
Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico

Subdirección Académica

Departamento de Ingeniería Electrónica

TESIS DE MAESTRÍA EN CIENCIAS

**Balastro electrónico para lámparas fluorescentes con altas
prestaciones**

Presentada por

Ing. Oscar Miguel Rodríguez Benítez

Como requisito para la obtención del grado de
Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica

Director de tesis
Dr. Mario Ponce Silva

"2015, Año del Generalísimo José María Morelos y Pavón"

Cuernavaca, Mor., 30/Junio/2015

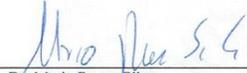
OFICIO No. DIE/105/2015

Asunto: Aceptación de documento de tesis

DR. GERARDO V. GUERRERO RAMÍREZ
SUBDIRECTOR ACADÉMICO
PRESENTE

Por este conducto, los integrantes de Comité Tutorial del C. **Oscar Miguel Rodríguez Benítez**, con número de control **M13CE008**, de la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, le informamos que hemos revisado el trabajo de tesis profesional titulado "**BALASTRO ELECTRÓNICO PARA LÁMPARAS FLUORESCENTES CON ALTAS PRESTACIONES**", y hemos encontrado que se han realizado todas las correcciones y observaciones que se le indicaron, por lo que hemos acordado aceptar el documento de tesis y le solicitamos la autorización de impresión definitiva.

DIRECTOR DE TESIS



Dr. Mario Ponce Silva
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula Profesional 3516427

REVISOR 1



Dr. Carlos Aguilar Castillo
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula Profesional 3581040

REVISOR 2



Dr. Abraham Claudio Sánchez
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula Profesional 7675050

REVISOR 3

C.p. L.I. Guadalupe Garrido Rivera.- Jefa del Departamento de Servicios Escolares.
Estudiante
Expediente

CMAZ/lrr



 <small>Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico</small>	Formato Solicitud de autorización para presentar examen de grado	Código: CENIDET-AC-005-M20
		Revisión: 0
	Referencia a la Norma ISO 9001:2008 7.1, 7.2.1, 7.5.1, 7.6, 8.1, 8.2.4	Página 1 de 1

SOLICITUD DE AUTORIZACIÓN PARA PRESENTAR EXAMEN DE GRADO

Cuernavaca, Mor., a 2 de julio de 2015

Dr. Gerardo Vicente Guerrero Ramírez
Subdirector Académico del CENIDET
Presente

De conformidad con los lineamientos internos establecidos en el programa de Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, y una vez cubiertos los requisitos correspondientes, me permito solicitarle autorización para presentar el examen para obtener el grado de Maestro en Ciencias. La fecha propuesta es el día **8 de julio del 2015** a las **08:00** horas en el auditorio de este centro. El título de mi tesis es **"BALASTRO ELECTRÓNICO PARA LÁMPARAS FLUORESCENTES CON ALTAS PRESTACIONES"**. y fue dirigida por el **Dr. Mario Ponce Silva**. Anexo a la presente copia de la **constancia de no adeudos** debidamente firmada.

Los miembros del jurado ya asignados por el jefe de departamento son:

Dr. Abraham Claudio Sánchez **Presidente**
Dr. Víctor Hugo Olivares Peregrino **Secretario**
Dr. Mario Ponce Silva **Vocal**
Dr. Jorge Hugo Calleja Gjumlich **Vocal suplente**

Atentamente



C. Oscar Miguel Rodríguez Benítez
Candidato al grado de Maestro en Ciencias
en Ingeniería Electrónica

Vo.Bo.



Dr. Carlos Manuel Astorga Zaragoza
Jefe del Departamento de Ingeniería Electrónica

c.c.p. Departamento de Servicios Escolares
Departamento de Desarrollo académico
Expediente



CENIDET-AC-005-M20

Rev. 0

Agradecimientos

A mi madre, por el gran amor y la devoción que tienes por tus hijos, por el apoyo ilimitado e incondicional que siempre me has dado, por tener siempre la fortaleza de salir adelante sin importar los obstáculos y por ser la mujer que me dio la vida y me enseñó a vivirla.

A mi padre muchas gracias por ser un gran compañero y sobre todo un maravilloso amigo, por aconsejarme con inteligencia y determinación, gracias por ponerme paso fijos para alcanzar mis metas y sobre todo por hacerme sentir que tengo un gran apoyo tuyo en todas situaciones y circunstancias.

A mi hermano por siempre estar conmigo y acompañarme en todo momento, por siempre darme ánimos en momentos difíciles y aconsejarme en todos sentidos, gracias por el apoyo y por todos los momentos de la vida que has estado conmigo.

A mi asesor el Dr. Mario Ponce Silva por haberme guiado a lo largo del periodo de la tesis y por sus invaluable consejos, tanto en el aspecto académico como en lo personal, le agradezco eternamente sus palabras de apoyo y lo bien que supo guiarme a lo largo de mi estancia en CENIDET, muchas gracias por haberme brindado la oportunidad de acompañarme en este camino.

A mis amigos de potencia: Giovanni, Ángel, Omar, Rita, Julio, Francisco, Mastache, Eduardo y especialmente gracias a Juan Antonio Aquí por todos sus consejos, paciencia, bondad, enseñanzas y ayuda que me brindo desde el primer día que lo conocí en cenidet.

Al Dr. Abraham Claudio Sánchez por los comentarios y consejos que me hizo a lo largo del periodo de la tesis, gracias especiales al Dr. Carlos Aguilar Castillo por su paciencia, amistad y consejos que me brindó a lo largo de mi estancia en cenidet. Gracias también a la parte administrativa y especialmente a Lore que siempre me brindo su ayuda, paciencia y consejos en todo momento. A mis compañeros de control y potencia (otras generaciones). Al CONACYT, por el apoyo económico que me brindó y por supuesto al CENIDET por haberme permitido realizar mis estudios de postgrado.

Contenido

Índice de Figuras.....	iii
Índice de Tablas.....	v
Nomenclatura.....	vi
Acrónimos.....	viii
Resumen.....	ix
Capítulo 1. Introducción.....	1
1.1. Antecedentes.....	2
1.2. Lámparas fluorescentes.....	2
1.3. Lámpara fluorescente seleccionada.....	3
1.4. Características de la lámpara.....	4
1.5. Modelo de la lámpara seleccionada.....	5
1.6. Sistemas de alimentación para lámparas fluorescentes.....	6
1.7. Planteamiento del problema.....	7
1.8. Estado del arte.....	8
1.9. Propuesta de solución.....	12
1.10. Objetivos.....	12
1.10.1. Objetivo general.....	12
1.10.2. Objetivos particulares.....	13
1.11. Justificación.....	13
Capítulo 2. Estudio de la topología seleccionada.....	15
2.1. Acerca de la Topología y lámpara seleccionada.....	16
2.2. Análisis del modelo propuesto.....	17
2.2.1. Análisis del rectificador de onda completa con filtro L.....	18
2.2.2. Rizo de corriente y fórmulas características del sistema.....	22
2.2.3. Factor de potencia.....	28
2.2.4. Distorsión armónica total.....	31
Capítulo 3. Análisis y diseño de las etapas del balastro.....	34
3.1. Etapas de la propuesta a utilizar.....	35
3.2. Análisis de la topología seleccionada.....	38

3.3.	Análisis del tanque resonante.....	43
3.4.	Modulación del ancho de pulso.....	47
3.5.	Análisis del modelo de la lámpara seleccionada.....	47
3.6.	Parámetros de diseño para las bobinas a utilizar.....	49
3.7.	Metodología del cálculo de los elementos de la topología empleada.....	50
3.8.	Selección de los elementos que conformarán el prototipo.....	51
3.9.	Selección del diodo y del interruptor.....	52
3.10.	Simulación del balastro con carga resistiva.....	52
Capítulo 4.	Implementación y pruebas del prototipo del balastro.....	57
4.1.	Para la implementación del prototipo del balastro.....	58
4.2.	Selección de componentes.....	58
4.2.1.	Interruptores.....	58
4.2.2.	Circuitos integrados del control.....	59
4.2.3.	Selección de los materiales para la bobina resonante.....	59
4.3.	Implementación del prototipo.....	60
4.1.	Resultados de pruebas experimentales.....	61
4.1.1.	Resultados en estado de pre-encendido.....	61
4.1.2.	Resultados utilizando como carga una resistencia.....	63
4.1.3.	Resultados en estado estable con lámpara.....	66
4.2.	Análisis de los resultados generales.....	72
4.2.1.	Rectificador de onda completa con filtro L.....	72
4.2.2.	Factor de potencia y THD.....	72
4.2.3.	Pérdidas del balastro.....	73
Capítulo 5.	Conclusiones.....	75
5.1.	Conclusiones.....	76
5.2.	Problemática que se presentó durante el desarrollo del proyecto.....	77
5.3.	Aportaciones.....	77
5.4.	Trabajos futuros.....	77
Anexo A:	Diseño del inductor resonante.....	85
Anexo A:	Diseño de las bobinas del filtro inductivo.....	88
Referencias	80

Índice de Figuras

Capítulo 1

Figura 1.1 Lámpara de inducción QT ENDURA 70-100/120-240S seleccionada.....	5
Figura 1.2 Circuitos equivalentes, que representa el modelo de la lámpara de inducción seleccionada.....	6
Figura 1.3 Inversor resonante paralelo con 2 fuentes de corriente(a), circuito equivalente (b).....	9
Figura 1.4 Topología propuesta por [21].....	10
Figura 1.5 Circuito empleado en [22].....	10
Figura 1.6 Topología propuesta para un alto factor de potencia.....	11
Figura 1.7 Circuito utilizado en [19].....	12

Capítulo 2

Figura 2.1 Etapas del modelo propuesto para el balastro	16
Figura 2.2 Circuito completo propuesto para este trabajo de tesis.....	18
Figura 2.3 Rectificador de onda completa con filtro L analizado	19
Figura 2.4 Ángulos para tiempos máximos y mínimos en el voltaje de salida.....	24
Figura 2.5 Grafica de rizo del rectificador RL serie.....	26
Figura 2.6 Circuito equivalente sin tomar en cuenta el puente de diodos en el dominio del tiempo, b) Circuito equivalente en el dominio de la frecuencia, c) Triangulo rectángulo para determinar en ángulo de fase inductivo	27
Figura 2.7 Circuito equivalente	29
Figura 2.8 Gráfica comparativa de armónicos de la norma EN 61000-3-2 y modelo promediado a 60 hz	32

Capítulo 3

Figura 3.1 Modelo propuesto para el trabajo de tesis.....	35
Figura 3.2 Frecuencia envolvente presente	36
Figura 3.3 Circuitos equivalentes, que representa el modelo de la lámpara seleccionada.....	37
Figura 3.4 Circuito equivalente analizado en el dominio de la frecuencia	38
Figura 3.5 Diagrama eléctrico del circuito resonante RCL paralelo	43
Figura 3.6 Diagrama eléctrico equivalente y formas de onda de la señal de entrada y salida del circuito resonante RCL paralelo	43
Figura 3.7 Análisis eléctrico del tanque resonante paralelo	44
Figura 3.8 Diagrama esquemático de circuito UC3825.....	47
Figura 3.9 Modelo equivalente de la lámpara	48

Figura 3.10 Esquemático del Balastro diseñado con carga resistiva.....	53
Figura 3.11 Voltaje y corriente medidos en la carga R_T	53
Figura 3.12 Voltaje y corriente medidos en las bobinas L_f	54
Figura 3.13 Factor de potencia obtenido del balastro en simulación.....	54
Figura 3.14 Potencia suministrada por la fuente	54
Figura 3.15 Potencia suministrada en la carga	55
Figura 3.16 Potencia Consumida por los mosfets	55

Capítulo 4

Figura 4.1 Mosfet C2M0160120D. a) Apariencia física y b) Configuración.....	58
Figura 4.2 Circuito de control MIC4451.	59
Figura 4.3 Componentes del inductor resonante y a) Carrete del núcleo ETD29/16/10 b) Núcleo 3f3-ETD29/16/10	59
Figura 4.4 Balastro electrónico diseñado.....	60
Figura 4.5 Balastro electrónico implementado.....	60
Figura 4.6 Señal del circuito de control.....	61
Figura 4.7 Voltaje aplicado a la lámpara en estado de pre-encendido.....	62
Figura 4.8 Corriente aplicado a la lámpara en estado de pre-encendido.....	63
Figura 4.9 Voltaje y corriente utilizando como carga una resistencia	64
Figura 4.10 Voltaje y corriente medidos en las bobinas L_F	64
Figura 4.11 Factor de potencia obtenido en implementación con resistencia.....	65
Figura 4.12 Pérdidas utilizando como carga una resistencia	65
Figura 4.13 Circuito implementado con la lámpara de inducción QT ENDURA 70-100/120-240S...	66
Figura 4.14 Voltaje y corriente en estado estable aplicados en la lámpara.....	66
Figura 4.15 Factor de potencia obtenido con la lámpara de inducción seleccionada	67
Figura 4.16 Potencia promedio obtenida con lámpara.....	67
Figura 4.17 Valor de la fundamental de corriente	69
Figura 4.18 Valor del tercer armónico presente en el balastro	69
Figura 4.19 Valor del quinto armónico presente en el balastro	70
Figura 4.20 Grafica de la potencia total presente en el balastro con lámpara.....	71
Figura 4.21 Prototipo en funcionamiento con la lámpara	73

Índice de Tablas

Capítulo 1

Tabla 1.1 Clasificación de los tipos de lámparas de descarga eléctrica.....	4
Tabla 1.2 Parámetros del circuito.	11

Capítulo 2

Tabla 2.1 Límites de armónicos según la Norma IEC 1000-3-2 de acuerdo a la clasificación de equipo clase C.....	32
---	----

Capítulo 3

Tabla 3.1 Características básicas de las bobinas empleadas	50
Tabla 3.2 Especificaciones de diseño del balastro	50
Tabla 3.3 Pasos de la metodología propuesta	50
Tabla 3.4 Pasos para obtener los valores de los elementos (Lf, Lr, Cr y R)	51
Tabla 3.5 Comparación entre los valores de los dispositivos implementados y los obtenidos por la metodología	51
Tabla 3.6 Voltaje y corriente en los MOSFET y en los diodos medidos en simulación	52
Tabla 3.7 Características de los diodos seleccionados.....	52
Tabla 3.8 Características de los MOSFET seleccionados.. ..	52

Capítulo 4

Tabla 4.1 Componentes que conforman el prototipo implementado.....	61
Tabla 4.2 Porcentajes de armónicos de la norma EN-61000-3-2.....	68
Tabla 4.3 Mediciones obtenidas con la lámpara	71
Tabla 4.4 Porcentaje de armónicos medidos en el balastro	72
Tabla 4.5 Potencia consumida por los mosfets.....	73

Nomenclatura

W	Potencia
N	Número de espiras en la lámpara
Req	Resistencia equivalente de la lámpara
Leq	Inductancia equivalente de la lámpara
Xlam	Reactancia de la lámpara
V1	Voltaje de entrada
I1	Corriente de entrada
Lcore	Inductancia magnética de la lámpara
Rcore	Resistencia magnética de la lámpara
Vcc	Valor promedio del voltaje de línea rectificado
Lr	Inductancia resonante
Cr	Capacitancia resonante
R	Resistencia de la carga (Reóstato)
Rt	Resistencia interna de la lámpara
S1	Interruptor número uno
S2	Interruptor número dos
Icc	División de la corriente fundamental
Vp	Voltaje pico
Lf	Inductor fuente de corriente
ζ_D	Índice de demanda
Vrect	Voltaje del rectificador
w	Frecuencia angular
Vl	Voltaje en el inductor del rectificador
Vr	Voltaje en la resistencia del rectificador
Vf	Caída de tensión en los diodos del rectificador
Ze	Impedancia equivalente
B	Constante de densidad de flujo
T	Periodo
Icd	Corriente Cd del rectificador
Vcd	Voltaje Cd del rectificador
Vo	Voltaje de salida
Rcarga	Resistencia equivalente con carga resistiva
Rl	Resistencia del rectificador del rectificador
Vrl	Voltaje en la resistencia del rectificador
η	Eficiencia
Pin	Potencia de entrada
Pout	Potencia de salida
P	Potencia promedio
I	Corriente
R	Resistencia
θ	Ángulo de fase inductivo
Xl	Reactancia inductiva

X_c	Reactancia capacitiva
ω_r	Frecuencia resonante
ω_c	Frecuencia de conmutación
S	Potencia aparente
FD	Factor de desplazamiento
THD	Distorsión armónica total
D_n	Distorsión armónica de la corriente para el n -ésimo armónico
n	Número de armónico
λ	Factor de potencia según la norma Europea EN-61000-3-2
IR	Corriente en la resistencia
IL	Corriente en la bobina
IC	Corriente en el capacitor
IDC	Valor máximo de corriente
Q	Factor de calidad
V_c	Voltaje pico en el capacitor del tanque resonante
I_c	Corriente pico en el capacitor del tanque resonante
M	Ganancia en el circuito equivalente analizado
V_{ORMS}	Voltaje de salida eficaz en el tanque resonante
I_{TRMS}	Corriente de salida eficaz en el tanque resonante
I_p	Corriente pico
$Z_{character}$	Impedancia característica del circuito
G	Magnitud de ganancia para el tanque resonante
S	Potencia aparente
X_{leq}	Reactancia equivalente de la inductancia equivalente de la lámpara
f_s	Frecuencia de conmutación
PI	Potencia de la lámpara
V_{smax}	Voltaje máximo en el interruptor
I_{smax}	Corriente máxima en el interruptor

Acrónimos

CA	Corriente alterna
CD	Corriente directa
CENIDET	Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
CFP	Corrector de factor de potencia
VIS	Inversor fuente de voltaje
THD	Distorsión armónica total
FP	Factor de potencia
MOSFET	Transistor de Efecto de Campo de Metal Óxido Semiconductor
SIC	Carburo de silicio
CSI	Inversor fuente de corriente

Resumen

Actualmente el tema del consumo de la energía eléctrica es uno de los puntos más analizados, debatidos y estudiados no sólo en nuestro país sino en el mundo en general, el debate sobre el uso responsable y eficiente de la energía eléctrica, ha llevado a realizar numerosos análisis y estudios que buscan concientizar a los usuarios respecto al gasto energético, incrementar la eficiencia de los aparatos eléctricos y disminuir los costos de ciertas aplicaciones en este rubro. Una de las aplicaciones más importantes son los sistemas de iluminación, ya que aproximadamente el 18% de la energía eléctrica total consumida en el mundo se destina a esta área y todos y cada uno de los esfuerzos que se hagan para mejorar en este apartado siempre serán bien vistos.

De esta manera, el trabajo descrito a continuación, se enfocará en el diseño e implementación de un balastro electrónico para lámparas fluorescentes y que dentro de sus características principales utilice menos elementos y de mayor vida útil que los actualmente disponibles en el mercado.

Para cumplir con estas características en este trabajo se propone una topología que consta de un inversor resonante paralelo con dos fuentes de corriente, cuya configuración ayuda a disminuir las etapas de funcionamiento de este sistema, esta estrategia contribuye a reducir el costo y tamaño en este tipo de balastos.

El análisis, metodología de diseño y pruebas experimentales de la topología seleccionada, proporcionan resultados satisfactorios en los parámetros de factor de potencia, distorsión armónica total y con un número reducido de elementos.

Abstract

Presently, the topic of electrical energy consumption is one of the most heavily analyzed, debated, and studied, not only in our country, but the whole world. The debate over what is the most responsible and efficient way in which to use electrical energy has inspired numerous analysis and studies whose goals are to make users more aware in respect to energy waste, increase the efficiency of electrical appliances, and reduce the cost of certain appliances in this category. One of the most important appliances we have are our lighting systems. These appliances account for approximately 18% of the total electrical energy consumed worldwide. Each and every effort that was made to improve this category will always be viewed positively.

In this way, the work described below will focus on the design and implementation of an electrical ballast for florescent lamps so that within its main features you use less elements and give a longer life to it than those currently available on the market.

To achieve these characteristics in this work, we propose a topology consisting of a parallel resonant inverter with two current sources, whose configurations help to reduce the stages of functionality of this system, this strategy contributes to cost reduction and the size in this type of ballast.

The analysis, design methodology, and experimental tests of the selected topology, yield satisfactory results in the parameters of the power factor, total harmonic distortion (THD), and with a reduced number of elements.

Capítulo 1. Introducción

En el capítulo número uno se darán a conocer algunos de los antecedentes que conlleva la elaboración de este trabajo, se abordará de igual forma la importancia de la utilización de lámparas fluorescentes, así como parte de las características del sistema de iluminación a desarrollar, por otro lado se presentará una breve reseña de los trabajos encontrados en este aspecto, y por último se definirán los objetivos y justificación de la realización de este proyecto.

1.1. Antecedentes

Hoy en día el consumo de energía eléctrica es una necesidad indispensable. La importancia de la electricidad está en que es una de las principales formas de energía usadas en el mundo actual. Las comunicaciones, el transporte, el abastecimiento de alimentos y la mayor parte de los servicios de los hogares, oficinas y fábricas, dependen de un suministro confiable de energía eléctrica.

Actualmente el ahorro de la energía eléctrica es una necesidad imperante en nuestro tiempo, sobre todo cuando el 18% de la energía que se genera, según estadísticas del Fideicomiso para el ahorro de Energía Eléctrica en [1], es utilizado en la iluminación artificial, por otro lado de acuerdo a los datos obtenidos por OSRAM® en [2], el 70% de la totalidad de la iluminación artificial del mundo, se genera mediante lámparas fluorescentes. El éxito de estas lámparas puede atribuirse a su vida útil y alta eficacia lumínica. Además, consume alrededor de un quinto de la potencia de una lámpara incandescente.

Por otro lado, a medida que los países se industrializan se consumen cantidades de energía cada vez más grandes, el consumo mundial de energía ha aumentado muy rápidamente en los últimos años, según los estudios realizados, el promedio del consumo de electricidad por habitante es alrededor de diez veces mayor en los países industrializados que en el mundo en desarrollo, por lo que podemos decir que el consumo de energía eléctrica está ligado directamente al desempeño de la economía de un país.

Otro aspecto importante de la utilización de lámparas fluorescentes, es que reducen hasta un 3% la contaminación de CO₂ en la atmósfera, en comparación con el uso de lámparas incandescentes según datos obtenidos en [3]. Por otro lado en [3] y [4], se comenta que los fabricantes de sistemas fluorescentes, hacen esfuerzos constantes para mejorar la eficiencia y costo de sus productos, para así convertirlos en una opción viable para ciertas aplicaciones.

1.2. Lámparas fluorescentes

En la actualidad las lámparas fluorescentes se han convertido en el medio de iluminación de uso más generalizado en comercios, oficinas, sitios públicos, viviendas, etc. Sin embargo, no todas las personas conocen cómo funcionan, cómo emiten luz sin generar apenas calor, ni cómo pueden desarrollar más lúmenes por watt (lm/W) con menor consumo de energía eléctrica, comparadas con las lámparas incandescentes en igualdad de condiciones de iluminación, algunas de las características más sobresalientes de estas lámparas en general, son la alta eficacia lumínica y la larga vida útil que presentan, por otro lado se las puede encontrar con electrodos o sin ellos, que dependiendo de la aplicación para las que se requieran, condicionará el tiempo de vida útil que puedan llegar a tener.

La continua investigación ha dado lugar a la creación de varios tipos de lámparas con diferentes características y para determinadas aplicaciones, una de las áreas de investigación más interesante, son los sistemas de iluminación basados en lámparas

fluorescentes sin electrodos (EFL), la principal característica de este tipo de lámparas, está relacionada precisamente con la ausencia de electrodos, el cual es el detonante del tiempo de vida principal en las lámparas como se mencionó anteriormente. Por lo tanto, este tipo de lámparas pueden tener una vida útil de hasta 100.000 horas.

De este modo, de acuerdo a sus características de operación, en este trabajo nos enfocaremos en la alimentación de lámparas fluorescentes sin electrodos, pues las incandescentes están cayendo en desuso y los sistemas de iluminación basados en lámparas LED'S, posiblemente resulten una opción más costosa que la propuesta en este trabajo para ciertas aplicaciones.

En CENIDET se han desarrollado varios trabajos para aplicaciones similares a las abordadas aquí, como por ejemplo el elaborado en [5], en donde existen ciertas características "similares" a este trabajo, también está el desarrollado en [6], en donde se realiza una descripción del funcionamiento de las lámparas de descarga. Por otro lado, puesto que estos trabajos no resultan ser necesariamente iguales a este, si resultan ser trabajos encasillados al mismo sector de aplicación.

Este trabajo se enfocará específicamente en el desarrollo de un prototipo que alimente lámparas fluorescentes y que dentro sus características de funcionamiento tengan mayor vida útil, alto factor de potencia y menor costo que los actualmente disponibles.

1.3. Lámpara fluorescente seleccionada

Como ya se había mencionado anteriormente, existe una amplia gama de lámparas fluorescentes, de este modo la elección para este determinado caso, se llevó a cabo mediante el estudio de gran parte de las características que estas tienen. Primeramente mencionar, que se partió de una amplia gama de posibilidades (cerca de 51) la cual fue reducida a la Tabla 1.1, en las que todas ellas, se compararon para emitir la elección final.

Se sabe que los parámetros que definen la calidad de una iluminación dependen de la finalidad de la misma (iglesias, teatros, sala de conciertos, aulas, museos, etc.) pero en todo caso han de responder a ciertas exigencias comunes como son las siguientes:

1. Nivel de iluminación (alta eficacia lumínica).
2. Distribución de luminancias en el campo visual.
3. Limitación de deslumbramiento.
4. Vida útil.
5. Color: color de la luz y la reproducción cromática.
6. Potencia.
7. Costo.

De este modo, partiendo de los puntos descritos anteriormente, se analizan cada una de las opciones con las que se trabajó, con el objetivo de determinar cuál de estas opciones ofrece las mejores prestaciones para esta aplicación en específico.

Tabla 1.1 Clasificación de los tipos de Lámparas de Descarga Eléctrica

Tipo de lámpara	Marca	Potencia (W)	Eficacia (lm/W)	Vida útil (horas)
LED	OSRAM	0.9	84	ND
LED	OSRAM	0.6	78	ND
LED	OSRAM	22	73	40000
LED	OSRAM	22	76	40000
LED	OSRAM	22	76	40000
FLUORESCENTE	OSRAM	21	100	22000
FLUORESCENTE	OSRAM	28	103.57	22000
FLUORESCENTE	OSRAM	28	103.57	22000
FLUORESCENTE	OSRAM	59	100	24000
DE INDUCCIÓN	OSRAM	72	93	60000
DE INDUCCIÓN	OSRAM	100	80	60000
DE INDUCCIÓN	OSRAM	100	110	60000
DE INDUCCIÓN	OSRAM	150	80	60000

Después de comparar las características de cada una de las posibilidades que se tenían en mente, se llegó a la conclusión que de acuerdo a sus prestaciones ofrecidas, se eligiera la lámpara marcada de la Tabla 1.1, la cual es una lámpara de inducción de baja presión osram QT ENDURA 70-100/120-240S (Figura 1.1), esta lámpara muestra buenas características que la ponen relativamente por encima de algunas otras, parte de estas características, se mencionan en la siguiente sección.

1.4. Características de la lámpara

Una de las características tangibles de este tipo de lámparas pasa por el hecho de que no pueden conectarse directamente a la red eléctrica, como en el caso de las lámparas incandescentes, esto se debe al incremento de iones libres. La ionización continua producirá rápidamente una corriente eléctrica ilimitada a través del tubo de descarga, en otras palabras un corto circuito. Para prevenir esto, se incluye una impedancia en el circuito, generalmente un balastro, el cual limita la corriente.

Por otro lado, sistemas de iluminación con lámparas similares a la seleccionada para este trabajo, son empleadas en lugares de difícil acceso, donde el costo de reemplazo es alto, o para entornos que requieren una iluminación casi constante.



Figura 1.1 Lámpara de inducción QT ENDURA 70-100/120-240S seleccionada.

En resumen, las lámparas fluorescentes son lámparas de presión, donde la luz se produce de forma predominante por elementos fluorescentes activados por la energía ultravioleta generada por arco de mercurio.

Algunas de las Características propias de la lámpara se mencionan a continuación:

- Potencia Máxima: 100W.
- Frecuencia de operación: 250 kHz.
- No posee electrodos internos.
- Característica de impedancia negativa regulable: la luz es incapaz de regular su propia energía.
- Eficacia Lumínica: 110
- Vida útil: 60000 horas.

Por otro lado, puesto que inicialmente se desean obtener resultados en simulación y posteriormente resultados experimentales, se tendrá que conocer el modelo característico de esta lámpara en particular, de este modo en la siguiente sección se profundizará un poco más sobre este aspecto.

1.5. Modelo de la lámpara seleccionada

Con el fin de determinar el circuito equivalente de la lámpara [7], es necesario analizarla considerando sus características constructivas. De este modo, es posible determinar que las bobinas de la lámpara pueden ser analizadas como un transformador, en donde el balastro electrónico que las alimenta, proporciona energía al devanado primario y en el que la lámpara es la carga del lado secundario del transformador, durante el proceso de arranque hay una descarga, en el que la tensión de encendido requerida, depende de los detalles constructivos de la lámpara, pero es independiente de la frecuencia de excitación [8], el encendido, tiene lugar cuando el campo eléctrico inducido por la bobina, es

suficientemente alto para mantener la descarga [9] y [10]. De esta manera, el modelo eléctrico completo, se analiza en [7] y se ilustra en la Figura 1.2:

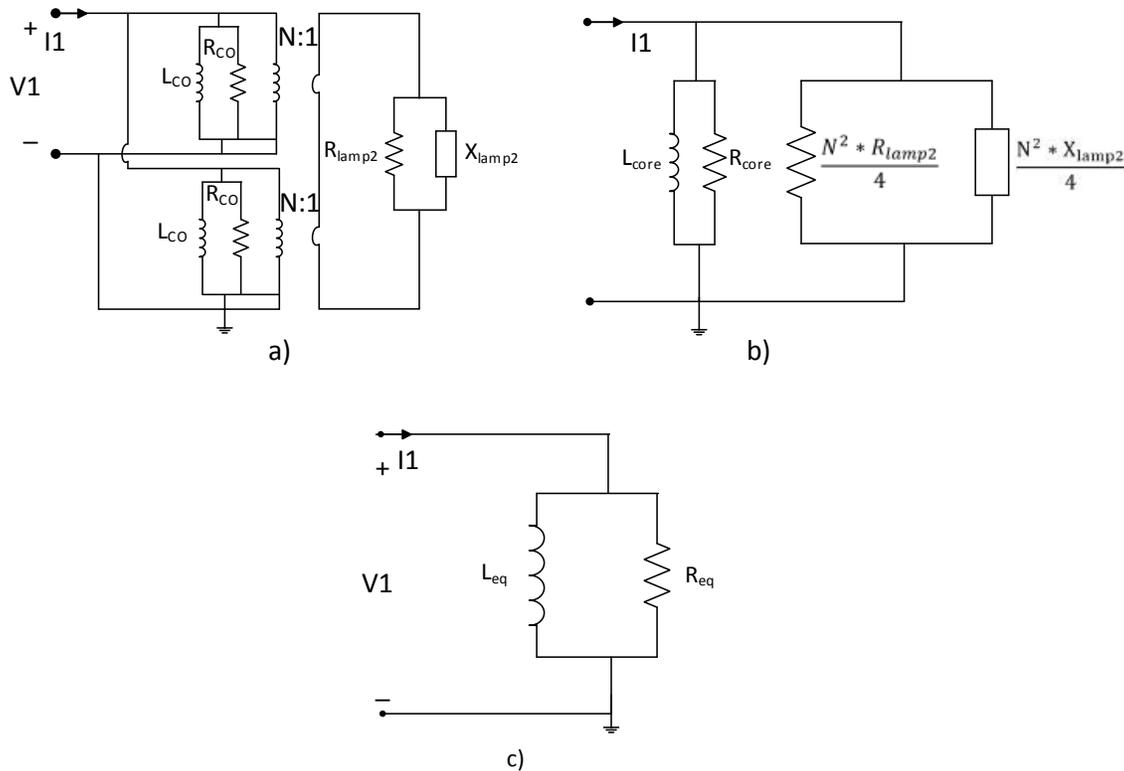


Figura 1. 2 Circuitos equivalentes, que representa el modelo de la lámpara de inducción seleccionada.

En la Figura 1.2a, se muestra el modelo de la lámpara elaborado en [7], en donde la lámpara, está representada por una resistencia R_{lamp} , que es la resistencia de la misma y una reactancia X_{lamp} que representa la reactancia inductiva equivalente en paralelo. Estos valores se pueden reflejar en el lado primario del transformador. Para este modelo se asume que el transformador de acoplamiento tiene un coeficiente de acoplamiento unitario [11], de esta manera se desprecian las inductancia de dispersión. Logrando simplificarla a lo que se muestra en la Figura 1.2b, ya por último, el modelo final para esta lámpara en particular, es el circuito equivalente mostrado en el la Figura 1.2c, la cual indica que la lámpara puede ser representada por una red paralela dada por una inductancia equivalente y una resistencia equivalente, L_{eq} y R_{eq} , respectivamente.

1.6. Sistemas de alimentación para lámparas fluorescentes

El sistema de alimentación convencional para una lámpara fluorescente es conocido como balastro, el balastro es un equipo que sirve para mantener estable y limitar un flujo de corriente en las lámparas, ya sea una lámpara de vapor de sodio, una lámpara de

halogenuros metálico, una lámpara de vapor de mercurio o como en este caso una lámpara fluorescente.

Comercialmente, existen dos tipos: electromagnéticos y electrónicos, que son clasificados de acuerdo al tipo de componentes eléctricos usados en la construcción de balastos. Los balastos electromagnéticos consisten en un transformador, arrancador y capacitor para el precalentamiento de los electrodos facilitando así el encendido de la lámpara. Las desventajas de este sistema recaen en el tamaño del inductor, ya que operan a baja frecuencia (50-60Hz).

El diseño de los balastos está sujeto a normas y requerimientos. Los principales criterios que se evalúan y que deben apegarse los diseñadores de balastos son: distorsión armónica, factor de potencia y eficiencia.

Esto se debe a la contaminación de la corriente eléctrica por efectos de elementos pasivos o transitorios a la red eléctrica y para un aprovechamiento de la energía. Los sistemas de alimentación que actualmente se usan en el mercado son los que alimentan a la lámpara con formas de onda sinusoidales. Las ventajas de utilizar estos balastos son porque son más simples, tamaño reducido y menor costo de fabricación.

1.7. Planteamiento del problema

Es innegable el avance que ha tenido en los últimos años la tecnología basada en LED's de potencia, sin embargo, sigue siendo una tecnología muy cara en comparación con los sistemas convencionales basados en lámparas fluorescentes, además se ha encontrado que mucha de la información que dan los fabricantes de LED's [13], [14] no corresponden con la de sus prototipos comerciales y en muchos casos falsean los datos de los sistemas equivalentes. Esta disparidad en eficacias hace dudar, de que al día de hoy, efectivamente los LED's de potencia sean una opción más conveniente que las lámparas fluorescentes convencionales.

Ante esta incertidumbre, la propuesta de este proyecto consiste en hacer el diseño y construcción de un balastro electrónico para lámparas fluorescentes, que logre altas prestaciones y que funcione como una buena alternativa en aplicaciones o lugares que requieran en todo momento o a todas horas iluminación.

En la actualidad se tienen un sinnúmero de balastos alimentando a diferentes y determinadas lámparas, sus aplicaciones son muy variadas pero sus características los hacen únicos o con ciertas ventajas sobre los demás, de este modo, a continuación se mencionan cuáles se pretenden que sean los puntos que caractericen el sistema desarrollado en este trabajo, en donde se mencionan cuáles son las altas prestaciones que se desean conseguir con la integración de cada una de las etapas que conforman el balastro a diseñar.

1. Un factor de potencia superior al 90%.
2. Una THD menor o igual al 30%.
3. Larga vida útil.
4. Bajo costo.
5. No utilice capacitores electrolíticos.

Mencionar también el hecho de incluir en este trabajo los resultados experimentales arrojados con lámpara, en donde se comparan los porcentajes de armónicos inyectados a la red por el balastro diseñado con la norma europea EN 61000-3-2, la cual establece los valores permisibles de porcentajes de corriente que se pueden suministrar a la red en el apartado de sistemas de iluminación, con el objetivos de garantizar un prototipo que cumpla parte de las normativas más exigentes que en este apartado se tienen, garantizando un prototipo con mejores prestaciones que algunos de los que se tienen actualmente disponibles en el mercado.

Por otro lado resaltar, que este trabajo no está centrado en una competencia con los sistemas LED's descritos anteriormente, sino como una posible solución para aquellas aplicaciones que requieran un sistema de larga vida útil y bajo costo, interponiendo la confiabilidad del sistema sobre su aspecto y volumen. Por otra parte, puesto que en la literatura se encuentran muchos trabajos referentes a este apartado, en la siguiente sección se mencionaran algunos de ellos.

1.8. Estado del arte

En este trabajo se llevó a cabo un análisis entre las diferentes topologías usadas para aplicaciones similares el análisis incluye una revisión de aquellas características principales presentes en sistemas de iluminación, así como diferentes metodologías empleadas para alimentar lámparas fluorescentes. Inicialmente se analizaron parte de las solicitudes de patentes relacionadas con el tema, por lo que en [15] y [16] se mencionan características de balastos electrónicos que alimentan lámparas de descarga.

Parte de las publicaciones técnicas más recientes en las cuales se fundamenta este trabajo de investigación, mencionan que existe una gran cantidad de análisis y aplicaciones de los circuitos resonantes alimentados con convertidores de voltaje, debido a que la mayoría de topologías se basan en el muy bien conocido y probado push-pull.

Por otra parte, el uso de los convertidores resonantes basados en inversores de corriente son más limitados, y se llegan a utilizar en algunas aplicaciones como filtros activos [17] o de calentamiento por inducción [18]. En [19] se detalla el análisis y la metodología para el diseño de un inversor resonante paralelo con dos fuentes de corriente, en donde dentro de sus características de operación, se cuentan con parámetros tales como: potencia 100 W, frecuencia de 150 kHz, y la tensión de alimentación de 180 V. Esta topología, se presenta en la Figura 1.3:

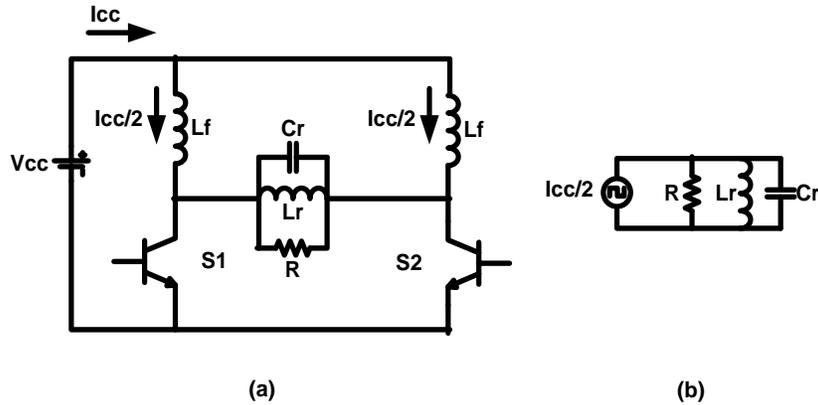


Figura 1.3 Inversor resonante paralelo con 2 fuentes de corriente (a), circuito equivalente (b).

El circuito equivalente para este diseño se observa en la Figura 1.3b y es el mismo que para un clase D, por lo que ambos tienen la misma operación, sin embargo, este trabajo presenta un análisis y metodología más simple. El análisis que se presenta se puede ampliar para todo tipo de convertidores resonantes alimentados con VSI o CSI.

Por otro lado, en [20] se establece un modelo simple que cumple como un circuito para lámparas fluorescentes deducido a través de pruebas experimentales, menciona que el arco de la lámpara se modela como una resistencia dependiente de la potencia, por otro lado detalla las ecuaciones de diseño de los balastos electrónicos regulables mediante un inversor resonante de medio puente, las características de operación de regulación de luz se pueden predecir analíticamente de igual forma.

Otro trabajo, es el presentado en [21], ya que propone un diseño para un balastro electrónico con un alto factor de potencia, en donde utiliza un medio puente para lámparas fluorescentes. El balastro electrónico propuesto sólo utiliza una topología de medio puente simétrico para adquirir las funciones de un impulso, la topología se muestra en la siguiente imagen.

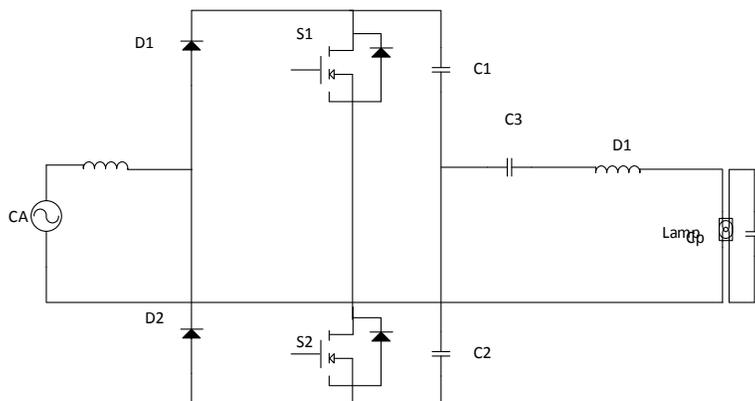


Figura 1.4 Topología propuesta por [21].

A pesar de su simplicidad, se consigue un excelente rendimiento relativo de carga y de suministro, lo que garantiza una sinusoidal y corriente de alimentación en fase. Uno de los puntos en contra es que tiene pérdidas de conducción más grandes debido a su forma de corrección de factor de potencia.

El funcionamiento del circuito se describe, y un circuito prototipo de un ejemplo de diseño fue construido y medido para verificar las predicciones analíticas. A pesar de la simplicidad de la configuración del circuito, los resultados experimentales muestran que el rendimiento satisfactorio se puede lograr. En comparación con el resto de los balastos electrónicos, el rendimiento del factor de cresta de factor de potencia de entrada y la lámpara son iguales.

NOTA: El anterior trabajo, se realizó para un circuito prototipo diseñado para una lámpara fluorescente de 40 W que funciona a 50 kHz de frecuencia de conmutación y la tensión de línea de 110 V se construye y se prueba para verificar las predicciones analíticas. Por otro lado el trabajo presentado en [22] y [23], presenta una topología empleando un Buck-Boost con el cual realiza el corrector de factor de potencia, en él se presenta una pequeña topología, que logra ser eficiente, de pequeño tamaño, y rentable para los balastos electrónicos. La topología del circuito proviene de la integración de un convertidor Buck-Boost y una reactancia electrónica de clase E, la topología completa se muestra en la siguiente imagen:

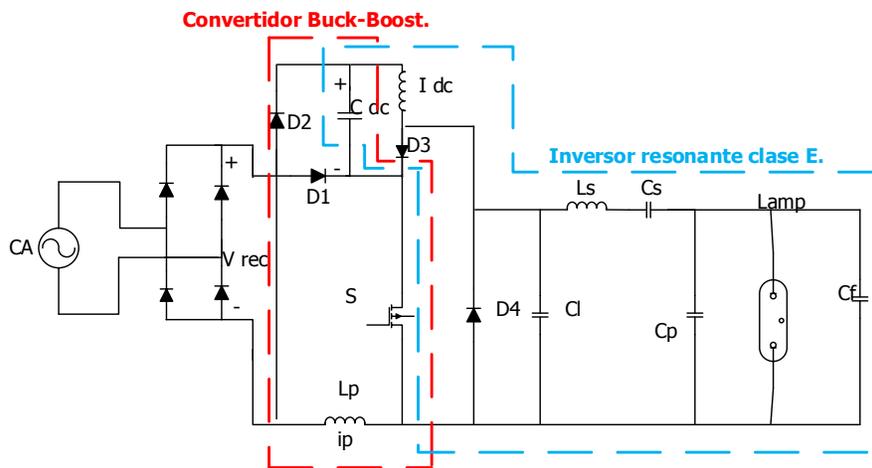


Figura 1. 5 Circuito empleado en [22]

Parámetros empleados para el diseño:

Tabla 1.2 Parámetros del Circuito

Voltaje de Entrada	110 V _{RMS} , 60 Hz
Frecuencia	36 KHz
Ciclo de Trabajo	0.38
DC- Voltaje dc	100 V
DC- Capacitor dc	200 uf
Inductor Lp	0.81 mH
Inductor Ll	10 mH
Inductor Ls	1.5 mH
Capacitor Cl	11.9 mH
Capacitor Cs	37.8 nF
Capacitor Cp	9.6 nF
Capacitor Cf	7.5 nF

El interruptor activo es controlado por ancho de pulso (PWM) a una frecuencia de conmutación fija y un ciclo de trabajo constante. El balastro electrónico puede alcanzar un factor de potencia casi unitario haciendo funcionar el convertidor Buck-Boost en modo de conducción discontinua (DCM). Con los parámetros del circuito cuidadosamente diseñados, el interruptor de potencia activa puede ser operado a la conmutación de tensión cero, lo que lleva a una alta eficiencia de circuito.

Un circuito prototipo diseñado para una lámpara fluorescente compacta PL- 27W se construye y se prueba para verificar las predicciones teóricas. El rendimiento satisfactorio se obtiene a partir de los resultados experimentales. El estudio en [22], resulta interesante, ya que utiliza un convertidor Flyback para la etapa de corrección de factor de potencia, en este trabajo se describe un balastro electrónico alto factor de potencia para lámparas fluorescentes. El convertidor ofrece un alto factor de potencia y el suministro de alta frecuencia a la lámpara usando un solo interruptor. A pesar de su simplicidad, se consigue un excelente rendimiento relativo de carga y de suministro, lo que garantiza una sinusoidal y corriente de alimentación en fase. La configuración básica del circuito se muestra en al siguiente figura;

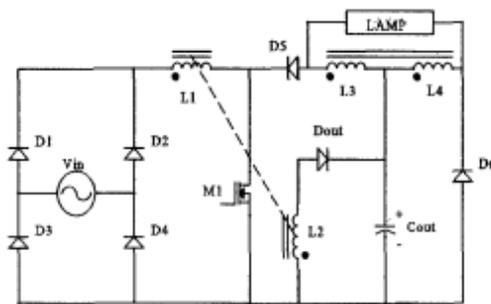


Figura 1.6 "Topología propuesta para un alto factor de potencia".

La anterior topología Incluye una alimentación de tensión monofásica, un puente rectificador de entrada y un convertidor Flyback, este circuito se diseñó para un lámpara fluorescente, opera en alta frecuencia (20 - 50 kHz) el convertidor funciona en modo de conducción discontinua, la corriente de entrada sigue naturalmente la forma de onda sinusoidal de la tensión de entrada. Los resultados experimentales se han obtenido para una lámpara fluorescente de 40 W, que funcionen a una frecuencia de conmutación de 50 kHz y 127 V de tensión de línea.

NOTA: El anterior circuito, presenta una eficiencia de 85%, y trabaja con un ciclo de trabajo de 0.2.

1.9. Propuesta de solución

Después de haber realizado la comparación de las topologías del estado del arte, se llegó a la conclusión que la topología empleada en [19], soluciona el problema planteado anteriormente. Esta topología reduce el número de etapas de un balastro, ya que integra la etapa del corrector de factor de potencia. Reduciendo las etapas se disminuye el costo de producción del balastro final, por lo que este tipo de balastros se vuelve una opción interesante para el manejo de lámparas fluorescentes. Así mismo proporciona un factor de potencia alto e incrementa la vida útil de la lámpara.

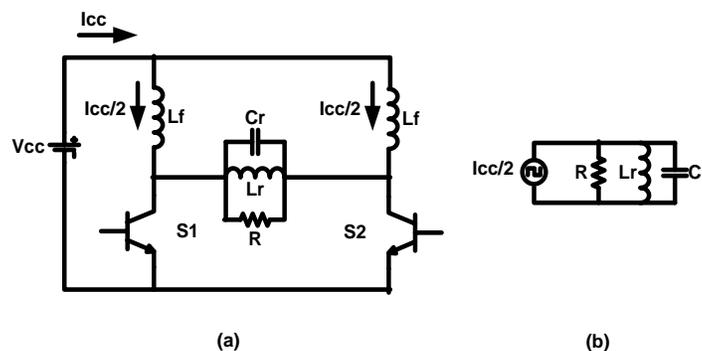


Figura 1.7 Circuito utilizado en [19].

1.10. Objetivos

1.10.1. Objetivo general

La construcción de un balastro electrónico para lámparas fluorescentes, cubriendo los siguientes puntos, para garantizar un sistema de iluminación de altas prestaciones:

1. Cumplimiento de las recomendaciones FIDE [25].
2. Larga vida útil.
3. Bajo contenido armónico.

4. Tenga bajo costo.
5. Alto factor de potencia
6. Eliminación de capacitores electrolíticos.

1.10.2. Objetivos particulares

Los objetivos particulares para la realización de este proyecto son los siguientes:

1. Hacer una búsqueda exhaustiva del estado del arte entorno a balastos, además de revisar de igual forma el estado del arte para las definiciones y normas de iluminación de balastos para lámparas fluorescentes.
2. Recopilación de artículos relacionados con sistemas de iluminación que actualmente se encuentran disponibles en el mercado.
3. Obtener referencias sobre trabajos recientes en fuentes de alimentación para lámparas de inducción, con el fin de poder realizar de mejor manera la Elección del luminario a utilizar en el trabajo y desarrollo de pruebas.
4. Adaptar la topología a lámparas fluorescentes y desarrollar una metodología de diseño.
5. Realizar pruebas al prototipo diseñado con la lámpara elegida.
6. Elaborar un prototipo de la topología final.

1.11. Justificación

La optimización del diseño y desarrollo de un balastro electrónico para lámparas fluorescentes, el cual tenga una larga vida útil, se convierte en una buena aportación para el ahorro de la energía eléctrica, por otro lado en el apartado de iluminación, la asimilación de una nueva tecnología mediante un balastro que cumpla con las normas y recomendaciones establecidas, beneficiaría evidentemente no solo al usuario, sino también a rubros ambientales, de este modo se opta por el uso de lámparas fluorescentes, ya que actualmente son las más usadas en el mercado para la iluminación en áreas comerciales, industriales y domésticas.

Por otra parte las lámparas fluorescentes son las más usadas en el mercado para la iluminación artificial en aéreas: comercial, industrial y domesticas en el mundo.

Capítulo 2. Estudio de la topología seleccionada

En el presente capítulo se menciona una breve reseña de la topología y lámpara implementada para este trabajo de tesis, de igual forma se muestran los desarrollos analíticos para este circuito propuesto, en donde se abordan 4 estudios; análisis del rectificador, análisis del circuito propuesto, factor de potencia y distorsión armónica total.

2.1. Acerca de la Topología y lámpara seleccionada

El actual trabajo de tesis está enfocado en desarrollar una topología y metodología de diseño, que ayude en la elaboración de un balastro electrónico para alimentar lámparas fluorescentes, el cual permita que dentro de sus características principales tenga un alto factor de potencia y una larga vida útil (comparado con los balastros de este tipo reportados en literatura, o actualmente disponibles en el mercado).

Para esto es necesario proponer una topología de diseño, que permita cumplir con las recomendaciones aplicadas a todo tipo de balastros hechas por FIDE en [25], (factor de potencia superior o igual al 90% y una THD $\leq 30\%$), así como la no utilización de capacitores electrolíticos (los cuales limitan la vida útil de la lámpara), todo esto para que finalmente cada uno de los elementos mencionados con anterioridad, puedan ser integrados en un prototipo de operación.

Para este trabajo de tesis, la lámpara que se seleccionó es una lámpara fluorescente OSRAM de inducción QT ENDURA 70-100/120-240S, la razón por la que se llegó a la conclusión de seleccionar esta lámpara en específico, es debido a las características que presenta, dentro de las cuales está el hecho de no poseer electrodos internos, los cuales son los causantes de reducir la vida útil de la lámpara, otro aspecto importante es la eficacia Lumínica que tiene (aproximadamente 110 lm/W, por lo que se considera buena comparada con la de los LEDs que ronda los 100 a 110 lm/W), así como una vida útil de aproximadamente 60 000 horas (comparable con la vida útil de los LEDs de 50 000 a 60 000 horas), por lo que parte de estas características las convierten en una buena opción para este trabajo de tesis.

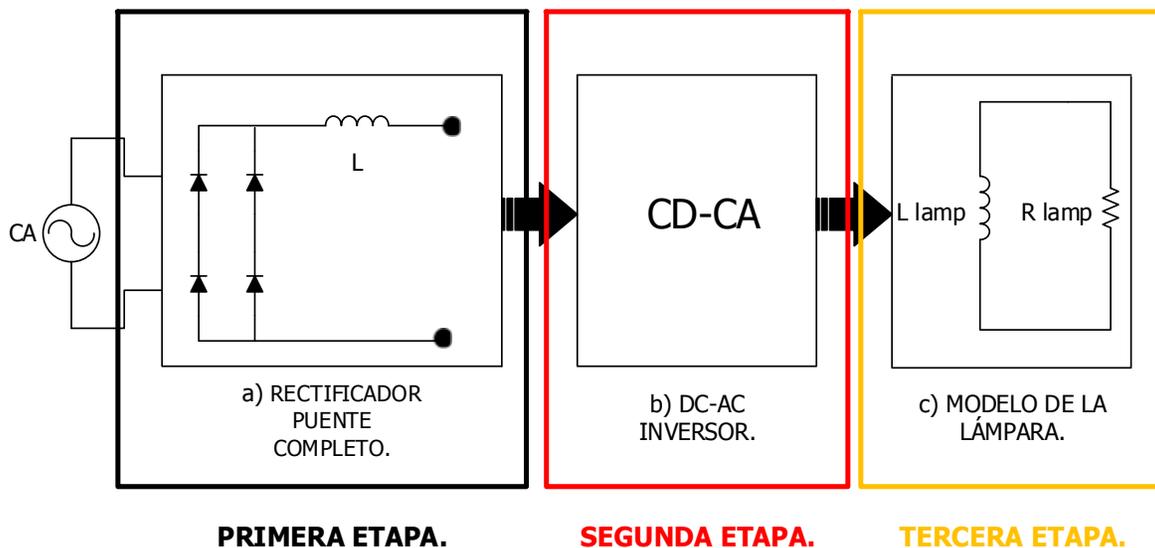


Figura 2. 1 Etapas del modelo propuesto para el balastro.

Con respecto a la fuente de alimentación de este tipo de lámparas, se propuso como solución de fuente de alimentación, una topología como la que se muestra en el diagrama a bloques de la Figura 2.1.

En donde el bloque 2.1a, muestra un rectificador de onda completa con filtro L, se eligió este rectificador por el hecho de que el prototipo final, pueda ser alimentado directamente de línea, en donde el rectificador de onda completa con filtro L se eligió a partir del estudio elaborado en [35] y [26] (Artículo en revisión en el IEEE Transactions on Power Electronics), en el cual se hace un análisis profundo en cuanto a las características que este rectificador muestra, dentro de las cuales se menciona la no utilización de capacitores electrolíticos y un alto factor de potencia (mayor al 90%). Por otro lado en el bloque 2.1b, se especifica el proceso de conversión de energía, el cual ayudará a suministrar la forma de onda adecuada para poder encender este tipo de lámparas en específico, por último en el bloque 2.1c se detalla el modelo característico de la lámpara a utilizar, el cual se compone de una inductancia en paralelo con una resistencia.

A partir de la revisión del estado del arte y mediante la elección de la topología seleccionada [19], se sabe que una de las características que esta topología tiene, es el hecho de integrar la etapa de corrección de FP como parte del inversor CD-CA, favoreciendo la reducción de las etapas de funcionamiento del sistema final y ayudando también a que el precio del mismo sea menor que otros sistemas similares actualmente disponibles. Básicamente la topología seleccionada está diseñada en base a la integración de etapas con el propósito de reducir el número de componentes que estarán presentes en el balastro.

Por otro lado, La frecuencia de conmutación a la que se diseñó el circuito, es la frecuencia de operación de la lámpara seleccionada en esta aplicación (250 kHz), de igual forma el voltaje aplicado al circuito (V_{CC}), representa el valor promedio del voltaje de línea rectificado, el cual para una onda de forma sinusoidal viene dado por la siguiente expresión: $V_{CC} = \frac{2 V_p}{\pi}$ en donde V_p , representa el valor del voltaje pico de la señal sinusoidal de voltaje aplicada, que es de aproximadamente 180 volts.

2.2. Análisis del modelo propuesto

Uno de los aspectos principales que tiene la topología seleccionada es que propone la utilización de una topología simple como representación simplificada del balastro. En él se alimenta a la lámpara con una señal de voltaje que tiene dos componentes, una componente sinusoidal en alta frecuencia y la señal rectificada de CA que modula la amplitud de la señal de alta frecuencia.

El circuito empleado es un inversor fuente de corriente, el cual es el dual del inversor medio puente de voltaje. Para fines prácticos, el diagrama del circuito propuesto, se presenta en la Figura 2.2, en donde los diodos del D1:D4 así como los inductores L_f , representan el rectificador de onda completa empleado, en donde estos inductores son iguales en cuanto a magnitud y ayudarán a poder conseguir un buen factor de potencia

(superior al 90%), por otro lado, el paralelo formado por los componentes C_r , L_r y R , representan el modelo del tanque resonante paralelo que se ha seleccionado para esta aplicación los interruptores que se utilizan en los inversores de corriente deben ser unidireccionales, debido a la alta frecuencia a que operarán estos interruptores (250 kHz) se optó por usar una combinación de un MOSFET en serie con un diodo.

El problema de esta combinación son las capacitancias parásitas de ambos dispositivos las cuales no son absorbidas aunque se conmute a voltaje o corriente cero. Para minimizar estos problemas se optó por utilizar MOSFETS de carburo de silicio (SiC), ya que los diodos de carburo de silicio no presentan tiempo de recuperación inversa y los MOSFETS de carburo de silicio tienen menores tiempos de conmutación.

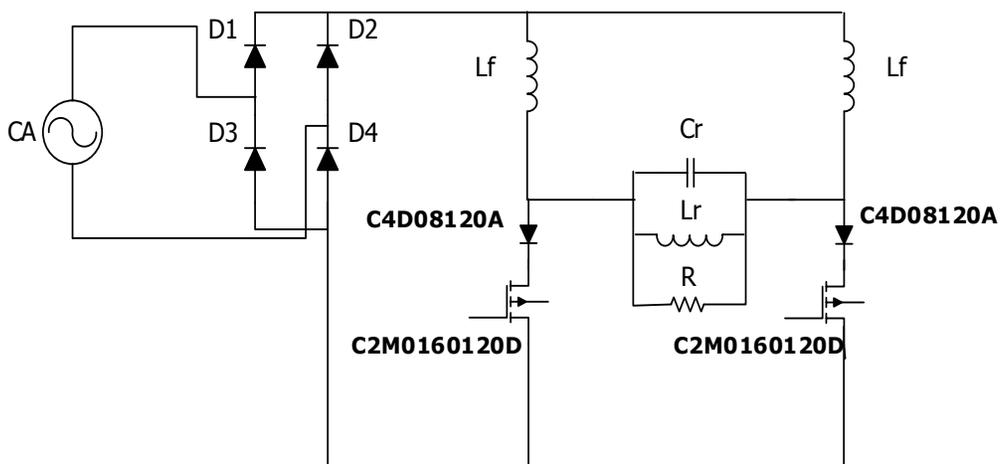


Figura 2.2 Circuito completo propuesto para este trabajo de tesis.

Para obtener el comportamiento del circuito descrito anteriormente, se realizaron 4 tipos de análisis: obtención de los parámetros para el rectificador, obtención de rizo de corriente empleado, distorsión armónica y factor de potencia. Posteriormente con la finalidad de determinar si la topología cumple con los requerimientos de las normas internacionales, en cuanto a distorsión armónica y factor de potencia, en los capítulos 3 y 4, se muestra una comparación con los resultados obtenidos mediante simulación y posteriormente con los obtenidos de manera experimental.

2.2.1. Análisis del rectificador de onda completa con filtro L

Para determinar que la integración de este complemento para el trabajo desarrollado es el correcto, se comparan el rectificador con carga RC paralelo, con el rectificador con carga RL serie mediante la utilización de los siguientes indicadores: factor de potencia (PF), distorsión armónica total (THD) y una normalización entre la energía en los elementos reactivos y los resistivos, parecida al factor de calidad.

Todos los indicadores se graficaron contra el rizo de manera que se obtuvieron gráficas generales, en donde de igual forma se superpusieron las gráficas de ambos rectificadores. Además, se agregaron las gráficas del rectificador carga RC obtenidas en simulación, para compararlas con las obtenidas mediante las ecuaciones aproximadas.

Las gráficas de simulación se obtuvieron considerando las condiciones presentadas en la sección II del artículo [35] y variando también la carga desde un valor R_{min} inicial hasta 16 veces el valor de R_{min} , los resultados obtenidos en la referencia citada con anterioridad fueron satisfactorios y se incluyen en el ANEXO A.

Por otro lado, un estudio analítico se lleva a cabo para este rectificador, con el fin de determinar las ecuaciones respectivas del mismo, para poder incluirlas en el diseño final del prototipo a implementar. El análisis, se realiza para un rectificador de onda completa con filtro L, presente en la siguiente figura.

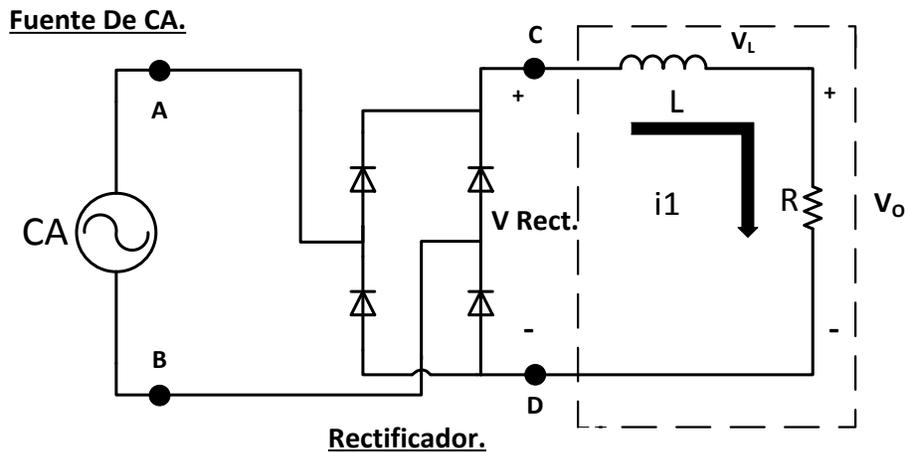


Figura 2.3 Rectificador de onda completa con filtro L analizado.

El rectificador que se muestra en la Figura 2.3, muestra un V_{RECT} , el cual representa el voltaje promedio de la señal de voltaje de línea V_{CA} rectificada. Para la obtención de las ecuaciones del voltaje del rectificador, se procede determinando las ecuaciones dadas en medio periodo $[0 \leq t \leq \frac{\pi}{\omega}]$, y en el periodo completo $[\frac{\pi}{\omega} \leq t \leq \frac{2\pi}{\omega}]$, en donde la ecuación 2.1 representa el voltaje dado en el periodo positivo y la 2.2 en el negativo del rectificador:

$$V_p \text{ sen}(wt) \quad \text{para } 0 \leq t \leq \frac{\pi}{\omega} \quad (2.1)$$

$$-V_p \text{ sen}(wt) \quad \text{para } \frac{\pi}{\omega} \leq t \leq \frac{2\pi}{\omega} \quad (2.2)$$

De este modo, si se utilizan las leyes de voltaje de Kirchoff, las anteriores ecuaciones tomarían la siguiente forma, en donde V_L representa el voltaje de la bobina, V_R el voltaje de la resistencia, L el valor total de la inductancia, i_1 la fundamental de corriente, R la resistencia del filtro, ω la frecuencia angular y V_p el voltaje pico del rectificador.

$$\text{Para } 0 \leq t \leq \frac{\pi}{\omega}$$

$$V_L + V_R = V_p \text{ sen}(wt) \quad (2.3)$$

$$L \frac{di}{dt} + R * i_1 = V_p \text{ sen}(wt) \quad (2.4)$$

$$\frac{di}{dt} + \frac{R}{L} * i_1 = \frac{V_p}{L} \text{ sen}(wt) \quad (2.5)$$

$$\text{Para } \frac{\pi}{\omega} \leq t \leq \frac{2\pi}{\omega}$$

$$V_L + V_R = -V_p \text{ sen}(wt) \quad (2.6)$$

$$L \frac{di}{dt} + R * i_1 = -V_p \text{ sen}(wt) \quad (2.7)$$

$$\frac{di}{dt} + \frac{R}{L} * i_1 = \frac{-V_p}{L} \text{ sen}(wt) \quad (2.8)$$

Las Ec. 2.5 y 2.8, describen el voltaje en términos de la resistencia del inductor, en donde ω , representa la frecuencia angular, la cual se conoce como $2\pi f$.

Por otro lado, los puntos (A, B, C y D), representan los voltajes en el rectificador, en donde el voltaje entre las terminales A y B se calculan mediante la Ec. (2,9), en la que (V_L) representa el voltaje de línea aplicado, por otro lado, para el cálculo del voltaje (27) para las terminales C y D, se utiliza la Ec. (2.10), en donde el valor (V_F) determina la caída de tensión presente en los diodos, el cual varía dependiendo del tipo de diodo que se utilice.

$$V_{AB} = V_l * \sqrt{2} \quad (2.9)$$

$$V_{CD} = V_{AB} - 2(V_F) \quad (2.10)$$

Obtención de la corriente i_1 , para $0 \leq t \leq \frac{\pi}{\omega}$

Para encontrar la expresión que contenga el valor que la corriente adopta el punto $0 \leq t \leq \frac{\pi}{\omega}$, se soluciona la ecuación diferencial descrita por la Ec. (2.5) sabiendo que para este intervalo (27), $\omega t = \pi$, al desarrollar la Ec. (2.5), se tiene lo siguiente:

$$\frac{di}{dt} + \frac{R}{L} * i_1 = \frac{V_p}{L} \text{ sen}(wt)$$

$$\frac{di}{dt} + \frac{R}{L} * i_1 = \frac{V_p}{L} \text{ sen}(\theta)$$

$$\frac{di}{dt} + \frac{R}{L} * i_1 = 0$$

Colocando la anterior expresión, en términos de theta y no en términos del tiempo;

$$\omega L \frac{di}{d\theta} + R * i_1 = 0 \quad (2.11)$$

La Ec. (2.11), es una ecuación diferencial, la cual tendrá que resolverse para poder determinar el valor que conlleva a i_1 , la solución para la corriente i_1 , en el intervalo $0 \leq t \leq \frac{\pi}{\omega}$, se muestra en la Ec. (2.12).

$$i_1(\theta) = B * e^{\frac{-R\theta}{\omega L}} \quad (2.12)$$

$$i_1(\theta) = \left(\frac{V_p}{Z_e}\right) \text{sen}(\omega t - \theta) \quad (2.13)$$

La ecuación (2.12) representa la solución de la ecuación diferencial homogénea, en donde el valor para la constante B, aún no se determina, y en donde la solución particular, es la respuesta en estado estacionario, representada por la Ec. (2.13).

Esta respuesta se puede obtener usando la ecuación diferencial o la transformada de Laplace. La solución total es la suma tanto de la complementaria y la particular mostradas en la Ec. (2.8), en donde para encontrar el valor de B se utiliza la condición inicial, ($\omega t = 0$) e ($i(0) = 0$). Conociendo estas condiciones, el valor de B se muestra en la Ec. (2.15).

$$i_1(\theta) = B * e^{\frac{-R\theta}{\omega L}} + \left(\frac{V_p}{Z_e}\right) \text{sen}(\omega t - \theta) \quad (2.14)$$

$$B = \left(\frac{V_p}{Z_e}\right) \text{sen}(\theta) \quad (2.15)$$

De donde (28):

$$Z_e^2 = R^2 + \omega l^2$$

$$Z_e = \sqrt{R^2 + (\omega l)^2} \quad (2.16)$$

$$\tau = \frac{L}{R} \quad (2.17)$$

De este modo, la expresión para la corriente i_1 , en el intervalo $0 \leq t \leq \frac{\pi}{\omega}$ es:

$$i_1(\theta) = \left(\frac{V_p}{Z_e}\right) \text{sen}(\theta) * e^{\frac{-R\theta}{\omega L}} + \left(\frac{V_p}{Z_e}\right) \text{sen}(\omega t - \theta)$$

$$i_1(\theta) = \left(\frac{V_p}{Z_e}\right) \left[\text{sen}(\theta) * e^{\frac{-R\theta}{\omega L}} + \text{sen}(\omega t - \theta) \right]$$

$$i_1(\theta) = \left(\frac{V_P}{Z_e}\right) \left[\text{sen}(\omega t - \theta) + \text{sen}(\theta) * e^{\frac{-R\theta}{\omega L}} \right]$$

$$i_1 = \left(\frac{V_P}{Z_e}\right) \left[\text{sen}(\omega t - \theta) + \text{sen}(\theta) * e^{\frac{-t}{\tau}} \right] \quad (2.18)$$

Aplicando el mismo método, la ecuación para la corriente i_1 , en el intervalo $\frac{\pi}{\omega} \leq t \leq \frac{2\pi}{\omega}$, sería:

$$i_1 = \left(\frac{V_P}{Z_e}\right) \left[-\text{sen}(\omega t - \theta) + \frac{2 \text{sen}(\theta)}{e^{\frac{-\pi}{\omega t}} (1 - e^{\frac{-\pi}{\omega t}})} e^{\frac{-t}{\tau}} \right] \quad (2.19)$$

De donde también, se podría destacar la forma presentada mediante series de Fourier:

$$i = I_{cd} - \frac{4V_m}{\pi} \left[\sum_{n=2,4,6} \frac{1}{(n-1)(n+1)} \frac{\cos n\omega t - \phi_n}{\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \right] \quad (2.20)$$

2.2.2. Rizo de corriente y fórmulas características del sistema

El rectificador que se diseña para esta aplicación, es el mismo que se muestra en la Figura 2.3, de esta forma se obtienen las siguientes ecuaciones:

- Voltaje de salida:

$$V_0 = i_1 * R_{carga} \quad (2.21)$$

- Valor medio:

$$V_{cd} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} vp \text{sen}(wt) dt - \int_{T/2}^T vp \text{sen}(wt) dt$$

$$V_{cd} = \underbrace{\frac{1}{T} \int_0^{\pi/\omega} vp \text{sen}(wt) dt}_{\textcircled{1}} - \underbrace{\int_{\pi/\omega}^{2\pi/\omega} vp \text{sen}(wt) dt}_{\textcircled{2}}$$

Para poder resolver la anterior ecuación, se debe encontrar primeramente la primitiva tanto de la parte 1 como 2, la cual se calcula a continuación.

$$V_{cd1} = \int vp \operatorname{sen}(wt) dt = vp \int \operatorname{sen}(wt) dt \text{ haciendo } u = wt, du = w dt$$

$$V_{cd1} = \frac{vp}{w} \int \operatorname{sen}(u) du = \frac{-vp \cos(u)}{w} = \frac{-vp \cos(wt)}{w} \quad (2.22)$$

Conociendo la primitiva de la parte 1 de la integra definida, descrita por la Ec. (2.22), se procede a calcular la de la parte 2, presente en la Ec. (2.23).

$$V_{cd1} = \int -vp \operatorname{sen}(wt) dt = vp \int -\operatorname{sen}(wt) dt \text{ haciendo } u = wt, du = w dt$$

$$V_{cd1} = \frac{vp}{w} \int -\operatorname{sen}(u) du = \frac{vp \cos(u)}{w} = \frac{vp \cos(wt)}{w} \quad (2.23)$$

Ahora se evalúan en los límites correspondientes para las Ec. (2.22 y 2.23).

$$V_{cd} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \frac{-vp \cos(wt)}{w} + \int_{\frac{\pi}{\omega}}^{\frac{2\pi}{\omega}} \frac{vp \cos(wt)}{w}$$

$$V_{cd} = \frac{1}{T} \left[\frac{-vp \cos(wt)}{w} \right]_0^{\pi/w} \left[\frac{vp \cos(wt)}{w} \right]_{\pi/w}^{2\pi/w} = \frac{1}{T} \left\{ \left[-vp \frac{\cos(w * \frac{\pi}{w})}{w} \right] + \left[vp \frac{\cos(w * 0)}{w} \right] + \left[vp \frac{\cos(w * \frac{2\pi}{w})}{w} \right] - \left[vp \frac{\cos(w * \frac{\pi}{w})}{w} \right] \right\}$$

$$V_{cd} = \frac{1}{T} \left[\left(-vp \frac{\cos(\pi)}{w} + vp \frac{\cos(0)}{w} \right) + \left(vp \frac{\cos(2\pi)}{w} \right) - \left(vp \frac{\cos(\pi)}{w} \right) \right]$$

$$V_{cd} = \frac{1}{T} \left[\left(vp * \left(\frac{1}{w} \right) + vp * \left(\frac{1}{w} \right) \right) + \left(vp * \left(\frac{1}{w} \right) + vp * \left(\frac{1}{w} \right) \right) \right] = \frac{1}{T} \left(\frac{4vp}{w} \right)$$

Por último se resuelve, y la expresión que representa el valor medio del voltaje, se muestra en la Ec. (2.24).

$$V_{cd} = \left(\frac{1}{\frac{2\pi}{w}} \right) * \left(\frac{4vp}{w} \right) = \frac{4vp}{w * \left(\frac{2\pi}{w} \right)} = \frac{2 vp}{\pi} \quad (2.24)$$

- Potencia promedio Ec. (2.25):

$$\begin{aligned}
 P_{\text{entrada}} &= \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t) dt \\
 P_{\text{entrada}} &= \frac{1}{T} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \frac{v(t)^2}{Rt} dt \\
 P_{\text{entrada}} &= \frac{V_{\text{rms}}^2}{Rt}
 \end{aligned}
 \tag{2.25}$$

- Rizo de voltaje.

Para poder determinar el factor de rizo de voltaje en el rectificador serie, necesariamente tendríamos que conocer los máximos y mínimos del mismo, sin embargo y pese a esto, no es posible obtener una ecuación analítica como las hasta ahora obtenidas. Una buena alternativa es, como en este caso una gráfica auxiliar que contenga los ángulos para poder calcular el tiempo máximo y el mínimo, esta gráfica, se muestra en la figura 2.4.

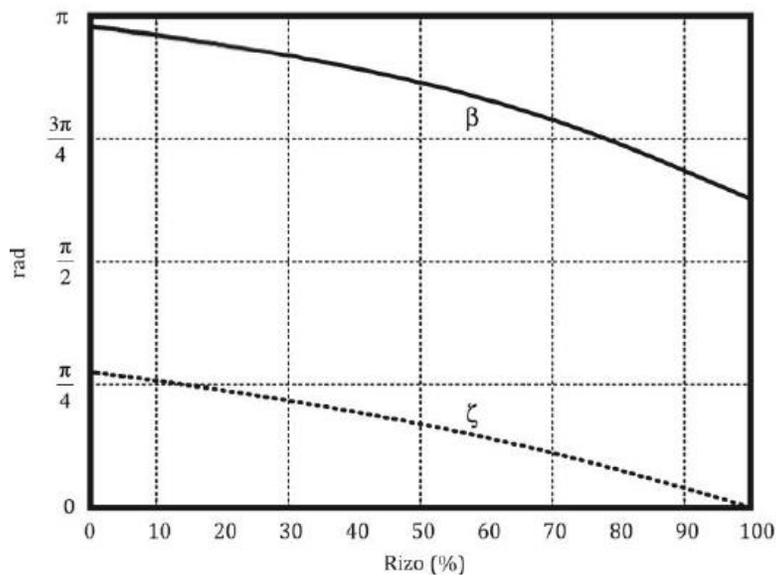


Figura 2.4 Ángulos para tiempos máximos y mínimos en el voltaje de salida

- Corriente I_{cd} , se describe en la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned}
 I_{cd} &= \frac{V_{cd}}{R} \\
 V_{cd} &= \frac{2V_m}{\pi} \\
 I_{cd} &= \frac{2V_m}{\pi * R}
 \end{aligned}$$

- Eficiencia:

$$i_1 = \frac{V_0}{R_{\text{carga}} + R_l}
 \tag{2.26}$$

$$V_R = V_0 - V_{Rl}$$

$$\begin{aligned}
V_{RL} &= i * (R_{carga} + R_l) \\
R_t &= R_{carga} + R_l \quad R_{carga} = R_t - R_l \quad R_l = R_t - R_{carga} \\
VR &= V_0 * \left(\frac{R_{carga}}{R_{carga} + R_l} \right) = \left(\frac{V_0 * R_{carga}}{R_t} \right) \\
P_{in} &= V * i = \frac{V_0^2}{R_{carga} + R_l} \\
P_{out} &= i^2 * R = \frac{V_0^2}{(R_{carga} + R_l)^2} * R_{carga} \\
\eta &= \frac{Pot. Salida}{Pot. Entrada} = \frac{\frac{V_0^2(R_{carga})(R_{carga} + R_l)}{(R_{carga} + R_l)^2}}{\frac{V_0^2}{R_{carga} + R_l}} = \frac{V_0^2(R_{carga})(R_{carga} + R_l)}{V_0^2(R_{carga} + R_l)^2} \\
\eta &= \frac{R_{carga}}{R_{carga} + R_l} \tag{2.27}
\end{aligned}$$

- Cálculo para la resistencia total y la resistencia parasita del inductor.

$$Pot. Entrada = \frac{V_{rms}^2}{R_t}$$

Despejando a la Resistencia total:

$$R_t = \frac{V_{rms}^2}{Pot. Entrada}$$

De la ley de ohm:

$$\begin{aligned}
V &= IR \\
I &= \frac{V}{R}
\end{aligned}$$

Voltaje a la salida en donde R_t representa el valor de la resistencia total del rectificador:

$$V_{out} = i_1 * R_{carga} = \frac{R_{carga} * V_0}{R_t}$$

Voltaje en la resistencia parasita del inductor R_l =Resistencia parasita del inductor:

$$V_{Rl} = \frac{R_l * V_{in}}{R_t}$$

De la ecuación 2.27 y sabiendo que:

$$R_t = R_{carga} + R_l \quad R_{carga} = R_t - R_l \quad R_l = R_t - R_{carga}$$

$$\eta = \frac{R_{carga}}{R_{carga} + R_l} = \frac{R_t - R_l}{R_t} = \frac{R_{carga}}{R_t}$$

Despejando R carga:

$$R_{carga} = \eta * R_t \quad (2.28)$$

- Ángulo del rizo:

Dependiendo del rizo de corriente que quiera proponerse para determinada aplicación, se utilizará para poder determinar el ángulo del rizo que se quiera utilizar, este ángulo, cambiará de distinta manera, dependiendo del porcentaje de rizo que se desea, esta gráfica se presenta en la Figura 2.5.

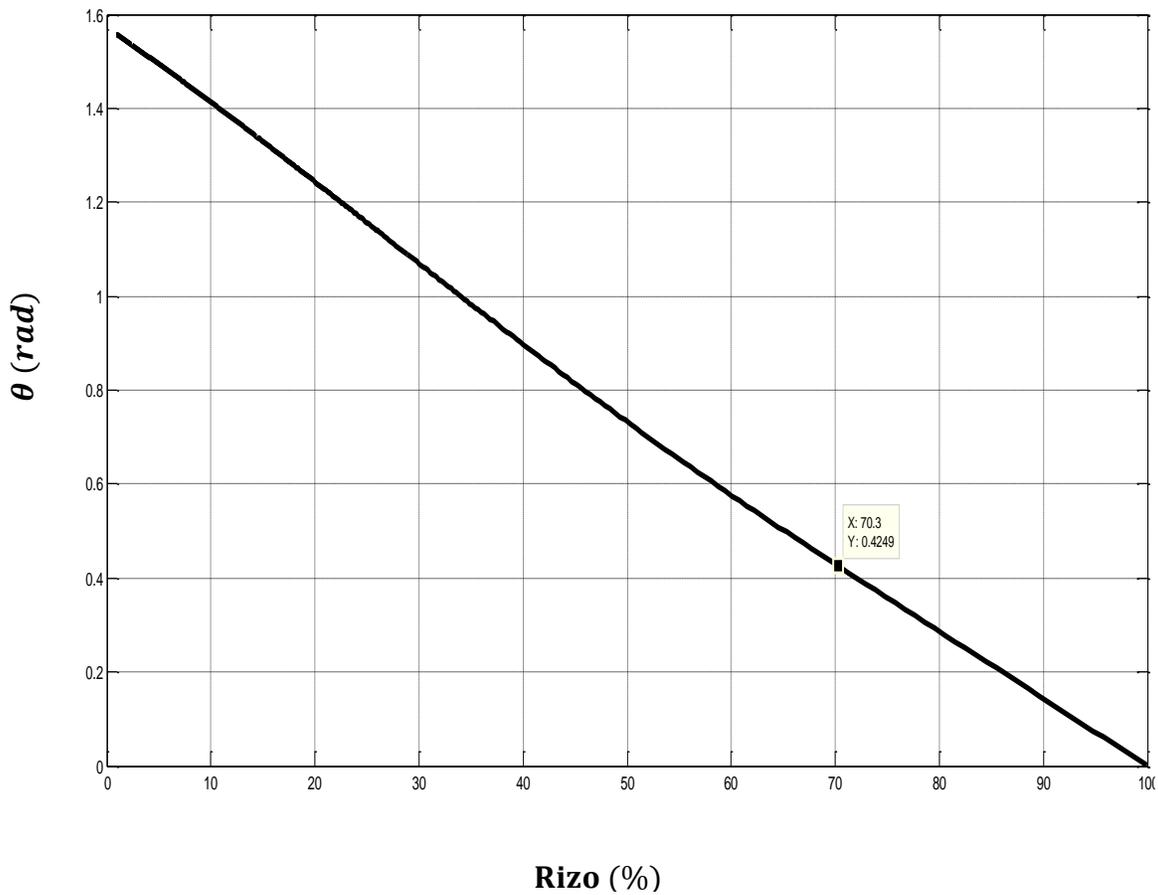


Figura 2.5 Gráfica de rizo del rectificador RL serie

- Ángulo de fase inductivo (θ):

El flujo de electrones no es siempre inmediato al establecimiento de una tensión eléctrica (voltaje). Cuando existe un retraso en la respuesta electrónica al voltaje aplicado, se dice que la corriente tiene un *desfase* de tiempo con el voltaje de la fuente. La relación de fase entre la corriente y el voltaje en un circuito resistivo puro (no reactivo) es que ambos están en fase. Esto significa que la corriente y el voltaje están en fase en un circuito que no tiene inductancia, en un circuito inductivo puro la corriente estará retrasada respecto al voltaje 90 grados. Es decir, la corriente pasa por un máximo, 90 grados, o sea, un cuarto de ciclo, después de que el voltaje ha pasado el valor máximo. Como el ciclo representa tiempo podemos establecer que la corriente está retrasada respecto al voltaje un cuarto de ciclo en tiempo.

Esta relación entre la corriente y el voltaje en cualquier inductor es siempre el mismo. Sin embargo, cuando un inductor se incluye en un circuito con otro elemento, por ejemplo, una resistencia, el circuito se hace reactivo y una relación de fase se establece entre el voltaje de la fuente y su corriente. Esta relación se llama **ángulo de fase** y se representa normalmente por la letra griega θ (theta). El ángulo de fase descrito anteriormente en un circuito RL serie, puede calcularse (29), (30), (31) matemáticamente con ayuda del teorema de Pitágoras.

En la fig. (2.6), se ha dibujado un circuito equivalente aproximado (a y b) sin tomar en cuenta el puente de diodos, y se ilustra también un triángulo de impedancias (c) que representa el equivalente de la Figura b, en donde se representa el voltaje entre los extremos del inductor $X_L=j\omega L$, y otro que representa el voltaje entre los extremos de la resistencia R. La línea en Z_e , representa la hipotenusa del triángulo.

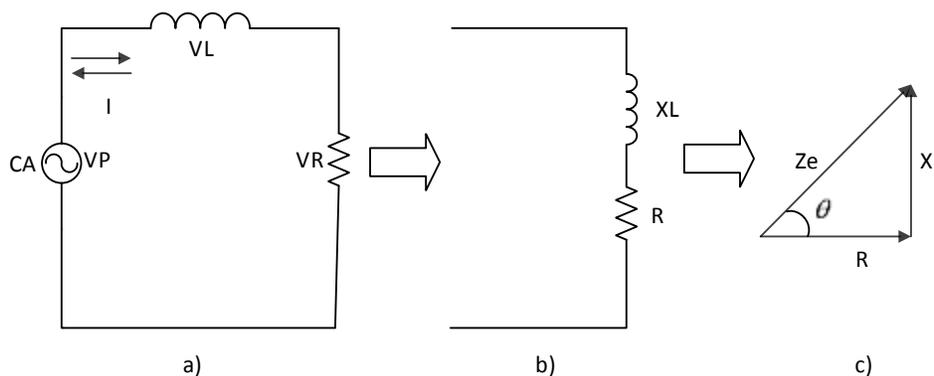


Figura 2.6 a) Circuito equivalente sin tomar en cuenta el puente de diodos en el dominio del tiempo, b) Circuito equivalente en el dominio de la frecuencia, c) Triángulo rectángulo para determinar en ángulo de fase inductivo

Este cálculo, simplemente se puede hacer utilizando los principios del teorema de Pitágoras, con la relación trigonométrica de la Ec. (2.29) que representa la relación entre los valores de la reactancia inductiva y la resistencia nos da el ángulo de fase entre el voltaje de la fuente y su corriente:

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{XL}{R} = \frac{\omega L}{R} \quad (2.29)$$

La función tangente de un ángulo (θ) es una relación trigonométrica entre los catetos de un triángulo rectángulo (Fig. 2.6c), la tangente del ángulo se define por el cociente del cateto opuesto al ángulo y al cateto adyacente al mismo ángulo, de este modo, despejando a (θ), tendríamos la siguiente expresión:

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\omega L}{R} \right) \quad (2.30)$$

$$L = \frac{R * \tan \theta}{\omega} \quad (2.31)$$

2.2.3. Factor de potencia

Al conectar una carga a la red eléctrica, la potencia que podemos consumir va a depender de la impedancia del circuito de carga que hemos conectado. Cuando decimos "consumir" nos estamos refiriendo a la capacidad de generar trabajo, como por ejemplo calor o movimiento, lo cual se logra cuando la potencia media es mayor a cero. En otras palabras, para que el consumo sea posible, se requiere que la carga conectada tenga parte resistiva, o dicho de otra manera, que exista en el circuito de carga alguna rama donde la corriente a través de ella esté en fase con el voltaje.

De esta manera podemos obtener una potencia media mayor a cero. Puesto que uno de los puntos característicos de este trabajo de tesis es contar con un FP superior al 90%, a manera de análisis se obtiene el valor mínimo de factor de potencia obtenido de manera analítica para el circuito propuesto, esto con el fin de asegurar un valor de FP superior al establecido como recomendación por FIDE (90%).

Como se mencionó anteriormente, con esta topología se logra un Factor de Potencia alto con un valor de 90%, se parte que por definición el FP se expresa como el cociente entre la potencia promedio en un periodo y el producto de los valores eficaces del voltaje y la corriente.

$$FP = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)^2 dt}} = \frac{P}{I * V} \quad (2.32)$$

De donde, $i(t)$ y $v(t)$ es la corriente y el voltaje instantáneos de la red; I y V son los valores de la corriente y el voltaje de la red, respectivamente; P es la potencia promedio. Para poderlo sustentar inicialmente de mejor forma, se tiene la siguiente figura:

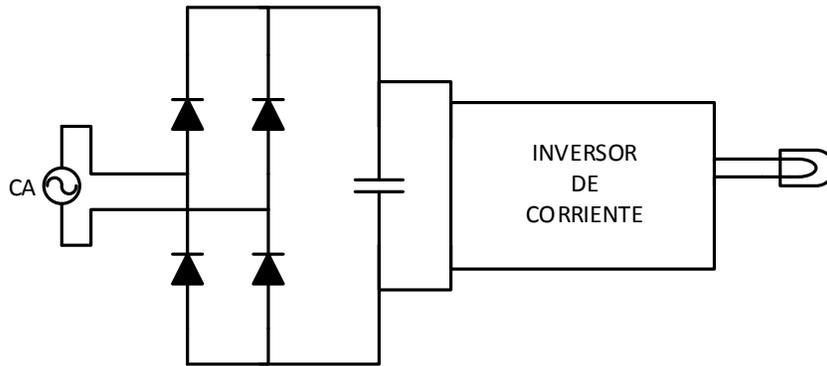


Figura 2.7 a) Circuito equivalente

Para obtener el factor de potencia para el anterior circuito, tendríamos que el factor de potencia es igual a la potencia activa (P) entre la aparente (S);

$$FP = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)^2 dt}} = \frac{P}{I * V}$$

$$FP = \frac{P}{S} \quad (2.33)$$

Por otro lado, cabe resaltar que para encontrar el valor de la potencia activa, se toma el promedio de la multiplicación de los amónicos de la corriente y el voltaje instantáneo, como la corriente es sinusoidal con una frecuencia igual a la del voltaje, sólo se podrá relacionar con el primer armónico del voltaje, como se muestra a continuación:

$$P = \frac{VI_p}{T} \int_0^T \sin(w_0t) \sin(w_0t + \phi) dt \quad (2.34)$$

De la anterior, al aplicar identidades trigonométricas, queda como:

$$P = \frac{VI_p}{2T} \int_0^T [\cos(\phi) - \cos(w_0t + \phi)] dt = \frac{VI_p}{2T} \cos(\phi) t \Big|_0^T - \frac{VI_p}{2T} \int_0^T \cos(w_0t + \phi) dt \quad (2.35)$$

Por último al aplicar nuevamente identidades trigonométricas, se tiene que:

$$P = \frac{VI_p}{2} \cos(\phi) \quad (2.36)$$

Ahora, P es igual a la multiplicación del valor eficaz de la señal de voltaje, por el valor eficaz de la corriente, por el coseno del ángulo de desfase, Por lo que la potencia activa será:

$$P = \frac{4Vac}{\sqrt{2\pi}} I_{RMS} \cos(\phi) \quad (2.37)$$

De este modo, también se sabe que la potencia aparente es el resultado de multiplicar los valores eficaces de la corriente y el voltaje.

$$S = (V_{RMS} I_{RMS}) \quad (2.38)$$

El valor eficaz del voltaje de entrada será:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T Vac^2 dt} = \sqrt{\frac{Vac^2}{T} t \Big|_0^T} = Vac \quad (2.39)$$

Entonces, la potencia aparente será:

$$S = Vac I_{RMS} \quad (2.40)$$

Al sustituir se tiene que el factor de potencia será igual a:

$$FP = \frac{4}{\sqrt{2\pi}} \cos(\phi) = 0.9 \cos(\phi) \quad (2.41)$$

El factor de desplazamiento FD será el coseno del ángulo de desfase entre la corriente y el voltaje, en este caso.

$$FD = \cos(\phi) \quad (2.42)$$

Por lo que el factor será de:

$$F = \frac{0.9 \cos(\phi)}{\cos(\phi)} = 0.9 \quad (2.43)$$

En síntesis, la topología mostrada anteriormente, cumple con características importantes que la llevan a convertirse en la mejor opción para implementarla en este trabajo de tesis en desarrollo.

2.2.4. Distorsión armónica total

En sistemas eléctricos de corriente alterna los armónicos son frecuencias múltiplos de la frecuencia fundamental de trabajo del sistema y cuya amplitud va decreciendo conforme aumenta el múltiplo. En el caso de sistemas alimentados por la red de 60 Hz, pueden aparecer armónicos de 100, 150, 200 Hz o más.

Cuando se habla de los armónicos en las instalaciones de energía, son los armónicos de corriente los más preocupantes, puesto que son corrientes que generan efectos negativos. Es habitual trabajar únicamente con valores correspondientes a la distorsión armónica total (THD).

Para encontrar el contenido armónico se utilizan técnicas en donde se describen las formas de onda distorsionadas, una de ellas es mediante el análisis de Fourier. Este análisis se aplica a la corriente instantánea para calcular los componentes armónicos de la corriente de línea de entrada. La expresión de la corriente instantánea en términos de series de Fourier es la siguiente:

$$i_{ac}(t) = I_{CD} + \sum_{n=1,2,3..}^{\infty} (a_n \text{Cos}(n\omega t) + b_n \text{Sen}(n\omega t)) \quad (2.44)$$

El contenido armónico en la forma de onda de corriente es usualmente nombrado como distorsión armónica total (DAT) de corriente.

Para obtener el porcentaje de contenido armónico se parte de la definición de la distorsión armónica total, la cual es mostrada en la expresión (2.45).

$$DAT = \sqrt{\sum_{n=1,2,3..}^{\infty} D_n^2} * 100 \quad (2.45)$$

Donde D_n se considera como la distorsión armónica de la corriente para el enésimo armónico, como se presenta a continuación.

$$\text{Distorsión armónica enésima} = D_n = \frac{I_n}{I_1} \quad (2.46)$$

De esta manera, se evalúa la distorsión armónica total con los armónicos impares, desde el segundo armónico hasta el armónico número 20.

La Tabla 2.1 presenta los valores máximos del porcentaje de amplitud de la componente fundamental de la corriente de entrada establecidos por la Norma EN 61000-3-2.

Tabla 2.1 Límites de armónicos según la Norma IEC 1000-3-2 de acuerdo a la clasificación de equipo clase C.

Numero de Armónico	Porcentaje máximo permisible (Simulación).
2	2 %
3	$30-\lambda^*$ %
5	10 %
7	7 %
9	5 %
$11 \leq n \leq 39$	3

* λ Factor de potencia del circuito.

Cabe señalar que la variable λ es el factor de potencia presente en el circuito. Por último, en la gráfica de la

Figura 2.8 se aprecia que el porcentaje de la amplitud de la armónica del modelo promediado a 60 Hz es menor al de la Norma EN 1000-3-2. Cabe señalar que el modelo promediado cumple con el porcentaje para cada número de armónico, desde el 2º hasta el 20º.

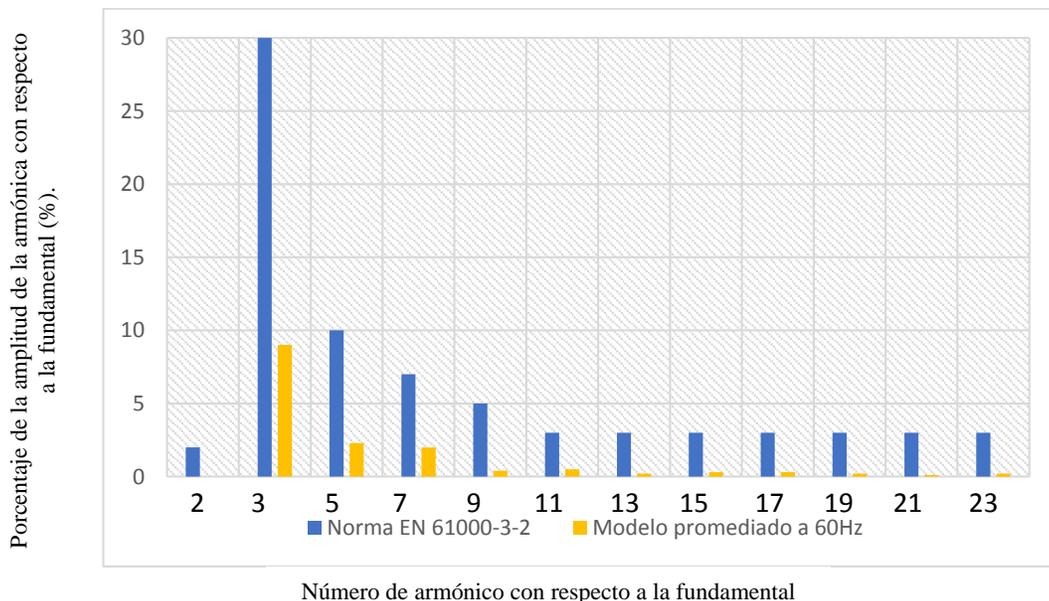


Figura 2.8 Gráfica comparativa de armónicos de la norma EN 61000 3-2 y el modelo promediado a 60Hz obtenidos en simulación

Capítulo 3. Análisis y diseño de las etapas del balastro

En este capítulo se presenta el modelo del circuito empleado para este trabajo de tesis, así como también el análisis y las consideraciones que se tomaron para el procedimiento del diseño. Así mismo se presenta la simulación con la integración de cada etapa para este trabajo.

3.1. Etapas de la propuesta a utilizar

La Figura 3.1 muestra un diagrama a bloques del circuito propuesto, el cual representa las etapas que se han tomado en consideración para elaborar el prototipo final a implementar, estas etapas están constituidas por un rectificador de onda completa, un inversor de corriente, un tanque resonante con una configuración L, C, R paralelo, un filtro inductivo, el modelo de la lámpara seleccionada y un control para los MOSFETS del inversor. Se describirá a continuación la función de cada bloque.

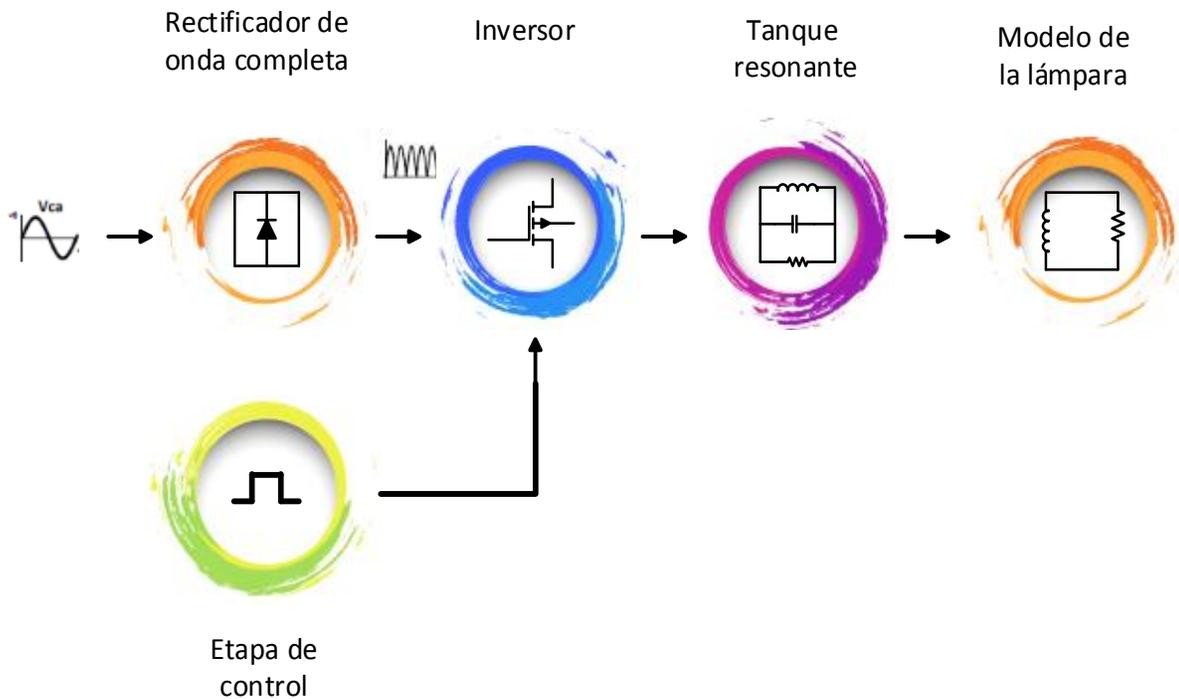


Figura 3.1 Modelo propuesto para el trabajo de tesis

Como primera etapa, se muestra la etapa desarrollada por el rectificador de onda completa, esto debido a que el sistema final se desea alimentar directamente de línea, el rectificador de onda completa, consta de un circuito empleado para convertir una señal de corriente alterna de entrada en corriente continua de salida pulsante. A diferencia del rectificador de media onda, en este caso la parte negativa de la señal se convierte en positiva, o bien la parte positiva de la señal se convertirá en negativa, todo esto según se necesite una señal positiva o negativa de corriente continua.

Existen dos alternativas, empleando dos diodos o bien empleando cuatro como en este caso. De esta manera, se diseñará el filtro inductivo estudiado y analizado en [26], en donde

se menciona que para este modelo en particular, se cuentan con las siguientes características de operación:

- No utiliza capacitores electrolíticos.
- Trabaja con un factor de potencia superior al 90%.
- Cuenta con una THD menor del 30%.
- Presenta mayor confiabilidad.
- Metodología de diseño simple.
- Presenta mejores prestaciones que uno con filtro C.
- Presenta mayor vida útil.

Por otro lado aunque poco se utiliza el filtro RL, al hacer la comparativa de volumen, costo y tiempo de vida [26] se aprecia que, si bien el tamaño del inductor es mucho mayor que el del capacitor, se compensa en tiempo de vida. El costo a largo plazo es muy similar; sin embargo, el inductor tiene la ventaja de que no requiere cambiarse y que la fuente para alimentarlo es de menor tamaño.

Por otro lado un dato importante de mencionar es la frecuencia de operación del inversor, la cual será de 250 kHz, esta frecuencia de operación es un dato dado por las características presentes en los componentes a utilizar, más específicamente con la lámpara utilizada, la cual operará muy cerca del estado de resonancia, a una frecuencia de conmutación de aproximadamente 250 KHz.

Posteriormente se encuentra el tanque resonante, el cual se encuentra conformado por una configuración paralelo L, C, R, mencionar que en términos generales, un circuito resonante presenta ciertas características muy interesantes, una de ellas es la posibilidad de realizar un filtro tipo pasa banda gracias al factor de calidad denominado Q, este valor determinará cuan “selectivo” es el filtro y además proporciona para la resonancia un factor de sobretensión que puede ser utilizado en aplicaciones donde se requieran potenciales mayores que el de alimentación. En este caso, el tanque resonante ayudará a encender y estabilizar la lámpara especificada, además de que actuará como reductor de voltaje y como fuente de corriente para el rectificador. Por lo tanto, la salida del tanque de potencia tendrá una señal sinusoidal de alta frecuencia envuelta a una frecuencia menor, ver Figura 3.2.

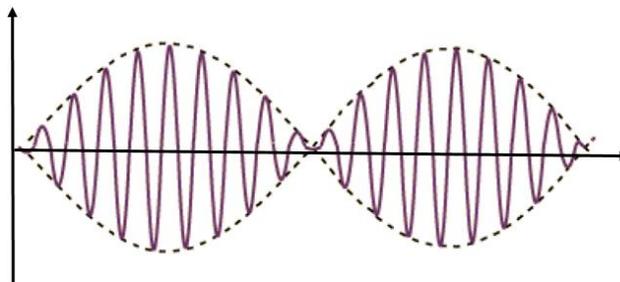


Figura 3.2 Frecuencia envolvente presente

El filtro inductivo por otro lado, rectificará la frecuencia alta, por lo que el inductor del filtro, filtrará la frecuencia baja de 60 Hz, en donde esta frecuencia es de suma importancia, ya que ambas bobinas, se diseñaran bajo estas condiciones.

Otro aspecto importante a resaltar es el modelo de la lámpara fluorescente: El modelo de la lámpara seleccionada, así como parte de sus características se detallan en el capítulo número uno de este trabajo, pero a manera de recordatorio, en la siguiente imagen se muestra el modelo que esta lámpara presenta de acuerdo a lo analizado en [20], en donde se establece que de acuerdo a sus características de construcción, el modelo para esta lámpara puede ser representado como una bobina en paralelo con una resistencia.

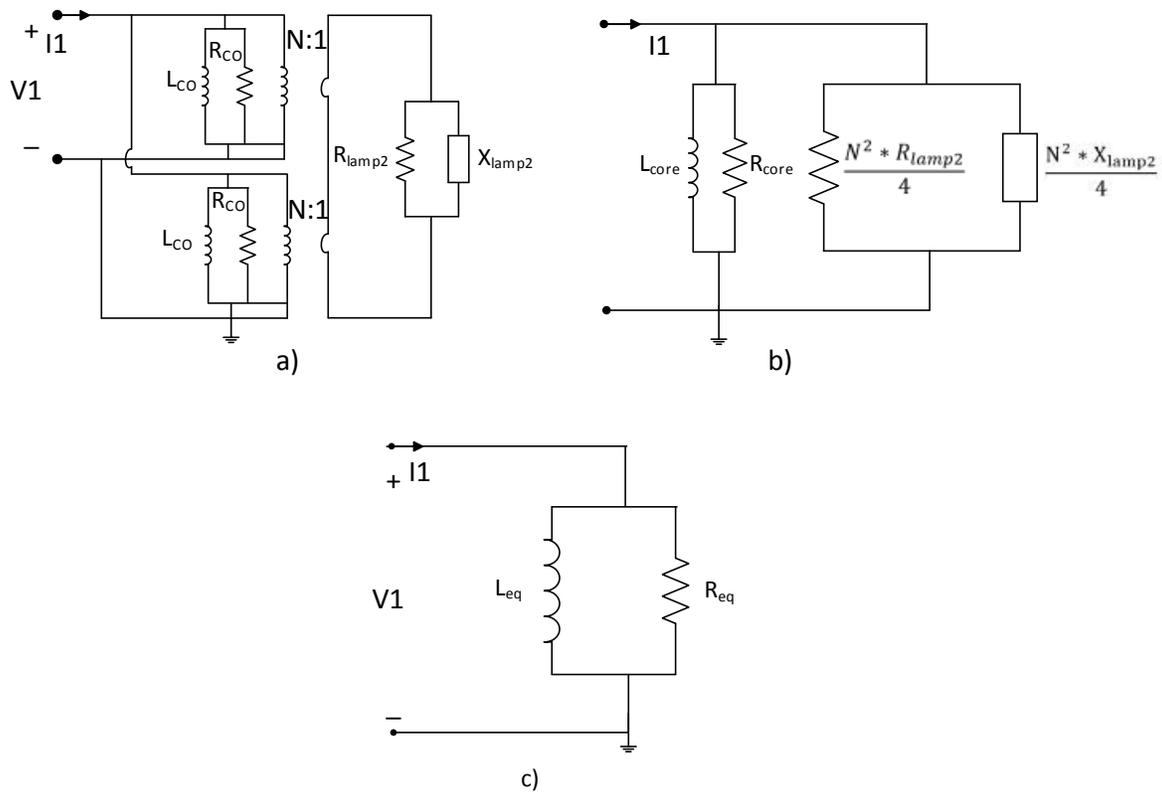


Figura 3.3 Circuitos equivalentes, que representa el modelo de la lámpara de inducción seleccionada.

Por último se muestra la etapa de control, en donde para lograr la conmutación en los MOSFETs debido a que deben operar a una frecuencia de conmutación de aproximadamente 250 Khz, se consideró un diseño basado en el UC3825, en donde la utilización de este integrado, permitirá al circuito poder variar la frecuencia de la señal en un intervalo de 1 a 300 kHz, además de que de la misma forma se puede variar el ciclo de trabajo en un intervalo de 10 a 90%.

3.2. Análisis de la topología seleccionada

El análisis y diseño de la metodología propuesta se detalla y analiza en [19], en donde se muestra el estudio de un convertidor resonante paralelo con dos fuentes de corriente. El circuito analizado es el dual del inversor resonante fuente de voltaje basado en el principio de dualidad. De igual forma en esta referencia, se desarrolla una metodología de diseño muy simple para la condición en estado de resonancia.

De esta manera se elabora un diseño utilizando dicho modelo para este trabajo de tesis, el cual cuenta con las siguientes características: Potencia 100 W, frecuencia de conmutación 250 kHz, y la tensión de alimentación de 180 V. Una vez conocidos estos datos, primeramente se analiza el circuito propuesto y posteriormente se comienza con el diseño del prototipo final, de este modo, el análisis para este circuito se presenta a continuación.

El análisis del circuito propuesto, se lleva a cabo mediante el circuito equivalente fasorial del mismo, en donde se asume que únicamente se toman en cuenta los fasores solo como valores máximos y no como valores eficaces dado que es proporcional, por otro lado únicamente la forma de onda máxima fundamental de corriente es aplicada al circuito, el circuito a analizar se muestra en la Figura 3.4.

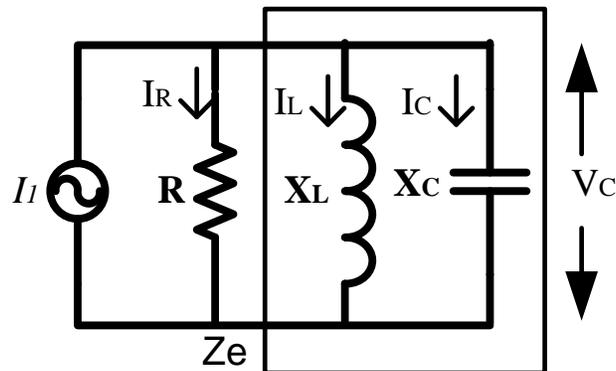


Figura 3.4 Circuito equivalente analizado en el dominio de la frecuencia

Para el circuito de la Figura 3.4, se comienza partiendo con el análisis al determinar el valor pico de la fundamental, de esta manera la ecuación para el valor máximo de la fundamental de corriente se puede calcular con la siguiente expresión:

$$I_1 = \frac{4I_{DC}}{\pi} \quad (3.1)$$

Donde I_{DC} representa el valor máximo de corriente. Para el circuito de la Figura 1.3a, $I_{DC} = \frac{I_{CC}}{2}$, donde I_{CC} representa el valor medio equivalente de la fundamental aplicada. De esta forma la ecuación anterior puede ser expresada como:

$$I_1 = \frac{2I_{CC}}{\pi} = 0.63I_{CC} \quad (3.2)$$

Por otro lado para este análisis, el factor de calidad se define como:

$$Q = \frac{\text{Pot. prom. transferida entre los elementos pasivos}}{\text{Pot. prom. disipada en la carga}} = \frac{P_T}{P} \quad (3.3)$$

Para la forma de onda sinusoidal, la potencia promedio disipada en la carga se puede expresar como:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt = \frac{V_R I_R}{2} = \frac{V_R^2}{2R} \quad (3.4)$$

Donde V_R e I_R son los valores máximos tanto de voltaje como de corriente respectivamente presentes en la carga (R).

Además, para formas de onda sinusoidales, la potencia media transferida entre los elementos pasivos se puede determinar como:

$$P_T = \frac{V_C I_C}{2} = \frac{V_C^2 * V_C^2}{2X_C} = \frac{V_C^2 \omega C}{2} \quad (3.5)$$

Donde V_C e I_C son los valores máximos de voltaje y corriente en el capacitor C, X_C por otro lado, representa el valor absoluto de la reactancia capacitiva de C expresada como $X_C = \frac{1}{\omega * C}$ y ω representa la frecuencia angular, que por trabajar en condiciones de resonancia, es la misma que la de conmutación $\omega = 2\pi f$.

Sustituyendo (3.5) y (3.4) en (3.3):

$$Q = \omega C R = \frac{R}{X_C} \quad (3.6)$$

Otro punto importante es la ganancia presente en el tanque resonante, este aspecto surge de la relación entre la fundamental de corriente I_1 y la corriente en la carga I_R . Si las reactancias de L y C son agrupadas en una sola impedancia equivalente Z_e , la ganancia quedará expresada como:

$$M = \frac{I_R}{I_1} = \frac{Z_e}{Z_e + R} \quad (3.7)$$

En donde la impedancia es:

$$Z_e = \frac{jX_L * (-jX_C)}{j(X_L - X_C)} = \frac{X_L * X_C}{j(X_L - X_C)} = \left(\frac{X_L * X_C}{j(X_L - X_C)} \right) * \left(\frac{j}{j} \right) \quad (3.8)$$

$$= \frac{-jX_L * X_C}{(X_L - X_C)}$$

Sustituyendo (3.8) en (3.7)

$$M = \frac{\frac{-jX_L * X_C}{(X_L - X_C)}}{R + \frac{jX_L * X_C}{(X_L - X_C)}} \quad (3.9)$$

La magnitud de la ganancia será:

$$\begin{aligned} M &= \frac{\frac{X_L * X_C}{(X_L - X_C)}}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{X_L X_C}{X_L - X_C} \right)^2}} \\ &= \frac{\frac{X_L * X_C}{(X_L - X_C)}}{\frac{\sqrt{R^2 * (X_L - X_C)^2 + (X_L X_C)^2}}{X_L - X_C}} \\ &= \frac{X_L X_C}{\sqrt{R^2 * (X_L - X_C)^2 + (X_L X_C)^2}} \left[\frac{1}{\frac{X_L X_C}{X_L X_C}} \right] \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{R^2 * \frac{(X_L - X_C)^2}{(X_L X_C)^2} + 1}} \quad (3.10)$$

Separando x_c de (3.6) y substituyendo en (3.10)

$$M = \frac{1}{\sqrt{R^2 * \frac{\left(X_L - \frac{R}{Q}\right)^2}{\left(X_L \frac{R}{Q}\right)^2} + 1}} \quad (3.11)$$

Por otro lado, la frecuencia de resonancia (ω_r) puede ser expresada como

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.12)$$

Multiplicando y dividiendo (3.12) por ω^2 :

$$\omega_r^2 = \frac{1}{LC} * \left(\frac{\omega^2}{\omega^2}\right) \Rightarrow \frac{(\omega_r)^2}{\omega^2} = \frac{1}{\omega^2 LC} = \frac{X_C}{X_L} \quad (3.13)$$

Definiendo la relación entre ω_r y ω con β la cual representa la relación de frecuencia y substituyendo en (3.13):

$$\beta^2 = \frac{(\omega_r)^2}{\omega^2} = \frac{X_C}{X_L} \quad (3.14)$$

Despejando X_L y substituyendo (3.6) en (3.14)

$$X_L = \frac{X_C}{\beta^2} = \frac{R}{\beta^2 Q} \quad (3.15)$$

Substituyendo (3.15) en (3.11)

$$|M| = \frac{1}{\sqrt{(1 - \beta^2)^2 Q^2 + 1}} \quad (3.16)$$

Por otro lado, para obtener la relación entre el voltaje de salida con respecto al voltaje de entrada considerando una eficiencia alta, se tendría lo siguiente.

$$P = V_{ORMS} I_{RRMS} = V_{ORMS} I_{1RMS} = \frac{V_O I_1}{2} = V_{CC} I_{CC} \quad (3.17)$$

$$\frac{V_O}{V_{CC}} = \frac{2I_{CC}}{I_1} = \pi \quad (3.18)$$

Con respecto a la ganancia de los armónicos de corriente, si el tanque resonante opera en condición de resonancia ($\omega_r = \omega_1$) entonces:

$$\beta = \frac{\omega_r}{\omega} = \frac{\omega_1}{\omega} = \frac{1}{n} \quad (3.19)$$

Donde n es el número de armónico, de este modo sustituyendo (3.19) en (3.16):

$$|M_n| = \frac{1}{\sqrt{(1 - (\frac{1}{n})^2)^2 Q^2 + 1}} \quad (3.20)$$

NOTA: Un aspecto importante a resaltar en este apartado, es el hecho de que al trabajar con esta configuración de elementos, los armónicos presentes se disminuyen, de hecho de acuerdo a los estudios elaborados en [19], se menciona que bajo el uso de estas condiciones el tercer armónico es reducido hasta en un 22%.

3.3. Análisis del tanque resonante.

El circuito Resonante Paralelo analizado se muestra encerrado en la Figura 3.5, en donde cabe mencionar que únicamente se trabajan con los valores máximos dados, además de utilizarse para este análisis la técnica por aproximación a la fundamental, los resultados obtenidos se muestran a continuación.

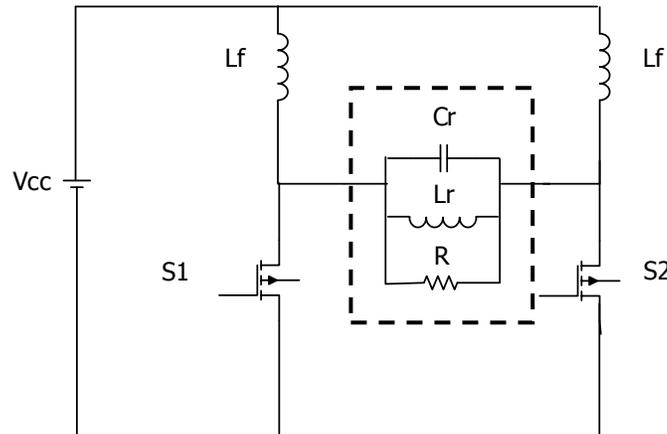


Figura 3.5 Diagrama eléctrico del circuito resonante RCL paralelo

Debido a los inductores, la señal de alimentación del circuito del tanque será una onda cuadrada con amplitud I_{cc} ; de tal forma que el circuito equivalente será:

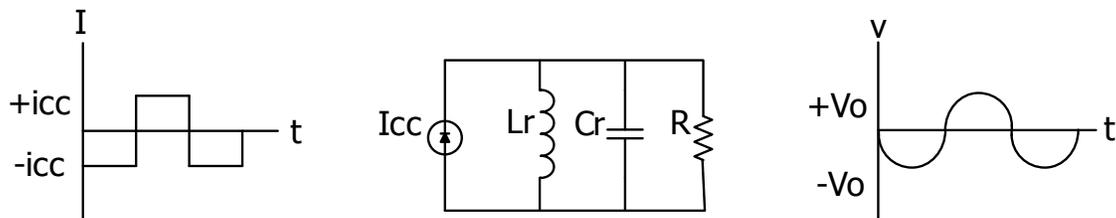


Figura 3.6 Diagrama eléctrico equivalente y formas de onda de la señal de entrada y salida del circuito resonante RCL paralelo

Para la corriente de entrada se considera únicamente la fundamental de la señal cuadrada, de tal manera que se tiene una expresión similar a la obtenida en la ecuación 3.1.

$$I_p = \frac{4 * I_{cc}}{\pi} \quad (3.21)$$

Para la fundamental de la corriente la reactancia inductiva (X_L) y la reactancia capacitiva (X_c) serán muy grandes. En resonancia se considera que X_L y X_c se consideran iguales.

La ganancia del circuito está dada por la relación de la corriente promedio de salida entre la corriente promedio de entrada medida en la resistencia y Z_e representa la impedancia equivalente del circuito mostrado en la Figura 3.7 es decir:

$$M = \frac{I_R}{I_P} = \frac{Z_e}{Z_e + R} \quad (3.22)$$

Por otro lado la impedancia equivalente (Z_e) está dada por el paralelo de la reactancia inductiva (X_L) y la reactancia capacitiva.

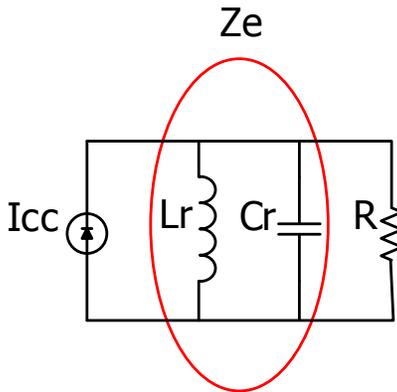


Figura 3.7 Análisis eléctrico del tanque resonante paralelo

Por lo tanto Z_e será:

$$Z_e = \frac{X_L * X_C}{X_L + X_C} = \frac{jX_L * (-jX_C)}{j(X_L - X_C)} = \frac{X_L * X_C}{j(X_L - X_C)} = \left(\frac{X_L * X_C}{j(X_L - X_C)} \right) * \left(\frac{j}{j} \right)$$

$$\begin{aligned} Z_e &= \frac{X_L * X_C}{X_L + X_C} = \frac{jX_L * (-jX_C)}{j(X_L - X_C)} = \frac{X_L * X_C}{j(X_L - X_C)} = \left(\frac{X_L * X_C}{j(X_L - X_C)} \right) * \left(\frac{j}{j} \right) \\ &= \frac{-jX_L * X_C}{(X_L - X_C)} \end{aligned} \quad (3.23)$$

Sí $X_L \gg X_C$, Z_e presentará un comportamiento capacitivo fuera de resonancia. Por lo tanto la magnitud de la ganancia estará dada por la siguiente ecuación en donde R representa el valor resistivo de presente en la Figura 3.7:

$$G = \frac{\frac{-j * X_L X_C}{X_L - X_C}}{R + \frac{j * X_L X_C}{X_L - X_C}} \quad (3.24)$$

La magnitud de la ganancia será:

$$\begin{aligned}
 |G| &= \frac{\frac{X_L X_C}{X_L - X_C}}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{X_L X_C}{X_L - X_C}\right)^2}} = \frac{\frac{X_L X_C}{X_L - X_C}}{\sqrt{R^2 * (X_L - X_C)^2 + (X_L X_C)^2}} \\
 &= \frac{X_L X_C}{\sqrt{R^2 * (X_L - X_C)^2 + (X_L X_C)^2}} \left(\frac{1/X_L X_C}{1/X_L X_C} \right) \\
 &= \frac{1}{\sqrt{R^2 * \frac{(X_L - X_C)^2}{(X_L X_C)^2} + 1}} \quad (3.25)
 \end{aligned}$$

La magnitud de Z_e está dada por:

$$Z_e = \frac{X_L * X_C}{X_L + X_C} \quad (3.26)$$

Por otro lado, recordando que el factor de calidad está dado por la relación de la energía almacenada y la energía disipada:

$$Q = \frac{\frac{V_{LRMS}^2}{X_L}}{\frac{V_{RRMS}^2}{R}} = \frac{R}{X_L} \quad (3.27)$$

Donde V_{LRMS} y V_{RRMS} representan los valores eficaces del voltaje en el inductor y la resistencia respectivamente, por otro lado el voltaje presente en el inductor y la carga es el mismo debido a que únicamente se considera el efecto de la fundamental de la señal de corriente de entrada. Por otro lado considerando que la frecuencia de conmutación (ω) es mayor a la frecuencia de resonancia (ω_r) y como X_c está dado por el inverso de la frecuencia de conmutación por el valor de la capacitancia, entonces se puede tener:

$$Q = \frac{R}{X_C} = R\omega C \quad (3.28)$$

Considerando $\omega = \omega_r$ y que $X_c = X_L$ en resonancia, tenemos:

$$Q = \omega_c R = \frac{R}{\omega_L} \quad (3.29)$$

Por lo tanto podemos decir que:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.29)$$

Por otro lado:

$$\frac{1}{\omega L} = X_L = \frac{1}{\omega C} = \frac{\sqrt{LC}}{C} = \sqrt{\frac{LC}{C^2}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.30)$$

El resultado anterior es también conocido como la impedancia característica (Z_{carat}) del sistema. Por lo tanto la expresión del factor de calidad será:

$$Q = \frac{R}{Z_{carat}} \quad (3.31)$$

Sustituyendo el valor de Z_{carc} , por X_c en la ecuación 5 se tiene:

$$|G| = \frac{1}{\sqrt{R^2 * \frac{(X_L - \frac{R}{Q})^2}{(\frac{RX_L}{Q})^2} + 1}} \quad (3.32)$$

Tomando la ecuación 10 y multiplicando por la frecuencia de conmutación, se tiene:

$$\omega_r^2 = \frac{1}{LC} * \left(\frac{\omega^2}{\omega^2}\right) \Rightarrow \frac{(\omega_r)^2}{\omega^2} = \frac{1}{\omega^2 LC} = \frac{X_C}{X_L} \quad (3.33)$$

Donde la relación entre ω_r respecto a ω se conocerá como β . Entonces:

$$X_L = \frac{X_C}{\beta^2} = \frac{R}{\beta^2 Q} \quad (3.34)$$

Por otro lado:

$$\frac{X_L R}{Q} = \frac{R^2}{\beta^2 Q^2} \quad (3.35)$$

Sustituyendo en la ecuación 13, se tiene:

$$|G| = \frac{1}{\sqrt{R^2 * \frac{\left(\frac{R}{\beta^2 Q} - \frac{R}{Q}\right)^2}{\left(\frac{R^2}{\beta^2 Q^2}\right)^2} + 1}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{R^2 * \left(\frac{1}{\beta^2} - 1\right)^2}{\frac{R^2}{\beta^4 Q^2}} + 1}} =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{\beta^2} - 1\right)^2 \beta^4 Q^2 + 1}} = \frac{1}{\sqrt{(1 - \beta^2)^2 Q^2 + 1}} \quad (3.36)$$

3.4. Modulación del ancho de pulso.

Para la conmutación de los MOSFETS se utilizan señales cuadradas complementarias con un ancho de pulso T_{on} . Puesto que la topología propuesta tendrá que operar a una frecuencia de conmutación de 250kHz, para generar este tipo de señales se utiliza el circuito integrado controlador de modulación de ancho de pulso de alta velocidad UC3825A, optimizado para trabajar a frecuencias de operación de hasta 1MHz. De esta forma el diagrama esquemático del circuito de control se muestra en la Figura 3.8, con este circuito se puede variar la frecuencia de la señal en un intervalo de 1 a 300 kHz; de la misma forma se puede variar el ciclo de trabajo en un intervalo de 10 a 90%.

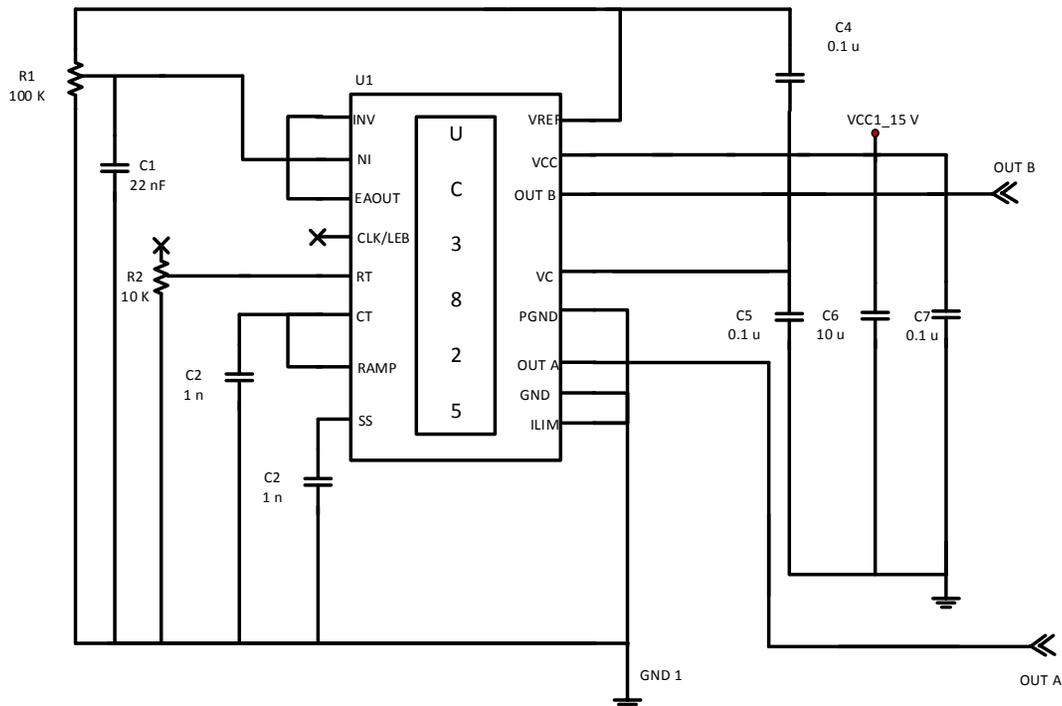


Figura 3.8 Diagrama esquemático de circuito UC3825.

3.5. Análisis del modelo de la lámpara seleccionada.

La idea principal del análisis del modelo característico de lámpara seleccionada, es considerar su circuito equivalente y definir los valores de los parámetros de la lámpara. Por lo tanto, con el fin de estudiar el modelo se hace necesario la adquisición de los datos experimental presentados en [7].

Los datos experimentales para el modelado de la lámpara se obtuvieron mediante el uso de un inversor de medio puente, junto con un filtro serie-paralelo resonante (LCC) alimentado por una fuente de voltaje DC (V_{BUS}). Por otro lado los componentes de filtro LCC se calcularon basándose en el trabajo realizado en [32].

Un aspecto importante a resaltar, es lo indicado en [7], en donde se establece que los datos experimentales fueron obtenidos mediante el siguiente procedimiento: primero la lámpara se mantuvo a potencia nominal hasta que la descarga alcanzó un estado estable, posteriormente el voltaje DC aplicado al inversor medio puente se redujo paulatinamente cada 10 V. Por otro lado se manejó un intervalo de 15 minutos entre cada paso para la adquisición de los datos, lo que permitió que la lámpara alcanzara un estado estable. Este procedimiento se repite hasta que la tensión de entrada no era lo suficientemente alta para mantener el desempeño.

Con respecto al efecto de la temperatura ambiente sobre los parámetros de la lámpara, han reportado en [7] que los valores de la corriente, de la bobina y el mantenimiento de la tensión en la lámpara, no varió significativamente con la temperatura ambiente en el rango de $-10\text{ }^{\circ}\text{C}$ a $40\text{ }^{\circ}\text{C}$, por lo tanto, se espera que el modelo desarrollado en dichos trabajos, sea útil en una amplia gama de temperaturas.

De este modo, a través de la medición de la tensión de entrada de la lámpara (V_1) y la corriente (I_1), los siguientes parámetros de la lámpara se pueden obtener: Potencia promedio (P), potencia aparente (S), potencia reactiva (Q) y ángulo de fase (θ_1). A continuación se muestran parte de los cálculos desarrollados.

1. Cálculo de la impedancia equivalente: Los datos experimentales hace posible calcular la impedancia. La resistencia equivalente se muestra en la Figura 3.9 y hace referencia al lado primario (R_{eq}), el cual se calcula mediante el uso de la fórmula 3.37.

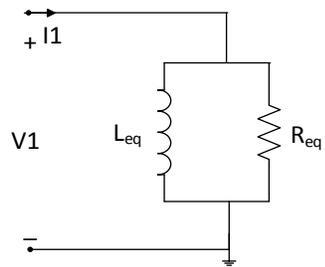


Figura 3.9 Modelo equivalente de la lámpara.

$$R_{eq} = \frac{V_1^2}{P} \quad (3.37)$$

En donde el voltaje de V_1 , representa el voltaje rms que llega a la lámpara, y P representa la potencia promedio de la misma.

La reactancia equivalente (X_{leq}) será dada por:

$$X_{leq} = \frac{V_1^2}{Q} \quad (3.38)$$

De igual forma, para la inductancia equivalente (L_{eq}) se calculará mediante el uso de la ecuación 3.39.

$$L_{eq} = \frac{X_{leq}}{2 * \pi * f} \quad (3.39)$$

Cálculo de los parámetros básicos IEFL: Los valores de potencia real consumida por los dos núcleos también se obtuvieron experimentalmente, con el fin de obtener R_{core} , un experimento adicional se llevó a cabo en [7], en donde se obtuvieron las pérdidas en el núcleo (P_{core}) como función de la tensión RMS aplicado a la misma, esta función se muestra en la ecuación 3.40.

$$R_{core} = \frac{V_1^2}{2 * P_{core}} \quad (3.40)$$

De este modo, al establecer los valores primarios del modelo de la lámpara seleccionada (R_{eq} y L_{eq}), pueden ser integrarlos al cálculo del diseño final para esta aplicación. En la siguiente sección se aborda el diseño del balastro en donde en una primera instancia se conocerán los resultados basándose en simulaciones y posteriormente mediante un diseño experimental.

3.6. Parámetros de diseño para las bobinas a utilizar

Un apartado importante en la construcción del prototipo del balastro a implementar, es el diseño y elaboración de las bobinas a utilizar, las cuales están constituidas en 2 pertenecientes al filtro inductivo utilizado y a la bobina presente en el tanque resonante, el análisis de estas bobinas se muestran de mejor forma en los Anexos A y B respectivamente.

El inductor del filtro L_f se diseñó en base al trabajo elaborado en [5] (ANEXO B) y la del tanque resonante mediante la constante geométrica (Anexo A). En la Tabla 3.1 se muestra el resumen de la construcción de los elementos magnéticos utilizados en el inversor.

Tabla 3. 1 Características básicas de las bobinas empleadas.

Inductor	Vueltas	Calibre	Núcleo	Teórico	Experimental	Resistencia parasita	Gap
Lf	200	AWG 27X1	Laminado	100 mH	98 mH	5 Ω	0.3mm
Lr	25	AWG 36X75	3f3	86 μH	85 μH	1 Ω	0.4mm

3.7. Metodología del cálculo de los elementos de la topología empleada.

A continuación se presenta el diseño del balastro electrónico integrado para la lámpara de inducción de baja presión osram QT ENDURA 70-100/120-240S, la cual fue caracterizada en [32]. En la Tabla 3.2 se muestran las especificaciones que se toman en consideración para la elaboración del prototipo del balastro, con el objetivo de realizar los cálculos correspondientes para obtener el valor de los componentes empleados, así como verificar mediante simulaciones en Pspice que se entregue la potencia especificada.

Tabla 3. 2 Especificaciones de diseño del balastro.

Símbolo	Descripción	Valor
P	Potencia de entrada	100 W
V _{cc}	Voltaje de entrada	114 V
f _s	Frecuencia de conmutación	250 KHz
PI	Potencia de la lámpara	100W
Q	Factor de calidad	5
θ	Porcentaje de rizo de corriente	55%
Rt	Resistencia de la lámpara	797 Ω

Por otro lado, una vez establecidos los valores de diseño a utilizar, en la siguiente tabla se enumeran los pasos a seguir para obtener los valores de los elementos (Lf, Cr, Lr, R) que conformarán el balastro según los datos de diseño definidos en la Tabla 3.2. En la Tabla 3.3 se muestra la secuencia de pasos como resumen del análisis realizado en anteriores apartados para el de diseño del balastro.

Tabla 3. 3 Pasos de la metodología propuesta

Paso	Símbolo	Descripción	Fórmula
1	I _{cc}	Corriente en la entrada	$I_{cc} = \frac{P}{V_{cc}}$
2	I ₁	Valor de la corriente pico fundamental aplicada al tanque resonante	$I_1 = \frac{2 I_{cc}}{\pi}$
3	R	Resistencia (Carga)	$R = \frac{2 P}{i_1^2}$

4	V_o	Voltaje de salida	$V_o = I_1 R$
5	$\omega = \omega_r$	Frecuencia angular y de conmutación	$\omega = 2\pi f$
6	C_r	Capacitor del tanque resonante	$C_r = \frac{Q}{\omega R}$
7	L_r	Inductor del tanque resonante	$L_r = \frac{1}{\omega^2 C_r}$
8	V_{smax}	Voltaje máximo del interruptor	$V_{smax} = \pi V_{cc}$
9	I_{smax}	Corriente máxima del interruptor	$I_{smax} = I_{cc}$
10	L_f	Inductores para la etapa de corrección de FP	$L_f = \frac{Rt(\tan(\alpha))}{\omega}$

Una vez que se tienen las especificaciones definidas, se procede a aplicar las ecuaciones de la metodología. Los resultados de estas ecuaciones se resumen en la Tabla 3.4.

Tabla 3.4 Pasos para obtener los valores de los elementos (L_f , L_r , C_r y R).

Paso	Símbolo	Fórmula	Descripción	Resultado
1	I_{cc}	$I_{cc} = \frac{P}{V_{cc}}$	Corriente en la entrada	0.88 A
2	I_1	$I_1 = \frac{2 I_{cc}}{\pi}$	Valor de la corriente pico fundamental aplicada al tanque resonante	0.56 A
3	R	$R = \frac{2 P}{I_1^2}$	Resistencia (Carga)	32
4	V_o	$V_o = I_1 R$	Voltaje de salida	637.755 Ω
5	$\omega = \omega_r$	$\omega = 2\pi f$	Frecuencia angular y de conmutación	1570796.327
6	C_r	$C_r = \frac{Q}{\omega R}$	Capacitor del tanque resonante	4.99 nF
7	L_r	$L_r = \frac{1}{\omega^2 C_r}$	Inductor del tanque resonante	81.23 μ H
8	V_{smax}	$V_{smax} = \pi V_{cc}$	Voltaje máximo del interruptor	355.199 V
9	I_{smax}	$I_{smax} = I_{cc}$	Corriente máxima del interruptor	0.88 A
10	L_f	$L_f = \frac{Rt(\tan(\alpha))}{\omega}$	Inductores para la etapa de corrección de FP	200 mH

3.8. Selección de los elementos que conformarán el prototipo

En la siguiente tabla, se presentan los valores de los dispositivos obtenidos de la metodología de diseño y los valores de los componentes utilizados en la implementación.

Tabla 3.5 Comparación entre los valores de los dispositivos implementados y los obtenidos por la metodología

Dispositivo	Metodología	Implementado
L_f	200 mH	198 mH
L_r	81.23 μ H	81 μ H
C_r	4.9 nH	4.7 nF
R_T	797 Ω	797 Ω

3.9. Selección del diodo y del interruptor

Para seleccionar los dispositivos, se midió la magnitud de voltaje y de corriente en cada uno de sus componentes, obteniendo los resultados que se muestran en la Figura 3.6.

Tabla 3. 6 Voltaje y corriente en los MOSFET y en los diodos medidos en simulación

Variable	Vmax	I _{max}	I _{prom}	I _{rms}
M ₁	556 V	5 A	367 mA	600 mA
M ₂	556 V	5 A	367 mA	600 mA
D ₁	42 V	5 A	367 mA	600 mA
D ₂	42 V	5 A	367 mA	600 mA

Para ambos casos se consideró el tiempo de respuesta, así como el dispositivo disponible en el laboratorio garantice disminuir las pérdidas por conmutación y conducción. Las características del diodo y Mosfet de carburo de silicio seleccionados para realizar las pruebas, se muestran en las Tabla 3.7 y 3.8.

Tabla 3. 7 Características de los diodos seleccionados.

Diodo	V _{RRM}	I _{F(AV)}
C4D08120A	1200 V	11 A

Tabla 3. 8 Características de los MOSFET seleccionados.

MOSFET	V _{DS}	I _D	R _{DS(on)}
C2M0160120D	1200 V	17.7 A	160 mΩ

3.10. Simulación del balastro con carga resistiva

A continuación se presentan los resultados obtenidos en simulación del balastro con carga resistiva. Estas simulaciones se realizaron en PSPICE (versión 16.6). En la siguiente figura, se presenta el esquemático del balastro diseñado:

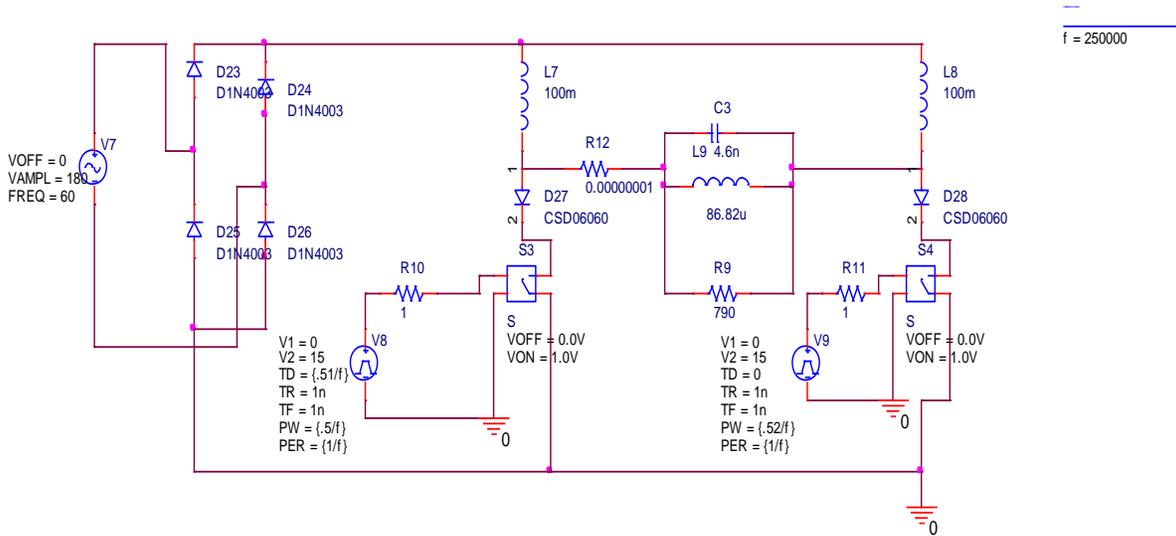


Figura 3.10 Esquemático del Balastro diseñado con carga resistiva

En la Figura 3.11 se muestran las formas de ondas de la corriente y voltaje aplicadas a la carga. Se puede ver la forma de onda de la corriente de línea tiende a seguir durante la mayor parte del ciclo de línea a la forma de onda de voltaje de la fuente sinusoidal. La forma de onda de la corriente de entrada es similar a la predicha.

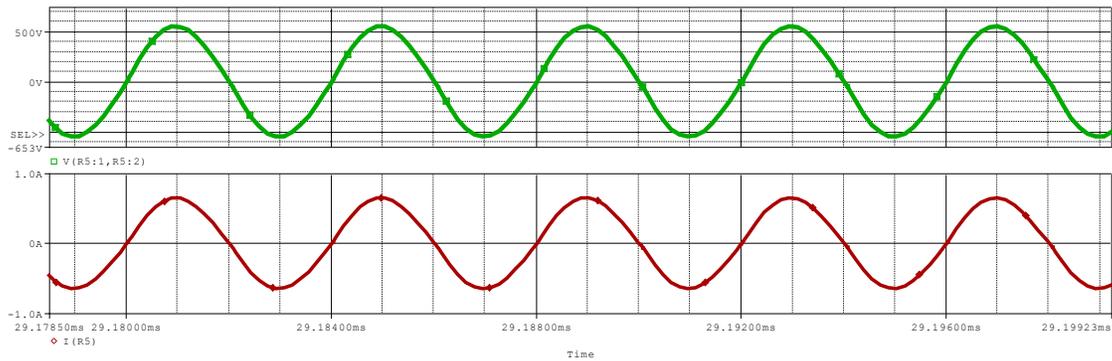


Figura 3. 11 Voltaje y corriente medidos en la carga R_T

Por otra parte, la forma de la señal del voltaje y corriente medidos en los inductores en se muestra en la Figura 3.12 en donde los valores arrojados en simulación para L_{f1} y L_{f2} , fueron de 364.4V, 469mA respectivamente.

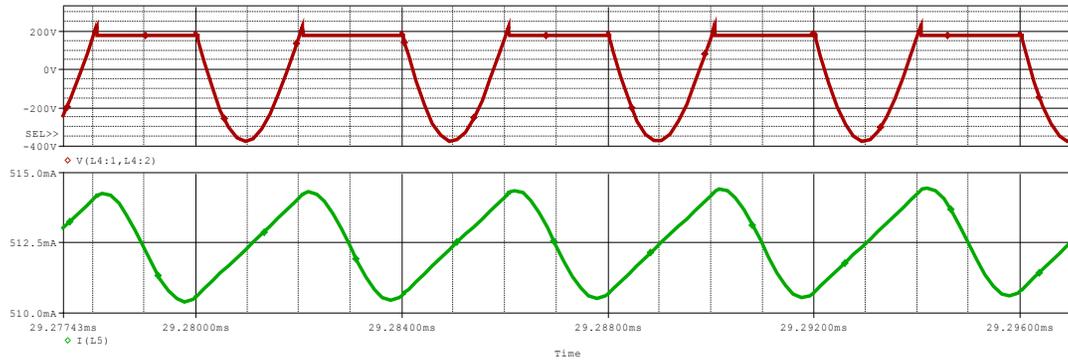


Figura 3. 12 Voltaje y corriente medidos en las bobinas If

En la Figura 3.13 se observa que el factor de potencia obtenido en la alimentación del balastro, con un valor de 0.99 aproximadamente.

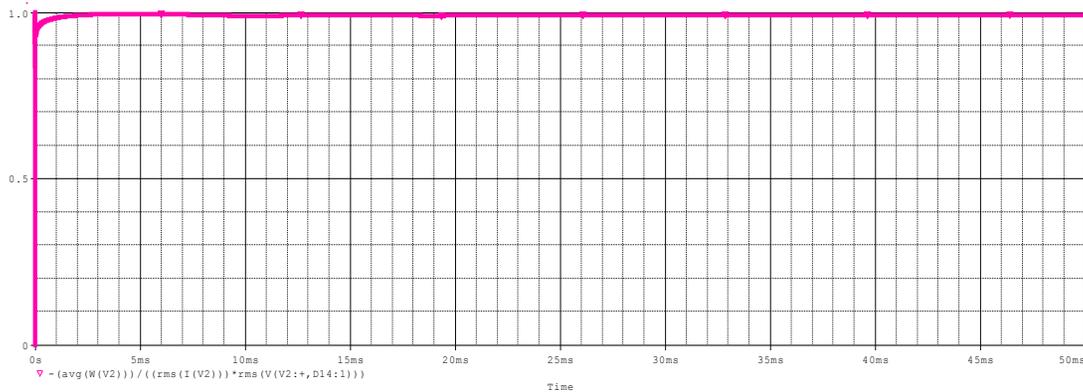


Figura 3. 13 Factor de potencia obtenido del balastro en simulación

En la siguiente figura, se presenta cual es la potencia suministrada por el circuito, en donde se muestra un valor de aproximadamente 100 W.

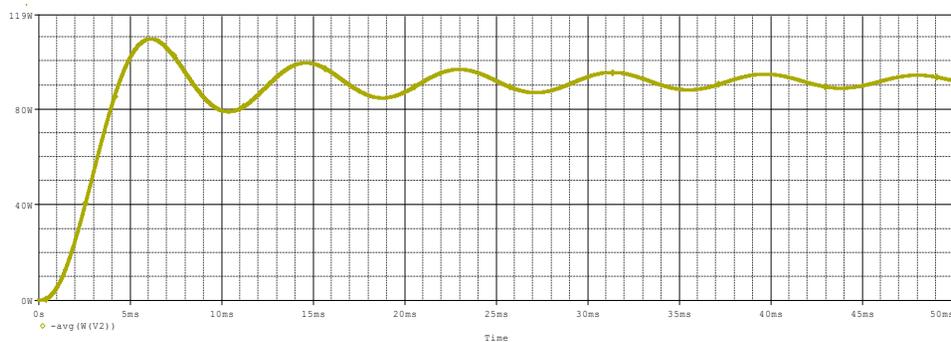


Figura 3. 14 Potencia suministrada por la fuente

En la Figura 3.15 se presenta la potencia promedio en la resistencia de carga. La potencia que se le suministra a la resistencia es de 89 W, logrando una eficiencia aproximada de 90%, a pesar de esto, esta potencia difiere de la que necesita la lámpara de 100 W, pero resulta suficiente para su encendido.

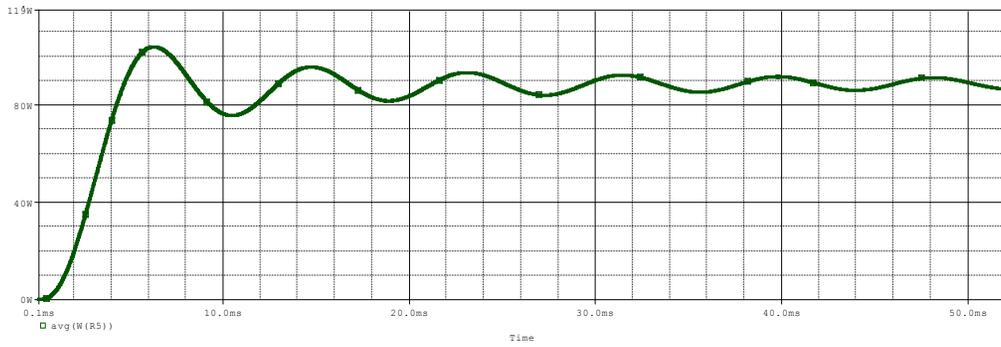


Figura 3. 15 Potencia suministrada en la carga

Las pérdidas presentadas en el Mosfet tienen un valor de 166 mW y se muestra en la Figura 3.16, estas pérdidas se consideran que son mínimas.

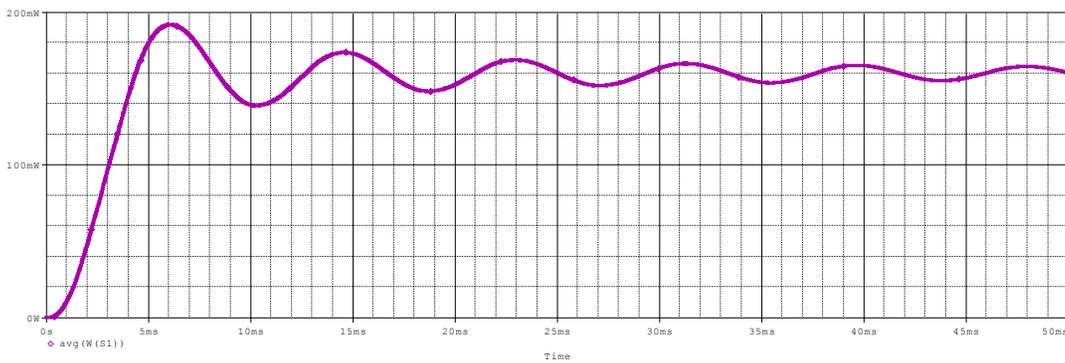


Figura 3. 16 Potencia consumida por los mosfets

NOTA: Para las simulaciones elaboradas en PSPICE, se consideraron parte de las condiciones reales que presentan los componentes utilizados, pero debido a que el simulador no considera algunas pérdidas por conmutación, los resultados obtenidos en simulación, tenderán a variar a los obtenidos en implementación.

Capítulo 4. Implementación y pruebas del prototipo del balastro

En este capítulo se lleva a cabo la implementación del prototipo mediante la selección de los componentes que lo conformarán, posteriormente se llevara a cabo un protocolo de pruebas que verifique su correcto funcionamiento. Los resultados obtenidos del prototipo son presentados en este apartado.

4.1. Para la implementación del prototipo del balastro

Para llevar a cabo la implementación en conjunto de todos y cada uno de los componentes que conforman el prototipo desarrollado en este trabajo de tesis, primeramente se realiza la selección de los dispositivos óptimos para la realización de cada etapa del balastro, esta selección se detalla a continuación. Posteriormente se prosigue con la implementación de dichas etapas, con el objetivo de analizar los resultados obtenidos.

4.2. Selección de componentes

4.2.1. Interruptores

Para la elección de los interruptores, se tomó como consideración los esfuerzos de tensión y corriente en los cuales estos operarán, los cuales varían de los 700 V y 4 A aproximadamente.

Otro aspecto importante en la elección de los dispositivos a implementar, se encuentra en la resistencia drenaje-fuente que estos poseen, esto es debido a que mientras mayor resistencia tenga, las pérdidas por conducción que presentará el balastro serán mayor, lo cual influye en la eficiencia final del prototipo desarrollado.

Tomando en cuenta las consideraciones anteriormente descritas, el interruptor que se eligió es el Mosfet de carburo de silicio C2M0160120D, el cual posee un voltaje drenaje-fuente de 1200 V, una corriente máxima de drenaje de 17.7 A y una resistencia drenaje-fuente de 160m Ω . A continuación se muestra la apariencia física de dicho dispositivo y su configuración [33].

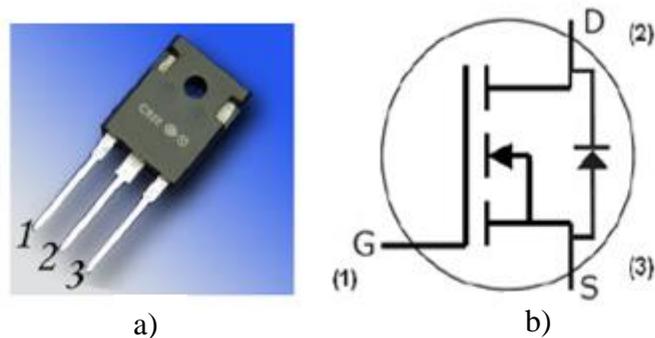


Figura 4.1 Mosfet C2M0160120D. a) Apariencia física y b) Configuración

Una de las características que presenta trabajar con estos mosfets en específico, es que a diferencia de la mayoría de este tipo de componentes, estos mosfets operan con un voltaje de -10 a 25 V, por lo que se tiene que diseñar un arreglo para poder conmutar a ambos y garantizar que su funcionamiento sea el adecuado para esta aplicación, de este modo, a continuación se detallan las especificaciones del circuito integrado de control utilizado para cada caso.

4.2.2. Circuitos integrados del control

En este caso se eligieron dos impulsores MIC4451, se seleccionó debido a que es un dispositivo de alta velocidad, capaz de proporcionar hasta 12 A pico de salida debido a su configuración; además, requiere de una corriente baja para su circuitería digital y es capaz de manejar grandes cargas capacitivas con una tasa de cambio elevada. A continuación se muestra el circuito integrado MIC4451 en su forma física y su configuración.

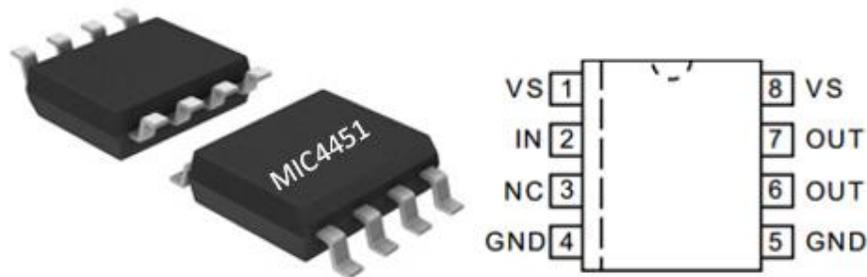


Figura 4.2 Circuito de control MIC4451

4.2.3. Selección de los materiales para la bobina resonante

En base al valor de la constante geométrica [34] y la frecuencia de operación, se llevó a cabo la selección del carrete a utilizar y la ferrita respectivamente. Debido a que la frecuencia de operación es de 250 kHz, se eligió el núcleo 3F3 el cual tiene una frecuencia máxima de operación de 500 kHz, la constante geométrica que proporciona el ETD29/16/10 es de 0.458 cm la cual se calculó en el anexo A y B.

A continuación se muestra el núcleo y carrete que se utilizó en el diseño de la bobina resonante L_r .

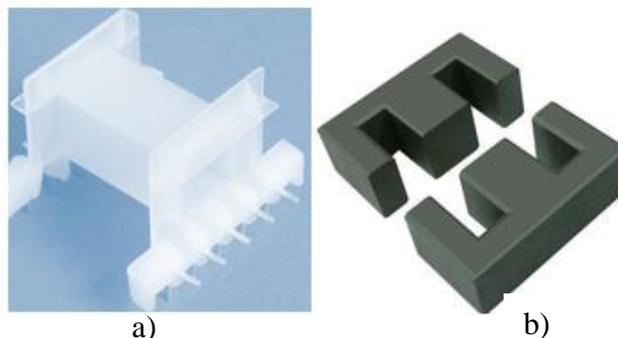


Figura 4.3 Componentes del inductor resonante y a) Carrete del núcleo ETD29/16/10 b) Núcleo 3f3-ETD29/16/10

4.3. Implementación del prototipo

Una vez realizado el diseño y simulación del balastro y habiendo elegido los componentes adecuados. Se procedió a la implementación de dicho balastro; a continuación se muestra el diagrama esquemático del circuito completo:

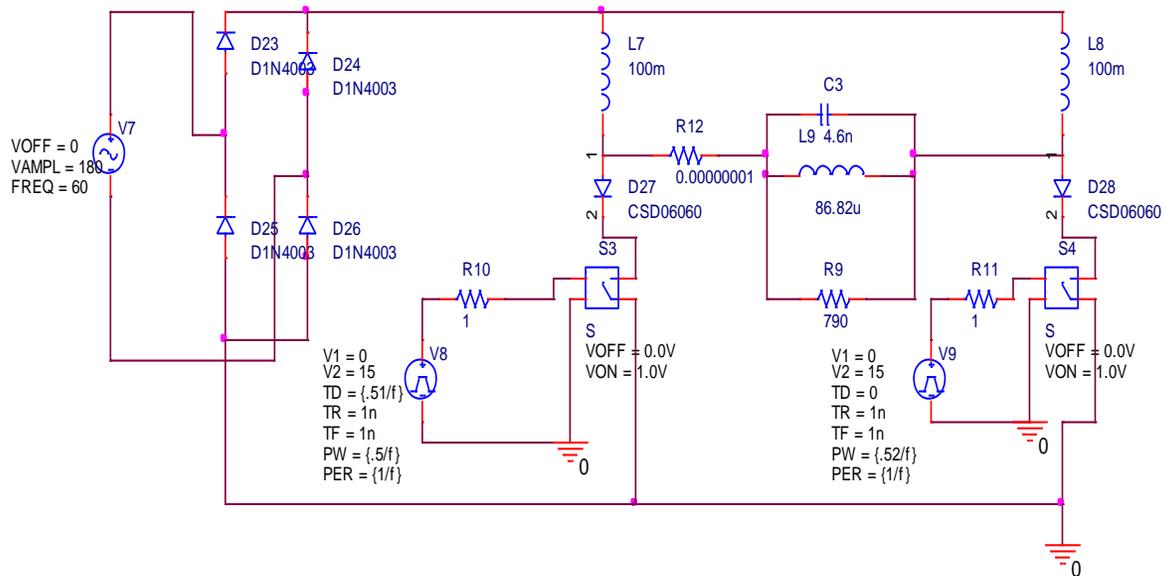


Figura 4.4 Balastro electrónico diseñado

A continuación se muestra el balastro electrónico implementado y en la Tabla 4.1 se muestran los componentes que lo conforman, previamente calculados.

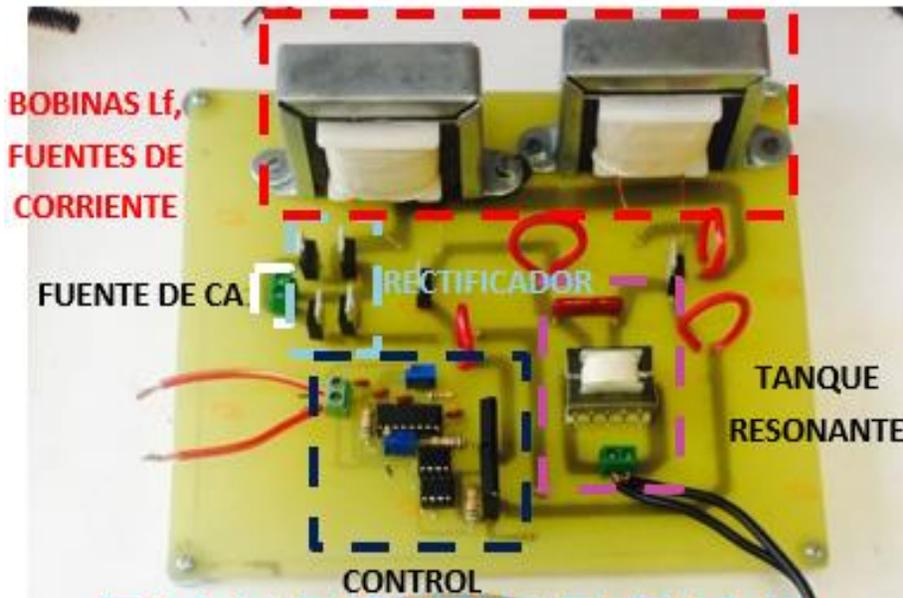


Figura 4.5 Balastro electrónico implementado

Tabla 4.1 Componentes que conforman el prototipo implementado

Descripción	Tipo de Material	Valor
Rectificador y filtro		
Inductor (Lf)	Núcleo Laminado	100 mH
Diodo (D)	C3D04060A	-
Tanque Resonante		
Capacitor (Cr)	Polipropileno	4.9 nF
Inductor (Lr)	Ferrita 3f3	86 μ H
Resistencia (Rt)	-	800 Ω
Inversor		
Mosfet (S1 y S2)	C2M0160120D	-
Diodo	C4D08120A	-
Control		
Generador de pulsos	MIC4451	-

Una vez seleccionados y previamente calculados los dispositivos a utilizar para el desarrollo del prototipo a implementar, a continuación se muestran los resultados obtenidos.

4.1. Resultados de pruebas experimentales

4.1.1. Resultados en estado de pre-encendido

Una vez implementado el balastro se procedió a realizar las pruebas en estado de pre-encendido, estas pruebas se llevan a cabo por el hecho de no saber en primera instancia el comportamiento real de la lámpara a utilizar, el objetivo de esta prueba fue observar por primera vez su comportamiento real. A continuación se muestra los resultados obtenidos:

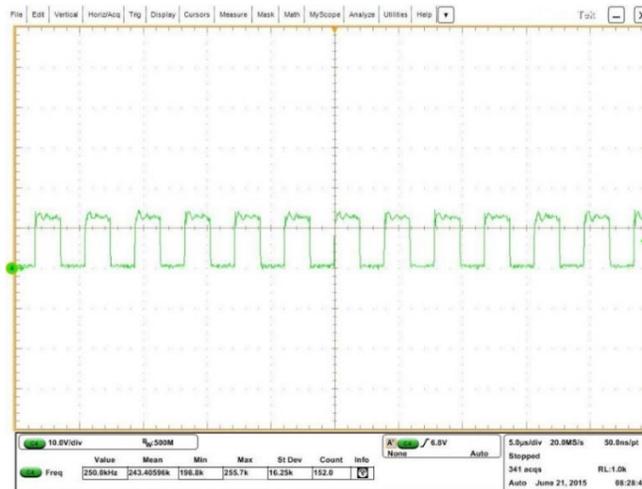


Figura 4.6 Señal de circuito de control durante el estado de pre-encendido con una escala de voltaje de 10V/div y una escala de tiempo de 10.0 ms/div. Esta señal corresponde a la señal obtenida en uno de los Mosfets utilizados, en donde de manera sustancial el segundo de ellos será el complementario del mostrado en esta figura

En la Figura 4.6 se muestra el circuito de control operando en el modo de pre-encendido a una frecuencia de conmutación de 250kHz aproximadamente, el comportamiento de la etapa de control es la misma en estado de pre-encendido que en estado estable con o sin lámpara, por lo que se decide únicamente mostrar la forma de onda en esta etapa y no en los demás resultados obtenidos presentados más adelante.

Posteriormente se midió el voltaje de pre-encendido en la lámpara (Figura 4.7), en donde se muestra una de las características que posee para el encendido, en donde anteriormente se había mencionado que la lámpara opera con valor determinado de voltaje y potencia para su funcionamiento “ideal”, pero en práctica se observó que con una valor mínimo de 40 V de entrada es posible lograr encenderla y estabilizarla.

Otro punto importante de mencionar es que de acuerdo a sus características de diseño, no es posible encenderla variando paulatinamente el voltaje de entrada, esto quiere decir que para su encendido necesita de un “toque” de voltaje determinado, suministrado en un pequeño instante de tiempo. El voltaje de la lámpara en esta condición se muestra a continuación.

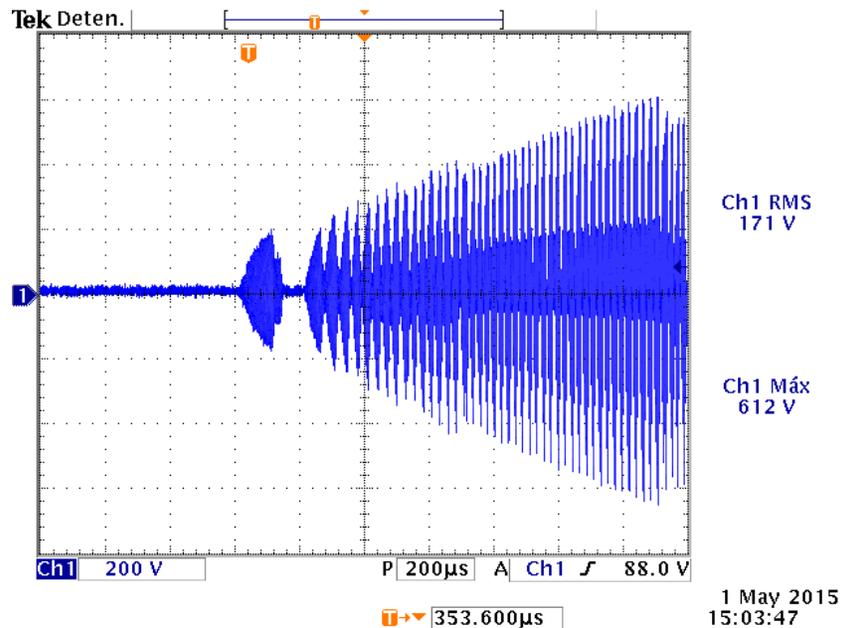


Figura 4.7 Voltaje en la lámpara durante el estado de pre-encendido con escala de tiempo de 200us/div y una escala de voltaje de aproximadamente 200 V/div

A continuación se muestra la modulación de corriente en la lámpara durante la etapa de pre-encendido:

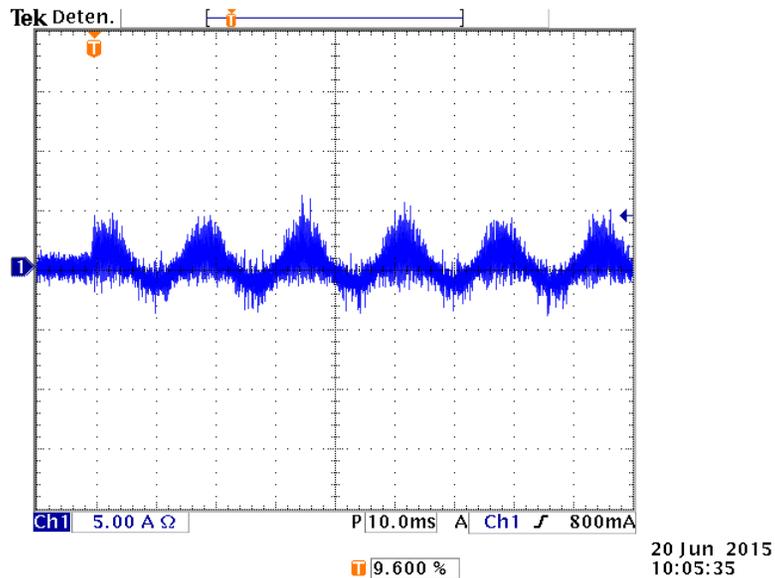


Figura 4.8 Corriente en la lámpara durante la etapa de pre-encendido con escala de tiempo de 10 ms/div y de corriente de 5 A/div

NOTA: Las pruebas en estado de pre-encendido se realizaron colocando como carga la lámpara, por otro lado para las pruebas en estado estable, primero se colocó como carga una resistencia variable con un valor óhmico equivalente al presente en la lámpara empleada para esta aplicación y posteriormente se llevaron a cabo las pruebas correspondientes utilizando como carga la lámpara seleccionada.

4.1.2. Resultados utilizando como carga una resistencia

Como se mencionó anteriormente, en primera instancia durante las pruebas se colocó como carga una resistencia de 800 Ω , con el objetivo de verificar que el comportamiento del circuito correspondiera a las ecuaciones de diseño, una vez verificado lo anterior, se procedió a desarrollar las pruebas utilizando como carga la lámpara, estos resultados se muestran más adelante.

A continuación se presentan las gráficas de los resultados obtenidos con la resistencia mencionada, en donde la Figura 4.9 muestra las señales de voltaje y la corriente medidos con la resistencia variable.

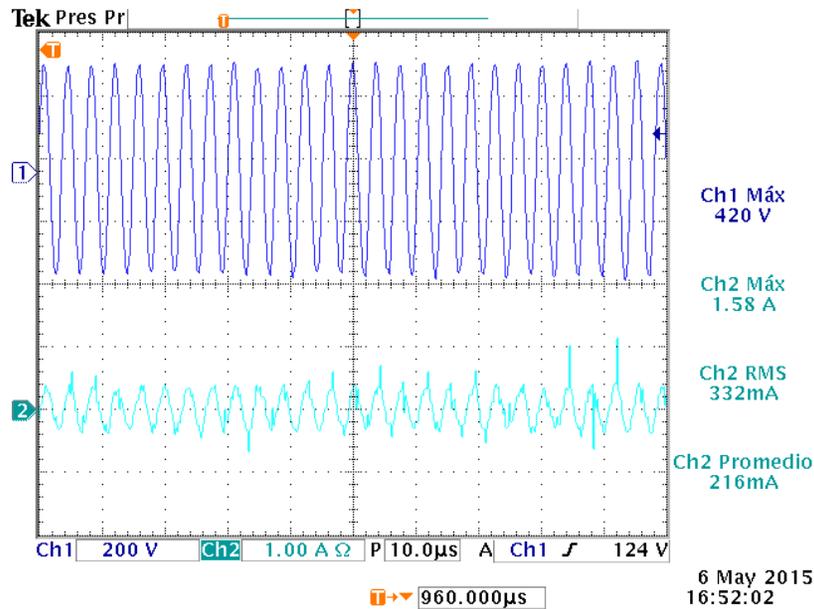


Figura 4.9 Voltaje y corriente medidos utilizando como carga una resistencia, en esta forma de onda se tiene una escala de tiempo de 10 ms/div, un voltaje de 50 v/div y una corriente de 5 A/div.

La Figura 4.9 muestra el voltaje en fase con la corriente, medidos en el prototipo implementado utilizando la resistencia variable, esta señal verifica la forma de onda sinusoidal que se esperaba y además se observan pocas perturbaciones inyectadas por el balastro. Por otra parte, la forma de la señal del voltaje y corriente medidos en los inductores se muestra en la Figura 4.10 en donde los valores arrojados para Lf1 y Lf2 implementado es de 364 V y 466 mA respectivamente.

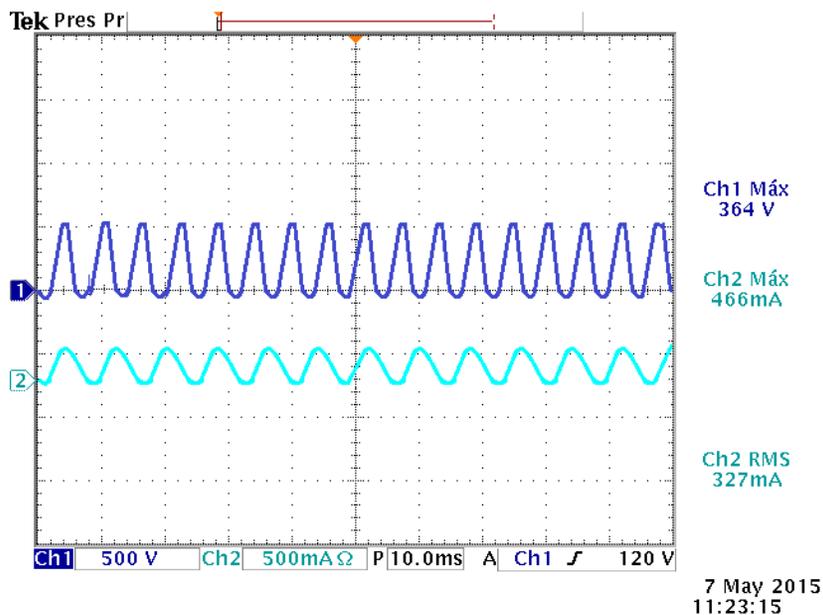


Figura 4.10 Valores de voltaje y corriente medidos en los inductores Lf, en esta forma de onda se tiene una escala de 500 V y un tiempo de 10.0 ms.

El factor de potencia medido en implementación, se muestra en Figura 4.11, en donde se aprecia un valor aproximado del 0.99.

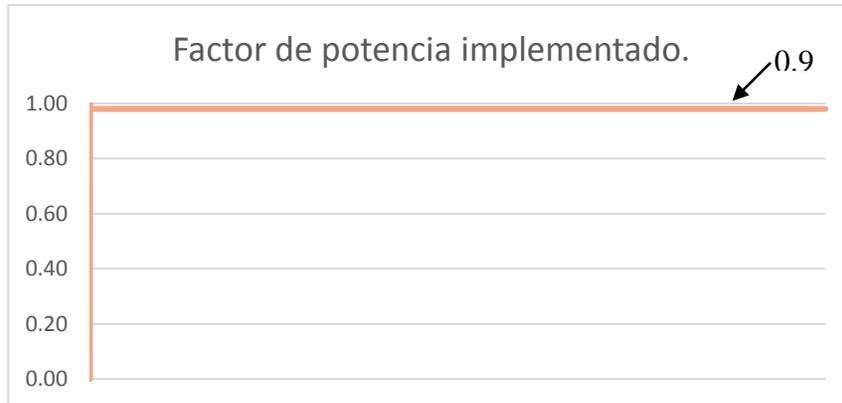


Figura 4.11 Factor de potencia obtenido en implementación con resistencia, se muestra un valor de 0.99.

NOTA: El valor graficado del factor de potencia colocando como carga la resistencia variable, se determina con la fuente de CA con la que se llevan a cabo las pruebas, en donde se establecen pruebas variando el voltaje de entrada al circuito implementado de 5 V en 5 V, dando como resultado la gráfica que se muestra en la Figura 4.11 mostrada con anterioridad. Con la obtención de un factor de potencia superior al especificado por las recomendaciones FIDE (Mayor 90%), se realiza un análisis de pérdidas, el cual indique los porcentajes de consumo de potencia en implementación, este análisis expondrá la cantidad de potencia disipada en cada uno de los componentes empleados para este trabajo de tesis, de este modo, en la Figura 4.12 se muestran los resultados obtenidos en la implementación acerca de las pérdidas, en donde del 100% de las pérdidas presentes, el 76% aproximadamente lo consumen los inductores L_f .

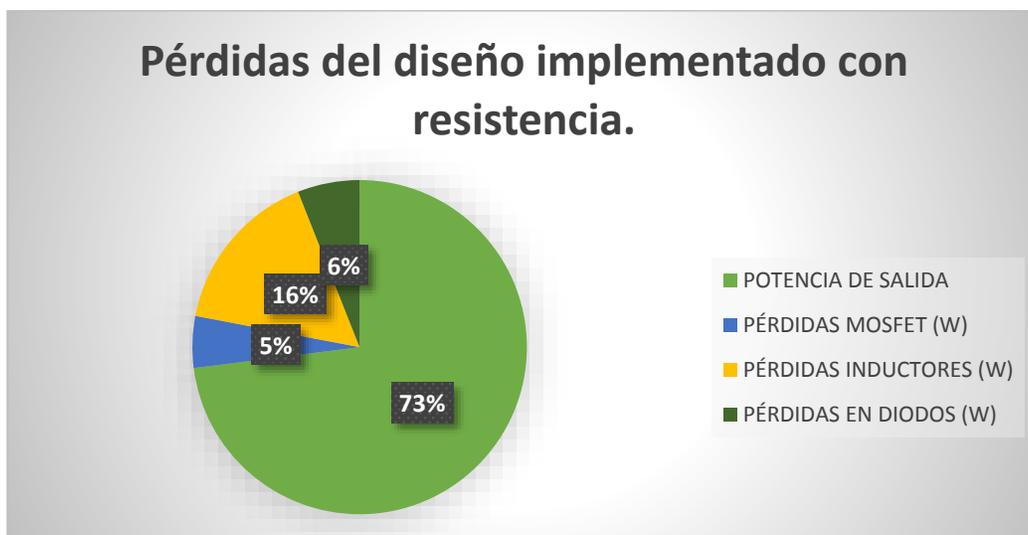


Figura 4.12 Grafica de la potencia total presente en el balastro utilizando como carga una resistencia

4.1.3. Resultados en estado estable con lámpara

Una vez conocido parte de las características del prototipo implementado y habiendo obtenido resultados satisfactorios a lo que este trabajo había estipulado, se decidió probar con la lámpara seleccionada para esta aplicación, con la finalidad de observar su respuesta ante el tipo de señal aplicada y ver la correspondencia al modelo propuesto. En la Figura 4.13 se muestra el prototipo implementado con la lámpara

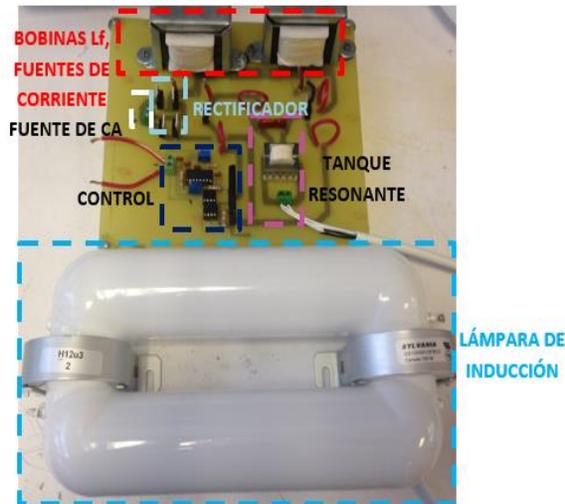


Figura 4.13 Circuito implementado con la lámpara de inducción QT ENDURA 70-100/120-240S.

En primera instancia, en la Figura 4.14 se muestra la forma de ondas de voltaje y corriente obtenidas que son aplicadas en la lámpara en estado estable.

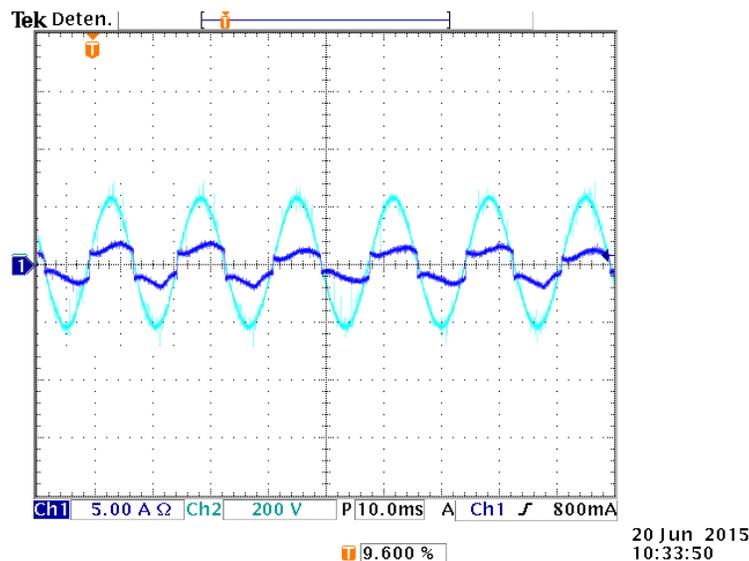


Figura 4.14 Voltaje y corriente en estado estable medidos aplicados en la lámpara, las escalas de medición para la gráfica anterior son: tiempo de 10ms, corriente de 5 A/div y en voltaje de 50 V/div.

La Figura 4.14 representa las formas de onda de voltaje y corriente aplicados a la lámpara, en donde se puede observar que de acuerdo a lo analizado anteriormente, ambas se encuentran en fase, por lo que su funcionamiento es el apropiado para esta aplicación en específico, de igual forma se aprecia la forma de onda de corriente característica para esta lámpara, en donde para esta forma de onda se logra un factor de potencia de 0.98.

NOTA: Las formas de onda de voltaje y corriente mostradas en la Figura 4.14, representan las señales aplicadas a la lámpara, ya que en primer lugar no es posible obtener una forma de onda en la lámpara misma debida a sus características de modelo de operación, puesto que se compone de una inductancia en paralelo con una resistencia, la corriente es dividida entre estos dos componentes, por otro lado el voltaje no es posible medirlo como tal por que este voltaje se aplica directamente a la lámpara. Este resultados se muestran en la siguiente figura en donde se muestra un FP superior al recomendado por FIDE ($\geq 90\%$).

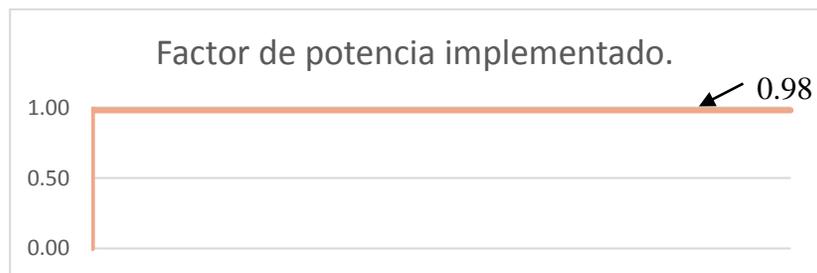


Figura 4.15 Factor de potencia obtenido con la lámpara de inducción QT ENDURA 70-100/120-240S.

Una vez conociendo que con la forma de onda de corriente dada en la lámpara es posible obtener un alto factor de potencia, en la Figura 4.16 se muestra la potencia aproximada con lámpara, observando una potencia promedio de salida de 70 W, esta potencia es suficiente para mantener a la lámpara en estado estable, por otro lado a través de este resultado se puede determinar que el circuito con lámpara tiene aproximadamente un 70% de eficiencia.

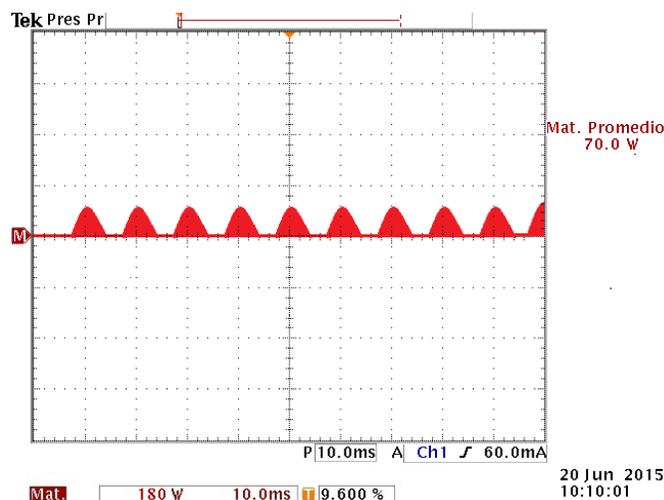


Figura 4.16 Potencia obtenida con lámpara, en donde se muestra el equivalente a la potencia obtenida.

Al determinar la potencia promedio que llega a la lámpara, se puede observar como consecuencia una eficiencia de aproximadamente el 70%, esta eficiencia tan baja es resultante de utilizar como corrector de FP las bobinas L_f , cuya inductancia es muy grande (100 mH) generando mayores resistencia parásitas en ellas, a diferencia de los resultados obtenidos en simulación, es importante mencionar que el programa PSPICE no toma en cuenta parte de las pérdidas reales que en implementación se tiene, es por esto los resultados obtenidos para ambos casos.

NOTA: Un punto importante a resaltar es que en el apartado de balastos para este tipo de lámparas, las recomendaciones establecidas por FIDE no mencionan ningún parámetro de eficiencia, esta recomendación únicamente establece que para poder aprobar las normativas que en ella manejan, se requiere de una FP superior o igual al 90% y una distorsión armónica total menor o igual al 30%, puesto que por ahora se cuenta con un FP superior al indicado por FIDE, a continuación se muestra un análisis más profundo acerca de los armónicos de corriente que este balastro suministra a la red, sometiéndolo a la norma europea EN 61000-3-2, la cual indica los porcentajes mínimos de corriente permisibles que se han de inyectar a la red en el apartado de sistemas de iluminación.

Como se mencionó anteriormente, un aspecto importante en la implementación de este prototipo, es el hecho de poder observar si es posible acreditar la recomendación europea EN 61000-3-2, la cual es la encargada de determinar la cantidad de porcentajes de armónicos permisibles que se pueden inyectar a la red, de este modo, en las siguientes figuras, se ilustran los resultados obtenidos trabajando a máxima potencia, pero en primer instancia, en la Tabla 4.2 se muestran los valores permisibles para esta norma.

Tabla 4.2 Porcentajes de armónicos de la norma EN-61000-3-2.

Número de Armónico	Porcentaje máximo permisible de acuerdo al pico fundamental.
2	2 %
3	$30-\lambda^*$ %
5	10 %
7	7 %
9	5 %
$11 \leq n \leq 39$	3%
* λ factor de potencia del circuito	

Una vez conociendo los valores de la norma EN 61000-3-2, en la siguiente imagen se muestra el valor de la fundamental (60 Hz) obtenida en las pruebas realizadas al balastro con lámpara y a máxima potencia, la cual servirá de punto de partida para poder determinar los cálculos correspondientes y observar si la norma es acreditada o no. De este modo primeramente se analizarán los armónicos presentes en el balastro, y posteriormente se mostrará una gráfica en Excel con los valores dados en comparación con los establecidos por la norma.

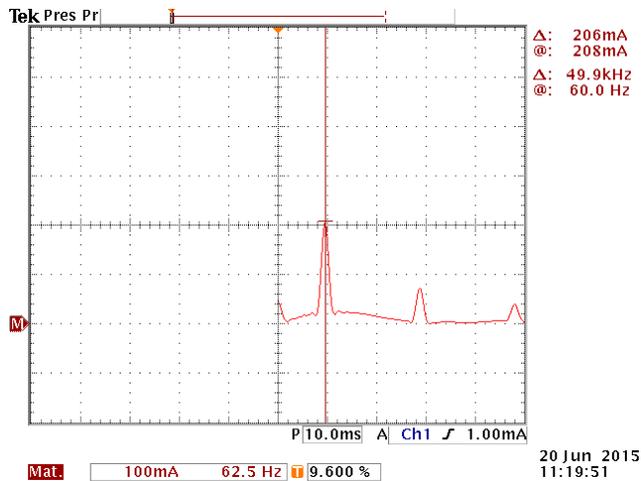


Figura 4.17 Valor representativo del valor fundamental del primer armónico con escalas de 100 mA/div y un tiempo de 10 ms

La Figura 4.17 muestra el valor del pico de corriente fundamental, en donde se observa un valor de 208 mA, de este modo, este valor corresponderá al 100% de los armónicos presentes. En la siguiente ecuación, se determina el valor para el tercer armónico (180 Hz) y el resultado obtenido de manera experimental se muestra en la Figura 4.18.

$$Tercer\ armónico = \frac{208\ mA * 29.02}{100} = 60.36\ mA \quad (4.1)$$

Una vez determinado el valor mínimo permisible para el tercer armónico, en donde el valor de 29.02 representa según la norma, el valor de $30-\lambda$, en donde λ representa el valor del factor de potencia presente en el circuito, en donde para este caso es de 0.98, en la Figura 4.18 el valor para el 3 armónico (180 Hz).

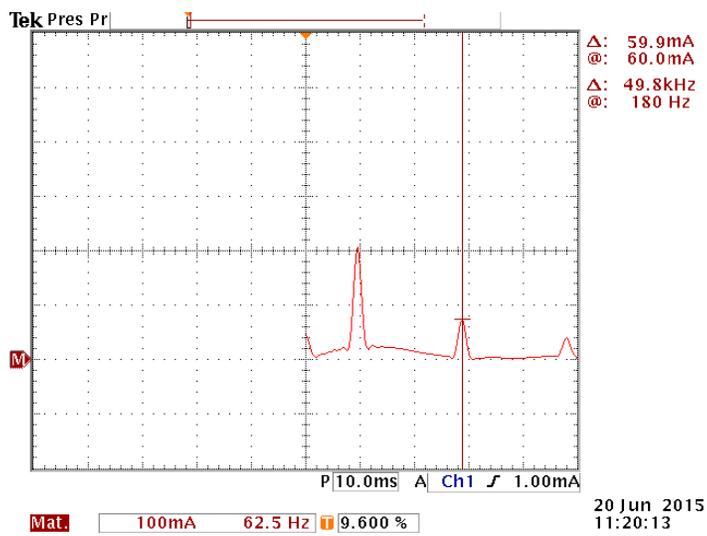


Figura 4.18 Valor del tercer armónico presente en el balastro con una escala de 100mA/div y un tiempo de 10ms/div

La Figura 4.18 muestra el valor de corriente presente en el tercer armónico, en donde se muestra un valor de 60 mA, por lo que si se compara con los 60.3616 mA arrojados en el cálculo de la ecuación 4.1, se aprecia que se cumple con lo establecido por la norma EN 61000-3-2 para este armónico en particular.

Una vez determinado el valor establecido para el tercer armónico, en la ecuación 4.2 se muestra el cálculo para el último armónico presente en el circuito, el cual representa el armónico número 5 (300 Hz).

$$\text{Quinto armónico} = \frac{208mA * 10}{100} = 20.8 mA \quad (4.2)$$

Habiendo determinado el cálculo para este último armónico, en la siguiente imagen se muestra el valor del mismo armónico obtenido en implementación.

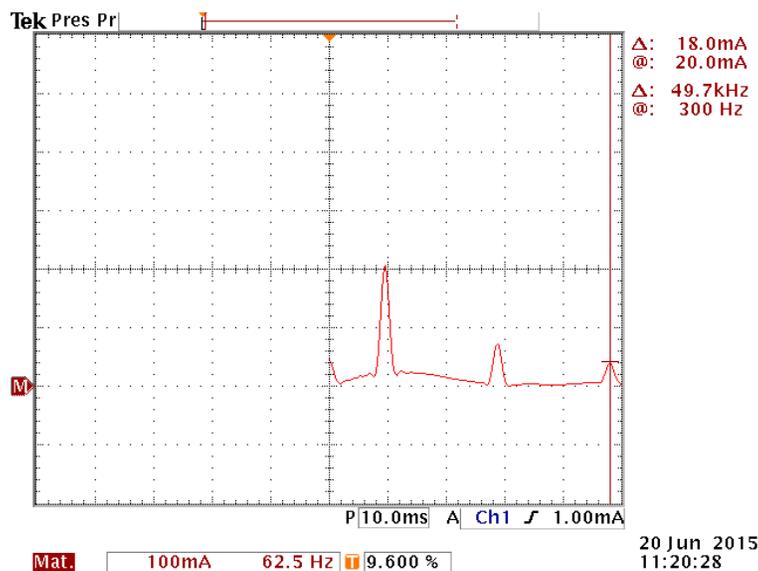


Figura 4.19 Valor del quinto armónico presente en el balastro

La Figura 4.19 muestra el valor de corriente presente en el quinto armónico, en donde se muestra un valor de 20 mA, por lo que si se compara con los 20.8 mA arrojados en el cálculo de la ecuación 4.2, se aprecia que se cumple con lo establecido por la norma EN 61000-3-2.

NOTA: Los resultados mostrados para los armónicos en las anteriores figuras, únicamente representan los valores de los armónicos presentes en el 3 y 5 armónico, puesto que los demás prácticamente se consideran despreciables, sin embargo un análisis más a fondo se muestra en la sección 4.6.2 de este capítulo. Con el análisis de los resultados anteriores, se determina que aunque en el límite, se cumplen con los lineamientos establecidos por la norma europea EN 61000-3-2. Posteriormente, en la Tabla 4.3 se muestra una comparativa

de los resultados obtenidos a máxima potencia de lo obtenido en simulación y la implementación.

Tabla 4.3 Mediciones obtenidas con la lámpara.

Mediciones obtenidas en simulación y en la práctica				
Medición	Simulación	Práctica	Diferencia	% Error
Potencia	89 W	71 W	16 W	25.35 %
Vmax	440 V	430 V	10 V	2.325 %
I _{max}	1.55 A	1.59 A	0.04 A	2.515 %
FP	0.99	0.98	0.01	1.02 %
Eficiencia (P)	89 %	73 %	16%	21.9%

NOTA: A pesar de que se obtiene un margen de error elevado al comparar lo obtenido en simulación y lo obtenido en implementación, se puede decir que es relativamente esperado, ya que el simulador empleado, no toma en cuenta ciertas pérdidas por conmutación, lo cual ayuda a que su eficiencia de igual forma se eleve en comparación con lo obtenido en implementación.

Por otro lado, para las pruebas elaboradas con la lámpara, también se realiza un análisis de pérdidas, el cual indica los porcentajes de consumo de potencia en implementación. Se puede observar que en comparación con los resultados arrojados con resistencia, al utilizar la lámpara disminuye en 1 W la potencia de salida, esto se debe a las diferentes conmutaciones que la lámpara presenta en comparación a la resistencia previamente utilizada, esto se ilustra de mejor forma en la siguiente imagen.

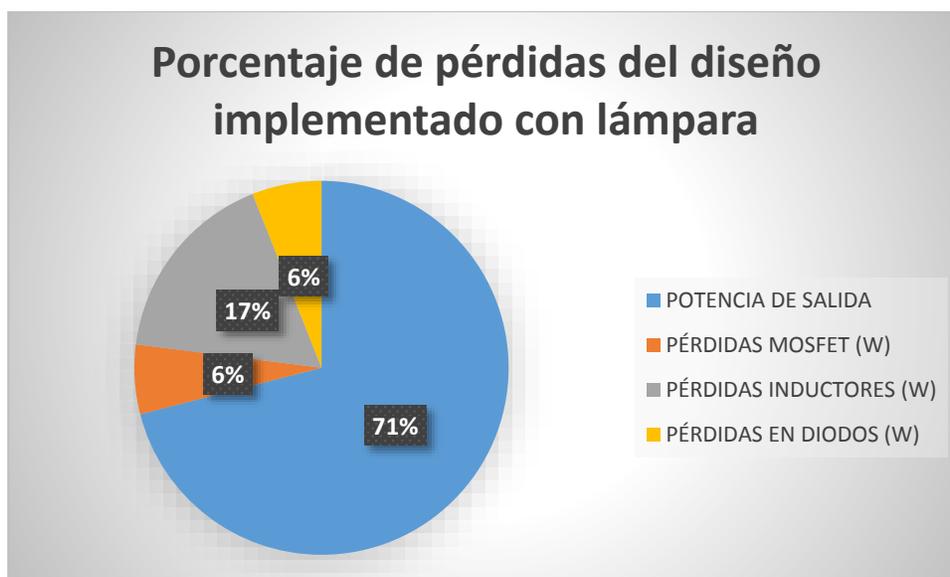


Figura 4.20 Grafica de la potencia total presente en el balastro con lámpara

4.2. Análisis de los resultados generales

4.2.1. Rectificador de onda completa con filtro L

En la etapa de rectificación, se empleó un rectificador de onda completa con filtro L analizado previamente, al utilizar este rectificador se obtuvieron resultados favorables, además las pérdidas en los diodos no fueron muy altas y lo convierte en una buena opción para operar en altos rangos de frecuencias.

Por otro lado el sustituir un filtro LC por un filtro inductivo, fue favorable, ya que se obtuvo un filtro diseñado a 60 Hz sin la necesidad de emplear el uso de los capacitores electrolíticos.

4.2.2. Factor de potencia y THD

De acuerdo a los resultados obtenidos y analizados previamente con el FP y la THD presentadas para este trabajo de tesis, se llevó a cabo una última prueba con el objetivo de observar el comportamiento que el circuito adopta a diferentes magnitudes de voltaje de entrada, de este modo se realizó un barrido de la fuente de alimentación del circuito empleado, variando paulatinamente el voltaje de entrada de 5 en 5v, con el objetivo de determinar las características que presenta a diferentes voltajes y el comportamiento que existente del FP y la THD. Los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 4.4.

Tabla 4.4 Porcentaje de armónicos medidos en el balastro

Voltaje rms (V)	FP	Número de armónico						
		1	2	3	5	7	9	11
		60 Hz	120 Hz	180 Hz	300 Hz	420 Hz	540 Hz	660 Hz
80	0.98	0.148	0.002	0.036	0.015	0.00296	0.00178	0.00030
85	0.98	0.154	0.002	0.043	0.015	0.00077	0.00185	0.00031
90	0.98	0.160	0.002	0.045	0.016	0.00080	0.00032	0.00032
95	0.98	0.166	0.002	0.047	0.017	0.00083	0.00033	0.00033
100	0.98	0.172	0.002	0.048	0.017	0.00345	0.00207	0.00034
105	0.98	0.178	0.002	0.050	0.018	0.00357	0.00214	0.00036
110	0.98	0.184	0.000	0.052	0.018	0.00369	0.00221	0.00037
115	0.98	0.190	0.000	0.053	0.019	0.00095	0.00228	0.00038
120	0.98	0.196	0.000	0.055	0.019	0.00098	0.00039	0.00039
125	0.98	0.202	0.000	0.058	0.020	0.00101	0.00040	0.00040
130	0.98	0.208	0.000	0.060	0.020	0.00416	0.00250	0.00042

Los armónicos presentados en la anterior tabla, son los armónicos medidos y comparados con los establecidos por la norma europea EN 61000-3-2 y son tomados hasta el armónico número 11 debido a que los armónicos de orden superior se consideran

despreciables, con estos resultados de FP y THD, se muestra que es factible el trabajo desarrollado a las dos normas apegadas a este trabajo, la primera la recomendación FIDE que especifica un FP superior o igual al 90% y una THD mayor o igual al 30%, y la segunda la norma europea la cual condiciona los porcentajes máximos de contenido armónico que pueden inyectarse a la red.

4.2.3. Pérdidas del balastro

En la siguiente tabla se muestran las pérdidas medidas como la potencia promedio que se tienen en los diferentes componentes del prototipo, estas pruebas se obtienen variando el voltaje de entrada de la fuente empleada de 5 en 5V, los resultados se muestran a continuación.

Tabla 4.5 Potencia consumida por los mosfets

Voltaje (rms)	Mosfet (S1)	Mosfet (S2)	Diodos rectificador	Diodos en serie con S1 y S2	Filtro Lf	Tanque Lr	% η
90	1.8 W	1.8 W	4 W	1.99 W	16.2 W	.789 W	70
95	2 W	2 W	4 W	2 W	16.2 W	.8 W	70
100	2 W	2 W	4 W	2 W	16.3 W	.8 W	70
105	2 W	2 W	4 W	2 W	16.4 W	.89 W	70
110	2.4 W	2.4 W	4 W	1.84 W	16.7 W	.77 W	68
115	2.7 W	2.7 W	4 W	2 W	16.5 W	.99 W	70
120	2.8 W	2.8 W	4 W	2 W	17 W	0.9 W	69
125	3 W	3 W	4 W	2 W	16.2 W	0.68 W	70
130	3 W	3 W	4 W	2 W	16 W	1 W	71

La eficiencia máxima obtenida con la implementación del prototipo implementado alcanza una eficiencia máxima del 71% a máxima tensión, esta eficiencia se considera baja, pero no influye en los objetivos marcados al inicio del trabajo.

Por último, en la Figura 4.21 se muestra una foto captura con la lámpara en funcionamiento:



Figura 4.21 Prototipo en funcionamiento con la lámpara

Capítulo 5. Conclusiones

En este apartado se desarrollan las conclusiones del presente trabajo de investigación, las aportaciones, problemáticas y los trabajos futuros que se sugieren de manera complementaria.

5.1. Conclusiones

Este trabajo tuvo como principal objetivo elaborar un balastro electrónico para lámparas fluorescentes que lo convirtieran en un sistema de iluminación de altas prestaciones y de esta forma aprovechar las ventajas que se tienen en los parámetros de factor de potencia, distorsión armónica y vida útil. Por otra parte, el desarrollo de este proyecto mediante la topología empleada en [19] mediante la técnica de integración de etapas contribuye a mejorar los sistemas de alimentación para lámparas fluorescentes.

Las principales conclusiones a las que se llegaron durante el desarrollo del proyecto se exponen a continuación:

- El modelo para la lámpara establecido funciona de buena manera y el comportamiento de la lámpara en condiciones de máxima potencia logran estabilizarla.
- Con el circuito propuesto se logra un factor de potencia superior al 95 %.
- El circuito propuesto presenta mayor confiabilidad que muchos con similares características al evitar el uso de capacitores electrolíticos.
- La principal desventaja de la metodología propuesta radica en la eficiencia obtenida, esta eficiencia puede mejorarse con el incremento del tamaño de las bobinas empleadas, pero en consecuencia se tendría una desventaja considerable en cuanto volumen se refiere.
- De acuerdo a las condiciones de diseño no fue posible incrementar en gran medida la eficiencia total para este circuito, el tema de la eficiencia varía directamente con el tamaño de las bobinas que se coloquen.
- El diseño propuesto, no necesita de una etapa de rectificación como tal, ya que gracias a su diseño, cuenta con un par de bobinas, que por su tamaño corrigen el factor de potencia por sí solas, obteniendo en la práctica $FP > 97\%$.
- Aprueba la norma de armónicos EN 61000-3-2 bajo las condiciones de estabilidad determinadas para este tipo de lámpara fluorescente.
- La topología permite que las pérdidas en los MOSFETs del convertidor e inversor sean relativamente bajas.

Por medio de las características de diseño del circuito propuesto se logran voltajes óptimos para el encendido de la lámpara y aporta a que el circuito no utiliza muchos componentes para su operación.

5.2. Problemática que se presentó durante el desarrollo del proyecto

Uno de los problemas que se presentó en la implementación para este trabajo de tesis, radicó en el hecho de operar a una frecuencia de conmutación relativamente alta (250 KHz), por lo que es necesario tener una etapa de control, que funcione a esta frecuencia y cuente con un ciclo de trabajo aproximadamente del 50% para cada MOSFET. Otro punto importante para resaltar, es el tema de la eficiencia relativamente baja, esta es causada debido a la resistencia parásita que se halla en los inductores fuentes de corriente del circuito, en donde dicha resistencia, varía de manera proporcional al tamaño de las bobinas que se deseen implementar, en teoría y en práctica se sabe que mientras más voluminosos sean estos componentes, existirá una reducción medianamente considerable para esta resistencia. Por otro lado puesto que esta resistencia parásita se intentó disminuir lo mayormente posible, el tamaño de los inductores realizados para esta aplicación, aún no fueron lo suficientemente robustos como para lograr eficiencias elevadas, provocando que de este modo la longitud del cable aumente haciendo que la resistencia sea aún mayor.

5.3. Aportaciones

El circuito analizado e implementado en esta topología es un circuito que no había sido empleado para este tipo de aplicaciones, por lo que se propone un circuito completamente nuevo en este rubro, por otro lado este circuito proporcionó a la lámpara sobretiros de voltaje altos capaces de encenderla, de igual forma se propuso una metodología sencilla que permite el diseño completo para cualquier rango de potencias y frecuencias de operación dependiendo de la aplicación, además, al reducir las etapas del balastro se reduce de igual forma el costo final de este prototipo.

Por otra parte, utilizar la topología mencionada con anterioridad, nos permite evitar el uso de capacitores electrolíticos, además de permitirnos “eliminar” la etapa de corrector de factor de potencia (en donde esta aplicación se lleva a cabo por los inductores fuente de corriente), este aspecto es importante porque además de ganar en cuanto a costo se refiere, también se gana en cuanto a confiabilidad.

5.4. Trabajos futuros

Este trabajo de tesis puede ser empleado para el diseño de sistemas de iluminación en aplicaciones en donde se requiera casi de una iluminación constante debido a sus características de larga vida útil, puede trabajar a la potencia que se desee diseñar utilizando la lámpara adecuada. Por otro lado, para mejorar la eficiencia del sistema final se pueden construir inductores para la corrección del factor de potencias más grandes, lo cual implicaría menor resistencia parásita. Una de las actividades que quedaron pendientes en la evolución de este proyecto por efecto de que no se estabilizó al 100% la lámpara

empleada, es la comprobación de que la topología empleada es capaz de aumentar la eficacia lumínica de la lámpara fluorescente.

Referencias

- [1] Uso Racional de Energía y Medio Ambiente. Nuevas Tecnologías, Cogeneración y Energía Renovable. Available: http://www.fide.org.mx/info_pdf/energia1.pdf. 2013.
- [2] OSRAM, "Lámparas Fluorescentes," Available: http://www.osram.com.ar/osram_ar/Productos_Profesional/Iluminacion_general/Lamparas_fluorescentes/index.html 2010.
- [3] S. J. Alcolea, "El potencial de ahorro energético del alumbrado," *Licenciatura, Departamento de Ingeniería Electrónica* 2010.
- [4] D. Martínez, "Balastro Electrónico Mono-etapa," *Licenciatura, Departamento de Ingeniería Electrónica, Universidad de las Americas Puebla, Puebla*, 2005.
- [5] J. A. H. López, "Fuente de Alimentación Resonante con un Rectificador Clase E para una Lámpara LED con Alto Factor de Potencia sin el uso de Capacitores Electrolíticos," Tesis de Maestría en Ciencias en Ingeniería Electronica, Departamento de Ingeniería Electronica, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, Cuernavaca, Morelos 2014.
- [6] M. d. C. J. Martínez, "Diseño y Construcción de un Balastro Electrónico Integrado para Lámparas Fluorescentes Alimentadas con Formas de Onda Cuadrada," Tesis de Maestría en Ciencias en Ingeniería Electronica, Departamento de Ingeniería Electronica, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, Cuernavaca, Morelos 2011.
- [7] M. da Silva, N. B. Chagas, M. E. Schlittler, J. Fraytag, T. B. Marchesan, F. E. Bisogno, *et al.*, "Electric equivalent model for induction electrodeless fluorescent lamps," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 3603-3613, 2013.
- [8] O. Popov and J. Maya, "Characteristics of electrodeless ferrite-free fluorescent lamp operated at frequencies of 1-15 MHz," *Plasma Sources Science and Technology*, vol. 9, p. 227, 2000.
- [9] M. A. Razzak, K. Kondo, Y. Uesugi, N. Ohno, and S. Takamura, "Transition from electrostatic-to-electromagnetic mode in a radio-frequency Ar inductively coupled plasma in atmospheric pressure," *Journal of applied physics*, vol. 95, pp. 427-433, 2003.
- [10] N. Yoon, B. Kim, J. Yang, and S. Hwang, "A theoretical formula of EH discharge transition power in a transformer-coupled discharge," *IEEE transactions on plasma science*, vol. 26, pp. 190-197, 1998.
- [11] E. T. Stanic, "Investigation of the electrical discharge parameters in electrodeless inductive lamps with a re-entrant coupler and magnetic core," vol. 15, pp. 465-473, 2006., *Plasma Sources Sci. and Technol.* 2006.
- [12] "Luminotecnia, Lighting handbook," 2002.
- [13] MAGG, "MAGG Catálogo Base " vol. 5, p. 275, Fabricante de productos para todo tipo de necesidades en iluminación.

- [14] Y. Qin, D. Lin, and S. Hui, "A Simple method for comparative study on the thermal performance of light emitting diodes (LED) and fluorescent lamps," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE, 2009*, pp. 152-158.
- [15] V. F.-J. Velasco, "Balastro electrónico," Panacea Quantum Leap Technology Llc, Número de Publicación WO2013042092 A2, Número de Solicitud de Patente PCT/IB2012/055045 22 Sep 2012.
- [16] R. V.-F. Alberto Manuel Campos-Violante, "Balastro electronico para una lampara de descarga de alta intensidad," Número de Publicación WO2008093229 A1, Número de Solicitud de Patente PCT/IB2008/000232 2008.
- [17] H. I. Yunus and R. M. Bass, "Comparison of VSI and CSI topologies for single-phase active power filters," in *Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC'96 Record., 27th Annual IEEE, 1996*, pp. 1892-1898.
- [18] S. Dieckerhoff, M. Ruan, and R. W. De Doncker, "Design of an IGBT-based LCL-resonant inverter for high-frequency induction heating," in *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE, 1999*, pp. 2039-2045.
- [19] M. Ponce-Silva, J. L. Bautista, A. Tapia, C. I. Nicolas, T. R. Granados, and I. Araujo, "Parallel-Resonant Inverter with Two Current Sources: Analysis and design methodology," in *Power Electronics Congress (CIEP), 2010 12th International, 2010*, pp. 156-160.
- [20] H.-L. Cheng and Y.-H. Huang, "Design and implementation of dimmable electronic ballast for fluorescent lamps based on power-dependent lamp model," *Plasma Science, IEEE Transactions on*, vol. 38, pp. 1644-1650, 2010.
- [21] C.-M. Wang, "A novel single-stage high-power-factor electronic ballast with symmetrical half-bridge topology," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 969-972, 2008.
- [22] C. Ying-Chun and C. Hung-Liang, "Single-Stage Single-Switch High-Power-Factor Electronic Ballast for Fluorescent Lamps," in *Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference, 2006 IEEE, 2006*, pp. 1-7.
- [23] J. C. W. Lam, J. C. Y. Hui, and P. K. Jain, "A Dimmable High Power Factor Single-Switch Electronic Ballast for Compact Fluorescent Lamps With Incandescent Phase-Cut Dimmers," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 1879-1888, 2012.
- [24] J. C. W. Lam and P. K. Jain, "A High-Power-Factor Single-Stage Single-Switch Electronic Ballast for Compact Fluorescent Lamps," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 2045-2058, 2010.
- [25] "Especificación sello FIDE, Número de Referencia 4130, Aplicada para todos los balastos electrónicos para lámparas fluorescentes," p. 8, Revisión: 2 17-Feb-2012.
- [26] M. Ponce-Silva, E. A. Moreno-Basaldúa and J. H. Calleja-Gjumlich, "Assessment of the Power Factor of a RL Filter in Uncontrolled Rectifiers as an Alternative to the RC Filter to Reduce the Size of Renewable Energy Sources. (In Review)," p. 8, in review 2013.
- [27] M. H. Rashid, "Power electronics handbook: Academic Pr," 2009.
- [28] M. R. a. C. Press, "Power Electronics," 2010.

- [29] J. M. M. Martínez, F. J. C. Rodríguez, and F. A. R. Vila, *Corriente alterna monofásica y trifásica: fundamentos de electrotecnia para ingenieros vol. 7*: Marcombo, 2011.
- [30] M. H. Rashid, M. H. R. V. González, and P. A. S. Fernández, *Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones*: Pearson Educación, 2004.
- [31] R. G. Seippel, *Fundamentos de electricidad: principios de electricidad, electrónica, control y ordenadores*: Reverté, 1977.
- [32] J. C. Lam and P. K. Jain, "A high-power-factor single-stage single-switch electronic ballast for compact fluorescent lamps," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 2045-2058, 2010.
- [33] G. Wang, J. Mookken, J. Rice, and M. Schupbach, "Dynamic and static behavior of packaged silicon carbide MOSFETs in paralleled applications," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE*, 2014, pp. 1478-1483.
- [34] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*: Springer Science & Business Media, 2007.
- [35] E. A. M. Basaldúa, "Análisis del flujo de energía en circuitos monofásicos mediante definiciones alternativas de energías y potencias," Tesis de Maestria en Ciencias en Ingeniería Electronica, Departamento de Ingeniería Electronica, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, Cuernavaca, Morelos 2015.

Anexo A: Diseño del inductor resonante

A continuación se muestran las especificaciones de diseño para el inductor del tanque resonante y la metodología de diseño que se utilizó para su elaboración.

Tabla A.1.- Especificaciones para el diseño del inductor resonante

Descripción	Símbolo	Valor	Unidades
Resistividad el cobre	ρ	1.724×10^{-6}	$\Omega \cdot \text{cm}$
Permeabilidad del aire	μ_0	$4\pi \times 10^{-7}$	H/m
Valor de la inductancia	L_r	87μ	H
Corriente máxima	I_{\max}	4.1	A
Densidad de flujo máximo	β_{\max}	0.35	T
Voltaje eficaz	V_{rms}	308.8	V
Factor de utilización	K_u	0.5	--

Para realizar el diseño del inductor presente en la configuración del tanque resonante, se eligió el método de la constante geométrica en [34]. De este modo a continuación, se muestran los cálculos realizados de la siguiente manera:

1. Cálculo de pérdidas en el devanado.

Puesto que se desea implementar este inductor a una potencia de 100W, mismos que necesita la lámpara para un óptimo funcionamiento, se opta por tener un valor de pérdidas aproximado del 3%, es decir 3W aproximadamente, se procede a calcular la resistencia para este punto, teniendo en consideración lo anteriormente señalado, se tiene lo siguiente:

$$R = \frac{\text{Pérdidas}}{I_{\text{rms}}^2} = 0.721 \Omega$$

2. Tamaño del núcleo.

Una vez determinados los valores para el diseño de este inductor, habiendo propuesto un porcentaje de pérdidas de aproximadamente el 3% y haber hecho una estimación del valor resistivo que puede llegar a tener en base a las consideraciones que se tomaron, se procede a calcular la constante geométrica K_g , este cálculo se determina en la siguiente ecuación:

$$K_g = \frac{\rho \cdot L^2 \cdot I_{\max}^2 \cdot 10^8}{B_{\max}^2 \cdot R \cdot K_u} = 0.0014$$

Una vez determinado el valor para esta constante y en base a la referencia del método de la constante geométrica, se determina utilizar el carrete CPH-E25/10/6 mostrado en la Figura 4.3.

3. Alambre a utilizar.

Una vez determinado el carrete a utilizar, se opta por una ferrita 3f3 para el carrete resultante calculado en el paso número dos, esta ferrita es la elegida por el hecho de que el circuito operará a una frecuencia de resonancia de 250 Khz, esta ferrita permite trabajar con valor de hasta 500 Khz, de este modo, a continuación se determina el cálculo para determinar la cantidad de metros de alambre aproximado que se utilizará para el valor de inductancia establecido para este trabajo:

$$I_g = \frac{\mu_0 * L * I_{max}^2 * 10^4}{B_{max}^2 * A_c} = 3.798 * 10^{-4} \text{ metros}$$

4. Cálculo del gap.

Una vez conociendo la cantidad de alambre aproximado a utilizar, a continuación se muestra como determinar el gap bajo las condiciones de diseño hasta ahora establecido:

$$I_{gmm} = I_g * 1000 = 0.38 \text{ mm}$$

5. Cálculo del número de vueltas requerido para la inductancia dada.

Conociendo el ancho de gap a utilizar, se procede a determinar el número de vueltas necesario para poder obtener la inductancia requerida para esta aplicación, este cálculo se elabora en dos pasos, primero se determina de manera experimental con el carrete, ferrita y entrehierro establecidos anteriormente una inductancia experimental dada mediante 10 vueltas dadas para el carrete y posteriormente utilizar la ecuación establecida por el método, de este modo el cálculo para conocer el número de vueltas necesarias para esta aplicación se muestra a continuación:

$$L_{medida} = 14 \mu H$$

$$n = \sqrt{\frac{Vueltas^2 * L}{L_{medida}}} = \sqrt{\frac{10^2 * 86 \mu}{14 \mu}} = 24.928 \text{ vueltas}$$

6. Posteriormente a esto, se calcula el calibre de alambre magneto a utilizar, en donde los valores de W_a , A_c y MLT son valores característicos del carrete empleado, en donde para este caso $W_a = 0.474$, $A_c = 0.395$ y $MLT = 5.31$.

$$A_w = \frac{K_u * W_a}{n} = 0.00951 \text{ cm}^2$$

$$\frac{9.51}{0.1266} = 75.118$$

7. Metros a utilizar de alambre:

Por último se calculan los metros aproximados a utilizar de alambre:

$$\text{alambre} = \frac{\text{MLT} \cdot n}{100} = 1.324 \text{ metros}$$

NOTA: Con el anterior cálculo hecho, se llega a la conclusión de utilizar el carrete CPH-E25/10/6, la ferrita 3f3, 76 alambres trenzados del calibre 36 y un gap de 0.38 mm.

Anexo A: Diseño de las bobinas del filtro inductivo

Para poder determinar las características de diseño de las bobinas del filtro inductivo, se elabora un programa diseñado en Matlab, el cual es tomado como referencia de [5], la estructura del programa se presenta a continuación:

```
>> %PROGRAMA PARA EL CÁLCULO DE LA ESTRUCTURA DE LAS BOBINAS
REPRESENTATIVAS DEL FILTRO INDUCTIVO

%VARIABLES

I=1; %CORRIENTE QUE CIRCULA POR EL INDUCTOR
AI=0.7; %PORCENTAJE DEL RIZO DE CORRIENTE QUE SE DESEA TENER
f=60; %FRECUENCIA DE OPERACION
a=3; %PORCENTAJE DE ENERGÍA LA CUAL SE DESEA QUE EL INDUCTOR CONSUMA
Vmax=300; %VOLTAJE MÁXIMO
Vo=245; %VOLTAJE PROMEDIO DE SALIDA
B=1.4; %DENSIDAD DE FLUJO DEL LAMINADO TIENE UN MAX DE 1.5
Ku=0.4; %FACTOR DE UTILIZACIÓN
Po=34;

%INICIA PROGRAMA

L=(Vmax-Vo)/(8*AI*I*f); %TAMAÑO DEL INDUCTOR
Ipk=I+(AI*I/2); %CORRIENTE DEL INDUCTOR
E=L*(Ipk^2)/2; %ENERGÍA QUE ALMACENARÁ EL INDUCTOR
Ke=0.145*Po*(B^2)*1e-4; %CALCULAR LAS CONDICIONES ELECTRICAS
Kg=(E^2)/(Ke*a); %LA Kg QUE DEBE DE TENER EL LAMINADO
disp('LA Kg QUE DEBE DE TENER TU LAMINADO ES ')
disp(Kg)
disp('INTRODUSCA EL VALOR DE Ap PARA ESA Kg') %EL VALOR QUE NOS PIDEN INGRESAR
SE ENCUNETRA EN EL DATASHEET DEL LAMINADO
Ap=input('')
J=(2*E*1e4)/(B*Ku*Ap); %DENSIDAD DE CORRIENTE
Irms=(I^2+(AI^2)/12)^.5;
Aw=Irms/J; %GROSOR DEL ALAMBRE EN cm2
disp('EL VALOR Wa ')
Wa=input('')
Waef=Wa*Ku; %VENTANA EFECTIVA
n=Waef*.6/Aw; %NÚMERO DE VUELTAS
```

```
disp('VALOR DE Ac')
Ac=input('')
lg=(0.4*pi*Ac*(1e-8)*n^2)/L; %GROSOR DEL ENTRE HIERRO
```

