

**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA EQUINOCCIAL**  
**Campus Santo Domingo de los Colorados**

**FACULTAD DE CIENCIAS DE LA INGENIERÍA**  
**CARRERA DE INGENIERÍA**  
**ELECTROMECAÁNICA**

TESIS PREVIA A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO  
**INGENIERO ELECTROMECAÁNICO**

TEMA

**DISEÑO Y CONTRUCCIÒN DE UN PROTOTIPO DE BALASTRO**  
**ELECTRÒNICO DE ALTA FRECUENCIA Y BAJO COSTO PARA TUBOS**  
**FLUORECENTES DE 40W.**

AUTOR

**DENIS ERNESTO SALVADOR NOBOA**

Santo Domingo de los Tsáchilas - Ecuador

Abril 2009

DISEÑO Y CONTRUCCIÒN DE UN PROTOTIPO DE BALASTRO  
ELECTRÒNICO DE ALTA FRECUENCIA Y BAJO COSTO PARA TUBOS  
FLUORECENTES DE 40W.

Ing. Fabián Calero

**DIRECTOR DE TESIS**

---

Ing. Nilo ortega

**PRESIDENTE DEL TRIBUNAL**

---

**MIEMBRO DEL TRIBUNAL**

---

**MIEMBRO DEL TRIBUNAL**

---

Santo Domingo.....de.....del 2010

Del contenido del presente documento se responsabiliza el autor

---

**DENIS SALVADOR**

Santo Domingo, 11 de agosto del 2009

Ingeniera

Katiuska Rosero

**DIRECTORA ACADÉMICO**

**Universidad Tecnológica Equinoccial**

**Campus Santo Domingo**

Presente.\_

De mi consideración:

Por medio del presente me permito certificar que, el señor **Denis Ernesto Salvador Noboa**, ha concluido el desarrollo del trabajo de investigación, con el tema “**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN PROTOTIPO DE BALASTRO ELECTRÓNICO DE ALTA FRECUENCIA Y BAJO COSTO PARA TUBOS FLUORESCENTES DE 40W**”. Cabe resaltar que, en este trabajo se realizó el diseño del prototipo de balastro electrónico y su modelación, mediante la cual se verificó y evaluó su operación y eficiencia, comprobando que los parámetros y su dimensionamiento utilizados en el diseño son los adecuados para una opresión óptima de las lámparas fluorescentes de 40w; sin embargo, la parte constructiva lamentablemente no se pudo concretar, en razón de que, en el mercado local y nacional no fue factible conseguir algunos de los elementos que deben ser utilizados en el circuito electrónico, a pesar de que en el laboratorio se intento por varias veces reemplazar por unos similares, pero sin obtener el resultado deseado; por ello, pongo a su consideración de que este trabajo de investigación sea evaluado y aprobado como diseño y modelación del balastro electrónico para lámparas fluorescentes de 40w.

Por lo expuesto, el indicado estudiante puede poner en consideración de usted la mencionada tesis, para que se disponga lo pertinente y continuar con el trámite de aprobación, calificación y defensa correspondiente.

Atentamente,

Ing. Fabián Calero Vela

**DIRECTOR DE TESIS**

## INDICE

<b>Portada</b>	<b>i</b>
<b>Hoja de sustentación y aprobación de los integrantes del tribunal.</b>	<b>ii</b>
<b>Hoja de responsabilidad del autor.</b>	<b>iii</b>
<b>Informe de aprobación del Director de Tesis</b>	<b>iv</b>
<b>Índice</b>	<b>v</b>
<b>Resumen</b>	<b>x</b>

## CAPÍTULO I

### INTRODUCCIÓN

<b>1.1. Antecedentes.</b>	<b>1</b>
<b>1.1.1. Antecedentes históricos y científicos.</b>	<b>1</b>
<b>1.1.2. Antecedentes prácticos.</b>	<b>2</b>
<b>1.1.3. Importancia del proyecto.</b>	<b>2</b>
<b>1.1.4. Situación actual.</b>	<b>3</b>
<b>1.2. Limitaciones del estudio.</b>	<b>4</b>
<b>1.3. Alcance del proyecto.</b>	<b>4</b>
<b>1.4. Objeto de estudio.</b>	<b>4</b>
<b>1.5. Objetivo general.</b>	<b>5</b>
<b>1.5.1. General.</b>	<b>5</b>
<b>1.5.2. Específicos.</b>	<b>5</b>
<b>1.6. Justificación.</b>	<b>5</b>
<b>1.7. Hipótesis.</b>	<b>7</b>
<b>1.8. Aspectos metodológicos.</b>	<b>7</b>

## **CAPÍTULO II**

### **MARCO DE REFERENCIA**

<b>2.1. Aspectos relacionados a los Balastros electrónicos.</b>	<b>9</b>
<b>2.1.1. Lámparas fluorescentes.</b>	<b>9</b>
<b>2.1.2. Balastros.</b>	<b>19</b>
<b>2.1.2.1. Balastros electromagnéticos.</b>	<b>20</b>
<b>2.1.2.2. Balastros electrónicos.</b>	<b>23</b>
<b>2.1.3. Convertidores CD-CD.</b>	<b>23</b>
<b>2.1.3.1. Convertidor Elevador.</b>	<b>24</b>
<b>2.1.3.2. Convertidor elevador-reductor.</b>	<b>26</b>
<b>2.1.3.3. Convertidor Flayback.</b>	<b>29</b>
<b>2.1.4. Inversores.</b>	<b>31</b>
<b>2.1.4.1. Inversor de medio puente.</b>	<b>31</b>
<b>2.1.4.2. Inversor de puente completo.</b>	<b>33</b>
<b>2.1.4.3. Inversor resonante clase E.</b>	<b>35</b>
<b>2.1.5. Circuitos arrancadores.</b>	<b>37</b>
<b>2.1.5.1. Circuitos arrancadores por filtrado de frecuencias.</b>	<b>37</b>
<b>2.1.5.2. Circuitos arrancadores por conmutación de ciclos de trabajo.</b>	<b>39</b>

## **CAPÍTULO III**

### **METODOLOGÍA.**

<b>3.1. Metodologías en la investigación.</b>	<b>40</b>
<b>3.2. Métodos de recopilación, almacenamiento y procesamiento de datos.</b>	<b>40</b>
<b>3.3. Metodologías en el desarrollo del diseño del balastro electrónico.</b>	<b>41</b>
<b>3.4. Metodologías en la modelación y simulación del balastro electrónico.</b>	<b>41</b>

## **CAPÍTULO IV**

### **PRUEBAS DE LABORATORIO Y PARÁMETROS DE DISEÑO.**

<b>4.1. Evaluación del comportamiento de la lámpara fluorescente de 40w.</b>	<b>43</b>
<b>4.2. Pruebas realizadas a otros balastos.</b>	<b>43</b>
<b>4.3. Parámetros de diseño para el balastro electrónico propuesto.</b>	<b>45</b>

## **CAPÍTULO V**

### **DISEÑO.**

<b>5.1. Selección y análisis de los circuitos integrantes del balastro electrónico propuesto.</b>	<b>46</b>
<b>5.1.1. Criterios de selección para el circuito arrancador del balastro electrónico propuesto.</b>	<b>46</b>
<b>5.1.2. Selección y análisis teórico del circuito convertidor CD-CD.</b>	<b>47</b>
<b>5.1.2.1. Selección del circuito convertidor CD-CD.</b>	<b>47</b>
<b>5.1.2.2. Análisis teórico del convertidor CD-CD reductor-elevador.</b>	<b>49</b>
<b>5.1.3. Selección y análisis teórico del circuito inversor.</b>	<b>60</b>
<b>5.1.3.1. Selección del circuito inversor.</b>	<b>60</b>
<b>5.1.3.2. Análisis teórico del inversor resonante clase E.</b>	<b>61</b>
<b>5.2. Diseño del circuito de control para la conmutación de ciclos de trabajo.</b>	<b>66</b>
<b>5.3. Integración de etapas del balastro electrónico propuesto.</b>	<b>71</b>
<b>5.3.1. Estructuras de dos etapas con transistor único.</b>	<b>72</b>

## **CAPÍTULO VI**

### **MODELACIÓN Y SIMULACIÓN.**

<b>6.1. Criterios de selección y descripción de software para la modelación y simulación del balastro electrónico propuesto.</b>	<b>74</b>
<b>6.2. Modelación y gráficas de simulación para la etapa rectificadora del balastro electrónico.</b>	<b>75</b>
<b>6.2.1. Filtro de potencia.</b>	<b>77</b>
<b>6.2.2. Simulaciones y gráficas en Psim del convertidor corrector de factor de potencia.</b>	<b>79</b>
<b>6.3. Modelación y gráficas de simulación en Psim del inversor resonante clase “E”.</b>	<b>83</b>
<b>6.3.1. Criterios y parámetros de modelación para el inversor resonante clase “E”.</b>	<b>83</b>
<b>6.3.2. Simulaciones y gráficas en Psim del inversor resonante clase “E”.</b>	<b>85</b>
<b>6.4. Modelación y simulación del balastro electrónico de etapas unificadas con único IGBT en MATLAB.</b>	<b>87</b>
<b>6.4.1. Criterios de modelación y simulación para el balastro propuesto para el programa MATLAB.</b>	<b>87</b>
<b>6.4.2. Graficas de simulación en MATLAB para el balastro de etapas unificadas con un IGBT.</b>	<b>89</b>
<b>6.5. Modelación en Proteus del circuito de control onda cuadrada para el IGBT.</b>	<b>95</b>

## **CAPÍTULO VII**

### **ANÁLISIS COMPARATIVO**

<b>7.1. Introducción.</b>	<b>97</b>
---------------------------	-----------

<b>7.2. Análisis de resultados para el balastro electromagnético Tecnolite 40W ES-1500.</b>	<b>97</b>
<b>7.3. Análisis de resultados para el balastro electrónico ISB 40w.</b>	<b>99</b>
<b>7.4. Análisis de resultados para el balastro electrónico General Electric de 40w de alto factor de potencia.</b>	<b>100</b>
<b>7.5. Análisis de resultados de la simulación en MATLAB del circuito de balastro electrónico propuesto.</b>	<b>102</b>

## **CAPÍTULO VIII**

### **COMCLUCIONES Y RECOMENDACIONES.**

<b>8.1. Conclusiones.</b>	<b>112</b>
<b>8.2. Recomendaciones.</b>	<b>113</b>

## **CAPÍTULO IX**

### **BIBLIOGRAFÍA**

<b>Bibliografía.</b>	<b>114</b>
----------------------	------------

## RESUMEN

Esta tesis tiene como principal objetivo el análisis, diseño, modelación y simulación de un circuito de balastro electrónico para lámparas fluorescentes de 40w.

El balastro se diseñó y modeló integrando 2 etapas que comparten un circuito de control: un convertidor reductor-elevador monofásico que actúa como corrector de factor de potencia y un inversor resonante clase E, etapas que en conjunto tienen un excelente factor de potencia. Tanto el convertidor como el inversor trabajan a una frecuencia de conmutación de 20kHz, lo que permitió que compartan un solo conmutador (IGBT).

La conmutación entre el voltaje necesario para poder encender la lámpara (voltaje alto) y el requerido para el funcionamiento permanente de la misma (voltaje nominal) se efectúa mediante variación de ciclos de trabajo de señales de onda cuadrada de 20kHz generadas por el circuito de control mediante integrados LM555 en el circuito de control, configurados respectivamente para cada ciclo de trabajo requerido.

La modelación y simulación se efectuó mediante software especializados para este propósito como Psim, Psise, MATLAB y Proteus. Los resultados obtenidos de estas simulaciones muestran que el modelo de circuito de balastro propuesto presenta ventajas importantes sobre otros balastros previamente evaluados mediante pruebas de laboratorio. Entre las ventajas más significativas cuentan: factor de potencia prácticamente unitario, distorsión armónica total en la corriente de entrada baja (18.23%), formas de onda homogéneas tanto de corriente como de voltaje, bajo estrés por conmutación.

El modelo de balastro propuesto es susceptible de mejoría buscando alternativas de filtros de potencia y tecnologías nuevas para compactar su volumen y mejorar su eficiencia y distorsión armónica total que ingresa a la red eléctrica.

# CAPÍTULO I:

## INTRODUCCIÓN

### 1.1. Antecedentes.

#### 1.1.1. Antecedentes históricos y científicos.

El más antiguo antecedente de la iluminación fluorescente posiblemente sea un dispositivo construido por el físico alemán Heinrich Geissler en 1856, mediante el cual obtuvo una luz de brillo azulado a partir de un gas noble (como argón o neón) encerrado en un tubo excitado con una bobina de inducción. Debido a su forma, este dispositivo pasó a llamarse "Tubo de Geissler". En la Feria Mundial de 1893, fueron mostrados dispositivos fluorescentes desarrollados por Nikola Tesla.

En 1891, el inventor estadounidense Daniel McFarlane Moore comenzó a realizar experimentos con tubos de descarga gaseosa, creando así en 1894 la *Lámpara Moore*, que se trataba de una lámpara comercial que competía con las bombillas de luz incandescentes creadas por su antiguo jefe Thomas Alva Edison. Estas lámparas que contenían nitrógeno y dióxido de carbono emitían luz blanca y rosada, respectivamente y tuvieron un éxito moderado. Sería en 1904, cuando las primeras de estas lámparas fueron instaladas en unos almacenes de la ciudad estadounidense de Newark. Como las labores de instalación, mantenimiento y reparación de estas lámparas eran dificultosas, no tuvieron éxito.

En 1901, Peter Cooper Hewitt demostró su lámpara de vapor de mercurio, la cual emitía luz de coloración verde-azulada, que era inapropiada para la mayoría de los usos prácticos. Sin embargo, su diseño fue muy cercano al de las lámparas actuales, además de tener mayor eficiencia que sus similares incandescentes.

En 1926, Edmund Germer, Friedrich Meyer y Hans Spanner propusieron incrementar la presión del gas dentro del tubo y recubrirlo internamente con un polvo fluorescente que convirtiera la radiación ultravioleta emitida por un gas en estado de plasma en una luz blanca más uniforme. La idea fue patentada al año siguiente y posteriormente la patente fue adquirida por la empresa estadounidense General Electric y bajo la dirección de George E. Inman la hizo disponible para el uso comercial en 1938.

Sin embargo en la actualidad se observan avances con respecto a los balastos; pasando de los convencionales balastos electromagnéticos a los balastos electrónicos, que constituyen el objeto de estudio de la presente investigación.

### **1.1.2. Antecedentes prácticos.**

Los conocidos tubos rectos y de encendido por precalentamiento (con el uso de balastos electromagnéticos), se mostraron por primera vez al público en la Feria Mundial de New York, en el año 1939. Desde entonces, los principios de funcionamiento se han mantenido inalterables, salvo las tecnologías de manufactura y materias primas usadas, lo que ha redundado en la disminución de precios y ha contribuido a popularizar estas lámparas en todo el mundo, de tal manera que hasta la actualidad se prefieren por su bajo consumo de energía y alto rendimiento operacional, aunque su costo sea más elevado que sus similares lámparas incandescentes.

En la actualidad se ve con cada vez mayor frecuencia el uso de balastos electrónicos en sistemas de iluminación fluorescente, debido a que proporcionan mayor factor de potencia y mejoran el rendimiento de dichos sistemas.

### **1.1.3. Importancia del proyecto.**

La importancia del proyecto puede considerarse desde varios puntos de vista como el práctico, científico - teórico y personal.

En el aspecto práctico, lo expuesto en la presente investigación proporcionará una alternativa que puede ser utilizada para mejorar los sistemas de iluminación fluorescente que se utilizan actualmente con mayor frecuencia.

En cuanto al punto de vista teórico – científico, la propuesta de la presente tesis contiene aspectos científicos que pueden contribuir con proyectos futuros que sigan la misma línea de investigación.

La importancia para el proyectista radica en la aplicación de los conocimientos adquiridos durante la carrera de Ingeniería en Electromecánica, contribuir con el desarrollo económico de la zona y de cualquier industria que pueda aplicar los conocimientos expuestos en el estudio que se presentará en la tesis de grado a desarrollarse post-autorización del presente proyecto de tesis.

#### **1.1.4. Situación actual.**

Los sistemas de iluminación fluorescente son de gran popularidad debido a su eficiencia en relación con los sistemas de iluminación incandescente convencionales, lo que proporciona un bajo costo de operación. Continuamente los investigadores desarrollan nuevas formas de mejorar la calidad, eficiencia y reducir los costos de fabricación de estos sistemas.

El sistema de alimentación de las lámparas fluorescentes se denomina **balastro**, mismo que ayuda a obtener el voltaje de encendido y a la vez limita la corriente al sistema para su apropiado funcionamiento. Los balastos electrónicos ofrecen varias ventajas sobre los balastos electromagnéticos, como ahorro de energía, por lo que se han convertido en los más populares en el mercado.

Sin embargo a las ventajas que presentan los balastos electrónicos, los balastos de bajo costo introducen contaminantes a la red tal como la distorsión armónica por lo que aun se usan balastos electromagnéticos, ya que estos últimos resultan más

económicos y algunas personas están más familiarizadas con estos que con los electrónicos.

## **1.2. Limitaciones del estudio.**

El proyecto presentado encontró limitaciones para la construcción del prototipo de balastro electrónico debido a la falta de disponibilidad en el mercado local de elementos electrónicos requeridos para la misma, ya que la importación directa de estos elementos resulta muy costosa.

Además, el alto costo de software especializados en modelación de circuitos electrónicos ha limitado las posibilidades de obtener mejores resultados en la modelación y simulación del prototipo de balastro electrónico propuesto, debiendo usarse versiones no completas de dichos software. Este problema ha llevado incluso al uso de varios programas computacionales para poder llevar a cabo la modelación y simulación del balastro electrónico propuesto en el presente estudio.

## **1.3. Alcance del proyecto.**

El presente proyecto se refiere al diseño de un balastro electrónico mono-etapa para encendido y funcionamiento de una lámpara fluorescente de 40W con su respectivo modelo y simulación en software especializados. Este modelo está diseñado para tener un alto factor de potencia, baja distorsión armónica y además prevé la reducción de efecto flicker y ruido audible basándose en operación a alta frecuencia.

## **1.4. Objeto de estudio.**

Este proyecto está dirigido al estudio de balastos electrónicos y sus diferentes tipologías. Además basa su tratado en formas de arranque de lámparas fluorescentes y las diferentes posibilidades de optimizar recursos electrónicos y disminuir el número de elementos a considerarse en el modelo de balastro a diseñar.

## **1.5. Objetivo general.**

### **1.5.1. General.**

Diseñar, modelar y simular un prototipo de balastro electrónico para lámparas fluorescentes de 40w, con bajo nivel de armónicos y alto factor de potencia.

### **1.5.2. Específicos.**

- Evaluar el comportamiento de la lámpara fluorescente de 40w para determinar parámetros de diseño del balastro electrónico.
- Determinar los parámetros de diseño del prototipo de balastro electrónico.
- Caracterizar los tipos de circuitos electrónicos a utilizarse en la modelación del prototipo de balastro electrónico.
- Seleccionar los tipos de circuitos electrónicos para cada etapa del modelo de prototipo de balastro electrónico.
- Diseñar el prototipo de balastro electrónico con bajos niveles de armónicos y un alto factor de potencia.
- Modelar el prototipo de balastro electrónico.
- Simular y graficar el funcionamiento del prototipo de balastro electrónico.

## **1.6. Justificación.**

El desarrollo del proyecto presentado en éste documento tendrá un impacto social basado la posibilidad de ahorro económico, tanto en el costo del balastro como en rendimiento de la lámpara (costo de operación). La optimización de elementos electrónicos en la construcción del balastro electrónico, la correcta selección de los mismos en cada etapa del balastro (rectificador, convertidor, inversor), son los aspectos del diseño en el que se pretende aplicar conceptos de ahorro en el costo de construcción del balastro electrónico.

Los balastros electrónicos de alta frecuencia pueden proporcionar ventajas sustanciales sobre los balastros tradicionales como: disminución el ruido audible, atenuación del parpadeo perceptible de la luz producida por la lámpara fluorescente, además de la posibilidad de regular y ajustar la cantidad de luz de la misma, lo que brinda comodidad y confort al usuario de sistemas de iluminación fluorescente.

La disminución de armónicos y un alto factor de potencia del balastro electrónico propuesto disminuirán la contaminación de la red eléctrica y proporcionaran mayor eficiencia al sistema de iluminación fluorescente, lo que favorecerá no solo al usuario final, sino también a la comercializadora de energía, debido a la baja contaminación de la red.

La aplicación de los resultados del estudio que se realizará en éste documento tiene una importancia tecnológica contundente ya que se propone una descripción del proceso de diseño y modelación de prototipos de balastros electrónicos, proporcionando así una guía para investigaciones y aplicaciones futuras que sigan la misma línea de la presente.

Los resultados del presente estudio brindarán además la posibilidad de ser aplicados en cualquier campo de la industria o de instalaciones eléctricas residenciales donde se requiera de sistemas de iluminación con lámparas fluorescentes de 40w.

## **1.7. Hipótesis.**

Mediante el diseño y modelación de un prototipo de balastro electrónico se obtendrán resultados que mejorarían la eficiencia de un sistema de iluminación fluorescente que use tubos fluorescentes de 40w y disminuiría agentes contaminantes para el habiente y la red eléctrica en comparación con balastos electromagnéticos y electrónicos convencionales; tales como el efecto de parpadeo de la luz, ruido audible, factor de potencia bajo y alta distorsión armónica.

## **1.8. Aspectos metodológicos.**

Se analizarán los resultados de la modelación del prototipo de balastro electrónico para una lámpara fluorescente de 40w en software especializados mediante la simulación que facilitan dichos software.

La investigación será Experimental - Relacional – observacional, porque se caracterizará el problema de estudio, las variables planteadas se correlacionan entre ellas y porque dichas variables se observarán y analizarán sin modificarlas realmente.

En el presente proyecto no existirá cálculo de la muestra debido a que las lámparas fluorescentes de 40W en el mercado tienen una topología similar y sus características técnicas están muy bien definidas y reguladas.

No se realizarán métodos estadísticos ya que la hipótesis se probará en modelo y con simulación en software especializados en emulación de funcionamiento de circuitos electrónicos.

Se utilizarán métodos como la observación científica para la recolección de datos como mediciones de voltaje, potencia, etc.; el método inductivo para mediante dichas observaciones, determinar los parámetros de diseño del prototipo de balastro electrónico por ejemplo; el método sintético porque se usarán todos los datos y

conclusiones desarrolladas a lo largo de la investigación para realizar el diseño y modelación del balastro electrónico.

Las fuentes serán bibliotecas, páginas de Internet, entrevistas, revistas; se utilizarán técnicas de campo como mediciones y pruebas de laboratorio para la obtención de los parámetros de diseño y la construcción del prototipo de balastro electrónico.

La información se organizará en tablas, se usarán programas computacionales para almacenar y procesar la información, se usarán scanner y otras formas de digitalización de imágenes y textos, para su posterior manipulación y edición. El análisis de la información será de acuerdo a las necesidades del desarrollo de la tesis.

## CAPÍTULO II:

### MARCO DE REFERENCIA

#### 2.1. Aspectos relacionados a los Balastros electrónicos.

##### 2.1.1. Lámparas fluorescentes.



*Fig. 2.1. Lámparas fluorescentes convencionales de 40w.*

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.

La tecnología más antigua conocida en las lámparas fluorescentes es la del encendido

por precalentamiento. De ese tipo de lámpara aún quedan millones funcionando en todo el mundo a pesar del avance tecnológico que han experimentado en estos últimos años y las nuevas variantes que se han desarrollado. Sin embargo, su principio de funcionamiento no ha variado mucho desde 1938 cuando se introdujeron las primeras en el mercado.

Veamos a continuación cuáles son las partes principales que componen las lámparas fluorescentes más elementales:

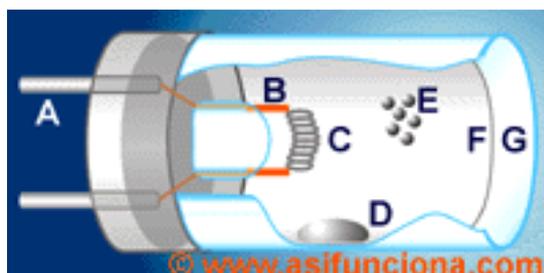
- Tubo de descarga
- Casquillos con los filamentos
- Cebador, encendedor o arrancador (*starter*)
- Balasto (*ballast*)

**Tubo de descarga.** El cuerpo o tubo de descarga de las lámparas fluorescentes se fabrica de vidrio, con diferentes longitudes y diámetros. La longitud depende, fundamentalmente, de la potencia en watt (W) que desarrolle la lámpara. El diámetro, por su parte, se ha estandarizado a 25,4 mm (equivalente a una pulgada) en la mayoría de los tubos. Los más comunes y de uso más generalizado tienen forma recta, aunque también se pueden encontrar con forma circular.

La pared interior del tubo se encuentra recubierta con una capa de sustancia fosforescente o fluorescente, cuya misión es convertir los rayos de luz ultravioleta (que se generan dentro y que no son visibles para el ojo humano), en radiaciones de luz visible. Para que eso ocurra, su interior se encuentra relleno con un gas inerte, generalmente argón (Ar) y una pequeña cantidad de mercurio (Hg) líquido. El gas argón se encarga de facilitar el surgimiento del arco eléctrico que posibilita el encendido de la lámpara, así como de controlar también la intensidad del flujo de electrones que atraviesa el tubo.

**Casquillos.** La mayoría de los tubos fluorescentes rectos poseen en cada uno de sus extremos un casquillo con dos patillas o pines de contactos eléctricos externos, conectadas interiormente con los filamentos de caldeo o de precalentamiento. Estos

filamentos están fabricados con metal de tungsteno, conocido también por el nombre químico de wolframio (W), recubiertos de calcio (Ca) y magnesio (Mg) y su función principal en los tubos de las lámparas fluorescente es calentar previamente el gas argón que contienen en su interior para que se puedan encender.



*Fig.2.2. El casquillo para lámparas fluorescentes convencionales y sus partes fundamentales*  
*A. Patillas o pines de contacto. B. Electrodo. C. Filamento de tungsteno. D. Mercurio líquido.*  
*E. Átomos de gas argón (Ar). F. Capa o recubrimiento fluorescente de fósforo (P). G. Tubo de descarga de cristal.*

El recubrimiento de calcio y magnesio que poseen los filamentos facilita la aparición del flujo de electrones necesario para que se efectúe el encendido de la lámpara. En medio de ese proceso los filamentos se apagan y se convierten en dos electrodos, a través de los cuales se establece ese flujo de corriente o de electrones.

**Cebador.** Las lámparas fluorescentes por precalentamiento utilizan un pequeño dispositivo durante el proceso inicial de encendido llamado cebador o encendedor térmico (*starter*).

Este dispositivo se compone de una lámina bimetálica encerrada en una cápsula de cristal rellena de gas neón (Ne). Esta lámina tiene la propiedad de curvarse al recibir el calor del gas neón cuando se encuentra encendido con el objetivo de cerrar un

contacto que permite el paso de la corriente eléctrica a través del circuito en derivación donde se encuentra conectado el cebador de la lámpara fluorescente.

Conectado en paralelo con la lámina bimetalica, se encuentra un capacitor antiparasitario, encargado de evitar que durante el proceso de encendido se produzcan interferencias audibles a través del altavoz de un receptor de radio o ruidos visibles en la pantalla de algún televisor que se encuentre funcionando próximo a la lámpara.

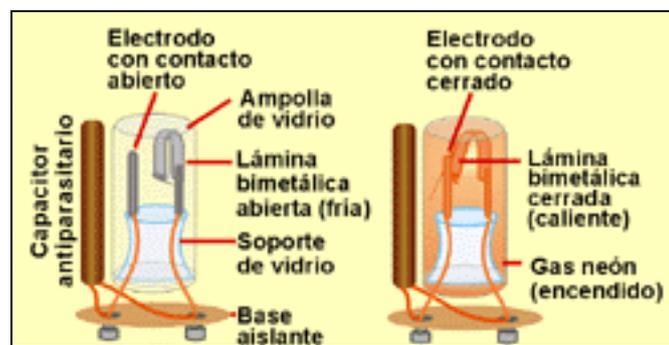


Fig. 2.3. Disposición de los elementos internos de un cebador.

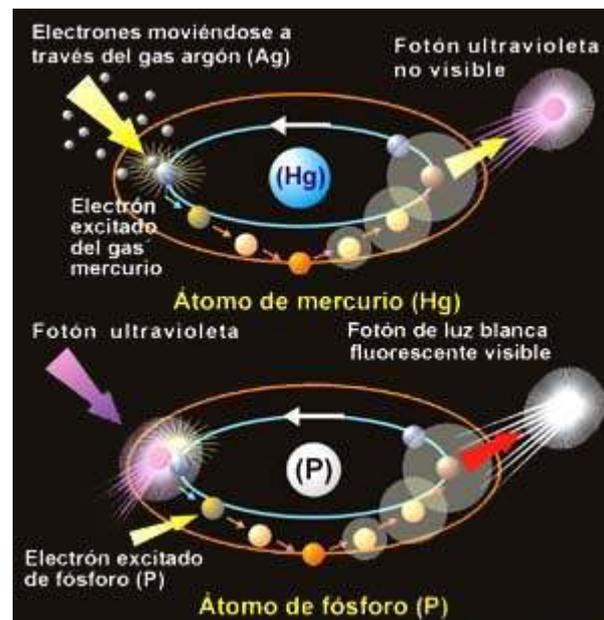


Fig. 2.4. Representación esquemática de la forma en que el átomo de mercurio (Hg) emite fotones de luz ultravioleta, invisibles para el ojo humano y como el átomo de

*fósforo (P) los convierte en fotones de luz blanca visible, tal como ocurre en el interior del tubo de una lámpara fluorescente.*

Otra variante de lámpara fluorescente es la de encendido rápido, que no requiere cebador, pues los electrodos situados en los extremos del tubo se mantienen siempre calientes.

Otras lámparas poseen encendido instantáneo y tampoco utilizan cebador. Este tipo de lámpara carece de filamentos y se enciende cuando se le aplica directamente a los electrodos una tensión o voltaje mucho más elevado que el empleado para el resto.

Por otra parte, en la actualidad la mayoría de las lámparas fluorescentes de tecnología más moderna sustituyen el antiguo cebador por un dispositivo de encendido rápido, mucho más eficiente que todos los demás sistemas desarrollados anteriormente conocido como balasto electrónico.

La luz en sí misma constituye una forma de energía que puede liberar como fotón el átomo de un determinado elemento químico. El fotón se caracteriza por ser una pequeñísima partícula poseedora de energía, pero carente de masa, a diferencia de los elementos químicos o de cualquier tipo de materia. Para que un átomo libere fotones de luz es necesario excitar alguno de sus electrones, empleando medios físicos o químicos.

Dada la fuerte atracción que ejerce el núcleo de un átomo sobre los electrones que giran a su alrededor en sus correspondientes órbitas, no es normal que estos la abandonen por sí mismos si no son excitados por un agente externo. Sin embargo, cuando eso ocurre el electrón salta a otra órbita superior dentro del mismo átomo, que al encontrarse más alejada del núcleo posee mayor nivel de energía.

Debido a la atracción que continúa ejerciendo siempre el núcleo del átomo sobre sus electrones, aquel que abandona su órbita es obligado a que, en fracciones de

segundo, se reincorpore a la suya propia. En ese momento la energía extra que adquirió el electrón en la otra órbita la libera en forma de fotón de luz.

El hecho de que un fotón de luz sea visible o no para el ojo humano depende, fundamentalmente, del tipo de átomo excitado, y de la longitud de onda y frecuencia que posea dicho fotón dentro del espectro electromagnético.

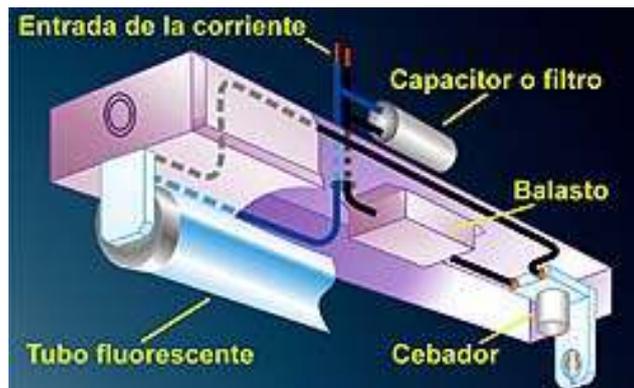
En el tubo de descarga de una lámpara de luz fluorescente, los electrones libres y los iones de un gas inerte contenido en su interior, como el gas argón (Ar) en este caso, crean las condiciones necesarias para la creación de un puente de plasma a través del cual puede fluir la corriente eléctrica.

Cuando los electrones libres se mueven a través del puente de plasma, colisionan con los electrones de los átomos de gas mercurio (Hg) contenidos también dentro del tubo y los saca de sus órbitas. De inmediato el núcleo de los átomos de mercurio obliga a que los electrones despedidos se reintegren de nuevo a sus correspondientes órbitas, a la vez que liberan fotones de luz ultravioleta invisibles para el ojo humano.

Al mismo tiempo, para que se pueda obtener luz visible, los fotones de luz ultravioleta liberados impactan sobre la capa fosforescente que recubre la pared interior del tubo de cristal de la lámpara, excitando los electrones de los átomos de fósforo (P) contenidos en éste. El impacto saca de sus órbitas a los electrones de los átomos de fósforos, lo que son atraídos y obligados a reincorporarse de nuevo a sus correspondientes órbitas. En ese instante liberan fotones

El color de la luz que emiten los tubos de las lámparas fluorescentes depende de la composición química de la capa de fósforo que recubre su interior. Es por eso que dentro de la gama de luz blanca que emiten estos tubos podemos encontrar variantes de blancos más cálidos o más fríos. Incluso se fabrican también tubos fluorescentes que emiten luz verde, amarilla o roja.

Como en el proceso de encendido las lámparas fluorescentes utilizan sólo por breves instantes los filamentos de tungsteno, no da tiempo a que se calienten tanto como ocurre con las lámparas incandescentes. Así, al ser mucho menor la pérdida de energía por disipación de calor al medio ambiente, el consumo eléctrico se reduce en un alto porcentaje. Esto las convierte en una fuente emisora de luz más económica, eficiente y duradera si las comparamos con las lámparas o bombillas incandescentes.



*Fig. 2.5. Esquema funcional de una lámpara fluorescente.*

Las lámparas fluorescentes funcionan de la siguiente forma:

1. Cuando activamos el interruptor de una lámpara de luz fluorescente que se encuentra conectada a la red doméstica de corriente alterna, los electrones comienzan a fluir por todo el circuito eléctrico, incluyendo el circuito en derivación donde se encuentra conectado el cebador (estárter).
2. El flujo de electrones de la corriente eléctrica al llegar al cebador produce un arco o chispa entre los dos electrodos situados en su interior, lo que provoca que el gas neón (Ne) contenido también dentro de la cápsula de cristal se encienda. El calor que produce el gas neón encendido hace que la plaquita bimetálica que forma parte de uno de los dos electrodos del cebador se curve y cierre un contacto eléctrico dispuesto entre ambos electrodos.

3. Cuando el contacto del cebador está cerrado se establece el flujo de corriente eléctrica necesaria para que los filamentos se enciendan, a la vez que se apaga el gas neón.

4. Los filamentos de tungsteno encendidos provocan la emisión de electrones por caldeo o calentamiento y la ionización del gas argón (Ar) contenido dentro del tubo. Esto crea las condiciones previas para que, posteriormente, se establezca un puente de plasma conductor de la corriente eléctrica por el interior del tubo, entre un filamento y otro.

5. La plaquita bimetálica del cebador, al dejar de recibir el calor que le proporcionaba el gas neón encendido, se enfría y abre el contacto dispuesto entre los dos electrodos. De esa forma el flujo de corriente a través del circuito en derivación se interrumpe, provocando dos acciones simultáneas:

a. Los filamentos de la lámpara se apagan cuando deja de pasar la corriente eléctrica por el circuito en derivación.

b. El campo electromagnético que crea en el enrollado del balasto la corriente eléctrica que también fluye por el circuito donde éste se encuentra conectado, se interrumpe bruscamente. Esto provoca que en el propio enrollado se genere una fuerza contra electromotriz, cuya energía se descarga dentro del tubo de la lámpara, en forma de arco eléctrico. Este arco salta desde un extremo a otro del tubo valiéndose de los filamentos, que una vez apagados se convierten en electrodos de la lámpara.

6. Bajo estas nuevas condiciones, la corriente de electrones, que en un inicio fluía a través del circuito en derivación de la lámpara donde se encuentra conectado el cebador, comienza hacerlo ahora atravesando interiormente el tubo de un extremo a otro, valiéndose de los dos electrodos.

7. La fuerte corriente que fluye por dentro del tubo provoca que los electrones comiencen a chocar con los átomos del gas argón, aumentando la cantidad de iones y de electrones libres. Como resultado se crea un puente de plasma, es decir, un gas

compuesto por una gran cantidad de iones y de electrones libres, que permite que estos se muevan de un extremo a otro del tubo.

8. Esos electrones libres comienzan a chocar con una parte de los átomos de mercurio (Hg) contenidos también dentro del tubo, que han pasado del estado líquido al gaseoso debido a la energía que liberan dichos electrones dentro del tubo. Los choques de los electrones libres contra los átomos de mercurio excitan a sus electrones haciendo que liberen fotones de luz ultravioleta.

9. Los fotones de luz ultravioleta invisibles para el ojo humano, impactan a continuación contra la capa de fósforo (P) que recubre la pared interior del tubo fluorescente. El impacto excita los electrones de los átomos fósforo (P), los que emiten, a su vez, fotones de luz visible, que hacen que el tubo se ilumine con una luz fluorescente blanca.

10. El impacto de los electrones que se mueven por el puente de plasma contra los dos electrodos situados dentro del tubo, hace que estos se mantengan calientes (a pesar de que los filamentos se encuentran ya apagados). Mantener caliente esos dos electrodos se hace necesario para que la emisión de electrones continúe y el puente de plasma no se extinga. De esa forma, tanto el ciclo de excitación de los átomos de vapor de mercurio como el de los átomos de fósforo

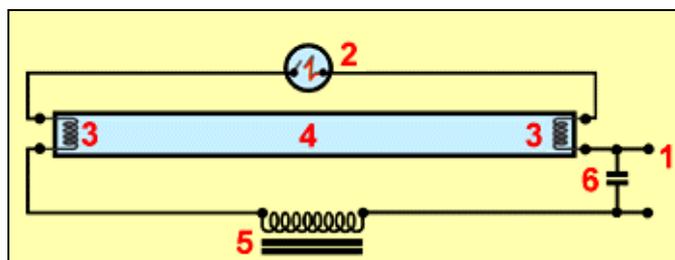


Fig. 2.6. Esquema del circuito eléctrico de una lámpara fluorescente de 20 wat de potencia:  
 1. Entrada de la corriente alterna. 2. Cebador. 3. Filamentos de tungsteno. 4. Tubo de descarga de luz fluorescente. 5. Balasto o inductancia. 6. Capacitor o filtro.

Entre las ventajas de las lámparas fluorescentes se encuentran las siguientes:

- Aportan más luminosidad con menos wat de consumo.
- Tienen bajo consumo de corriente eléctrica.
- Poseen una vida útil prolongada (entre 5 mil y 7 mil horas).
- Tienen poca pérdida de energía en forma de calor.

La vida útil de una lámpara fluorescente se reduce o termina por los siguientes motivos:

- Desgaste de la sustancia emisora que recubre el filamento de tungsteno compuesta de calcio (Ca) y magnesio (Mg).
- Pérdida de la eficacia de los polvos fluorescentes que recubren el interior del tubo.
- Ennegrecimiento del tubo en sus extremos.
- Excesivo número de veces que se enciende y apaga de forma habitual la lámpara en períodos cortos de tiempo.

CÓDIGO DE IDENTIFICACIÓN DE LOS TUBOS FLUORESCENTES DE ACUERDO CON SU DIÁMETRO.

T-12	1,5 pulgadas	38,1 mm
T-8	1 pulgada	25,4 mm
T-5	5/8 pulgada	15,87 mm
T-2	2/8 pulgada	6,3 mm

(La cifra a continuación de la letra “T” representa el diámetro del tubo expresado en octavos de pulgada).

A continuación se muestra una tabla donde aparecen reflejados los diferentes tipos de lámparas fluorescentes, de acuerdo con las tonalidades de luz blanca que emiten y su correspondiente temperatura de color en grados Kelvin (°K).

<b>Tonalidades de color</b>	<b>Temperatura de color (°K)</b>
Blanco cálido (WW) ( <i>Warm White</i> )	3 000
Blanco (W) ( <i>White</i> )	3 500
Natural (N) ( <i>Natural</i> )	3 400
Blanco Frío (CW) ( <i>Cool White</i> )	4 100
Blanco Frío De luxe (CWX) ( <i>Cool White De luxe</i> )	4 200
Luz del Día (D) ( <i>Daylight</i> )	6 500

### **2.1.2. Balastros.**

Los balastos son dispositivos empleados para limitar y estabilizar la corriente de arco de las lámparas de descarga.

En ocasiones se utilizan también para generar las tensiones necesarias para el encendido de las lámparas, ya sean solos o en combinación con arrancadores o condensadores.

Los balastos son en sí mismos impedancias, por lo que teóricamente podría haber de varios tipos: inductivas, resistencias o combinación entre ellas. No obstante, en la práctica se utilizan casi en exclusividad los balastos de tipo inductivo y en algunos casos los inductivo-capacitivos. Los balastos resistivos no se utilizan debido a las elevadas pérdidas en forma de calor que ocasionarían y los capacitivos por deformar grandemente la forma de onda de la corriente de lámpara y dar por ello baja potencia en la misma.

Como complemento a estos tipos enumerados están los balastos electrónicos, que combinan en sí mismos el sistema de encendido, compensación y regulación de corriente en la lámpara consiguiéndose consumos menores de potencia.

Se puede definir al balastro como el dispositivo que ayuda al sistema fluorescente a alcanzar el voltaje necesario para ionizar el gas contenido dentro del tubo fluorescente y además limita la corriente del sistema en el periodo normal de trabajo de la lámpara de descarga. Dentro de su clasificación de acuerdo al principio de funcionamiento tenemos:

### **2.1.2.1. Balastos electromagnéticos.**

Un balastro electromagnético de tipo inductivo (el utilizado casi exclusivamente) consta de un arrollamiento de hilo de cobre en un soporte de material aislante, que actúa como devanado de excitación de un circuito magnético.

Cuando por el arrollamiento pasa una corriente, se crea (induce) una tensión opuesta a la causa que la produce, la tensión de red.

En las lámparas de descarga, para una tensión fija, la corriente tiende a crecer indefinidamente y por lo tanto en el balastro tenderá a crecer también la tensión opuesta a la de red, llegándose al final a un equilibrio con la lámpara hasta que quedan fijadas su tensión e intensidad (estabilización). Este equilibrio se podrá romper con variaciones en la excitación (tensión de red). Así, para cada tensión de red se necesita un balastro diferente, con unas tolerancias que dependerán del tipo de balastro y de lámpara, aunque también existen balastos con varias conexiones para distintas tensiones de red. La tensión que cae en un balastro inductivo es, aproximadamente:

$$V_{\text{balastro}} = I \cdot Z = I \cdot (R^2 + 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L)$$

$$\approx I \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L$$

Donde:

I intensidad de lámpara en amperios (A).

Z impedancia en ohmios ( $\Omega$ ).

R resistencia óhmica de la reactancia en ohmios ( $\Omega$ ).

$\pi$  constante igual a 3.1416

f frecuencia de red en hertzios (Hz)

L inductancia en henrios (H), dependiente de parámetros constructivos.

De esta expresión podemos deducir que, como la inductancia L es dependiente de parámetros constructivos, para una misma tensión en el balasto, la utilización de distintas frecuencias de red exigirá valores de L diferentes (diferentes balastos).

Además, para diferentes tensiones de red, como la tensión de la lámpara es constante, la tensión del balasto deberá ser diferente por lo que deberemos variar L (también diferente balasto).

Por otro lado, para diferentes intensidades de lámpara (I), la tensión del balasto y por tanto la tensión en lámpara, será diferente, por lo que un mismo balasto puede llegar a funcionar con varias lámparas diferentes.

El balasto electromagnético fue el primer tipo de inductancia que se utilizó en las lámparas fluorescentes. Consta de un transformador de corriente o reactancia inductiva, compuesto por un enrollado único de alambre de cobre. Los balastos de este tipo constan de las siguientes partes:

- **Núcleo.** Parte fundamental del balasto. Lo compone un conjunto de chapas metálicas que forman el cuerpo o parte principal del transformador, donde va colocado el enrollado de alambre de cobre.
- **Carcasa.** Envoltura metálica protectora del balasto. Del enrollado de los balastos magnéticos comunes salen dos o tres cables (en dependencia de la potencia de la lámpara), que se conectan al circuito externo, mientras que de los balastos electrónicos salen cuatro.
- **Sellador.** Es un compuesto de poliéster que se deposita entre la carcasa y el núcleo del balasto. Su función es actuar como aislante entre el enrollado, las chapas metálicas del núcleo y la carcasa.
- **Capacitor o filtro.** Se utiliza para mejorar el factor de potencia de la lámpara, facilitando que pueda funcionar más eficientemente.

Desde el punto de vista de la operación de la lámpara fluorescente, la función del balasto es generar el arco eléctrico que requiere el tubo durante el proceso de encendido y mantenerlo posteriormente, limitando también la intensidad de corriente que fluye por el circuito del tubo.

Los balastos magnéticos de uso más extendidos se fabrican para que puedan trabajar conectados a una línea de suministro eléctrico de 120 ó a una de 240 volt de tensión de corriente alterna y 50 ó 60 hertz (Hz) de frecuencia. El empleo de uno u otro tipo depende de las características específicas del suministro eléctrico de cada país, que en el nuestro es más común en 120v.

De acuerdo con la forma de encendido de cada lámpara, así será el tipo de balasto a utilizarse.

- Por precalentamiento (*El sistema más antiguo*)
- Rápido
- Instantáneo

- Electrónico (*El sistema más moderno*)

### **2.1.2.2. Balastros electrónicos.**

Los balastros electrónicos tienen un principio de funcionamiento muy parecido a los electromagnéticos y su función es la misma, sin embargo, difieren en su composición, ya que estos utilizan elementos electrónicos para su funcionamiento y presentan grandes ventajas sobre los electromecánicos debido a que la mayoría tienen la capacidad de controlar mejor y con mayor precisión los niveles de voltaje y su factor de potencia.

Además por funcionar a frecuencias más altas disminuyen el efecto de parpadeo o flicker que se produce cuando se trabaja a frecuencia de línea. Por las mismas razones de frecuencia y por usar elementos electrónicos, estos balastros introducen armónicos a la red.

Por optimizar los tiempos de encendido de la lámpara, aumentan la vida útil de la lámpara, además de brindar confort al usuario, evitando molestias y disminuyendo la frecuencia de mantenimiento del sistema de iluminación fluorescente.

### **2.1.3. Convertidores CD-CD.**

En un convertidor elevador el voltaje de salida es mayor que el voltaje de entrada. La operación se puede dividir en dos etapas; la primera empieza cuando se activa el transistor, la corriente de entrada se eleva, fluye a través del inductor y del transistor. La segunda etapa empieza cuando se desconecta el transistor. La corriente que fluía a través del inductor fluirá ahora a través del inductor, el capacitor, la carga y el diodo. La corriente del inductor se abate hasta que se vuelve a activar el transistor. La energía almacenada en el inductor es transferida a la carga.

### 2.1.3.1. Convertidor Elevador.

Un convertidor se puede utilizar para elevar un voltaje de CD. Cuando el interruptor Q se cierra durante el tiempo  $t_1$ , la corriente del inductor se eleva y la energía se almacena en el inductor L. Si durante el  $t_2$  el interruptor se abre, la energía almacenada en el inductor, es transferida a la carga a través del diodo D y la corriente del inductor se abate.

En un convertidor elevador el voltaje de salida es mayor que el voltaje de entrada, de ahí la palabra “Elevador”. En la figura 2.1 se muestra un convertidor elevador que utiliza un MOSFET de potencia como interruptor. La operación del circuito se puede dividir en dos modos. El modo 1 empieza cuando se activa el transistor Q en  $t = 0$ . La corriente de entrada, que se eleva, fluye a través del inductor L y el transistor Q. El modo 2 empieza cuando se desconecta el transistor Q en  $t_1$ . La corriente que estaba fluyendo a través del transistor, ahora fluye por L, el capacitor C, la carga y el diodo D. La corriente del inductor se abate hasta que se vuelve a activar en el siguiente ciclo del transistor Q. La energía almacenada en el inductor L se transfiere a la carga (1). Los circuitos equivalentes para estos modos de operación se muestran en la figura 2.2.

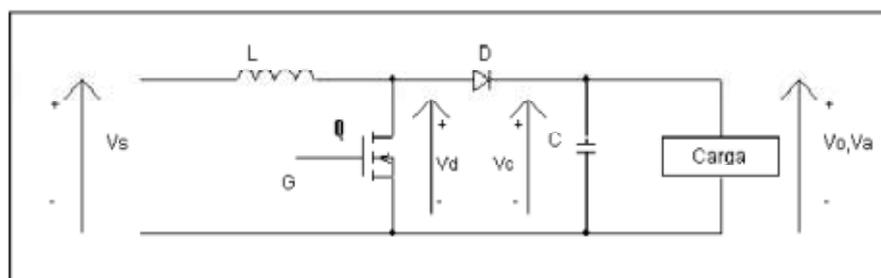


Fig.2.7. Circuito del Convertidor Elevador

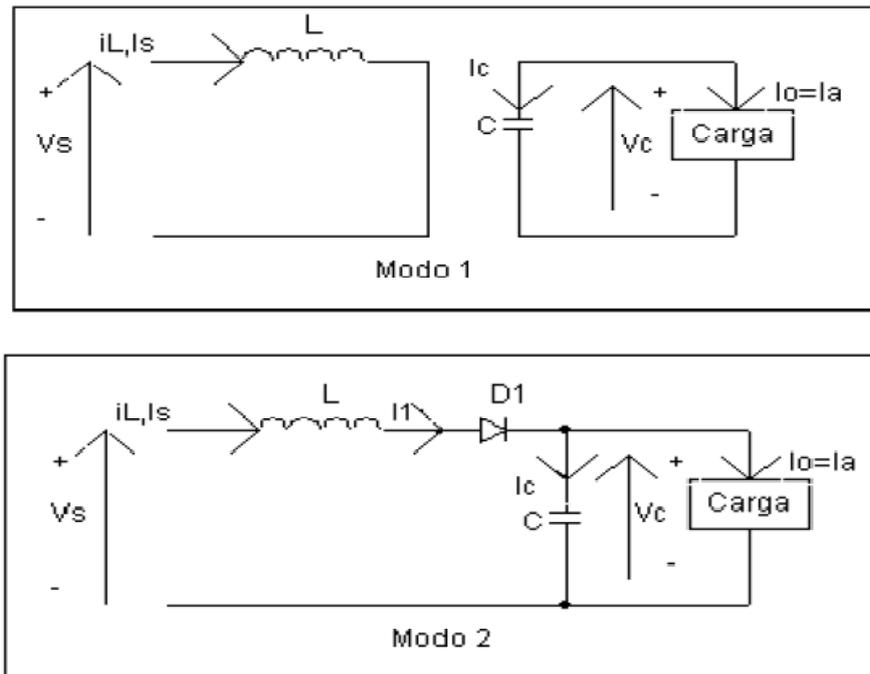


Fig.2.8. Circuitos equivalentes del Convertidor Elevador

La ecuación característica de este convertidor para determinar su voltaje de salida es la siguiente (1).

$$V_0 = \frac{V_s}{1-\alpha} \quad 2.1$$

$V_s$  = Voltaje de entrada

$V_0$  = Voltaje de salida

$\alpha$  = Ciclo de trabajo

Si suponemos un circuito sin pérdidas, la corriente promedio de entrada está dada por:

$$I_s = \frac{I_0}{1-\alpha} \quad 2.2$$

$I_o$  = Corriente promedio de salida

$I_s$  = Corriente promedio de entrada

$\alpha$  = Ciclo de trabajo

La corriente de la componente ondulatoria pico a pico y la componente de voltaje están dadas por:

$$\Delta I = \frac{V_s \cdot \alpha}{f \cdot L} \qquad \Delta V_c = \frac{I_o \cdot \alpha}{f \cdot C} \qquad 2.3$$

$\Delta I$  = Corriente de la componente ondulatoria pico a pico

$\Delta V_c$  = Voltaje de la componente ondulatoria pico a pico

$\alpha$  = Ciclo de trabajo

$V_s$  = Voltaje de entrada

$I_o$  = Corriente promedio de salida

$f$  = Frecuencia de conmutación

$C$  = Capacitor

$L$  = Inductor

Un regulador elevador puede subir el voltaje de salida sin necesidad de un transformador. Gracias a que sólo cuenta con un transistor su eficiencia es alta y la corriente de entrada en este caso es continua. Así mismo, este convertidor puede operar en dos modos: modo de conducción discontinua (MCD) y modo de conducción continua (MCC). Estos se refieren al comportamiento de la corriente en el inductor. Por otra parte el voltaje de salida es muy sensible a los cambios en el ciclo de trabajo  $\alpha$  y puede ser difícil estabilizar el convertidor.

### **2.1.3.2. Convertidor elevador-reductor.**

El convertidor reductor- elevador o también conocido como buck-boost suministra un voltaje que puede ser mayor o menor al de la entrada, asimismo la polaridad del voltaje de salida es inversa con respecto a al del voltaje de entrada.

La operación del circuito se puede dividir en dos modos. Durante el modo 1, el transistor Q está activo y el diodo D tiene polarización inversa. La corriente de entrada, que se eleva, fluye a través del inductor L y del transistor Q. Durante el modo 2, el transistor Q es conmutado y la corriente que fluía a través del inductor L, fluirá a través de L, C, D, y la carga. La energía acumulada en el inductor L se transfiere a la carga y la corriente del inductor se abatirá hasta que el transistor Q vuelva a activarse en el siguiente ciclo (1). En la figura 2.3 se muestra el diagrama del circuito reductor-elevador y en la figura 2.4 sus circuitos equivalentes.

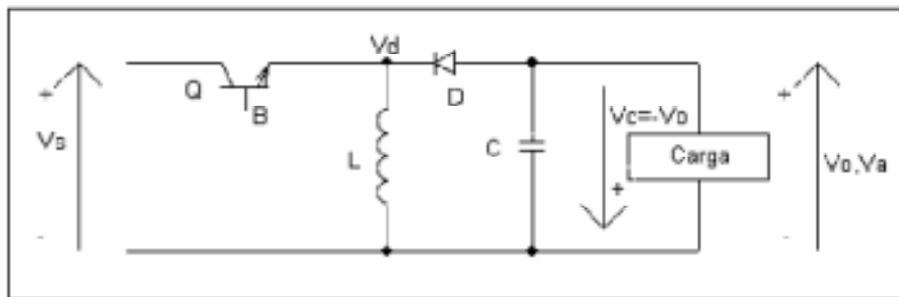


Fig.2.9. Circuito del Convertidor Elevador – Reductor.

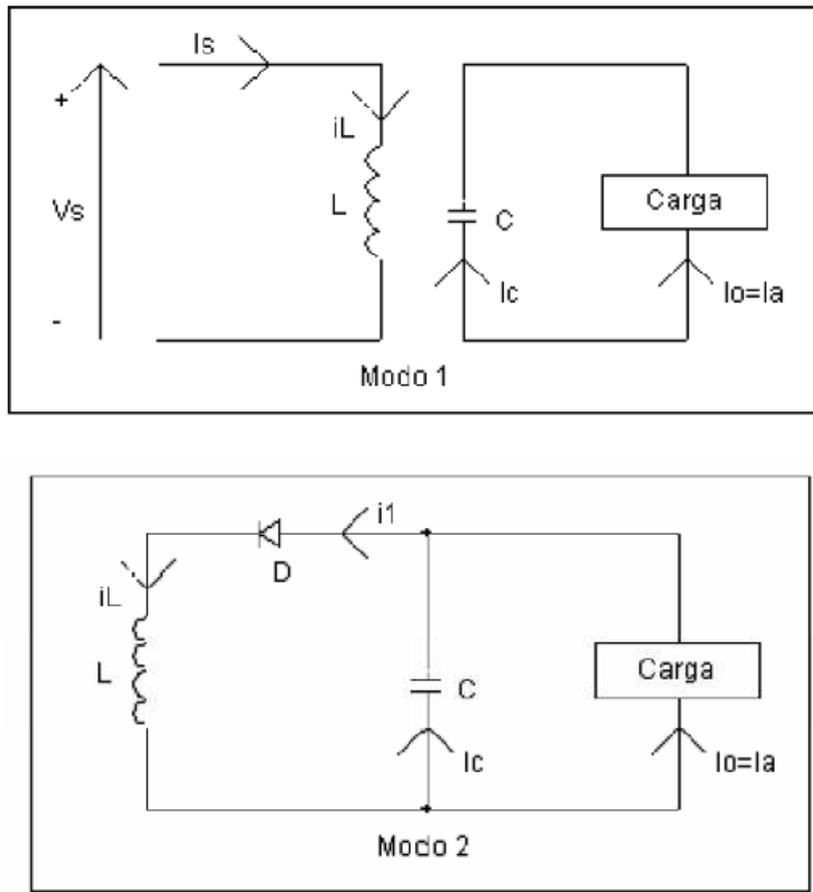


Fig.2.9. Circuitos Equivalentes del Convertidor Elevador - Reductor

La ecuación característica de este convertidor para determinar su voltaje de salida es el siguiente (1).

$$V_0 = -V_s \cdot \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad 2.4$$

$V_s$  = Voltaje de entrada

$V_0$  = Voltaje de salida

$\alpha$  = Ciclo de trabajo

Si suponemos un circuito sin pérdidas, la corriente promedio de entrada está dada por:

$$I_s = I_0 \cdot \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad 2.5$$

$I_o$  = Corriente promedio de salida

$I_s$  = Corriente promedio de entrada

$\alpha$  = Ciclo de trabajo

La componente ondulatoria pico a pico de la corriente y el voltaje está dada por:

$$\Delta I = \frac{V_s \cdot \alpha}{f \cdot L} \qquad \Delta V_c = \frac{I_o \cdot \alpha}{f \cdot C} \qquad 2.6$$

$\Delta I$  = Corriente de la componente ondulatoria pico a pico

$\Delta V_c$  = Voltaje de la componente ondulatoria pico a pico

$\alpha$  = Ciclo de trabajo

$V_s$  = Voltaje de entrada

$I_o$  = Corriente promedio de salida

$f$  = Frecuencia de conmutación

$C$  = Capacitor

$L$  = Inductor

Un convertidor reductor-elevador suministra inversión de polaridad de voltaje de salida sin necesidad de un transformador. Tiene alta eficiencia, e caso de una falla del transistor, el  $di/dt$  de la corriente de falla queda limitado por el inductor  $L$  y será  $V_s/L$ . Sería fácil poner en práctica la protección en corto circuito de la salida. Sin embargo, la corriente entrada es discontinua y a través del transistor  $Q$  fluye una corriente de pico alta (1).

### 2.1.3.3. Convertidor Flyback.

El convertidor flyback usa normalmente un solo transistor  $Q$ . Durante la primera mitad del periodo de conmutación, el transistor  $Q$  se encuentra operando de tal manera que la energía se almacena en el primario del transformador; durante la

segunda parte del periodo, esta energía se transfiere al secundario del transformador y hacia la carga. En la figura 2.5 se muestra el diagrama para un convertidor flyback.

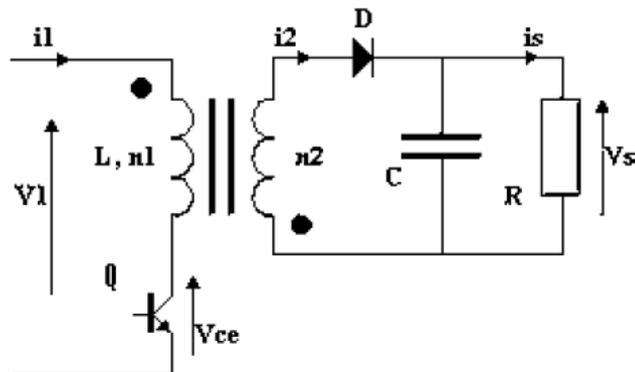


Fig.2.10. Circuito del Convertidor Flyback.

El elemento magnético funciona como inductancia de acumulación de energía. Durante un periodo  $T$ , la energía almacenada es (13):

$$W = V_1 \cdot \frac{i_{1M}}{2} \cdot t_1 \quad 2.7$$

$i_{1M}$  = Corriente  $i_1$  Máxima

El transistor  $Q$  cuando el diodo  $D$  conduce, el voltaje en las terminales del devanado  $n_2$  es  $V_s$ . El voltaje resultante en las terminales del devanado  $n_1$  es (13):

$$V_1 = \frac{n_1}{n_2} \cdot V_s \Rightarrow V_1 = V_{ce0} + V_s \cdot \frac{n_1}{n_2} \quad 2.8$$

El voltaje  $V_s$  puede ser ajustado por medio de la relación cíclica  $t_1/T$ , pero de igual manera por el periodo de conmutación del transistor  $Q$ . El número de vueltas  $n_1$  es determinado a partir del valor de la inductancia  $L$ . El valor de  $n_2$  es calculada de la ecuación 2.8 con el fin de limitar los valores de voltaje en el transistor  $Q$ .

Una de las ventajas que presenta el convertidor flyback, es que no se necesita una tensión alta en el bus de CD para obtener un alto factor de potencia como en el caso del convertidor elevador. Además que con la relación de vueltas del transformador se tiene un grado de libertad más alto al momento de seleccionar el voltaje de entrada al inversor resonante.

#### **2.1.4. Inversores.**

Los convertidores de CD a CA se conocen como inversores. La función de un inversor es cambiar un voltaje de entrada en CD a un voltaje simétrico de salida en CA, con la magnitud y frecuencia deseadas. Así, tanto el voltaje de salida como la frecuencia pueden ser variables o fijos. En nuestro caso, para alimentar una lámpara de descarga mediante un balastro electrónico, es necesario la utilización de un inversor que opere a alta frecuencia para maximizar su eficiencia luminosa. Estos inversores tienen como carga un circuito resonante que fija la corriente que circula por la lámpara, debido a ello, son llamados inversores resonantes.

El uso de los inversores resonantes es muy común en aplicaciones industriales como la propulsión de motores de CA de alta velocidad, la calefacción por inducción, las fuentes de respaldo y las de poder, entre otras. En este capítulo se describirán tres tipos de inversores, los cuales son: inversor de medio puente, de puente completo e inversores resonantes clase E.

##### **2.1.4.1. Inversor de medio puente.**

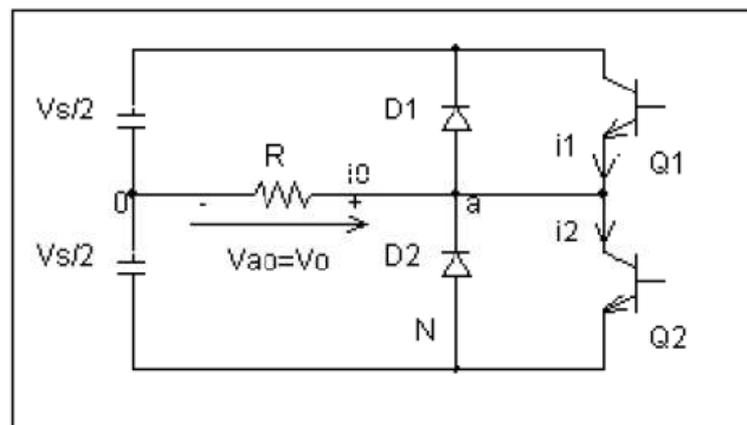
Como se explicó anteriormente, la principal función de un inversor es producir una señal senoidal alterna en la salida con magnitud y frecuencia que puedan ser controladas. En la figura 2.1 se muestra el circuito de un inversor de medio puente. Su estructura consta de dos capacitores de igual valor conectados en serie a través de la señal de entrada en CD, de tal manera que, cada capacitor se carga con la mitad del voltaje de entrada ( $V_s/2$ ). Es necesario tener valores altos de capacitores para asumir

que el potencial en el punto 0 permanece constante con respecto a la terminal N. De igual manera los transistores del inversor de medio puente tienen que soportar un valor de voltaje igual al de entrada; y el valor de voltaje máximo de la onda cuadrada de salida debe ser igual al voltaje de entrada. Sin embargo la desventaja es que uno de los transistores no está aterrizado.

Cuando solo el transistor Q1 está activo durante el tiempo de operación  $T_0/2$ , aparece el voltaje  $-V_s/2$  a través de la carga. El circuito debe diseñarse de tal suerte que, Q1 y Q2 no estén activos simultáneamente. En la figura 2.6 se muestran las formas de onda para los voltajes de salida y las corrientes de los transistores en el caso de una carga resistiva.

El valor rms. de la componente fundamental del voltaje es:

$$V_1 = \frac{2V_s}{\sqrt{2\pi}} = 0.45V_s \quad 2.9$$



*Fig.2.11. Circuito del Inversor de medio puente*

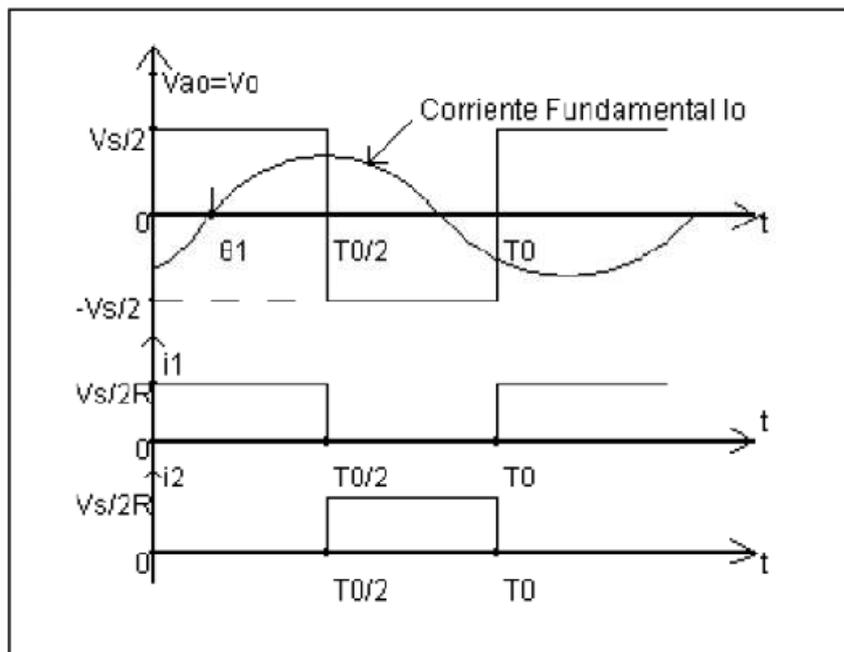


Fig.2.12. Formas de onda con carga resistiva.

#### 2.1.4.2. Inversor de puente completo.

El inversor de puente completo consta de cuatro transistores. Cuando los transistores Q1 y Q2 se encuentran activos simultáneamente, el voltaje de entrada  $V_s$  aparece a través de la carga. Si los transistores Q3 y Q4 se activan al mismo tiempo, el voltaje a través de la carga se invierte ( $-V_s$ ). Con la misma entrada de voltaje CD, el máximo valor de voltaje a la salida del inversor de puente completo es el doble que el de medio puente. Esto implica que para la misma potencia, la corriente de salida y la corriente de conmutación son la mitad de aquellas que para el inversor de medio puente. Para altas potencias, esto es una clara ventaja. El inversor de puente completo es utilizado para arreglos que requieren grandes potencias. Su principal desventaja es que dos de sus transistores no se encuentran aterrizados.

En la figura 2.8 se muestra el circuito para el inversor de puente completo.

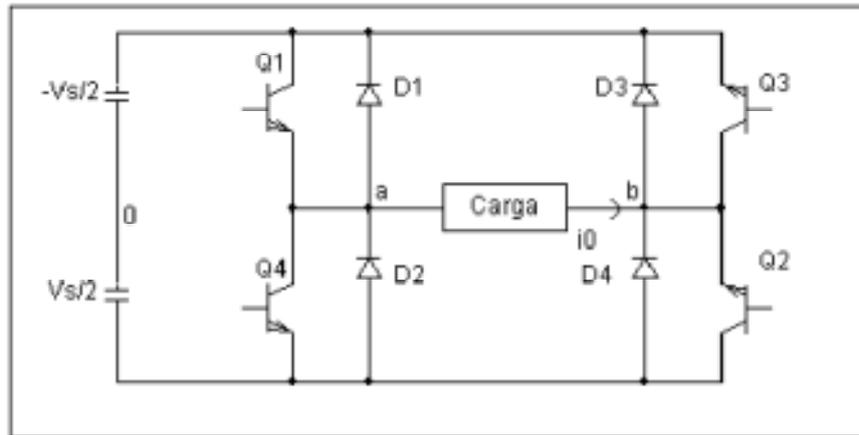


Fig.2.13. Circuito del Inversor de puente completo

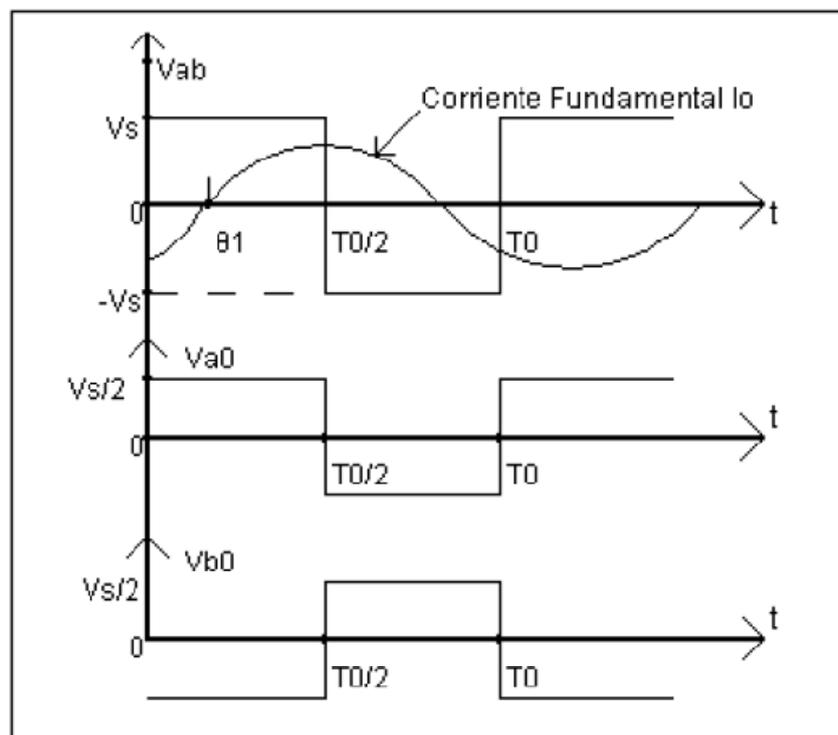


Fig.2.14. Formas de onda con carga resistiva.

El valor rms de la componente fundamental del voltaje es:

$$V_1 = \frac{4V_s}{\sqrt{2\pi}} = 0.9V_s \quad 2.10$$

### 2.1.4.3. Inversor resonante clase E.

El inversor resonante clase E solo utiliza un transistor, tiene bajas pérdidas de conmutación y obtiene una eficiencia de más del 95%. El circuito se muestra en la figura 2.5. Por lo general se usa en aplicaciones de baja potencia en un rango menor de 100w. Por otra parte el dispositivo de conmutación tiene que soportar un voltaje alto. Este inversor se utiliza para salidas de voltaje fijo, aunque al modificar la frecuencia de conmutación, el voltaje de salida puede variar. La operación del circuito puede dividirse en dos modos: modo A y modo B.

En el primer modo de operación, el transistor está activo, la corriente de conmutación está dada por la corriente de alimentación y la corriente de carga. El conmutador se desactiva en voltaje cero. Cuando este se desactiva, la corriente se desvía a través del capacitor.

En el segundo modo, el transistor está desactivado y la corriente del capacitor es la suma de las corrientes de alimentación y la de carga. El voltaje de conmutación se eleva hasta un valor máximo y de nuevo se abate a cero. Cuando el voltaje se abate hasta cero, la corriente del capacitor normalmente será negativa. A fin de limitar ésta corriente negativa se conecta un diodo anti paralelo.

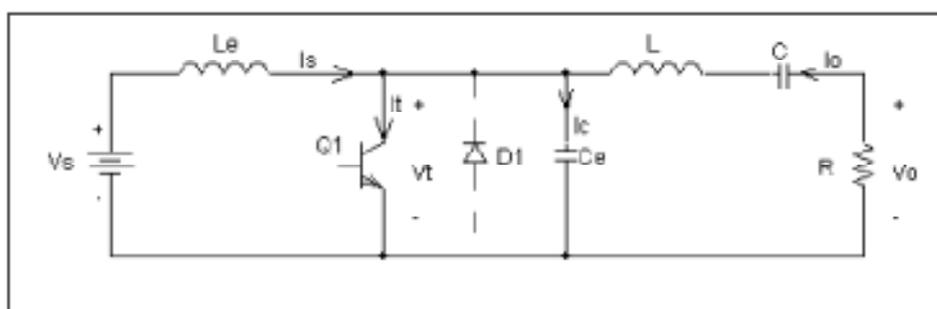


Fig.2.15. Inversor resonante Clase E.

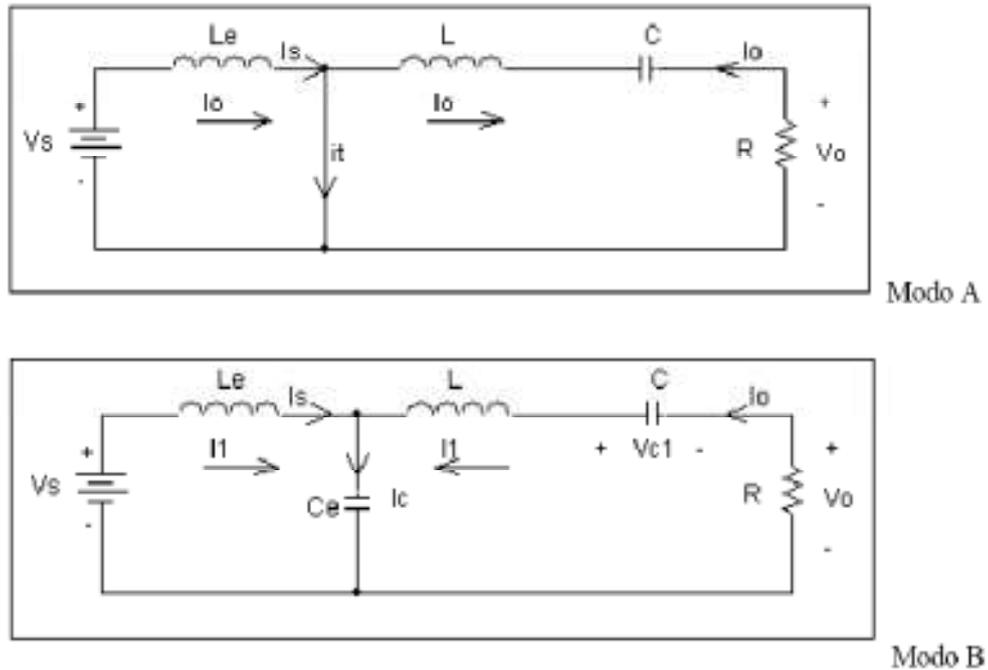


Fig.2.16. Circuito equivalentes del Inversor Resonante clase E.

Cuando el transistor está activo, el circuito equivalente es un circuito resonante que consta de L; C y R. Entonces la frecuencia de resonancia ( $\omega_{01} = 2\pi f_{01}$ ) y el factor de calidad Q1 están dados por (9):

$$\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad 2.11$$

$$Q_1 = \frac{\omega_{01}L}{R} = \frac{1}{\omega_{01}RC} \quad 2.12$$

Cuando el transistor está desactivado, el circuito resonante en serie consta de Ce, C, L, R. Entonces la frecuencia de resonancia ( $\omega_{01} = 2\pi f_{02}$ ) y el factor de calidad Q2 están dados por (9):

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\frac{LCC_e}{C_e + C}}} \quad 2.13$$

$$Q_2 = \frac{\omega_{02}L}{R} = \omega_{02}R \frac{CC_e}{C + C_e} \quad 2.14$$

### 2.1.5. Circuitos arrancadores.

En el uso de sistemas de iluminación fluorescente es necesario alimentar a la lámpara de descarga con el voltaje adecuado para evitar un mal funcionamiento y que su vida útil disminuya. De tal forma que la lámpara debe trabajar siempre a su voltaje nominal. Sin embargo, como es sabido para el arranque de la lámpara es necesario un voltaje alto para poder ionizar el gas y encender la lámpara. Debido ha esto, una vez suministrado dicho voltaje para el arranque es necesario ajustarlo al voltaje nominal de la lámpara. Es en esta parte donde toman sentido los circuitos arrancadores en los balastos electrónicos.

Las topologías propuestas son las siguientes: Una topología arrancadora por medio de filtrado de frecuencias, arrancador por medio de conmutación de capacitores y un arrancador por cambio de ciclo de trabajo de la etapa de potencia.

#### 2.1.5.1. Circuitos arrancadores por filtrado de frecuencias.

La primera topología para el arranque de la lámpara se basa en el principio de filtrado analógico. Es decir, al variar la frecuencia de entrada el voltaje de salida va ir cambiando según el tipo de filtro empleado. En este caso se diseñó un filtro pasa-altas pasivo entre el inversor resonante y la lámpara con el cual en el tiempo  $0 \leq t \leq 1s$  el voltaje de salida será de 200V pico y para un  $t > 1s$ . el voltaje de salida será de 100V pico que es el voltaje deseado para el estado permanente de la lámpara de descarga. Esto se logra gracias a la manipulación de la frecuencia de conmutación del inversor resonante.

En la salida del inversor resonante siempre vamos a tener un voltaje de 200V pico. Este voltaje entra al filtro pasa-altas pasivo diseñado y dependiendo de la frecuencia de entrada, la salida se mantendrá constante ó variará. La manipulación de la

frecuencia se efectúa en el inversor resonante, es decir, a la salida del filtro tendremos ya sea un voltaje de 200V pico ó 100V pico dependiendo de la frecuencia del inversor. Asimismo es importante comentar que el voltaje alto se mantiene solo 1 seg., tiempo suficiente para poder arrancar la lámpara y posteriormente dejarla en su estado permanente a 100V pico.

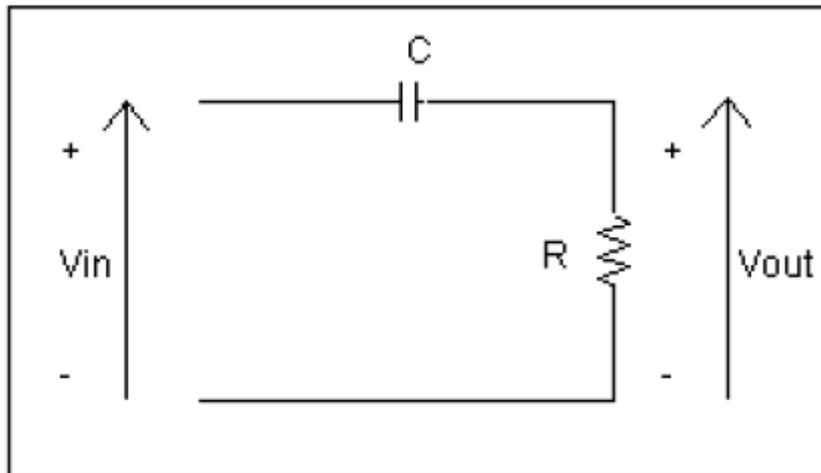


Fig.2.17. Filtro Pasa Altas.

La función de transferencia del filtro pasa - altas es la siguiente:

Por división de voltaje tenemos que el voltaje de entrada es:

$$V_{in} = \frac{I(s)}{Cs} + I(s) \cdot R \quad 2.15$$

El voltaje de salida está dado por:

$$V_{out} = I(s) \cdot R \quad 2.16$$

$$I(s) = \frac{V_{out}}{R} \quad 2.17$$

Sustituyendo 2.17 en 2.16 tenemos:

$$V_{in} = \frac{V_{out}}{RCs} + V_{out} \quad 2.18$$

### **2.1.5.2. Circuitos arrancadores por conmutación de ciclos de trabajo.**

El principio de trabajo de este circuito es el siguiente: En el tiempo  $0 \leq t \leq 1s$  es necesario un voltaje alto, para lo cual se requiere un ciclo de trabajo alto.

Para tiempo  $t > 1s$  se conmuta hacia el ciclo de trabajo permanente de la lámpara que requiere los valores nominales de voltaje y corriente de la lámpara.

Para generar dos diferentes ciclos de trabajo, el circuito requiere de dos temporizadores. Se requiere de aproximadamente un segundo para ionizar el gas de la lámpara, por lo que un circuito RC es incorporado como arrancador, mismo que después de cargarse (en un segundo), envía la señal a un relevador de 12v de DC, mismo que funciona como conductor una vez que el circuito RC se ha cargado. Este disparo entra a dos transistores dispuestos como interruptores para conmutar los dos ciclos de trabajo.

## **CAPÍTULO III:**

### **METODOLOGÍA.**

#### **3.1. Metodologías en la investigación.**

Para la investigación realizada en este proyecto se usaron fuentes como bibliotecas públicas de universidades como la UTE campus Santo Domingo, la Escuela Politécnica Nacional, bibliotecas privadas de profesionales en la rama de electrónica de potencia, bibliotecas virtuales en internet de varias universidades extranjeras como la UDLA de México, entre otras. Además, se consultaron artículos de revistas, publicaciones en internet.

Algunos de los conocimientos adquiridos a lo largo del desarrollo del presente estudio se obtuvieron de entrevistas con varios profesionales de la electrónica, programación computarizada, maestros de varias escuelas politécnicas del país y varios foros en internet especializados en electricidad y electrónica de potencia.

En pruebas de campo se visitaron laboratorios de universidades como la UTE Santo Domingo, Escuela Politécnica Nacional, entre otras.

#### **3.2. Métodos de recopilación, almacenamiento y procesamiento de datos.**

En la recopilación y almacenamiento de datos se usaron métodos como anotaciones y cálculos tanto manuales como computarizados. Para recopilación y almacenamiento de datos computarizados se utilizó una computadora portátil con software especializados en procesamiento de palabras y hojas de cálculo tales como Word y Excel.

Para el procesamiento de los datos recopilados y almacenados se usaron programas como Word, Excel, Mathcad, mismo que se utilizó para evaluar y calcular funciones complejas de integración por ejemplo.

### **3.3. Metodologías en el desarrollo del diseño del balastro electrónico.**

En el diseño del balastro electrónico propuesto se aprovecharon los datos recopilados y almacenados; y se analizaron tipologías de varios balastos tanto electrónicos como electromagnéticos y su configuración de construcción para determinar los parámetros del mismo.

Para determinar los circuitos electrónicos que conformarían cada etapa del balastro electrónico propuesto se caracterizó y analizó varios tipos de convertidores, inversores, rectificadores y otro tipo de circuitos utilizados en la elaboración de balastos electrónicos además del apoyo científico de profesores, profesionales y amigos especializados en electrónica y electricidad.

### **3.4. Metodologías en la modelación y simulación del balastro electrónico.**

La modelación del balastro electrónico requirió del aprendizaje en manejo óptimo de programas computacionales especializados de electrónica tales como Psim, Psice, Proteus y MATLAB, entre otros. Estos conocimientos fueron adquiridos mediante consultas con profesionales y estudiantes avanzados de electrónica de potencia; análisis de tutoriales y manuales que proporcionan los mismos programas y otros que se publican en internet.

Una vez adquiridos los conocimientos necesarios para la correcta operación de los software antes mencionados se procedió a seleccionar los que serían utilizados en la

modelación del balastro electrónico propuesto. Así mismo ya seleccionados los programas a usarse, se continuó con la modelación propiamente dicha.

Para esta modelación se usaron los datos generados a través del diseño del prototipo de balastro electrónico, logrando así plasmar de manera más tangible los resultados de la investigación propuesta en este proyecto.

La tesis fue probada gracias a la simulación del modelo de las diferentes etapas del balastro propuesto obteniendo resultados satisfactorios.

## CAPÍTULO IV:

### PRUEBAS DE LABORATORIO Y PARÁMETROS DE DISEÑO.

#### 4.1. Evaluación del comportamiento de la lámpara fluorescente de 40w.

Realizando pruebas en el laboratorio de electrónica, se logró determinar que el voltaje de encendido de la lámpara está por el orden de los 200v, siendo en algunos casos de entre 170v y 230v el requerido para su encendido.

Además se realizaron prácticas para determinar el voltaje entre las terminales de la lámpara en períodos de funcionamiento normales, llegando a valores de 100V, 95V, 107V, según el tipo de balastro utilizado en las pruebas.

#### 4.2. Pruebas realizadas a otros balastos.

Se realizaron pruebas de funcionamiento a varios balastos tanto electromagnéticos como electrónicos de varias marcas mediante el analizador de armónicos FLUKE 41, que arrojaron los siguientes resultados:

- **BALASTRO ELECTROMAGNÉTICO TECNOLITE 40W ES-1500.**

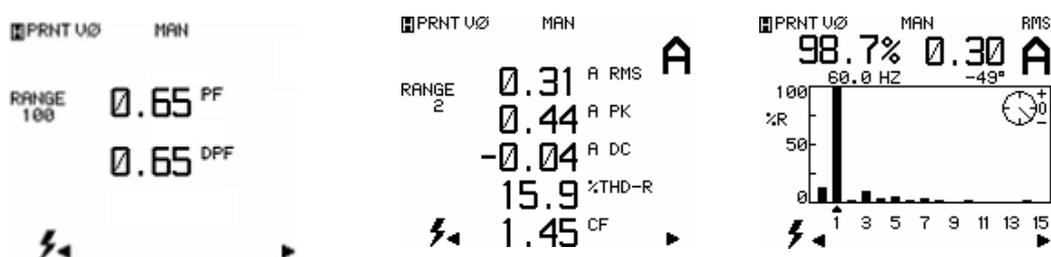


Fig.4.1. Resultados en el FLUKE 41 para balastro Tecnolite electromagnético.

- **BALASTRO ELECTRÓNICO ISB DE BAJO FACTOR DE POTENCIA.**

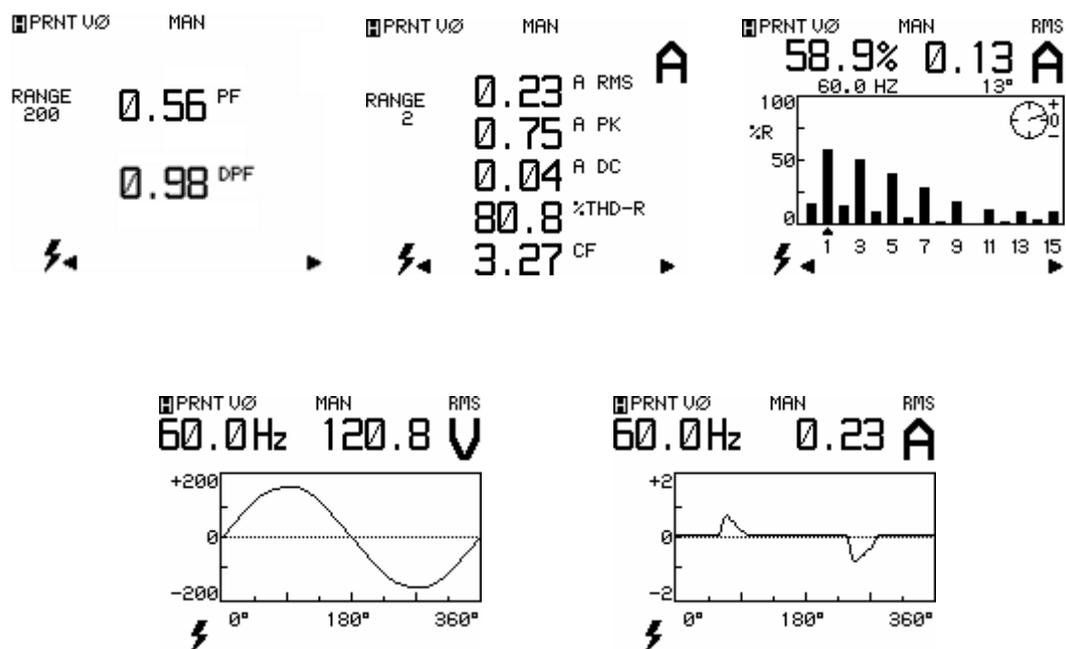


Fig.4.2. Resultados en el FLUKE 41 para balastro ISB electrónico.

- **BALASTRO ELECTRONICO GENERAL ELECTRIC 40w DE ALTO FACTOR DE POTENCIA.**

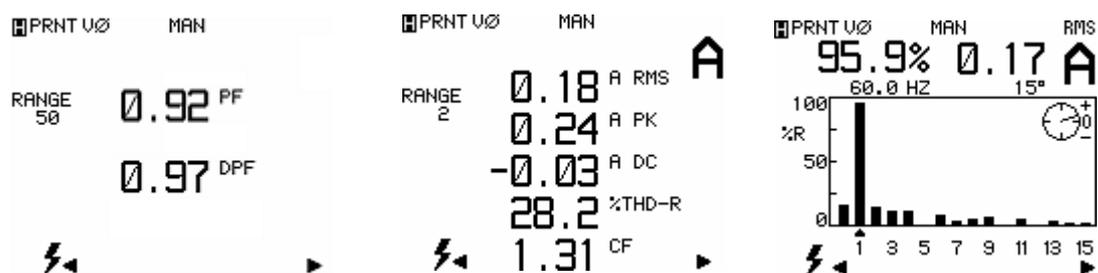


Fig.4.3. Resultados en el FLUKE 41 para balastro General Electric electrónico de alto factor de potencia.

Los resultados de estas pruebas serán analizados más adelante en el capítulo de Estudio comparativo.

### **4.3. Parámetros de diseño para el balastro electrónico propuesto.**

Los parámetros de diseño del prototipo de balastro electrónico son los siguientes:

Potencia de la lámpara fluorescente para la que se diseña el circuito.

Voltaje de en los bornes de la lámpara fluorescente requerido para el arranque.

Voltaje nominal de funcionamiento de la lámpara fluorescente.

Voltaje requerido de la red de abastecimiento de energía.

Resistencia característica de la lámpara.

Corriente nominal pico de la lámpara.

Impedancia característica de la red.

Disponibilidad de elementos en el mercado local.

La potencia nominal de la lámpara y el voltaje requerido de la red de abastecimiento de energía fueron obtenidos mediante catálogos de lámparas fluorescentes de 40w disponibles en el mercado local.

Los voltajes tanto de arranque como de operación permanente de la lámpara fluorescente de 40w se consiguieron gracias a pruebas realizadas en laboratorio.

Mediante cálculos realizados en la sección de diseño del balastro electrónico se extrajeron los valores de la resistencia característica y corriente nominal de lámpara fluorescente, mientras que la impedancia característica de la red fue consultada en textos. En función de los criterios anotados anteriormente, se diseñaran los circuitos que integrarán el balastro electrónico.

## CAPÍTULO V

### DISEÑO.

#### **5.1. Selección y análisis de los circuitos integrantes del balastro electrónico propuesto.**

##### **5.1.1. Criterios de selección para el circuito arrancador del balastro electrónico propuesto.**

La elección del arrancador para la modelación el balastro electrónico mono-etapa fue la del arranque por conmutación de ciclo de trabajo. Se llegó a esta decisión tomando en cuenta los siguientes criterios.

1) La manipulación de la frecuencia en el inversor resonante resulta muy complicada y conlleva a la utilización de un circuito adicional para variar las frecuencias.

2) El voltaje de salida en el arrancador por filtrado en el tiempo  $t > 1\text{seg.}$  el cual es igual a 100V se encuentra desfasado con respecto a la señal de entrada, esto trae por consecuencia un deterioro en el factor de potencia del balastro.

3) La propuesta del balastro es que sea mono-etapa, esto conlleva a la reducción de elementos de conmutación. Al variar la frecuencia del inversor no se podría compartir el mismo dispositivo de control tanto para el convertidor CD-CD y el inversor, lo cual nos resultaría en pérdidas por conmutación.

Por otra parte las desventajas del circuito de conmutación por capacitores es la utilización de GTOs los cuales son complicados de controlar. Asimismo la conmutación de capacitores en el  $t > 1\text{seg.}$  deja un capacitor flotando y cargado el

cual nos puede traer un mal funcionamiento en la etapa de potencia y la energía total no estaría pasando a la carga.

La elección fue de esta forma, el arrancador por conmutación de ciclos de trabajo el cual se modela en la misma etapa de control del transistor de potencia y nos brinda un mejor manejo de energía eléctrica. Asimismo debido a este método es posible contemplar la reducción de transistores en el circuito de potencia.

### **5.1.2. Selección y análisis teórico del circuito convertidor CD-CD.**

#### **5.1.2.1. Selección del circuito convertidor CD-CD.**

El convertidor seleccionado para la primera etapa del balastro electrónico mono-etapa fue el convertidor reductor-elevador monofásico pero con unas pequeñas variaciones en su topología que nos permitirán corregir el factor de potencia. Esta topología nos brinda dos ventajas principales sobre los dos circuitos presentados anteriormente.

La primera es la corrección del factor de potencia de manera natural trabajando en modo de conducción discontinuo (MCD). Por otra parte la topología reductor-elevadora trabajando en MCD, proporciona bajo estrés de tensión en los interruptores, cuando se compara con la topología elevadora trabajando como corrector de factor de potencia.

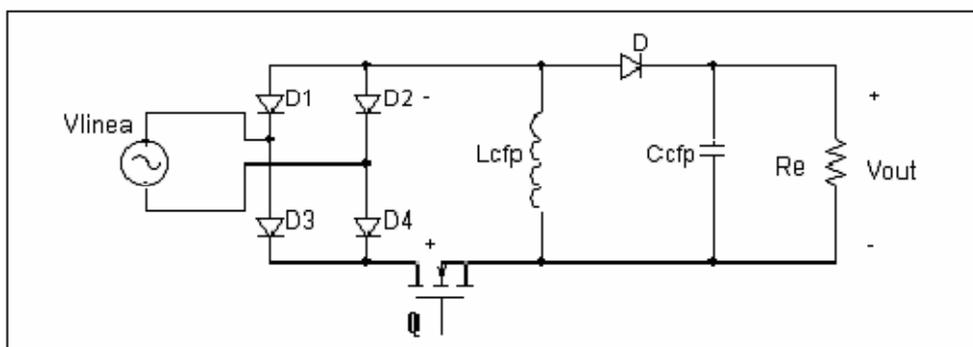
Asimismo, el reductor-elevador trabaja a frecuencia constante y en MCD proporcionando factor de potencia alto sin ningún condicionamiento ni restricción. Por consiguiente no es necesario tener una elevada tensión en la salida para obtener un buen factor de potencia como en el caso del convertidor elevador. Comparado el circuito reductor-elevador con el flyback se tiene que este último utiliza un transformador en su topología lo cual nos incrementaría el volumen de nuestro balastro.

Como el convertidor reductor-elevador va estar alimentado por la corriente de línea es necesario la conversión de corriente alterna a corriente continúa. Este proceso se efectúa por medio de un rectificador de onda completa, como puede ser un puente de diodos y un filtro para obtener un voltaje continuo. Este circuito se describirá más detalladamente más adelante mostrando el análisis teórico, los valores nominales para los componentes y simulaciones.

La primera topología es un convertidor reductor-elevador que trabaja en modo de conducción discontinua (MCD) para corregir el factor de potencia (CFP), ya que, en este modo la corriente sigue de manera natural la forma de onda senoidal del voltaje de entrada, proveyendo un alto factor de potencia. El convertidor reductor-elevador tiene entrada positiva y salida negativa, por esta razón, es conocido como convertidor inversor. Para fines de reducción de transistores en las etapas de potencia se efectuó un cambio de polaridades para que la entrada fuera negativa y la salida positiva, y de esta forma tener el transistor de conmutación a tierra con el fin de reducir transistores. Esto se verá detallado más adelante.

Por otra parte se necesita hacer una rectificación del voltaje de entrada CA de la línea de red a CD para la entrada del convertidor. Esto se lleva a cabo mediante un rectificador de diodos de onda completa.

En la figura 5.1 se muestra la topología del convertidor con la polaridad de entrada negativa y la etapa de conversión CA/CD.



*Fig.5.1. Convertidor CD-CD reductor – elevador en modo CFP.*

### 5.1.2.2. Análisis teórico del convertidor CD-CD reductor-elevador.

Para realizar el análisis teórico y matemático se tienen los siguientes parámetros a seguir: Tenemos una lámpara fluorescente de 40 W. Asimismo se tiene un voltaje de entrada ( $V_e$ ) rectificado de 170V., y se pretende un voltaje de salida ( $V_s$ ) de 100V DC debido a que en [16] la corriente nominal pico para una lámpara de 40 W es de 800mA., es decir, de 566mA rms. A partir de la ecuación 5.1 tenemos que:

$$P_o = V_{rms} \cdot I_{rms} \quad (5.1)$$

Despejando  $V_{rms}$  y sustituyendo valores tenemos que:

$$V_{rms} = \frac{P_o}{I_{rms}} = \frac{40}{0.566} = 70.7V \quad (5.2)$$

Ahora bien, se requiere un voltaje de 70.7 Vrms en la salida del balastro, de tal suerte que, para la salida del convertidor reductor-elevador se necesita el valor pico de este voltaje que sería de:

A continuación se muestra el análisis matemático para el convertidor reductor-elevador en modo de conducción discontinuo.

Empezaremos suponiendo que el interruptor se encuentra cerrado. El circuito equivalente se muestra en la figura 5.2.

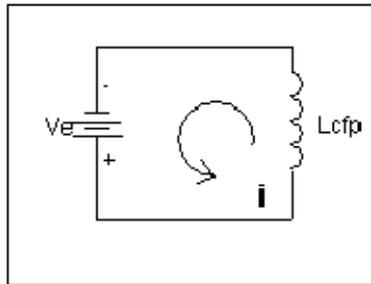


Fig. 5.2 Circuito equivalente interruptor cerrado

Aplicando leyes de voltaje de Kirchoff a este circuito se obtiene:

$$V_e - V_{L_{cfp}} = V_e - L_{cfp} \frac{di}{dt} = 0 \quad (5.3)$$

Resolviendo la ecuación diferencial (5.3) tenemos:

$$i_{L_{\phi}}(t) = \frac{V_e t}{L_{cfp}} \quad (5.4)$$

La corriente máxima en el inductor se alcanza cuando  $t = \alpha T$  como se observa en la figura 5.4. Evaluando la ecuación (5.4) para  $t = \alpha T$ , se tiene:

$$i(\alpha T) = I_{\max}(t) = \frac{\alpha \cdot T \cdot V_e}{L_{cfp}} \quad (5.5)$$

La variación de la corriente queda definida como:

$$\Delta i_{L_{\phi}} = I_{\max} - I_{\min} = \frac{\alpha \cdot T \cdot V_e}{L_{cfp}} \quad (5.6)$$

Tomando en cuenta que  $I_{min} = 0$ , ya que, se considera en modo de conducción discontinuo.

Durante el intervalo de tiempo ( $0 \leq t \leq \alpha T$ ) se almacena en el inductor  $L_{cfp}$  una cierta cantidad de energía, que posteriormente será entregada a la carga cuando el interruptor  $K$  se abra.

En la figura 5.3 se muestra el circuito equivalente cuando el interruptor  $K$  se abre:

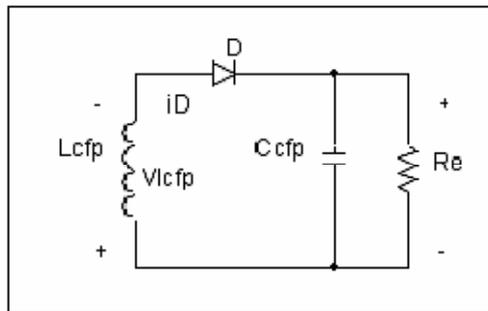


Fig. 5.3 Circuito equivalente interruptor abierto.

Aplicando nuevamente leyes de voltaje de Kirchoff a este circuito se obtiene:

$$V_{L_{cfp}} + V_s = L_{cfp} \frac{di}{dt} + V_s = 0 \quad (5.7)$$

Resolviendo la ecuación (5.7) tenemos para la corriente  $I_{cfp}$

$$i(t) = \frac{V_s}{L_{cfp}} \cdot (t - \alpha T) + I_{max} \quad (5.8)$$

La corriente debe satisfacer la discontinuidad antes del inicio de un nuevo periodo de conmutación, por lo tanto si se define  $t = \beta T$  como el instante en el  $I_{cfp}$  cual se anula:

$$i(\beta T) = \frac{V_s}{L_{cfp}} \cdot (\beta - \alpha)T + I_{\max} = 0 \quad (5.9)$$

Despejando  $I_{\max}$  de (5.9):

$$I_{\max} = -\frac{V_s}{L_{cfp}} \cdot (\beta - \alpha)T \quad (5.10)$$

Igualando (5.5) con (5.10) obtenemos:

$$\alpha V_e = (\beta - \alpha)V_s \quad (5.11)$$

Despejando  $\beta$  de (5.11):

$$\beta = \alpha \cdot \left( \frac{V_e + V_s}{V_s} \right) \quad (5.12)$$

La condición de discontinuidad indica que:

$$\beta T < T$$

Asignamos  $\beta = 0.9$  para asegurar discontinuidad. Sustituyendo en (5.12) y resolviendo para

$$\alpha = \frac{(0.9) \cdot V_s}{V_e + V_s} \quad (5.13)$$

En la figura 5.4 se observa que la corriente del inductor  $L$  esta en modo discontinuo y que la corriente del diodo  $D$  es cero hasta el instante  $\alpha T$  que es cuando el interruptor se abre. Dicha corriente llega a  $\max I$  y comienza a decrecer hasta llegar a cero nuevamente en el instante  $\beta T$ , y de ahí hasta  $T$ , lo cual nos habla de que la corriente del diodo también es discontinua.

Cuando el interruptor se abre, la corriente de  $L_{c\phi}$  se divide en una corriente a través del capacitor y otra a través de la carga. Esto es:

$$i_{L_{c\phi}} = i_{c_{\phi}} + i_s \quad (5.14)$$

Para el diodo se tiene que:

$$i_D = i_{c_{\phi}} + i_s \quad (5.15)$$

De donde:

$$i_{D,med} = \frac{1}{T} \cdot \left[ \int_0^T i_{c_{\phi}} dt + \int_0^T i_s dt \right] \quad (5.16)$$

$$i_{D,med} = i_{c_{\phi},med} + i_{s,med} \quad (5.17)$$

El valor medio de  $D i$  se describe de igual forma por:

$$i_{D,med} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_D(t) dt \quad (5.18)$$

Entonces:

$$i_{D,med} = \frac{1}{T} \cdot \int_{\alpha T}^{\beta T} i_D(t) dt \quad (5.19)$$

Por otra parte, la corriente de entrada a través de la bobina crece de forma lineal desde cero cuando el interruptor se encuentra cerrado. El valor pico de la corriente de entrada se obtiene en el instante  $\alpha T$  en el que se apaga el interruptor (ecuación 5.5). De tal forma que, la corriente principal de entrada puede expresarse como:

$$i_e(t) = \frac{1}{2} \cdot I_{max}(t) \cdot \alpha = \frac{\alpha^2 \cdot Ve}{2 \cdot f_s \cdot L_{cfp}} \quad (5.20)$$

Donde  $f_s$  = frecuencia de conmutación

Como se deduce de (5.21) si el ciclo de trabajo se mantiene constante durante el ciclo de red, el valor promedio de la corriente de entrada será proporcional al valor instantáneo de la línea.

Por ello se consigue que el factor de potencia sea unitario. La potencia de entrada se obtiene a partir de (5.21) dando:

$$P_o = \frac{\alpha^2 \cdot Ve^2}{4 \cdot f_s \cdot L_{cfp}} \quad (5.21)$$

La potencia de entrada se transfiere sobre el capacitor  $C_{cfp}$ , el cual, sirve para alimentar la etapa inversora que toma energía de éste para alimentar la lámpara. El voltaje en los extremos del capacitor depende de la potencia entregada a la lámpara, y ésta puede ser calculada con el balance de potencias. La potencia entregada por la etapa CFP puede ser expresada como:

$$P_o = \frac{V_s^2}{R_e} \quad (5.22)$$

Donde 100 valor pico de (5.2)  $V_s = V$

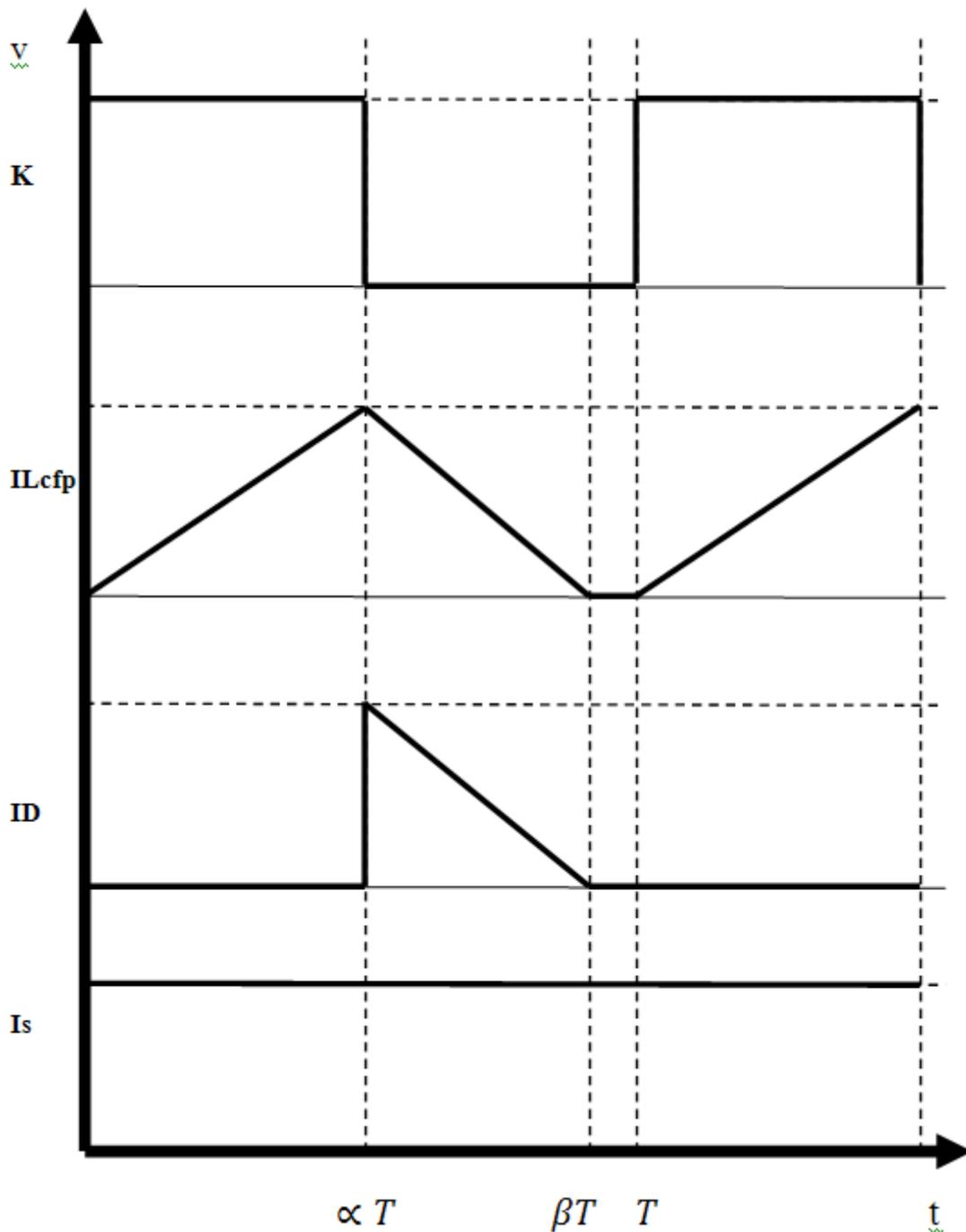


Fig. 5.4 Corriente en el inductor  $L_{cfp}$ , Diodo y corrientes de entrada y salida para un convertidor buck-boost.

Tomando en cuenta los siguientes parámetros:

$$V_e = 170V$$

$$V_s = 100V$$

$$P_o = 40W$$

A partir de la ecuación (5.13) obtenemos el ciclo de trabajo:

$$\alpha = \frac{(0.9) \cdot 100}{170 + 100} = 0.33 \quad (5.23)$$

En la siguiente ecuación observamos que la discontinuidad se cumple:

$$V_s \geq \frac{\alpha}{1 - \alpha} \cdot V_e \rightarrow 100 \geq \frac{0.33}{1 - 0.33} \cdot 170 \rightarrow 100 \geq 84 \quad (5.24)$$

A partir de la ecuación (5.21) obtenemos el valor de la inductancia  $L_{cfp}$ .

$$L_{cfp} = \frac{\alpha^2 \cdot V_e^2}{4 \cdot f_s \cdot P_o} = \frac{(0.33)^2 \cdot (170)^2}{4.56k \cdot 40} = 0.35nH \quad (5.25)$$

La frecuencia de conmutación  $f_s$  se estableció en 20KHz. debido a que en esta frecuencia para el material 3F3 del núcleo de ferrita podemos obtener las propiedades de la hoja técnica, además de que es una frecuencia alta en comparación con la de la línea, y de esta forma evitamos el fenómeno del ruido audible.

A partir de la ecuación (5.22) obtenemos la resistencia equivalente para la etapa de corrección de factor de potencia. Cabe destacar que es la potencia que será transferida a la carga una vez acopladas todas las etapas.

$$R_e = \frac{(100)^2}{40} = 250 \Omega$$

El capacitor  $C_{cfp}$  se diseña para obtener un valor adecuado del voltaje de salida. Este voltaje puede ser calculado utilizando la componente alterna del voltaje de salida.

$$\Delta V_s = \frac{\alpha \cdot V_s}{f_s \cdot R_e \cdot C_{cfp}} \quad (5.27)$$

Fijando el capacitor  $C_{cfp}$  en **220uF**. Obtenemos un rizo de:

$$\Delta V_s = \frac{0.33 \cdot 100}{56k \cdot 250 \cdot 220u} = 10.7mV \quad (5.28)$$

El análisis teórico solo se realizó para el estado permanente de la lámpara. En el período de arranque se aumenta el ciclo de trabajo para obtener una salida en CD más alta para poder ionizar el gas del tubo y obtener el arco entre los electrodos. Las especificaciones del arranque se verán detalladamente más adelante junto con el control del sistema de potencia.

Para obtener un buen factor de potencia con el corrector detallado anteriormente es necesario un filtrado de la señal de conmutación de los transistores. Es decir, que sin un buen filtrado se obtendrían armónicos considerables junto a la frecuencia de 20KHz. Gracias a este filtrado obtenemos una señal de corriente a 60 Hz. al igual que el voltaje de entrada. Esto nos da como resultado un voltaje y corriente en fase lo cual nos garantiza un buen factor de potencia. Para filtrar esta frecuencia de conmutación es necesario diseñar un filtro pasivo LC pasa-bajas utilizando la inductancia de la línea como parámetro de diseño.

En la figura 5.5 se muestra un circuito pasivo pasa-bajas LC el cual nos va a servir para desarrollar su análisis teórico.

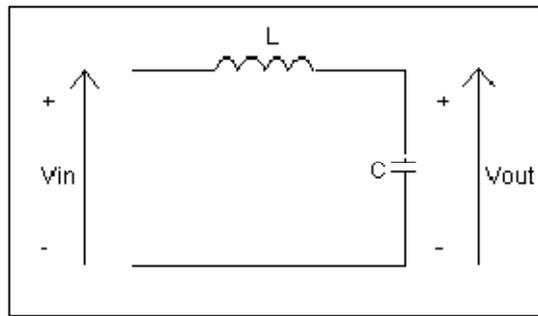


Fig. 5.5 Filtro pasivo pasa-bajas LC

La función de transferencia del filtro pasa-bajas LC es la siguiente:

Por divisor de Voltaje tenemos que el voltaje de entrada es:

$$V_{in} = I(s) \cdot sL + \frac{I(s)}{sC} \quad (5.29)$$

El voltaje de Salida esta dado por:

$$V_{out} = \frac{I(s)}{sC}$$

Despejando  $I(s)$  de 5.30 tenemos que:

$$I(s) = V_{out} \cdot sC \quad (5.31)$$

Sustituyendo  $I(s)$  en 5.31 obtenemos:

$$V_{in} = \frac{V_{out}}{RCs} + V_{out} \quad (5.32)$$

A partir de 5.32 obtenemos la función de transferencia del filtro pasa-bajas:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{s^2 LC + 1} \quad (5.33)$$

Para obtener los valores de los componentes sacamos la magnitud de la función:

$$H(\omega) = \frac{1}{j^2 \omega^2 LC + 1} \quad (5.34) \quad |H(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\omega^4 L^2 C^2 + 1}} \quad (5.35)$$

Igualamos la magnitud a  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  para obtener la frecuencia de corte  $\omega$ , ya que, en este punto la magnitud es igual a 3dB.

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{\omega^4 L^2 C^2 + 1}} \quad (5.36) \quad \frac{1}{2} = \frac{1}{\omega^4 L^2 C^2 + 1} \quad (5.37)$$

$$\omega^4 L^2 C^2 + 1 = 2 \quad (5.38) \quad \frac{1}{L^2 C^2} = \omega^4 \quad (5.39)$$

Finalmente obtenemos que:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \rightarrow f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}} \quad (5.40)$$

Donde:

$\omega$  = Frecuencia de corte

$L$  = Inductor

$C$  = Capacitor

Para obtener los valores de los componentes del filtro pasa-bajas fijamos el inductor en  $L = 0.6$ , ya que, es equivalente a la inductancia característica de línea según [14].y

el capacitor en 0.41uF. debido a la disponibilidad de componentes y para obtener una frecuencia de corte adecuada para atenuar los 20KHz. que es la frecuencia de conmutación del sistema de potencia.

De la ecuación (5.40) tenemos que la frecuencia de corte es:

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{0.6m \cdot 0.41\mu}} = 10KHz. \quad (5.41)$$

En la figura 5.6 se muestra el circuito simulado en Pspice del filtro pasa-bajas LC pasivo, razón por la cual la modelación del balastro no pudo ser evaluada con todas las etapas integradas, sin embargo, se efectuaron modelaciones muy minuciosas de las etapas del balastro electrónico por separado.

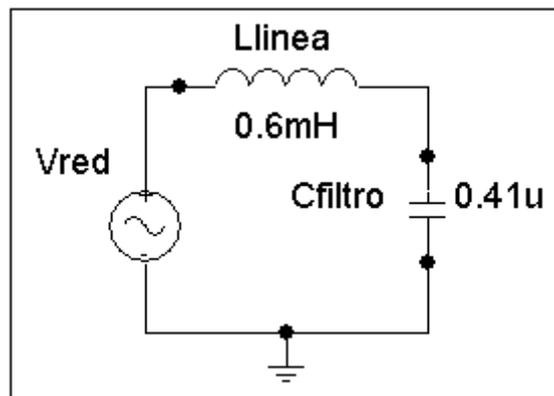


Fig. 5.6 Diagrama de filtro pasa-bajas LC en Pspice

### 5.1.3. Selección y análisis teórico del circuito inversor.

#### 5.1.3.1. Selección del circuito inversor.

La elección del inversor resonante para la aplicación en el balastro mono-etapa fue la del inversor resonante clase E, debido a que tiene las siguientes ventajas:

- Solo utiliza un transistor como elemento de conmutación
- Tiene una alta eficiencia aproximadamente del 95%
- No hay necesidad de añadir un circuito resonante en la carga
- No tiene tierras flotantes

Debido a que solo utiliza un solo transistor se mejora la eficiencia por pérdidas de potencia en los elementos de conmutación. Su implementación es sencilla y no tiene los problemas de tener transistores no aterrizados como el caso del inversor de puente completo y medio puente.

#### **5.1.3.2. Análisis teórico del inversor resonante clase E.**

El circuito básico del inversor clase E se muestra en la figura 5.16. El circuito consiste en un transistor IGBT que trabaja como interruptor controlable; la red de carga y un inductor que sea suficientemente grande en la entrada para mantener una señal constante de corriente directa. El transistor es controlado para actuar periódicamente como un interruptor que trabaja a una frecuencia de operación  $f$  con un cierto ciclo de trabajo. La red de carga está formada por un circuito tanque que tiene un arreglo en serie de capacitor e inductor (que trabajan a una frecuencia menor a la de operación) y un capacitor en paralelo.



$$\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (5.42)$$

Cuando el interruptor está abierto, el circuito resonante resultante incluye a L, C1 y C; entonces la frecuencia de resonancia resultante es la siguiente:

$$\omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{\frac{LCC_1}{C+C_1}}} \quad (5.43)$$

La frecuencia de operación del inversor (igual a la frecuencia de conmutación del interruptor) es diferente a las frecuencias de resonancia de los circuitos tanque  $f_{01}$  y  $f_{02}$ . Por lo tanto, es conveniente calcular los siguientes radios de frecuencias:

$$A_1 = \frac{f_{01}}{f} \quad (5.44) \qquad A_2 = \frac{f_{02}}{f} \quad (5.45)$$

y por lo tanto se puede llegar a la siguiente relación:

$$\frac{A_1}{A_2} = \sqrt{\frac{C_1}{C_1 + C}} \quad (5.46)$$

Cabe recalcar que estos sistemas de ecuaciones generales son para cualquier ciclo de trabajo y para cualquier selectividad Q. Los valores y son encontrados en [9], ya que, ofrece una tabla para diferentes tipos de ciclos de trabajo y selectividad Q. El análisis matemático, formas de onda de voltaje y corriente teóricas se encuentran en [17].

Tomando en cuenta los siguientes parámetros:

$$V_{cpf} = 100V$$

$$\alpha = 0.33$$

$$P_o = 40W$$

$$I_{rms} = 566mA$$

Para obtener la resistencia equivalente de la lámpara fluorescente para efectos de análisis teórico y simulaciones, tomamos como parámetros la corriente nominal eficaz ó rms de la lámpara [16], la cual es de 566mA y la potencia que debe consumir, la cual es de 40W.

De tal forma que  $R_{lamp}$  está dada por:

$$R_{lamp} = \frac{P_o}{I_{rms}^2} = \frac{40}{(566m)^2} = 124.86 \Omega \quad (5.47)$$

La frecuencia de conmutación va ser la misma que la etapa de corrección de factor de potencia con el fin de reducir interruptores. De tal suerte que, la frecuencia de conmutación es de 20KHz.

Para calcular los valores de los componentes del inversor resonante, y debido a que tenemos un ciclo de trabajo del 33%, podemos tomar las ecuaciones de [1]. Tales que:

$$L_e = \frac{0.4001 \cdot R_{elamp}}{\omega_s} \quad (5.48)$$

$$C_1 = \frac{2.165}{R_{elamp} \cdot \omega_s} \quad (5.49)$$

$$\omega_s \cdot L - \frac{1}{\omega_s C} = 0.3533 \cdot R_{elamp} \quad (5.50)$$

$$L = \frac{Q \cdot R_{elamp}}{\omega_s} \quad (5.51)$$

Donde  $\omega_s$  es la frecuencia de conmutación.

A partir de la ecuación (5.48) obtenemos el valor de la inductancia  $L_c$ :

$$L_c = \frac{0.4001 \cdot 124.86}{2 \cdot \pi \cdot 20k} = 397 \mu H \quad (5.52)$$

Para obtener el valor del capacitor  $C_1$  sustituimos en (5.49):

$$C_1 = \frac{2.165}{124.86 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 20k} = 138.04 \text{nf} \quad (5.53)$$

De acuerdo con la ecuación (5.51) y fijando  $Q$  a 7 según [1], el valor de  $L$  está dado por:

$$L = \frac{7 \cdot 124.86}{2 \cdot \pi \cdot 20k} = 6.96 \text{mH} \quad (5.54)$$

Despejando  $C$  de la ecuación (5.50) tenemos:

$$C = \frac{1}{[(2 \cdot \pi \cdot 20k)^2 \cdot 2.48m] - [124.86m \cdot 0.3533 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 20k]} = 9.58 \text{nf} \quad (5.55)$$

El factor de amortiguación está dado por:

$$\delta = \left( \frac{R_{lamp}}{2} \right) \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} = \left( \frac{124.86}{2} \right) \cdot \sqrt{\frac{9.58n}{6.96mH}} = 0.061 \quad (5.56)$$

La frecuencia de resonancia es:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{9.96m \cdot 9.58n}} = 20 \text{KHz} \quad (5.57)$$

De la ecuación (5.57) se aprecia que la frecuencia de resonancia es menor a la frecuencia de conmutación lo cual nos permite tener una conmutación a voltaje cero.

La utilización de estas ecuaciones está ligada al ciclo de trabajo del 33% y la selectividad de Q de 7. Esto es debido a que en [1] se realizó un análisis matemático con estas especificaciones, considerando las constantes  $A_1 = 0.866$  y  $A_2 = 2.165$  para estas condiciones. En cualquier otro caso, es necesario utilizar las ecuaciones generales para cualquier ciclo de trabajo y cualquier selectividad mencionadas anteriormente.

## **5.2. Diseño del circuito de control para la conmutación de ciclos de trabajo.**

Como se mencionó anteriormente, el control y el arranque del balastro se encuentran mezclados en el mismo circuito, ya que, el diseño radica en el cambio de dos ciclos de trabajo; uno es para el arranque de la lámpara, el cual dura un segundo, y el otro es el ciclo de trabajo para el funcionamiento de la lámpara en su estado permanente. A continuación se ampliarán los detalles acerca del diseño de control y arranque, que dan como resultado un solo circuito.

Para obtener un ciclo de trabajo fijo en la entrada del transistor IGBT de potencia, es necesario tener un circuito de control que nos genere la señal de forma automática y permitirnos de esta forma controlar el transistor de potencia.

El transistor de potencia utilizado fue un IGBT, el cual, tiene un voltaje máximo  $V_{dss}$  de 400 V y una corriente de 10 A. El transistor IGBT es controlado por voltaje. Es decir, el IGBT se pone completamente en conducción muy aproximado a un interruptor cerrado cuando el voltaje de compuerta-fuente es suficientemente grande. Por otra parte, está apagado cuando el voltaje de compuerta-fuente está por debajo del valor de umbral. Para efectos de nuestro sistema el transistor se comportará como interruptor trabajando el 33% como lo indica nuestro ciclo de trabajo en estado permanente.

Para controlar este transistor fue necesaria la implementación del siguiente circuito el cual se muestra en la figura 5.20.

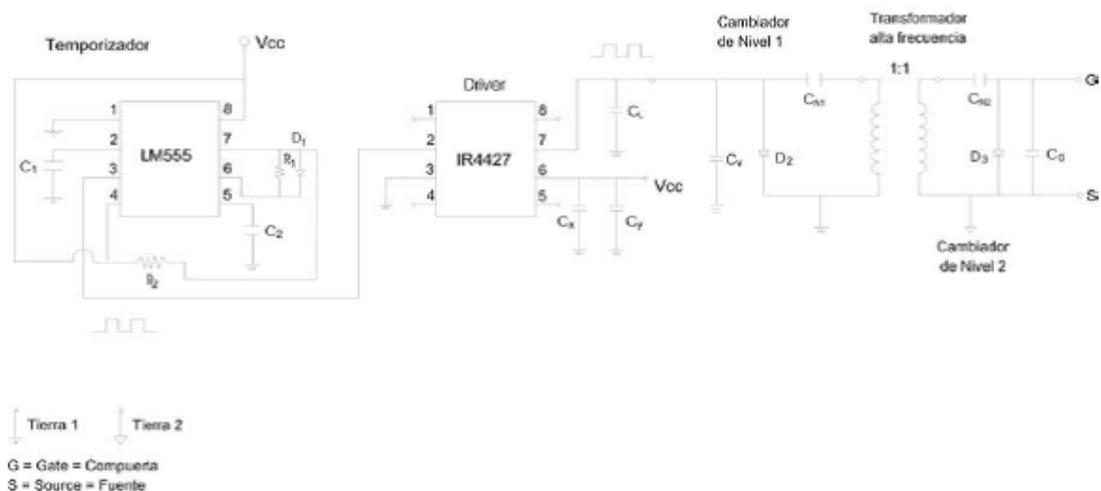


Fig. 5.20 Diagrama del circuito para el control del transistor de potencia.

En la figura 5.20 se muestra el control el cual consta de un temporizador que genera la señal cuadrada con una frecuencia y ciclo de trabajo fijos. Los valores para los componentes del LM555 son encontrados en [15]. En este caso para el estado permanente se fijó un ciclo de trabajo del 33% con una frecuencia del 20KHz. Después del integrado LM555, tenemos otro integrado en cascada para aumentar la corriente que demandará el transistor. Este integrado es un driver IR4427 y sus componentes son encontrados en [18]. Para poder separar las tierras del circuito que genera el ciclo de trabajo y la etapa de potencia, se añadió un transformador de alta frecuencia 1:1 a la salida del driver. Debido a que, los transformadores trabajan con señales CA, fue necesaria la utilización de cambiadores de nivel en la entrada y salida del mismo, ya que, la señal que genera el integrado LM555 va de 0 a Vcc. Finalmente a la salida del transformador conectamos el transistor de potencia entre las terminales de compuerta y fuente.

En la tabla 5.1 se muestran los valores de los componentes para este circuito:

$C_1 = 1nF$	$C_x = 4.7\mu F$
$C_2 = 0.01\mu F$	$C_y = 0.1\mu F$
$D_1, D_2, D_3 = 1N4937$	$C_L = 1000pF$
$V_{cc} = 13V$	$C_v = 1.2nF$
$R_1 = 9.43k\Omega$	$C_{n1} = 10\mu F$
$R_2 = 16.33k\Omega$	$C_{n2} = 10\mu F$

*Tabla. 5.1 Valores para el circuito de control del transistor de potencia.*

El diseño del arranque para el balastro consta en el cambio del ciclo de trabajo. En el tiempo 0 se requiere de un ciclo de trabajo del 45% para tener una salida de voltaje en el CFP de 170V la cual es suficiente para formar el arco entre los electrodos e iniciar la descarga. A partir del tiempo el ciclo de trabajo será del 33%.

De la ecuación (5.13) obtenemos el ciclo de trabajo para el estado de arranque de la lámpara fijando el voltaje de entrada en 170V y el voltaje de salida al mismo voltaje.

$$\alpha = \frac{(0.9) \cdot 170}{170 + 170} = 0.45$$

Ahora bien, el arranque consiste básicamente en el cambio del ciclo de trabajo del 45% al 33% en un tiempo de 1 segundo. En la figura 5.21 observamos el diagrama del circuito para el arranque de la lámpara fluorescente.

CIRCUITO DE CONTROL PARA MOSFET  
 GENERADOR DE ONDA CUADRADA CONMUTADA DE 54% A 33%

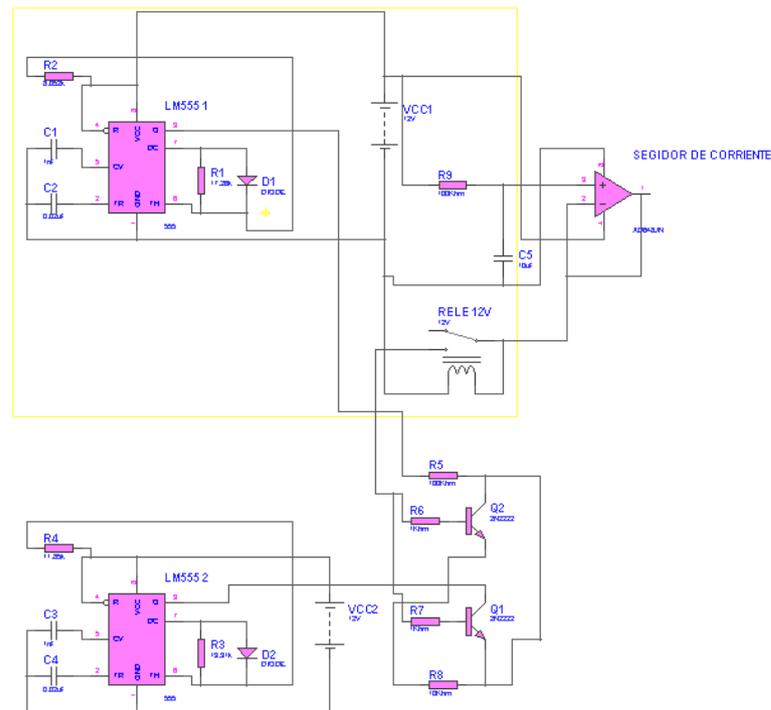


Fig. 5.21 Diagrama del circuito para el arranque del balastro propuesto.

El diagrama anterior consiste en conmutar dos temporizadores LM555 cada uno con un ciclo de trabajo distinto. Después para conmutar esas dos señales se utilizan dos transistores 2N2222 que actúan como interruptores configurados de tal forma, que cuando uno está cerrado el otro está abierto y viceversa. La salida de los transistores se conecta al driver y de ahí pasa al transformador que posteriormente alimenta al mosfet.

Para que los dos temporizadores LM555 puedan conmutar en un segundo, se diseñó un circuito RC el cual se debe cargar en 1 seg. De la ecuación (5.59) fijando  $\tau$  en 1 segundo y la resistencia  $R$  en  $100k\ \Omega$  tenemos que:

$$C = \frac{\tau}{R} = \frac{1}{100k} = 10\mu F \quad (5.60)$$

A la salida del circuito RC se añadió un amplificador operacional en modo de seguidor de corriente para acoplar las impedancias. La salida de este va conectada al inductor de un relevador el cual, cuando llegue a su voltaje de switcheo funcionará como un cable que conectará directamente la señal del circuito RC con los interruptores 2N2222. Esta señal funciona como señal de disparo para las terminales de base de los transistores.

Cuando llega la señal de disparo a los transistores debido a su configuración uno de ellos entra en saturación y el otro en corte. En el instante  $t = 0$  un transistor deja pasar la señal que tiene el ciclo de trabajo del 45% y al generarse un disparo en la base de los dos cambian de estado y pasa la señal de 33% bloqueando la señal del 45%.

Cabe resaltar que la señal generada por el circuito de 1 segundo para la conmutación, así como también, el disparo de los transistores.

La salida de los transistores se conecta al driver siguiendo con las etapas descritas en el diagrama de control.

En la figura 5.22 se muestra los diagramas de arranque y control en conjunto, formando un solo circuito.

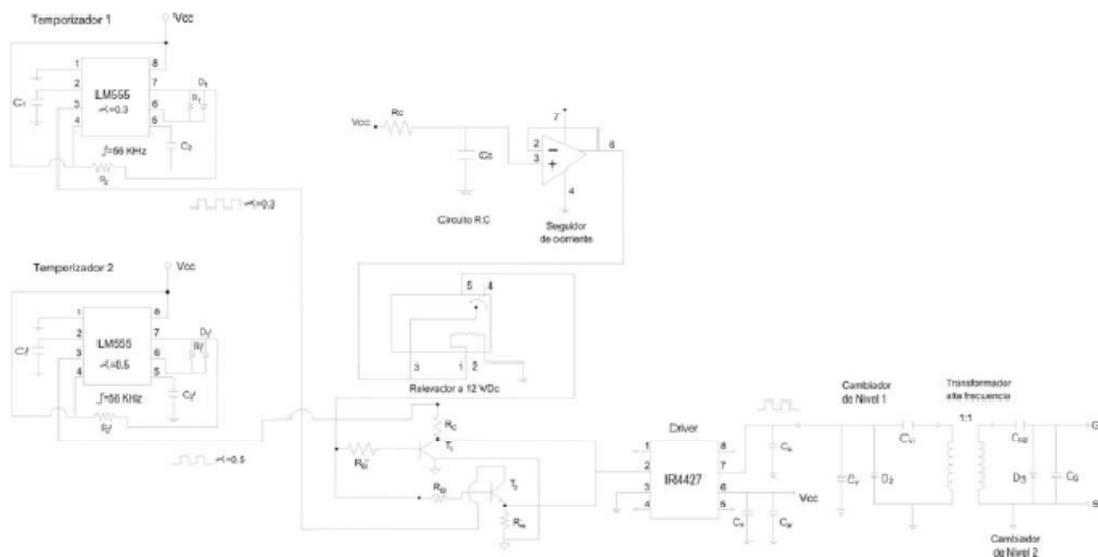


Fig. 5.22 Diagrama del circuito de control y arranque en una sola etapa.

En la tabla 5.2 se muestran los valores restantes de los componentes para la fig. 5.22.

$C_1' = 1mF$	$R_c = 100k\Omega$
$C_2' = 0.01\mu F$	$C_c = 10\mu F$
$D_1', D_2', D_3' = 1N4937$	$R_B = 1k\Omega$
$V_{cc} = 13V$	$R_B' = 1k\Omega$
$R_1' = 14.43k\Omega$	$R_{co} = 10k\Omega$
$R_2' = 14.43k\Omega$	$R_v = 10k\Omega$

Tabla 5.2 Valores restantes para el circuito de arranque y control del balastro.

### 5.3. Integración de etapas del balastro electrónico propuesto

Anteriormente hemos descrito el análisis de cada etapa que consta al balastro electrónico mono-etapa. A continuación se realizará una integración de ellas. En lo que se refiere al corrector de factor de potencia, solo se suprimirá la resistencia equivalente  $R_e$ , la cual fue diseñada con respecto a la potencia final que será entregada a la carga, es decir, que la energía que almacena el capacitor  $C_{cfp}$  y que disipaba la resistencia  $R_e$ , ahora será transferida a la carga final que en este caso es la lámpara fluorescente. Para fines de simulación se sustituye la lámpara por una resistencia equivalente a ella; diseñada anteriormente en el inversor resonante clase E. En la Fig. 5.23 observamos el acoplamiento de las etapas del balastro electrónico propuesto.

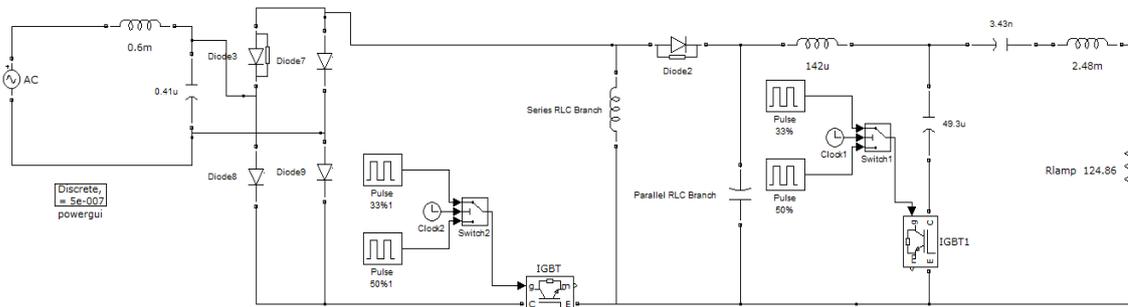


Fig. 5.23 Balastro electrónico: Acoplamiento de etapas, dos transistores.

### 5.3.1. Estructuras de dos etapas con transistor único.

Existen estructuras o circuitos que emplean dos o más transistores cada una; esto se puede reducir aplicando el principio de asociación de dos etapas con un único transistor teniendo así un control único.[10]. Con el fin de simplificar el circuito, es importante usar un solo interruptor para las dos etapas del balastro. En este caso las etapas de corrección de factor de potencia y el inversor pueden operar de forma síncrona como se observa en la figura 5.23.

La figura 5.24 muestra un método para combinar dos interruptores, teniendo un control único y un punto de referencia común. [10].

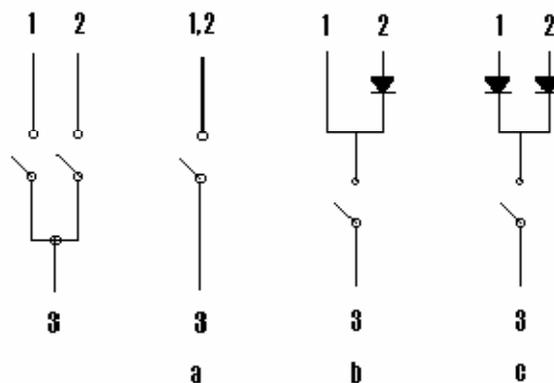


Fig. 5.24 Principio de asociación de interruptores

Existen tres posibilidades:

- 1.- Cuando los dos interruptores en el estado abierto soportan el mismo voltaje, podemos generalmente unir nodo con nodo en permanencia. Fig. 5.24a.
- 2.- Cuando en el estado abierto un interruptor está sistemáticamente sometido a un voltaje superior al del otro interruptor, es necesario utilizar un diodo. Fig.5.24b.

2.- Cuando no podemos predecir con certitud los valores relativos de voltaje en los interruptores (estos valores cambian con la carga), se requieren dos diodos. Fig.5.24c.

En nuestro caso los interruptores controlados (IGBT) tienen un nodo en común. Lo cual nos permite la reducción de los mismos. Tomando en cuenta que el transistor de la etapa de CFP tiene conectado en su nodo de drenaje solo dos diodos con la terminales de cátodo, y considerando la primicia número tres de las posibilidades de asociación, solo añadimos un diodo entre el transistor del inversor resonante y la terminal de drenaje del transistor CFP como se muestra en la Fig. 5.24b, suprimiendo de esta forma el transistor del CFP.

En la figura 5.25 se muestra el circuito reducido en transistores para el balastro mono-etapa propuesto.

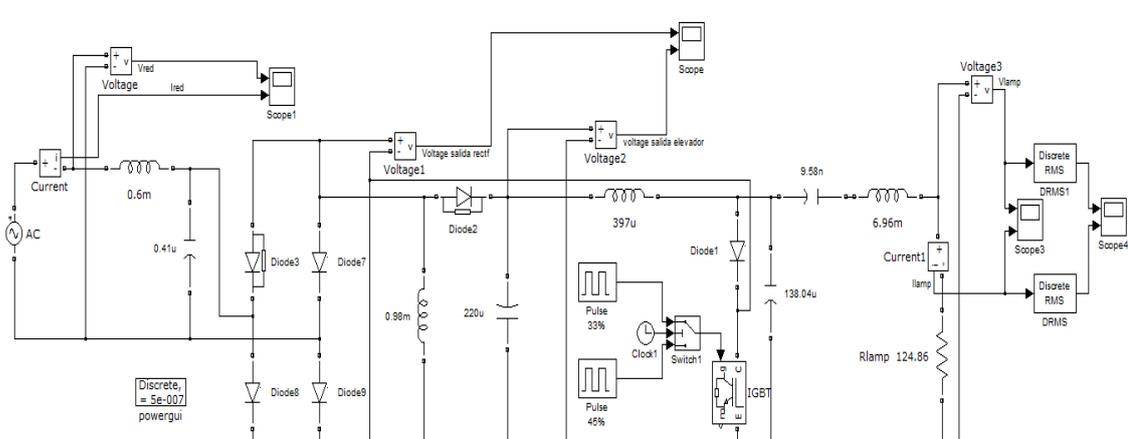


Fig. 5.25 Balastro electrónico mono-etapa propuesto: único transistor

## **CAPÍTULO VI:**

### **MODELACIÓN Y SIMULACIÓN.**

#### **6.1. Criterios de selección y descripción de software para la modelación y simulación del balastro electrónico propuesto.**

Debido a la complejidad que presentan las modelaciones matemáticas de circuitos electrónicos, actualmente existen una gran variedad de software que modelan y simulan con gran exactitud los diseños de circuitos electrónicos, incluyendo gran parte de los mismos, posibilidades de evaluar el funcionamiento virtual de los circuitos mediante gráficas de resultados de las simulaciones efectuadas por el software.

Entre algunos de los software más reconocidos se encuentran MATLAB, Psim, Psice y Proteus, mismos que cuentan con una extensa variedad de elementos electrónicos virtuales de tipo analógicos y digitales como el integrado LM555, Drivers, Amplificadores Operacionales, entre otros.

Por razones económicas no se pudo utilizar versiones con licencias del Psim y el Psice, por lo que se optó por utilizar versiones “demo” de dichos programas. Estas versiones tienen varias limitaciones en cuanto a exactitud en las modelaciones y variedad de elementos electrónicos en sus librerías virtuales.

Otra de las limitaciones que presentaron las versiones utilizadas de los software seleccionados es la cantidad de elementos inductivos y capacitivos que se pueden emplear en la modelación de un circuito, razón por la cual la modelación del balastro no pudo ser, en un principio, modelada con todas las etapas integradas, sin embargo, se efectuaron modelaciones y evaluaciones muy minuciosas de las etapas del balastro electrónico por separado.

La modelación y simulación de las etapas de rectificación e inversión se realizaron Psim, exceptuando la simulación del filtro de potencia que fue realizada en Psice,

debido a la precisión que presentó dicho programa para la presentación de las gráficas de voltaje y corriente.

El programa seleccionado para la modelación del circuito de control del transistor IGBT fue Proteus, debido a la disponibilidad del integrado LM555 virtual y la facilidad que brinda para modelar circuitos análogo-digitales necesarios para generar la onda cuadrada que este circuito requiere para hacer operar el IGBT con ciclos de conmutación regulables, sin embargo en Psim se puede simular esta onda mediante un generador virtual de onda cuadrada llamado “Gating Block”, mismo que puede controlar la operación del IGBT.

## **6.2 Modelación y gráficas de simulación para la etapa rectificadora del balastro electrónico.**

El software seleccionado para la modelación de esta etapa fueron Psim y MATLAB, por presentar comodidad en el manejo de la interfaz y por admitir mayor número de elementos en un circuito que Psice (versión demo).

Además la facilidad de controlar los parámetros de simulación que brinda este software, tales como intervalos de tiempo para las evaluaciones gráficas del circuito, fue uno de los factores que influyeron en la selección de Psim y MATLAB para la simulación y modelación de esta etapa del balastro electrónico propuesto.

La modelación del convertidor reductor-elevador en modo MDC requería de la simulación de onda cuadrada necesaria para el control del IGBT que trabaja como interruptor. Para este objetivo se seleccionó el generador virtual de onda cuadrada llamado “Gating Block”, mismo que puede ser calibrado tanto en frecuencia como en ciclo de operación.

Para el caso del estado de operación nominal de la lámpara (cuyo ciclo de operación se definió en 33%), los parámetros de frecuencia se seleccionaron en 20000 (Hz) ya que es la frecuencia de conmutación a la que operará nuestro balastro electrónico; y los de

ciclo de trabajo se fijaron en 0 120 ya que corresponden a un ciclo de operación del 33% inicialmente cerrado.

En el estado de arranque, se requiere que el ciclo de conmutación sea de 45% y la frecuencia se conserve en 20KHz, por lo que los parámetros se seleccionaron para 0 162 y 20000 respectivamente.

En cuanto a los parámetros del control de simulación estos se fijaron en:

“Time Step” en 2.2321E-006 (segundos) para que Psim pueda efectuar la evaluación y simulación para los rangos requeridos de frecuencia.

“Total Time” se fijó en 0.1, (segundos) que son los necesarios para visualizar las curvas de voltaje y corriente, y además este tiempo es suficientemente pequeño para que la versión “demo” de Psim utilizada no entre en conflicto con respecto al número de puntos de análisis requeridos para la simulación gráfica del comportamiento del circuito.

“Print Time” en 0 para que la gráfica muestre las evaluaciones desde el inicio de la secuencia de trabajo del circuito.

“Print Step” se le otorgó un valor de 20, para que esta versión de Psim realice los cálculos en veinte pasos y no saturar la tabla que se genera por la cantidad de puntos evaluados por el programa. Cabe mencionar que mientras mayor sea el número de pasos de evaluación, tanto la calidad de la evaluación gráfica como su precisión disminuyen.

Los parámetros “Load flag” y “save flag” se mantuvieron en 0 ya que no son necesarios para los propósitos de la evaluación y para no complicar las evaluaciones gráficas.

Los valores de los elementos electrónicos se seleccionaron en genéricos para poder ingresar los valores expuestos en el capítulo de diseño y así obtener una mayor exactitud en las simulaciones. Por otra parte, el diseño se realizó considerando elementos electrónicos ideales.

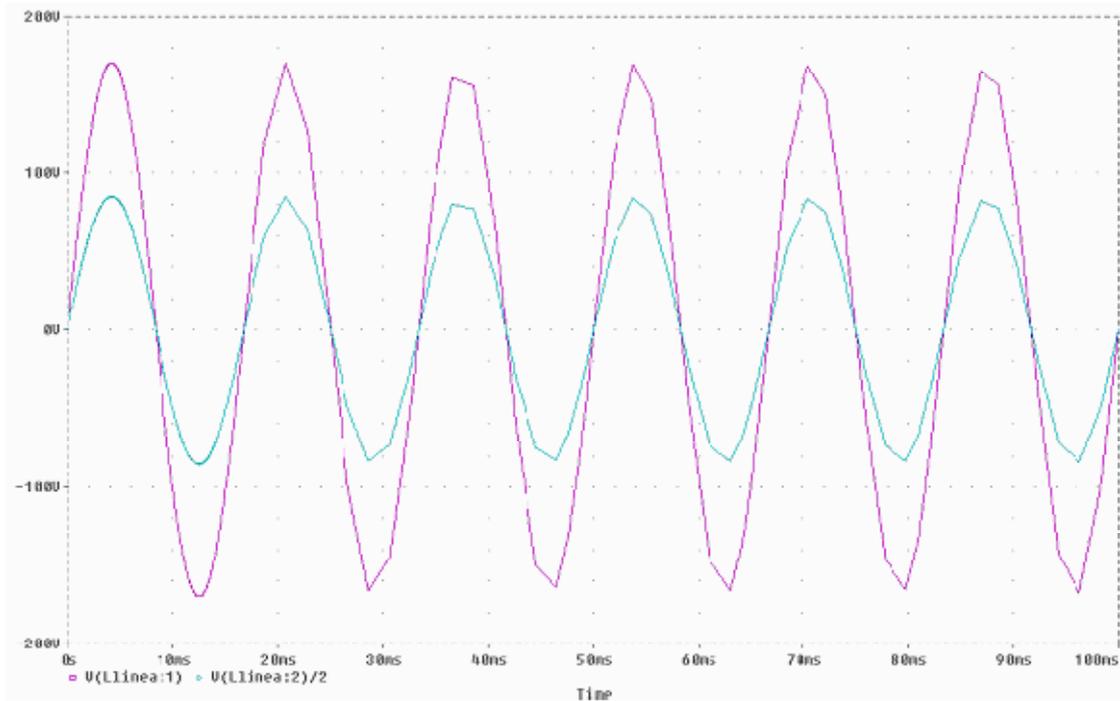
Con la finalidad de que Psim pueda graficar las curvas requeridas, se colocaron probadores de corriente y de voltaje para poder evaluar estas variables tanto a la entrada como a la salida del circuito, además de otros requeridos para seguir el funcionamiento del circuito paso a paso, como el voltaje del IGBT, en el puente rectificador y la corriente de ingreso al IGBT.

### **6.2.1 Filtro de potencia.**

La modelación del filtro de potencia requirió de la virtualización tanto de la impedancia característica de la red como del capacitor utilizado para la corrección de la distorsión en el factor de potencia que provoca dicha impedancia en el balastro y por tanto en la lámpara fluorescente.

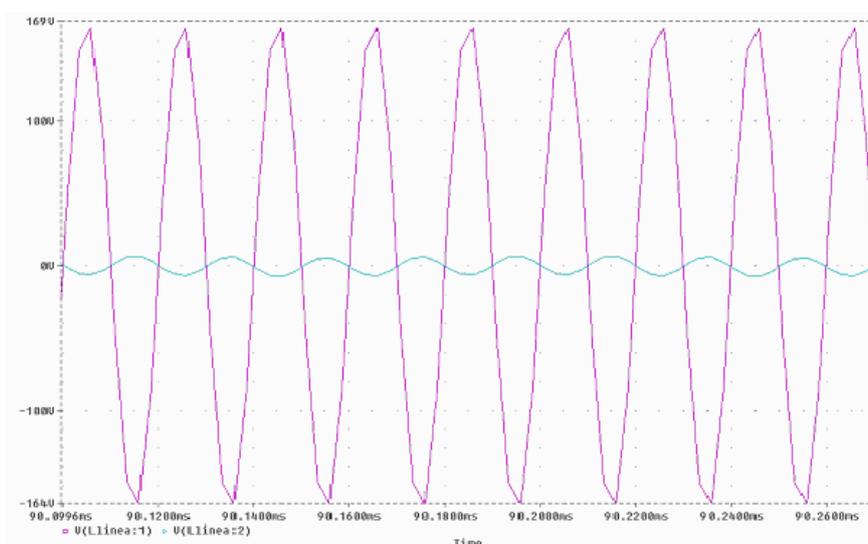
El programa utilizado para este propósito fue Psice, ser más preciso en la presentación de las gráficas resultantes de la evaluación de dicho circuito. Además debe anotarse que en la versión usada de Psim las gráficas presentaban picos que la simulación en Psice carecía.

En la Figura 6.1 observamos los voltajes de entrada y salida del filtro pasa-bajas LC para una frecuencia de 60Hz. En morado observamos la entrada y en azul la salida. Asimismo para observar la salida, ésta se dividió entre 2, ya que, una gráfica se trasponía a la otra. Tanto la entrada como la salida es la misma.



*Fig. 6.1 Voltajes de entrada y salida para la frecuencia de 60Hz del filtro de potencia.*

En la Figura 6.2 observamos los voltajes de entrada y salida del filtro pasa-bajas LC para una frecuencia de 20KHz., la cual es, la frecuencia de conmutación que se desea atenuar. En morado observamos la entrada y en azul la salida. Como se puede constatar la salida se atenuó considerablemente dando como resultado un filtro funcional y de fácil implementación.



*Fig. 6.2 Voltajes de entrada y salida para la frecuencia de 20KHz del filtro de potencia.*

## 6.2.2 Simulaciones y gráficas en Psim del convertidor corrector de factor de potencia.

A continuación se presentan las simulaciones del convertidor reductor/elevador en modo de conducción discontinuo que funciona como corrector de factor de potencia. Se presentan gráficas tanto para el arranque como para el estado permanente. Todas las simulaciones se llevaron a cabo con el software Psim.

En la Figura 6.3 observamos el diagrama del CFP en el simulador Psim.

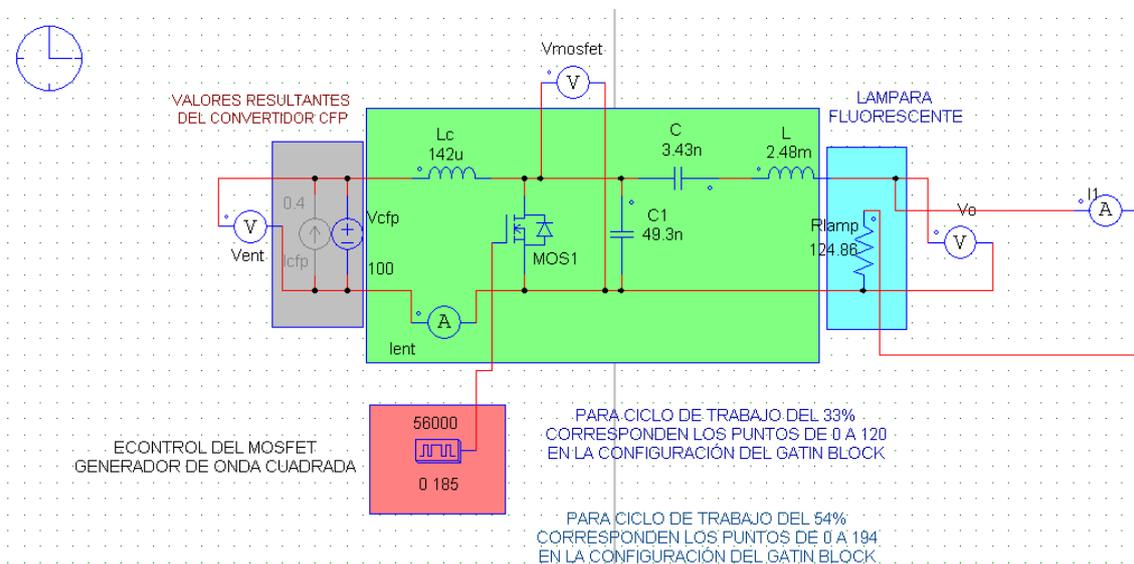


Fig. 6.3 Convertidor Reductor/Elevador en modo MCD para CFP.

En primera instancia se muestran las gráficas de corriente y voltaje para el estado de arranque de la lámpara el cual tiene una duración de 1seg.

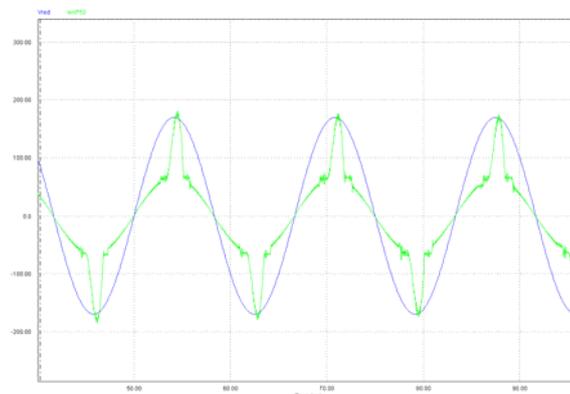


Fig. 6.4 Voltaje y corriente de entada para el arranque de la lámpara

En la Figura 6.4 se muestra el voltaje y la corriente de entrada para el arranque de la lámpara, la corriente presenta unos picos los cuales tienen como causa el diseño del inductor  $L_{cfp}$  el cual se efectuó para un ciclo del trabajo de 33%. El arranque trabaja con el 45% del ciclo de trabajo para obtener una mayor salida del CFP y de esta forma ionizar el gas de la lámpara fluorescente. Los detalles del ciclo de trabajo y voltaje de salida para el arranque se discutirán en el apartado de control y arranque de este mismo capítulo más adelante.

En la Fig. 6.5 se observan los voltajes de entrada y salida  $V_{ent}$  y  $V_o$  para el arranque de la lámpara. A la salida del CFP tenemos un voltaje de 200V DC, el cual, mediante pruebas realizadas en el laboratorio es el voltaje necesario para cebar los electrodos de la lámpara y de esta forma prenderla.

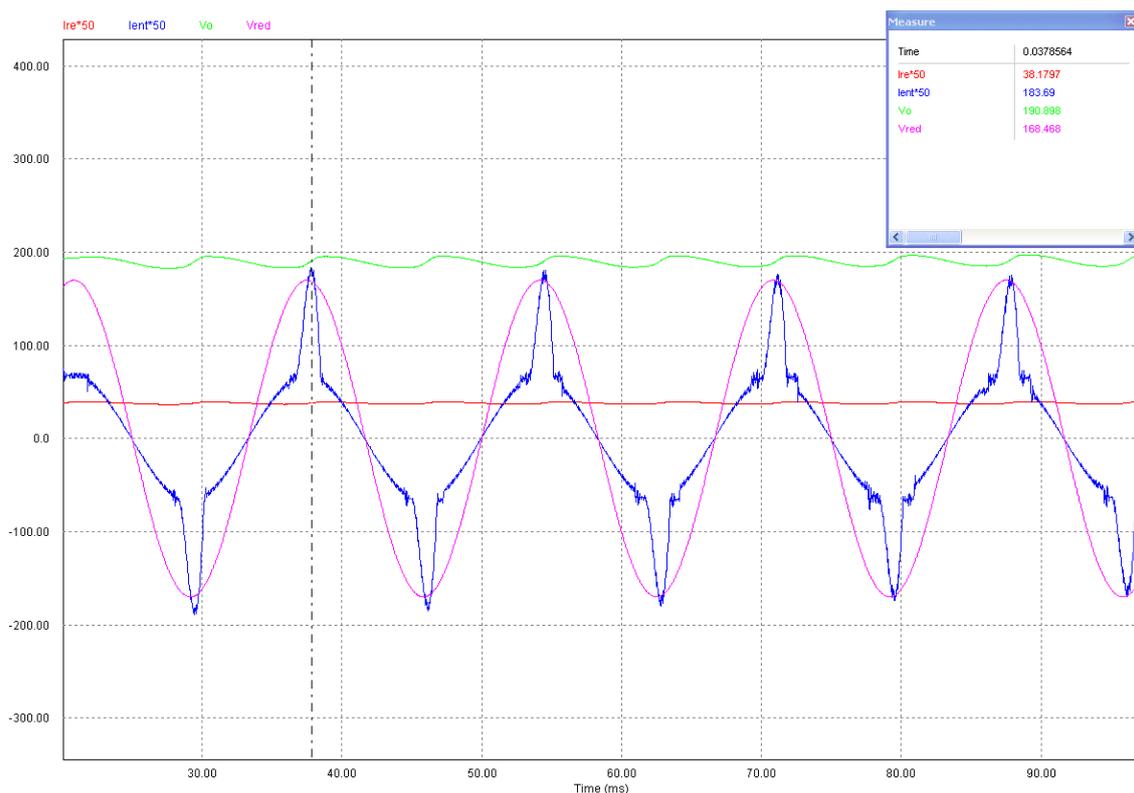


Fig. 6.5 Voltajes de entrada y salida del CFP para el arranque de la lámpara.

Ahora bien, para el estado permanente tenemos las siguientes gráficas. En este estado se trabaja al ciclo de trabajo diseñado anteriormente que es 0.33. La fig. 6.6 muestra el voltaje y la corriente del convertidor sin el filtrado de potencia en la entrada. Se observa

que la corriente sigue al voltaje en cada instante de conmutación y que están en fase, lo cual, nos brinda un alto factor de potencia.

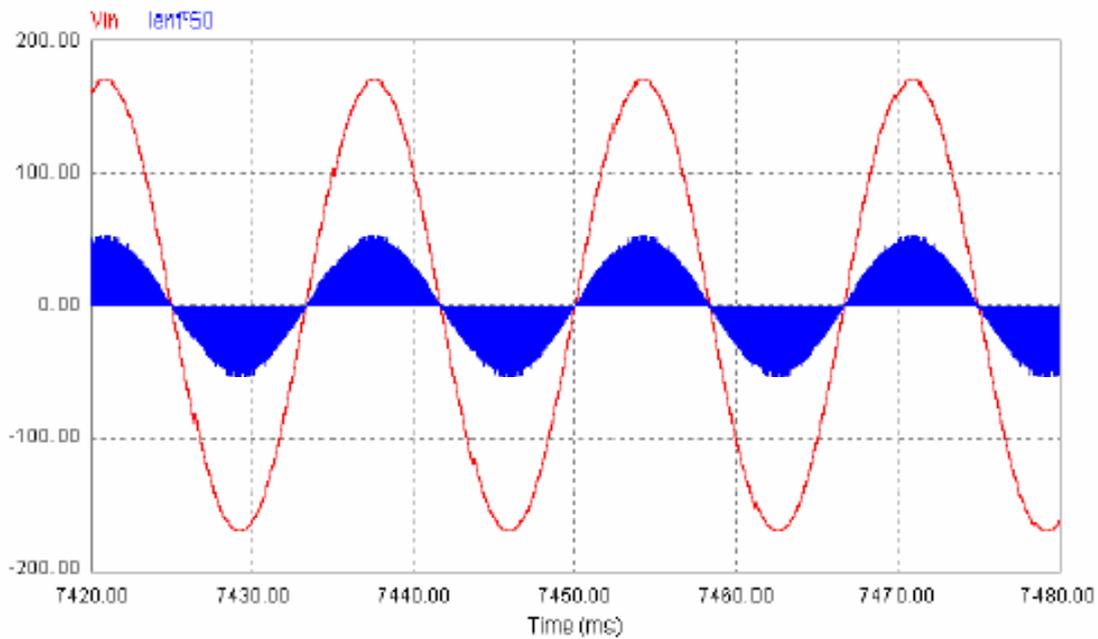


Fig. 6.6 Voltaje y corriente de entrada del CFP para el estado permanente sin filtrado.

La figura 6.7 muestra los voltajes de entrada y salida del corrector de factor de potencia, se aprecia que el voltaje de salida  $V_{out}$  es equivalente al voltaje que obtuvimos en el análisis teórico del circuito el cual fue  $V_s=100V$ .

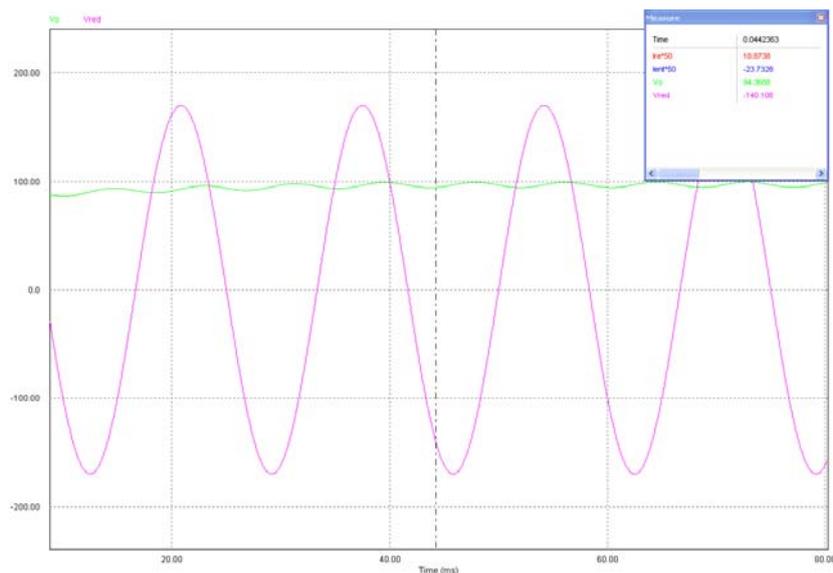


Fig. 6.7 Voltajes de entrada y salida  $V_{in}$  y  $V_{out}$  para el estado permanente de la lámpara.

En la figura 6.8 tenemos las gráficas de voltaje y corriente de entrada para el estado permanente incluyendo el filtro de potencia.

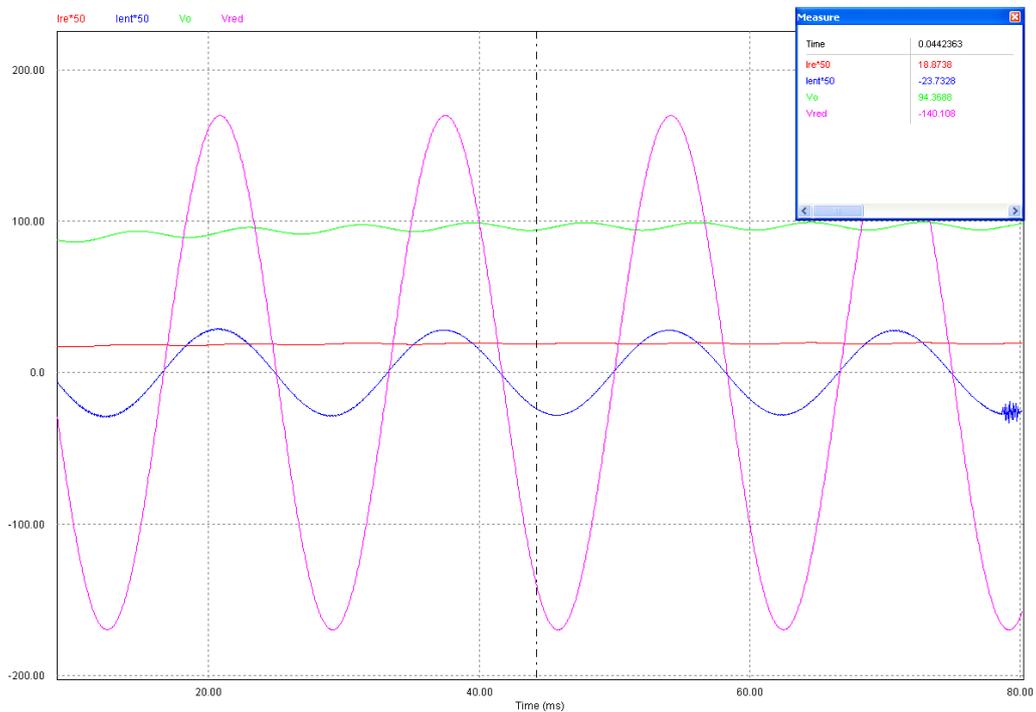


Fig. 6.8 Voltaje y corriente de entrada del CFP para el estado permanente con filtro de potencia.

En la figura anterior son eliminados los armónicos generados por la corriente de conmutación del transistor y la corriente se vuelve una senoidal.

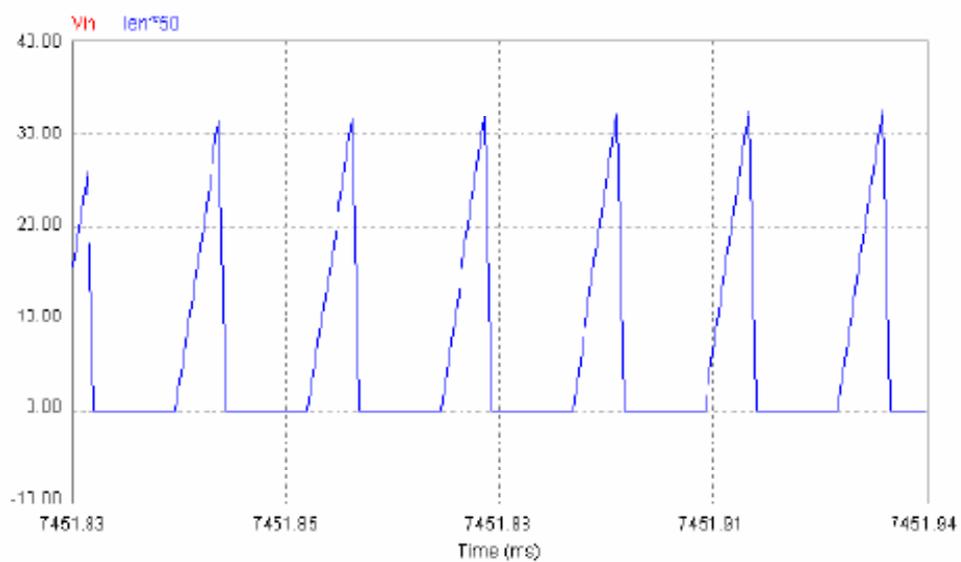


Fig. 6.9 Corriente de entrada del CFP.

En la figura 6.9 observamos que se cumple la discontinuidad en la corriente, ya que, en cada período en que el transistor está abierto, la corriente se abate hasta cero. De esta forma el factor de potencia se corrige de manera natural debido a que la corriente sigue la forma senoidal del voltaje de entrada.

Finalmente es importante recalcar que las simulaciones cumplieron las expectativas del análisis teórico realizado. Asimismo la corriente de entrada para el estado de arranque no afecta el funcionamiento de la lámpara, ya que, solo dura un segundo y es considerado como transitorio del sistema.

### **6.3. Modelación y gráficas de simulación en Psim del inversor resonante clase “E”.**

#### **6.3.1. Criterios y parámetros de modelación para el inversor resonante clase “E”.**

El software seleccionado para la modelación de esta etapa fue Psim y MATLAB, al igual que para la modelación del convertidor reductor elevador, ya que los requerimientos son similares.

La modelación del convertidor inversor resonante necesitó de la misma forma que el convertidor de un generador virtual de onda cuadrada, se usó el mismo “Gating Block” para este propósito.

Para el caso del estado de operación nominal de la lámpara (cuyo ciclo de operación se definió en 33%), los parámetros de frecuencia se seleccionaron en 20000 (Hz) ya que es la frecuencia de conmutación a la que operará nuestro balastro electrónico; y los de ciclo de trabajo se fijaron en 0 120 ya que corresponden a un ciclo de operación del 33% inicialmente cerrado.

En el estado de arranque, se requiere que el ciclo de conmutación sea de 45% y la frecuencia se conserve en 20KHz, por lo que los parámetros se seleccionaron para 0 162 y 20000 respectivamente.

En cuanto a los parámetros del control de simulación estos se fijaron en:

“Time Step” en 1.4732E-006 (segundos), ya que son los intervalos de tiempo mínimos para que Psim pueda efectuar la evaluación y simulación en la frecuencia requerida (20KHz).

“Total Time” se fijó en 0.1, (segundos) que son los necesarios para visualizar las curvas de voltaje y corriente, y además este tiempo es suficientemente pequeño para que la versión “demo” de Psim utilizada no entre en conflicto con respecto al número de puntos de análisis requeridos para la simulación gráfica del comportamiento del circuito.

“Print Time” en 0 para que la gráfica muestre las evaluaciones desde el inicio de la secuencia de trabajo del circuito.

“Print Step” se le otorgó un valor de 200, ya que comparación al circuito del convertidor, el del inversor es menos complicado en su estructura y obtener mejores resultados en la evaluación.

Los parámetros “Load flag” y “save flag” se mantuvieron en 0 ya que no son necesarios para los propósitos de la evaluación y para no complicar las evaluaciones gráficas.

Los valores de los elementos electrónicos se seleccionaron en genéricos para poder ingresar los valores expuestos en el capítulo de diseño y así obtener una mayor exactitud en las simulaciones. Por otra parte, el diseño se realizó considerando elementos electrónicos ideales.

Con la finalidad de que Psim pueda graficar las curvas requeridas, se colocaron probadores de corriente y de voltaje para poder evaluar estas variables tanto a la entrada como a la salida del circuito, además de otros requeridos para seguir el funcionamiento del circuito paso a paso, como el voltaje del IGBT, en el puente rectificador y la corriente de ingreso al IGBT.

### 6.3.2. Simulaciones y gráficas en Psim del inversor resonante clase “E”

A continuación se presentan las simulaciones del inversor resonante clase E. Se presentan gráficas tanto para el estado transitorio de arranque como para el estado permanente. Todas las simulaciones se llevaron a cabo con el software Psim.

En la figura 6.10 observamos el diagrama del inversor resonante clase E en el simulador Psim.

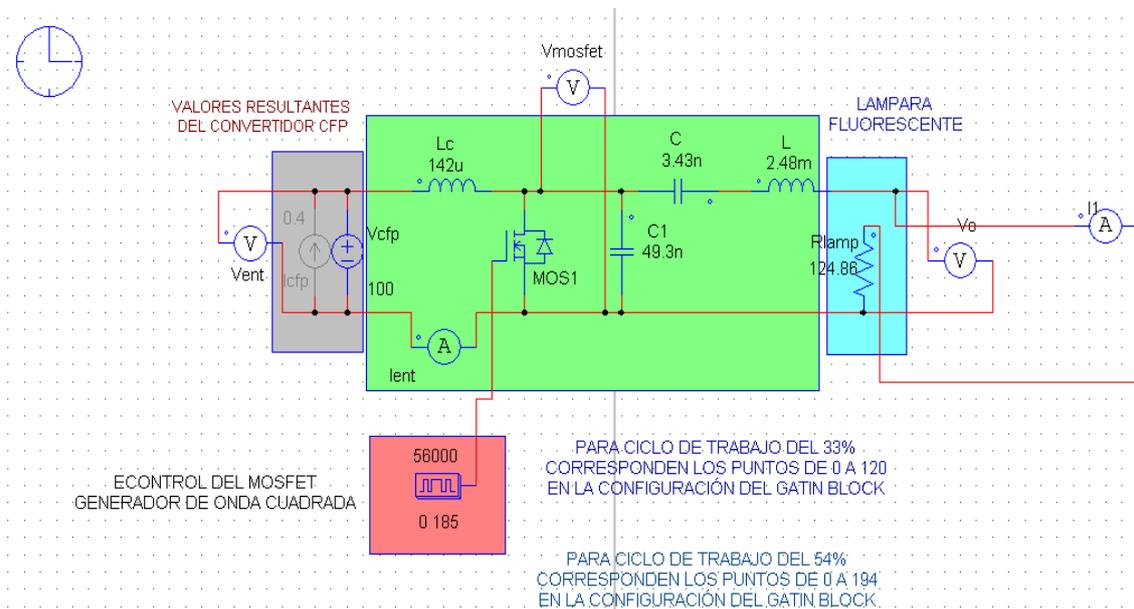


Fig. 6.10 Inversor resonante clase E.

En primera instancia se muestran las gráficas de corriente y voltaje para el estado de arranque de la lámpara el cual tiene una duración de 1seg. para un voltaje de entrada de  $V_{cp} = 170V_{dc}$ .

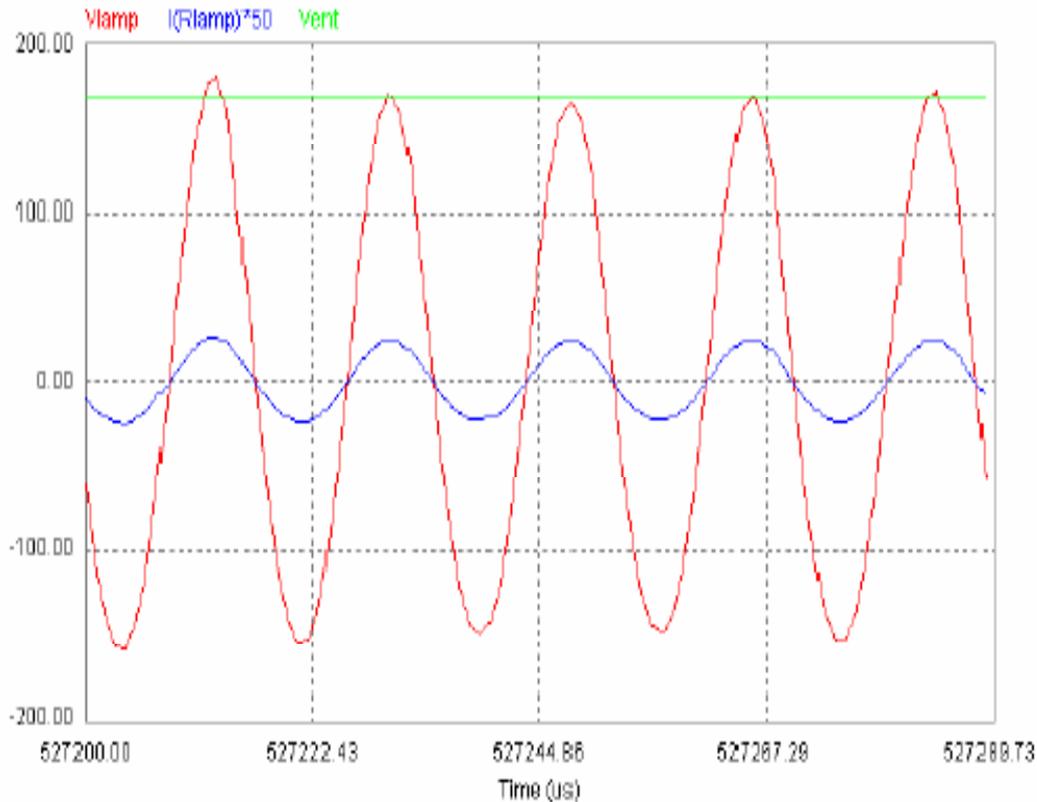


Fig. 6.11 Voltaje y corriente de salida del inversor en estado de arranque.

Para el estado permanente de la lámpara se cambia el voltaje  $V_{cfp}$  a 100V CD. y el ciclo de trabajo a 0.33. En la figura 6.11 se muestran las señales de voltaje y corriente de salida en la lámpara y se observa que son senoidales y se encuentran en fase, así como también, su voltaje pico es el voltaje de entrada que se le esta proveyendo. Es decir, para un voltaje  $V_{cfp} = 100$  V en CD, tendremos una salida senoidal en CA con un voltaje pico de 100V y de esta forma un voltaje rms de aprox. 70Vrms. Sustituyendo este voltaje y la corriente nominal de la lámpara que es de 566mA. en la ecuación (5.1) tendremos una potencia de salida de:

$$P_o = 70.7 \cdot 566m = 40W \quad (6.1)$$

De esta manera nuestra potencia es casi igual a los 40W que necesitamos proporcionar a la carga.

## 6.4. Modelación y simulación del balastro electrónico de etapas unificadas con único IGBT en MATLAB.

### 6.4.1. Criterios de modelación y simulación para el balastro propuesto para el programa MATLAB.

La modelación en este programa resulto ser más complicada que en los software anteriores, pero presenta alternativas más variadas y de mejores características. Además es el único en el que se pudo modelar la totalidad del circuito de potencia del balastro propuesto y en el que se realizo la unificación de etapas y transistores (IGBT).

Los parámetros de configuración de la simulación se calibraron de la siguiente manera:

The image shows a MATLAB simulation configuration dialog box with the following settings:

- Simulation time:** Start time: 0, Stop time: 0.4
- Solver options:**
  - Type: Variable-step
  - Solver: ode23t (Mod. stiff/Trapezoidal)
  - Max step size: auto
  - Relative tolerance: 1e-3
  - Min step size: auto
  - Absolute tolerance: auto
  - Initial step size: auto
  - Zero crossing control: Use local settings
  - Solver reset method: Fast
  - Automatically handle data transfers between tasks
- Solver diagnostic controls:**
  - Number of consecutive min step size violations allowed: 1
  - Consecutive zero crossings relative tolerance: 10\*128\*eps
  - Number of consecutive zero crossings allowed: 1000

Fig. 6.12. Parámetros de configuración de la simulación del circuito de propuesto.

Los tiempos de simulación se multiplicaron por 0.1 debido a que no se requieren más que pocos ciclos para demostrar el funcionamiento del circuito, ya que el funcionamiento general del mismo se estabiliza en pocos milisegundos y para simplificar el trabajo al software, aclarando además que el tiempo real de análisis es de 4 segundos y que el instante de conmutación del switch cuyos contactos realiza el cambio del generador de onda cuadrada de 0.45 al de 0.33, se da para  $t = 1$  segundo.

Para la modelación particular de los elementos electrónicos elementales como resistencias, capacitores e inductancias, se utilizaron bloques inductivos serie y paralelo del tipo “branch”, mismos que permiten ingresar datos de valores de impedancias y no de potencias de consumo como los del tipo “load”.

En el caso de los diodos, se usaron diodos de potencia que presentan características más reales como efectos capacitores y resistencias fuera del área de conducción de los mismos.

Para modelar los generadores de pulso que controlan el IGBT, se usaron los bloques llamados “Pulse Generator”, cuyos parámetros de configuración se establecieron de la siguiente manera:

*Fig. 6.13. Parámetros de configuración del bloque PULSE GENERATOR.*

Que se requieren para que la frecuencia sea 20kHz, el ciclo de trabajo sea de 0.33 o de 0.45 según sea el caso ya sea para etapa de arranque o permanente del balastro propuesto, sin retraso de fase y la amplitud sea 1 para que el bloque IGBT pueda

interpretar la señal como digital. Además, el tiempo de ejecución del generador debe ser el mismo al que se calibro la simulación.

El bloque switch se calibro para que realice el cambio de ciclos de trabajo en 0.1segundos mediante un bloque “clock” que realiza el trabajo de control de dicho switch.

El monitoreo de corrientes y voltajes necesarios para las graficas de simulación del circuito se efectuaron a través de bloques “current measurement” y “voltage measurement” respectivamente, quienes se conectaron a bloques “scope”, que son los que reciben las señales monitoreadas y son capaces de graficarlas de forma adecuada.

Para realizar análisis varios de las señales graficadas por los “scope”, se usó la función “power gui”, que configurada en “Discrete” y con un intervalo entre puntos de análisis de 5e-8 segundos, puede evaluar datos arrojados por señales eléctricas simuladas en el proyecto en MATLAB correspondiente al circuito en discusión. Mediante esta función de pudo hacer un análisis FFT de la corriente de entrada al balastro modelado en MATLAB para determinar el orden de los armónicos generados por el mismo y THD de la señal.

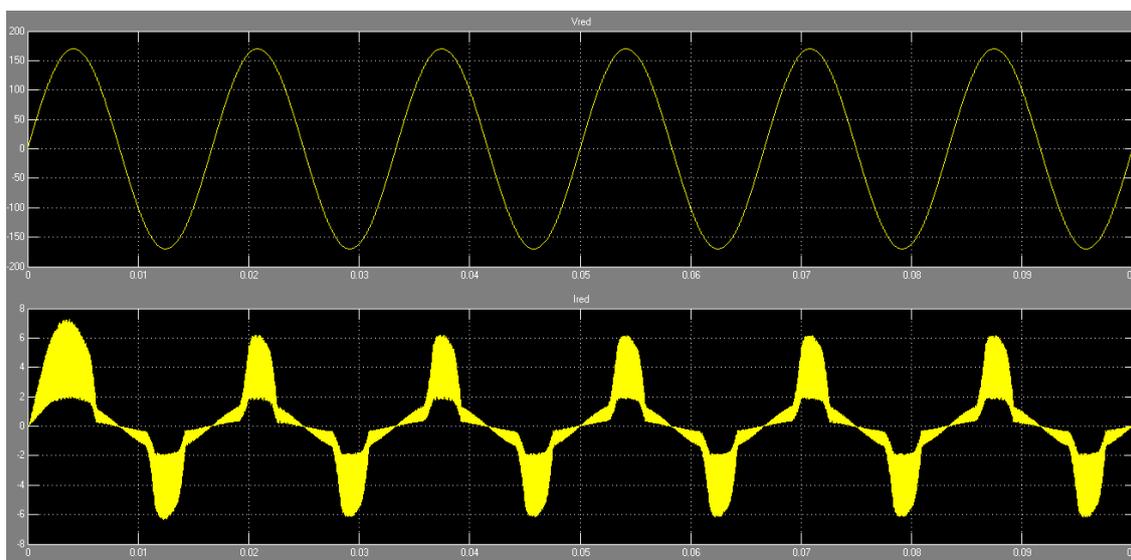
#### **6.4.2. Graficas de simulación en MATLAB para el balastro de etapas unificadas con un IGBT.**

Las gráficas aquí presentadas fueron realizadas en una versión con licencia de MATLAB. Debido a que este software fue obtenido en la etapa de corrección del presente documento, las modelaciones de las etapas anteriores del balastro no se realizaron en este programa computacional; sin embargo debe anotarse que es este el software que mejores características presenta ante todos los anteriormente usados, pero el manejo de este es más complicado que los mencionados anteriormente.

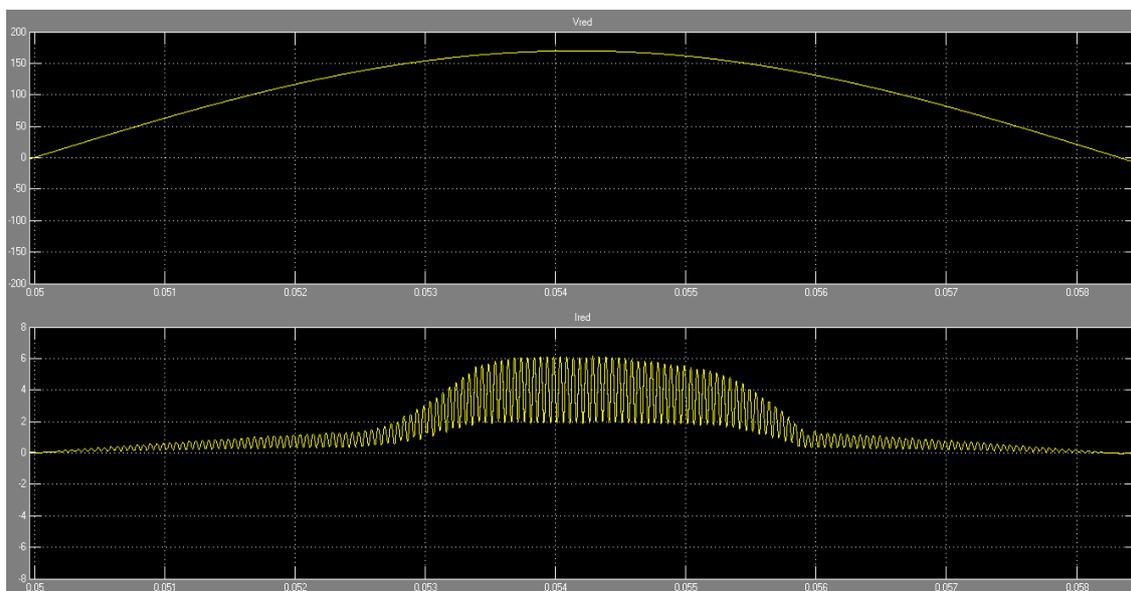
A continuación se muestran las gráficas de simulación en MATLAB para los voltajes y corrientes de entrada y salida del balastro electrónico mono etapa propuesto con un

único transistor. Se observarán gráfica tanto para el estado de arranque como para el estado permanente de la lámpara.

En la figura 6.14 se muestra la gráfica para el voltaje y corriente de entrada en el estado de arranque de la lámpara.



*Fig. 6.14a. Gráficas de voltaje y corriente de entrada del balastro en estado de arranque (periodo simulado completo de encendido).*

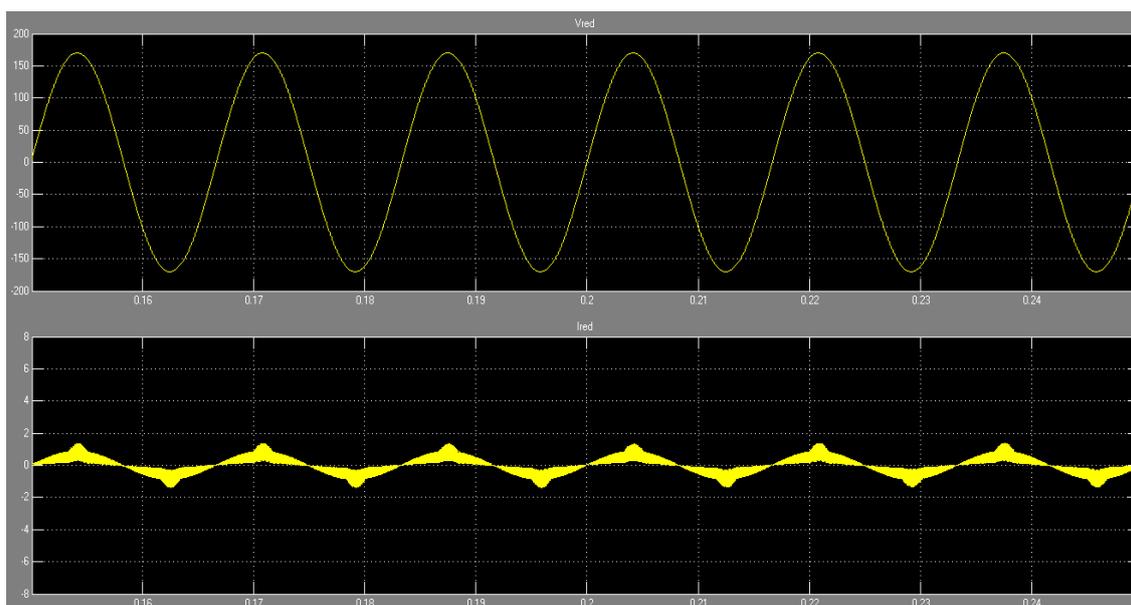


*Fig. 6.14.b. Gráficas de voltaje y corriente e entrada del balastro en estado de arranque (visión ampliada).*

En la fig. 6.14.a se observa que la corriente no es senoidal y presenta un pico en los puntos máximos y mínimos de voltaje debido a que el diseño de la etapa de corrección del factor de potencia se hizo con el ciclo de trabajo en estado permanente y la inductancia  $L_{cfp}$  se satura debido a un paso de corriente superior a la que fue diseñada. Este período de arranque es considerado como transitorio, ya que, solo dura un segundo.

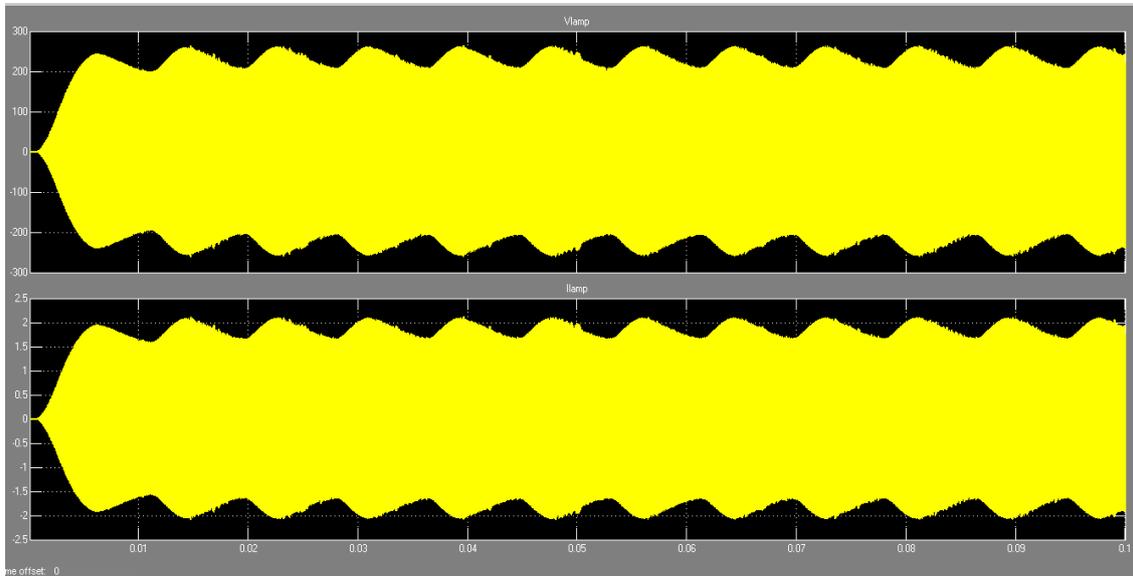
El rendimiento en estado permanente no se ve afectado por el arranque. El voltaje se aprecia en la parte superior de la grafica, mientras en la inferior se observa la corriente tanto en la fig. 6.14.a, como en la fig. 6.14.b.

En la figura 6.15 se muestra la gráfica para el voltaje y corriente de entrada en el estado permanente de la lámpara. Se observa que tanto el voltaje como la corriente de entrada se encuentran en fase y conservan su forma senoidal otorgando un alto factor de potencia.

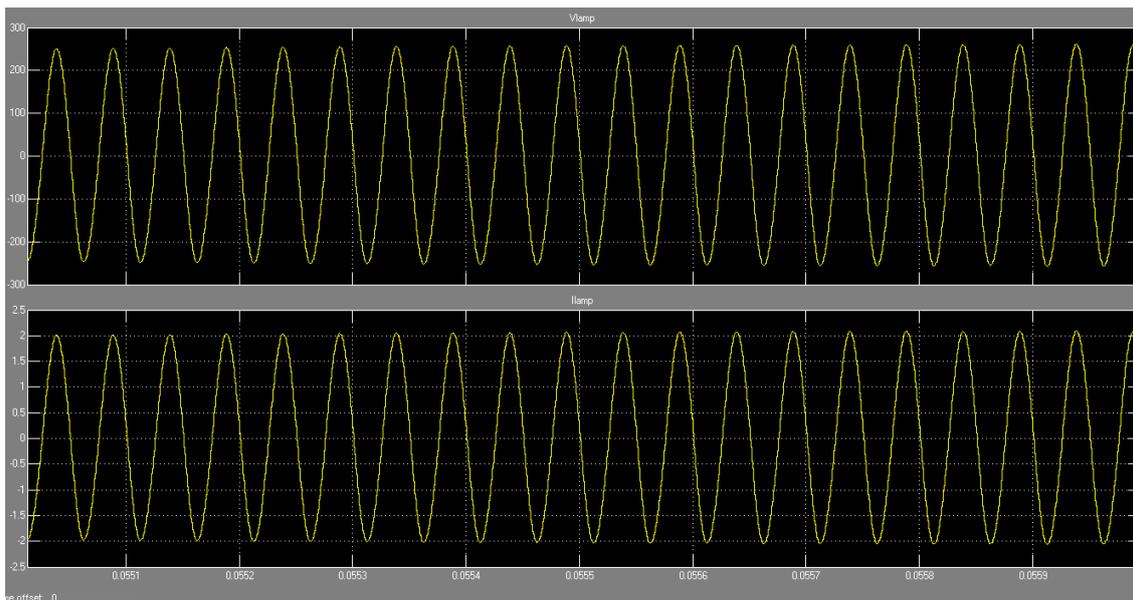


*Fig. 6.15 Gráficas de voltaje y corriente de entrada del balastro en estado de permanente.*

En la figura 6.16 tenemos las gráficas de voltaje y corriente de salida, es decir, en la carga. Esto para el estado de arranque de la misma. Se aprecia un voltaje pico de 250V aproximadamente con el cual es posible iniciar la ignición de la lámpara.

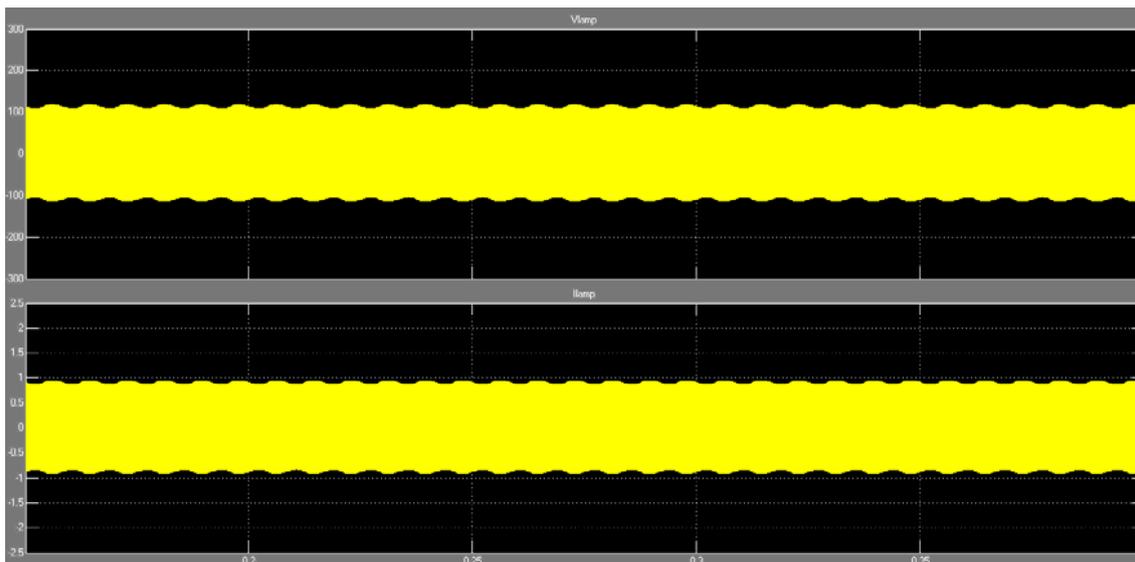


*Fig. 6.16.a. Gráficas de voltaje y corriente de salida del balastro en estado de arranque (periodo simulado completo de encendido).*

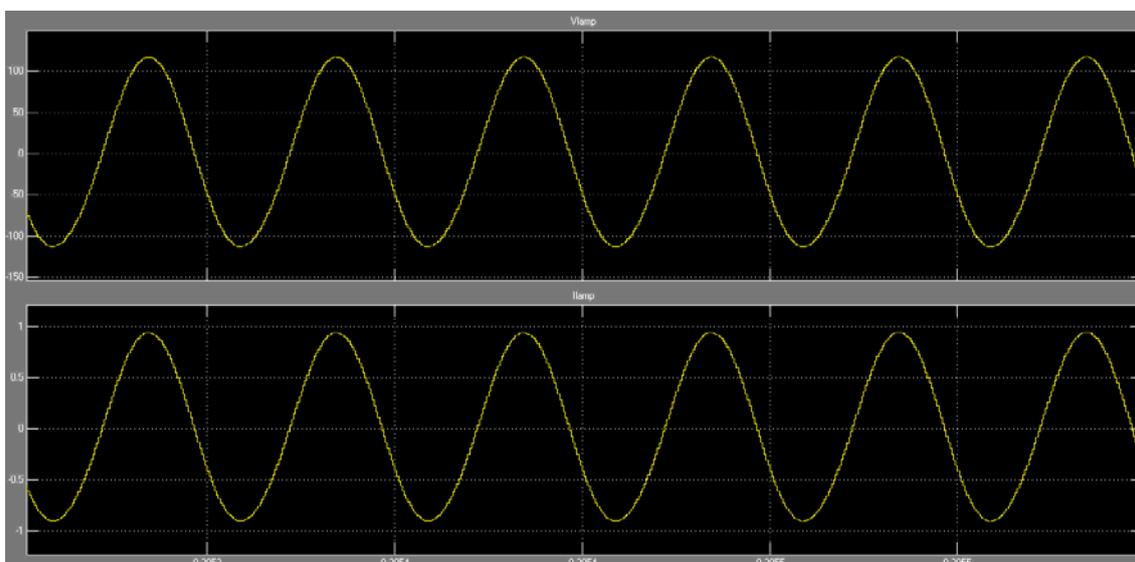


*Fig. 6.16.b. Gráficas de voltaje y corriente de salida del balastro en estado de arranque (visión ampliada).*

En la figura 6.17 tenemos las gráficas de voltaje y corriente de salida para el estado permanente de la lámpara.



*Fig. 6.17.a. Gráficas de voltaje y corriente de salida del balastro en estado permanente.*



*Fig. 6.17.b. Gráficas de voltaje y corriente de salida del balastro en estado permanente (visión ampliada).*

En la figura anterior podemos constatar un voltaje de salida pico de 117V aproximadamente, es decir, 84Vrms. Y una corriente de 900mA, o sea, 630mArms. El resultado en potencia es de 52W., cumpliendo con esto muy aproximadamente con los requerimientos de diseño. Por otra parte, la frecuencia del voltaje de salida es de 20KHz., tanto para el estado de arranque como para el estado permanente. Además, se puede constatar que la corriente sigue al voltaje en todo momento, lo que conlleva a un factor de potencia unitario.

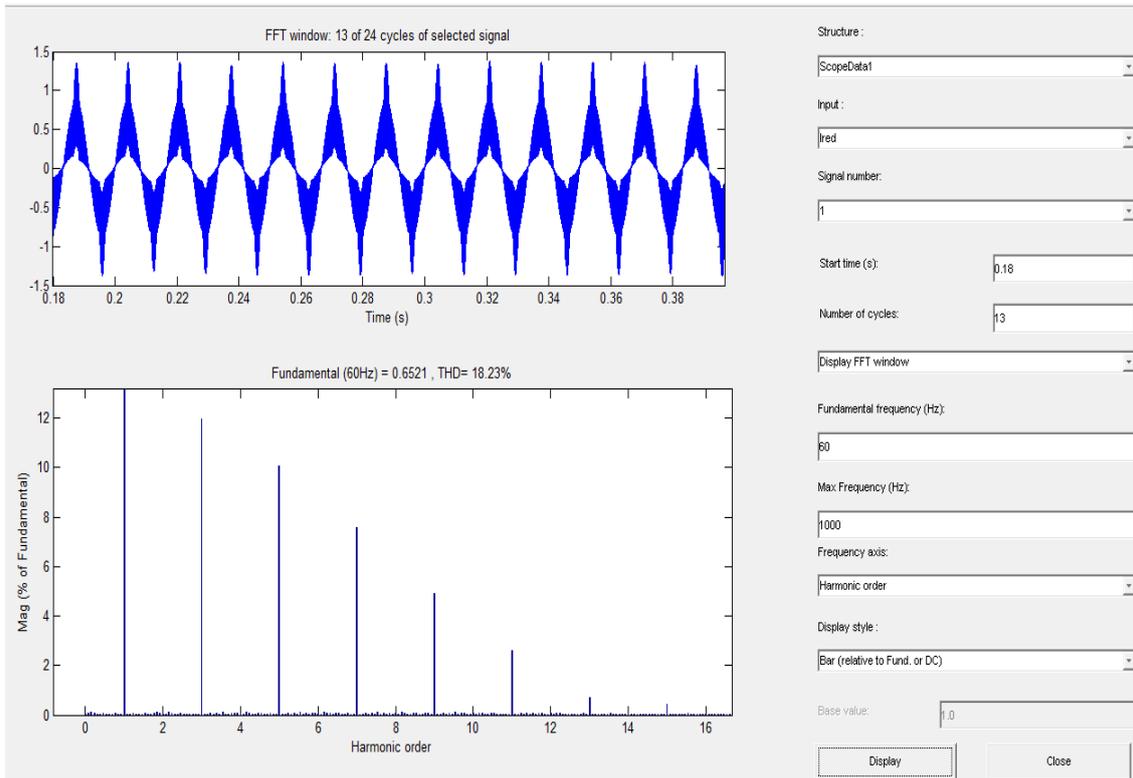


Fig. 6.18 .Gráficas de la corriente de entrada del balastro en estado permanente y el análisis FFT de la misma.

El análisis FFT de la señal de la corriente de entrada al balastro electrónico se observa en la fig.6.18, que se realizó en 13 de los 24 ciclos simulados en etapa de trabajo permanente del balastro y que muestra un valor THD del orden del 18%, que para un balastro de este tipo es relativamente bajo, con lo que uno de los objetivos más relevantes de este proyecto se cumple a cabalidad.

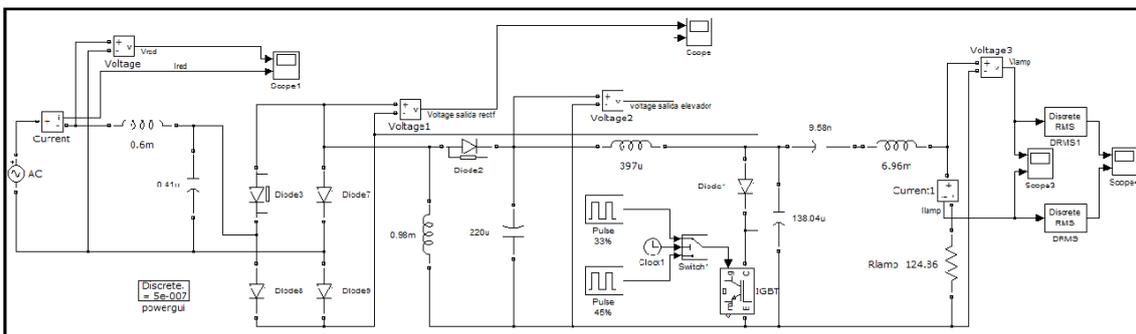


Fig. 6.19. Circuito del balastro monoetapa con un solo IGBT con sus respectivos bloques de monitoreo, parametrización y graficación, modelado en MATLAB.

La fig.6.19. muestra el circuito del balastro en una etapa con un IGBT alimentado de una fuente alterna de 170v pico y 60Hz, el circuito de control simplificado, los bloques de monitoreo de corriente y voltaje, además muestra los osciloscopios (scope) y el bloque de parametrización, que ayudaron a graficar las variables más importantes para el análisis.

## **6.5 Modelación en Proteus del circuito de control onda cuadrada para el IGBT.**

La modelación del circuito de control requirió de un programa adicional a Proteus para la configuración de los LM555 que simplifica el cálculo de esta configuración. Dicho programa se encuentra como aplicación gratuita en internet que se denomina LM555 designer software.

Cada ciclo de trabajo se obtuvo configurando cada LM555 con componentes resistivos y diodos de acuerdo a las recomendaciones de LM555 designer software, de tal manera que generen ondas cuadradas de 33% y 45% en estado operativo respectivamente.

Luego de los bloques de generación de onda cuadrada se usa un arreglo de enclavamiento mediante transistores y resistencias que no permitirán el funcionamiento simultáneo de ambos generadores de onda. Para realizar el cambio de ciclo de trabajo, se utilizó un relé controlado por un circuito RC que se carga en un segundo y un seguidor de corriente.

La fig.6.20 muestra el modelo en Proteus del circuito de control de generación de onda cuadrada con conmutación de ciclos de trabajo que se encuentra simplificado en la modelación del balastro completo en MATLAB.

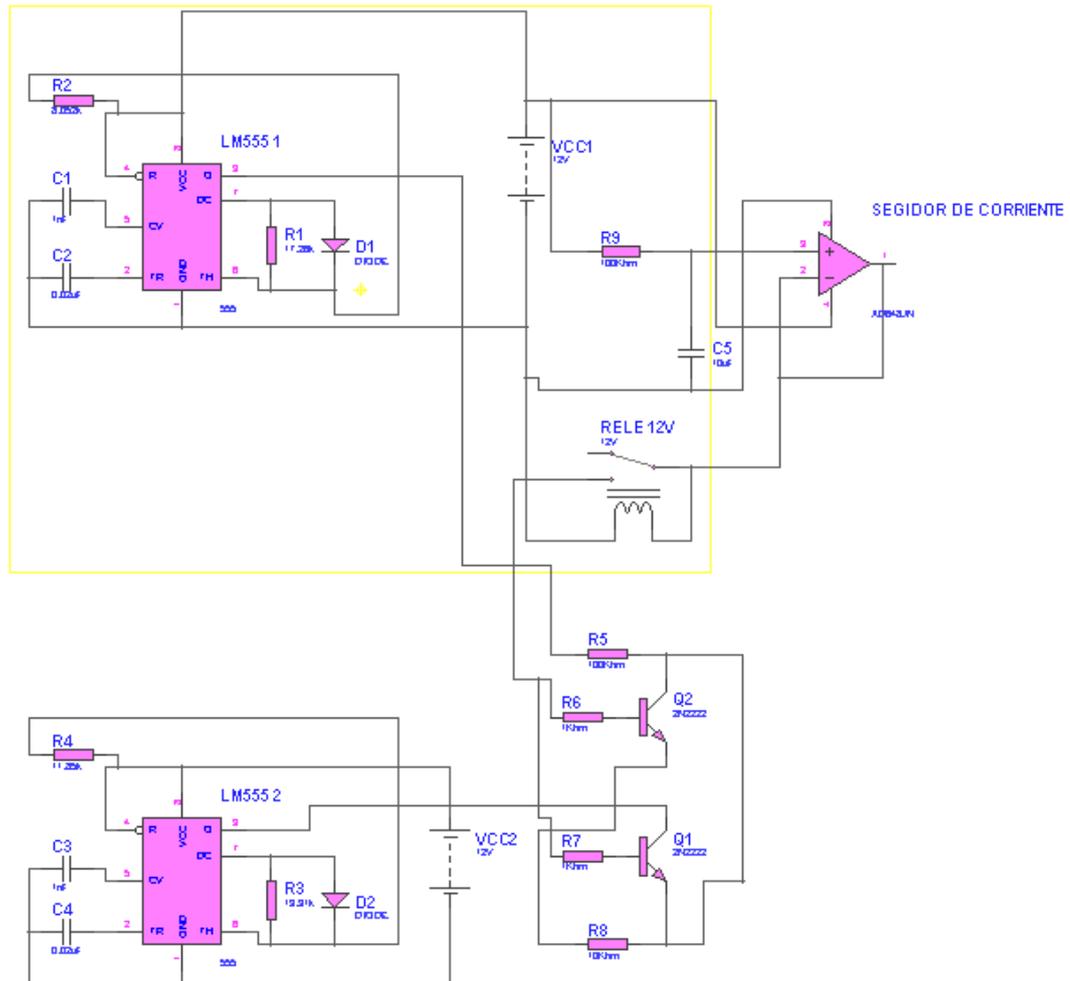


Fig. 6.20. Circuito de control de ciclos de trabajo para el IGBT del balastro modelado en Proteus.

## **CAPÍTULO VII:**

### **ANÁLISIS COMPARATIVO**

#### **7.1. Introducción.**

En este capítulo realizaremos comparaciones entre los balastos de los cuales se adquirieron resultados mediante pruebas de laboratorio y el modelo de balastro propuesto. Cabe destacar que las pruebas se realizaron a dos balastos electrónicos y un balastro electromagnético.

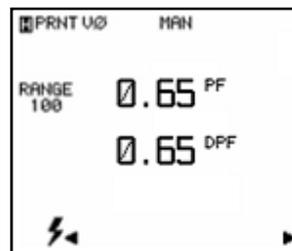
Como se mencionó en el capítulo cuatro, las pruebas se hicieron con un analizador de armónicos FLUKE 41, el mismo que presenta funciones como análisis de potencias, corriente, armónicos, factor de potencia, entre otros; mismos que fueron impresos y luego escaneados para poder ser expuestos en este capítulo.

A continuación revisaremos resultados de las pruebas individualmente, para luego establecer relaciones y diferencias entre ellas.

#### **7.2. Análisis de resultados para el balastro electromagnético Tec nolite 40W ES-1500.**

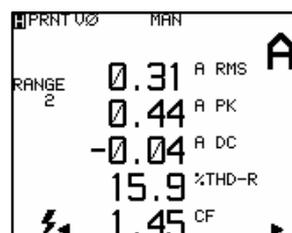
La Fig.7.1. presenta el análisis realizado en el evaluador de armónicos FLUKE 41 para un balastro electromagnético de marca Tec nolite modelo 40w ES-1500, observando que el factor de potencia (PF) es de 0.65, que resulta demasiado bajo perjudicando el

rendimiento de la lámpara y del sistema eléctrico en el que se esté usando, sobre todo si se utilizan varios de estos dispositivos, como es lo más común.



*Fig.7.1. Análisis de factor de potencia en Fluke 41 para balastro electromagnético Tecnolite.*

Los resultados de la evaluación de los parámetros relacionados con la corriente y armónicos del balastro Tecnolite se muestran en la Fig. 7.2., en la que se destacan los valores THD que se encuentran alrededor del 16%, lo que consideraríamos un valor normal para balastos electromecánicos debido a que no tienen elementos electrónicos significativos, que provoquen por ejemplo, estrés de conmutación por transistores o variaciones bruscas de voltaje o corriente, tomando además en cuenta que trabajan a frecuencia de red.



*Fig.7.2. Análisis de corriente de entrada y THD para balastro Tecnolite.*

Para una mayor comprensión de los resultados del análisis de corriente de entrada al balastro Tecnolite, realizamos una gráfica a través del FLUKE 41 obteniendo lo que refiere la Fig.7.3.

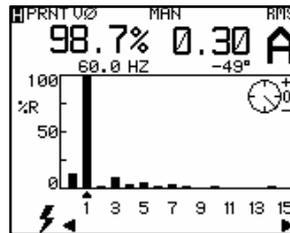


Fig.7.3. Gráfica de THD de la corriente de entrada y para balastro Tec nolite.

### 7.3. Análisis de resultados para el balastro electrónico ISB 40w.

El balastro analizado en este apartado es de calidad baja y costo reducido, pero es de consumo general. Como muestra la Fig.7.4., el factor de potencia que ofrece este balastro es excesivamente deficiente, ya que es de 0.56. Este resultado tan bajo puede deberse a su construcción elemental y la mala calidad de los elementos utilizados y su ensamblaje puede no ser el adecuado, además se observó que utiliza un sistema de conmutación de relés que perjudican el rendimiento del balastro. Debe destacarse que no utiliza ningún tipo de filtro para evitar la caída del factor de potencia.

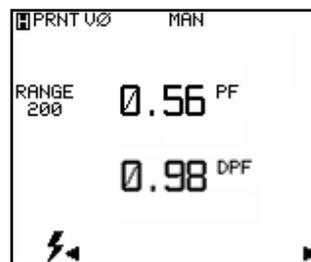


Fig.7.4. Análisis de factor de potencia en Fluke 41 para balastro electrónico ISB 40w.

En las pruebas de corriente realizadas al balastro electrónico ISB 40w se demuestra que el nivel de armónicos del dispositivo en cuestión es elevado y que tiene picos de corriente altos, lo que perjudica el rendimiento y la vida útil de la lámpara. La Fig.7.5. muestra los resultados de esta evaluación.

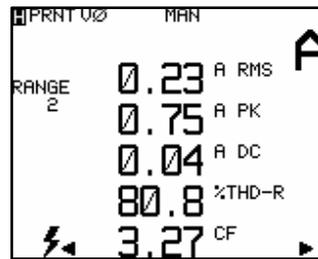


Fig.7.5. Análisis de corriente de entrada y THD para balastro ISB 40w.

En la fig.7.6. podemos darnos cuenta que los tipos de armónicos introducidos a la red son de órdenes variados y elevados. Los valores expuestos en esta gráfica, pueden bien ser causados por el estrés de conmutación que producen los relés y transistores de su construcción, misma que deja mucho por desear. Cabe destacar que la frecuencia de funcionamiento del balastro ISB 40w es más alta que la de la red pero no alcanza el orden de 1kHz, por lo que el efecto flicker aún es perceptible debido también a los picos de corriente que se mencionaron anteriormente; además aún puede escucharse un ruido el momento del encendido, aunque este sea breve no es leve.

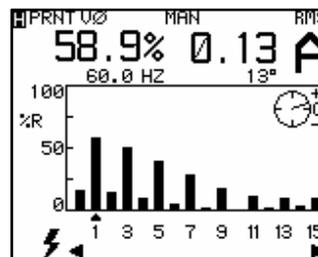


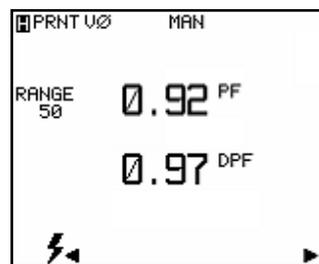
Fig.7.6. Gráfica de THD de la corriente de entrada y para balastro electrónico ISB 40w.

#### 7.4. Análisis de resultados para el balastro electrónico General Electric de 40w de alto factor de potencia.

El balastro electrónico General Electric que se probó es de alta calidad, costo un poco elevado y no se usa frecuentemente. La construcción se encontró mejor elaborada que

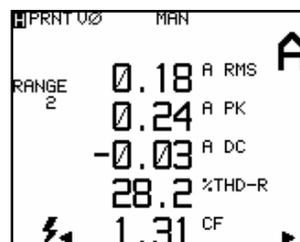
los balastos analizados anteriormente y los elementos utilizados son de mejor calidad y como se destacará posteriormente las características de eficiencia son mejores en general.

La característica del factor de potencia se aprecian en la Fig.7.7., misma que podríamos considerar eficiente, observándola de 0.92 y 0.97. Los resultados demuestran que este balastro no produce problemas que afecten en gran medida a la eficiencia de la lámpara en lo que se refiere a su consumo de energía.



*Fig.7.7. Análisis de factor de potencia en Fluke 41 para balastro electrónico General Electric de alto factor de potencia de 40w.*

La corriente de entrada del balastro electrónico General Electric es homogénea, no tiene picos excesivos y el porcentaje de distorsión armónica no supera el 30%. Por lo que se constata en la Fig.7.8., este balastro no produce estrés a la lámpara y no crea conflictos significativos en la red de suministro de energía eléctrica, sin embargo la corriente que registra el analizador FLUKE deja ver que suministra una potencia algo deficiente para una lámpara de 40w y su luminosidad no es la óptima.



*Fig.7.8. Análisis de corriente de entrada y THD para balastro General Electric de alto factor de potencia de 40w.*

La gráfica THD se muestra en Fig.7.9., en la que se puede observar que los tipos de distorsión armónica no son tan variados y no son significativos.

Es de recalcar que en las pruebas realizadas con este balastro electrónico, no se detectó ruido audible y la perceptibilidad del efecto flicker fue nula, esto debido a que este balastro trabaja a frecuencias del orden de los 5kHz, pero maneja de forma correcta el estrés que pudiera provocar el conjunto de elementos electrónico que este utiliza.

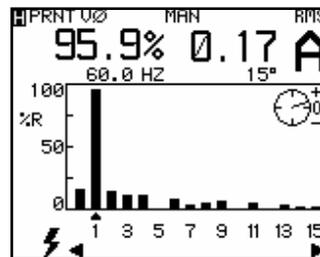


Fig.7.9. Gráfica de THD de la corriente de entrada y para balastro electrónico General Electric de alto factor de potencia de 40w.

## 7.5. Análisis de resultados de la simulación en MATLAB del circuito de balastro electrónico propuesto.

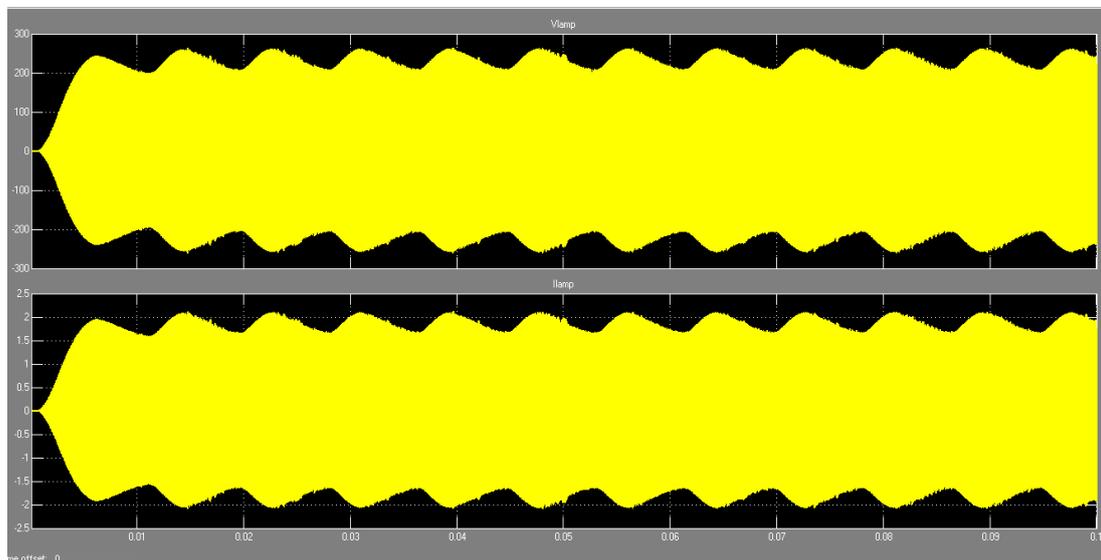
Debido a que no fue posible la construcción del balastro por las razones ya expuestas, en el presente capítulo se analizarán los resultados de la simulación realizada en MATLAB del circuito propuesto para el balastro electrónico.

Por cuanto la exactitud que ofrece el programa utilizado para la modelación, puede bien considerarse como una comparación equitativa la expuesta en esta sección del proyecto.

Para el análisis del factor de potencia del balastro propuesto se tomará como referencia las Fig.7.10., Fig.7.11. que muestra las gráficas de corriente y voltaje de salida en

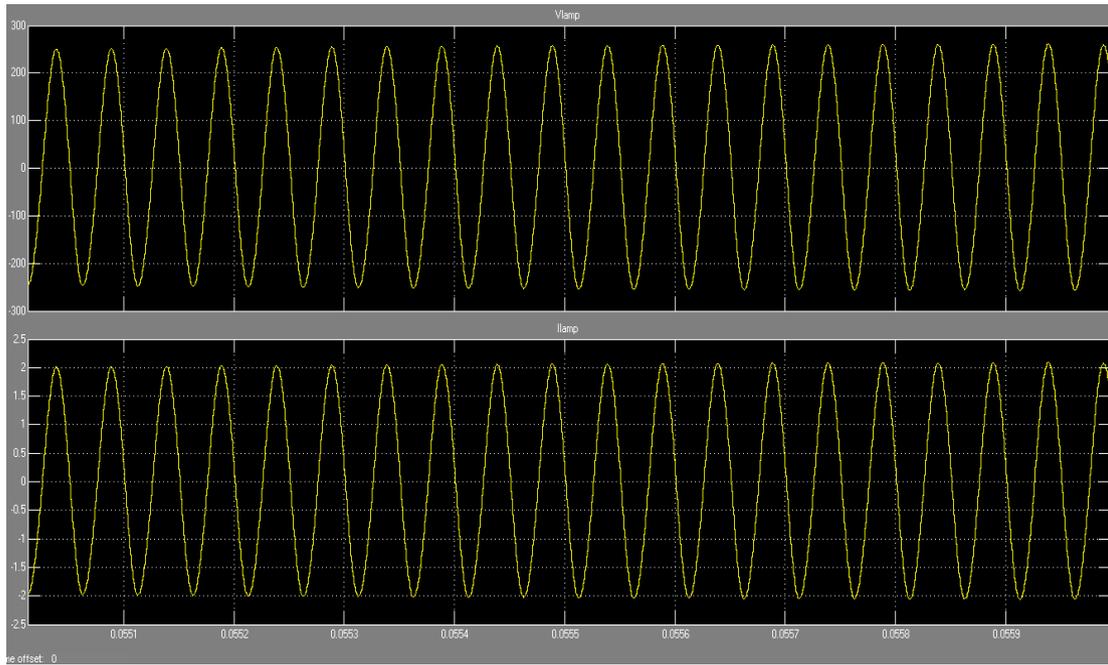
periodo, tanto de arranque como permanente del balastro virtual desarrollado en esta tesis de grado. En esta gráfica se destaca la precisión con que, tanto voltaje como corriente se encuentran en fase, sin tener desviación perceptible ni aún en la vista ampliada de dicha gráfica. Podemos concluir entonces que el factor de potencia es prácticamente unitario.

Debe considerarse al período de arranque como un transitorio del sistema ya que su duración es de un segundo.

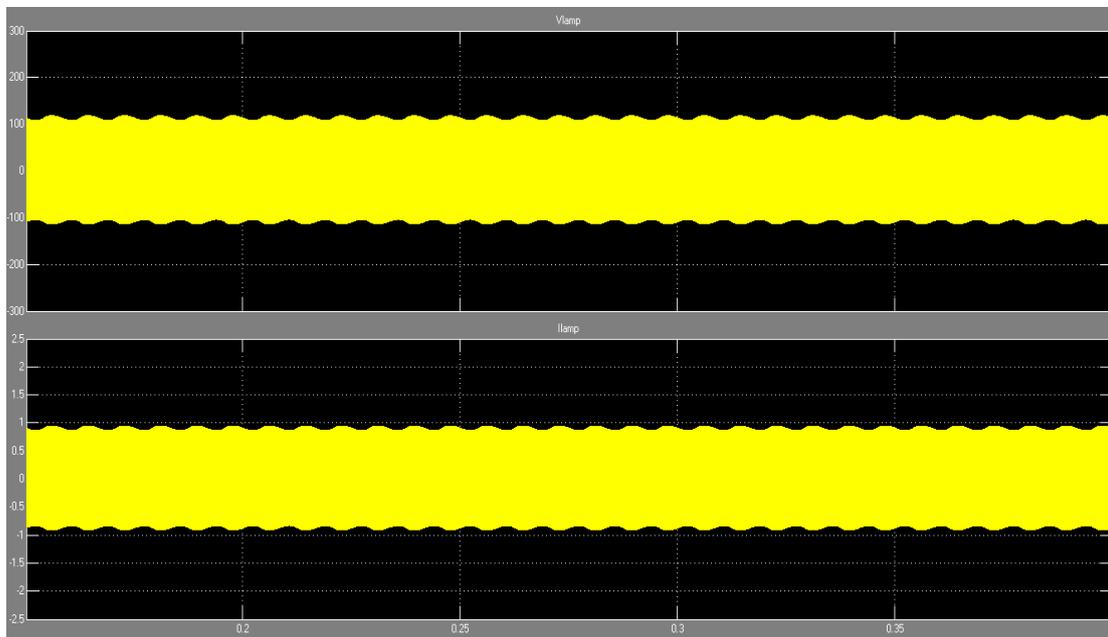


*Fig. 7.10.a. Gráficas de voltaje y corriente de salida del balastro en estado de arranque (periodo simulado completo de encendido).*

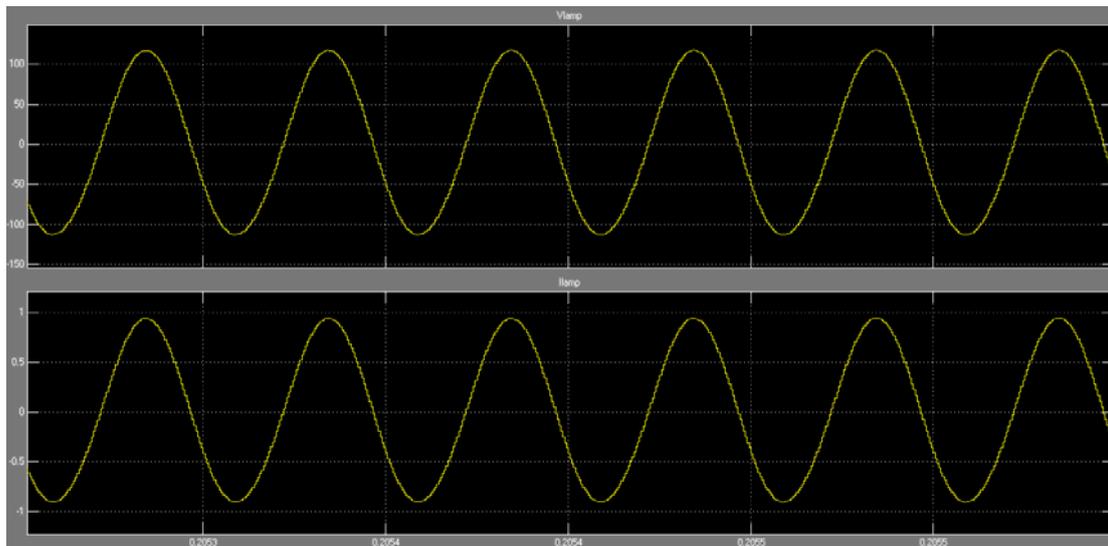
Podemos observar también en la Fig.7.11.b. y de acuerdo a lo expuesto en el capítulo de modelación, que la potencia entregada es de aproximadamente 52w, que es un poco alta, sin embargo los valores de corriente son adecuados para el funcionamiento de la lámpara, ya que no se alejan de los valores nominales recomendados por el fabricante y no producen mayores alteraciones en el rendimiento ni vida útil de la lámpara. Podemos darnos cuenta también que la forma de onda es homogénea evitando así que la lámpara pierda tiempo de vida útil.



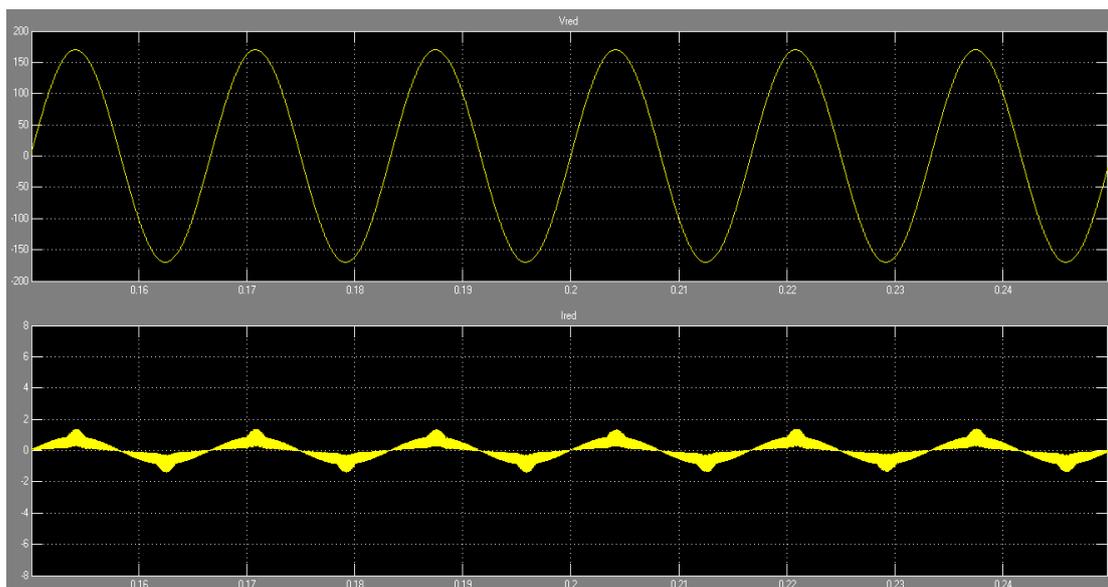
*Fig. 7.10.b. Gráficas de voltaje y corriente de salida del balastro en estado de arranque (visión ampliada).*



*Fig. 7.11.a. Gráficas de voltaje y corriente de salida del balastro en estado permanente.*



*Fig. 7.11.b. Gráficas de voltaje y corriente de salida del balastro en estado permanente (visión ampliada).*

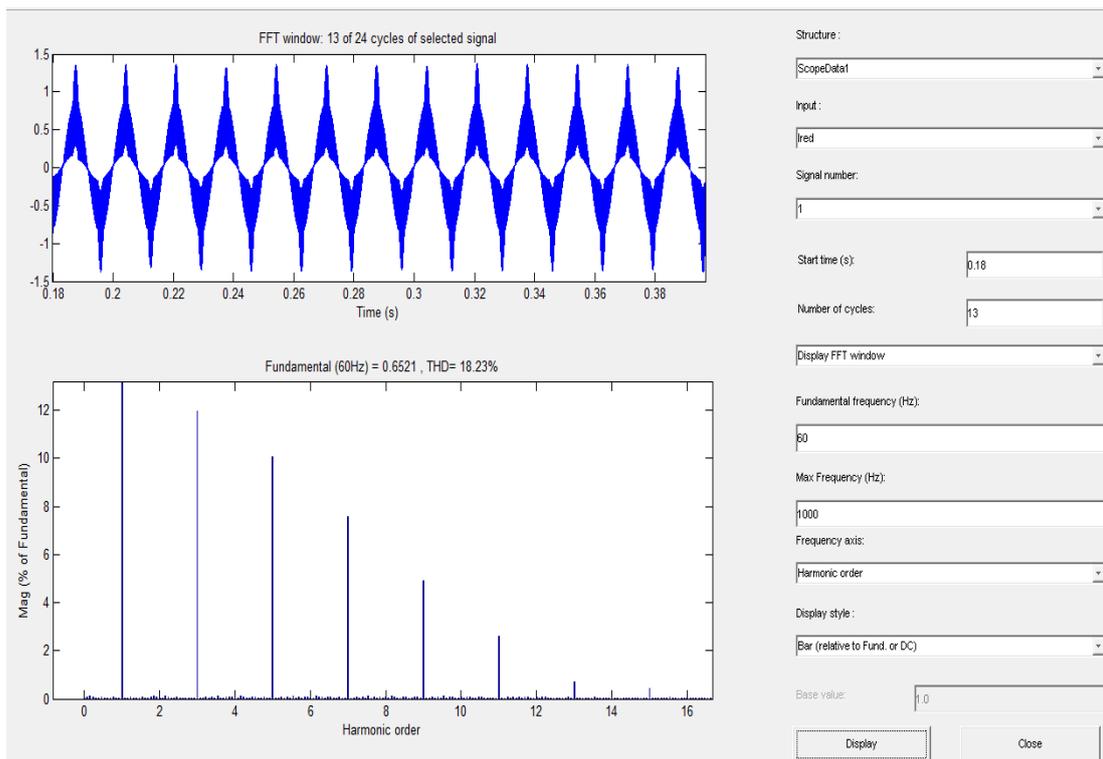


*Fig. 7.12. Gráficas de voltaje y corriente de entrada del balastro en estado de permanente.*

El análisis de corriente de entrada y niveles de distorsión armónica de analizarán a partir de la Fig.7.12. que muestra las gráficas de corriente y voltaje de entrada al balastro en

estado permanente de trabajo. Esta figura nos permite observar que la forma de onda de la corriente es senoidal y que sigue a la de voltaje, otorgando un alto factor de potencia y un bajo nivel de distorsión armónica.

Los valores THD del análisis FFT realizado en MATLAB se muestran en la Fig.7.13.



*Fig. 7.13 .Gráficas de la corriente de entrada del balastro en estado permanente y el análisis FFT de la misma.*

En la Fig.7.13. se puede ver que la distorsión armónica total (THD) está en el orden del 18%, lo que supera con 10 puntos al balastro electrónico General Electric al que se le realizaron las pruebas y resultó tener los mejores estándares de calidad de servicio entre los otros balastros testados. Además la homogeneidad de la onda senoidal y su alto factor de potencia le dan al modelo de balastro propuesto mejoras sustanciales con respecto a todos los balastros a los que se les realizaron las pruebas.

## 7.6. Análisis económico considerando penalizaciones por corriente de carga con alto contenido armónico.

Considerando los resultados anteriores y tomando como referencia las leyes regentes en la república de Argentina (siendo imposible tomar como referente las leyes propias de nuestro país), podemos realizar un análisis que de una u otra manera nos permita un punto de vista económico de los beneficios que resultarían al implementar el modelo de balastro electrónico propuesto comparándolo con los balastros ya evaluados anteriormente

**Tabla 7.1. Límites de Emisión Individuales de Intensidades Armónicas para usuarios con tarifa T-1, T-2 y T-3.**

Orden de la armónica (n)	Usuarios T1 Intensidad armónica máxima, en (A)	Usuarios T2 y T3 en BT y MT Intensidad armónica máxima, como % de la corriente de carga contratada.	Usuarios T3 en AT Intensidad armónica máxima, como % de la corriente de carga contratada.
<b>IMPARES NO MÚLTIPLOS DE 3</b>			
5	2,28	12,0	6,0
7	1,54	8,5	5,1
11	0,66	4,3	2,9
13	0,42	3,0	2,2
17	0,26	2,7	1,8
19	0,24	1,9	1,7
23	0,20	1,6	1,1
25	0,18	1,6	1,1
> 25	4,5/n	0,2+0,8*25/n	0,4
<b>IMPARES MÚLTIPLOS DE 3</b>			
3	4,60	16,6	7,5
9	0,80	2,2	2,2
15	0,30	0,6	0,8
21	0,21	0,4	0,4
> 21	4,5/n	0,3	0,4
<b>Pares</b>			
2	2,16	10,0	10,0
4	0,86	2,5	3,8
6	0,60	1,0	1,5
8	0,46	0,8	0,5
10	0,37	0,8	0,5
12	0,31	0,4	0,5
> 12	3,68/n	0,3	0,5
<b>TDTI (en %)</b>	-	<b>20,0</b>	<b>12,0</b>

Para dicho efecto, empezaremos por exponer algunas de las regulaciones de calidad de energía que se aplican en Argentina (ver Anexo B) y que nos servirán como punto de apoyo para determinar los valores penalizables de corriente con distorsión armónica.

Como se puede observar en los límites de emisiones individuales de intensidades armónicas, el valor de THD máximo permitido es del 20%, límite con el cual nuestro modelo de balastro electrónico no entraría en penalización por emisión de armónicos a la red de distribución. Sin embargo, los balastros electrónicos a los que hace referencia este capítulo serían penalizados por esta razón.

Con objeto de determinar el valor en USD de la penalización que se aplicaría sobre los usuarios de dichos balastros, se usarán las fórmulas especificadas en la Resolución ENRE 0099/1997 que se expresan de la siguiente manera:

$$DPLA_k = \text{Max} \left[ 0, \frac{TDTI(k) - TDTI}{TDTI} \right] + \frac{1}{3} \sum_{n=2}^{40} \text{Max} \left[ 0, \frac{I_n(k) - I_n}{I_n} \right] \quad (7.1)$$

Siendo:

TDTI(k) es la tasa de distorsión total en corriente registrada en el intervalo de medición k (10 minutos), referida a la corriente contratada por el usuario.

TDTI es el Límite de Emisión en corriente para la distorsión total de armónicos.

$I_n(k)$  es el valor de la intensidad armónica  $n$  en el intervalo de medición k que inyecta el usuario en la red.

$I_n$  es el Límite de Emisión Individual de la intensidad armónica  $n$ .

$DPIA_k$  la Distorsión Penalizable de Intensidad Armónica y se calcula para cada intervalo  $k$  del período de medición, registrándose la energía consumida por el usuario  $E(k)$  durante cada intervalo  $k$ .

Observando los valores de corriente armónica penalizables, nos podemos dar cuenta que estos son muy altos para las que puede generar alguno de los balastros analizados en este capítulo, por lo que la parte de la formula 7.1 que las involucra, no será tomada en cuenta en nuestro análisis.

La penalización en USD se calcula como:

$$\text{Penalización(US\$)} = \sum_{k:DPIA_k < 1} 2 \cdot (DPIA_k)^2 \cdot E(k) + \sum_{k:DPIA_k > 1} 2 \cdot E(k) \quad (7.2)$$

En el caso del balastro electrónico ISB 40w, que generó una distorsión armónica total del 80.8% y suponiendo que la medición se realiza a solo a uno de los balastros, la  $DPIA_k$  se calcularía así:

$$DPIA_k = \left[ \frac{80.8 - 20}{20} \right] = 3.04 \quad (7.3)$$

Asumiendo que el intervalo de medición de la corriente es de 10 minutos, que se realiza seguimiento de una semana (1008 registros de medición en intervalos de 10 minutos como mínimo), la emisión de armónicos es constante, la potencia es de 40w, la energía consumida por el balastro durante cada intervalo es de 0.0067kwh, considerando un factor de utilización de 0,416 (10 horas por día) y observando además que la  $DPIA_k$  es mayor a 1; la penalización se calcula reemplazando los valores en 7.2 de la siguiente forma:

$$\text{Penalización (USD)} = 0.416 * 1008 * [2 * 0.0067] = 5.6 \text{ USD} \quad (7.4)$$

Este valor sería cobrado mensualmente como recargo a la facturación mensual hasta que, en un plazo máximo de cuatro meses, el usuario evaluado corrija los niveles de armónicos y solicite por escrito nueva medición.

Para el caso del balastro electrónico General Electric de alto factor de potencia de 40w, que generó una distorsión armónica total del 28.2% y suponiendo que la medición se realiza a solo a uno de los balastros, la  $DPIA_k$  se calcularía así:

$$DPIA_k = \left[ \frac{28.2-20}{20} \right] = 0.412 \quad (7.5)$$

Asumiendo que el intervalo de medición de la corriente es de 10 minutos, que se realiza seguimiento de una semana (1008 registros de medición en intervalos de 10 minutos como mínimo), la emisión de armónicos es constante, la potencia es de 40w, la energía consumida por el balastro durante cada intervalo es de 0.0067kwh, considerando un factor de utilización de 0,416 (10 horas por día) y observando además que la  $DPIA_k$  es menor a 1; la penalización se calcula reemplazando los valores en 7.2 de la siguiente forma:

$$Penalización (USD) = 0.416 * 1008 * [2 * (0.412)^2 * 0.0067] = 0.95 USD \quad (7.6)$$

Este valor sería cobrado mensualmente como recargo a la facturación mensual hasta que, en un plazo máximo de cuatro meses, el usuario evaluado corrija los niveles de armónicos y solicite por escrito nueva medición.

Apreciando que la instalación de balastros en paralelo no altera en gran parte los valores de THD en la señal de entrada de la corriente, pero que la Penalización es directamente proporcional a la potencia de consumo, deduciremos que se cobrarían estos valores por cada balastro instalado en la dependencia del usuario evaluado.

Ahora si asumimos que cada usuario tiene instalados 5 lámparas fluorescentes que utilizan los balastros antes analizados tenemos la siguiente tabla con valores de potencia instalada, valor THD, penalización unitaria y total.

**Tabla 7.2. Valores de penalización con un balastro instalado y 4 meses de penalización para cada tipo de balastro electrónico.**

<b>TIPO</b>	<b>CANT.</b>	<b>POTENCIA T.</b>	<b>%THD</b>	<b>TIEMPO PENALIZ.</b>	<b>PENALIZ. U.</b>	<b>PENLIZ. TOT.</b>
ISB 40W	1	40w	80.8	4 meses	5.6 USD	28USD
General E. 40w	1	40w	28.8	4 meses	0.95USD	3.8USD
Propuesto	1	40w	18.2	4 meses	-	-

Como podemos deducir de la tabla 7.2, al cabo del plazo límite para mejorar los niveles de distorsión armónica, en el caso del balastro evaluado con mejores condiciones, la penalización aplicable será de 3.8USD; y la del balastro propuesto será nula, lo que le da a este último una ventaja económica sobre los demás balastros electrónicos analizados que es digna de considerar.

## **CAPÍTULO VIII:**

### **COMCLUCIONES Y RECOMENDACIONES.**

#### **8.1. Conclusiones.**

A partir de la caracterización y análisis de los diferentes tipos de convertidores, inversores, filtros de potencia y rectificadores se pudo seleccionar, con criterios sólidos, los circuitos que integran el modelo de balastro electrónico propuesto, teniendo siempre como premisa el ahorro de elementos conflictivos como transistores (IGBT usado en modo de interruptor controlado), para reducir los armónicos por estrés de frecuencia de conmutación.

Gracias al estricto seguimiento de los conocimientos adquiridos antes y durante el desarrollo del presente estudio y gracias a la utilización de programas de cálculo, se diseñó el prototipo de balastro electrónico de forma satisfactoria y rigiéndose a los parámetros de diseño encontrados previamente.

Efectuando un reconocimiento profundo de programas computacionales especializados en electrónica disponibles, se salvaron las dificultades encontradas en la modelación del circuito correspondiente al balastro electrónico mono-etapa propuesto por no disponer de versiones con licencia de dichos software, consiguiendo de manera creativa alternativas para modelarlo separándolo por etapas. Este análisis proporcionó además criterios clave para la selección de los software a utilizarse en la modelación del balastro electrónico mono-etapa presentado en el presente proyecto.

Las simulaciones efectuadas en Psim, Psice y MATLAB arrojaron resultados acorde a las expectativas propuestas en el diseño y modelación del circuito del balastro

electrónico dejando como conclusión el cumplimiento de los objetivos expuestos en el presente estudio y obteniendo un modelo funcional y debidamente comprobado para que pueda ser plasmado físicamente en un prototipo real del mismo.

El estudio comparativo demostró que el balastro propuesto presenta mejoras significativas con respecto a modelos de balastos que se encuentran en el mercado, entre las que se pueden anotar: un factor de potencia prácticamente unitario, distorsión armónica total de 18.23%, forma de onda senoidal y homogénea y conservando las ventajas de un balastro que funciona a alta frecuencia (del orden de 20kHz), como la reducción del efecto flicker y encendido rápido. Por todo esto puede concluirse que la vida útil de la lámpara y su eficiencia serían de gran calidad si se implementara el modelo en un circuito real. Tomando en cuenta también las ventajas económicas con respecto a penalizaciones expuestas en el estudio comparativo se tiene como conclusión adicional que, de implementar el modelo de balastro propuesto, los usuarios de este tipo de luminarias no tendrían tales inconvenientes.

Como conclusión final puede anotarse que de disponer de los recursos económicos y de tiempo necesarios para efectuar las importaciones directas de los elementos electrónicos requeridos que no se encuentran en el mercado local y nacional, se podría construir un prototipo del modelo de balastro electrónico tratado en el estudio que se pone a consideración en éste documento

## **8.2. Recomendaciones.**

Se recomienda tener especial cuidado en el análisis teórico y desarrollo matemático, tanto del convertidor reductor-elevador CD-CD, como del inversor resonante, ya que cualquier variación podría alterar drásticamente los resultados de simulación del funcionamiento del circuito presentado.

Para posteriores proyectos basados en el presente estudio se recomienda adquirir las versiones con licencia de los software seleccionados para ésta modelación, para no

tener las dificultades que presentaron las versiones “demo” de dichos software. Se recomienda además usar el software MATLAB de ser posible en todo el proceso de modelación y simulación.

Algunas recomendaciones importantes son las de buscar mejores alternativas de tecnología para reducir el tamaño del circuito al ser implementado; el uso de un filtro mejorado que ayude a disminuir la distorsión armónica de la red, así como la utilización de elementos con valores nominales exactos para evitar incremento en valores de THD o la reducción del factor de potencia o variaciones de voltaje y corriente que afecten el correcto funcionamiento de la lámpara.

Se recomienda la ampliación de la presente investigación con el fin de mejorar las condiciones de funcionamiento de las lámparas fluorescentes de varias potencias nominales que sigan las tendencias de consumo de los usuarios de sistemas de iluminación fluorescente.

Finalmente se recomienda la implementación física del modelo de balastro electrónico desarrollado en esta tesis, ya que ofrece ventajas técnicas con respecto a otros balastos similares disponibles en el mercado, caracterizadas por: factor de potencia alto, distorsión armónica total baja, disminución de efecto flicker; mismas que favorecen a la eficiencia del sistema fluorescente y asegura una vida útil adecuada; además que garantizan calidad en el servicio de iluminación fluorescente. Además las ventajas económicas que se estudiaron en el Capítulo anterior confirman que la implementación del balastro propuesto es una alternativa viable para evitar futuras penalizaciones por alto contenido armónico y bajo factor de potencia.

## CAPÍTULO IX

### BIBLIOGRAFÍA

- [1]. **Muhammad Rashid**; *Electrónica de potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones*; Prentice Hall, E.E.U.U 1995.
- [2]. **Boylestad Robert, Nashelsky Louis**: *Electrónica: Teoría de Circuitos*, PHH Prentice Hall, 1988.
- [3]. **W. Hart Daniel**: *Electrónica de Potencia*; PHH Prentice Hall en Español, E.E.U.U., 1997
- [4]. [http://www.asifunciona.com/electrotecnia/af\\_fluorescentes/af\\_fluorescentes\\_6.htm](http://www.asifunciona.com/electrotecnia/af_fluorescentes/af_fluorescentes_6.htm); Así Funcionan las Lámparas Fluorescentes.
- [5]. **Fink Donald G., Wayne Beate H.**: *Manual de Ingeniería Eléctrica Tomo II*; Mc Graw Hill, México, 1996.
- [6]. **W. Elenbass**: *Fluorescent Lamps and Lighting*; Mac Millan, 2da Edición, 1971.
- [7]. **Chaefer J.**; *Rectifiers Circuits: Theory and Design*, Nueva Cork, Willey, 1965.
- [8]. **P. Word**: *Switching Power Converters*; Nueva York, Van Nostrand Reinhold, 1981.
- [9]. **Kazimierczuk Marian K, Puczko Krzysztof**; *Exact analysis of class E tuned power amplifier at any Q and switch duty cycle*; IEEE transactions on circuits and systems, vol. 34, No. 2, Febrero 1987.
- [10]. **Jorquera Hugo**; *Contribution à l'amélioration du facteur de puissance et de la qualité de la tension en sortie des redresseurs* ; Thèse de Doctorat préparée et soutenue à Supélec : Universidad de Paris VI. 1999.
- [11]. **IEC 1000 3-2 (1995-03)**; *Standards on electromagnetic compatibility (EMC). Part 3, Section 2: Limits for harmonic current emissions*; International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland, Apr. 1995.
- [12]. **Mohan Ned, T. Undeland**; *Power electronics: converters, applications, and design*; John Wiley & Sons, Inc. E.E.U.U 2003.
- [13]. [www.ferroxcube.com](http://www.ferroxcube.com) Hoja técnica del núcleo de ferrita RM12/I .

- [14]. **Ishiguro Akio, Furuhashi Takeshi**; *A novel control method for forced commutated cycloconverters using instantaneous values of input line-to-line voltages*; IEEE transactions of industrial electronics Vol. 30 No.3 June 1999.
- [15]. [www.schematica.com](http://www.schematica.com). LM555 designer software.
- [16]. [www.tridonicat.com.au/Medien/cato304\\_au/MagBal.pdf](http://www.tridonicat.com.au/Medien/cato304_au/MagBal.pdf) . Fluorescent lamp ballast guide.
- [17]. **García Caraveo Alberto**; *Optimización en transferencia inalámbrica de energía eléctrica*; Universidad de las Américas Puebla, Primavera 2005.
- [18]. [www.irf.com](http://www.irf.com) Hoja técnica del mosfet de potencia IRF740. y driver IR4427.
- [19]. **Bairanzade, Michael**; *AN1543, Electronic Lamp Ballast Design y AN1601, Efficient Safety Circuit for Electronic Ballast*, Motorola, USA, N/A.
- [20]. **Qiang, Jinrong**; *Advanced Singled-State power factor correction techniques*; Virginia Polytechnic Institute and State University; USA; 1997.
- [21]. **Kloss, Albert**; *A basic guide to power electronics*; Chichester; Wiley; 1984.
- [22]. **Fernando M. Betancourt Ramírez, Enrique Sotelo Gallardo**; *Implementación de balastro con corrección de factor de potencia pasivo*; FIME, UANL; 2006.
- [23]. **Faucett, M. A., Keener, C.A.**; *Effect of Harmonics on Watthour Meter Accuracy*; Electrical World; Oct. 27, 1945.
- [24]. **Frank, H., Landstron, B.**; *Power Factor Correction with Thyristor-Controlled Capacitors*; ASEA Journal, Vol. 44; 1971.
- [25]. **Christensen, E. F.**; *Analysis of Rectifier Circuits*; AIEE transactions Vol. 63, 1944.
- [26]. **Lembo, F., Jr., D'Onofrio, V. H.**; *Distribution Harmonics Cause Breakers Problems*; Electrical World, Sept. 1981.
- [27]. *Ley de Régimen del Sector Eléctrico: Suplemento – Registro Oficial N°43*; Jueves 10 de Octubre de 1996.
- [28]. *IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*; Transmission and Distribution Committee of the IEEE IEEE Power Engineering Society, Abril 1993.