) Señales de salida para la conmutación de los dispositivos semiconductores de potencia.

3.2.4.2 Circuito de realimentación

El circuito de realimentación mostrado en la Figura 3.10 se utiliza para la protección de la lámpara, limitando la corriente y garantizando el punto de operación de la misma. El circuito sensa la corriente que fluye a través de la lámpara por medio de un resistor R_s generando un voltaje V_{sen} , el cual es rectificado por medio de un diodo de recuperación rápida D_s . Posteriormente la señal rectificada se inyecta a un atenuador de pérdidas implementado con un potenciómetro R_ϵ y su valor de atenuación ϵ tiene un rango de 0 a 1. Después la señal de salida del atenuador de pérdidas se filtra por medio de un filtro pasa-bajas RC de muy baja frecuencia con ganancia a , obteniendo así el voltaje de control v_c . Considerando la Figura 3.10 el voltaje de control v_c se obtiene utilizando la ecuación 3.13:

$$v_c = a\varepsilon(V_{sen} - V_{D1})\frac{\tau}{T} \quad 3.13$$

donde V_{D1} es la caída de voltaje en el diodo.

La caída de voltaje V_{sen} en el resistor R_s se calcula con la ecuación 3.14.

$$V_{sen} = R_s I_p \quad 3.14$$

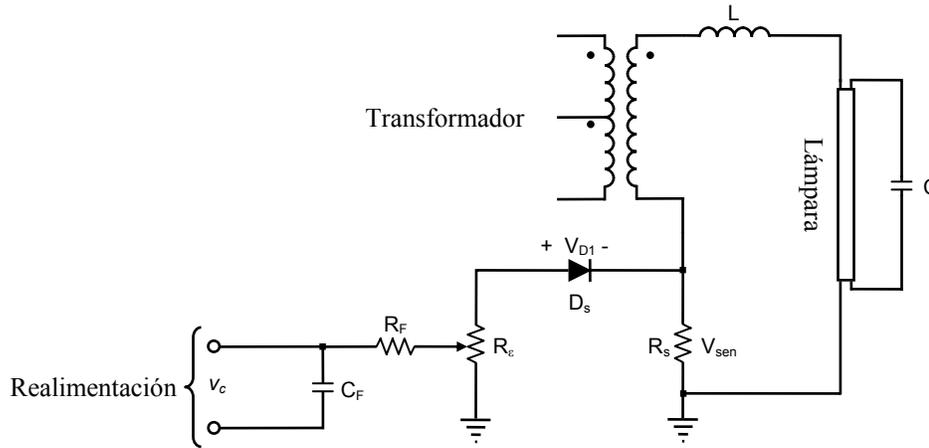


Figura 3.10. Circuito de realimentación.

Por otra parte, el voltaje de control v_c genera pulsos PWM de salida con duración τ (tiempo de encendido de los dispositivos) al compararla con la señal de sincronización diente de sierra v_{sw} del circuito TL494, que tiene un periodo $T/2$ y una pendiente k . Con la ecuación 3.15 se determina el voltaje de control v_c tomando en consideración lo anterior.

$$v_c = \frac{kT}{2} \left(1 - \frac{\tau}{T/2} \right) \quad 3.15$$

La pendiente k depende de la amplitud de voltaje de la señal de sincronización diente de sierra v_{sw} y el periodo de la misma, se calcula con la ecuación 3.16.

$$k = \frac{v_{sw}}{T/2} \quad 3.16$$

El tiempo de encendido de los dispositivos τ se obtiene sustituyendo el valor V_s de la Tabla 3.1 y el valor V_p de la Tabla 3.2 en la ecuación 3.5, obteniendo así el valor de 1.6 μ s. El valor pico de corriente en la lámpara I_p se obtiene aplicando la ecuación 3.6, el cual es de 596 mA.

Los parámetros necesarios para el cálculo del voltaje de control v_c se presentan en la Tabla 3.3.

Tabla 3.3. Parámetros para cálculo de v_c .

Nombre	Símbolo	Valor	Unidad
Voltaje de caída en el diodo	V_D	0.41	V
Voltaje pico de la señal de sincronización	v_{sw}	3.0	V
Ganancia del filtro	a	5	-
Atenuador de pérdidas	ε	0.75	-

Primero se realiza el cálculo de la pendiente k de la señal de sincronización v_{sw} utilizando la ecuación 3.16, posteriormente se calcula el voltaje de control v_c utilizando la ecuación 3.15 y por último se realiza el cálculo de la resistencia de sensado R_s utilizando la ecuación 3.13. En la Tabla 3.4 se muestran los valores obtenidos después de realizar los cálculos.

Tabla 3.4. Valores de elementos del circuito de control.

Nombre	Símbolo	Valor	Unidad
Pendiente de señal de sincronización v_{sw}	K	600×10^3	V/s
Voltaje de control	v_c	2.00	V
Resistencia de sensado	R_s	6.4	Ω

3.2.4.3 Circuito impulsor

Como impulsor de compuerta de los dispositivos se utilizó el circuito integrado IR2110 [11] que requiere una amplitud de voltaje lógico como señales de entrada (+5 V), la cual se suministra por las salidas V_{G1} y V_{G2} del circuito PWM TL494. En la Figura 3.11 se muestra la configuración del IR2110 según [URL19] para un inversor Push-Pull.

La función principal del IR2110 es generar una señal con los valores de voltaje y corriente adecuados para activar la compuerta de los dispositivos semiconductores de potencia.

Puesto que la frecuencia de conmutación de los dispositivos es alta, se recomienda el uso de capacitores de políéster.

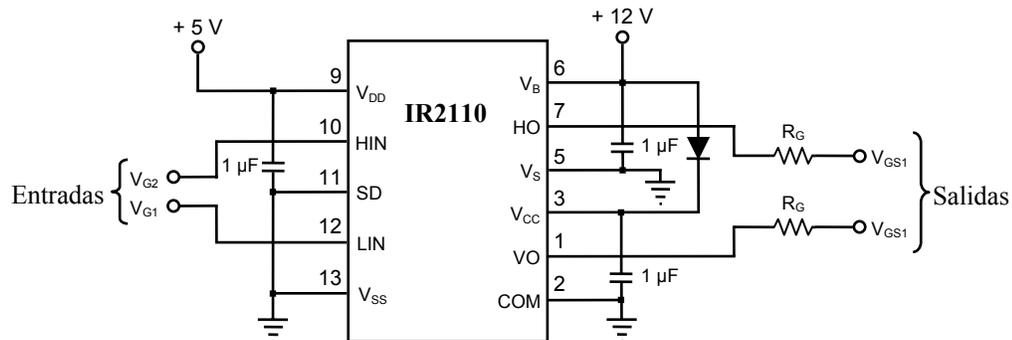


Figura 3.11. Circuito Impulsor IR2110.

3.2.5 Inversor

El inversor Push-Pull cuenta dentro de su estructura básica con un transformador con derivación central en el primario y dos dispositivos semiconductores de potencia para generar un voltaje de salida simétrico, necesario para el funcionamiento de la lámpara fluorescente. A continuación se presenta el análisis y diseño de los elementos magnéticos, así como la selección de los dispositivos semiconductores de potencia.

3.2.5.1 Transformador

El proceso de conversión de energía en electrónica de potencia requiere del uso de transformadores, componentes que frecuentemente son los más pesados y voluminosos en los circuitos de conversión. Los transformadores también tienen un efecto significativo sobre el rendimiento y la eficiencia total del sistema. Por lo tanto, su diseño tiene una influencia importante en el peso, eficiencia de conversión de energía y costo.

Un transformador ideal es un dispositivo magnético con múltiples bobinas, cuyo propósito es la de transferir energía instantáneamente de la entrada a la salida y no de almacenarla. Además, las

bobinas son aisladas eléctricamente para proporcionar un máximo aislamiento de voltaje de CD entre la entrada y la salida. Un transformador real almacena cierta cantidad de energía en la inductancia mutua (magnetizante) y en la inductancia de dispersión, lo cual degrada el desempeño de los circuitos en varios aspectos importantes. Estas inductancias son consideradas parásitas, cuya minimización es uno de los objetivos importantes en el diseño de los transformadores.

Los transformadores tienen como característica importante para su construcción un núcleo magnético, las limitaciones del núcleo son la saturación y pérdidas, ambos dependen de la oscilación del flujo. En aplicaciones de conversión de energía, los transformadores son operados usualmente con señales de voltaje rectangulares derivadas de fuentes de baja impedancia. Ya que el voltaje, ancho del pulso y el número de vueltas son conocidos con precisión, es fácil aplicar la ley de Faraday para determinar la oscilación de flujo magnético.

El propósito fundamental de cualquier núcleo magnético es proporcionar una trayectoria fácil al flujo magnético, para facilitar la conexión o acoplamiento entre dos o más elementos magnéticos (bobinas). También sirve como barra de distribución magnética para conectar una fuente magnética con una carga magnética. En un transformador real, la fuente magnética es la bobina primaria y la carga magnética la bobina secundaria. El núcleo permite además aislamiento eléctrico de bobinas y adapta diferentes niveles de voltaje ajustando la relación de vueltas. El almacenamiento de energía en el núcleo de un transformador es un elemento parásito indeseable. En un núcleo de alta permeabilidad, la energía almacenada es mínima.

En este proyecto se utilizan los núcleos de ferrita que son fabricados mediante una mezcla de polvo de diferente material como óxido de hierro o carbonato entre otros, esto depende de la frecuencia a la que trabaje. La principal ventaja es su alta resistividad eléctrica, disminuyendo de esta manera las pérdidas por corrientes de Foucault y manteniendo un factor de calidad alto en altas frecuencias. En la Figura 3.12 se muestran diferentes tipos de núcleos de ferrita [5] [17].

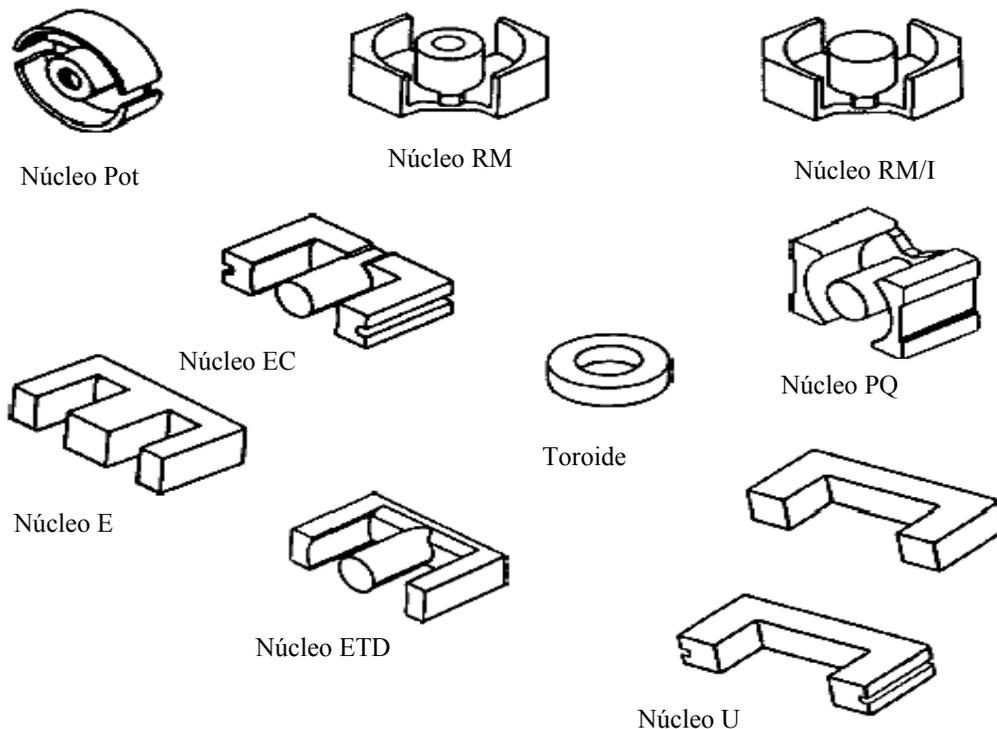


Figura 3.12. Tipos de núcleo de ferrita.

En la Tabla 3.5 se muestran ventajas y desventajas de los núcleos de ferrita que se encuentran en la Figura 3.12 [19].

Tabla 3.5. Ventajas y desventajas del uso de núcleos de ferrita.

Ventajas	Desventajas
<ul style="list-style-type: none"> ▪ Alta resistividad. ▪ Amplio rango de frecuencias. ▪ Bajas pérdidas con alta permeabilidad. ▪ Alta estabilidad con el tiempo y la temperatura. ▪ Amplia selección de materiales. ▪ Gran variedad de formas de núcleo. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Baja conductividad térmica. ▪ Fragilidad y poca resistencia mecánica. ▪ Se saturan a bajas densidades de flujo.

Por todo lo anterior se eligió trabajar con núcleos de ferrita para el diseño del transformador, el tipo de núcleo escogido es un tipo RM/I [6].

3.2.5.1.1 Núcleo de ferrita RM

En la Figura 3.13 se muestran las partes de un núcleo de ferrita RM y una vista de su sección transversal [19].

Para el diseño de transformadores con este tipo de núcleo, se considera aspectos como el material y la geometría del mismo.

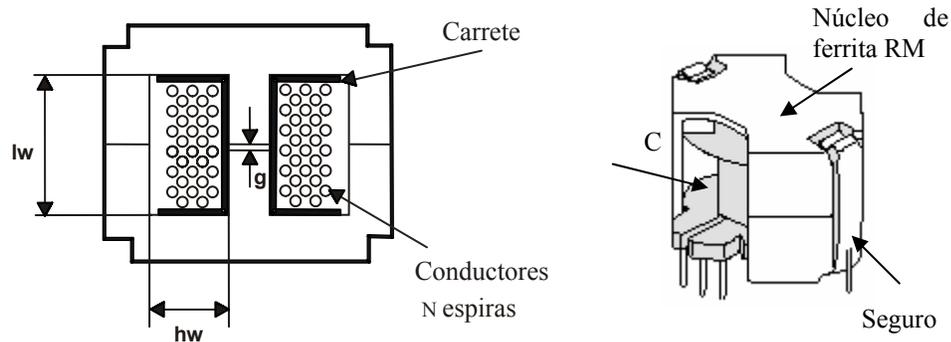


Figura 3.13. Núcleo RM y su sección transversal.

A continuación se describen sus principales parámetros, donde:

A_w Área de ventana ($A_w = l_w * h_w$).

A_e Área efectiva seccionada transversalmente.

J Densidad de corriente (350-450 A/cm²).

En la gráfica de la Figura 3.14 se muestran los diferentes materiales de núcleos utilizados a diferentes frecuencias y su comportamiento ($f \times B_{max}$), donde B_{max} es la saturación magnética del núcleo en Teslas.

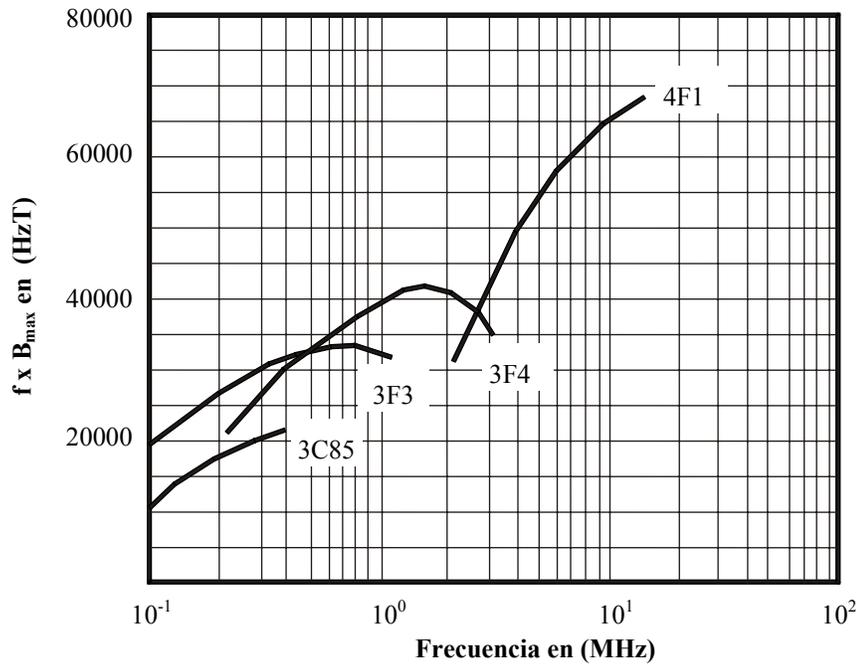


Figura 3.14. Selección del núcleo en función de la frecuencia.

En la Tabla 3.6 se muestra una clasificación de núcleos RM según la potencia, donde el tipo de núcleo indica su tamaño y por consiguiente la posibilidad de manejar mayores densidades de potencia.

3.2.5.1.2 Alambre conductor

Para mejorar el rendimiento del transformador se utilizó el hilo de litz en los dos bobinados primarios del transformador. El término hilo de litz se deriva de la palabra germana “litzendraht” que significa hilo entretejido. Es un cable construido de alambres individuales con una película aislante que se encuentran agrupados o trenzados en un patrón uniforme de torceduras.

La característica más importante del hilo de litz, es que la configuración multi-hilo minimiza las pérdidas de energía que se encuentran en un conductor sólido por el efecto skin (efecto pelicular o efecto Kelvin) [URL16]. Donde el efecto skin es la tendencia de la corriente a fluir en la superficie del conductor a altas frecuencias [URL17]. Para contrarrestar este efecto, es necesario aumentar el área superficial sin un incremento significativo del calibre del hilo. Es también esencial la posición individual de cada hilo en la construcción del mismo en un patrón uniforme del centro al exterior tras una longitud dada. Incluso hilos de litz construidos correctamente presentan ligeramente el efecto skin debido a las limitaciones de los hilos que la componen. Hilos de litz que se utilizan en rangos de alta frecuencia requieren hilos de un calibre más fino.

3.2.5.1.3 Análisis matemático para el diseño del transformador

El análisis se realiza tomando en cuenta las especificaciones del apartado 3.2.5.1.1 para la selección del núcleo de ferrita, posteriormente se toman en cuenta las especificaciones de voltaje de alimentación de CD y punto de operación de la lámpara (V_s, I_s).

Tabla 3.6. Densidad de potencia de los núcleos RM.

Rango de potencias (W)	Tipo de núcleo
< 5	RM4
5 a 10	RM5
10 a 20	RM6
20 a 50	RM8, RM10
50 a 100	RM12
100 a 200	RM14
> 200	Otros

Se selecciona el núcleo de ferrita de material tipo 3F3 ya que la frecuencia de operación del balastro es de 100 kHz y se encuentra dentro del rango de frecuencia de este material, además la saturación magnética del núcleo B_{max} tiene un valor que el material tipo 3C85 como se observa en la Figura 3.14. Después se elige el tipo de núcleo RM tomando en cuenta las siguientes consideraciones: la potencia de la carga (potencia de la lámpara fluorescente), pérdidas intrínsecas del transformador y el área de ventana del núcleo el cual es necesario para el bobinado y muy importante en este caso por el tipo de transformador, que tiene una derivación central en el primario y necesita más espacio para su construcción. Tomando en cuenta lo anterior se eligió en núcleo de ferrita RM14, en la Tabla 3.7 se muestran los valores necesarios para el diseño.

Tabla 3.7. Especificaciones del núcleo RM14/I.

Nombre	Símbolo	Valor	Unidad
Área de ventana	W_a	1.11	cm ²
Área de sección transversal del núcleo	A_e	1.98	cm ²
Potencia	-	100 – 200	W
Saturación del núcleo	B_{max}	0.2	T

Ahora se toman en cuenta las especificaciones de voltaje de alimentación, el punto de operación de la lámpara, que se muestran en la Tabla 3.8.

Tabla 3.8. Voltajes y corrientes.

Nombre	Símbolo	Valor	Unidad
Voltaje de alimentación	V_{CD}	24	V
Corriente eficaz en la lámpara	I_s	0.396	A
Voltaje eficaz en la lámpara	V_s	101	V

En la Figura 3.15 se muestra el transformador Push-Pull a diseñar, como se observa, cuenta con una derivación central en el primario, que idealmente está formado por dos semi-devanados idénticos. Se utiliza esta configuración de transformador ya que tiene una señal de salida bipolar que permite manejar la misma cantidad de energía con menos volumen en relación a un transformador de salida unipolar, además cumple con la especificación de voltaje simétrico necesario para operar la lámpara.

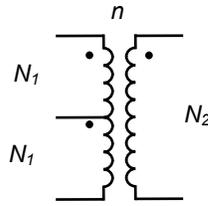


Figura 3.15. Transformador Push-Pull.

La relación de transformación del transformador R_T se expresa en términos del voltaje de alimentación V_{CD} y el voltaje pico en la lámpara V_p . Como se observa en la ecuación 3.17.

$$R_T = \frac{V_p}{V_{CD}} \quad 3.17$$

La relación de transformación del transformador se expresa en términos del número de vueltas del transformador como se muestra en la ecuación 3.18:

$$R_T = \frac{N_2}{N_1} \quad 3.18$$

donde N_1 y N_2 son el número de vueltas en el primario y secundario del transformador, respectivamente.

Utilizando la ley de Faraday, el número de vueltas en el primario del transformador se calcula con la ecuación 3.19:

$$N_1 = \frac{V_{CD} \times 10^4}{K_f B_{\max} A_e f} \quad 3.19$$

donde K_f es el coeficiente de forma de señal, para señales cuadradas tiene un valor de 4.0.

El voltaje pico V_p aplicado a la entrada del circuito tanque que genera el voltaje de encendido se ocupa para obtener la relación de transformación del transformador mediante el uso de la ecuación 3.17. El valor obtenido debe ser un número entero ya que no pueden existir vueltas incompletas, generando de esta manera un mejor funcionamiento del transformador.

$$R_T = 8$$

Para obtener el número de vueltas del primario del transformador se utilizan los valores mostrados en la Tabla 3.7 y Tabla 3.8, así como la ecuación 3.19. A continuación se presenta el resultado redondeado, que debe ser un número entero ya que las vueltas deben ser completas.

$$N_1 = 2$$

El valor del número de vueltas del primario del transformador es pequeño, siendo necesario incrementar el número de vueltas para obtener el valor de la inductancia de salida en el secundario del transformador, que posteriormente se utiliza para el diseño del circuito tanque y también para facilitar la construcción del mismo. Lo importante es no variar la relación de transformación obtenida. En la Tabla 3.9 se muestran los valores de diseño del transformador.

Tabla 3.9. Número de vueltas en el primario y secundario del transformador.

Nombre	Símbolo	Valor	Unidad
Relación de transformación	R_T	8	-
Número de vueltas en el primario	N_1	12	Vueltas
Número de vueltas en el secundario	N_2	96	Vueltas

3.2.5.2 Selección del interruptor

El dispositivo a utilizar como interruptor es un MOSFET IRF840 [12], la selección de este dispositivo se basa en su capacidad de trabajar a altas frecuencias, temperaturas en un rango de 50 a 100 °C, además de soportar altos esfuerzos de voltaje y corriente.

Este dispositivo tiene una resistencia de encendido $R_{DS(on)}$ pequeña para minimizar las pérdidas en conducción. El valor de la esta resistencia para este dispositivo es:

$$R_{DS(on)} = 0.85\Omega$$

En la Tabla 3.10 se muestra el resumen de las principales características el dispositivo a utilizar en el desarrollo del trabajo de tesis.

Tabla 3.10. Características del dispositivo IRF840.

Nombre	Símbolo	Valor	Unidad
Voltaje de bloqueo drenaje-fuente	$V_{(BR)DSS}$	500	V
Voltaje de umbral de compuerta	$V_{GS(th)}$	4	V
Voltaje compuerta-fuente	V_{GS}	± 20	V
Corriente continua de drenaje	I_D	8	A
Corriente de avalancha	I_{AR}	8	A
Corriente pulsada de drenaje	I_{DM}	32	A
Potencia de disipación	P_D	125	W
Temperatura de operación	T_j	-55 a +150	°C
Resistencia de encendido	$R_{DS(on)}$	0.85	Ω
Capacitancia de salida	C_{oss}	310	pF
Capacitancia de entrada	C_{iss}	1300	pF
Carga de la compuerta	Q_G	63	nC
Área del dispositivo	A		

4 Simulaciones y resultados experimentales

En este capítulo se presentan las simulaciones del balastro electrónico en PSpice, con base en los valores obtenidos en el Capítulo III. También se muestran los resultados experimentales obtenidos en el laboratorio.

4.1 Introducción

Se utilizó el programa de simulación SPICE (Simulation Program With Integrated Circuits Emphasis), que es un programa de diseño de circuitos analógicos y digitales, para las computadoras personales y estaciones de trabajo existen diversos paquetes de software que implementan SPICE, donde el más popular es el PSpice que es el primer simulador para PC's comercialmente disponible, además de ser una herramienta muy útil en el diseño de cualquier sistema electrónico.

Las simulaciones y resultados experimentales del balastro electrónico, se realizaron en dos etapas:

- *Estado de pre-encendido*: en este estado se obtuvo la señal del voltaje de preencendido en la lámpara fluorescente.
- *Estado estable*: en este estado se obtuvieron las señales del voltaje y corriente en el dispositivo de potencia, en la lámpara fluorescente, además de la potencia en la misma.

4.2 Simulación del circuito

La simulación del balastro electrónico se realizó con base en el circuito de la Figura 4.1, en el mismo se indican los valores obtenidos en el capítulo anterior, para obtener la potencia nominal de la lámpara de 40 W. La lámpara fluorescente es la resistencia de carga R_L .

A continuación se muestra la simulación de la lámpara fluorescente en el momento de arranque (estado de pre-encendido).

4.2.1 Estado de pre-encendido

El voltaje de pre-encendido se obtiene considerando a la lámpara fluorescente como un circuito abierto cuando se encuentra apagada (resistencia elevada), el valor que se propone para efectuar la simulación en este estado es de 100 k Ω (Figura 4.1).

En la Figura 4.2 se muestra la forma de onda del voltaje necesario para encender la lámpara fluorescente, se observa que, el voltaje de encendido tiene un valor máximo de 363 V para generar el arco de descarga en la lámpara. Este voltaje máximo es suficiente para encender la lámpara fluorescente de 40 W, considerando que el voltaje de pre-encendido de la lámpara según [URL18] es de 330 V.

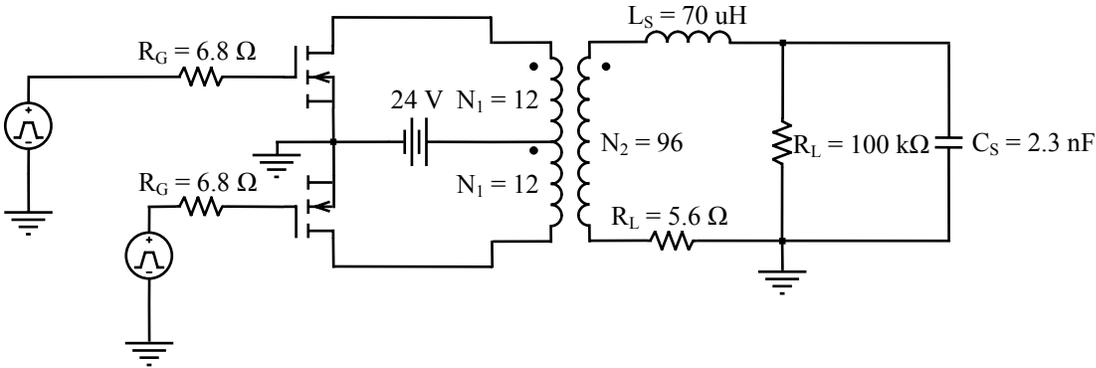


Figura 4.1. Circuito de pre-encendido.

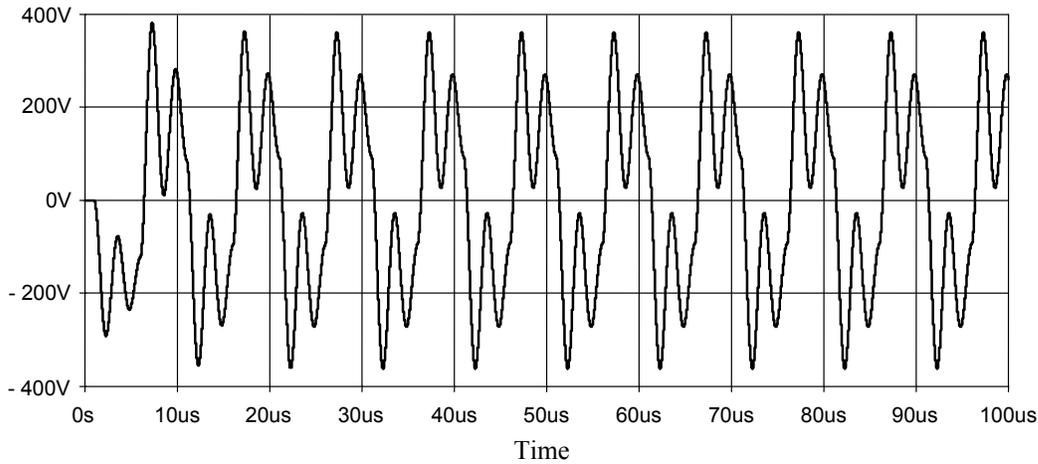


Figura 4.2. Señal de pre-encendido del balastro electrónico.

4.2.2 Estado estable del balastro electrónico

A continuación se muestra la simulación del balastro electrónico en estado estable (Figura 4.3), es decir cuando la lámpara fluorescente está encendida y se comporta como una resistencia pura debido a la frecuencia de funcionamiento.

4.2.2.1 Formas de onda en la fuente de alimentación

En la Figura 4.4 se muestra el voltaje, corriente y potencia promedio que suministra la fuente de alimentación al sistema.

El voltaje de entrada aplicado al circuito es de 24 V con una corriente de 2.13 A y una potencia resultante de 51.12 W de entrada.

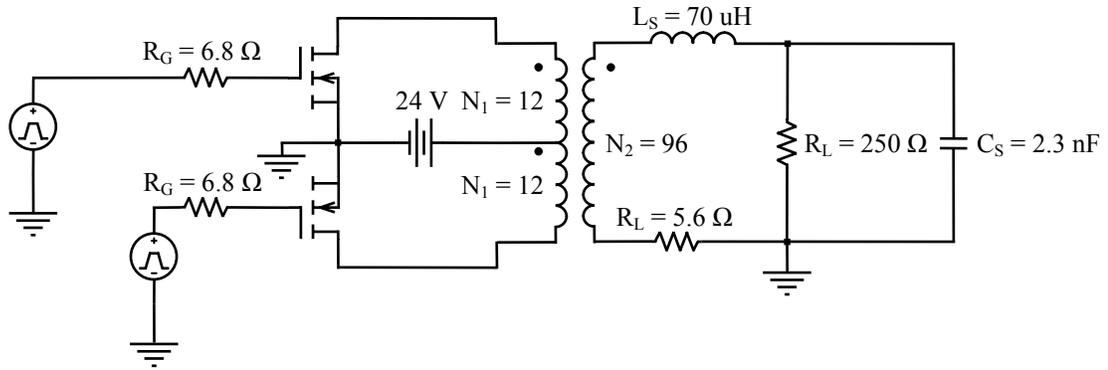


Figura 4.3. Circuito en estado estable.

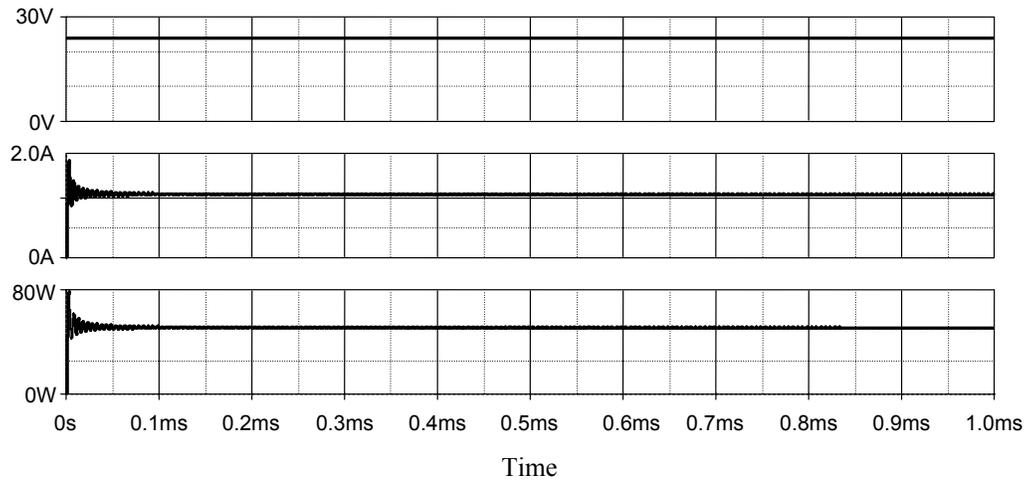


Figura 4.4. Voltaje, corriente y potencia promedio en la fuente de alimentación.

4.2.2.2 Formas de onda en el interruptor

En la Figura 4.5 se muestran los circuitos que permiten obtener el esfuerzo de voltaje de los dispositivos semiconductores de potencia, tomando en cuenta que el número de vueltas de los semi-devanados en el primario del transformador son iguales, la relación de transformación entre ellos es 1. Considerando lo anterior, el semi-devanado del interruptor S_1 en conducción induce un voltaje (alimentación) al semi-devanado del interruptor S_2 apagado y por la suma del voltaje de alimentación y el voltaje inducido, el esfuerzo de voltaje es el doble del voltaje de alimentación. Esto pasa de igual manera cuando el interruptor S_1 se encuentra apagado y el interruptor S_2 encendido.

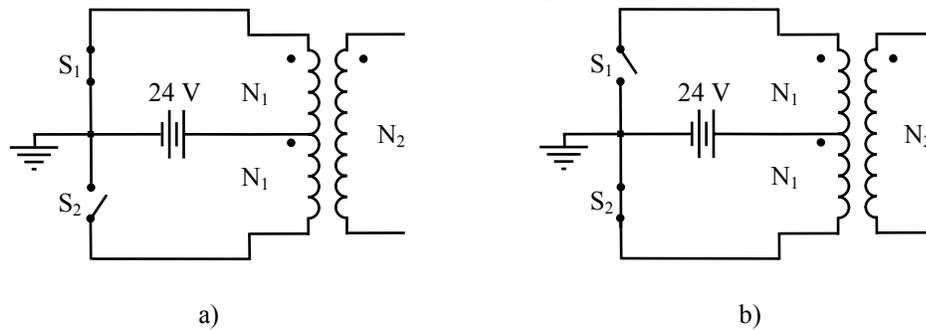


Figura 4.5. Circuito: a) Dispositivo S1 encendido, S2 apagado y b) Dispositivo S1 apagado, S2 encendido.

En la Figura 4.6 se muestra la señal de voltaje generada en los dispositivos de potencia (esfuerzo de voltaje), además de la señal generada por el circuito oscilador-impulsor aplicada a la com-

puerta. Asimismo, el esfuerzo de voltaje a través del interruptor, tiene un valor aproximado de 48 V, es decir, dos veces el voltaje de alimentación.

En la Figura 4.7 se muestra la señal de corriente generada en los dispositivos de potencia, junto a la señal generada por el circuito oscilador-impulsor aplicada a la compuerta. El esfuerzo de corriente a través del interruptor, tiene un valor máximo de 7 A.

En la Figura 4.8 se muestran las pérdidas en los dispositivos semiconductores de potencia. 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 debe 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 4 W por dispositivo.

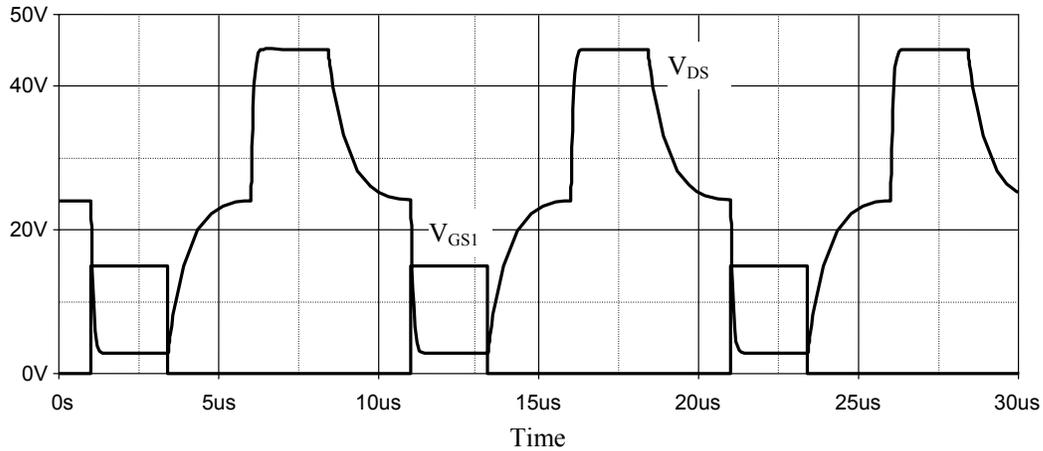


Figura 4.6. Esfuerzo de voltaje en los DSEP y señal de compuerta.

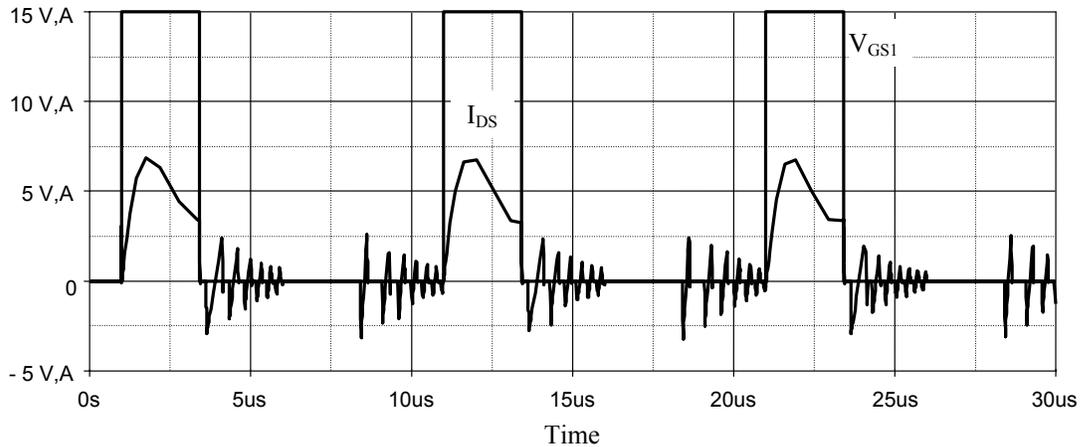


Figura 4.7. Esfuerzo de corriente en los DSEP y señal de compuerta.

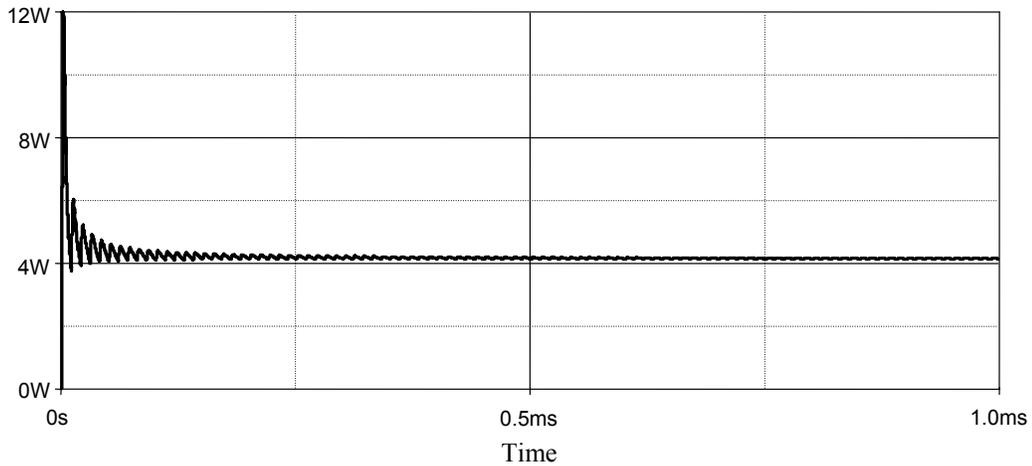


Figura 4.8. Pérdidas en los DSEP.

4.2.2.3 Señales en la lámpara fluorescente

En la Figura 4.9 y la Figura 4.10 se muestran las formas de onda de voltaje y corriente generadas en la lámpara fluorescente, respectivamente. Se puede apreciar que las señales cuasi-senoidales de corriente y voltaje son simétricas, además están en fase. La señal de voltaje presenta un valor máximo de 183 V y un valor eficaz de 103 V. La señal de corriente tiene un valor máximo de 0.735 A y un valor eficaz de 412 mA.

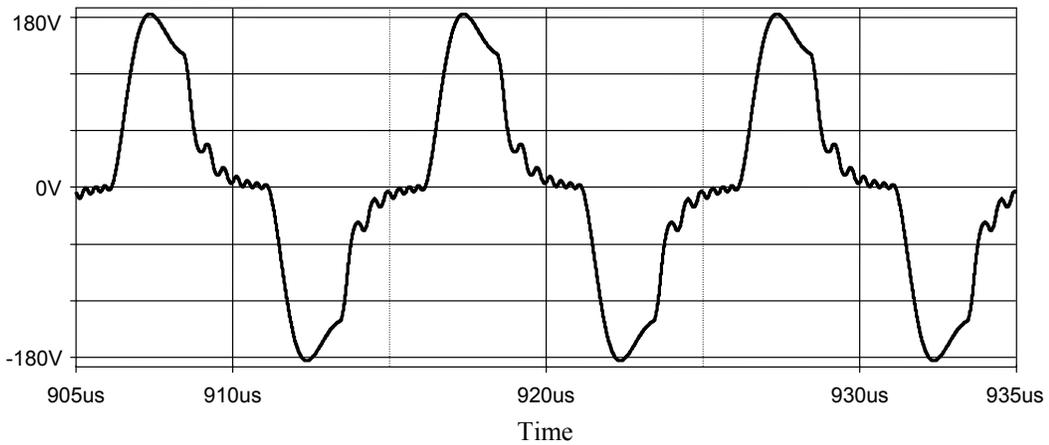


Figura 4.9. Señal de voltaje en la lámpara fluorescente.

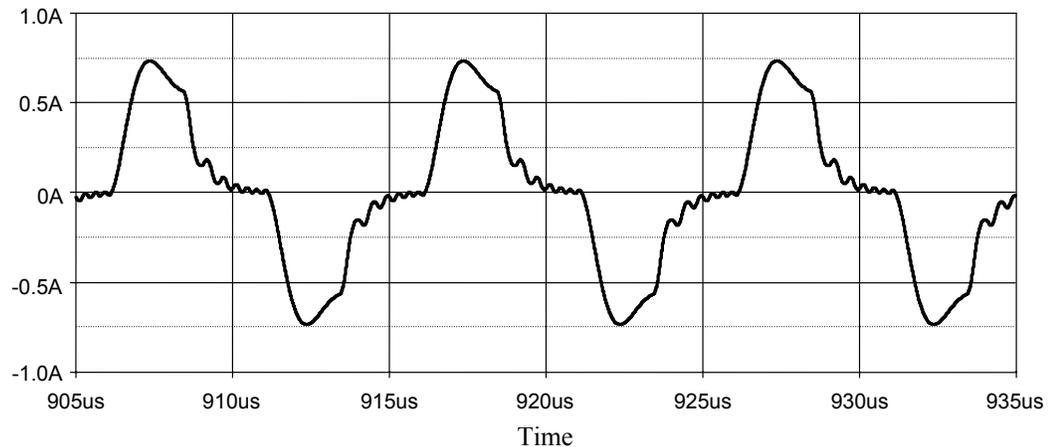


Figura 4.10. Señal de corriente en la lámpara fluorescente.

En la Figura 4.11 se muestra en la parte superior la potencia instantánea en la lámpara fluorescente y en la parte inferior la potencia promedio entregada con un valor de 42.67 W.

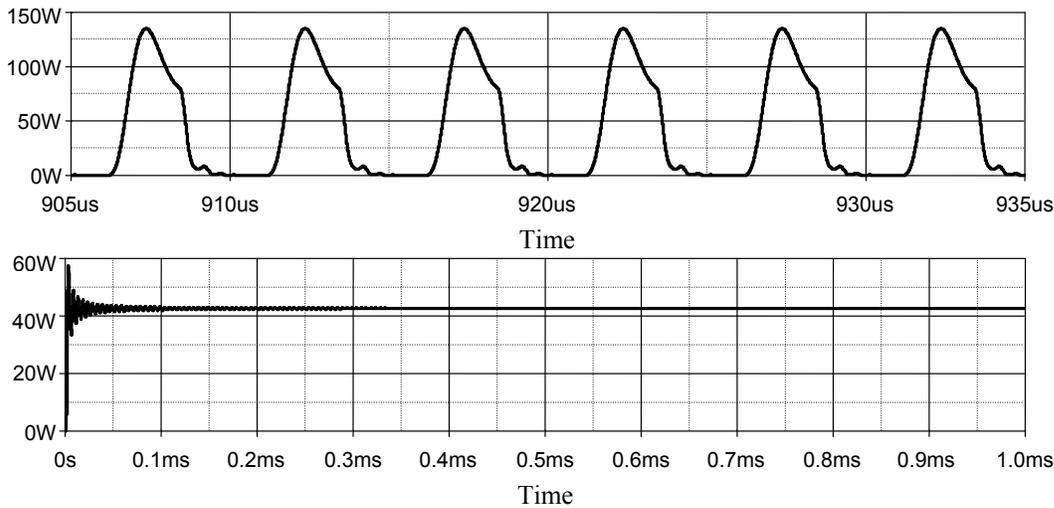


Figura 4.11. Potencia instantánea y promedio en la lámpara.

4.2.2.4 Factor de cresta de corriente

El factor de cresta de corriente se calcula utilizando la ecuación 1.1, obteniendo un valor de:

$$FCC = 1.78$$

Este valor no cumple con la especificación mencionada anteriormente, en donde el factor de cresta de corriente para una lámpara fluorescente de arranque rápido debe ser menor o igual a 1.7.

4.2.2.5 Eficiencia

En la Figura 4.12 se muestra la eficiencia del balastro en estado estable. Dado que todos los elementos en la simulación con los que cuenta el balastro electrónico son ideales, el valor de la eficiencia calculada con la ecuación 3.8 es de:

$$\eta = 83\%$$

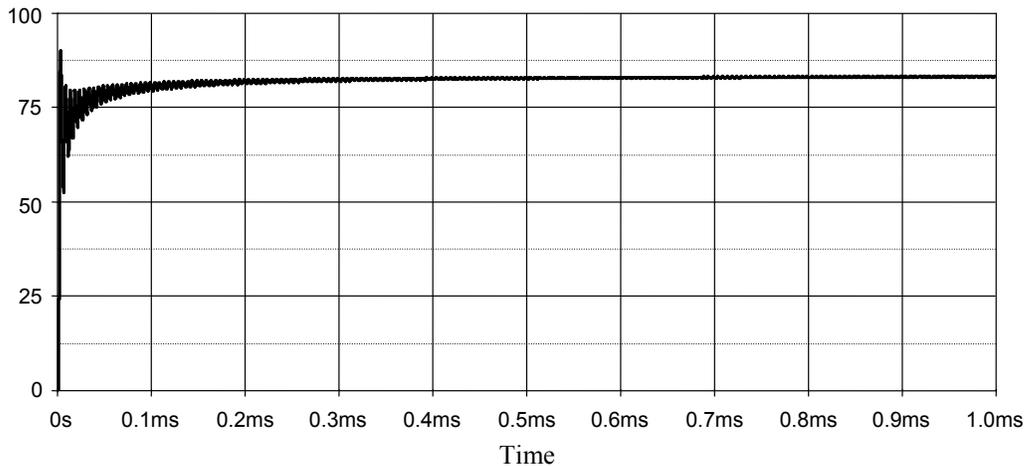


Figura 4.12. Eficiencia del balastro.

4.3 Prototipo experimental del balastro electrónico

Después de haber calculado todos los elementos y simulado el circuito se construyó el prototipo físicamente del balastro electrónico como se muestra en la Figura 4.13.

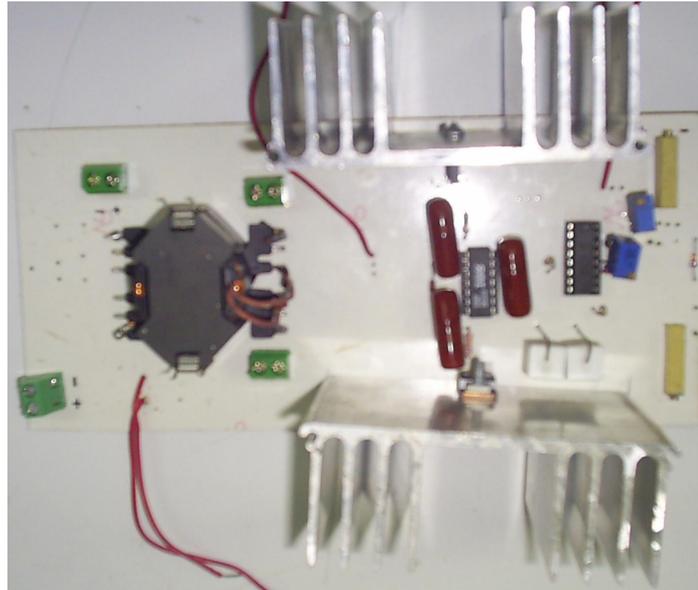


Figura 4.13. Prototipo experimental.

4.3.1 Instalación del sistema de iluminación

En el diagrama a bloques de la Figura 4.14 se muestra los componentes del sistema para realizar las mediciones y pruebas del laboratorio. Se utilizaron dos fuentes de alimentación de CD modelos Hp E3631A y GPC-3030D, una para alimentar el circuito oscilador-impulsor y el circuito de control PWM, la otra para alimentar el inversor; también se utilizó un medidor de corriente Tecktronix TM502A y un osciloscopio Hp 54610B con lo que se realizaron las mediciones de los valores de voltaje y corriente en cada etapa del balastro. A continuación se muestran los resultados experimentales obtenidos en el laboratorio.

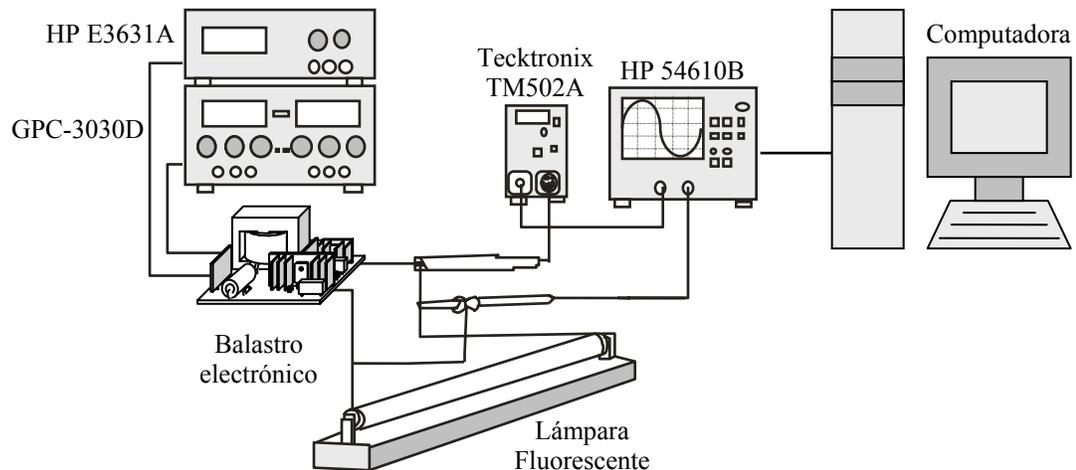


Figura 4.14. Instalación del sistema de iluminación.

4.4 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 de elementos magnéticos y el de la lámpara fluorescente. Por tal motivo se evaluó el comportamiento del prototipo cuyas especificaciones fueron mencionadas anteriormente.

4.4.1 Estado de pre-encendido

El parámetro principal en este estado es el voltaje de encendido de la lámpara y se muestra en Figura 4.15. Se puede apreciar que tiene un voltaje máximo de 350 V para generar el arco de descarga en la lámpara. También se puede observar el proceso de descarga en la lámpara, viendo los picos de voltaje en el pre-encendido, se observa que el voltaje disminuye drásticamente, a un valor máximo aproximado de 180 V. Esto se debe a que la lámpara pasa de una alta impedancia a una baja impedancia después de la descarga o pasa del estado de pre-encendido al estado estable.

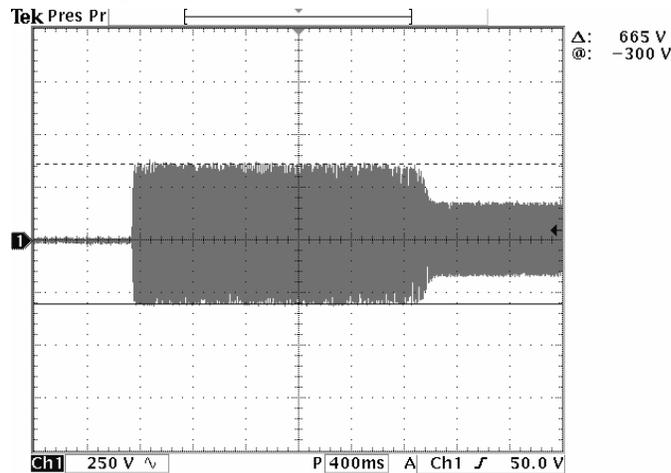


Figura 4.15. Voltaje de encendido de la lámpara fluorescente.

4.4.2 Estado estable

4.4.2.1 Señales en la fuente de alimentación

La señal de voltaje suministrada al circuito es de 24 V de voltaje de CD y la corriente que proporciona la fuente es de 2.23 A; con estos valores la potencia promedio que está suministrando la fuente tiene un valor de 53.52 W, en la Figura 4.16 se muestra la potencia instantánea en la fuente.

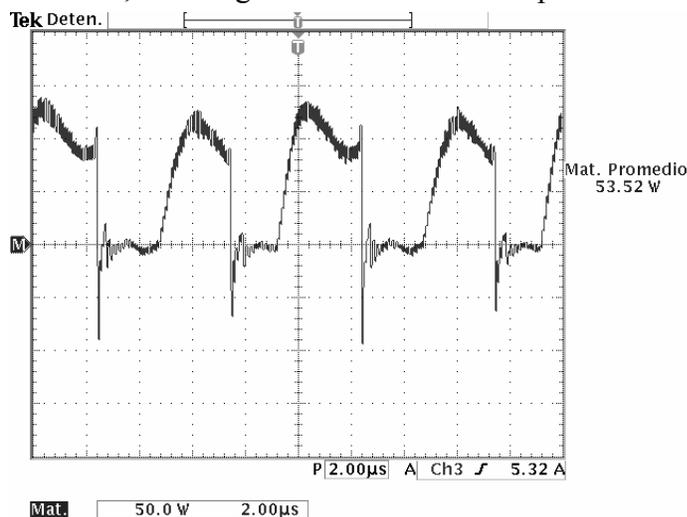


Figura 4.16. Potencia instantánea en la fuente de alimentación.

4.4.2.2 Señales en el interruptor

En la Figura 4.17 y Figura 4.18 se muestran las formas de onda experimentales de voltaje que se generan en los interruptores S_1 y S_2 , respectivamente.

Se puede apreciar que el esfuerzo máximo de voltaje en el interruptor S_1 y S_2 , durante el estado de apagado es de 45 V y 47.5 V, respectivamente. La diferencia en los valores prácticos en los esfuerzos de voltaje se debe a que no se cumple la característica de la relación de transformación de 1 entre los semidevanados del primario, por eso presentan cierta asimetría.

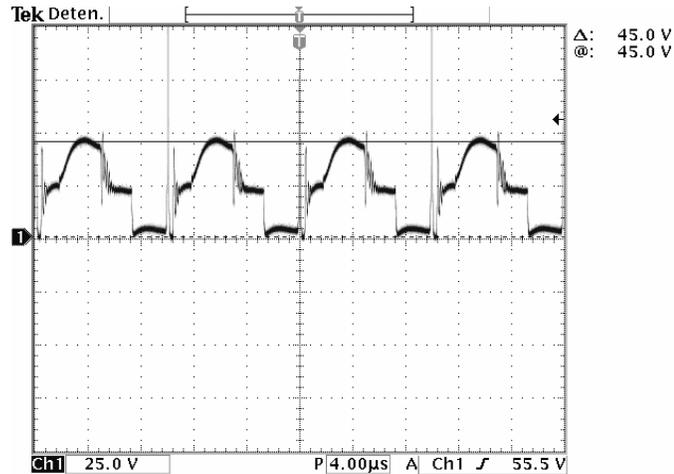


Figura 4.17. Esfuerzo de voltaje en el interruptor S_1 .

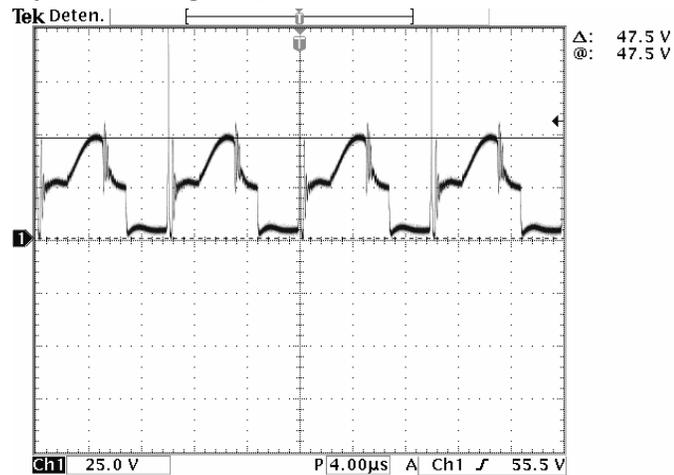


Figura 4.18. Esfuerzo de voltaje en el interruptor S_2 .

4.4.2.3 Señales en la lámpara fluorescente

En la Figura 4.19 se muestra la forma de onda de voltaje y en la Figura 4.20 la forma de onda de corriente de la lámpara fluorescente en estado estable, donde se puede observar que tanto la señal de voltaje como la de corriente son ondas cuasi-sinusoidales y simétricas. También se observa que las formas de onda son similares a las obtenidas con la simulación en Pspice. Se aprecia que el valor máximo de voltaje es de 180 V y el valor máximo de la corriente en la lámpara es de 700 mA, a una frecuencia de conmutación de 100.1 kHz, se observa también que están en fase.

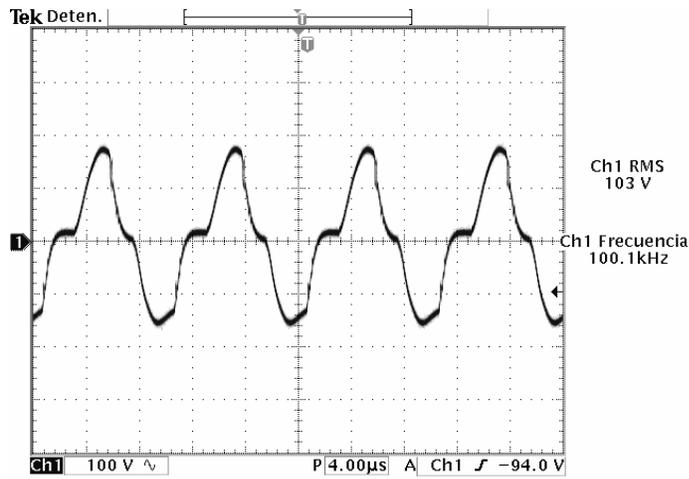


Figura 4.19. Señal de voltaje de la lámpara en estado estable.

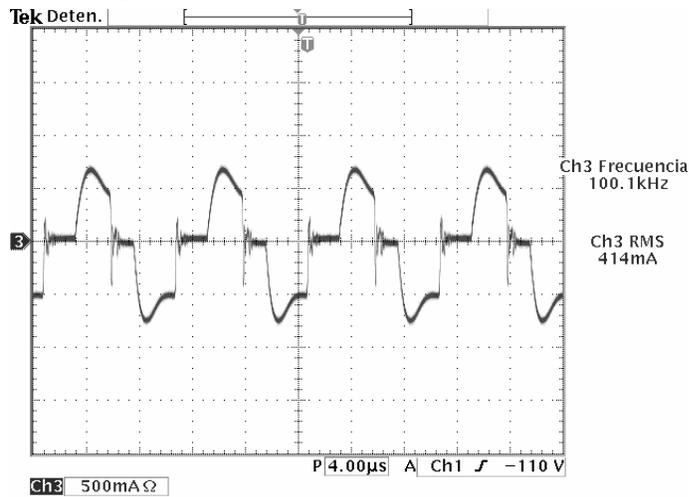


Figura 4.20. Señal de corriente de la lámpara en estado estable.

En la Figura 4.21 se muestra la potencia instantánea en la lámpara fluorescente con un valor promedio de 42.6 W.

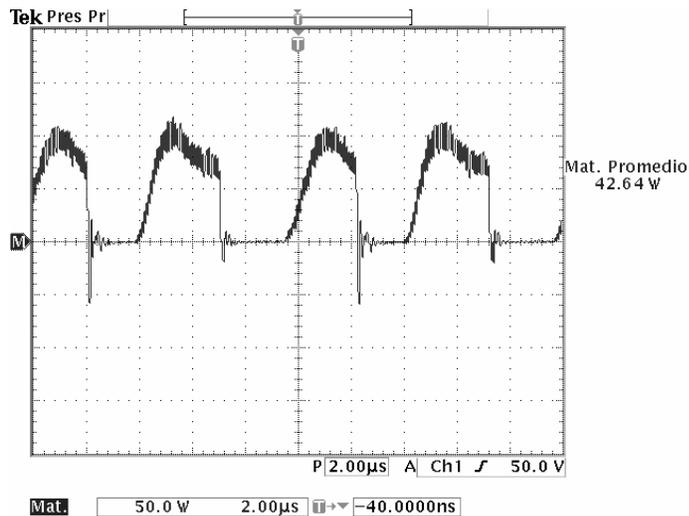


Figura 4.21. Potencia instantánea en la lámpara.

4.4.2.4 Factor de cresta de corriente

El factor de cresta de corriente se calcula utilizando la ecuación 1.1, obteniendo un valor de:

$$FCC = 1.69$$

Este valor cumple con la especificación mencionada anteriormente, en donde el factor de cresta de corriente para una lámpara fluorescente de arranque rápido debe ser menor o igual a 1.7.

4.4.2.5 Eficiencia del balastro

La eficiencia del balastro en base a la potencia P_{in} entregada por la fuente de 53.52 W y la potencia P_L absorbida por la lámpara de 42.64 W, se calcula utilizando la ecuación 3.8, obteniendo un valor de:

$$\eta = 79.67\%$$

4.4.3 Comparación de resultados de simulación y experimentales

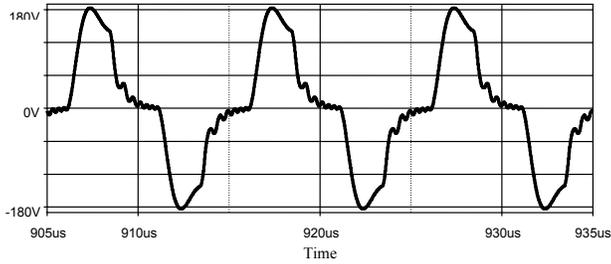
En la Tabla 4.1, se muestra la comparación de los valores obtenidos en simulación y de manera práctica.

Tabla 4.1. Comparación de valores obtenidos en simulación y de manera práctica.

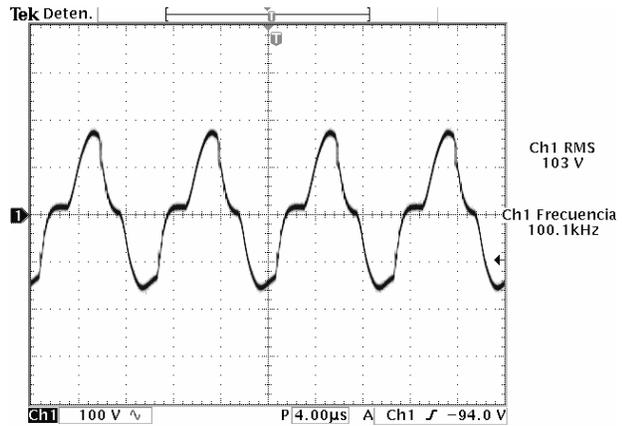
Nombre	Simulado	Práctico	Unidad
Potencia en la fuente	51.12	53.52	W
Voltaje de encendido	363	350	V
Esfuerzo de voltaje, interruptor 1	48	45	V
Esfuerzo de voltaje, interruptor 2	48	47.5	V
Voltaje eficaz en lámpara fluorescente	103	103	V
Corriente eficaz en lámpara fluorescente	412	414	mA
Potencia en la lámpara	42.44	42.64	W
Eficiencia del balastro	83.02	79.67	%
Factor de cresta de corriente	1.78	1.69	-

En la Figura 4.22 se muestra una comparación de los resultados obtenidos en simulación y experimentalmente.

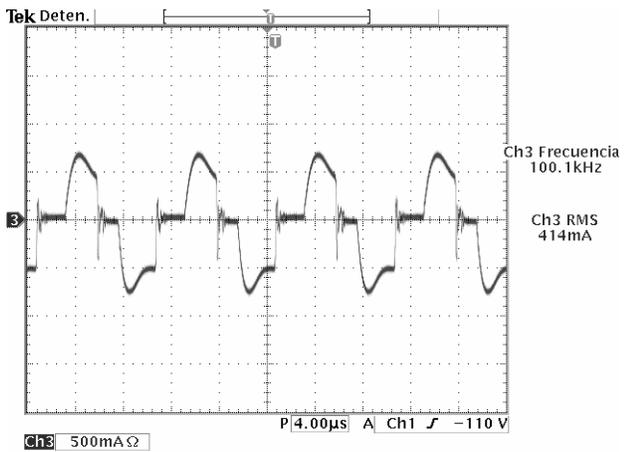
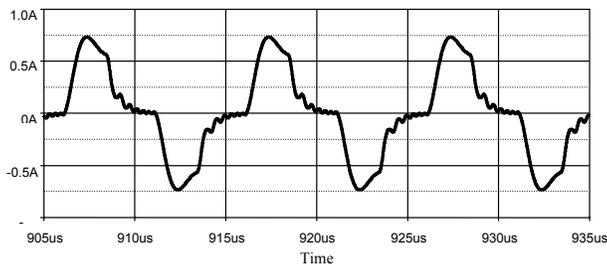
Simulación



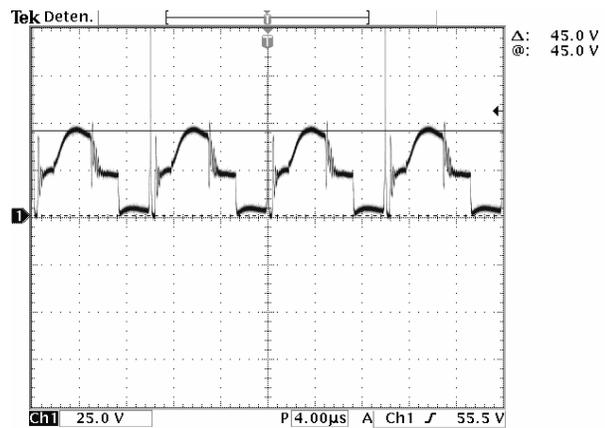
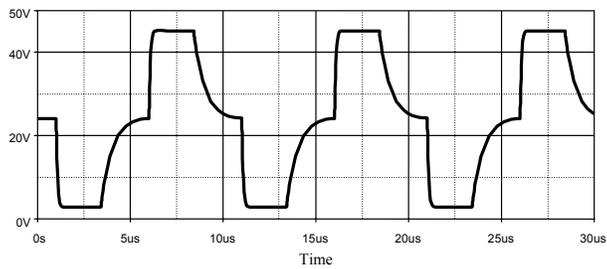
Experimental



Voltaje en la lámpara fluorescente



Corriente en la lámpara fluorescente



Esfuerzo de voltaje en los interruptores

Figura 4.22. Comparación de señales en el balastro.

5 Conclusiones

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.

- Al hacer funcionar la lámpara fluorescente de arranque rápido a frecuencias altas se comprobó experimentalmente que presenta un comportamiento resistivo, puesto que las señales de voltaje y corriente están en fase.
- Las altas frecuencias de funcionamiento, así como el uso del inversor Push-Pull contribuyen a la disminución del volumen y peso del balastro.
- El empleo de un tanque resonante LC paralelo en la etapa de salida del inversor, proporciona la señal de voltaje de pre-encendido de la lámpara fluorescente, además limita la corriente en los electrodos, permitiendo que éstos cumplan con su vida nominal, cabe recordar que la vida de la lámpara esta en función del buen estado de los electrodos.
- La simulación del balastro en PSpice resulto de gran ayuda para el diseño del mismo, ya que proporciona una idea de los valores a utilizar en la construcción del balastro. Además se comprobó que los resultados de simulación y experimentales tienen gran similitud.
- La construcción del transformador con núcleo de ferrita e hilo de litz en el primario contribuyó en gran medida al buen funcionamiento del balastro.
- Se comprobó de manera simulada y experimental que los dispositivos presentan pérdidas, las pérdidas existen en el encendido y apagado de los dispositivos, ya que presentan un traslape entre las señales de esfuerzo de voltaje y corriente. También se presentan pérdidas en conducción debido a la resistencia de encendido de los dispositivos $R_{DS(on)}$, siendo estas tres las pérdidas totales del balastro.

5.1 Trabajos futuros

En la actualidad los sistemas de iluminación tienen mucha importancia, ya que una cantidad importante de la energía eléctrica se consume para estos sistemas, de ahí la necesidad del estudio de nuevas tecnologías para el ahorro de energía.

Considerando lo anterior como trabajos futuros siguiendo la línea de investigación se plantea lo siguiente:

- La caracterización de los elementos reactivos, para tener representaciones matemáticas que arrojen resultados que tengan similitud con los valores de los elementos del prototipo construido.
- El modelado de la lámpara para conocer el comportamiento real, durante la fase de pre-encendido para realizar una mejor construcción del circuito tanque.
- El diseño y construcción de un balastro electrónico auto-oscilante con la misma topología, con la finalidad de disminuir el número de componentes y consecuentemente con el fin de reducir el tamaño y costo del balastro.
- Buscar incrementar la eficiencia del balastro mediante el uso de dispositivos semiconductores de potencia CoolMOSTM, debido a que su resistencia de encendido $R_{DS(on)}$ es pequeña y se reducen las pérdidas en conducción. Además de evaluar su rendimiento costo-beneficio.
- Estudiar e implementar técnicas para la variación de la intensidad luminosa (dimming).

Referencias

- [1] D. M. Vasiljevic, “**The Design of battery-Operated Fluorescent Lamp**”, IEEE Transactions on industrial Electronic, Vol. 36, No.4, November 1989, pp. 499-503.
- [2] Darío, A., Martínez, V., “**Balastro Electrónico Mono-Etapa**”, Tesis de licenciatura. UDLA, Cholula, Puebla. (México). 2005.
- [3] D. Turbure, “**Introduction to power MOSFETs**”, Micronotes of Microsemi Santa Ana, Series 901, Microsemi Co.
- [4] ETI: “**Iluminación Artificial de Alta Eficiencia**”, Lámpara de descarga de gas y los componentes eléctricos asociados.
- [5] FERROXCUBE, “**Product selection guide 2003**”, Hoja de datos, Material, accessories applications, Specifications all types Cores.
- [6] FERROXCUBE, “**Soft ferrite**”, Datasheet, RM, RM/I, RM/ILP cores and accesories.
- [7] García, J., “**Balastos Electrónicos no Resonantes para Lámparas de Alta Intensidad de Descarga: aportaciones en el circuito de arranque y en las etapas de calentamiento y régimen permanente**”, Tesis doctoral. Universidad de Oviedo, Gijón. (España). 2003.
- [8] Guerrero, E., “**ESTUDIO DEL DESEMPEÑO DEL AMPLIFICADOR CLASE E CONMUTADO A VOLTAJE CERO UTILIZANDO DIFERENTES DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA COMO INTERRUPTOR**”, Tesis de maestría. CENIDET, Cuernavaca, Mor. (México). 2004.
- [9] Harper, E., “**Manual práctico de alumbrado**”, Limusa, 2003.
- [10] International Rectifier, “**A More Realistic Characterization of Power Mosfet Output Capacitance Coss**”, International Rectifier, Application Note AN-1001.
- [11] International Rectifier, “**IR2110**”, Datasheet, Controlador de compuerta Mosfet e IGBT.
- [12] Internacional Rectifier, “**IRF840**”, Dataste, Power semiconductor switch.
- [13] J. A. Alquicira, “**Análisis comparativo de transistores IGBT PT Y NPT en diferentes modos de conmutación**”. CENIDET, Cuernavaca, Mor. (México). 2000.
- [14] J. Takesuye and S. Deuty, “**Introduction to Insulated Gate Bipolar Transistor**”, Motorola Semiconductor, 1995, pp. 1-8.

- [15] kazimierczuk, M., “**Electronic Ballast for Fluorescent Lamps**” Department of Electrical engineering, University of Daytona Ohio (USA). July 1993.
- [16] Lamaison R., “**Electrónica de Potencia**”, Inversores Resonantes, Universitat Politècnica de Catalunya, UPC.
- [17] MAGNETICS, “**Ferrite Cores**”, Dataste, RM Cores. 2001.
- [18] M. A. Hajji, “**A Transient Model for Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs)**”, Doctoral Tesis of University of Pittsburg, Pittsburg, July 31 2002.
- [19] Márquez, N., “**Diseño y Construcción de un Balastro Electrónico alimentado con CD para encender una Lámpara Fluorescente de 21 Watts**”, Tesis de licenciatura. UTM, Huajuapán de León, Oax. (México). 2005.
- [20] Mora, I., “**Balastro Electrónico para Lámpara Fluorescente basado en un Amplificador Clase E operando a una frecuencia mayor a 1 Mhz**”, Tesis de maestría, CENIDET, Cuernavaca, Mor. (México). 1998.
- [21] Obralux, “**Luminotecnia**”, Principios de iluminación.
- [22] Rashid, M., “**Electrónica de Potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones**”, Prentice Hall, Segunda Edición, 1995.
- [23] Siemens, “**IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)**”, IGBT Fundamentals, Siemens.

Paginas de Internet

- [URL 1] García, Javier F., Oct 2002. “Luminotecnia, Clasificación de las lámparas de descarga”
<http://edison.upc.es>
- [URL 2] “Clasificación de las Lámparas Incandescentes”
<http://usuarios.lycos.es/bombiluz0/id13.htm>
- [URL 3] “Lámparas incandescentes modernas Sica News”
<http://www.paginadigital.com.ar/articulos/2002rest/2002terc/tecnologia/sica79.html>
- [URL 4] “Clasificación de lámparas fluorescentes”
<http://usuarios.lycos.es/bombiluz0/id11.htm>
- [URL 5] “Lámparas fluorescentes”
www.geiluminación.com/mx/download/4.fluorescentes.pdf
- [URL 6] “Lámparas y sus componentes”
<http://bdd.unizar.es/Pag2/tomo2/tema8/8-2.htm>
- [URL 7] “Balastos electrónicos del alta frecuencia”
<http://www.elt.es/formacion/cuaderno5/cuaderno5.htm>
- [URL 8] Leonardo Assaf., “Equipos auxiliares de fuentes de iluminación”, Capítulo 6. Luminotecnia.
<http://www.herrera.unt.edu.ar/dllyv/publicaciones/libros.htm>
- [URL 9] Beatriz M, O’Donell, Jose D. Sandoval, Fernando Paukste, “Fuentes Luminosas”, Capítulo 4, Luminotecnia.
<http://www.herrera.unt.edu.ar/dllyv/publicaciones/libros.htm>
- [URL 10] “La física de la descarga gaseosa”, Capítulo 1.
<http://www.lfp.uba.ar/Kelly/teoricas/>
- [URL 11] “El Proceso de Ruptura de los Gases”, Capítulo 4.
<http://www.lfp.uba.ar/Kelly/teoricas/>

- [URL 12] “Arco Eléctrico”, Capítulo 7.
<http://www.lfp.uba.ar/Kelly/teoricas/>
- [URL 13] “Descarga Glow”, Capítulo 5.
<http://www.lfp.uba.ar/Kelly/teoricas/>
- [URL 14] “Descripción general de la iluminación”
<http://energyadit-sdge.sempra.com/spanish/library/lighting.asp>
- [URL 15] “Designing Switching Voltage Regulators with TL494 Application Report”
http://www.kolumbus.fi/ari.torpstrom/pdf/TL494_designing_regulators.pdf
- [URL 16] “MWS Wire Industries”
<http://www.mwswire.com/litzmain.htm>
- [URL 17] “II. SKIN EFFECT, PROXIMITY EFFECT, AND LITZ WIRE”
<http://www.dartmouth.edu/~sullivan/litzwire/skin>
- [URL 18] “Plant and Aquarium/Terrarium Item Detail”
<http://catalog.gelighting.com/cgi-bin/gx.cgi/AppLogic+FTContentServer?>
- [URL 19] “HV Floating MOS-Gate Driver IC’s”
http://www.powerdesigners.com/InfoWeb/design_center/Appnotes_Archive/an-978.pdf

Apéndice A. Hojas de especificaciones del CI de control PWM TL494

TL494, NCV494

SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit

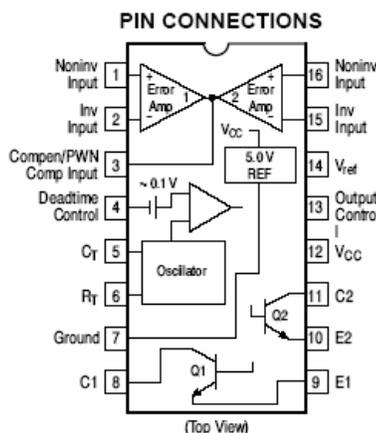
The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for SWITCHMODE power supply control.

- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator with Master or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5.0 V Reference
- Adjustable Deadtime Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source or Sink
- Output Control for Push-Pull or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout
- NCV Prefix for Automotive and Other Applications Requiring Site and Control Changes

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

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	42	V
Collector Output Voltage	V_{C1} , V_{C2}	42	V
Collector Output Current (Each transistor) (Note 1)	I_{C1} , I_{C2}	500	mA
Amplifier Input Voltage Range	V_{IR}	-0.3 to +42	V
Power Dissipation @ $T_A \leq 45^\circ\text{C}$	P_D	1000	mW
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	80	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Operating Junction Temperature	T_J	125	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +125	$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range TL494B TL494C TL494I NCV494B	T_A	-40 to +125 0 to +70 -40 to +85 -40 to +125	$^\circ\text{C}$
Derating Ambient Temperature	T_A	45	$^\circ\text{C}$

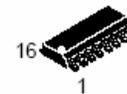
1. Maximum thermal limits must be observed.



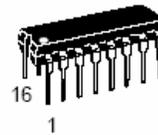
ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

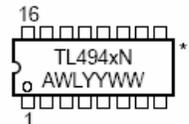
MARKING DIAGRAMS



SO-16
D SUFFIX
CASE 751B



PDIP-16
N SUFFIX
CASE 648



x = B, C or I
A = Assembly Location
WL, L = Wafer Lot
YY, Y = Year
WW, W = Work Week

*This marking diagram also applies to NCV494.

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping†
TL494BD	SO-16	48 Units/Rail
TL494BDR2	SO-16	2500 Tape & Reel
TL494CD	SO-16	48 Units/Rail
TL494CDR2	SO-16	2500 Tape & Reel
TL494CN	PDIP-16	25 Units/Rail
TL494IN	PDIP-16	25 Units/Rail
NCV494BDR2*	SO-16	2500 Tape & Reel

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

*NCV494: $T_{low} = -40^\circ\text{C}$, $T_{high} = +125^\circ\text{C}$.
Guaranteed by design. NCV prefix is for automotive and other applications requiring site and change control.

TL494, NCV494

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	-	30	40	V
Collector Output Current (Each transistor)	I_{C1}, I_{C2}	-	-	200	mA
Amplified Input Voltage	V_{in}	-0.3	-	$V_{CC} - 2.0$	V
Current Into Feedback Terminal	I_{fb}	-	-	0.3	mA
Reference Output Current	I_{ref}	-	-	10	mA
Timing Resistor	R_T	1.8	30	500	k Ω
Timing Capacitor	C_T	0.0047	0.001	10	μ F
Oscillator Frequency	f_{osc}	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15$ V, $C_T = 0.01$ μ F, $R_T = 12$ k Ω , unless otherwise noted.)

For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
-----------------	--------	-----	-----	-----	------

REFERENCE SECTION

Reference Voltage ($I_O = 1.0$ mA)	V_{ref}	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation ($V_{CC} = 7.0$ V to 40 V)	Reg_{line}	-	2.0	25	mV
Load Regulation ($I_O = 1.0$ mA to 10 mA)	Reg_{load}	-	3.0	15	mV
Short Circuit Output Current ($V_{ref} = 0$ V)	I_{SC}	15	35	75	mA

OUTPUT SECTION

Collector Off-State Current ($V_{CC} = 40$ V, $V_{CE} = 40$ V)	$I_{C(off)}$	-	2.0	100	μ A
Emitter Off-State Current $V_{CC} = 40$ V, $V_C = 40$ V, $V_E = 0$ V)	$I_{E(off)}$	-	-	-100	μ A
Collector-Emitter Saturation Voltage (Note 2) Common-Emitter ($V_E = 0$ V, $I_C = 200$ mA) Emitter-Follower ($V_C = 15$ V, $I_E = -200$ mA)	$V_{sat(C)}$ $V_{sat(E)}$	- -	1.1 1.5	1.3 2.5	V
Output Control Pin Current Low State ($V_{OC} \leq 0.4$ V) High State ($V_{OC} = V_{ref}$)	I_{OCL} I_{OCH}	- -	10 0.2	- 3.5	μ A mA
Output Voltage Rise Time Common-Emitter (See Figure 12) Emitter-Follower (See Figure 13)	t_r	- -	100 100	200 200	ns
Output Voltage Fall Time Common-Emitter (See Figure 12) Emitter-Follower (See Figure 13)	t_f	- -	25 40	100 100	ns

2. Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain junction temperature as close to ambient temperature as possible.

TL494, NCV494

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, unless otherwise noted.)

For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
ERROR AMPLIFIER SECTION					
Input Offset Voltage ($V_{O(Pin\ 3)} = 2.5\ \text{V}$)	V_{IO}	–	2.0	10	mV
Input Offset Current ($V_{O(Pin\ 3)} = 2.5\ \text{V}$)	I_{IO}	–	5.0	250	nA
Input Bias Current ($V_{O(Pin\ 3)} = 2.5\ \text{V}$)	I_{IB}	–	–0.1	–1.0	μA
Input Common Mode Voltage Range ($V_{CC} = 40\ \text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	V_{ICR}	–0.3 to $V_{CC}-2.0$			V
Open Loop Voltage Gain ($\Delta V_O = 3.0\ \text{V}$, $V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	A_{VOL}	70	95	–	dB
Unity-Gain Crossover Frequency ($V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	f_{c-}	–	350	–	kHz
Phase Margin at Unity-Gain ($V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	ϕ_m	–	65	–	deg.
Common Mode Rejection Ratio ($V_{CC} = 40\ \text{V}$)	CMRR	65	90	–	dB
Power Supply Rejection Ratio ($\Delta V_{CC} = 33\ \text{V}$, $V_O = 2.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	PSRR	–	100	–	dB
Output Sink Current ($V_{O(Pin\ 3)} = 0.7\ \text{V}$)	I_{O-}	0.3	0.7	–	mA
Output Source Current ($V_{O(Pin\ 3)} = 3.5\ \text{V}$)	I_{O+}	2.0	–4.0	–	mA

PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 11)

Input Threshold Voltage (Zero Duty Cycle)	V_{TH}	–	2.5	4.5	V
Input Sink Current ($V_{(Pin\ 3)} = 0.7\ \text{V}$)	I_{I-}	0.3	0.7	–	mA

DEADTIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 11)

Input Bias Current (Pin 4) ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$ to $5.25\ \text{V}$)	$I_{IB(DT)}$	–	–2.0	–10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$) ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$, $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	DC_{max}	45	48	50	%
		–	45	50	
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V_{th}	–	2.8	3.3	V
		0	–	–	

OSCILLATOR SECTION

Frequency ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	f_{osc}	–	40	–	kHz
Standard Deviation of Frequency* ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	σf_{osc}	–	3.0	–	%
Frequency Change with Voltage ($V_{CC} = 7.0\ \text{V}$ to $40\ \text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	$\Delta f_{osc}(\Delta V)$	–	0.1	–	%
Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A = T_{low}$ to T_{high}) ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$)	$\Delta f_{osc}(\Delta T)$	–	–	12	%

UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION

Turn-On Threshold (V_{CC} increasing, $I_{ref} = 1.0\ \text{mA}$)	V_{th}	5.5	6.43	7.0	V
---	----------	-----	------	-----	---

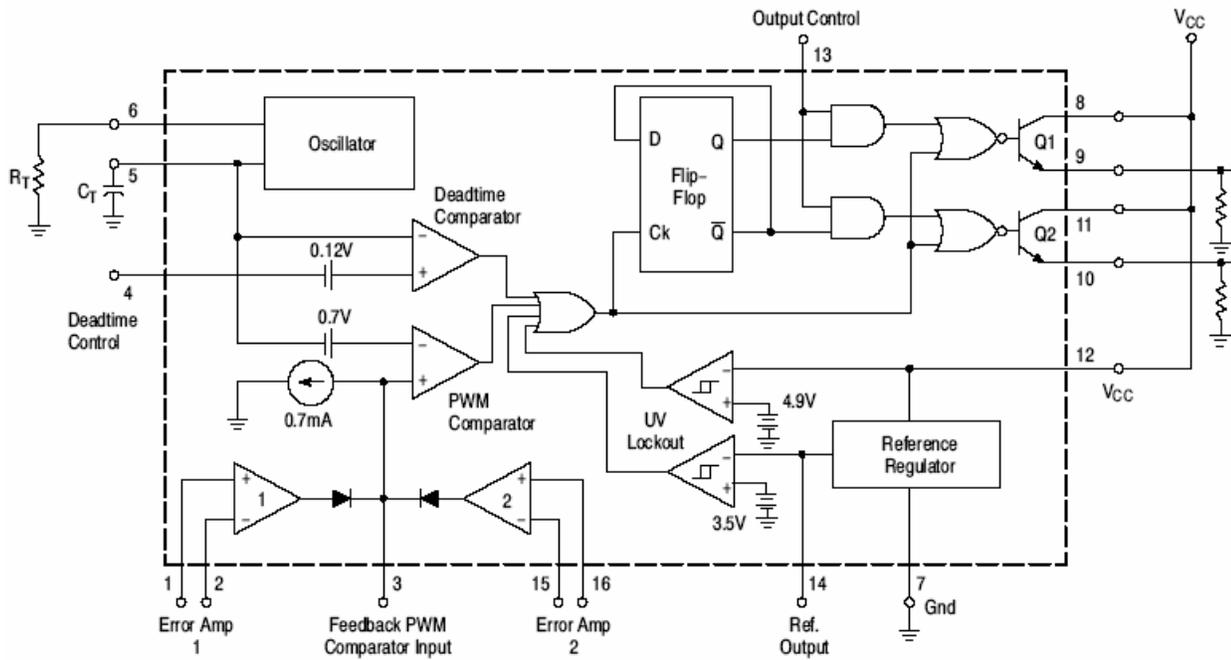
TOTAL DEVICE

Standby Supply Current (Pin 6 at V_{ref} , All other inputs and outputs open) ($V_{CC} = 15\ \text{V}$) ($V_{CC} = 40\ \text{V}$)	I_{CC}	–	5.5	10	mA
		–	7.0	15	
Average Supply Current ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, $V_{(Pin\ 4)} = 2.0\ \text{V}$) ($V_{CC} = 15\ \text{V}$) (See Figure 12)		–	7.0	–	mA

* Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula, σ

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (X_n - \bar{X})^2}{N-1}}$$

TL494, NCV494



This device contains 46 active transistors.

Figure 1. Representative Block Diagram

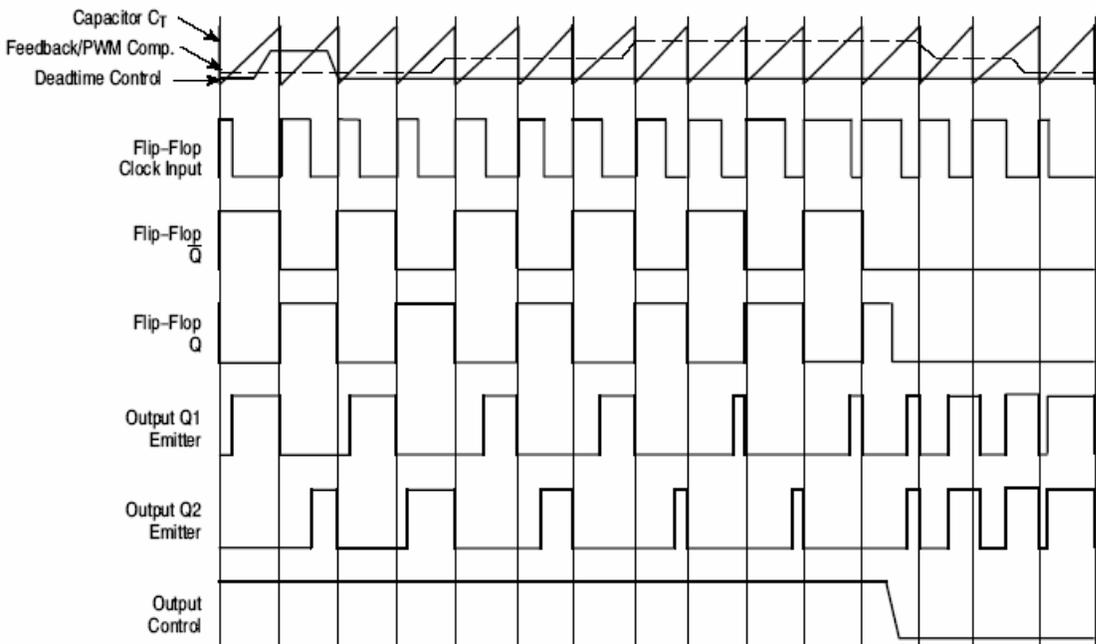


Figure 2. Timing Diagram

TL494, NCV494

APPLICATIONS INFORMATION

Description

The TL494 is a fixed-frequency pulse width modulation control circuit, incorporating the primary building blocks required for the control of a switching power supply. (See Figure 1.) An internal-linear sawtooth oscillator is frequency-programmable by two external components, R_T and C_T . The approximate oscillator frequency is determined by:

$$f_{osc} \approx \frac{1.1}{R_T \cdot C_T}$$

For more information refer to Figure 3.

Output pulse width modulation is accomplished by comparison of the positive sawtooth waveform across capacitor C_T to either of two control signals. The NOR gates, which drive output transistors Q1 and Q2, are enabled only when the flip-flop clock-input line is in its low state. This happens only during that portion of time when the sawtooth voltage is greater than the control signals. Therefore, an increase in control-signal amplitude causes a corresponding linear decrease of output pulse width. (Refer to the Timing Diagram shown in Figure 2.)

The control signals are external inputs that can be fed into the deadtime control, the error amplifier inputs, or the feedback input. The deadtime control comparator has an effective 120 mV input offset which limits the minimum output deadtime to approximately the first 4% of the sawtooth-cycle time. This would result in a maximum duty cycle on a given output of 96% with the output control grounded, and 48% with it connected to the reference line. Additional deadtime may be imposed on the output by setting the deadtime-control input to a fixed voltage, ranging between 0 V to 3.3 V.

Functional Table

Input/Output Controls	Output Function	$\frac{f_{out}}{f_{osc}} =$
Grounded	Single-ended PWM @ Q1 and Q2	1.0
@ V_{ref}	Push-pull Operation	0.5

The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the deadtime control input, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 V to 3.5 V. Both error amplifiers have a

common mode input range from -0.3 V to $(V_{CC} - 2V)$, and may be used to sense power-supply output voltage and current. The error-amplifier outputs are active high and are ORed together at the noninverting input of the pulse-width modulator comparator. With this configuration, the amplifier that demands minimum output on time, dominates control of the loop.

When capacitor C_T is discharged, a positive pulse is generated on the output of the deadtime comparator, which clocks the pulse-steering flip-flop and inhibits the output transistors, Q1 and Q2. With the output-control connected to the reference line, the pulse-steering flip-flop directs the modulated pulses to each of the two output transistors alternately for push-pull operation. The output frequency is equal to half that of the oscillator. Output drive can also be taken from Q1 or Q2, when single-ended operation with a maximum on-time of less than 50% is required. This is desirable when the output transformer has a ringback winding with a catch diode used for snubbing. When higher output-drive currents are required for single-ended operation, Q1 and Q2 may be connected in parallel, and the output-mode pin must be tied to ground to disable the flip-flop. The output frequency will now be equal to that of the oscillator.

The TL494 has an internal 5.0 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an internal accuracy of $\pm 5.0\%$ with a typical thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0° to 70°C .

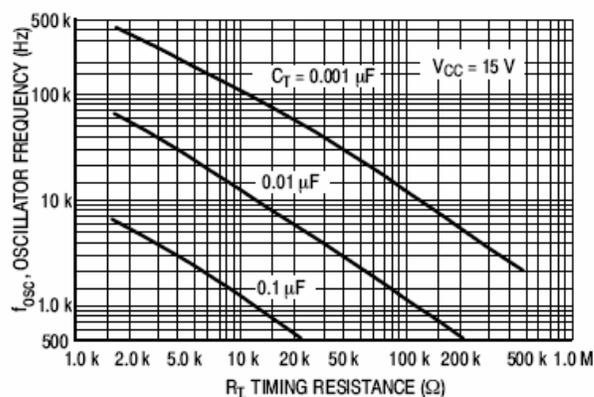


Figure 3. Oscillator Frequency versus Timing Resistance

TL494, NCV494

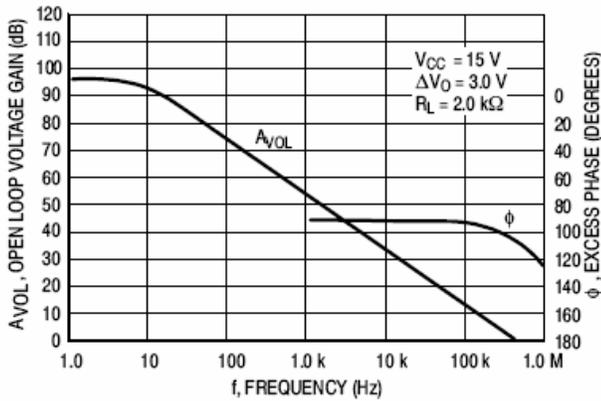


Figure 4. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

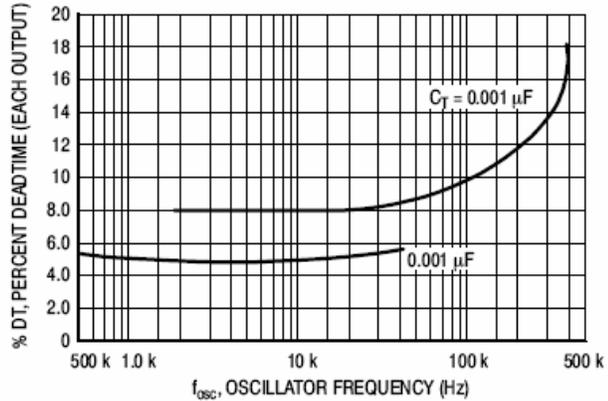


Figure 5. Percent Deadtime versus Oscillator Frequency

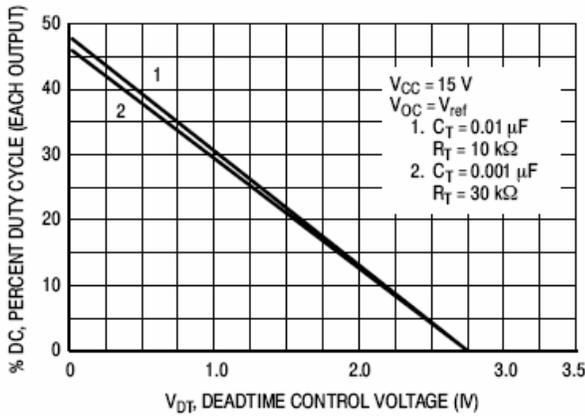


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Deadtime Control Voltage

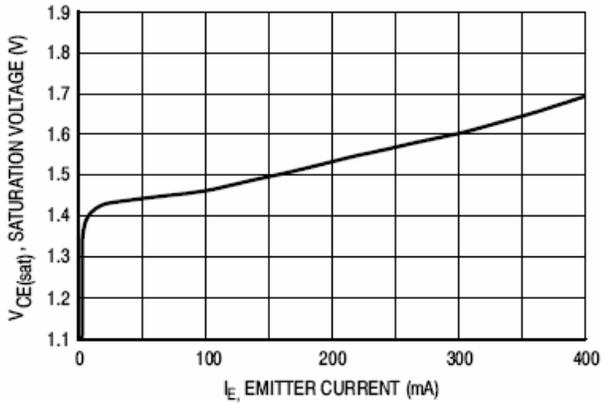


Figure 7. Emitter-Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current

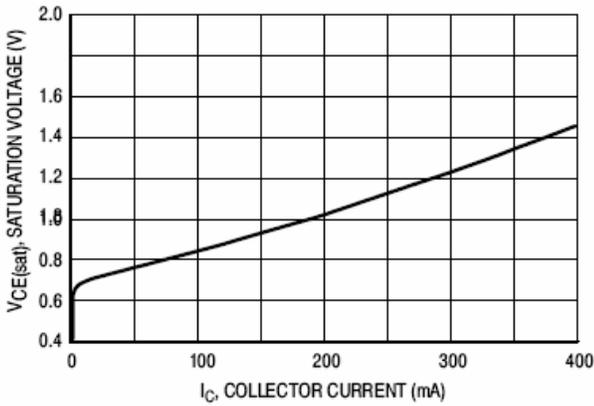


Figure 8. Common-Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

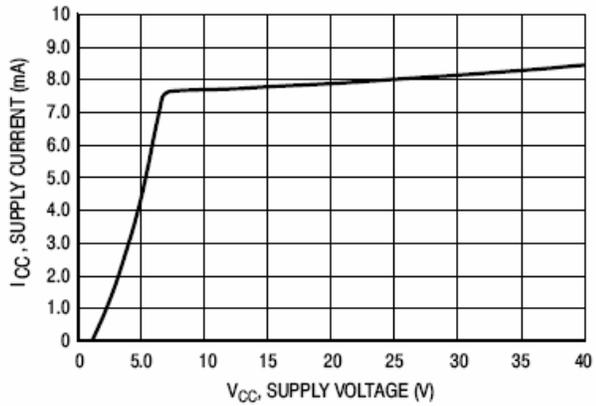


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage

TL494, NCV494

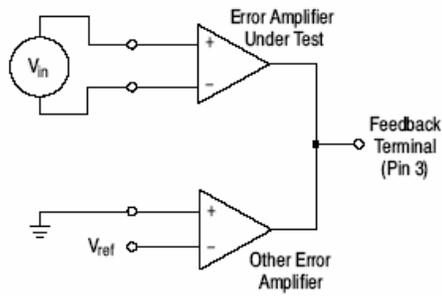


Figure 10. Error-Amplifier Characteristics

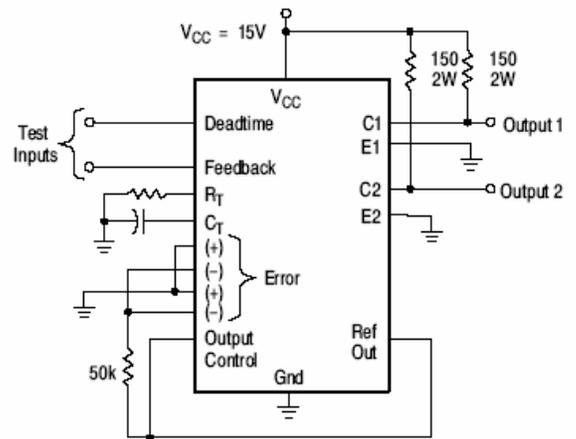


Figure 11. Deadtime and Feedback Control Circuit

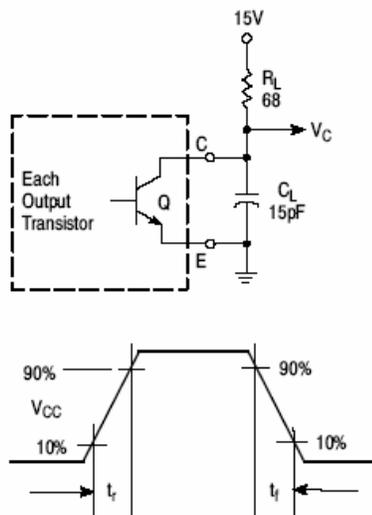


Figure 12. Common-Emitter Configuration Test Circuit and Waveform

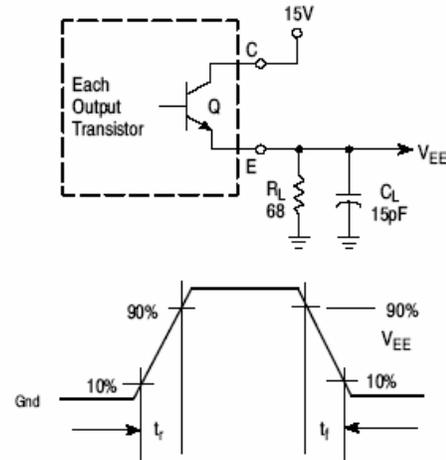


Figure 13. Emitter-Follower Configuration Test Circuit and Waveform

TL494, NCV494

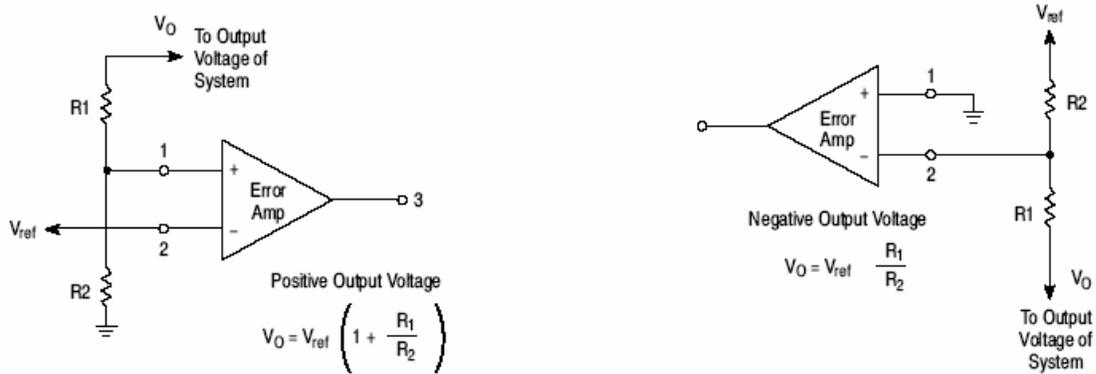


Figure 14. Error-Amplifier Sensing Techniques

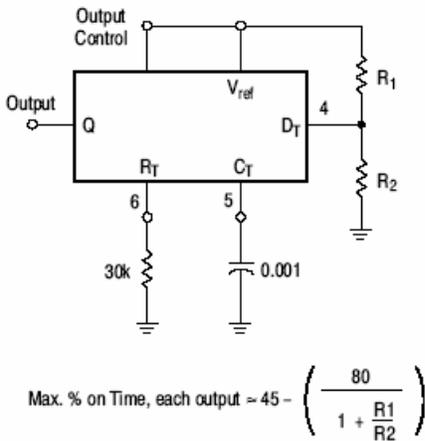


Figure 15. Deadtime Control Circuit

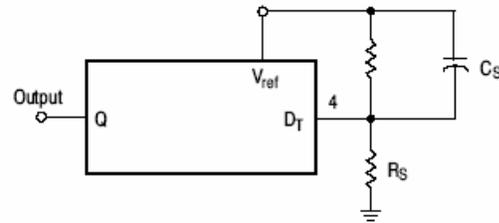


Figure 16. Soft-Start Circuit

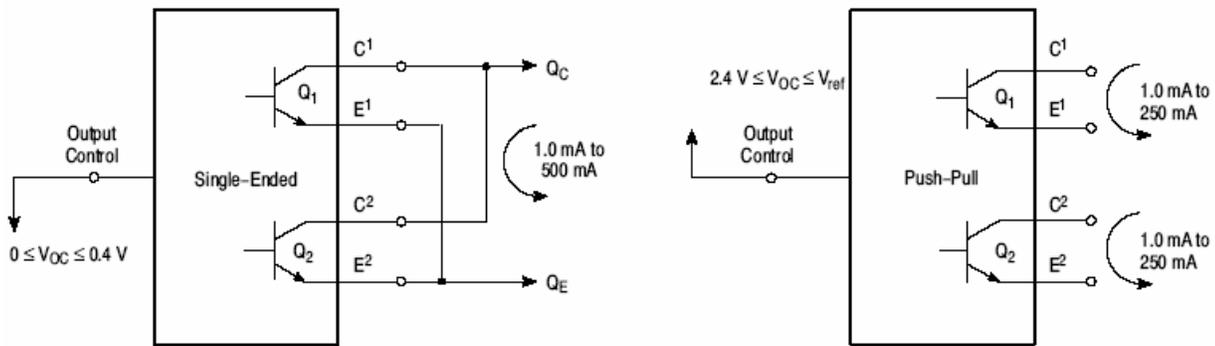


Figure 17. Output Connections for Single-Ended and Push-Pull Configurations

Apéndice B. Hojas de especificaciones del núcleo de ferrita RM14/ILP

Philips Components

Product specification

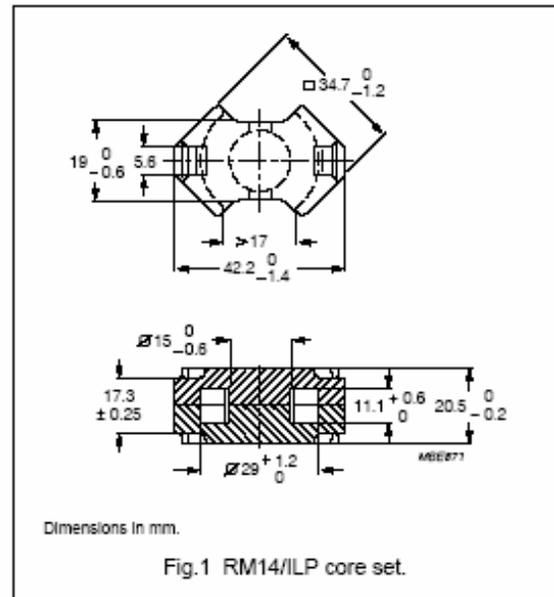
RM cores and accessories

RM14/ILP

CORE SETS

Effective core parameters

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.250	mm ⁻¹
V_e	effective volume	10230	mm ³
l_e	effective length	50.9	mm
A_e	effective area	201	mm ²
A_{min}	minimum area	168	mm ²
m	mass of set	~55	g



Core sets for general purpose transformers and power applications

Clamping force for A_L measurements, 80 ±20 N.

GRADE	A_L (nH)	μ_0	AIR GAP (μ m)	TYPE NUMBER
3C90	9400 ±25%	~1870	~0	RM14/ILP-3C90
3C94 	9400 ±25%	~1870	~0	RM14/ILP-3C94
3C96 	8300 ±25%	~1650	~0	RM14/ILP-3C96
3F3	7700 ±25%	~1530	~0	RM14/ILP-3F3
3F4 	4200 ±25%	~840	~0	RM14/ILP-3F4

RM cores and accessories

RM14/ILP

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; B̂ = 200 mT; T = 100 °C	f = 100 kHz; B̂ = 100 mT; T = 100 °C	f = 100 kHz; B̂ = 200 mT; T = 100 °C	f = 400 kHz; B̂ = 50 mT; T = 100 °C
3C90	≥315	≤1.3	≤1.4	–	–
3C94	≥315	–	≤1.1	≈4.6	≈2.4
3C96	≥315	–	≈0.80	≈3.5	≈1.7
3F3	≥300	–	≤1.2	–	≤2.0
3F4	≥250	–	–	–	–

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; B̂ = 50 mT; T = 100 °C	f = 500 kHz; B̂ = 100 mT; T = 100 °C	f = 1 MHz; B̂ = 30 mT; T = 100 °C	f = 3 MHz; B̂ = 10 mT; T = 100 °C
3C90	≥315	–	–	–	–
3C94	≥315	–	–	–	–
3C96	≥315	–	–	–	–
3F3	≥300	–	–	–	–
3F4	≥250	–	–	≤2.0	≤2.3