

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE NUEVO LEON

**FACULTAD DE INGENIERIA MECANICA
Y ELECTRICA
DIVISION DE ESTUDIOS DE POST-GRADO**



**DISEÑO DE BALASTRAS ELECTRONICAS CON
ALTO FACTOR DE POTENCIA**

POR

INGENIERO ENRIQUE SOTELO GALLARDO

TESIS

**EN OPCION AL GRADO DE MAESTRO EN
CIENCIAS DE LA INGENIERIA ELECTRICA
CON ESPECIALIDAD EN ELECTRONICA**

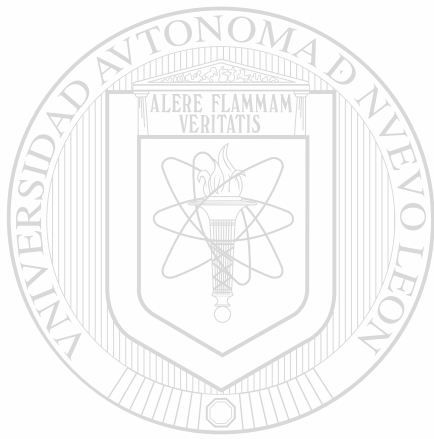
SAN NICOLAS DE LOS GARZA, NUEVO LEON JUNIO DEL 2001

TM
TK4310
c.1
.86

DISERNO DE BALASTRAS ELECTRONICAS CON
E

ALTO FACTOR DE POTENCIA

2001

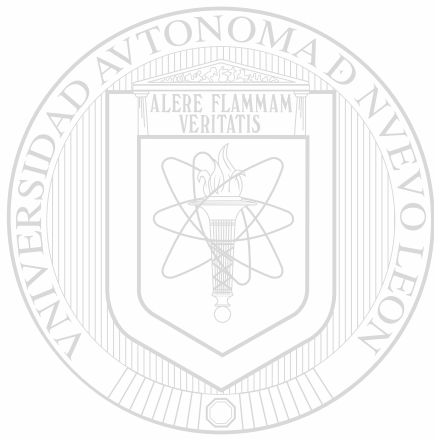


UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



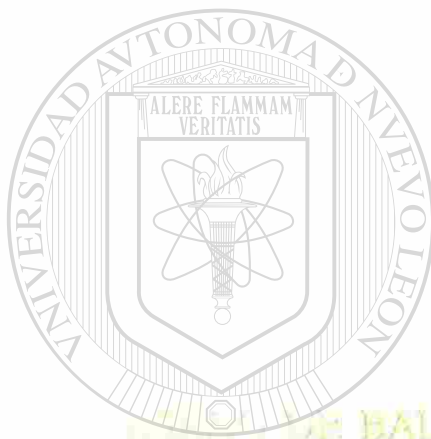
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA

Y ELÉCTRICA

DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSTGRADO



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

ALTO FACTOR DE POTENCIA

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN®

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS
POR

DR. ENRIQUE SOTELO GALLARDO

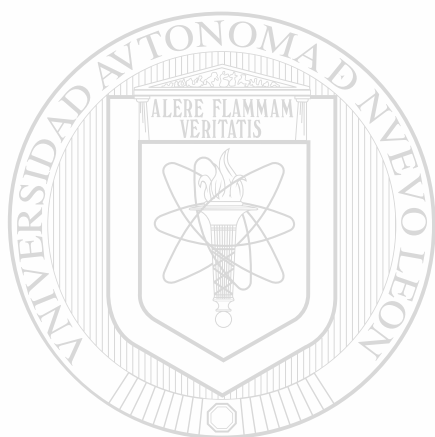
TESIS

EN OPCIÓN AL GRADO DE MAESTRO EN
CIENCIAS DE LA INGENIERÍA ELÉCTRICA
CON ESPECIALIDAD EN ELECTRONICA



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

TK4310
.S6



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

®

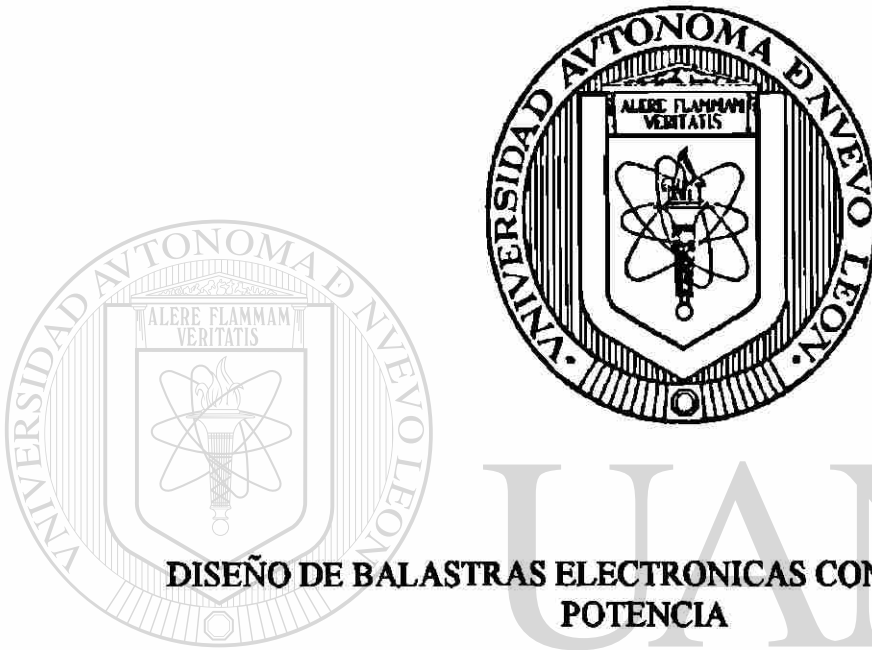
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



UNIVERSIDAD AUTONOMA DE NUEVO LEON

FACULTAD DE INGENIERIA MECANICA Y ELECTRICA

DIVISION DE ESTUDIOS DE POST-GRADO



DISEÑO DE BALASTRAS ELECTRONICAS CON ALTO FACTOR DE POTENCIA

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
POR [®]
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

INGENIERO ENRIQUE SOTELO GALLARDO

TESIS

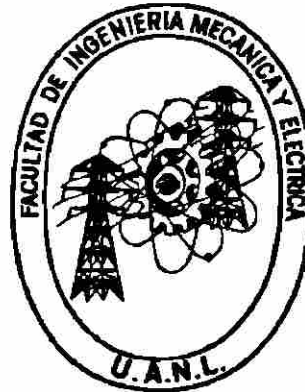
**EN OPCION AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS DE LA INGENIERIA
ELECTRICA CON ESPECIALIDAD EN ELECTRONICA**

SAN NICOLAS DE LOS GARZA NUEVO LEON A JUNIO DEL 2001

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE NUEVO LEON

FACULTAD DE INGENIERIA MECANICA Y ELECTRICA

DIVISION DE ESTUDIOS DE POST-GRADO



DISEÑO DE BALASTRAS ELECTRONICAS CON ALTO FACTOR DE POTENCIA

UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

POR

®

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

INGENIERO ENRIQUE SOTELO GALLARDO

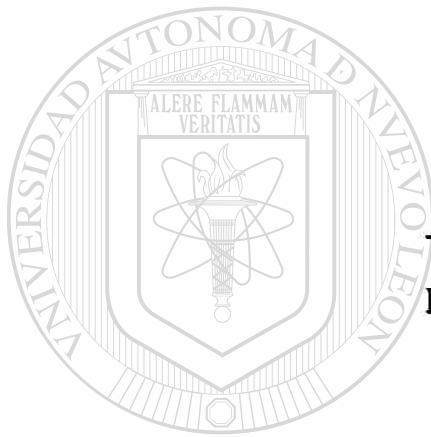
TESIS

**EN OPCION AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS DE LA INGENIERIA
ELECTRICA CON ESPECIALIDAD EN ELECTRONICA**

SAN NICOLAS DE LOS GARZA NUEVO LEON A JUNIO DEL 2001

Universidad Autónoma de Nuevo León
Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica
División de Estudios de Post-grado

Los miembros del comité de tesis recomendamos que la tesis “ Diseño de Balastras Electrónicas con Alto Factor de Potencia”, realizada por el alumno Ing. Enrique Sotelo Gallardo matrícula 1032590 sea aceptada para su defensa como opción al grado de Maestro en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica con Especialidad en Electrónica.



El comité de Tesis

Asesor

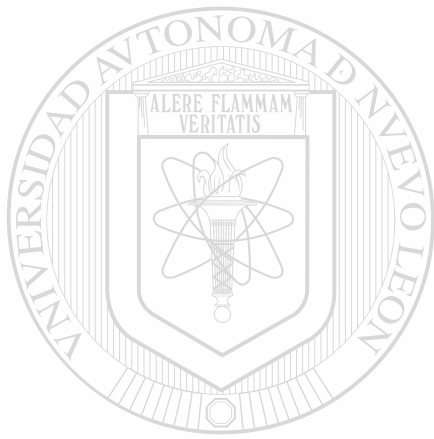
Dr. Fernando Betancourt Ramirez

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

M.C. Juan Angel Garza Garza
M.C. Humberto Figueroa Martinez

Vo. Bo.

MC. Roberto Villareal Garza
División de Estudios de Post-grado



**Dedico la presente tesis a mis familiares,
amigos y maestros que con su apoyo he logrado
alcanzar las metas que me he propuesto.**

También agradezco a compañías como

PRAXIS TECNOLOGÍA,

SOLMEX, PHILIPS,

**y MAGNETEK por brindarme la
oportunidad de desarrollarme**

como ingeniero de Diseño Electrónico,

siendo las últimas 3 donde aprendí a conocer

el funcionamiento y diseño de balastros electrónicos.

PROLOGO

La etapa de alimentación de una balastro electrónica, típicamente consta de un rectificador de onda completa y un capacitor electrolítico como filtro, el cual nos entrega una fuente de directa, DC, no regulada proveniente de la línea de alimentación de alterna, AC.

Dicho capacitor, debe ser lo suficientemente grande para mantener un bajo rizado en el nivel de la señal de directa, DC. Esto significa que el voltaje de línea, AC, la mayor parte del tiempo es menor que el nivel de directa visto por el capacitor, por lo cual el rectificador de onda completa conduce solamente en pequeñas porciones cada medio ciclo a la frecuencia de entrada.

El capacitor evitando cambios bruscos de voltaje, bajo rizado, produce una serie de picos de corriente muy estrechos; lo anterior trae como consecuencia picos de corriente de hasta 10 veces el valor efectivo, RMS, distorsión del voltaje de alimentación AC, sobre corrientes y una utilización muy pobre de la capacidad de los sistemas de distribución de energía eléctrica, viéndose reflejados en términos de la Distorsión Total de Armónicos, THD, "Total Harmonic Distortion" y su Factor de Potencia, PF, "Power Factor" (Medida de la relación existente entre la potencia real y la potencia aparente). En otras palabras es la relación entre el promedio del voltaje de entrada por el promedio de la corriente de entrada entre el producto de los valores RMS de voltaje y corriente de entrada.. Típicamente este tipo de rectificadores tienen un factor de potencia del 50 al 70% y un gran contenido de armónicos mayores al 100%.

Usado técnicas de switcheo e inyección de señales se puede tener una señal casi senoidal en fase con el voltaje de entrada, es decir obtener un factor de potencia muy cercano al 100%. Muchas de estas técnicas suelen ser costosas cuanto a diseño y a reparación, por lo que no son accesibles a mercados de bajo volumen de producción.

En la presente tesis se dan a conocer varias técnicas de corrección de factor de potencia tales como: el circuito llenador de valles "Valley Filled" (cambio del valor de capacitancia en cada medio ciclo), técnicas de inyección de señales "Dither Signals", técnicas de cancelación de señales por retroalimentación "Charge Pump" y técnicas de switcheo "Boost Converter". Sugiriendo aquella, basándose en simulaciones, complejidad, número de componentes y costo se adecue al diseño de balastros electrónicos con bajo contenido de armónicos y alto factor de potencia.

Al mismo tiempo se dan a conocer los aspectos básicos más importantes en el diseño de balastros magnéticos, y electrónicos como el "Push-Pull", "Half-Bridge", alternativos de un solo switch y aquellos denominados "Inteligentes", según su funcionamiento, explicando brevemente algunos fenómenos implícitos en la tecnología de iluminación de gases inertes, lámparas fluorescentes.

Se utiliza el Pspice como herramienta indispensable en la simulación de modelos equivalentes con fin de comprender el funcionamiento de diferentes esquemas de corrección de factor de potencia al igual que la balastro misma de una manera simple y rápida.

Tomando como base los resultados de la simulación con circuitos equivalentes se procede a escoger la técnica de corrección de factor de potencia que alimentara al balastro y se simula integrando ambos programas, balastro y fuente de alimentación, en una simulación más compleja, con el fin de analizar, comprobar y confirmar todas las etapas permitiendo de esta manera crear un producto final.

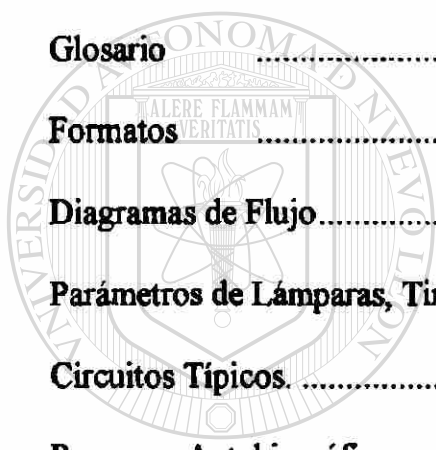
INDICE

Síntesis.....	1
1.- Introducción	5
1.1.-Descripción del problema.....	5
1.2.- Objetivo de la tesis.....	6
1.3.- Hipótesis.....	6
1.4.- Límites del estudio.....	6
1.5.- Justificación.....	7
1.6.- Metodología.....	8
1.7.- Revisión bibliográfica.....	9
2.- Antecedentes y estado del arte	18
2.1.- Introducción.....	18
2.2.- Breve descripción del funcionamiento de una lámpara gas.....	18
2.2.1.- Voltaje de ionización.....	19
2.2.2. Voltaje de encendido.....	19
2.2.3.- Corriente de operación.....	20
2.2.4.-Resistencia Negativa y el porque del balastro.....	21
2.2.5.- Añejamiento de la lámpara.....	21
2.3.- Balastro Magnética.....	22
2.3.1.- El arrancador.....	22
2.3.2.- El “flicker”, parpadeo.....	23
2.3.3.- Operación del balastro Magnético.....	23
2.4.- Balastos electrónicos.....	25
2.4.1.- Balastro “Push-Pull”.....	25
2.4.1.1.- Balastro “Push-Pull” baja potencia $\leq 50W$	26
2.4.1.2.- Balastro “Push-Pull” mediana y alta potencia. ($\geq 50W$).....	28
2.4.1.3.- Esquemas de arranque en balastras “Push-Pull”.....	29
2.4.2.- Consideraciones de diseño, balastos “Push-Pull”.....	31
2.4.2.1.- Calculo del filtro de entrada, inductor L_f	32
2.4.2.2.- Calculo de parámetros básicos del transformador de potencia”.	
332.4.2.3.- Calculo de componentes reflejados en paralelo al primario del transformador de salida.....	34

2.4.2.4.- Cálculo de componentes de salida, Elementos de estabilización y resonancia.....	35
2.4.2.5.- Diseño del transformador de Potencia.....	36
2.4.2.6.- Cálculo de resistencias de excitación, R_{fb} , R_s y R_b	38
2.4.2.7.- Diseño del transformador de Excitación.....	39
2.4.2.8.- Selección de transistores.....	41
2.4.2.9.- Diseño del disipador de potencia, disipador de calor.....	42
2.5.- Balastro "Half-Bridge".....	43
2.5.1. Descripción de operación de un balastro "Half-Bridge" por medio de la saturación de "T1", control de corriente en la lámpara.....	45
2.5.2.- Descripción de operación de un balastro "Half-Bridge" por medio de los componentes "L" y "C", control de voltaje en la lámpara.....	51
2.6.- Balastos Inteligentes.....	53
2.7.- Balastos alternativos, de un solo switch.....	54
2.7.1.- Balastro "Single-ended, soft-switching".....	54
2.7.2.- Balastro "Single-switch, dimmable".....	56
2.8.- Análisis de sistemas de corrección del factor de potencia.....	58
2.8.1.- Técnica, "Valley Filled".....	59
2.8.2.- Técnica, "Dither Signal".....	60
2.8.3.- Técnica, "Boost Converter".....	61
2.8.4.- Técnica, Cancelación de Voltaje, "Charge Pump".....	64
2.8.5.- Técnicas de Corrección activa.....	67
3 Etapa de simulación.....	69
3.1 Introducción.....	69
3.2.- Descripción del software utilizado.....	69
3.3.- Modelación de las etapas utilizando circuitos equivalentes.....	70
3.4.- Modelo de BE "Half-Bridge", simplificado.....	70
3.4.1.- Observaciones y comentarios.....	73
3.5.- Etapa de rectificación y corrección del factor de potencia.....	73
3.5.1.- Convertidor AC-DC típico, convencional.....	74
3.5.2.- Convertidor AC-DC llenador de valles.....	75
3.5.3.- Convertidor AC-DC con inyección de señal ("Dither Signal").....	76
3.5.4.- Convertidor AC-DC con cancelación de voltaje "Charge Pump".....	78
3.6.- Observaciones y comentarios.....	79
3.7.- Librerías y modelos equivalentes de cada parte.....	80
3.7.1.- Diac.....	80
3.7.2.- Mov "Metal Oxide Varistor".....	81
3.7.3.- Diodos.....	81
3.7.4.- Transistores.....	82
3.8.- Integración de la simulación.....	82
3.9.- Conclusiones de la simulación.....	88
4.- Construcción del prototipo.....	89
4.1- Introducción.....	89

4.2.- Consideraciones de seguridad	89
4.3.- Protección por falla de la lámpara	90
4.4.- Circuito de protección para corrientes de arranque “In-Rush Current”	92
4.5.- Protección contra transitorios de voltaje	93
4.6.- Desarrollo del prototipo	94
4.7.- Cálculo de Q, L _l y C _l	95
4.8.- Calculo de C _{bk1} , C _{bk2} y L _{r1}	96
4.9.- Diseño del transformador de oscilación	97
4.10.- Tabla de componentes, balastro figura #27.....	97
4.11.- Tabla de componentes, balastro figura #45.....	98
4.12.- Descripción del software a utilizar en el diseño del PCB	98
4.13.- Procedimiento para realizar un PCB en casa	99
5 Etapa de pruebas	100
5.1.- Equipo a usar	100
5.2.- Medición de prototipos	101
5.3.- Análisis de entrada	102
5.4.- Análisis de salida	103
5.5.- Resultados y comentarios.....	111
6.- Procedimiento para el diseño del producto	114
6.1.-Objetivos	114
7.- Procedimiento de inspección de entrada y liberación del material	117
<hr/>	
7.1.- Objetivo.....	117
7.2.- Inspección de entrada.....	117
7.3.- Liberación de Material	118
8.- Procedimiento de manufactura y ensamble	120
8.1.- Objetivo.....	120
8.2.- Ensamble	120
8.3.- Soldadura	121
9.-Procedimiento para el aseguramiento de calidad, inspección y prueba del producto	123
9.1.- Objetivo.....	123
9.2.- Inspección visual.....	123
9.3.- Pruebas eléctricas.....	125
10.-Procedimiento y análisis de falla de rechazos en el cliente	128
10.1.- Objetivo.....	128
10.2.- Recepción y análisis del producto rechazado.....	128

11.- Conclusiones y recomendaciones	130
11.1.-Conclusiones Generales	131
11.2.-Recomendaciones	131
Bibliografía	133
Listado de tablas	137
Listado de programas	138
Listado de figuras	139
Apéndices	141
Glosario	141
Formatos	146
Diagramas de Flujo	149
Parámetros de Lámparas, Tiroides y Alambres, calibres vs corriente	153
Circuitos Típicos	155
Resumen Autobiográfico	161



UANL



SINTESIS

En la actualidad el uso de iluminación de carga resistiva, bulbos incandescentes, se ha ido sustituyendo por medios alternos de iluminación más eficientes, eg. lámparas fluorescentes. Para excitar el gas dentro de este tipo de lámparas es necesario el uso de circuitos eléctricos o electrónicos, llamados balastos (as). Los balastos proveen altos voltajes en la lámpara con el fin de ionizar el gas y controlan la corriente a través de la misma dentro de un nivel seguro de operación.

Las balastras en conjunto con las lámparas de gases, forman un circuito de bajo factor de potencia y alta contaminación de armónicos, THD. Lo cual perjudica las instalaciones eléctricas, ya que se demanda mas energía de la requerida, además de interferir en el óptimo funcionamiento de equipos electrónicos debido a la contaminación de armónicos.

La necesidad de controlar la corriente en las lámparas de gas recae en el comportamiento de la lámpara misma, la cual se comporta como una “resistencia negativa”, es decir existe una disminución en el voltaje a causa de un incremento en la corriente por la lámpara generando condiciones de “corto circuito”.

Antes de la ionización, la lámpara se puede aproximar a un circuito abierto y al momento del encendido la impedancia de la lámpara disminuye hasta un valor mínimo limitado por el inductor de la balastra, controlando de esta manera la corriente en condiciones normales de operación.

Los balastos más sencillos son los magnéticos, dichos balastos constan de un inductor, arrancador y un capacitor para el precalentamiento de los electrodos,

facilitando así el encendido de la lámpara, las desventajas de este sistema recaen el tamaño del inductor y en la frecuencia de operación, siendo la misma a la fuente de alimentación 50 o 60 Hz.

Al trabajar a bajas frecuencias, se produce el efecto denominado “flicker”, parpadeo, el cual produce fatiga en la vista y dolor de cabeza en algunas personas. Por otra parte el inductor usado en estas balastras es muy grande ya que valor del inductor es inversamente proporcional a la frecuencia de operación.

Para disminuir el tamaño del inductor y el efecto de “flicker” se ha optado por usar inversores, circuitos electrónicos con transistores que aumentan la frecuencia de operación a miles de Hz, los inversores típicos en el uso de balastros son el “Push-Pull” y el “Half-Bridge”, usados en bajo y alto voltaje respectivamente.

A pesar de que ambas topologías no son similares, el principio de operación es el mismo. Al arranque, se inyecta una pequeña señal eléctrica, ya sea auto- excitada por la diferencia entre transistores o bien por la carga-descarga de un componente para encender uno de los transistores.

La corriente en el primer transistor encendido aumenta rápidamente hasta saturar el núcleo del transformador, usado para el manejo de los transistores, en este momento el transistor no puede proveer la corriente necesaria para mantener el voltaje en el transformador y el voltaje inducido cae a cero apagando el transistor encendido. La rápida reducción en corriente en el transformador induce un voltaje en el transformador, dicho voltaje es aplicado al transistor que inicialmente se encontraba apagado, forzándolo a conducir, en este momento la oscilación comienza, generando una frecuencia de operación mucho mayor a 60Hz, típicamente 20-50Khz.

Otra forma de prender y apagar los transistores es por medio de circuitos integrados, los cuales controlan los voltajes de ionización y operación, corriente a través de la lámpara, frecuencia, precalentamiento de los electrodos y además algunos de ellos

cuentan con sistemas de protección. Estos circuitos integrados, se usan en las topologías “Half-Bridge” y en conjunto se les denomina “Balastos Inteligentes”.

La etapa alimentación de una balastra electrónica, típicamente consta de un rectificador de onda completa y un capacitor electrolítico como filtro, el cual nos entrega una fuente de directa, DC, no regulada.

Dicho capacitor, debe ser lo suficientemente grande para mantener un bajo rizado en el nivel de la señal de directa, DC. Esto significa que el voltaje de línea, AC, la mayor parte del tiempo es menor que el nivel de directa visto por el capacitor, por lo cual, el rectificador de onda completa conduce solamente en pequeñas porciones cada medio ciclo.

El capacitor evitando cambios bruscos de voltaje, bajo rizado, produce una serie de picos de corriente muy estrechos. Los cuales se ven reflejados en términos de la Distorsión Total de Armónicos, THD, “Total Harmonic Distortion” y su Factor de Potencia, PF, “Power Factor”. Típicamente este tipo de rectificadores tienen un factor de potencia del 50 al 70% y un gran contenido de armónicos mayores al 100%.

Usado técnicas de switcheo e inyección de señales se puede tener una señal casi senoidal en fase con el voltaje de entrada, es decir obtener un factor de potencia muy cercano al 100% y baja distorsión de armónicos.

Dentro de las técnicas de corrección con elementos pasivos del factor de potencia existen:

Circuito llenador de valles “Valley Filled” en la cual el valor de la capacitancia varia de valor casa medio ciclo obteniendo un factor de potencia típico de 90% y un rizado del 50%.

Técnicas de inyección de señales “Dither Signals” en la cual se utiliza el principio de linealización de un sistema no lineal de baja frecuencia inyectando una señal de muy alta frecuencia obteniendo un factor de potencia típico de 91% y un rizado del 12%.

Técnicas de cancelación de señales por retroalimentación “Charge Pump” donde se busca cancelar el voltaje del capacitor electrolítico por la retroalimentación y rectificación de una señal de alta frecuencia obteniendo un factor de potencia típico de 98% y un rizo del 10%. En esta topología al cancelar el voltaje del capacitor por la retroalimentación el sistema ve una impedancia equivalente, la cual, de cierta manera es puramente resistiva.

Dentro de las técnicas de corrección con elementos activos del factor de potencia existe:

La técnica de switcheo “Boost Converter”, en esta técnica es necesario el uso de componentes activos y especializados los cuales hacen un muestreo y analizan la señal de entrada y salida entregándonos una señal regulada de DC, es decir mantienen el mismo nivel de DC a diferentes valores de alimentación.

Para la selección de la técnica de corrección del factor de potencia en el diseño del balastro electrónico con alto factor de potencia y baja distorsión armónica, se uso el Pspice como herramienta indispensable en la simulación de modelos equivalentes.

Tomando como base los resultados de la simulación con circuitos equivalentes se escoge la técnica de corrección de factor de potencia más sencilla y económica que alimentara al balastro. Posteriormente se simulan las distintas partes en un mismo programa, permitiendo de esta manera predecir el comportamiento “ideal” de un producto final, llamado prototipo.

Por otra parte se ha generado el modelo de un componente electrónico, DIAC, el cual aun no había sido codificado en Pspice por proveedores.

1. - INTRODUCCION

1.1. -Descripción del problema

En la actualidad el uso de iluminación de carga resistiva, bulbos incandescentes, se ha ido sustituyendo por medios alternos de iluminación más eficientes, eg. lámparas fluorescentes.

Para excitar el gas dentro de este tipo de lámparas es necesario el uso de circuitos eléctricos o electrónicos, llamados balastos (as). Los balastos proveen altos voltajes en la lámpara al inicio de operación con el fin de ionizar el gas y controlan la corriente a través de la misma dentro de un nivel seguro de operación.

Las balastras en conjunto con las lámparas de gases, forman un circuito no lineal de bajo factor de potencia y alta contaminación de armónicos, THD. ®

El bajo factor de potencia y alto contenido de armónicos, THD, es perjudicial para las instalaciones eléctricas, ya que se demanda mas energía de la requerida, desperdiándose el excedente en forma de calor; además de interferir en el óptimo funcionamiento de equipo electrónico de precisión, eg. equipo de computo, audio y vídeo, debido a la contaminación de armónicos.

1.2. - Objetivo de la tesis.

Diseñar una balastro electrónica de alto factor de potencia, mayor a 90%, y baja distorsión armónica, menor a 20%, usando componentes pasivos, resistencias, capacitores e inductores de bajo costo y fácil acceso.

Demostrar que se puede diseñar circuitos pasivos de corrección de factor de potencia y filtrado de armónicos a un bajo costo.

Generar una guía de diseño para su aplicación en balastros electrónicos y técnicas de corrección del factor de potencia y disminución de armónicos.

1.3. - Hipótesis

El supuesto a ser probado; es posible diseñar una balastro electrónica con circuitos pasivos de bajo costo para la corrección de factor de potencia y filtrado de armónicos.

1.4. - Límites del estudio

Este estudio se limitará al análisis, simulación y diseño de un prototipo para balastro electrónica con alto factor de potencia $> 90\%$ y baja distorsión armónica $< 20\%$, usando componentes pasivos de bajo costo y fácil acceso. La balastro prototipo se diseñara para solo un tipo de lámpara, T8-30W, sin embargo, darán las bases para el diseño para cualquier tipo de lámpara.

Por razones de confidencialidad, solo se mostraran las señales correspondientes al voltaje y corriente tanto de entrada como salida y no se presentara detalle en señales de retroalimentación, switcheo, etc. A manera de confirmar los datos experimentales se anexaran los resultados obtenidos en laboratorio y una fotografia del prototipo final, mas no se hará entrega de él.

1.5. - Justificación

En la actualidad el uso de sistemas electrónicos es cada vez mas frecuente. La mayoría de estos sistemas son de características no lineales, lo cual implica un bajo factor de potencia y una alta contaminación de armónicos en las líneas de distribución eléctrica.

El problema del bajo factor de potencia y contenido de armónicos se ha atacado con Circuitos Integrados muy especializados y de difícil acceso, lo que los hace relativamente inalcanzables para diseños a baja escala o para su reparación en caso de falla.

Por lo anterior, es imperativo, atacar el problema de bajo factor de potencia y alta contaminación de armónicos, producido por el creciente uso de balastros en la iluminación de uso doméstico e industrial usando únicamente componentes de bajo costo y fácil acceso.

Es la propuesta de esta tesis llevar a cabo en la primera fase el diseño de un balastro prototipo con alto factor de potencia y bajo contenido de armónicos y posteriormente desarrollar los procedimientos de manufactura, basados en la construcción del prototipo, buscando como fin el desarrollo de una guía de diseño y manufactura a baja y mediana escala de balastros electrónicos con una baja inversión de capital

1.6. - Metodología

Primera fase:

Búsqueda bibliográfica.- antecedentes y estado del arte

Análisis de diseños de las publicaciones.

Desarrollar modelos de componentes electrónicos.

Simulación de diseños propuestos.

Selección de circuitos.

Desarrollo de prototipo

Pruebas eléctricas.

Análisis de resultados.

Segunda fase, basándose en la construcción del prototipo:

Procedimientos para el diseño del producto.

Procedimiento de inspección de entrada y liberación de material.

Procedimiento de manufactura y ensamble.

Procedimiento para el aseguramiento de calidad, inspección y prueba del producto.

Procedimiento de análisis de falla de rechazos en el cliente

1.7. - Revisión bibliográfica

El tema de inversores usados en fuentes de poder y balastos electrónicos se ha venido estudiando desde principios de siglo con la invención del transistor. Sin embargo día a día se desarrollan nuevas topologías de inversores, al mismo tiempo que la tecnología de magnéticos y semiconductores avanza.

Existen varias publicaciones que se enfocan solo en aclarar el funcionamiento de manera genérica el funcionamiento de los inversores con el fin de mantener los conceptos estables durante el tiempo y solo ir modificando los parámetros de los componentes. Otras publicaciones se preocupan por la optimización de algunas de las etapas del circuito queriendo vender algún producto de manera integrada, y muy pocas de ellas se preocupan por generar una guía de diseño, y aquellas que lo hacen dan a conocer ecuaciones sofisticadas, basándose en suposiciones dándonos un resultado erróneo a la hora de simular y evaluar un producto.

Por lo cual en esta tesis se busca generar una guía de diseño paso a paso, de diferentes tipos de configuraciones de balastos; magnéticos, electrónicos y esquemas de corrección del factor de potencia.

Por otra parte se ha generado el modelo de un componente electrónico, DIAC, el cual aun no había sido codificado en Pspice por proveedores.

Las ecuaciones presentadas en esta tesis se han desarrollado en la base a circuitos equivalentes, simulaciones y referencias bibliográficas. Dichas ecuaciones pueden verificarse por medio de los programas en Pspice presentados en el desarrollo de las mismas, o bien refiriéndose a las publicaciones que a continuación se mencionan y se

desglosan por autor en orden alfabético creciente y de acuerdo a su uso en la presente tesis.

[1] M. Luciano; M. Savatsano; F. Avallone. "Characterization of a New Device for Fluorescent Lamps Supplying", Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eight IAS Annual Meeting. Nápoles, Italia 1993

- Corrección de factor de potencia usando la técnica de llenado de valles "Valley Filled".

[2] Acevedo, Salvador, "Simulación en Pspice", ITESM-DIE, México, 1993

- Manual de operación del simulador Pspice

[3] Alling, William, "Preserving Lamp Life Using a Low cost Electronic Ballast with Compact Fluorescent Lamps, A new Approach", Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eight IAS Annual Meeting. Diablo Scientific Laboratories, LTD. IEEE, USA, 1993

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

- Corrección de factor de potencia usando la técnica de llenado de valles "Valley Filled".
- Descripción de diferentes tipos de arranque de los balastos.
- Caracterización de las balastras/lámpara con el tiempo.

[4] Bairanzade, Michael, "AN1543, Electronic Lamp Ballast Design" y "AN1601, Efficient Safety Circuit for Electronic Ballast", Motorola, USA, N/A

- Introducción al funcionamiento de una lámpara fluorescente.
- Breve descripción de balastos magnético.
- Breve descripción de balastos "Push-Pull".
- Describe el comportamiento de una lámpara al variar la frecuencia de operación.

- Comparación entre balastos “Push-Pull” y “Half-Bridge”.
- Diseño de balastro “Half Bridge”.
- Breve descripción de circuitos de seguridad.
- Corrección de factor de potencia de modo activo, Circuito Integrado MC34262.
- Descripción de nueva tecnología en semiconductores para su uso en balastos.

[5] Biswas, Sujit; Dhanuka, R.P., “Design Consideration for Economical Electronic Ballast”, Proceedings of the 1995 International Conference on Power Electronic and Drive Systems, IEEE, INDIA, 1995

- Descripción de una balastra por partes, filtrado, rectificación, etapa de potencia.
- Descripción de los parámetros a considerar en el diseño de una balastra.
- Corrección de factor de potencia usando la técnica de llenado de valles “Valley Filled”

[6] Biswas, Sujit, Dhanuka, R.P., “Reliability of Electronic Ballast In Industrial Fluorescent Lighting Applications”, Conference record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference 28th IAS Meeting, Dep. Of electrical Engg. Jadavpur University, India, 1993

- Comparación entre la balastra magnética y “Half Bridge”
- Breve descripción del funcionamiento de la balastra “Half-Bridge”
- Análisis de fallas
- Recomendaciones en el diseño

[7] Cosby Melvin, Nelms R.M., “A Resonant Inverter for Electronic Ballast Applications”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, USA, 1994

- Descripción de los diferentes circuitos resonantes en un balastro.
- Selección, análisis y diseño del circuito resonante en un balastro.
- Bosquejo de un circuito equivalente, para el análisis del circuito resonante.

[8] Dae Bong, Kim, "The new Generation Electronic Ballast, AN4005" Fairchild, Semiconductors, USA, 1999

- Corrección de factor de potencia de modo activo, Circuito Integrado KA7541
- Introducción al funcionamiento de una lámpara fluorescente.

[9] Dal Santo, "AN991, L6569-L6561 Lighting Applications with PFC", SGS-Thomson, Microelectronics, USA, N/A

- Corrección de factor de potencia de modo activo, Circuito Integrado L6561
- Diseño de balastro inteligente, Circuito Integrado L6569

[10] G. Calabrese, "A new High Voltage IC driver for Electronic Lamp Ballast", SGS-Thomson, Microelectronics, USA, N/A

- Diseño de balastro inteligente, Circuito Integrado L6569
- Diseño y aplicaciones del L6569

[11] Goldwasser, Samuel, "Inverters to power Fluorescent Lamps from Low Voltage V1.13 DC", <http://www.misty.com/~don/flvdc.html>, Internet, 1997 & "Various Schematics and Diagrams V1.61", <http://www.repairfaq.org/sam/samschem.htm>, Internet, 1998

- Balastos "Push-Pull" diferentes capacidades.

[12] Haver R.J., "The Veredict Is In: Solid State Fluorescent Ballasts Are Here", EDN Magazine, 1976.

- Diseño de balastras electrónicas, topología "Push-Pull"

[13] International Rectifier, "IRPLLNR1 Powirlight, Reference Design: Linear Ballast", International Rectifier, USA, 1997

- **Corrección de factor de potencia de modo activo, Circuito Integrado LX1562**
 - **Diseño de balastro inteligente, Circuito Integrado TlC339 y IR2153**
- [14] **International Rectifier, “IRPLCFL1 Powirlight, Reference Design: Compact Ballast”, International Rectifier, USA, 1997**
- **Diseño de balastro inteligente, Circuito Integrado IR51H420 (IRF2151 y Hexfets integrados)**
- [15] **K, Ghanem, “A New Single Phase Buck-Boost Converter with Unity Power Factor”, Groupe de recherche en electronique de puissance et commande de technologie superieure, IEEE, USA, 1993**
- **Propuesta de corrección de factor de potencia usando topologías “Buck y Boost Converter” en un mismo circuito.**
- [16] **Kloss, Albert, “A basic guide to power electronics”, Chichester, Wiley, 1984**
-
- UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
- **Diseño de inversores “Push-Pull”**
 - **Criterios de selección de componentes de potencia**
- [17] **L. Malesani; L. Rosseto; G. Spiazzi “High Efficiency Electronic Lamp Ballast with Unity Power Factor”, Industry Applications Society, Annual meeting, USA, 1992**
- **Corrección de factor potencia usando técnicas de inyección de señal**
 - **Diseño de un balastro alternativo usando un switch. “Soft Switching”**
- [18] **Lee, Chul H., “A unity power factor High frequency parallel resonant Electronic Ballast”, Dep. Of Electrical Engineer Korea Advance Institute of Science and Technology, IEEE, Korea, 1990**

- **Diseño de un balastro "Push Pull"**
- **Corrección de factor de potencia, retroalimentación inductiva**

[19] **Lenk, John, "Manual Simplificado para el proyecto de circuitos de estado sólido", Diana, México, 1977**

- **Diseño simplificado de topologías "Push-Pull"**

[20] **Licitra C.; Malesani L.; Spiazzi G., "Single-ended soft-switching electronic ballast with unity power factor", Departamento de Eléctrica y electrónica y sistemas de ingeniería, Universidad de Catania, IEEE, Italia, 1991**

- **Corrección de factor potencia usando técnicas de inyección de señal**
- **Diseño de un balastro alternativo usando un switch. "Soft Switching"**

[21] **Lio, Jan-Bin, "Single switch unity-power-factor dimmable fluorescent lamp ballast circuit", Electronics Letters. IEE, USA, 1996Vol.32 N°3**

- **Corrección de factor potencia usando técnicas de inyección de señal**
- **Diseño de un balastro alternativo con capacidad de variación de intensidad (dimmable) usando un switch. "Soft Switching"**

[22] **Klipstein, Don "Some bits of Discharge Lamp Theory and Other Technical Information", <http://www.misty.com/~don/dschtech.html>, internet, 1999**

- **Información general sobre teoría y funcionamiento de una lámpara fluorescente**

[23] **Ludovicus Oostvogels; Gavas Angelo; Vos Lucas; Sotelo Enrique, "Improvements in a Ballast Circuit" Patentes con numero de serie 09/441945 & 09/543335.**

- Circuito para eliminar el parpadeo “flicker”
- Circuito “Shut Down” de protección en condiciones anormales de operación.

[24] Qiang, Jinrong, **Advanced Singled-State power factor correction techniques**, Virginia Polytechnic Institute and State University, USA, 1997

- Diseño de diferentes topologías de corrección de factor de potencia “Charge Pump”
- VS-CPPFC. Retroalimentación de voltaje.
- VS-CPPFC-LFSR Retroalimentación voltaje con segundo circuito resonante.
- CS-CPPFC Retroalimentación de corriente.
- VSCS-CPPFC Retroalimentación voltaje – corriente.
- CIC-VSCS-CPPFC Corriente de entrada continua con retroalimentación voltaje corriente.

[25] Ribarich, Thomas, “A new procedure for high-frecuency electronic ballast design”, IEEE Industry Application Society, USA, 1997

- Diseño de balastro inteligente, Circuito Integrado IR2157

[26] Ribarich, Thomas, “A systems Approach to Ballast IC Design”, International Rectifier Lighting team, USA, 1999

- Diseño de balastro inteligente, Circuito Integrado IRF2153, IR2157, IRF2159
- Presentación de software para diseño de balastras BDA, “Ballast Design Assistant”

[27] Saber Electrónica, “Protección Electrónica para Circuitos”, Televisa, México, Año 7, N°1

- **Diseño de circuitos de protección, fusibles electrónicos**

[28] **Samsung Electronics, “Conventional Ballast and Electronic Ballast”, Samsung Electronics, 1995 data book, USA, 1995**

- **Diseño de balastro magnético**
- **Diseño de balastro electrónico**
- **Ejemplo de balastos “Half Bridge”**
- **Corrección de factor de potencia de modo activo, Circuito Integrado KA7524**
- **Consideraciones en la selección de transistores**

[29] **SGS Thomson, “SF4517, Compass Chapter 2-Lighting”, “Electronic light ballast” , “Bipolar transistors for electronic Lighting”, SGS-Thomson, Microelectronics, USA, N/A**

- **Selección de transistores, diodos, Diac, circuitos integrados para corrección del factor de potencia y manejo de un balastro de manera inteligente, arrancadores. De acuerdo a la topología y potencia**

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

[30] **Sierra Jorge; Kaiser Walter, “Comparison of fluorescent lamp stabilization methods in the current-fed push-pull inverter”, IEEE, Brasil, 2000, Vol.36 N°1**

- **Diseño paso a paso de una balastra “Push-Pull”.**
- **Comparación de entre limitadores de corriente Capacitivo e Inductivo**
- **Análisis de sensibilidad**

[31] **Sotelo Enrique; Millán Horman, “Proyecto de Análisis del Diseño y del Proceso de Manufactura de Balastras Electrónicas, Industrial Colmes,” ITESM-CSIM-LIDIME, México, 1996**

- **Estudio de balastro “Half Bridge”**

- **Análisis y simulación en Pspice de diferentes esquemas de rectificación “convencional y llenador de Valles” en una balastra electrónica “Half Bridge”**
- **Propuesta de un modelo de DIAC en Pspice.**
- **Diseño de experimentos.**
- **Verificación experimental de resultados.**

[32] Yu T. H.; Huang H; Wu T. F., “Self Excited Half-Bridge Series Resonant Parallel Loaded Fluorescent Lamp Electronic Ballast”, Tenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. Conference Proceedings. Power Electronics Applied Research Laboratory, National Chung Cheng University, China, 1995

- **Descripción de la operación de una balastra “Half-Bridge” disparada por un DIAC**
- **Análisis del circuito resonante, circuito equivalente.**
- **Análisis de estrés en componentes**

[33] Takahashi, Isao, “Power Factor Improvement of a Diode Rectifier Circuit by Dither Signals”, Nagaoka University of Technology, Japan, 1990

- **Principio de linearización por medio de la inyección de señales de alta frecuencia.®**
- **Diseño de un balastro electrónico con factor de potencia unitario y bajo THD.**

[34] Wood, Peter, “Fluorescent Ballast Design Using Passive P.F.C. and Crest Factor Control”, International Rectifier Corporation, USA, N/A

- **Corrección de factor de potencia usando la técnica de llenado de valles “Valley Filled”.**
- **Diseño de balastro inteligente, Circuito Integrado IR2153.**

2. - ANTECEDENTES Y ESTADO DEL ARTE

2.1. - Introducción

En el presente trabajo se analizará el diseño de los diferentes tipos de balastras, magnéticas y electrónicas. Dentro de las balastras electrónicas, BE, se estudiarán sus dos principales topologías, “Push-Pull” y “Half-Bridge”, y se hará una breve descripción de topología alternas, Balastras Inteligentes y aquellas con un solo dispositivo de switcheo.

Posteriormente se analizarán varias propuestas en la corrección del factor de potencia, se simularán y analizarán los resultados, sobre la base a ello se seleccionará una balastro para su estudio a nivel prototipo.

2.2. - Breve descripción del funcionamiento de una lámpara gas. [4]

[8] [22]

El funcionamiento de una lámpara de gas depende de varios factores, y sus características no son las mismas en el encendido y en su funcionamiento de estado estable. A continuación se explicaran de manera breve las características de una lámpara de gas y la necesidad de un balastro (a). Se utilizara el termino balastro (a) de manera indiferente en el desarrollo de la presente.

2.2.1. - Voltaje de ionización.

Cuando una lámpara de gas se encuentra apagada, no existe corriente eléctrica circulando a través de ella, asumiendo así una impedancia aparente infinita. Cuando se aplica un voltaje a lo largo de la lámpara lo suficientemente grande para alcanzar la ionización del gas, la mezcla de gas y vapor de mercurio se ioniza creando un arco eléctrico a lo largo de la lámpara. Produciendo al mismo tiempo una corriente circulante en ella.

El valor del voltaje de ionización (500 –1200V) es función de diversos factores tales como:

- a) Tipo de gases mezclados en la lámpara.
- b) Presión de llenado y temperatura interna.
- c) Largo y diámetro del tubo.
- d) Tipo de electrodos: fríos o calientes.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

2.2.2. - Voltaje de encendido u operación.

Una vez que la lámpara ha generado el arco eléctrico, el voltaje en la lámpara baja a lo que se conoce como voltaje de encendido (40-110V) dicho voltaje es función de los mismos factores que el voltaje de ionización.

2.2.3. - Corriente de operación

En una lámpara de gas, el arco eléctrico se incrementa proporcionalmente al aumento de corriente, aumentando tremendamente la concentración de iones y electrones libres, por lo tanto el gas se hace más conductivo.

Si se duplica la corriente en la lámpara, generalmente se duplica la concentración de átomos que excitan al gas, liberando electrones. La concentración de iones debe igualar en número a los electrones libres; pero cada átomo excitado es bombardeado por dos electrones libres, hay dos veces más electrones que átomos excitados.

El promedio de energía cinética en los electrones libres debe disminuir para que la concentración de iones se duplique. Para esto, el campo eléctrico en la descarga debe disminuir, aumentando la conductividad y la corriente a través de ella, a este fenómeno se le conoce como “resistencia negativa”.

Una vez que la lámpara está en operación, un incremento en corriente aumentará la conductividad de lámpara, permitiendo fluir más corriente. Este proceso no se estabiliza hasta que:

- a) Una fracción grande de átomos fácilmente ionizables se ionizan
- b) La relación de iones / electrones libres es tan grande que a mayor cantidad de iones se daña de algún modo la movilidad de electrones libres.
- c) Las limitaciones de la alimentación o cableado limitan la corriente. En este punto, la corriente puede ser tan grande como 100 Amperes fundiendo fusibles y dañando permanentemente los sistemas eléctricos que no cuenten con la protección adecuada, incluyendo el cableado eléctrico y a la lámpara.

2.2.4. -Resistencia Negativa y el porque del balastro.

El término "resistencia negativa" se refiere a una disminución en el voltaje que resulta de un aumento en la corriente por la lámpara, si no se limita se puede generar una condición de "corto circuito". Por lo que conectar la lámpara directamente a una fuente del voltaje no es una buena idea. La corriente a través de una lámpara de gas se puede limitar por medio de una resistencia, la cual claramente desperdiciaría mucha energía, por lo que se ha optado por inductores para realizar dicha tarea, a dichos inductores se les conoce como balastos. Se pueden usar capacitores en casos muy especiales, véase balastos "Push-Pull".

2.2.5. - Añejamiento de la lámpara.

Los parámetros como voltajes de ionización y de encendido son además función del tiempo, para fines prácticos se consideran constante. Cuando el gas de la lámpara se añeja, sus parámetros eléctricos se degradan, es decir, varían dando por consecuencia menos luz por la misma potencia.

Es por ello que se debe diseñar una balastra que asegure después de 8000 horas un correcto desempeño.

2.3. - Balastra Magnética [4] [6] [27]

Este tipo de balastra es muy común, económico y de fácil diseño, el cual consta de un inductor en serie con la lámpara y de un arrancador bi-metálico, ver figura #1.

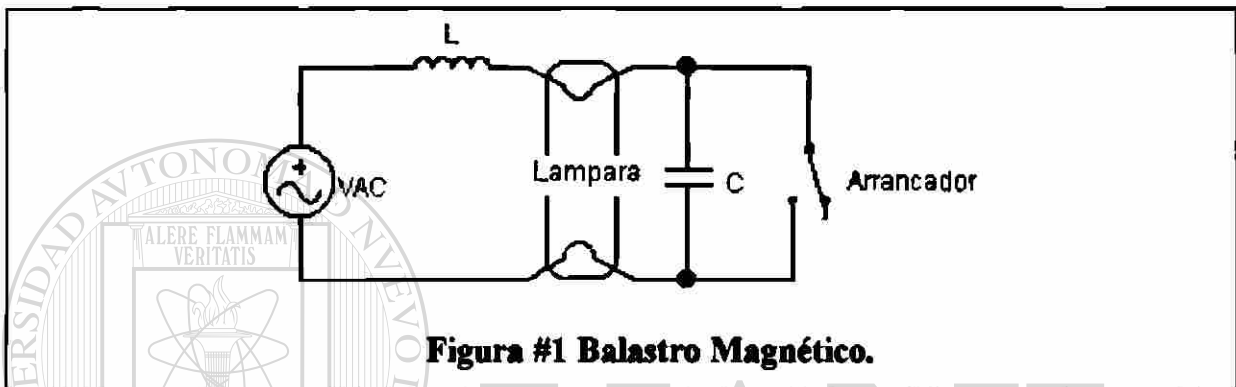


Figura #1 Balastro Magnético.

Los electrodos de la lámpara se pueden calentar durante el encendido para facilitar su arranque, aumentando la emisión de electrones y disminuyendo la necesidad de un voltaje de arco muy grande, es por ello que el capacitor "C" es incluido en el circuito.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

®

2.3.1. - El arrancador.

El arrancador consta es un "switch de gas, base neón" con terminales bi-metálicas, el cual esta normalmente abierto. Cuando se aplica voltaje el gas dentro del arrancador se ioniza, calentando sus terminales bi-metálicas, cerrando de esta manera el switch, al cerrarse el switch el gas se desioniza y por lo tanto las terminales se enfrían y abren nuevamente dando por consecuencia un cambio abrupto de corriente en el inductor "L", dado que los inductores no aceptan cambios bruscos de corriente se produce de este modo un cambio brusco de voltaje, voltaje de ionización.

2.3.2. - El “flicker”, parpadeo.

Cuando el voltaje de entrada baja lo suficiente, el gas en la lámpara se desioniza repitiéndose el ciclo de encendido y pagado. Por lo tanto tenemos el fenómeno de “flicker” a la frecuencia de alimentación 50 o 60Hz. Debido a esto es recomendable colocar dos lámparas alimentadas por diferentes fases con el fin de disminuir el “flicker” ya que cuando una lámpara esta apagada la otra esta encendida. El fenómeno del “flicker” esta relacionado con la fatiga de la vista y el dolor de cabeza de las oficinas donde se utilizan lámparas operadas por balastras magnéticas.

2.3.3. - Operación del balastro Magnético.

Durante el encendido la impedancia de la lámpara disminuye hasta un valor mínimo limitado por el inductor “L”.

La impedancia de un inductor es:

$$Z = L * \omega \quad (1)$$

Donde:

Z= Impedancia en Ohms

L= Inductancia en Henry

$\omega=2\pi f$

f= frecuencia en Hertz

La corriente de operación de la lámpara esta en función de su potencia y del voltaje de operación.

$$I_{rms} = \frac{P_{tubo}}{V_{on}} \quad (2)$$

Donde:

I_{rms} = corriente en la lámpara

P_{tubo} = Potencia del tubo

V_{on} = Voltaje en estado estable de la lámpara

La impedancia vista por el Inductor es:

$$Z = \frac{(V_{ac} - V_{on})}{I_{rms}} \quad (3)$$

Donde:

V_{ac} = Voltaje de alimentación.

V_{on} = Voltaje de operación de la lámpara.

De la ecuación (1) resolvemos para L:

$$L = \frac{Z}{2 * \pi * f} \quad (4)$$

Para minimizar las perdidas de cobre en el inductor se recomienda usar una densidad de corriente máxima de 4.5 A/mm². Ver tabla de “calibres vs. corrientes” en el anexo. Con este dato se selecciona el tipo de alambre para el embobinado.

2.4. - Balastros electrónicos.

De la ecuación (4) nos damos cuenta que a mayor frecuencia menor es el valor de la inductor, menor tamaño y por lo tanto hay menores pérdidas de cobre, dando así una mejor relación entre la luz producida y la potencia utilizada; por otra parte se ha comprobado que la eficiencia de la lámpara aumenta junto con la frecuencia de operación y a su vez el “flicker” disminuye al aumentar la frecuencia. [4] [6].

Lo anterior nos muestra una gran ventaja en el diseño de balastros operados a altas frecuencias, balastros electrónicos. Apoyados en la electrónica podemos monitorear y controlar las condiciones de operación en la lámpara, de una manera más eficaz y compacta, comparada con el uso de los balastros magnéticos.

2.4.1.- Balastra “Push-Pull” [4] [11] [12] [16] [18] [19] [29]

La principal ventaja del balastro “Push-Pull” recae en que puede sostener un corto circuito en la salida sin daño en los transistores (asumiendo que los transistores usados son de potencia y que pueden sostener altas corrientes) dado a que los emisores están conectados a tierra. Sin embargo el desbalance entre transistores y el circuito magnético trae consigo picos de voltaje muy grandes en terminales de los transistores, lo cual hace difícil usar esta topología para voltajes de línea mayores a 120V.

2.4.1.1. - Balastro “Push-Pull” baja potencia $\leq 50W$.

Cuando el voltaje de directa “Vcc”, figura #2, es aplicado, algo de corriente circula por los dos transistores de conmutación. Como los dos transistores no son eléctricamente idénticos, uno de ellos pasa mas corriente que el otro. Esta diferencia, “corriente de arranque”, induce un voltaje en el transformador. Las polaridades del transformador deben ser tales que el transistor que inicialmente paso más corriente este polarizado en saturación “encendido” mientras que el otro se encuentre “apagado”. Obsérvese en la figura #2 que el mismo transformador es utilizado para manejar los transistores y entregar la potencia a la carga.

La corriente en el transistor encendido aumenta rápidamente hasta que el núcleo del transformador queda saturado, en este momento el transistor no puede proveer la corriente necesaria para mantener el voltaje en el transformador y el voltaje inducido cae a cero, apagando el transistor encendido. La rápida reducción en corriente en el transformador induce un voltaje en el transformador, dicho voltaje es aplicado al transistor que inicialmente se encontraba apagado, forzándolo a conducir, en este momento la oscilación comienza.

En pocas palabras la operación de este circuito se basa en la saturación del núcleo del transformador cuando el flujo magnético excede el máximo valor que puede ser sostenido por el núcleo. Donde se deben cumplir las ecuaciones (5 y 6).

El campo magnético esta dado por:

$$H_s = \frac{N_p * I_p}{l} \quad (5)$$

Donde:

H_s = Campo magnético de saturación en A/Cm

N_p = Numero de vueltas en el primario

I_p = Corriente en el primario

l = perímetro del núcleo efectivo en cm

La frecuencia de operación, cuando el núcleo excede al máximo flujo magnético que puede ser sostenido esta dada por:

$$f = \frac{V_p * 10^4}{4 * N_p * A_c * B_s} \quad (6)$$

Donde:

f = Frecuencia en Hertz

V_p = Voltaje en el primario

N_p = Numero de vueltas en el primario

A_c = Área transversal del núcleo en cm^2

B_s = Flujo magnético de saturación en Teslas

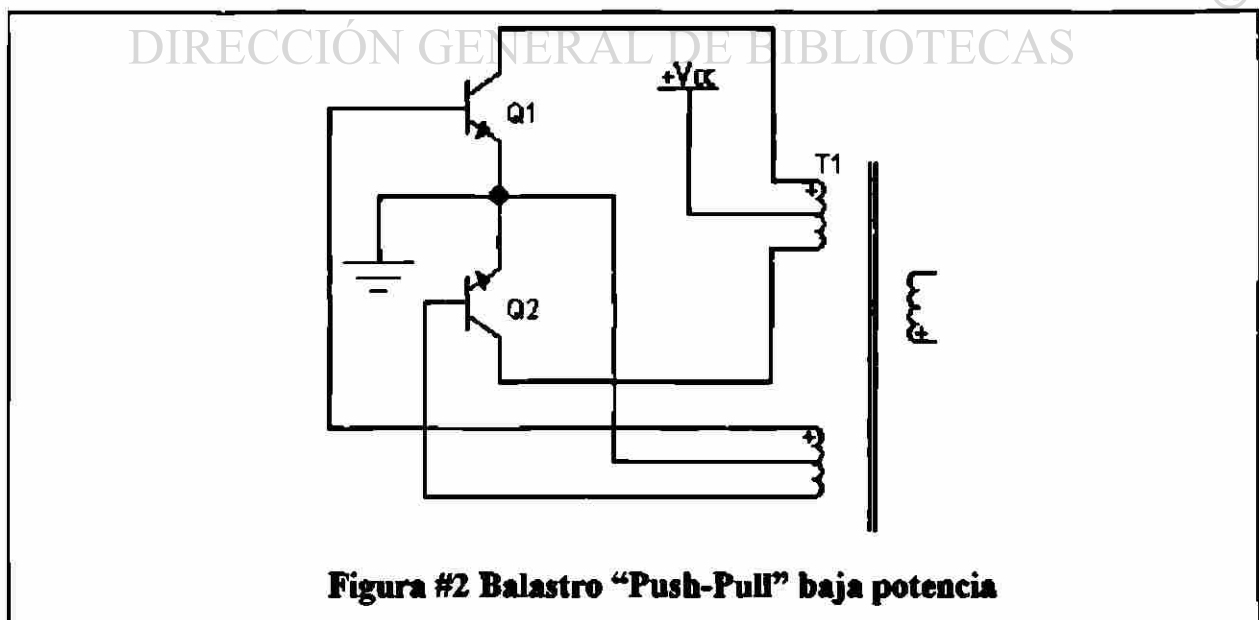


Figura #2 Balastro "Push-Pull" baja potencia

Las ecuaciones (5) y (6) nos dan la información necesaria para la selección del núcleo a utilizar y sobre la operación del balastro. En la parte referente a la balastra “Half-Bridge” veremos que existen otros factores que afectan la frecuencia de operación.

2.4.1.2. - Balastro “Push-Pull” mediana y alta potencia. ($\geq 50W$)

Como se observa en la figura #3 existen dos transformadores, uno de ellos es utilizado para manejar los transistores, “transformador de saturación” y el otro es utilizado para entregar la potencia a la carga el cual “no” debe saturarse, “transformador de potencia o salida”.

La señal de T1 es retro-alimentada por medio de la resistencia R_{fb} , la cual es aplicada a la base de los transistores por medio del transformador T2, el cual “si” debe saturarse. Con suficiente retro-alimentación y en presencia de un voltaje de directa, la balastra opera de la misma manera que la balastra de la figura #2.

Dado que el transformador que soporta el voltaje de colectores no se satura y no es el responsable de la frecuencia de oscilación, los picos de voltaje en los transistores y corriente disminuyen considerablemente al igual que las pérdidas de potencia.

Es recomendable utilizar un segundo transformador para manejar la base de los transistores y la frecuencia de oscilación, logrando de esta manera manejar más potencias a la salida. Dado que el transformador T2 esta retro-alimentado por medio de R_{fb} de T1, se puede ajustar la frecuencia de saturación ajustando para ello el valor de R_{fb} .

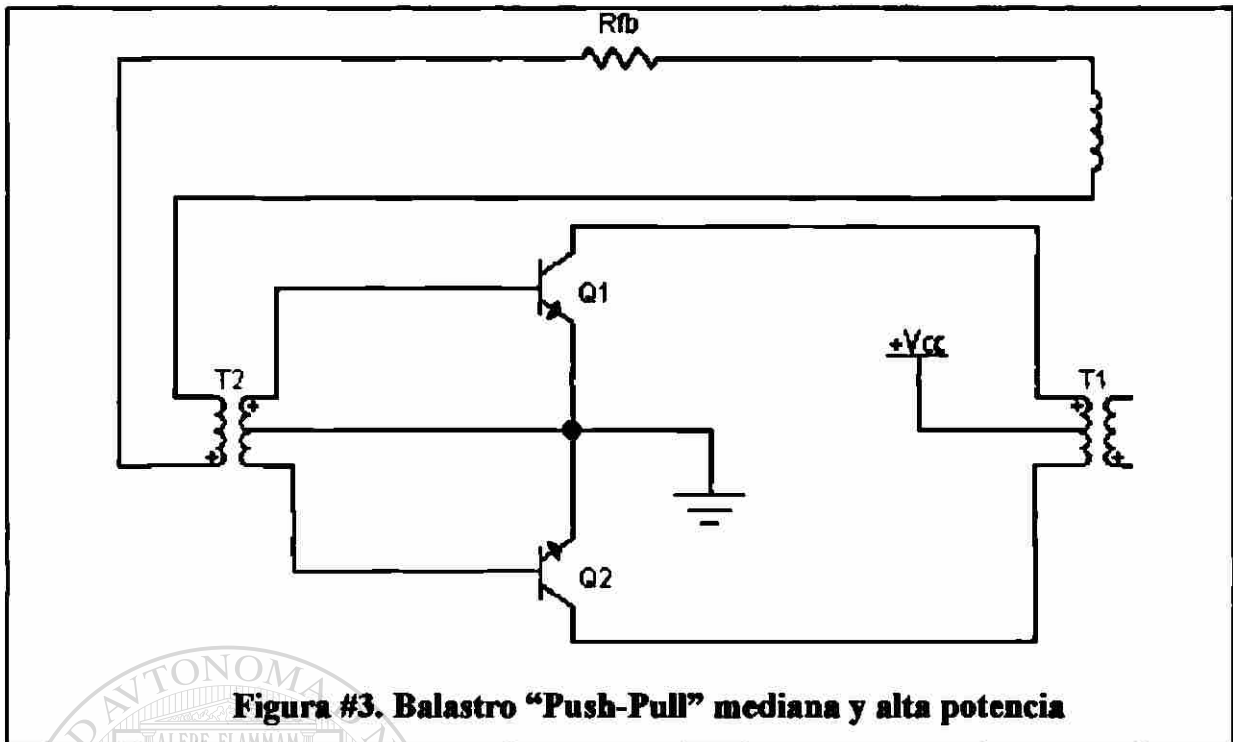


Figura #3. Balastro "Push-Pull" mediana y alta potencia

Las ecuaciones (5) y (6) siguen siendo útiles para el diseño de los transformadores tomando en cuenta que el transformador T1 "no" debe saturarse por lo que H_s y B_s pasan a ser H_m y B_m , campo y flujo magnético medio respectivamente.

2.4.1.3.- Esquemas de arranque en balastras "Push-Pull".

Las balastras del tipo "Push-Pull" son en si auto-excitables como se menciona en párrafos anteriores; sin embargo los circuitos mostrados en las figuras # 2 y 3 no necesariamente se auto-excitan al aplicarles una carga de trabajo grande. Para esto los transistores se polarizan en conducción por medio de un divisor de voltaje en la base del circuito como se muestra en la figura #4.

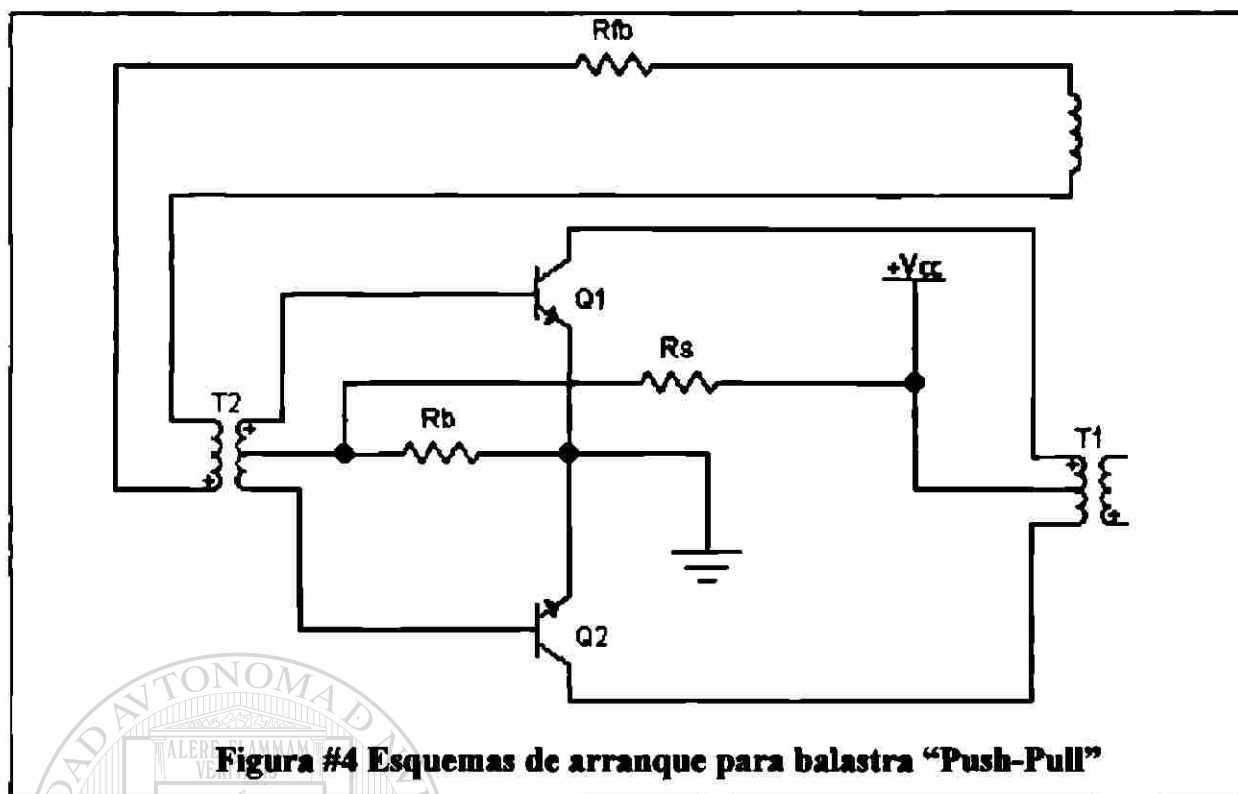


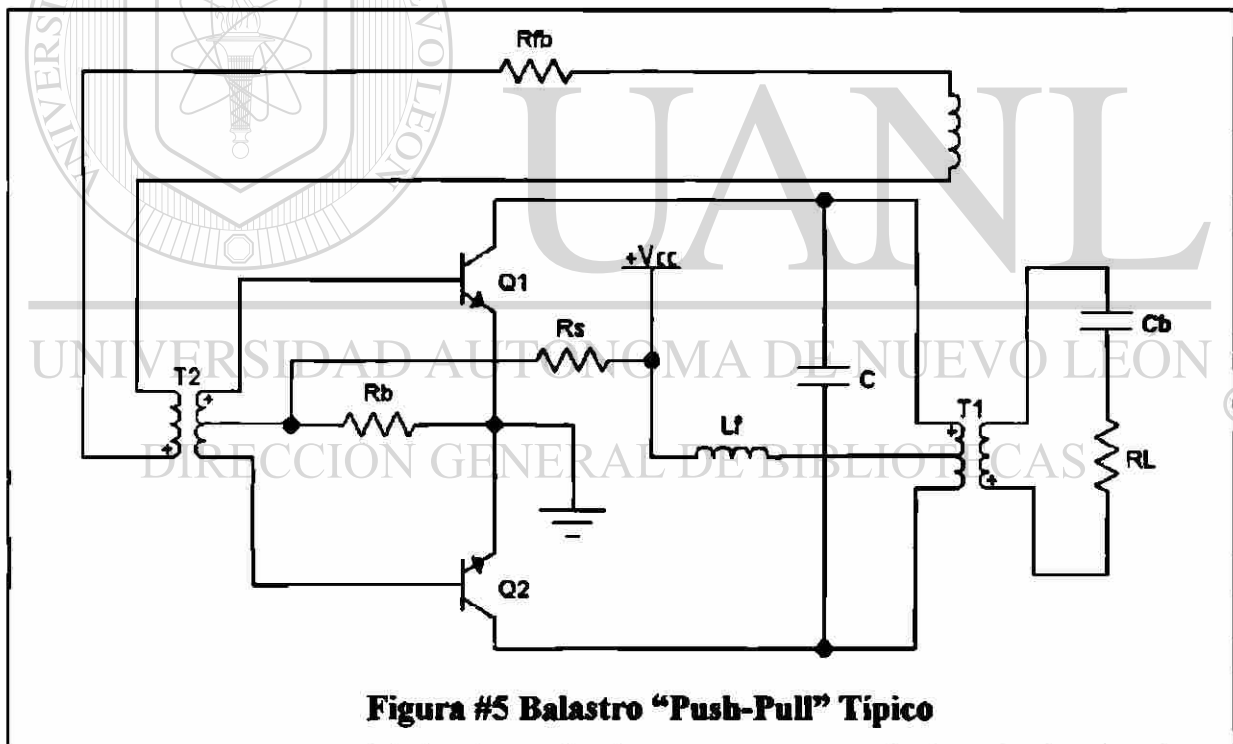
Figura #4 Esquemas de arranque para balastra "Push-Pull"

Inicialmente ambos transistores están polarizados al momento de alimentar la balastra, pero como se menciona en párrafos anteriores por cuestiones de desbalance un transistor conducirá primero que el otro. Llevándose así la excitación de la balastra.

La resistencia "Rb" puede sustituirse por un diodo dando de esta manera una alta impedancia al encendido y una baja resistencia mientras la balasta esta excitada, disminuyendo así las perdidas de potencia en la resistencia "Rb". La desventaja de esta técnica es que la alta impedancia del diodo a condiciones de carga de trabajo grande puede causar inestabilidad térmica en altas temperaturas de operación [16], por lo que se recomienda usar una resistencia en conjunto con el diodo para obtener el mayor rendimiento del sistema.

2.4.2. - Consideraciones de diseño, balastos “Push-Pull”.

El voltaje de excitación V_{cc} debe de ser filtrado por medio de un inductor “ L_f ”, el capacitor “ C_b ” es utilizado como elemento de estabilización, balastro. El capacitor “ C ” junto con el inductor del primario del transformador “ T_1 ” nos dan el circuito resonante figura #5. Para facilitar el diseño se recurre a un esquema equivalente refiriendo a la resistencia de la lámpara R_L y al elemento de estabilización, capacitor C_b , al primario del transformador de salida, con valores R_{lp} y C_{be} respectivamente, como se muestra en la figura #6.



2.4.2.1. - Calculo del filtro de entrada, inductor Lf.

El valor del Inductor de filtrado, Lf, se escoge a prueba y error hasta obtener el valor de rizo de corriente deseado, evitando así, variaciones de corriente en la carga. Una buena aproximación [30] para calcular el valor de este inductor se presenta en la ecuación (7).

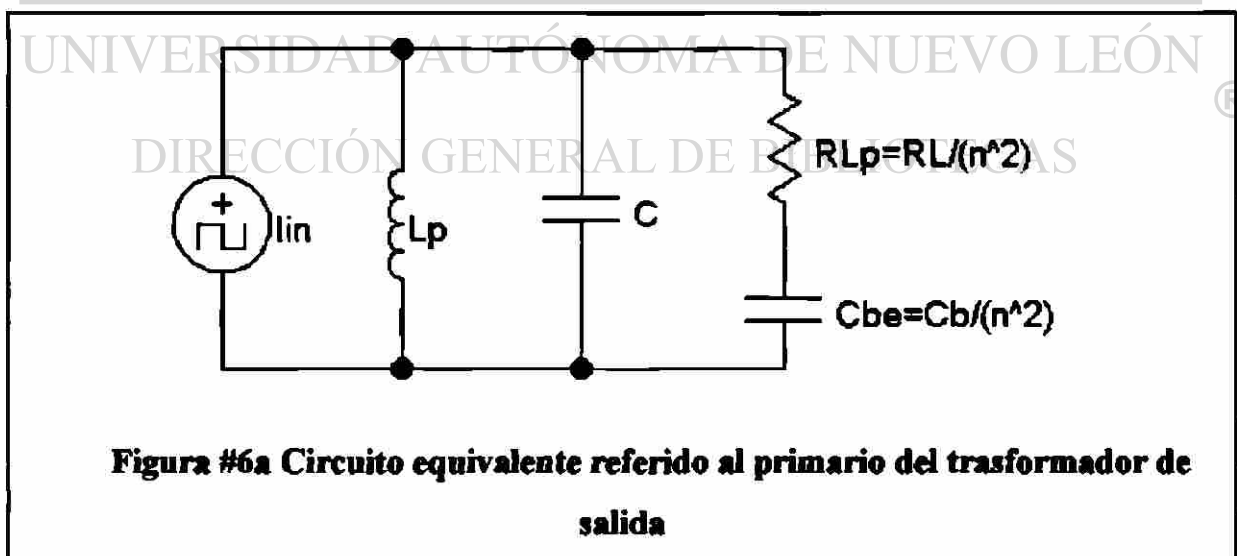
$$L_f = 0.661 * \frac{V_{dc}}{2 * \pi * f * \Delta I} \quad (7)$$

Donde:

Vdc: Voltaje de directa, Vcc.

f: frecuencia de operación en Hz

ΔI: rizo de corriente deseado



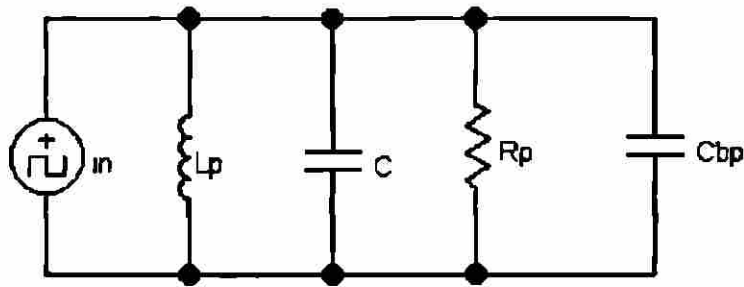


Figura #6b Circuito equivalente para análisis de salida de un balastro “Push-Pull”, Componentes en paralelo.

2.4.2.2. - Calculo de parámetros básicos del “transformador de potencia”.

El voltaje visto por el primario del transformador de salida es mostrado en la ecuación (8) y la relación de vueltas entre el secundario y el primario queda definido por la ecuación (9).

Voltaje en el primario del transformador de salida.

$$V_p = \frac{\Pi * V_{dc}}{2} \quad (8)$$

Relación de vueltas entre el secundario y el primario del transformador de salida.

$$n = \frac{V_{oc}}{V_p} \quad (9)$$

Donde:

V_{oc} : es el voltaje de circuito abierto

2.4.2.3. - Calculo de componentes reflejados en paralelo al primario del transformador de salida.

Si la figura #6a se modificara de tal modo que todos los componentes queden en paralelo se hablaría de R_p como la transformación de RL_p y de C_{bp} como transformación de C_{be} , figura #6b. [30]

Donde:

$$R_p = \frac{V_p^2}{2 \cdot P} \quad (10)$$

$$Q = \sqrt{\frac{R_p}{RL_p} - 1} \quad (11)$$

$$C_{bp} = \frac{Q}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R_p} \quad (12)$$

Donde:

V_p = Voltaje en el primario

P = Potencia de salida

RL_p = Resistencia de la lámpara reflejada al primario (RL/n^2)

Q = Factor de Calidad

f = Frecuencia de oscilación en Hz

2.4.2.4. - Calculo de componentes de salida, Elementos de estabilización y resonancia.

Con el calculo de los elementos en paralelo reflejados al primario del transformador de salida es posible calcular la capacitancia estabilizadora, ecuación (13), usada como limitador de corriente, al igual que los componentes que forman el circuito resonante como el capacitor "C" y el inductor del primario del transformador "T1".

Capacitancia de estabilización, figura #5.

$$C_b = \left(\frac{Q^2 + 1}{Q^2} \right) * \frac{C_{bp}}{n^2} \quad (13)$$

Capacitancia oscilación, figura #5:

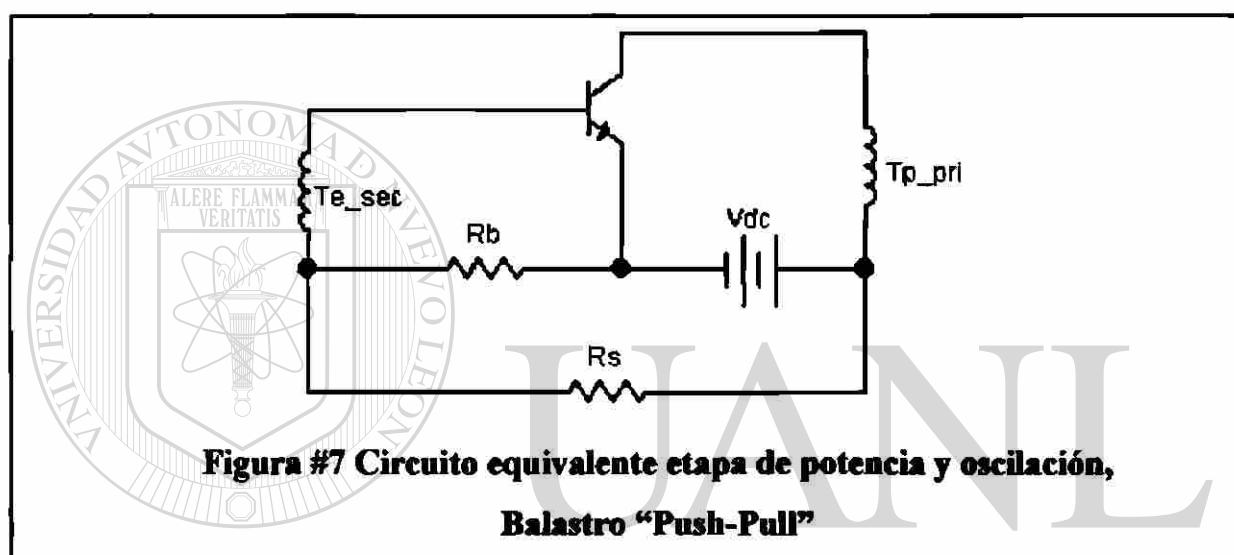
$$C = \left(1.35 * \Pi * \sqrt{\frac{Rl}{8 * R_p} - 1} \right) C_{bp} \quad (14)$$

Inductancia del primario del transformador de potencia, figura #5:

$$L = \frac{1}{C_{bp}} * \frac{1}{(2 * \Pi * f)^2 + \left(\frac{1}{2 * R_p * (4 * C + C_{bp})} \right)^2} \quad (15)$$

2.4.2.5. - Diseño del transformador de Potencia.

Dado que la balastra Push-Pull es simétrica podemos referirnos a la figura #7 para el diseño de los transformadores de excitación y potencia al igual que las resistencias de excitación.



Como se puede observar la corriente del devanado primario del transformador de potencia, transformador de salida, "I (Tp_pri)" es igual a la corriente del colector del transistor de potencia "Ic".

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} \quad (16)$$

Donde:

η = eficiencia del transformador (90-95%)

Reacomodando la ecuación (2) podemos obtener el valor de la corriente " $I_c = I$ (Tp_pri)", ecuación (17):

$$I_c = \frac{P_{in}}{V_{dc} - V_{ce}} \quad (17)$$

Donde:

P_{in} = Potencia de la lámpara más pérdidas de la balastro

V_{ce} = Voltaje Colector Emisor de saturación.

V_{dc} = Voltaje de alimentación de directa.

Como la corriente de colector, I_c , es igual a la corriente del primario del transformador, I_p , se puede reacomodar la ecuación (5) para obtener el numero de vueltas del primario del transformador de excitación:

$$N_p = \frac{l * H}{I_p} \quad (18)$$

Donde:

H = Campo magnético en A/Cm

H_s , (campo magnético de saturación) para el diseño con un transformador

H_m , (campo magnético medio) para el diseño con dos transformadores

N_p = Numero de vueltas en el primario

I_p = Corriente en el primario (en este caso la del colector, I_c)

l = perímetro del núcleo efectivo en cm

Nota: Se requiere comprobar la frecuencia de operación, dada por la ecuación (19) y realizar los cálculos de nueva cuenta, para todos los componentes donde la frecuencia de oscilación sea un parámetro crítica.

La frecuencia de oscilación por la saturación de un transformador esta dada por la ecuación (19).

$$f = \frac{V_p * 10^4}{4 * N_p * A_c * B} \quad (19)$$

Donde:

f = Frecuencia de oscilación en Hertz

V_p = Voltaje en el primario (en este caso “ $V_{dc} - V_{ce}$ ”)

N_p = Numero de vueltas en el primario

A_c = Área transversal del núcleo en cm^2

B = flujo magnético en Teslas

B_s , (flujo magnético de saturación) para el diseño con un transformador

B_m , (flujo magnético medio) para el diseño con dos transformadores

De la ecuación (9) y (18) se obtiene el número de vueltas del secundario del transformador de potencia “ T_p ”.

$$N_s = nN_p \quad (20)$$

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

®

2.4.2.6. - Calculo de resistencias de excitación, R_{fb} , R_s y R_b .

El valor de la resistencia, “ R_{fb} ”, es usualmente seleccionada de tal modo que el voltaje en el primario del transformador de excitación sea la mitad del voltaje disponible. Por lo que el voltaje en el primario del transformador de excitación es:

$$V (Te_pri) = V_{dc} - V_{ce_{sat}}. \quad (21)$$

El valor de “ R_s ” es tal que mantiene la relación voltaje de entrada “ V_{dc} ” con la corriente de colector “ I_c ” estable:

$$R_s = \frac{V_{dc}}{I_c} \quad (22)$$

La corriente en la base "I_b" del transistor de potencia es igual a la corriente del secundario del transformador de excitación "I(Te_sec)" y es máxima cuando el valor de H_{FE} es mínimo. Un buen valor H_{FE} de para asegurar la saturación del transistor es escoger Hfe' como la mitad de H_{FE} típico a una corriente I_c.

$$I_b = \frac{I_c}{Hfe'} \quad (23)$$

El valor de R_b se hace tal que el voltaje en el secundario del transformador de excitación sea la mitad del voltaje disponible, manteniendo la relación "V(Te_sec)" con la corriente de base "I_b" estable.

$$R_b = \frac{V_{be}}{2 * I_b} \quad (24)$$

— Tomando en cuenta que existe el suministro de corriente I_C a través de R_s, el valor de R_b se debe calcular de la siguiente manera:

$$R_b = \frac{V_{be}}{I_c - 2 * I_b} \quad (25)$$

2.4.2.7.- Diseño del transformador de excitación.

Partiendo de la simetría del balastro "Push Pull", mostrada en la figura #7 y conociendo los valores de las resistencias de excitación y siguiendo el mismo análisis para el transformador de potencia tenemos, que la potencia de entrada del transformador esta dada por la ecuación (26).

$$P_{in} = \frac{\left(V_{be} \frac{I_c}{H_{fe}'} + \left(\frac{I_c}{H_{fe}'} \right)^2 * R_b \right)}{\eta} \quad (26)$$

Donde:

V_{be} = Voltaje base-emisor de saturación

I_c = Corriente de colector

R_b = Resistencia de base

H_{fe}' = Beta mínima

η = eficiencia del transformador (90-95%)

Nota: El valor de H_{fe}' puede ser truncado o controlado por la relación de vueltas entre transformadores, siempre y cuando el valor de H_{FE} sea mayor a H_{fe}' .

La corriente en el primario del transformador de excitación se calcula de acuerdo a (17) y (27).

$$I(Te_pri) = \frac{P_{in}}{V_{dc} - V_{cesat}} \quad (27)$$

El voltaje en el secundario del transformador de excitación $V(Te_sec)$ se hace igual al doble del voltaje " V_{be_sat} ". Esto reduce el efecto de la variación en el voltaje base-emisor entre transistores. Por lo tanto la relación de vueltas del transformador de excitación es:

$$n = \frac{2 * V_{be}}{V_{dc} - V_{cesat}} \quad (28)$$

Donde :

$$2 * V_{be} = V_{be} + I_b * R_b$$

Evaluando (21, 27 y 28) en las ecuaciones (18, 19 y 20) podemos obtener el número de vueltas del primario de transformador de excitación, la frecuencia de operación y el número de vueltas del secundario, respectivamente.

2.4.2.8. - Selección de transistores.

Los transistores deben ser seleccionados de tal manera que soporten los picos de corriente y voltaje generados por la balastra y que puedan disipar la potencia demandada. Ecuaciones 29 a 32.

Corriente mínima de colector a soportar por el transistor:

$$I_c \geq \frac{Plampara}{\eta * (V_{dc} - V_{ce})} \quad (29)$$

Donde:

V_{dc} = Voltaje de alimentación

V_{ce} = Voltaje colector-emisor de saturación

η = eficiencia de la balastra (80-90%)

Voltaje mínimo de ruptura entre Colector y Emisor:

$$V_{ceo} \geq 2 * 1.15 * V_{dc} \quad (30)$$

Donde:

V_{dc} : Voltaje de alimentación

V_{ceo} : Voltaje colector-emisor de ruptura

Nota: El factor de $2 * 1.15$ se debe a que el transistor ve dos veces el valor de V_{dc} y factor de 1.15 se debe a las variaciones de la fuente de alimentación.

Potencia mínima a disipar por el transistor:

$$P_d = \frac{(T - (t_{on} - t_f))}{2 * T} \left(V_{cesat} * I_c + I_{cex} * 2 * V_{dc} + \left(\frac{T_{on} + T_f}{T} \right) * \left(\frac{V_{dc} * I_c}{3} \right) \right) \quad (31)$$

Donde:

T: es el período de trabajo igual al inverso de la frecuencia de operación.

t_{on}: es el tiempo en que dura prendido el transistor (T/2)

t_f: es el tiempo que tarda en apagarse el transistor

I_c: es la corriente calculada en (29)

I_{cex}: es la corriente circulante por el colector cuando el transistor esta apagado aun voltaje 2V_{dc}.

Para minimizar las pérdidas en el transistor, se selecciona un transistor de switcheo el cual debe trabajar por lo menos a 4 veces la frecuencia de operación.

2.4.2.9. - Diseño del disipador de potencia, disipador de calor.

Dado que los transistores producen calor por pérdidas de switcheo, es conveniente colocar un disipador de calor con el fin de mantener una temperatura de operación segura y evitar daños permanentes.

El disipador de calor a ser agregado al transistor debe tener una resistencia térmica aproximada la ecuación (32).

$$\Theta_{ca} = \frac{T_{jmax} - 25^\circ}{P_d} - \Theta_{jc} \quad (32)$$

Donde:

T_{jmax} = Es la máxima temperatura permitida en el transistor

Θ_{jc} = es la resistencia térmica del encapsulado al aire

P_d = es la potencia calculada en (31)

2.5.- Balastra “Half-Bridge” [3] [4] [5] [6] [7] [27] [30] [32]

El circuito básico de la balastra “Half-Bridge” se muestra en la figura #8. Donde los transistores Q1 y Q2 son los dispositivos de conmutación y los capacitores C2 y C3 son los brazos del puente. Es recomendable usar transistores apareados, es decir con H_{fe} similares.

Los capacitores “C2” y “C3” cumplen varias funciones:

- a) Nos ayudan a prevenir la saturación de “Lp” y “T1” por desbalance, señal de directa, en caso de un ciclo de trabajo diferente a 50%.
- b) Al tratarse de un divisor de voltaje y al conectar la lámpara al punto medio, se puede asegurar la simetría de voltaje y corriente en la lámpara.
- c) Sirven como de protección de voltaje de directa al final de la vida de la lámpara, ya que esta trabaja como un diodo.
- d) Nos ayudan a la absorción de señales de interferencia como EMI.

Los diodos “D2” y “D3” también conocidos como “free wheeling” o antiparalelaje, nos proveen de un camino para absorber la corriente inductiva, recortando los picos de voltaje generados en cada switcheo, referirse a figuras #20, 21. Dado que a que los picos de voltaje son muy rápidos, se recomienda usar diodos del tipo “fast-recovery” o “ultra fast-recovery”. Si no se usan estos diodos los picos de voltaje pueden ser tales que los transistores entren en modo de avalancha y fallen. El peor de los casos ocurre cuando Q1 uno se enciende antes de apagarse Q2, creando un corto circuito a través de Q1/Q2.

La oscilación del circuito puede ser de dos formas: por medio de la saturación del transformador "T1" o bien por la resonancia natural de los componentes L_p y C_p ; sin embargo el principio de operación es el mismo.

Cuando el balastro se enciende por primera vez el capacitor "C1" se carga por medio de "R1" de manera exponencial hasta llegar al valor de disparo del "DIAC", típicamente 34Volts, en este momento el "DIAC" descarga al capacitor C1 en la base del transistor Q2, prendiendo a Q2 y reflejando a su vez una corriente de magnitud opuesta en la base de Q1 asegurando que este se encuentre apagado. En este momento la oscilación de la balastra comienza, escogiendo el modo de operación por medio de T1 o bien por la frecuencia de resonancia de L_p y C_p .

El diodo D1, nos sirve para descargar el capacitor C1, cuando la balastra se encuentra operando, de esta manera se evita arrancar la balastra cada vez que el voltaje de umbral en el DIAC sea alcanzado.

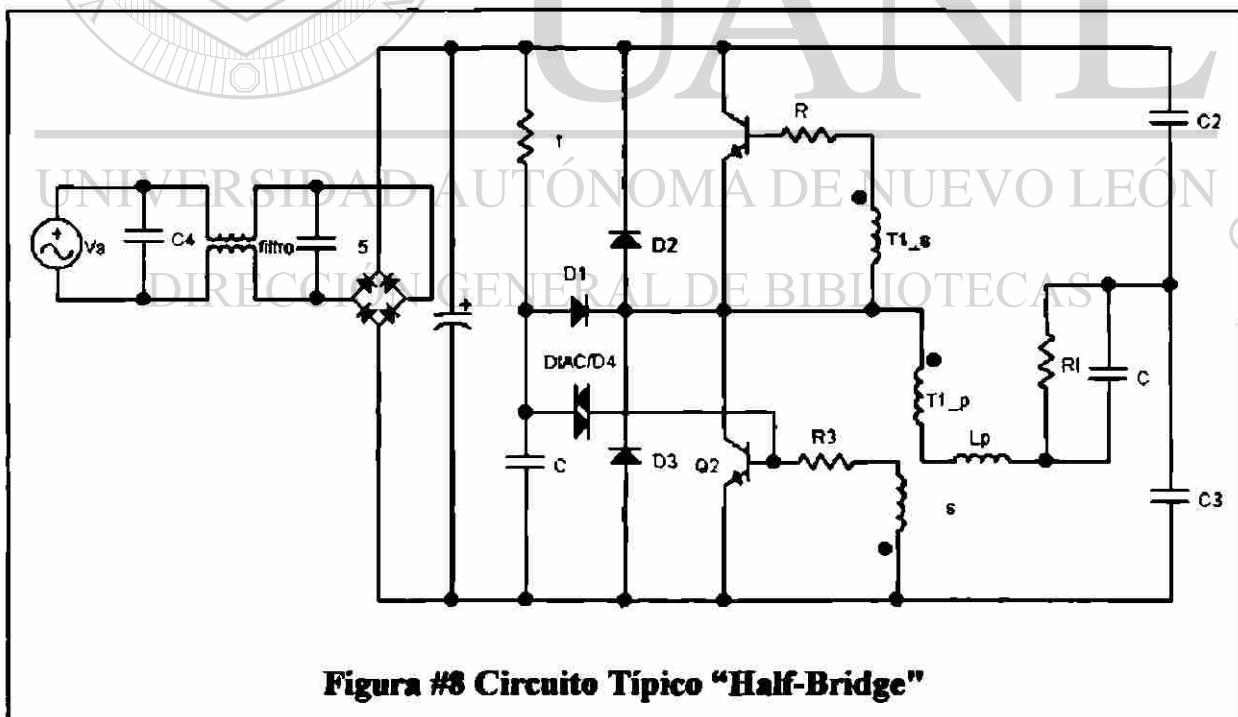


Figura #8 Circuito Típico "Half-Bridge"

2.5.1. Descripción de operación de un balasto “Half-Bridge” por medio de la saturación de “T1”, control de corriente en la lámpara.

Al igual que en la balastra del tipo “Push-Pull”, la corriente en Q2 aumenta rápidamente hasta que el núcleo del transformador queda saturado, en este momento el transistor no puede proveer la corriente necesaria para mantener el voltaje en el transformador y el voltaje inducido cae a cero apagando a Q2. La rápida reducción en corriente en el transformador induce un voltaje opuesto en el transformador, dicho voltaje es aplicado a Q1, que inicialmente se encontraba apagado, forzándolo a conducir produciendo de esta manera la oscilación del sistema, recordemos la ecuación (6), redefinida como(33).

$$f = \frac{V_p * 10^4}{4 * N_p * A_c * B} \quad (33)$$

En este esquema de operación el núcleo del transformador debe tener las siguientes características:

- Debe saturarse
- La curva B-H debe ser tan cuadrada como sea posible

Por las razones descritas anteriormente el transformador se diseña con núcleo de ferrita en forma de toroide con permeabilidad μ_r típica de 6000.

Tomando en cuenta el tiempo de almacenamiento “tsi” de los transistores, tiempo que tardan en responder, la ecuación (33) se debe modificar de la siguiente manera.

$$f_0 = \frac{1}{\frac{1}{f} + 2 * t_{si}} \quad (34)$$

Donde:

t_{si} = Dato del fabricante “storage time”, el factor 2 recae en el uso de dos transistores.

f = Frecuencia de saturación de “T1”

De las ecuaciones para el diseño de la balastra magnética y balastra “Push-Pull” se parte para el diseño de esta balastra:

Corriente pico a pico en el primario del transformador T1, es la igual a la corriente de colector en los transistores.

$$I_p = \frac{P_{tubo}}{V_{on}} * \sqrt{2} \quad (35)$$

Para mantener la excitación de “Q1” y “Q2” tan sencillo como sea posible, y para minimizar las pérdidas de encendido, la H_{FE} a la corriente I_p (corriente de colector “ I_c ”) debe ser tan grande como sea posible. El valor de H_{FE} se trunca “ H_{fe}' ” por medio de la relación de vueltas como se demostrara a continuación, siempre y cuando H_{FE} sea mayor a H_{fe}' . DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Partiendo de la ecuación (18) se puede calcular el numero de vueltas del primario del transformador de excitación, T1, ecuación (36).

$$N_p = \frac{l * H_s}{\frac{I_p}{2}} \quad (36)$$

Donde:

H_s = Campo magnético de saturación en A/Cm

N_p = Numero de vueltas en el primario

I_p = Corriente en el primario (en este caso la del colector) ecuación 35.

l = Perímetro del núcleo efectivo en cm

El factor 2 se explica a continuación: dado que la corriente en el primario se incrementa durante el tiempo de almacenamiento del transistor durante el encendido; la corriente pico no se puede utilizar en el cálculo de relación de vueltas a la saturación del núcleo, además no se puede anticipar las tolerancias de los componentes a ser usados. Por ello se puede usar la ecuación (36) como una buena aproximación; sin embargo hay que realizar varias iteraciones y verificar los resultados para rediseñar el transformador de oscilación, toroide, cuantas veces sea necesario.[4]

Con los datos obtenidos en (35 y 36) se debe evaluar la frecuencia de operación en las ecuaciones (33 y 34).

Dado a que el numero de vuelta es proporcional a la corriente del primario y del secundario, o bien, corriente de base, I_b , y colector, I_c y partiendo de (20) se define el numero de vueltas en el secundario de la siguiente manera.

$$N_s = N_p * \frac{I_p}{I_s} \quad (37)$$

Donde:

N_s = Numero de vueltas en el secundario.

N_p = Numero de vueltas en el primario calculado en 36.

I_p = Corriente en el primario (Corriente de colector, " I_c ") calculado en 35.

I_s = Corriente en el secundario (corriente de base " I_b ").

La relación entre la corriente del colector I_c y la corriente de base I_b , nos define la ganancia del transistor, H_{fe} . Dado que los transistores no son exactamente iguales es necesario redefinir este valor a un valor menor de la H_{fe} especificada por el fabricante.

$$\frac{I_p}{I_s} = \frac{I_c}{I_b} = H_{fe}' \quad (38)$$

Para asegurar la saturación de los transistores, se busca que H_{fe}' sea la mitad de H_{FE} , o bien H_{Femin} .

De la balastra magnética sabemos que

$$Z = L * \omega \quad (39)$$

$$Z = \frac{(V_{acrms} - V_{onrms})}{I_{lampararms}} \quad (40)$$

$$L_p = \frac{Z}{2 * \pi * f_o} \quad (41)$$

Donde:

$$\omega = 2\pi f$$

f_o = Herz calculado en (34)

$I_{lampararms}$ = corriente en rms de la lámpara

V_{ac} = Voltaje de alimentación rms

V_{on} = Voltaje en estado estable rms.

L_p = Henry, inductor limitador de corriente

Z = Ohm

Para minimizar las pérdidas de cobre en el inductor se recomienda usar una densidad de corriente máxima de 4.5 A/mm^2

Durante el encendido el transformador no se satura instantáneamente y el tiempo de almacenamiento "tsi" de los transistores es más corto, por lo que el inductor L_p y el capacitor C_p , forman el circuito resonante durante el encendido. Dado a que la frecuencia de operación durante el encendido no depende de "T1" esta se puede hacer

hasta el doble de la frecuencia de operación deseada, aprovechando este fenómeno en el precalentamiento de los electrodos. [4]

El valor de C_p se puede calcular de la siguiente manera:

La frecuencia oscilación para un circuito resonante RLC queda dada por:

$$f = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L_p * C_p}} \quad (42)$$

y despejando para C_p tenemos:

$$C_p = \frac{1}{(2 * \pi * f)^2 * L_p} \quad (43)$$

Donde:

L_p = es el valor del inductor calculado en (41)

f = puede ser hasta el doble de la frecuencia f_0 en (34)

Como se mencionó anteriormente la corriente de arranque es mayor a la corriente de operación pico, como se vera continuación:

Factor de calidad de la balastra:

$$Q = \frac{R}{2 * \pi * f_0 * L} = R I * \sqrt{\frac{C_p}{L_p}} \quad (44)$$

Corriente de arranque:

$$I_s = I_p * Q \quad (45)$$

Voltaje en la lámpara a la frecuencia de oscilación.

$$V_l = \frac{\sqrt{2} * Q * V_{dd}}{\pi} \quad (46)$$

Donde:

V_{dd}= Voltaje de alimentación rectificado, es decir $1.41 * V_{linea_{RMS}}$

V_l= Voltaje en la lámpara

El factor raíz de 2 entre π es el valor de la fundamental de una señal cuadrada.

Como es de esperarse el valor de Q es mayor en el encendido y menor en la operación, por las características de lámpara. Proporcionando de esta manera un voltaje de ionización al arranque del balastro y manteniendo el voltaje de operación en un rango adecuado. Referirse a figura #22. Es por ello que la balastra se sintoniza modificando el valor de "Cp" ecuación (43), no se debe modificar el valor de "Lp" ya que es función directa de la potencia de salida y las condiciones de operación de la balastra, dejando poca libertad para su ajuste.

De las ecuaciones (30, 31, 32, 35 y 45) se puede definir los parámetros de los transistores a usar

- La corriente de operación debe ser mayor a la corriente pico.
- La corriente pico debe ser mayor a la corriente de arranque.
- El voltaje de ruptura " V_{BRCEO} " debe ser mayor a 2 veces el Voltaje de línea rms
- El valor de las resistencias de base "R2" y "R3" deben mantener el voltaje en el secundario del transformador " V_{besat} " estable a una corriente " I_b ", ecuación (47).

$$R2 = R3 = \frac{V_{besat}}{I_b} \quad (47)$$

- El valor de “R1” y “C1” son por lo general 330K ohms y 22nF respectivamente. [4]
- El valor de “C2” y “C3” es mayor o igual a 20 veces el valor de Cp, para evitar que interfiera con la frecuencia de oscilación, un valor típico es de 100nF.
- Valores típicos de “C4” y “C5” es de 47nF o bien eliminando “C4” y haciendo “C5” de 100nf.
- El valor del inductor “filtro” de entrada varia de 1mH a 3mH.

2.5.2. - Descripción de operación de un balastro “Half-Bridge” por medio de los componentes “L” y “C”, control de voltaje en la lámpara.

Básicamente la operación en este modo es similar a la descrita en el párrafo anterior, la única diferencia recae en que la frecuencia natural de resonancia entre L y C es la que controla la frecuencia de operación, por lo tanto los cambios en corriente en el transformador son gobernados por la frecuencia natural de resonancia y no por la saturación del núcleo, ecuación (48). El transformador T1 no debe saturarse.

$$f_0 = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L_p * C_p}} \quad (48)$$

El procedimiento de diseño para este tipo de balastro difiere muy poco del anterior ya que no se parte de la condición de saturación de “T1”, es decir en este modo de operación se controla el voltaje en la lámpara y no la corriente en ella.

Partiendo de (46) encontramos el factor de calidad de la balastra:

$$Q = \frac{\pi * V_l}{\sqrt{2} * V_{dd}} \quad (49)$$

Donde:

V_{dd} = Voltaje de alimentación rectificado, es decir $1.41 \cdot V_{linea_{RMS}}$

V_l = Voltaje en la lámpara

Partiendo de (44) encontramos el valor de L_p y C_p :

$$L_p = \frac{R_l}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot Q} \quad (50)$$

$$C_p = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_o)^2 \cdot L_p} \quad (51)$$

Donde:

f_o = Frecuencia de operación deseada en Hz

R_l = Resistencia equivalente de la lámpara en estado estable

En este caso el pico de corriente en el Inductor L_p es igual al pico de corriente de los transistores, el cual se puede calcular de la siguiente manera:

$$I_c = I(L_p) = \frac{2 \cdot Q \cdot \sqrt{(Q^2 + 1)} \cdot V_{dd}}{\pi \cdot R_l} \quad (52)$$

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

El procedimiento del diseño de "T1" es el mismo mostrado en la sección anterior ecuaciones (33 –38) al igual que las consideraciones de diseño y criterios de selección de "R2-R3", "C2-C3", "R1-C1", "C4-C5", "filtro" de entrada y selección de transistores.

2.6. - Balastros Inteligentes. [10] [13] [14] [24] [25] [28] [34]

En la actualidad y con el creciente desarrollo de componentes electrónicos y a la investigación de grandes compañías en el ramo de la iluminación se han desarrollado Circuitos Integrados dedicados al el diseño de balastros electrónicos usados. A esta nueva familia de balastros se les conoce como Balastros Inteligentes ya que controlan:

El voltaje de ionización y operación

La corriente a través de la lámpara.

La frecuencia de operación.

El tiempo de precalentamiento de los electrodos (aumenta la vida útil de la lámpara).

Cuentan con sistemas de protección y seguridad.

Algunos de ellos cuentan con sistemas de regulación de luz, dimmer.

Un esquema típico de este tipo de familia es el siguiente:

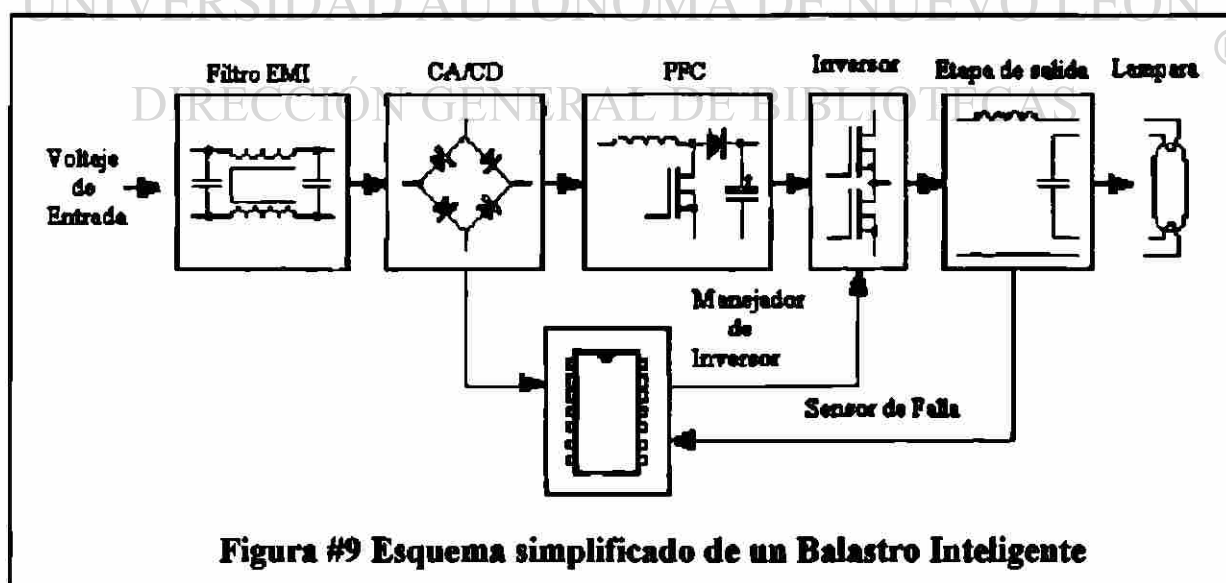


Figura #9 Esquema simplificado de un Balastro Inteligente

El uso de estos circuitos integrados se enfocan principalmente al diseño de balastros “Half-Bridge”. Algunos de estos se pueden conseguir de manera comercial, con algunas compañías de semiconductores, ST Thomson, International Rectifier, entre otras. Algunos números comerciales son: IRL2104, IRL2105, IRL2111, IRL2153, IRL2157, L6569, L6574, L6571, L6584, UC3860,

El diseño y criterios de diseño son los mismos usados en los balastros manejadas con toroide, cabe resaltar que cada circuito integrado cumple diferentes funciones por lo cual no se detalla su modo de operación.

2.7. - Balastros alternativos, de un solo switch.

En los balastros descritos anteriormente se puede observar que existe una gran complejidad de componentes por lo que se ha optado por alternativas en su diseño, dichos balastros constan de un solo switch. Es por ello que se pueden hacer más pequeños y en ocasiones reducir el costo de diseño, ya que no requieren de sistemas de corrección de factor de potencia, viene implícito en su naturaleza, sin embargo hay que llegar a un compromiso de costo-tamaño, ya que los switches a utilizar son de mayor costo a los tradicionales por los voltajes y corrientes que circulan a través de ellos.

2.7.1. - Balastro “Single-ended, soft-switching”. [20]

El circuito de la figura #10, consta de un filtro en la entrada, Inductor L_1 ; un convertidor AC-DC, puente de diodos; un filtro de rizado L_f y C_t y una carga resonante C , L y lámpara. El funcionamiento de esta balastra se basa en la resonancia de la carga cuando el switch esta en el modo “encendido”.

En este esquema, el circuito resonante L-C oscila a altas frecuencias. El switch tiene que operar de acuerdo a la frecuencia de oscilación de la carga y el tiempo de encendido y apagado debe ser controlado por un circuito externo, para obtener los beneficios de la conmutación resonante.

$$t_{on} = 2\pi\sqrt{LC} = \delta(t_{on} + t_{off}) \quad (53)$$

Donde:

t_{on} = tiempo encendido del switch

δ = ciclo de trabajo.

Es importante resaltar que el voltaje en el switch es proporcional al ciclo de trabajo

$$V_{sw} = \frac{\sqrt{2}V_{in}}{1-\delta} \quad (54)$$

Donde:

V_{sw} = Voltaje en el switch

V_{in} = Voltaje de alimentación

Raíz(2) = es el valor rms de la entrada

δ = ciclo de trabajo.

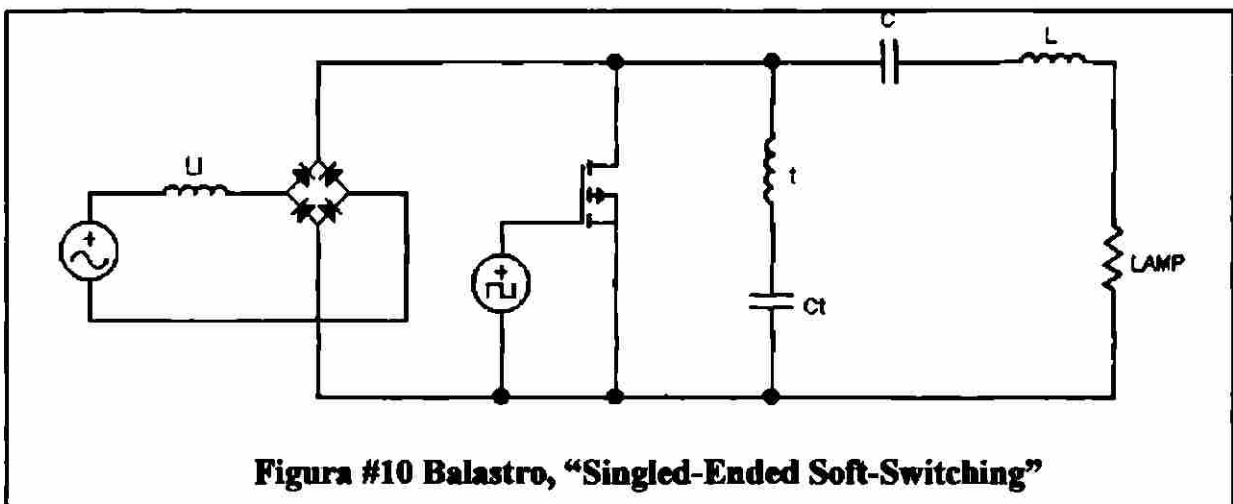


Figura #10 Balastro, "Singed-Ended Soft-Switching"

El filtro Lt-Ct, almacena energía de la fuente de alimentación cuando esta en su máximo y entregan la energía almacenada a la carga cuando esta en su mínimo. Como resultado se tiene una fuente de alimentación de alta frecuencia, como se vera mas adelante a este fenómeno se le conoce como “Dither- Signal” o inyección de señal con el fin de linearizar un sistema no lineal y obtener un alto factor de potencia. Por otro lado el inductor Li almacena energía cuando el switch esta encendido y la entrega cuando el switch esta apagado.

2.7.2.- Balastro “Single-switch, dimmable”. [21].

La balastra de la figura #11, consta de un filtro a la entrada Lf-Cf, con el fin de filtrar armónicos; convertidor CA-CD, puente de diodos; una etapa de conversión de potencia, switch; circuito resonante, L-Ce-lámpara y un limitador de voltaje, transformador T, diodo Ds y capacitor Cs.

Cuando el switch esta encendido, la energía se almacena en Li y en el transformador T. Cuando el switch se apaga el transformador T funciona como limitador de voltaje en el switch y la energía almacenada en Li y T es entregada al circuito resonante L-C-lámpara y al capacitor Ce.

Como el voltaje de entrada pasa por cero, la potencia de entrada también pasa por cero y es entonces cuando la energía almacenada en Ce es utilizada por la etapa de conversión de potencia para ser transferida al circuito resonante. Teniendo como resultado una fuente de alimentación de alta frecuencia, por lo que el “flickering” es eliminado. Como se verá mas adelante a este fenómeno se le conoce como “dither-signal” o inyección de señal con el fin de linearizar un sistema no lineal y obtener un alto factor de potencia.

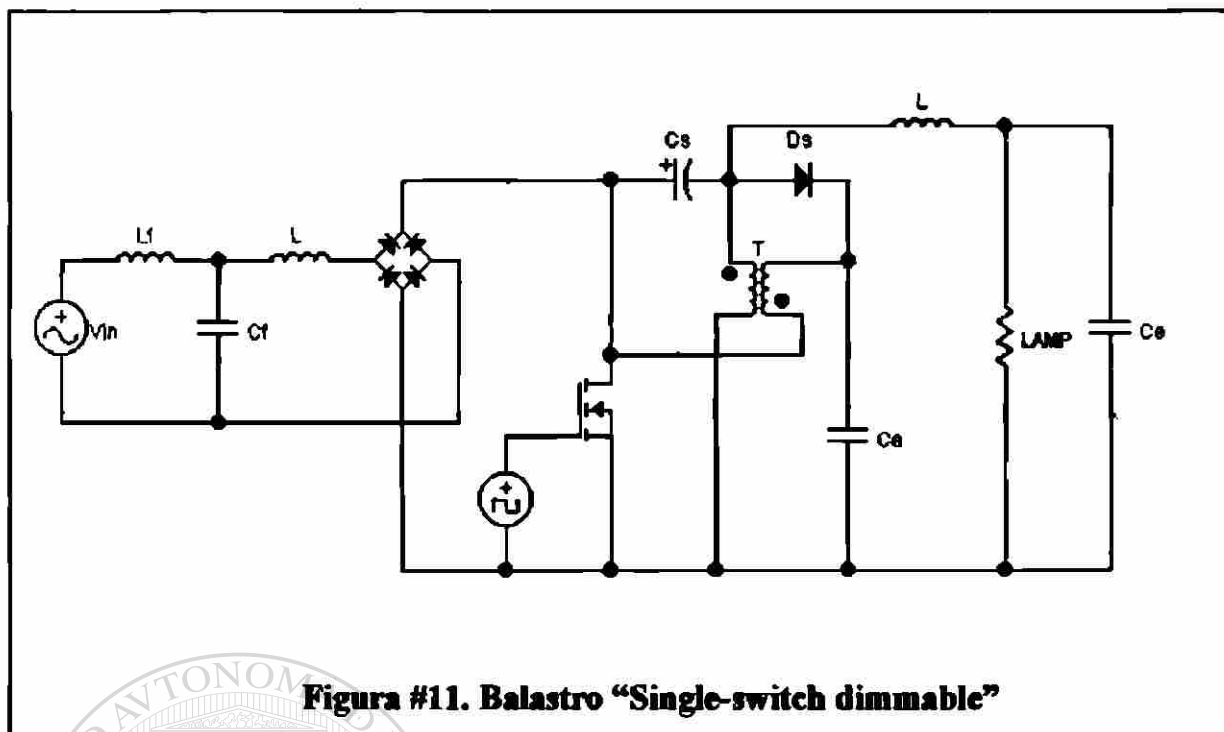


Figura #11. Balastro “Single-switch dimmable”

El capacitor C_s y el diodo D_s se seleccionan de tal manera que puedan absorber los picos de voltaje causados por la conmutación del switch.

Para obtener máxima transferencia de energía, se debe tener una frecuencia de switcheo proporcional al factor de calidad del circuito resonante, es decir:

Frecuencia de switcheo:

$$f_s = \frac{f_0}{Q} \quad (55)$$

Frecuencia de resonancia:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (56)$$

Factor de calidad:

$$QI = R\sqrt{\frac{C}{L}} \quad (57)$$

La reducción en la intensidad de salida se logra manteniendo la frecuencia constante y cambiando el ciclo de trabajo, por lo que debe ser controlado por un circuito externo.

2.8. - Análisis de sistemas de corrección del factor de potencia.

El problema con el rectificador convencional, figura #12a, usado en diversos circuitos de potencia, recae en la presencia de un puente de diodos, el cual rectifica la señal de AC entregando una señal DC no regulada, usando un capacitor electrolítico como filtro.

Dicho capacitor debe ser lo suficientemente grande para mantener un bajo rizado en el nivel de la señal de directa, DC. Como consecuencia el voltaje de línea, AC, es menor que el nivel de DC la mayor parte del tiempo, por lo tanto el rectificador de onda completa conduce solamente en pequeñas porciones cada medio ciclo de la señal de AC, creándose así, una zona de no-sensibilidad o zona muerta para la corriente de entrada, donde el sistema no tiene respuesta alguna.

El capacitor, al no permitir cambios bruscos de voltaje, produce una serie de picos de corriente muy estrechos para mantener un bajo rizado en la señal de directa trayendo como consecuencia picos de corriente de hasta 10 veces el valor efectivo, RMS, distorsión del voltaje de alimentación AC, sobre corrientes y una utilización muy pobre de la capacidad de los sistemas de potencia. Típicamente este tipo de rectificadores tienen un factor de potencia del 50 al 70% y un gran contenido de armónicos mayores al 100%.

La corriente de entrada del sistema se puede aproximar con la ecuación 58, donde se aprecia que si se disminuye la diferencia de voltajes entrada-salida o bien se aumentara la frecuencia de carga y descarga del capacitor, la zona de no-sensibilidad se haría más estrecha y la zona muerta disminuiría, teniendo por lo tanto una señal más suave a la salida.

$$I_c \approx C \frac{\Delta V}{\Delta t} \quad (58)$$

Donde:

ΔV = Voltaje de salida menos el Voltaje de entrada

Δt = Tiempo de carga menos el tiempo descarga del capacitor.

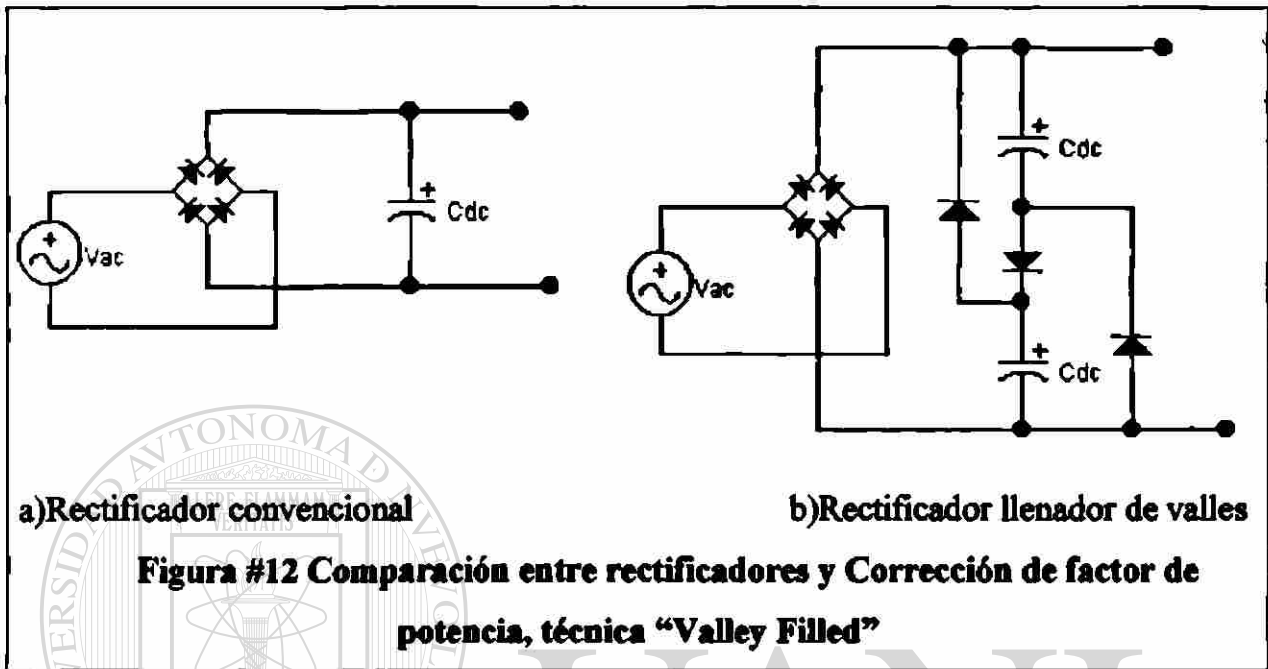
A continuación se mencionan algunas técnicas de corrección del factor de potencia desarrolladas con componentes pasivos y activos.

2.8.1.- Técnica, "Valley Filled". [1] [3] [5] [30] [34].

El esquema de llenador de valles, figura #12b, tiene como objetivo corregir el factor de potencia, PFC, cargando dos capacitores electrolíticos conectados en serie, de esta manera cada uno de ellos se carga hasta la mitad de la señal rectificada. Por lo tanto solamente cuando la señal rectificada por el puente de diodos cae por debajo de la mitad del pico máximo del voltaje de entrada en cada medio ciclo, los capacitores se descargan en paralelo, llenando el valle entre los picos del voltaje rectificado. Este esquema nos da un buen factor de potencia (0.90) y bajo contenido de armónicos a un bajo costo.

Lamentablemente el voltaje de directa a la salida del circuito varia en un 50%, ver figura #23, lo que provoca un efecto de modulación en la lámpara, y por otra parte el

sistema de la balastra y los switches deben diseñarse de tal manera que la variación en la señal de directa no afecte a los componentes



2.8.2. - Técnica, "Dither Signal". [20] [21] [33]

Si se inyecta una señal de muy alta frecuencia Y , en un sistema no-lineal de baja frecuencia X , el sistema se puede modelar como un sistema lineal de frecuencia X , siempre y cuando se filtren las componentes de alta frecuencia. [33]

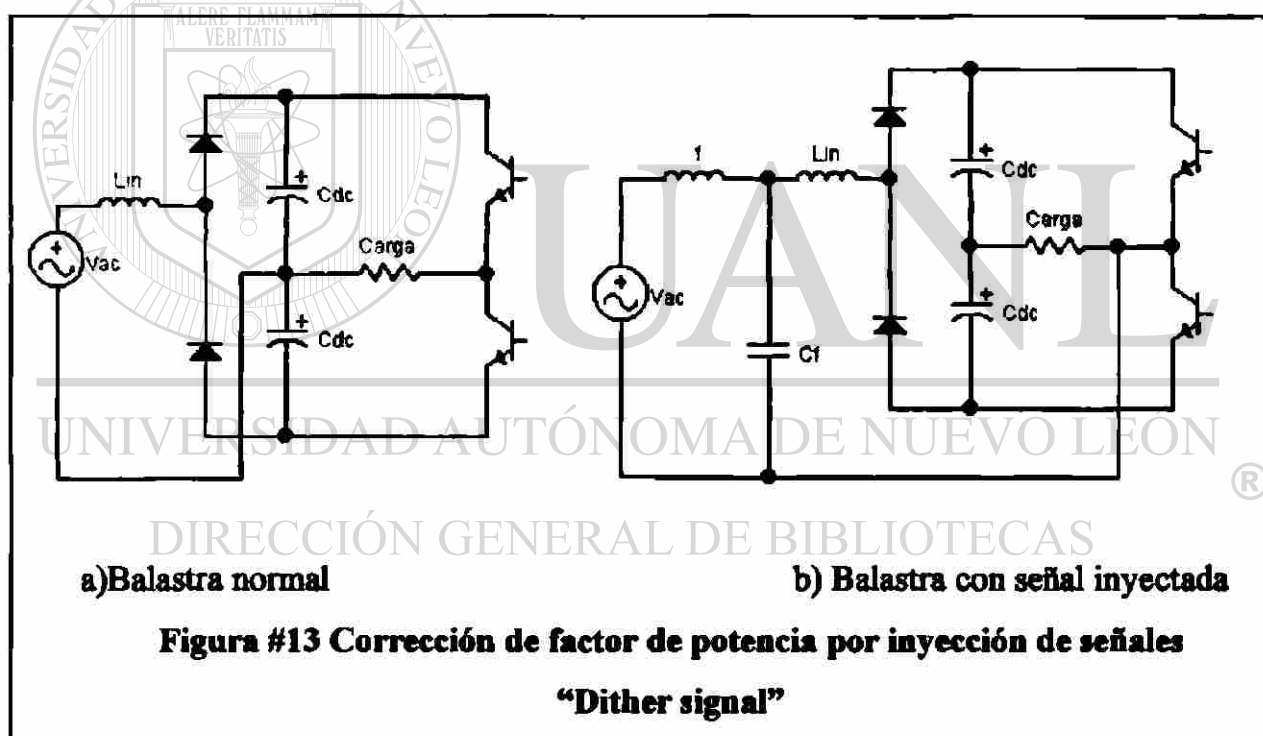
Dado que la frecuencia inyectada es mucho mayor a la frecuencia de corte del sistema dada por los polos de su función de transferencia, no es posible su detección, ni altera el comportamiento del sistema. [33]

Si se inyecta un voltaje, con frecuencia muy alta, en serie con la senoidal de entrada, la zona de conducción de corriente se hace más ancha, es decir la zona muerta decremента. Esto se debe a que de manera relativa la señal de entrada de baja frecuencia

permanece constante ante una señal de alta frecuencia. Este efecto no solamente incrementa el factor de potencia sino que también reduce el contenido de armónicos, con la simple aplicación de un filtro pasa-bajos a la entrada.

Para fines prácticos y de diseño de balastros electrónicos solo un alambre es cambiado de lugar en las balastros “Half-Bridge” con el fin de obtener la señal de alta frecuencia a ser inyectada, figura #13a,b.

Existen otras técnicas de inyectado de señales, como las propuestas en los circuitos de las figuras 10 y 11 y en las técnicas “Boost-Converter” y “Charge-Pump” las cuales se verán a continuación.



2.8.3.- Técnica, “Boost converter”.

Como se menciono anteriormente, el problema del factor de potencia recae en que el voltaje de entrada es menor que el de salida la mayor parte del tiempo y en que la

carga/descarga del capacitor es a una frecuencia mucho menor que la demandada por el circuito a ser alimentado, por lo que se crea una zona muerta y de no-sensibilidad, donde no hay respuesta de la señal.

Lo que se trata de hacer con la corrección del factor de potencia en el esquema "Boost Converter" es tener un voltaje a la salida, DC, menor que el voltaje de entrada, AC, antes del inductor "Lb" y disminuir la zona muerta por medio de la carga del capacitor "Cdc" a una frecuencia mucho mayor. Figura #14. El voltaje después del inductor "Lb" puede ser mucho mayor al voltaje de entrada.

Esta topología puede ser operada a una frecuencia constante con una corriente continua en el inductor "Lb" o en el modo discontinuo, donde la energía almacenada en el inductor "Lb", cae a cero antes de comenzar un nuevo ciclo. Como se sugiere en las figuras 10 y 11, las cuales tienen una circuitería muy parecida.

En este esquema de operación la corriente en el inductor crece de manera lineal, mientras el switch está prendido y decrece de la misma manera cuando el switch se apaga. Por lo que el capacitor se carga a una frecuencia mucho mayor a 60Hz. Cabe resaltar que la corriente sigue al voltaje de entrada en todo momento logrando de esta manera la corrección del factor de potencia, ecuaciones 59-61.

La corriente del switch está dada por:

$$I_{sw} = \frac{5.5P_{out}}{V_{ac}(min)} \quad (59)$$

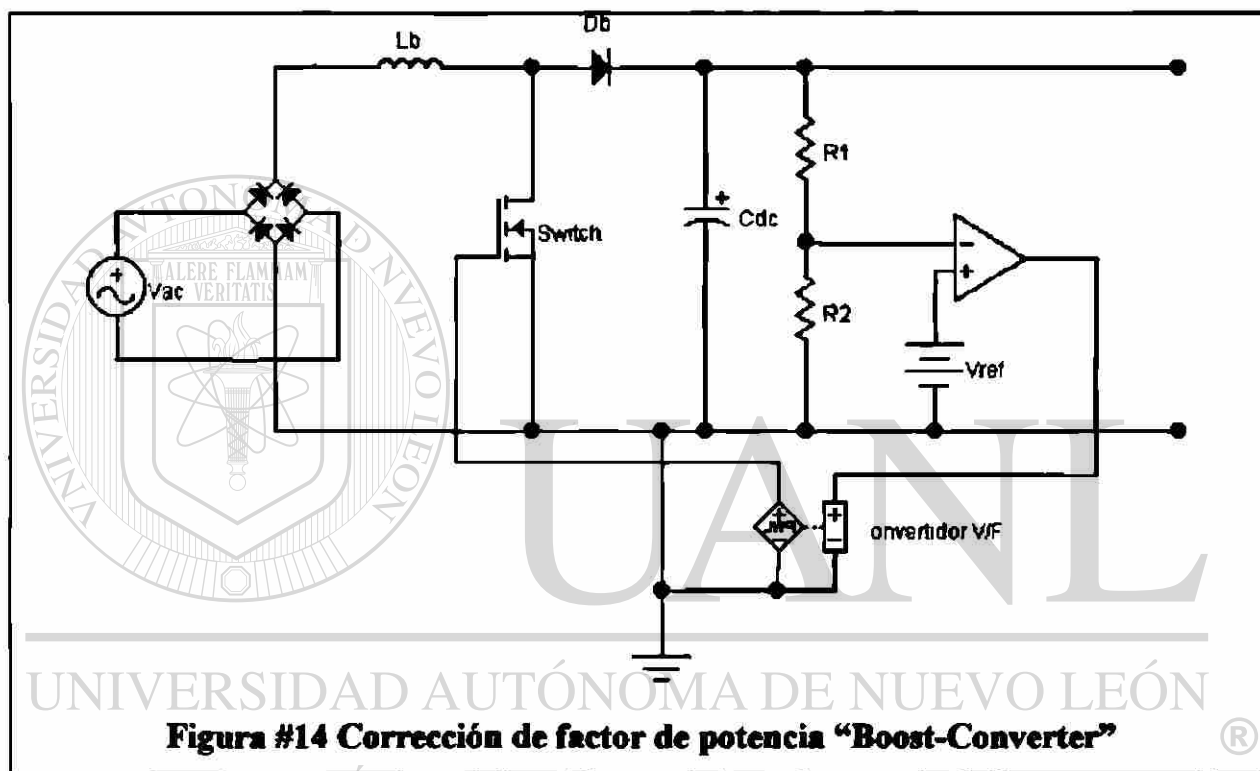
y un valor estimado del Inductor Lb

$$Lb(min) = \frac{V_{ac}(min)}{I_{sw}} t_{on} \quad (60)$$

Por lo tanto la corriente en el inductor L_b es,

$$I_{Lb} = \frac{V_{ac} * t_{on}}{L_b} \quad (61)$$

Como se puede apreciar de la ecuación 61, la corriente del inductor I_{Lb} , corriente de entrada, es proporcional al voltaje de entrada. Condición de factor de potencia unitario.



Dado a que se controla el almacenamiento de energía en el inductor " L_b " se pueden obtener voltajes regulados en el capacitor " C_{dc} " igual o mucho mayor que el voltaje efectivo de la señal de AC. Sin embargo para tener un óptimo control del factor de potencia, la frecuencia del switch y el ciclo de trabajo se varían de acuerdo a los requerimientos de la carga, figura #14.

Para obtener un voltaje regulado es necesario tener un punto de referencia y un amplificador de error, es decir un elemento que compare la señal obtenida con una referencia y la amplifique para poder convertirla a una señal de frecuencia, por medio del convertidor de voltaje a frecuencia.

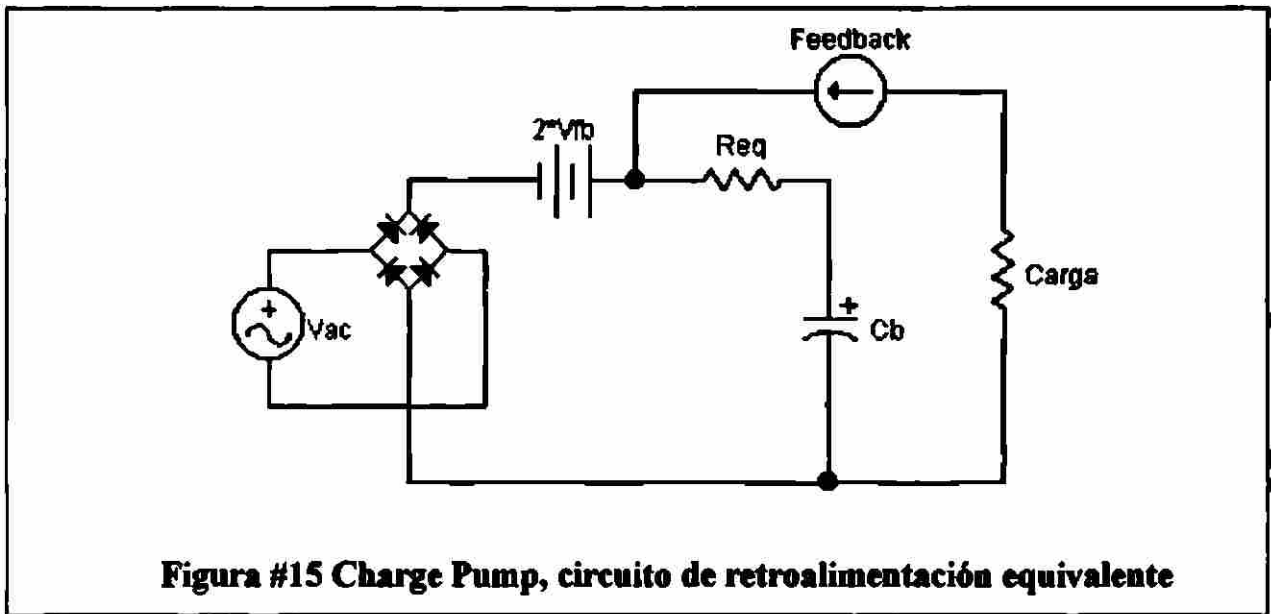
La técnica “Boost Converter” por sus características de regulación de voltaje ante un amplio rango de voltajes de entrada sin afectar la señal de salida ha dado origen a una nueva familia de corrección de factor de potencia, Corrección Activa del Factor de Potencia. Mas adelante se mencionaran algunos circuitos comerciales que facilitan el diseño de dicha técnica.

2.8.4. - Técnica, Cancelación de Voltaje, “Charge Pump”. [23] [18]

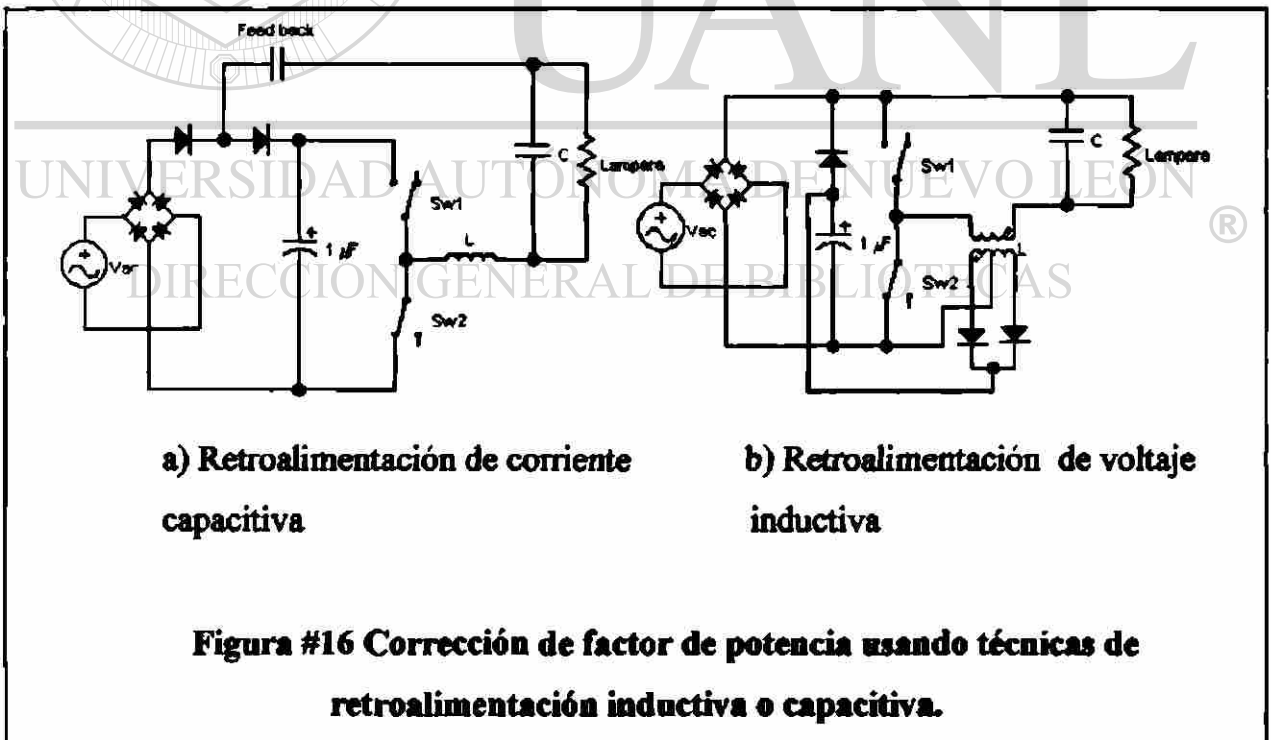
Este esquema es muy parecido a la técnica “Dither Signal”; la única diferencia recae en que la señal inyectada es una señal rectificada, DC, proveniente de una señal de alta frecuencia.

Suponiendo que un voltaje de directa, V_{dc} , se conectase en serie con una resistencia equivalente, R_{eq} , y si V_{dc} se iguala al voltaje en el Capacitor, V_{buf} , el voltaje en este ultimo se cancelaría y la entrada, V_{ac} , vería únicamente una resistencia R_{eq} . Como se puede apreciar en la figura #15.

Dentro de la técnica de corrección de factor de potencia “Charge Pump” se pueden encontrar dos modos de retroalimentación, retroalimentación capacitiva e inductiva, figura #16.



Como se puede apreciar en la figura #16 la retroalimentación capacitiva es de más fácil implementación y de menor costo y volumen, dado que en la inductiva se requiere acoplar el inductor de la lámpara con por medio de un transformador, lo cual resultaría costoso en un esquema "Half-Bridge" y ventajoso en un esquema "Push-Pull".



En ambos casos la resistencia equivalente viene dada por el tipo de retroalimentación.

Resistencia equivalente con retroalimentación capacitiva, ecuación 62:

$$R_{eq} = \frac{1}{fC} \quad (62)$$

Resistencia equivalente con retroalimentación inductiva, ecuación 63:

$$R_{eq} = fL \quad (63)$$

Por cuestiones de costo y tamaño nos enfocaremos a analizar la topología con retroalimentación capacitiva.

De la figura #15, se puede deducir lo siguiente:

La corriente promedio ($\Sigma V/R_{eq}$) en cada switcheo entregada por la retroalimentación esta dada por

$$I_{in} = Cfb \cdot f \cdot (V_{in} + 2V_{fb} - V_{dc}) \quad (64)$$

Para obtener factor de potencia unitario, se requiere que la corriente de entrada "I_{in}" siga al voltaje de entrada, esta condición se cumple si:

$$2V_{fb} = V_{dc} \quad (65)$$

y la potencia de entrada esta dada por

$$P_{in} = I_{in}V_{in} \quad (66)$$

$$P_{in} = Cfb \cdot f \left(\frac{V_{in}^2}{2} + 2 \frac{V_{in}}{\Pi} (2V_{fb} - V_{buf}) \right) \quad (67)$$

Asumiendo factor de potencia unitario y partiendo de la ecuación 67 se puede calcular el valor de la capacitancia de retroalimentación.

$$C_{fb} = \frac{2P_o}{\eta \cdot f \cdot V_{in}^2} \quad (68)$$

Donde:

C_{fb} = es la capacitancia de retroalimentación.

f = frecuencia de operación en Hz.

V_{in} = Voltaje de entrada Rms

V_{fb} = Voltaje inyectado por el capacitor de retroalimentación (voltaje pico a pico)

V_{buf} = Voltaje en el capacitor electrolítico.

η = eficiencia $P_{in} = (P_o / \eta)$ valor típico (80-90%)

De la ecuación 67 y 68 nos podemos dar cuenta que la retroalimentación es proporcional a la potencia, es decir dependiente de la carga y por lo que debe diseñar para su uso en solo un tipo de potencia y voltaje de alimentación. La cual lo hace atractivo para sistemas de balastos integrados a la lámpara.

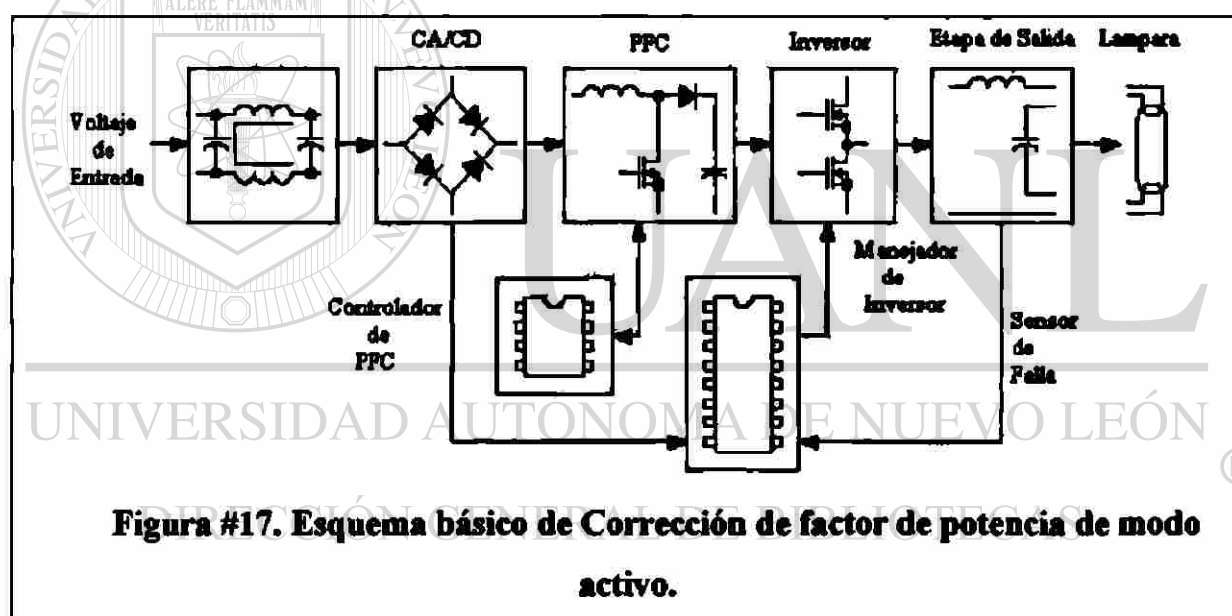
El voltaje de retroalimentación en la figura #16, es proporcional al voltaje en la lámpara, lo cual nos trae algunas dificultades, dado a que en el arranque este voltaje es mayor que en estado estable. En este momento se consume mas potencia, el factor de potencia disminuye, por lo que se generan mas distorsión armónica y mayor estrés en lo componentes.

Para evitar este problema se puede pensar en agregar un circuito resonante LC (inductor capacitor) sin lámpara, esto con el fin de mantener el voltaje de retroalimentación pico-pico en un mismo valor sin importar la condición de arranque. Figura #26 y programa PS10. Donde se agrego un capacitor C_{bk2} y un inductor L_{r1} . De

esta manera se puede controlar de una mejor manera el factor de potencia y el contenido de armónicos.

2.8.5.- Técnicas de Corrección activa. [4] [8] [9] [13] [27] [28]

Existen diversos circuitos integrados para la corrección del factor de potencia, la mayoría de ellos trabajan bajo el esquema “Boost-Converter”, figura #17. Dentro de estos circuitos podemos mencionar los siguientes circuitos: L6561, L6560, UC3854, MC34262, KA7541, KA7524, etc.



3 ETAPA DE SIMULACIÓN

3.1. - Introducción

Para tener una mejor idea de los resultados a obtener y conocer el comportamiento de un sistema electrónico se recurre a la simulación con el fin de ahorrar tiempo y dinero. Dentro de los simuladores comerciales de mayor éxito en la actualidad se encuentra el Mentor Graphics, Electronics Workbench, PSPICE, Circuit Maker, solo por mencionar algunos.

3.2.- Descripción del software utilizado.

El paquete de simulación a utilizar es el PSPICE de versión estudiantil, el cual cuenta con algunas limitantes de componentes y análisis. El PSPICE es uno de los simuladores más completos y confiables que existen en la actualidad y de este mismo paquete se han desarrollado un gran número de variantes y versiones para sistemas operativos como el LINUX, UNIX, WINDOWS, DOS, etc. según sean las necesidades del diseñador.

3.3. - Modelación de las etapas utilizando circuitos equivalentes.

Como se menciona anteriormente existen limitantes en el número de componentes y análisis con el uso de versiones estudiantiles, es por ello que la mejor idea es partir de circuitos equivalentes, para conocer el comportamiento en un menor tiempo de simulación y poder predecir los requerimientos de los componentes.

3.4. - Modelo de BE “Half Bridge”, simplificado.

La balastra “Half Bridge” se puede simplificar por medio de una fuente ideal de directa, switches controlados por la carga, “Free Wheeling” diodos o diodos de antiparalelaje y una carga, como se muestra en la figura #18, el programa en Pspice se muestra en el programa PS #1 y sus resultados gráficos se muestran en las figuras 19, 20 y 21.

La figura # 20 nos muestra el comportamiento del sistema sin los diodos de antiparalelaje, como se puede observar existen picos de muy alto voltaje, 10KV, los cuales obviamente dañarían los transistores. Estos diodos absorben la corriente inductiva al momento del apagarse el switch, por lo cual deben ser del tipo de respuesta rápida “Fast Recovery”.

La figura #21 nos muestra el efecto de incrementar el factor de calidad “Q” y su efecto en la carga. Como se esperaba el voltaje de salida aumenta al aumentar Q sin afectar los voltajes de switcheo, ecuación 46.

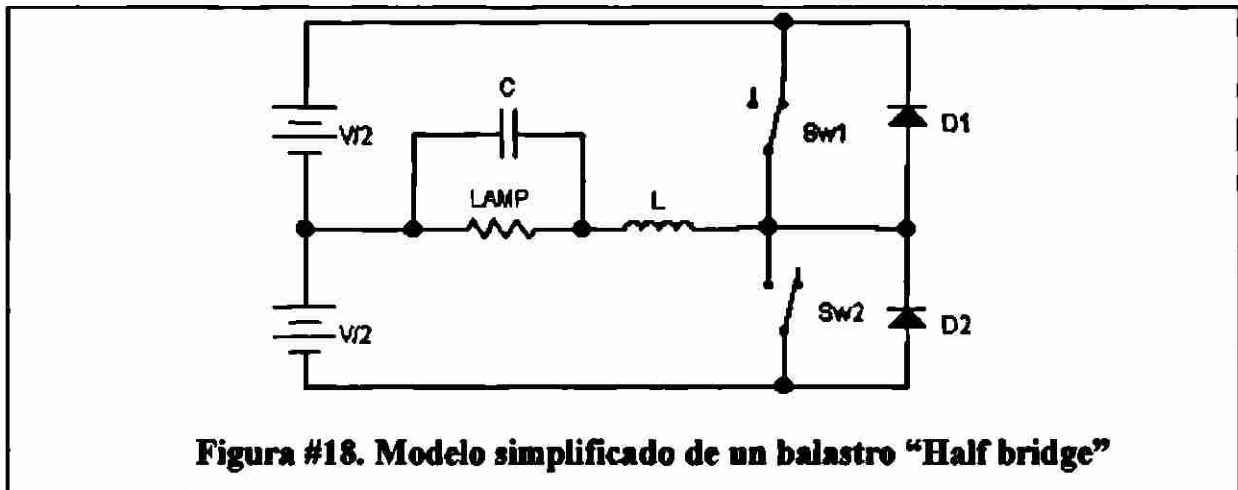


Figura #18. Modelo simplificado de un balastro "Half bridge"

MODELO SIMPLIFICADO DE UNA BALASTRA HALF BRIDGE"

```

.PARAM V=180 ; PARÁMETROS
.PARAM R=218
.PARAM C=48.6N
.PARAM L=578U
.PARAM B={2*3.141516*SQR(L*C)}
V1 2 1 {V/2} ; VOLTAJE DE DIRECTA
V2 1 0 {V/2} ; VOLTAJE DE DIRECTA
C1 3 1 {C} ; CAPACITANCIA EN PARALELO CON LA LÁMPARA
R1 3 1 {R} ; LÁMPARA
L1 4 3 {L} ; INDUCTANCIA EN SERIE CON LA LÁMPARA
S1 2 4 5 0 SW ; TRANSISTOR (SWITCH)
S2 4 0 5 0 SW1 ; TRANSISTOR (SWITCH)
D1 4 2 DIN4937 ; DIODO DE ANTIPARALELAJE
D2 0 4 DIN4937 ; DIODO DE ANTIPARALELAJE
VAUX 5 0 PULSE(0 1 0 0 0 {B/2} {B}) ; CONTROL DE SWITCHEO
.MODEL SW VSWITCH(VON=1 VOFF=0 RON=.0125 ROFF=1T)
.MODEL SW1 VSWITCH(VON=0 VOFF=1 RON=.0125 ROFF=1T)
.LIB TESIS.LIB ; MANDO LLAMAR A UNA LIBRERÍA
.TRAN 1.11U 150U 0 1.11U ; ANALISIS DE 0 A 150U Y PASO DE CALCULO DE 1.11U
.PROBE V(3,1) I(S1) I(S2) V(4,1) ; SEÑALES A GRAFICAR
.OPT NOPAGE
.END ; FINAL DEL PROGRAMA

```

Programa PS #1 Modelo simplificado de una balastro "Half-Bridge"

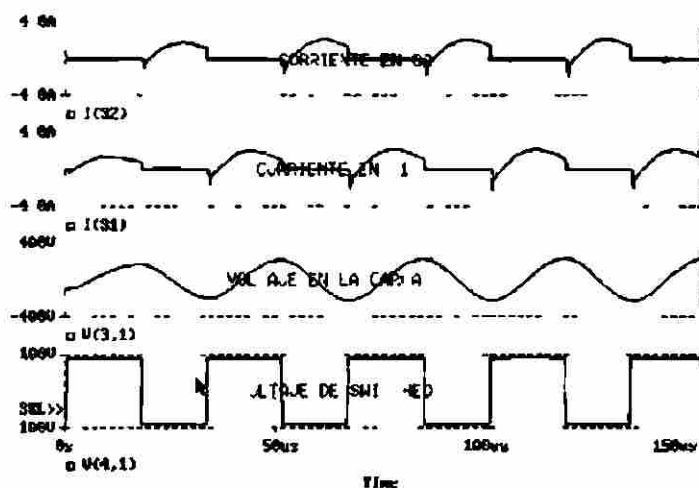


Figura #19, Simulación de PS1 con diodos de antiparalelaje

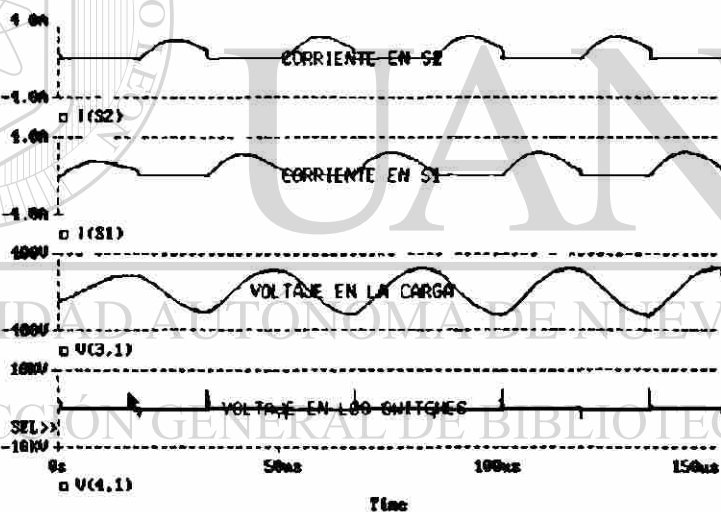
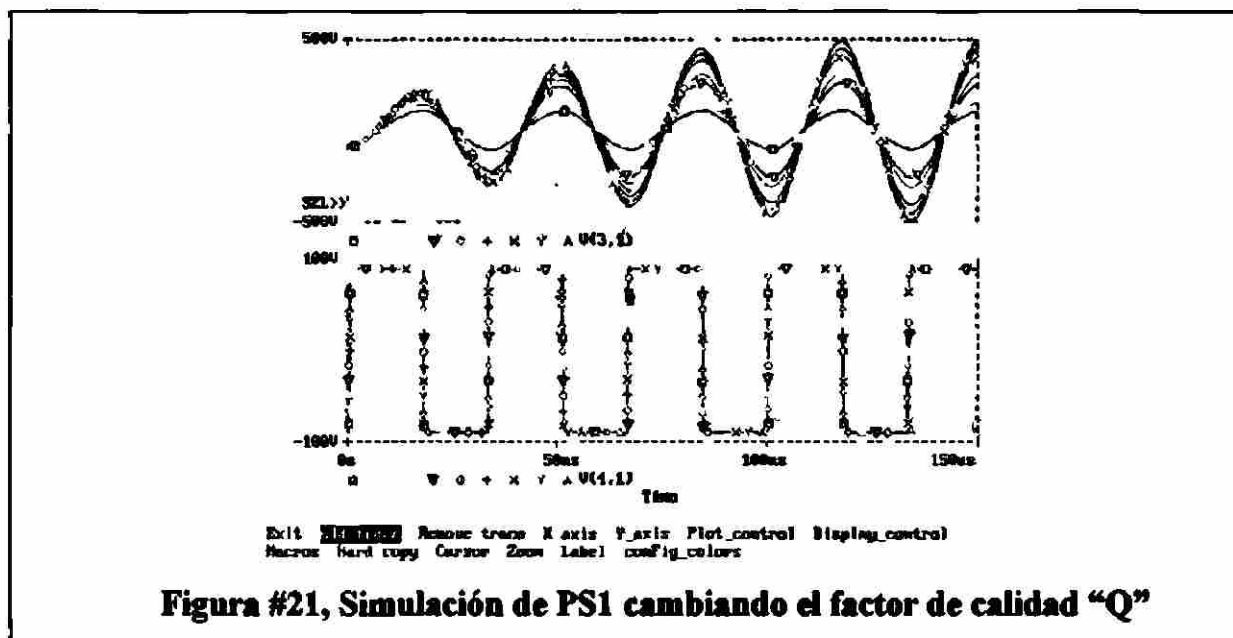


Figura #20, Simulación de PS1 sin diodos de antiparalelaje



3.4.1. - Observaciones y comentarios.

Como se pudo observar el modelo simplificado de la balastra nos ayuda a encontrar puntos críticos en su diseño, como los picos de voltaje al no utilizar los diodos de antiparalelaje o rueda libre. Por otra parte nos ayuda a entender su funcionamiento a diferentes cargas, como lo fue el aumento de voltaje de salida al aumentar el factor de calidad "Q".

3.5. - Etapa de rectificación y corrección del factor de potencia.

En este apartado se simularán los modelos de las etapas de rectificación usando cargas puramente resistivas, mejor caso, con el fin de entender el comportamiento de los diferentes esquemas de rectificación, en cuanto a rizado en el voltaje de salida y su factor de potencia.

3.5.1. - Convertidor AC-DC típico, convencional.

En la figura #12 a) se muestra el circuito del rectificador típico y en el programa PS2 se muestra su código en Pspice y en la figura #22, los resultados de obtenidos.

Como se puede observar el factor de potencia es muy bajo (0.57) y la señal de corriente en la entrada difiere de una senoidal, cambios abruptos de corriente; sin embargo el voltaje en la salida mantiene un rizado mediano, 60V (30%).

RECTIFICADOR CONVENCIONAL

Vac 1 2 SIN(0 169.71 60 0 0 0)

R0 0 3 218

Cdc 3 0 47u

D1 0 2 Dideal

D2 2 3 Dideal

D3 1 3 Dideal

D4 0 1 Dideal

.TRAN 280us 60ms 0s 280us

.MODEL Dideal D(Is=10f Rs=0 Cjo=0 Vj=1 Tt=0 M=500m BV=1e+30

+N=1 EG=1.11 XTI=3 KF=0 AF=1 FC=500m IBV=1m)

.OPTIONS ITL4=25

.PROBE V(2,1) V(3) I(Vac)

END

;VOLTAJE DE ENTRADA

;CARGA

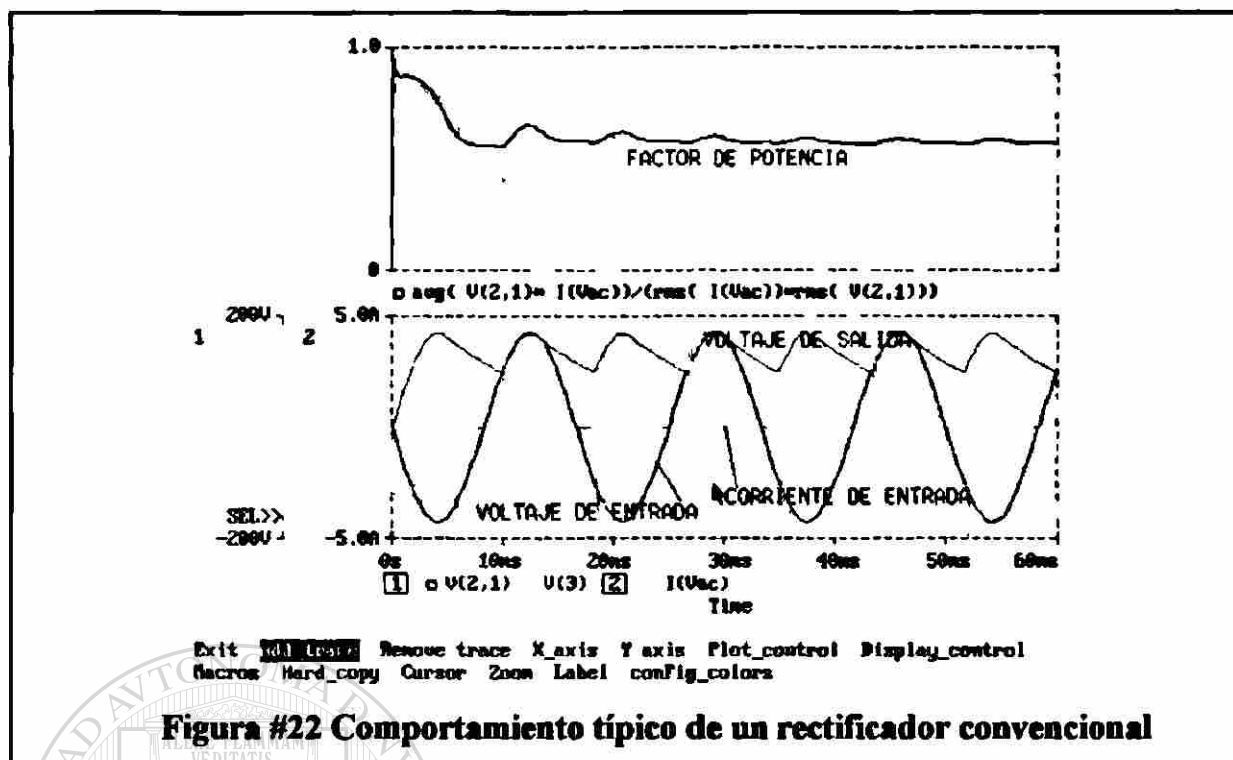
;CAPACITOR DE FILTRADO

;PUENTE DE DIODOS

;OPCIONES DEL PSPICE

;SEÑALES A GRAFICAR

Programa PS #2 Rectificador convencional



3.5.2. - Convertidor AC-DC llenador de valles.

— En la figura #12 b) se muestra el circuito del rectificador llenador de valles y en el programa PS3 se muestra su código en Pspice y en la figura #23, los resultados obtenidos. Como se puede observar el factor de potencia es muy alto (0.90) y la señal de corriente en la entrada se asemeja a una senoidal, sin embargo el voltaje en la salida tiene un rizado muy alto, 100V (55%). Los picos en la señal de corriente pueden ser filtrados con un filtro pasabajos para aumentar el factor de potencia.

CIRCUITO LLENADOR DE VALLES

```
VAC 1 2 SIN(0 169.71 60 0 0 0)
```

```
R0 0 3 218
```

```
D0 0 6 Dideal
```

```
D1 5 3 Dideal
```

```
D2 6 5 Dideal
```

```
C0 3 6 47u
```

```
C1 5 0 47u
```

```
Db1 0 2 Dideal
```

```
Db2 2 3 Dideal
```

```
Db3 1 3 Dideal
```

```
Db4 0 1 Dideal
```

```
.MODEL Dideal D(Is=10f Rs=0 Cjo=0 Vj=1 Tt=0 M=500m BV=1e+30  
+N=1 EG=1.11 XTI=3 KF=0 AF=1 FC=500m IBV=1m)
```

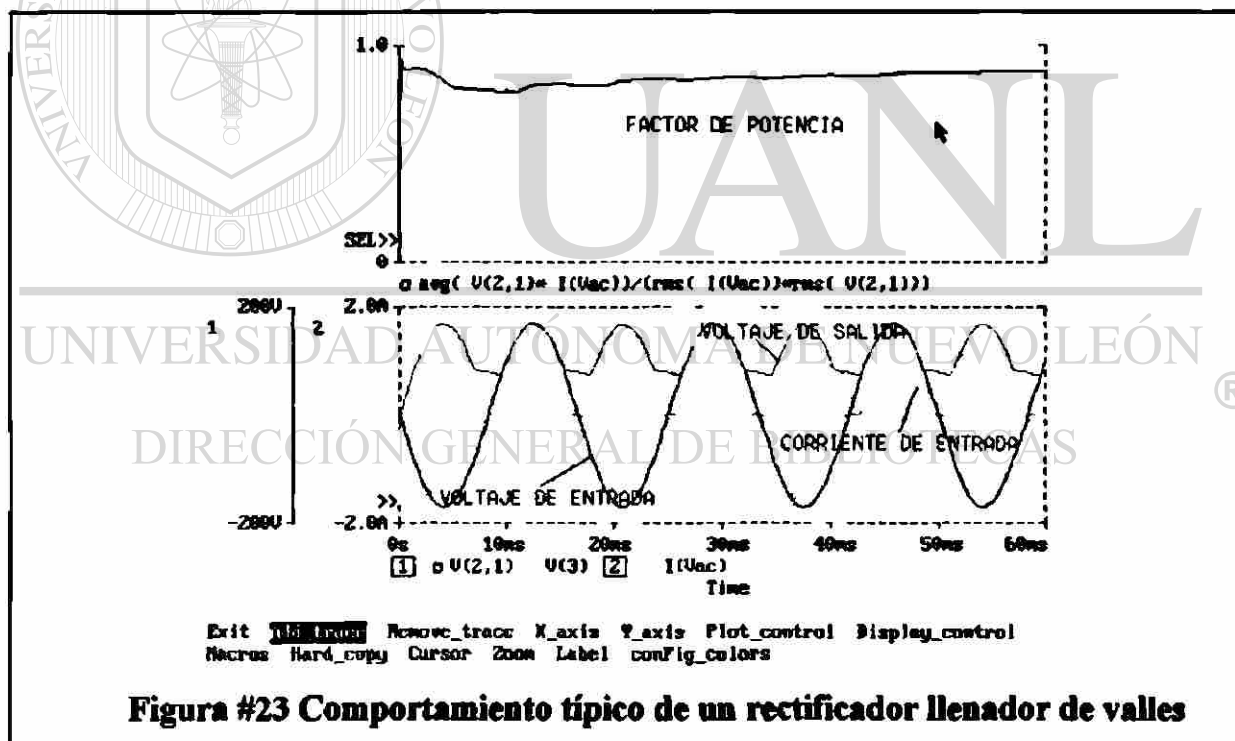
```
.TRAN 280us 60ms 0s 280us
```

```
.OPTIONS ITL4=25
```

```
.PROBE V(2,1) V(3) I(Vac)
```

```
.OPTIONS ITL4=25
```

```
.END
```

Programa PS #3 Circuito llenador de valles**3.5.3. - Convertidor AC-DC con inyección de señal (“Dither Signal”)**

En la figura #13 se muestra el circuito con inyección de señal y en el programa PS4 se muestra su código en Pspice y en la figura #24, los resultados de obtenidos.

Como se puede observar el factor de potencia es muy alto (0.91) y la señal de corriente en la entrada se asemeja a una senoidal, y el voltaje en la salida mantiene menos rizado que en el caso del rectificador típico, 30V (12%). Para tener mejores resultados la señal a ser inyectada tiene que ser de mayor voltaje que la fuente principal, por lo que se requiere de un doblador de voltaje, figura #13, para fines prácticos y de simulación se puede usar un rectificador típico y una señal externa.

DITHER

VAC 1 4 SIN(0 170 60 0 0 0)

;SEÑAL DE ALIMENTACION 120V 60HZ

VDT 4 11 SIN(0 300 50K 0 0 0)

;SEÑAL DE INYECCION DITHER

RAUX 5 11 5

;AUXILIAR

R1 0 2 218

;CARGA

C1 2 0 47u

;CAPACITOR DE CD

L0 1 15 1m

;FILTRO

Lf 15 10 0.42m

Cf 15 4 1u

;PUENTE DE DIODOS

D1 0 5 Dideal

D2 5 2 Dideal

D3 10 2 Dideal

D4 0 10 Dideal

.TRAN 500us 60ms 0s 500us

.MODEL Dideal D(Is=10f Rs=0 Cjo=0 Vj=1 Tt=0 M=500m BV=1e+30 N=1

+EG=1.11 XTI=3 KF=0 AF=1 FC=500m)

.PROBE V(2) V(4,1) I(VAC)

.OPTIONS IFL4=100 IFL5=0 RELTOL=.01

END

Programa PS #4 Corrección de factor de potencia por inyección de señal

“dither”

DIRECCION GENERAL DE BIBLIOTECAS

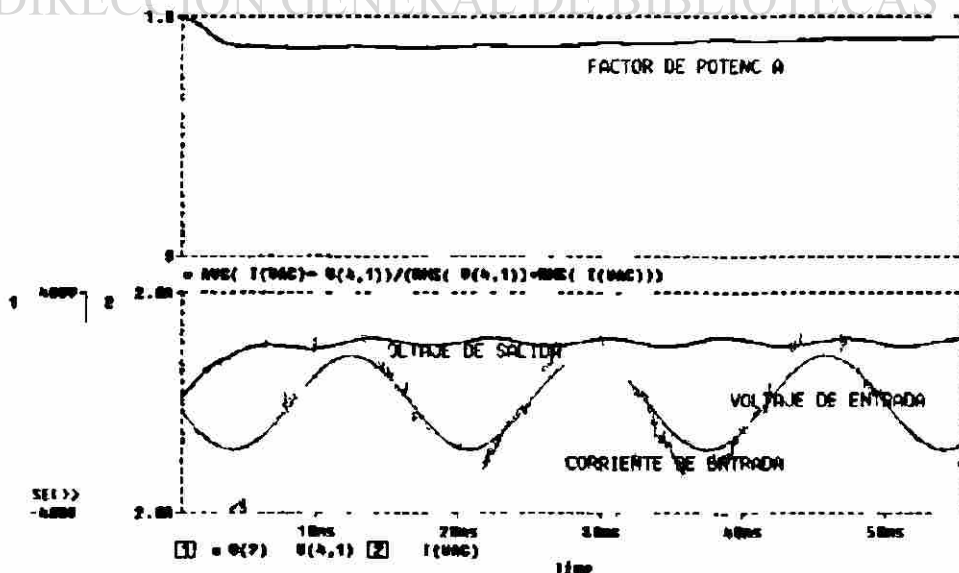


Figura #24 Comportamiento típico de un rectificador con inyección de señal

3.5.4. - Convertidor AC-DC con cancelación de voltaje “Charge Pump”.

En la figura #15 se muestra el circuito con retroalimentación capacitiva “Charge Pump” y en el programa PS5 se muestra su código en Pspice y en la figura #25, los resultados de obtenidos.

Como se puede observar el factor de potencia es casi unitario (0.98) y la señal de corriente en la entrada se asemeja a una senoidal, y el voltaje en la salida mantiene menos rizado que en el caso del rectificador típico, 30V, (10%).

CHARGE PUMP

VAC 7 2 SIN(0 169.71 60 0 0 0) ;VOLTAJE AC

VFB 6 0 SIN(0 300 50K 0 0 0) ;VOLTAJE A INYECTAR

R0 0 5 218 ;CARGA

CDC 5 0 47u

L0 7 1 1m ;FILTRO

C0 2 1 1u

L1 1 8 420u

D0 4 5 Dideal

;RETROALIMENTACION

D1 3 4 Dideal

C1 4 6 100n

RAX 4 6 100MEG

DB1 0 2 Dideal

;PUENTE DIODOS

DB2 2 3 Dideal

DB3 8 3 Dideal

DB4 0 8 Dideal

.MODEL Dideal D(Is=10f Rs=0 Cjo=0 Vj=1 Tt=0 M=500m BV=1e+30 N=1 EG=1.11

+XTI=3 KF=0 AF=1 FC=500m IBV=1m)

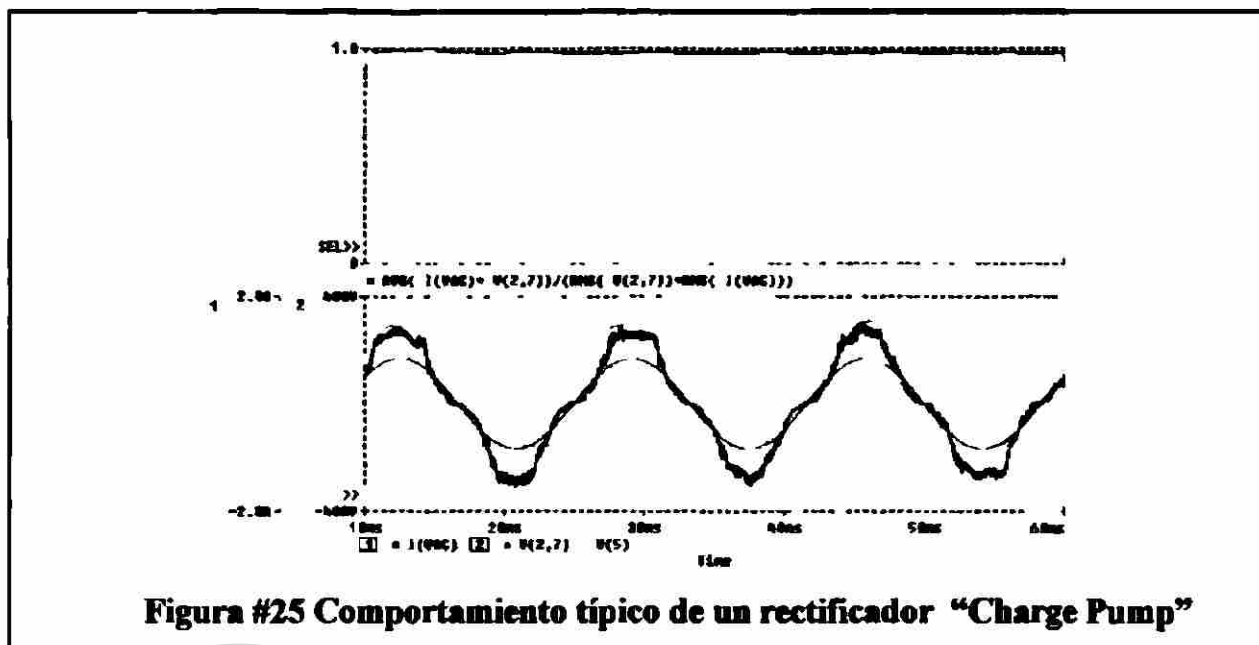
.PROBE V(2,7) I(VAC) V(5)

.TRAN 500us 60ms 0s 500us

.OPTIONS ITL4=100 ITL5=0 RELTOL=.01

.END

Programa PS #5 Corrección de factor de potencia “Charge-Pump”



3.6.- Observaciones y comentarios.

No se simuló el esquema "Boost Converter" por la complejidad en el cálculo de la señal voltaje a pulsos de amplitud modulada, PWM, requerida por el elemento de switcheo.

De los esquemas anteriores el que presenta un mayor factor de potencia (0.98), rizado aceptable del 10%, tabla #1, y un menor número de componentes, es el esquema "Charge Pump", el cual se usará en el diseño de nuestro prototipo. Como se verá más adelante solo se requiere añadir un par de diodos y un pequeño inductor.

Topología	Rizado	Factor de potencia
Convencional	30%	57%
Llenador de Valles "Valley Filled"	55%	90%
Inyección de señal "Dither Signal"	12%	91%
Cancelación de Voltaje "Charge Pump"	10%	98%

Tabla #1. Comparación de diferentes esquemas de corrección de factor de potencia.

3.7.- Librerías y modelos equivalentes de cada parte.

Dentro del Pspice existe una función de nombre ".lib libreria.lib" la cual nos sirve para evitar el tecleado constante de modelos dentro del circuito codificado y entorpecer la lectura de los mismos. Los modelos de los componentes usados dentro de la librería creadas, "tesis.lib", se encuentran los siguientes componentes.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

3.7.1.- Diac.

No existen modelos para Pspice que modelen el comportamiento del DIAC, por lo cual se requirió crear uno propio partiendo del conocimiento del DIAC y su relación con otros componentes. En este caso se modelo el DIAC partiendo de un TRIAC al cual se le aplica una señal en la compuerta al existir un voltaje entre terminales igual al umbral del DIAC, 32V y se elimina cuando el voltaje entre terminales es menor a 28V. Programa PS #6.


```

Subckt DIAC 3 1
rgate 2 5 100
cgate 2 1 218n
vgs 5 1 0
striac 3 4 6 1 striac
cswitch 3 4 110p
vas 4 1 0
VAUX 2 11 6
S3 11 0 3 0 S3
.MODEL S3 VSWITCH(VON=32 VOFF=28 RON=2 ROFF=125MEG)
.model striac vswitch (ron=.0764 roff=20meg von=1 voff=0)
fsense 1 6 poly(2) vgs vas -1 66.666 0 16666 0 2.8e4
rsense 6 1 1
ea 7 1 poly(1) 3 1 0 0 .01
ra 7 1 1
vbr 8 1 1
sbr 8 5 7 1 sbr
.model sbr vswitch(ron=.001 roff=1meg von=404 voff=396
cr 6 1 .1u
.ends

```

PS #6. Modelación de un DIAC

3.7.2.- Nov “Metal Oxide Varistor”.

El “ Metal Oxide Varistor” MOV, se modelo por medio de dos diodos zener encontrados. Programa PS7.

```

.SUBCKT MOV 1 2
D1 1 3 DIODO
D2 2 3 DIODO
.MODEL DIODO D(BV=185)
.ENDS

```

PS #7. Modelación de un MOV

3.7.3.- Diodos.

Los modelos de los diodos fueron proporcionados por los fabricantes. Programa PS8.

```

.model D1N4937 D(Is=4.0201p Rs=0.461 N=1.0608 Tt=0.153u Cjo=12.129p

```

```

+      Vj=0.8696 M=0.1762 Bv=600 Ibv=10n)

.model D1N4007 D(Is=3.4368p Rs=59.6449m N=1.2739 Cjo=21.4053p Vj=0.5
+      M=0.3713 Ibv=10n Bv=1k)

.model D1N4148 D(Is=0.1p Rs=16 CJO=2p Tt=12n Bv=100 Ibv=0.1p)

```

PS8. Modelación de diodos

3.7.4.- Transistores.

Los modelos de los transistores fueron proporcionados por los fabricantes. Programa PS9.

```

.model QMJE13005 NPN(Is=1.1705p Bf=23.36 Nf=1.065 Vaf=25.0814 Ikf=1.9240
+      Ise=8.4113p Ne=1.7994 Br=7.7519 Nr=1.0667 Var=45.703 Ikr=10
+      Isc=2.548n Nc=1.6002 Rb=54.781 Irb=0.3815u Rbm=0.4859 Re=63.63m
+      Rc=10.8622m Cje=1.223n Vje=0.5718 Mje=0.323 Tf=5.9286n Xtf=5.5
+      Itf=.6299 Cjc=0.1495n Vjc=0.3 Mjc=0.4305 Tr=.94u Eg=1.1)

```

PS #9. Modelación de transistores

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
 3.8.- Integración de la simulación
 DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

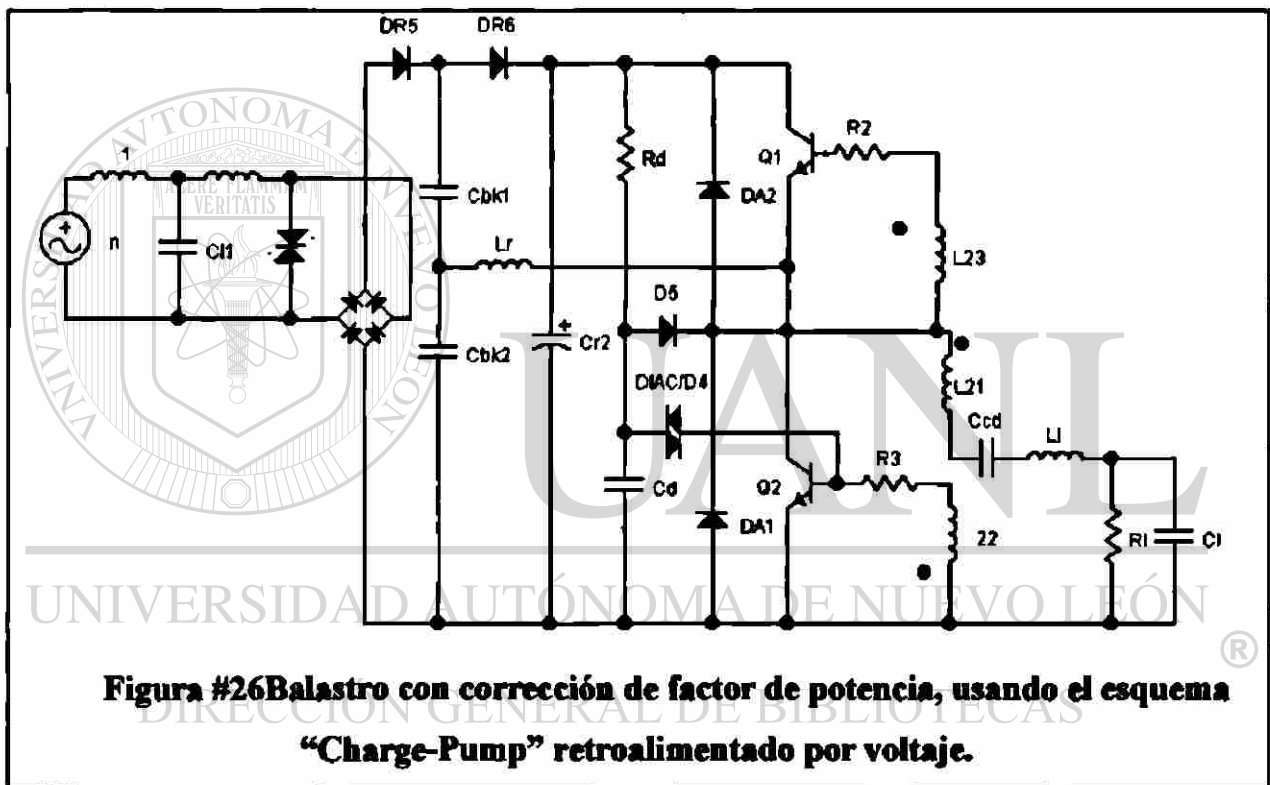
Como se pudo comprobar en la simulación de circuitos equivalentes, el esquema de menor número de componentes y de más fácil diseño se basa en la topología "Charge Pump" retroalimentación capacitiva. Por esta razón se simulara y se diseñara un prototipo usando este tipo de esquema, figura #26.

Como se puede ver en la figura #26 los capacitores Cbk1 y Cbk2 cumplen la función de retroalimentación mientras que en la figura # 8 los capacitores C2 y C3 eran los brazos pasivos del puente. El diodo DR5 nos facilita la suma de voltajes de entrada y el

retroalimentado y el diodo DR6 cumple la función de entregar la energía retroalimentada al capacitor electrolítico.

El inductor L_r en conjunto con el capacitor C_{bk2} ayudan a disminuir el estrés en los componentes de switcheo, THD e interferencia electromagnética EMI.

En el programa PS10, se codifica de manera mas detallada el balastro prototipo, usando valores calculados en el capítulo 4, "Construcción del prototipo".



BALASTRA CON RETROALIMENTACION CAPACITIVA

```

.PARAM RL=280           ;RESISTENCIA DE LA LÁMPARA
.PARAM LL=1m           ;INDUCTANCIA DE RESONANCIA
.PARAM CL=20n         ;CAPACITANCIA DE RESONANCIA
.PARAM V=180          ;VOLTAJE PICO DE ALIMENTACION
.PARAM CFBK=100n      ;CAPACITANCIA RETROALIMENTACION
.PARAM LR1=1m

*
VIN 16 19 SIN(0 {V} 60 0 0) ; VOLTAJE DE ENTRADA
LI1 16 25 1m           ;FILTRO EMI
CI1 25 19 1u
LI2 25 24 3.6m
X1 24 19 MOV

*
DR1 0 24 D1N4007       ;RECTIFICACION
DR2 24 21 D1N4007
DR3 0 19 D1N4007
DR4 19 21 D1N4007
CR2 1 0 47U
DR5 21 22 D1N4007     ;FEED BACK
DR6 22 1 D1N4007
CBK1 22 26 {CFBK}
CBK2 26 0 {CFBK/5}
LR1 26 3 {LR1}

*
RD 1 11 330K          ;RED DE DISPARO
CD 11 0 22n
D5 11 3 D1N4007
X2 11 6 DIAC

*
R2 4 5 6              ;ETAPA DE INVERSION
R3 6 7 6
Q1 1 4 3 QMJE13005
Q2 3 6 0 QMJE13005
DA1 0 3 D1N4937
DA2 3 1 D1N4937
Cs 3 0 100p
L21 3 8 120u          ;TOROIDE DE OSCILACION
L22 0 7 120u
L23 5 3 120u
K1 L21 L22 L23 0.9

*
Ccd 8 9 1u           ;ACOPLAMIENTO
L1 9 10 {LL}         ;CARGA
CL 10 0 {CL}
RL 10 0 {RL}

*
.LIB TESIS.LIB       ; LLAMA A LIBRERIA
.PROBE
.OPT NOPAGE RELTOL=.01 ABSTOL=1E-9 VNTOL=1E-9 NOMOD ITL5=0 ITL4=100
.TRAN 1us 100ms 0m 1us
.FOUR 60 51 I(VIN)   ; ANALISIS DE FOURIER, CORRIENTE DE ENTRADA
.END                 ; FINAL DEL CIRCUITO

```

PS #10. Balastura prototipo con retroalimentación capacitiva-inductiva

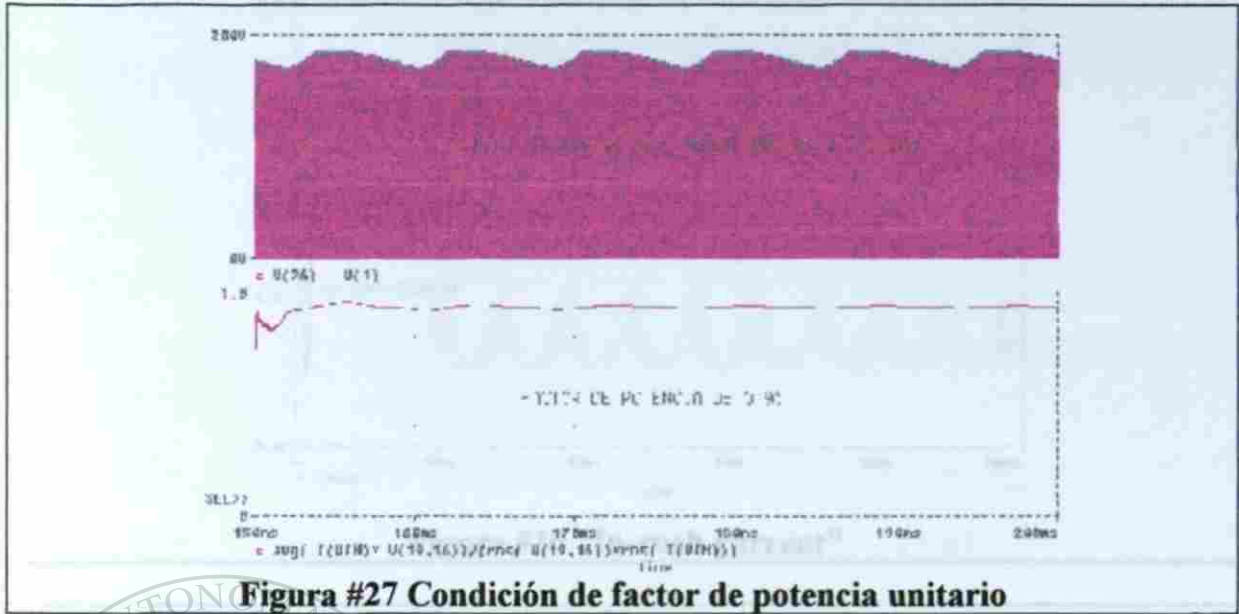


Figura #27 Condición de factor de potencia unitario

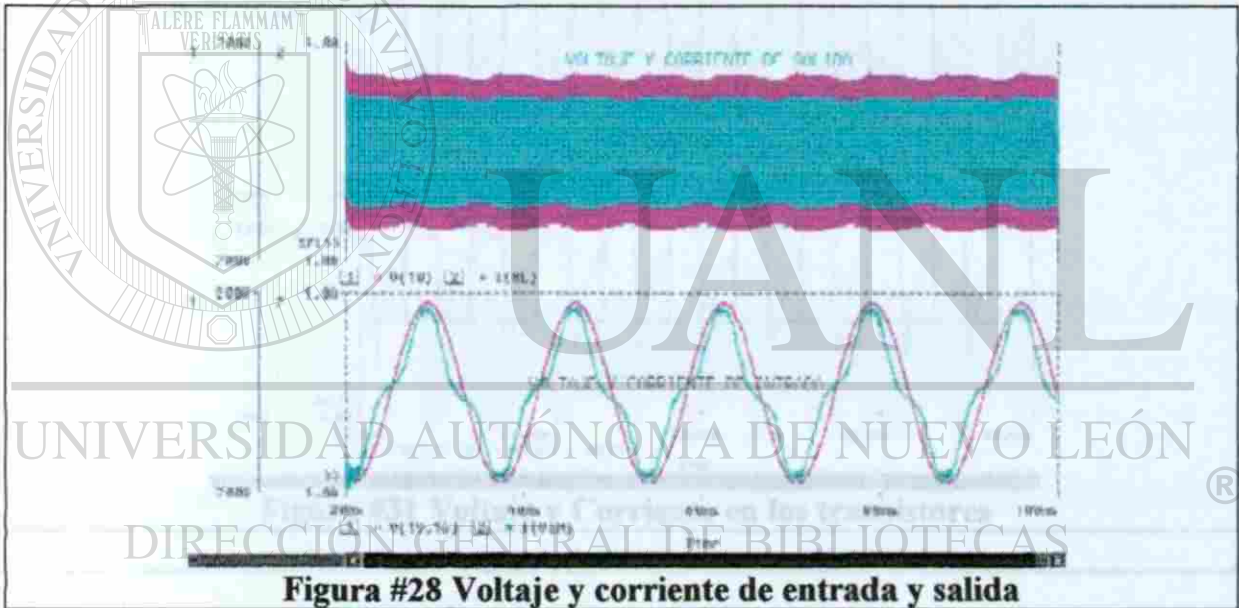


Figura #28 Voltaje y corriente de entrada y salida

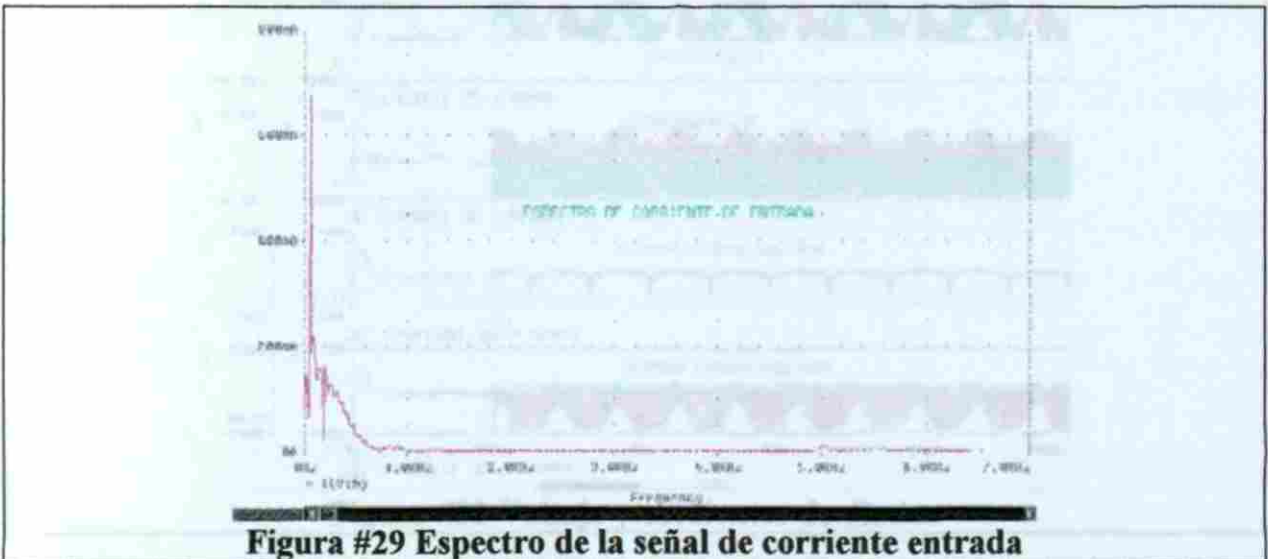


Figura #29 Espectro de la señal de corriente entrada

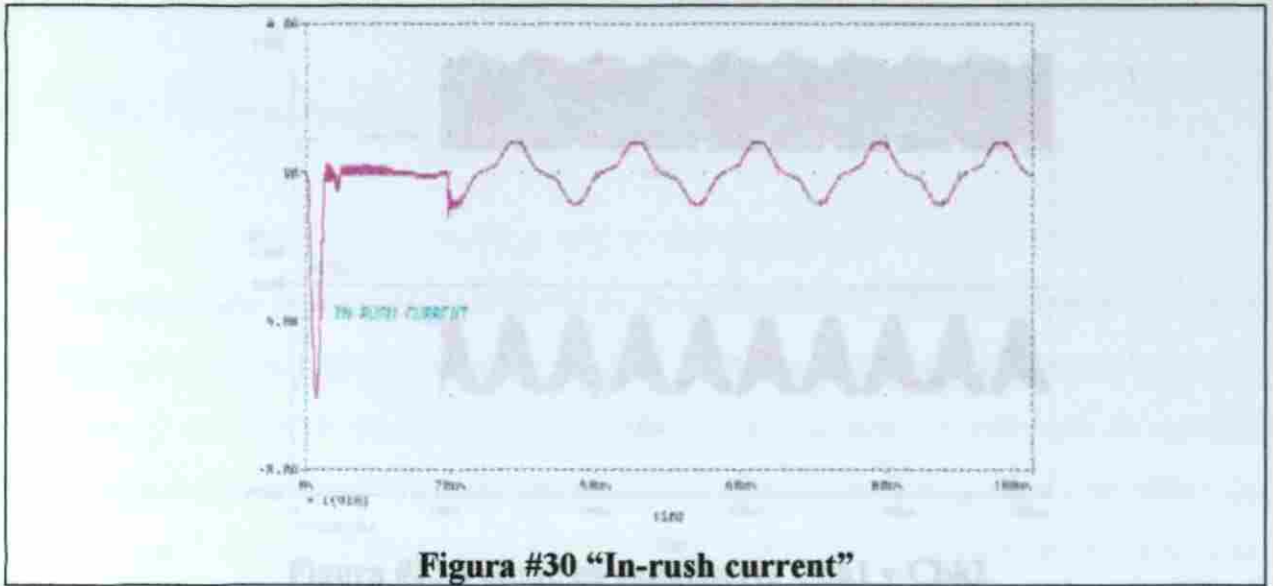


Figura #30 "In-rush current"

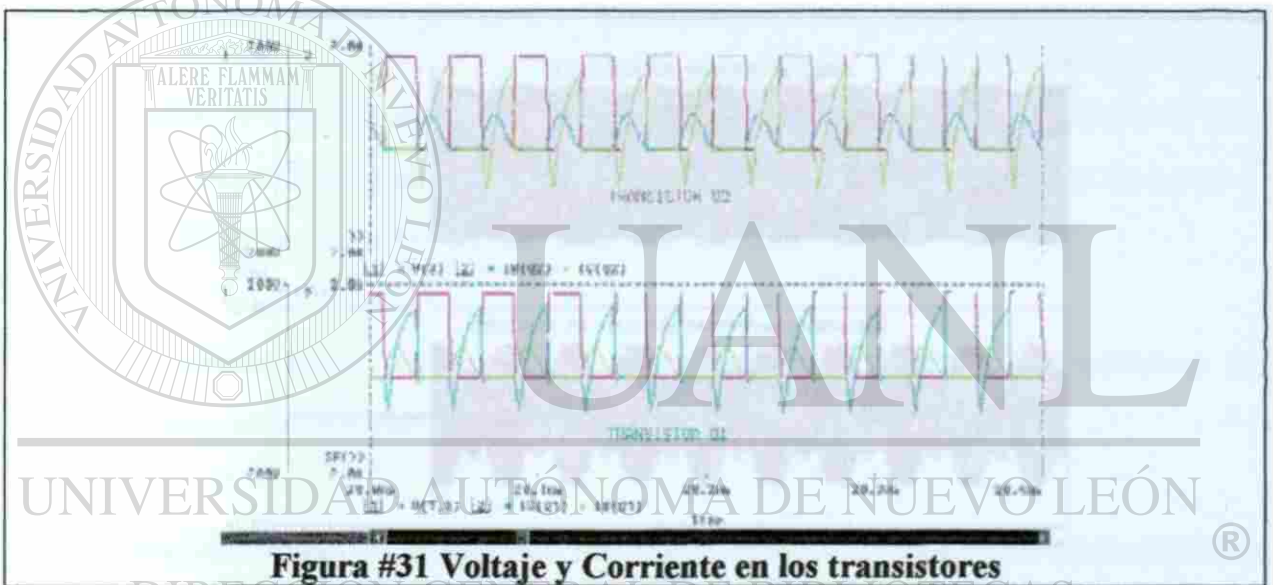


Figura #31 Voltaje y Corriente en los transistores

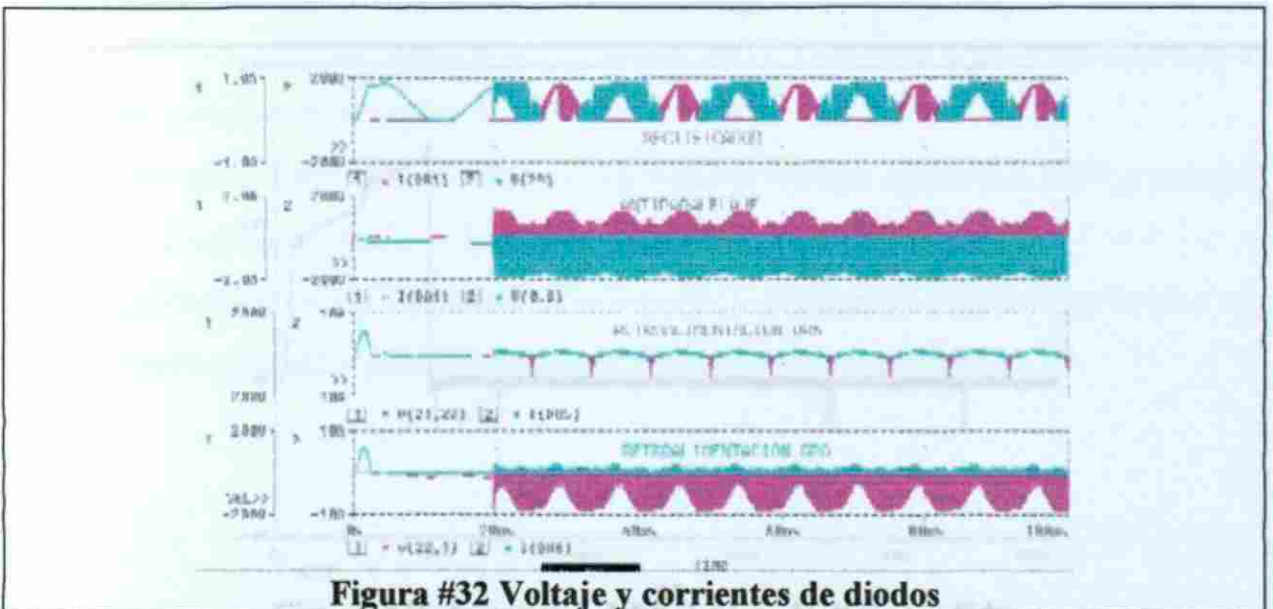
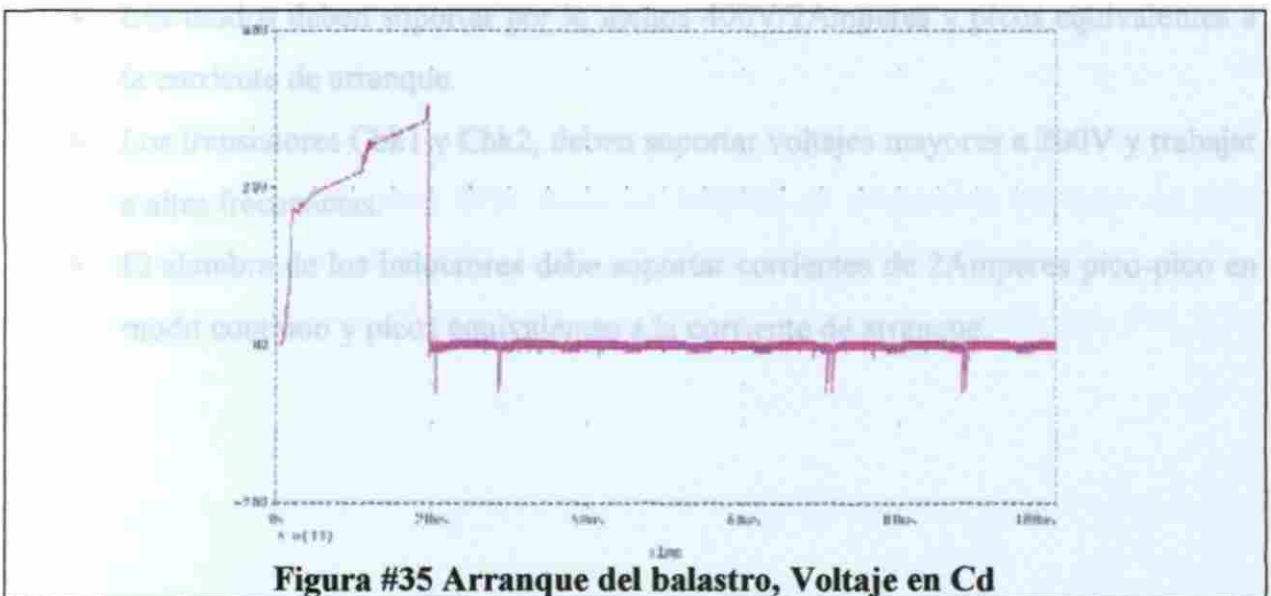
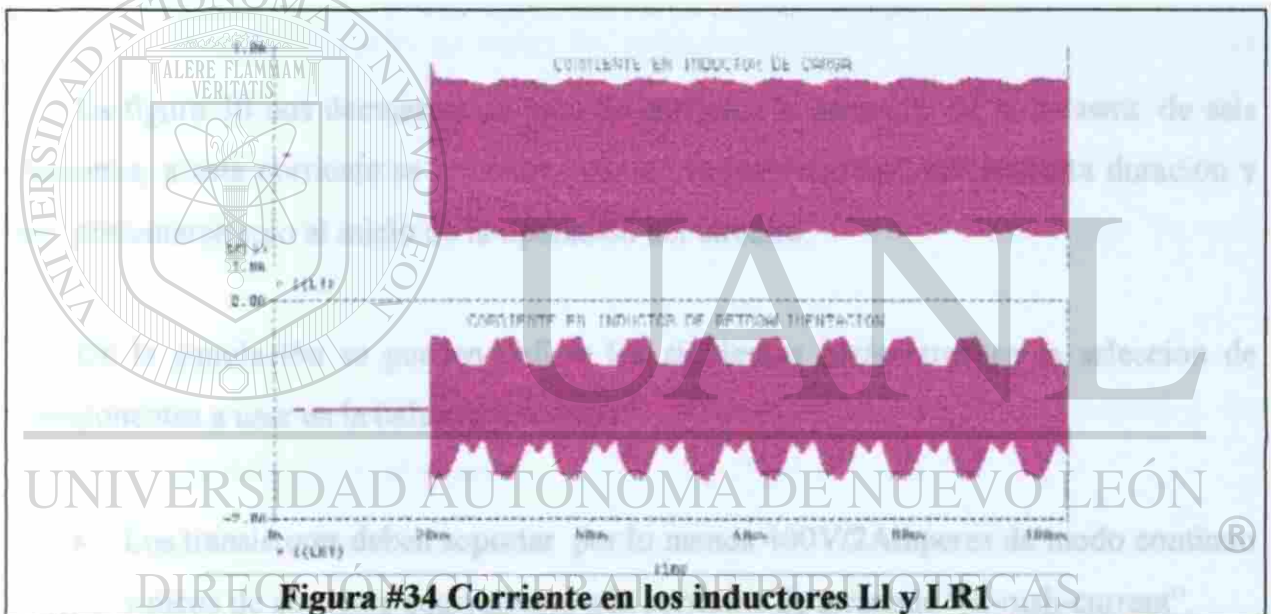
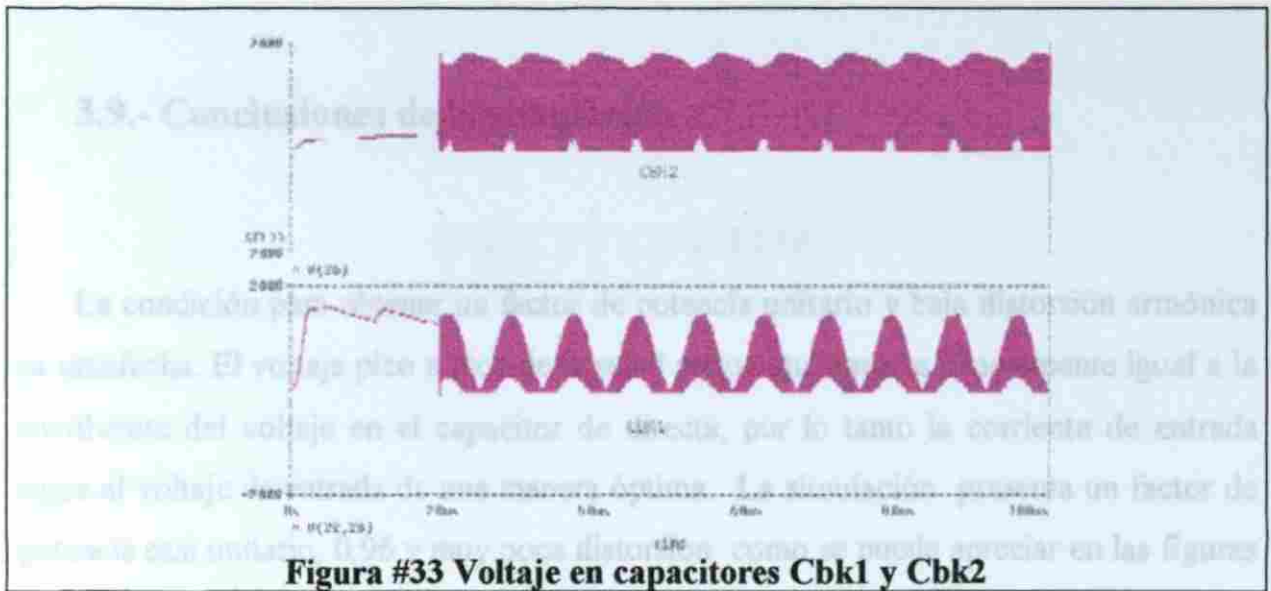


Figura #32 Voltaje y corrientes de diodos



3.9.- Conclusiones de la simulación.

La condición para obtener un factor de potencia unitario y baja distorsión armónica es satisfecha. El voltaje pico a pico de la señal retroalimentada es exactamente igual a la envolvente del voltaje en el capacitor de directa, por lo tanto la corriente de entrada sigue al voltaje de entrada de una manera óptima. La simulación presenta un factor de potencia casi unitario, 0.96 y muy poca distorsión como se puede apreciar en las figuras 27, 28 y 29.

La figura 30 nos demuestra un pico de corriente al arranque de la balastra, de seis Amperes, a esta corriente se le conoce como “in-rush-current” por su corta duración y por presentarse solo al inicio de la operación del circuito.

De la simulación se pueden definir los siguientes parámetros en la selección de componentes a usar en la balastra prototipo:

- Los transistores deben soportar por lo menos 400V/2Amperes de modo continuo y picos de corriente equivalentes a la corriente de arranque “in-rush-current”.
- Los diodos deben soportar por lo menos 400V/2Amperes y picos equivalentes a la corriente de arranque.
- Los transistores Cbk1 y Cbk2, deben soportar voltajes mayores a 200V y trabajar a altas frecuencias.
- El alambre de los inductores debe soportar corrientes de 2Amperes pico-pico en modo continuo y picos equivalentes a la corriente de arranque.

4.- CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO

4.1- Introducción.

En el presente capítulo se verán las consideraciones de seguridad para prevenir daños en el balastro por fallas en la lámpara: sobre-voltajes, excesos de corriente, etc., al igual se mencionaran algunos sistemas de protección ante picos de voltaje en la fuente de alimentación y de algunas técnicas para limitar la corriente de arranque “In-rush current”.

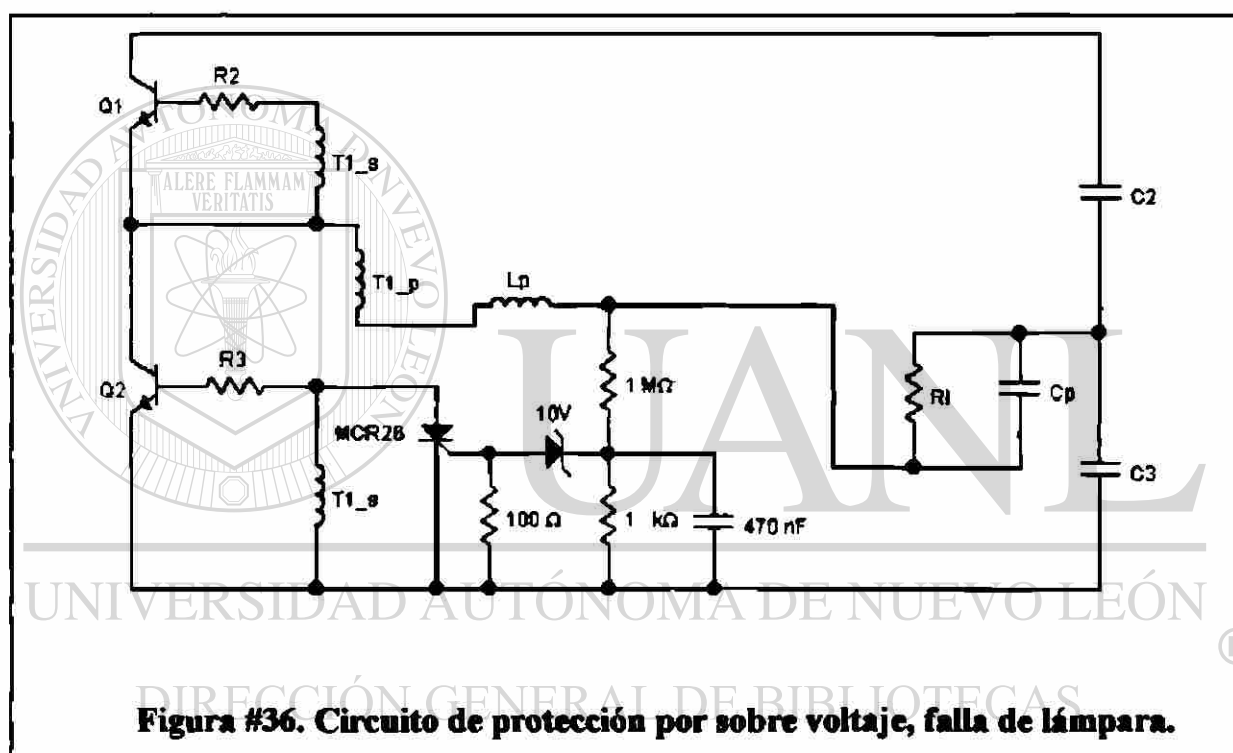
También se desarrollara un prototipo de balastro con alto factor de potencia y se explicaran los resultados del mismo.

4.2.- Consideraciones de seguridad.

Toda balastro electrónica debe tener un sistema de protección en caso de falla eléctrica. El sistema de protección puede ir desde un simple fusible de filamento, fusible térmico o bien un sistema electrónico complejo como se muestra en las figuras #36, 37 y 38.

4.3.- Protección por falla de la lámpara. [4] [26] [30]

Básicamente se puede suprimir el funcionamiento de la balastro electrónica aterrizando la corriente de base en el transistor Q2. Los componentes resaltados forman el circuito de diagnóstico, al momento de fallar la lámpara por efectos de añejamiento.



Otra forma de suprimir el funcionamiento de la balastro y memorizar el modo de fallo, es decir restablecer el circuito al suprimir/restablecer la energía eléctrica se muestra en la figura #37, donde los transistores "Q1" y "Q2" son apagados al ser conectados a tierra por medio de un devanado extra en "T1".

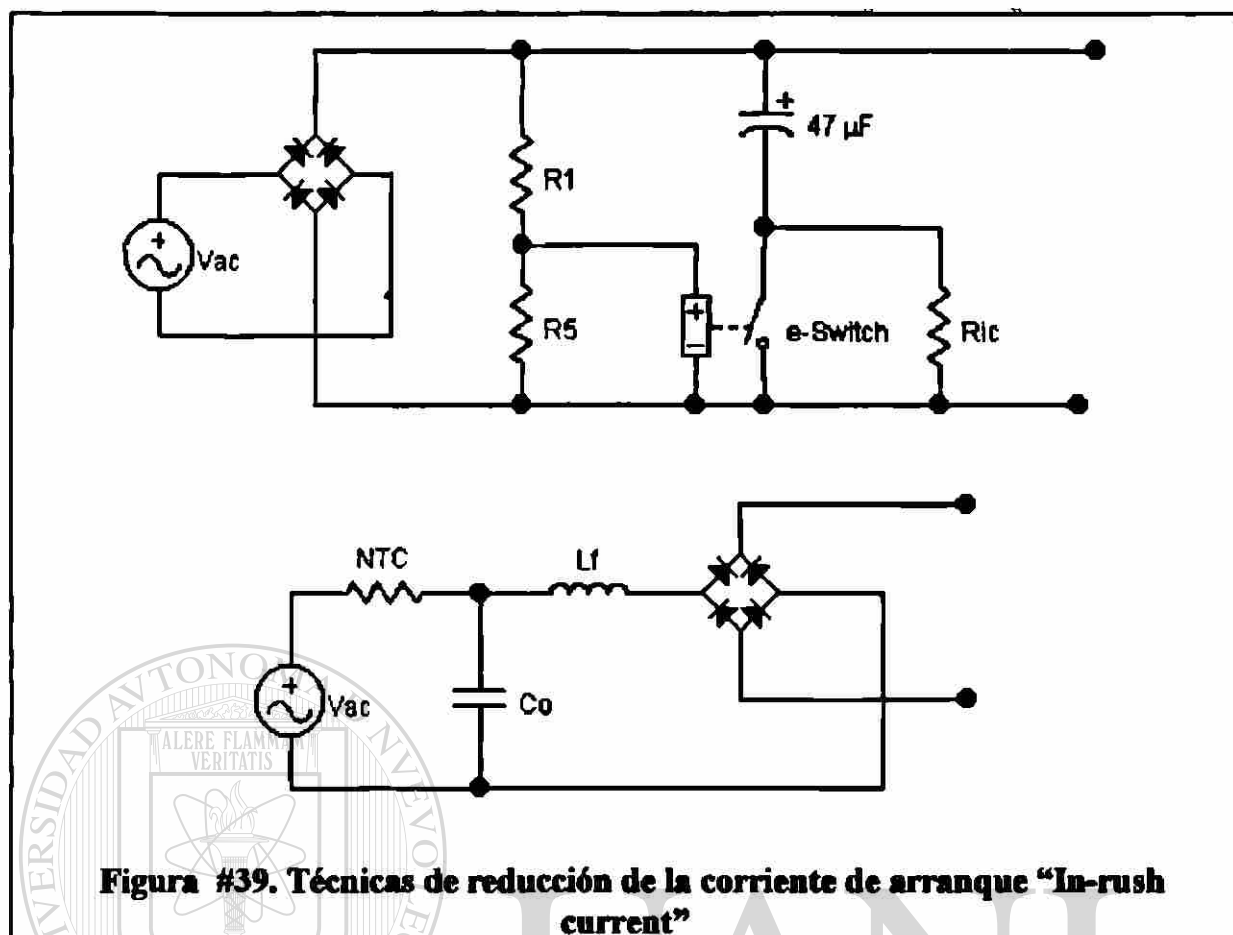
4.4.- Circuito de protección para corrientes de arranque “In-Rush Current”.

Al momento de encender cualquier dispositivo electrónico que cuente con un capacitor electrolítico dentro de la etapa de rectificación, producirá una corriente muy grande en el periodo de carga de dicho capacitor, ecuación 69, figura #30. A este fenómeno se le asocian daños en los sistemas de distribución como fusibles y cableado, cuando los equipos a operar son varios.

$$I \approx C \frac{\Delta V}{\Delta t} \quad (69)$$

Una manera de prevenir daños en los sistemas de distribución de energía eléctrica es prendiendo un aparato a la vez, o bien limitando la corriente de carga en el capacitor por medio de una resistencia de valor elevado durante su carga y un valor de resistencia muy pequeño cuando este se encuentra cargado, figura #39, el e-switch puede ser un cualquier tipo de switch mecánico, relevador o bien una electrónico como BJT, Mosfet, SCR, Triac, etc.

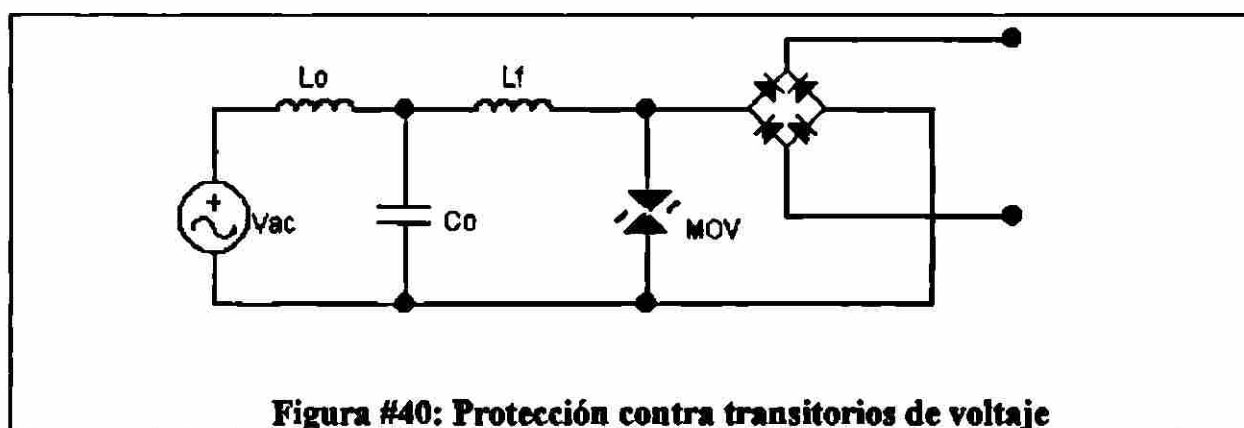
Una manera económica de disminuir esta corriente es colocando una resistencia del tipo NTC “Negative Thermal Coeficient” en serie con la entrada, figura #39b, Dicha resistencia tiene un valor alto a temperatura ambiente y un valor muy pequeño cuando es calentada por la corriente que circula a través ella.



4.5.- Protección contra transitorios de voltaje.

En la práctica es bien sabido la existencia de picos de voltaje sobrepuestos en las líneas de alimentación, debido a factores externos como transitorios, cargas inductivas, condiciones meteorológicas, etc., por lo cual se recomienda proteger todo circuito electrónico conectado a la línea de alimentación con un MOV, "Metal Oxide Varistor" el cual se puede modelar como dos diodos zener encontrados, esto con el fin de limitar picos de voltaje a la entrada del sistema en un rango aceptable por los componentes.

Figura #40.



4.6.- Desarrollo del prototipo.

Debido a que el objetivo de esta tesis busca diseñar de una balastro económica con alto factor de potencia y bajo THD, no se incluirán sistemas de protección por fallo de lámpara, protección térmica, fusible electrónico, protección de “in-rush current” en el diseño a nivel prototipo. Solo se incluirá protección a transitorios de voltaje y un fusible de filamento. Ver programa PS10.

El prototipo se basará en una lámpara T8-30W la cual tiene como datos $V_{on}=101V$, $I_{on}=0.36A$, $R_{on}=280$, frecuencia de operación de 35khz.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

4.7.- Calculo de Q, Ll, y Cl

<p>De las ecuaciones 41-44. Oscilación por medio del toroide T1.</p> $Ll=101(180-101)/(30*3.14*2*35k)$ $=1.2mH$ $Cl= 1/((2*3.14*35k)^2*1.2m)=17n$ $Cl'=1/((2*3.14*70k)^2*1.2m)=4.3n$ <p>Q= de 0.5 a 1.05</p> <p>Como se puede jugar con el valor de Cl cuando el toroide T1 nos da la frecuencia de oscilación, el capacitor en paralelo con la lámpara puede variar de 4.3n a 17n. Valores comerciales dentro de ese rango: 4.7n, 6.8n y 10n.</p>	<p>De las ecuaciones 49-51. Oscilación por medio de la resonancia de la carga RLC.</p> $Q=(3.14*101)/(2*127)=1.25$ $Ll=280/(2*3.14*35K*1.25)= 1mH$ $Cl=1/((2*3.14*35k)^2*1m)= 20n$ <p>Se debe verificar que el toroide T1 se encuentre por debajo de saturación.</p>
--	--

Tabla #2. Calculo de parámetros del circuito resonante.

Un buen comienzo es hacer un prototipo con un valor bajo de inductancia por decir 1mH y variar el capacitor entre 10n y 20n. En este punto se puede usar el Pspice como herramienta de simulación usando el programa PS10 y variando los valores de capacitor e inductor. Como no se cuenta con un modelo del comportamiento del toroide T1, solo se podrá tener una idea del comportamiento del balastro.

Este análisis se facilita agregando en el programa PS10 las siguientes líneas.

- . STEP función modelo- valor inicial - valor final- incremento
- .STEP PARAM Cl 10n 20n 5n
- .STEP PARAM Ll 0.8m 1.2m 0.1m

4.8.- Calculo de Cbk1, Cbk2 y Lr1.

Evaluando las ecuaciones 48 y 56 en términos de Cbk1 y Lr1 se obtiene la frecuencia de retroalimentación:

$$f_{fbk} = \frac{1}{2\pi\sqrt{Lr1Cbk1}} \quad (70)$$

Por medio de varias simulaciones, manteniendo la frecuencia de resonancia LR1, Cbk1 constante y variando la frecuencia de switcheo se obtuvo como resultado que la mejor corrección de factor de potencia se da cuando la frecuencia natural de resonancia del circuito de retroalimentación es menor a la frecuencia de switcheo, ecuación (71):

$$f_{fbk} \approx \frac{2}{\pi} f_s \quad (71)$$

Donde:

f_{fbk} = Frecuencia de resonancia de la retroalimentación

f_s = frecuencia de switcheo

De las ecuaciones (68, 70 y 71) se obtiene que:

$$Cbk1 = 2 \cdot 30 / (35K \cdot 180^2) = 52n$$

$$Cbk2 = \text{de 5 a 10\% del valor de Cbk1 [23]}$$

$$Lr1 = 800\mu H$$

Cbk1 valor comercial cercanos de 56 y 68n

Cbk2 valor comercial entre 4.7 y 6.8n

Lr1 se puede ajustar entre 800u y 1mH

4.9.- Diseño del transformador de oscilación.

De las ecuaciones 33-36

$$I_p = 1.41 * 30 / 101 = 0.42$$

$$N_p = 1.6 * 0.4 / 0.21 = 3$$

$$N_s = 3 / 1.25 = 2.4 \text{ (redondeando a 2)}$$

4.10.- Componentes balastro figura #26.

Parte	Valor	Comentario	Parte	Valor	Comentario
L11	1mH	Baja frecuencia	Cd	22n	>50V
L12	3.6mH	Alta frecuencia	Cr2	47u	>250V
Cl1	.1 a 1u	>250V	Diac	DB3	32V
MOV	-----	-----	Q1-2	XXX13005	-----
DR1-6, D5	1N4007	1A 1000V	R2-3	5	1/2W
DA1-2	1N3907	Fast recovery	T1	3:2	-----
Cbk1	100n	>250V	Ccd	.1 a 1u	>250V
Cbk2	10n	>250V	L1	1 a 1.2mH	-----
Lr1	800u	-----	Cl	10 a 20 nF	>400V
Rd	330K	½ W	R1	T8-30W	-----

Tabla #3 Componentes usados en la balastro de la figura #26.

4.11. - Tabla de componentes balastro figura #45.

Parte	Valor	Comentario	Parte	Valor	Comentario
L11	1mH	Baja frecuencia	Cr2	47u	>250V
L12	3.6mH	Alta frecuencia	Q1-2	MXX4N50	4A/500V
Cl1	.1 a 1u	>250V	R2-3	85	½ W
MOV	—	—	T1	10:2	—
DR1-6	1N4007	1A 1000V	Ccd	.1 a 1u	>250V
Cbk1	100n	>250V	L1	.9 a 1.2mH	—
Rd	220K	½ W	Cl	10 a 20 nF	>400V
Cd	100p	>250V	R1	T8-30W	—
DZ1-4	3.6V	1 W			

Tabla #4 Componentes usados en la balastro de la figura #45.

4.12. - Descripción del software a utilizar en el diseño del PCB

El paquete a utilizar es el OrCAD de versión estudiantil, el cual cuenta con algunas limitantes de componentes y diseño. El OrCAD es uno de los paquetes más completos para la captura de circuitos de manera esquemática y el diseño del circuito impreso PCB de este mismo paquete se han desarrollado un gran número de variantes y versiones para sistemas operativos según sean las necesidades del diseñador, en las nuevas versión el Orcad incluye al PSPICE como paquete de apoyo en las simulaciones.

4.13. - Procedimiento para realizar un PCB en casa.

Teniendo las plantillas del circuito impreso, es necesario imprimirlas en un papel especial para PCB por medio de una impresora láser o bien fotocopiarlas en un acetato.

La impresión en el papel especial para PCB o en el acetato se debe planchar en una placa virgen de cobre, hasta que la tinta quede pegada en el cobre, como si fuese una calcomanía.

Posteriormente se introduce la placa de cobre en una solución ácida de cloruro férrico, para eliminar el cobre expuesto.

Por medio de un martillo y un clavo fino se golpean los puntos de inserción de los componentes, esto servirá de guía al momento de usar el taladro.

Posteriormente se taladran los puntos marcados con el clavo, y se procede a lijar con una lija suave de agua, con la idea de remover el sobrante de tinta, o bien usar algún solvente.

De este punto en adelante solo resta colocar los componentes, soldar y probar el circuito final.

5 ETAPA DE PRUEBAS

5.1. - Equipo a usar.

En este capítulo se estudiara y definirá el equipo a usar en las pruebas a balastros electrónicos como lo son señales de entrada y salida.

XITRON Technologies 2503AH: Analizador de Potencia, con capacidad de análisis de THD, Factor de Potencia, corrientes, Voltajes, Potencia en tres canales.

KIKISUI PCR SOOL: Fuente de poder AC regulada con frecuencia y voltaje ajustable.

Tektronix AM503: Amplificador de corriente.

Fluke 8921A: Multímetro con TRUE-RMS, voltajes y corrientes.

Pearson 411: Sensor de corriente 0.1Volts/Ampere

Wavetek 27XT: Multímetro, Resistencia, Capacitancia, Inductancia, Frecuencia.

5.2. - Medición de prototipos

Parámetro	Balastro 1	Balastro2	Balastro 2'
Vin	126.9V	126.9V	126.9V
Iin	515mA	316.0mA	347.5mA
Pin	35.5W	39.75W	43.78W
THD	82.65%	4.81%	3.58%
PF	54.3%	99.1%	99.3%
VI	93.58V	85.96V	70.30V
II	336.0mA	309.0mA	252.6mA
Freq	32.277Khz	25.08Khz	22.0Khz
PI	31.3W	26.37W	17.63W
Eff	88.2%	66.3%	40.28%

Tabla #5.- Medición de parámetros en el prototipo de la figura #26

Vin:= Voltaje de entrada ACrms

Iin:= Corriente de entrada ACrms

Pin:= Potencia de entrada

THD:= distorsión Total de armónicos

PF:= Factor de Potencia

VI:= Voltaje en la lámpara ACrms

II:= Corriente en la lámpara ACrms

Freq:= Frecuencia de operación en lámpara

PI:= Potencia en entregada a la lámpara

Eff:= Eficiencia relación de Potencia entregada entre Potencia consumida.

Balastro 1: Balastro sin retroalimentación

Balastro 2: Balastro con retroalimentación (BJT)

Balastro 2': Mismo balastro, tiempo antes de efecto avalancha. (Ver comentarios.)

5.3. - Análisis de entrada.

Menor demanda de corriente (515 vs. 316mA).

Reducción de armónicos en la corriente de entrada (82.65 vs. 4.81%)

Mejor factor de potencia. (54.3 vs. 99.1%)

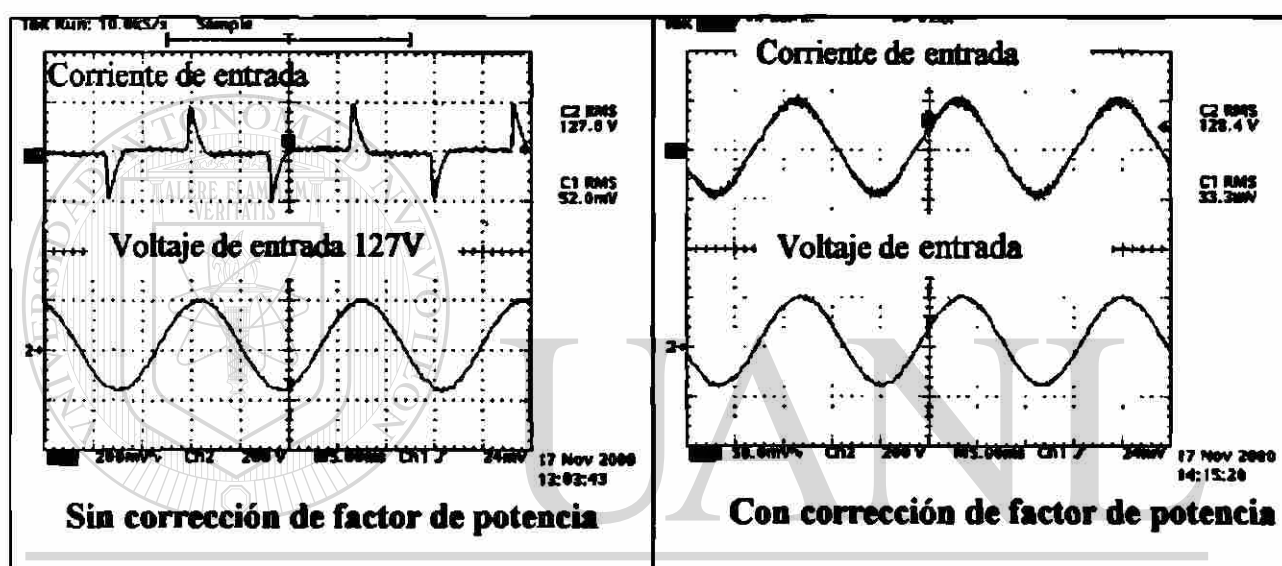


Figura #41 Comparación entre la señal de corriente de entrada de un balastro sin Corrección del factor de potencia y con corrección del factor de potencia (propuesta de tesis)

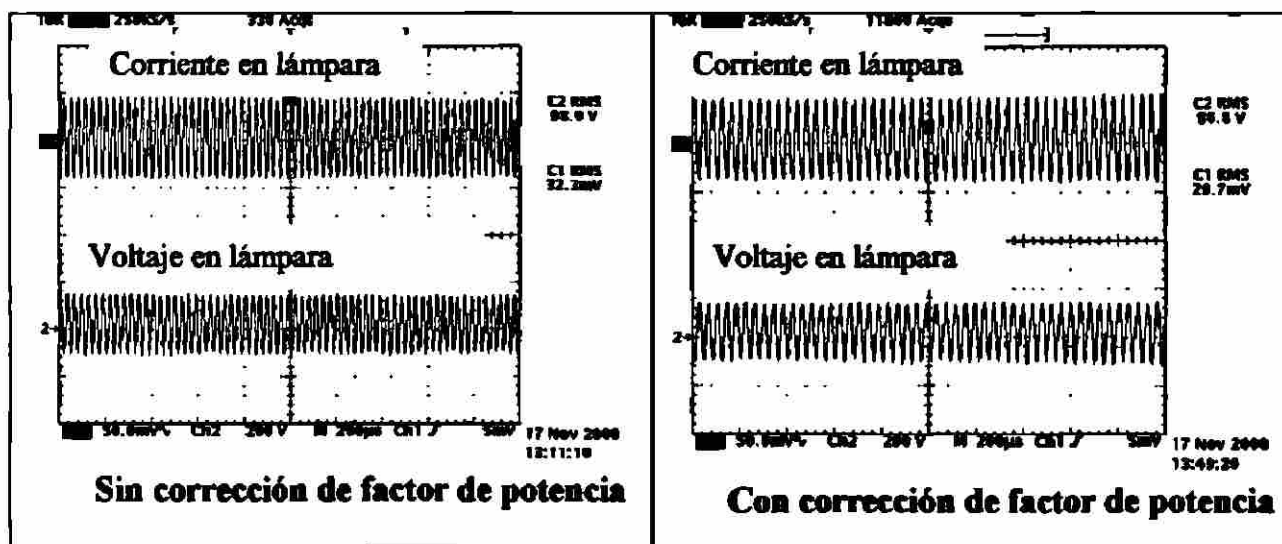


Figura #42 Comparación entre la señal de salida de un balastro sin Corrección del factor de potencia y con corrección del factor de potencia (propuesta de tesis)

Obsérvese como disminuye la frecuencia de oscilación al conectar la retroalimentación la cual trae algunos problemas, los cuales se discutirán a continuación.

5.4. - Análisis de salida.

La potencia del balastro propuesto disminuye al igual que la eficiencia, esto se debe a 2 efectos relacionados entre sí, reducción de la frecuencia de *switching* y el fenómeno “active switching”, el cual provoca un mal funcionamiento de los transistores. Dichos efectos se discuten a continuación:

El circuito de retroalimentación (segundo circuito resonante) disminuye la frecuencia de oscilación del sistema de salida entregando menos potencia a la lámpara.

A continuación se analizará con más detalle la función de transferencia de la carga RLC y la impedancia así como su comportamiento en el dominio de la frecuencia, sin considerar el circuito de retroalimentación.

El capacitor C está en paralelo con R y estos a su vez en serie con el inductor L. De una división de Voltaje se obtiene que:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{Z_c R}{Z_c + R}}{\frac{Z_c R}{Z_c + R} + Z_l} \quad (72)$$

Donde:

$$Z_c = \frac{1}{j\omega C}$$

$$Z_l = j\omega L$$

R= Resistencia lámpara

Agrupando términos tenemos que:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{(1 - \omega^2 LC) + \frac{j\omega L}{R}} \quad (73)$$

Sacando la magnitud y sustituyendo de las ecuaciones 42 y 44 en la ecuación 73 se obtiene. (recordemos que $\omega = 2\pi f$)

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\omega S}{\omega Q}\right)^2 + \left(1 - \left(\frac{\omega S}{\omega}\right)^2\right)^2}} \quad (74)$$

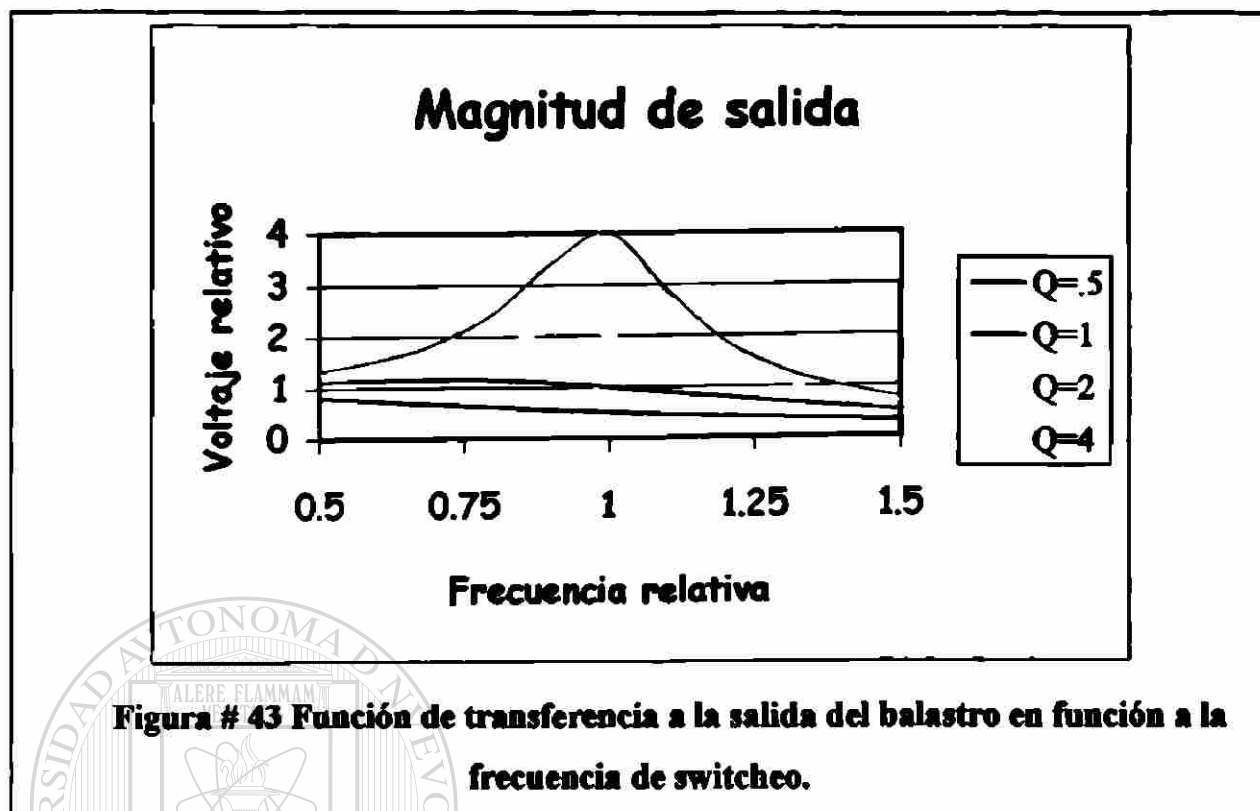
Donde:

ωS = frecuencia de switcheo

ω = frecuencia natural de oscilación

Q = Factor de calidad

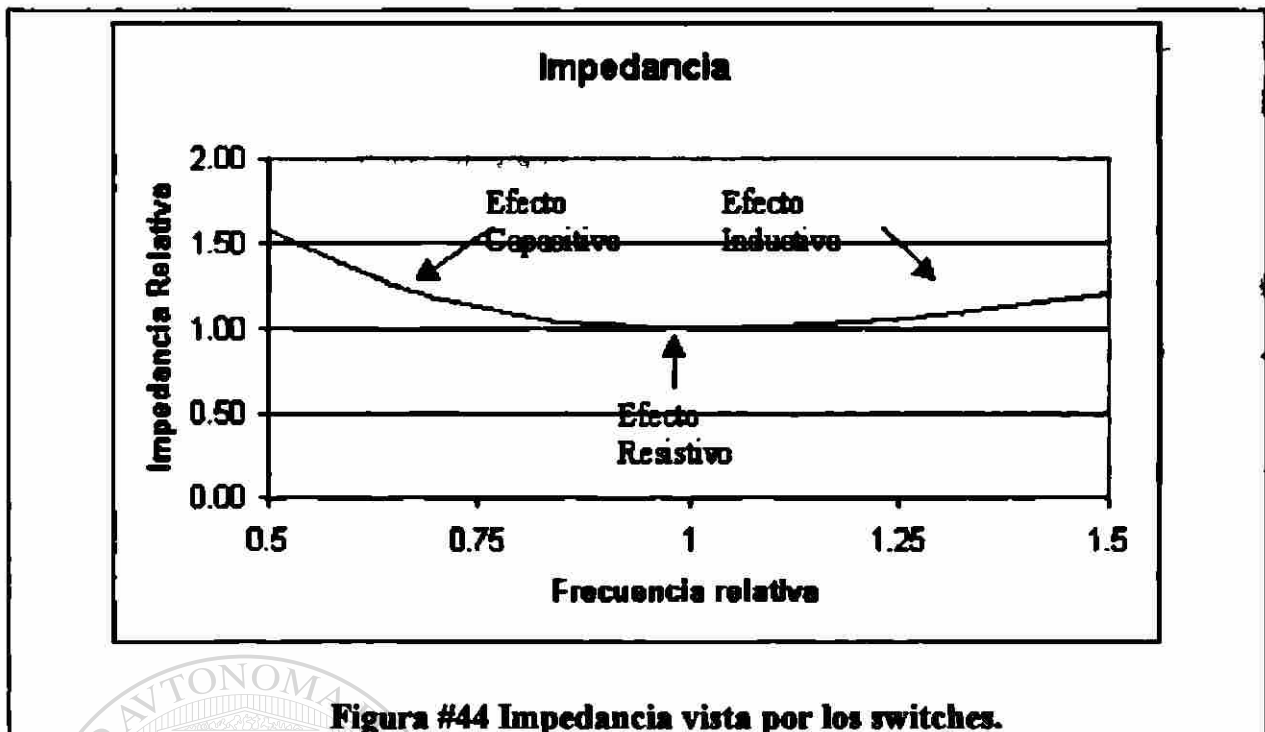
Grificando la ecuación (74) en la figura # 43 nos damos que cuenta la salida depende de Q y de la frecuencia de switcheo siendo esta máxima a la frecuencia de resonancia e incrementándose al incrementar el valor de Q. Como se puede observar una disminución de frecuencia de switcheo disminuye el voltaje entregado a la lámpara y por consecuente baja la potencia.



Para entender el efecto “active switching” es conveniente analizar la impedancia vista por los switches. La impedancia es la relación de Voltaje “V” a Corriente “I” y esta dada por la siguiente expresión:

$$\frac{V}{I} = Z = \sqrt{R^2 + (L\omega - \frac{1}{C\omega})^2} \quad (75)$$

De la ecuación 75, se aprecia que a la frecuencia de resonancia la impedancia vista por los switches, es puramente resistiva. Conforme la frecuencia de switcheo aumenta predomina el efecto Inductivo y si la frecuencia de switcheo disminuye predomina el efecto Capacitivo, Figura #44.



Si la frecuencia de switcheo, ω_s , es menor a la frecuencia natural, ω , se aprecia de la figura # 44 que predomina el efecto capacitivo, la corriente adelanta al voltaje, con V positivo, I se hace negativa antes que el voltaje cambie de estado. En condiciones de encendido los transistores tienen un voltaje y corriente finita provocando pérdidas de switcheo en los transistores [7], "active switching". Estas pérdidas se transforman en calor forzando al transistor a conducir más corriente hasta entrar en modo de avalancha, provocando la falla del componente.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Nota: El efecto avalancha se refiere a un incremento de corriente de colector aun manteniendo la misma corriente de base.

En caso contrario si la frecuencia de switcheo, ω_s , es mayor a la frecuencia natural, ω , se aprecia de la figura #44 que predomina el efecto inductivo, la corriente I atrasa al voltaje V . Bajo este esquema de operación se reducen las pérdidas asociadas al switcheo ya que los transistores prenden y apagan bajo condiciones de cero voltaje antes de que I cambie de estado [7].

Para asegurar que la frecuencia de switcheo sea mayor a la frecuencia natural y evitar este problema se puede fijar la frecuencia de oscilación del balastro por medio del toroide T1 o bien un circuito integrado.

Para aumentar la frecuencia de operación por medio de T1 es necesario disminuir el número de vueltas del primario, (actualmente, 3:2) para asegurar la saturación de la ferrita. Por otra parte la corriente de base se incrementaría con respecto a la corriente del colector; provocando el efecto avalancha con mayor facilidad, ya que la corriente de base debe ser menor a la corriente del colector.

Para evitar lo anterior se pueden usar MOSFET, ya que la corriente a través de él no depende de la corriente en la compuerta (analogía de corriente de base), sino más bien del voltaje en ella. Por lo que la relación de vueltas se puede manejar con mayor facilidad. Aumentando de este modo la frecuencia de operación y evitando el modo de operación "Active Switching".

Por otra parte y con el fin de mantener el voltaje en los transistores lo más constante posible se puede eliminar el inductor del segundo circuito resonante (L_{r1}) y aumentar el valor de la capacitancia (C_{bk1}) retroalimentado corriente en vez de voltaje, figura #45.

Nota: los Mosfets son más sensibles al voltaje que a la corriente, por lo que es necesario mantener el voltaje lo mas constante posible dentro de los límites de operación.

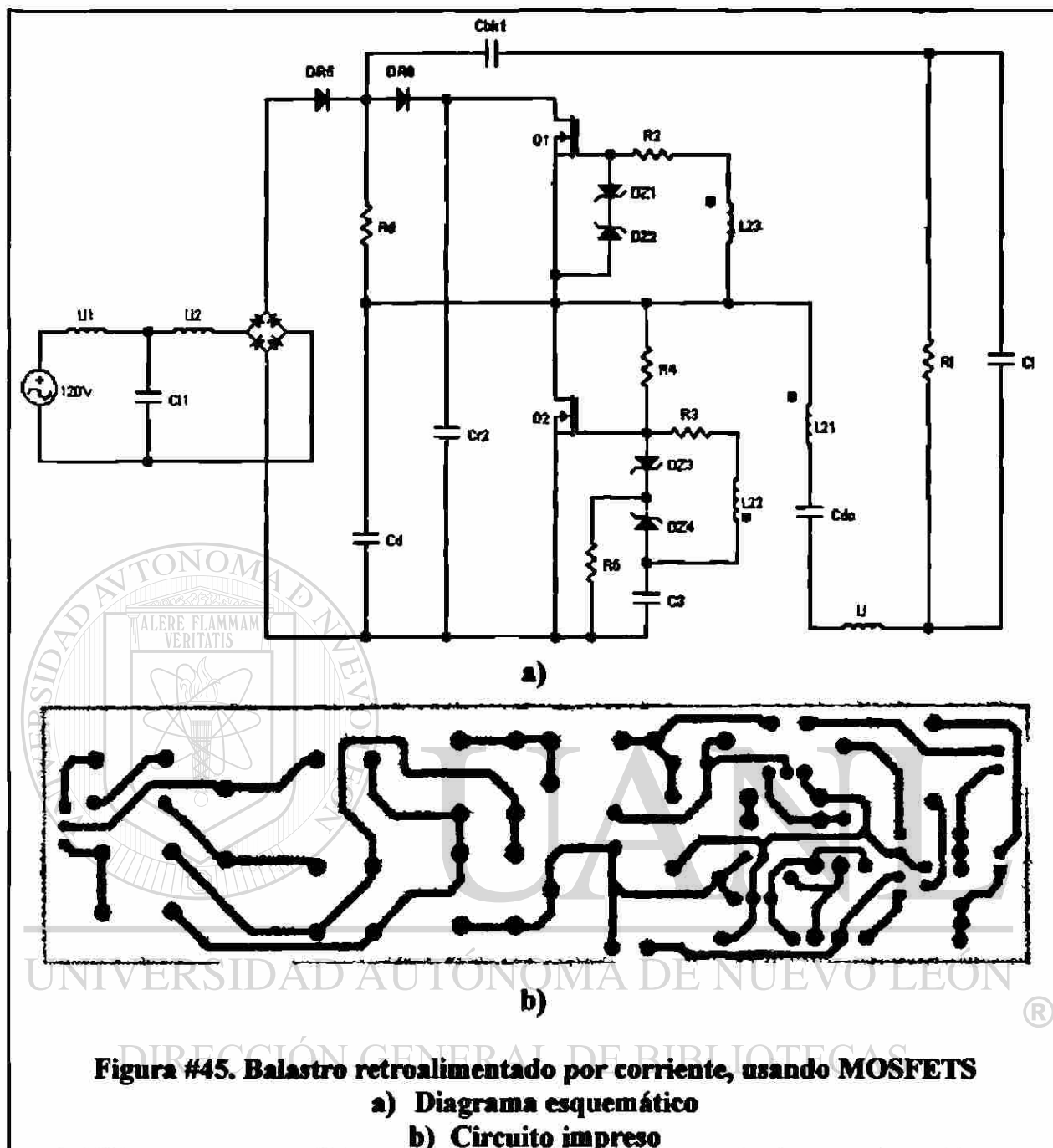


Figura #45. Balastro retroalimentado por corriente, usando MOSFETS

a) Diagrama esquemático

b) Circuito impreso

El calculo de los componentes es idéntico al usado en el balastro propuesta con transistores bipolares, BJT, figura #26.

No se puede usar el DIAC para arrancar este balastro dado que se requiere de voltaje en la compuerta para comenzar la oscilación. El capacitor $C3$ se carga hasta alcanzar el voltaje de regulación del Zener, en este momento el capacitor se descarga abruptamente a través de $R4$ y $DZ4$ produciendo un voltaje en la compuerta igual al voltaje del zener. Comenzando de esta manera la oscilación.

Otra de las funciones de los diodos zener es proteger la compuerta de los MOSFETS manteniendo un voltaje en la compuerta no mayor a 3.6V.

Para saber si este trabajo fue exitoso es necesario comparar el circuito prototipo de las figuras #26 y 45 con su equivalente, usado típicamente en balastras electrónicas inteligentes figura #46 y las tablas #3 ,4 y 6 respectivamente.

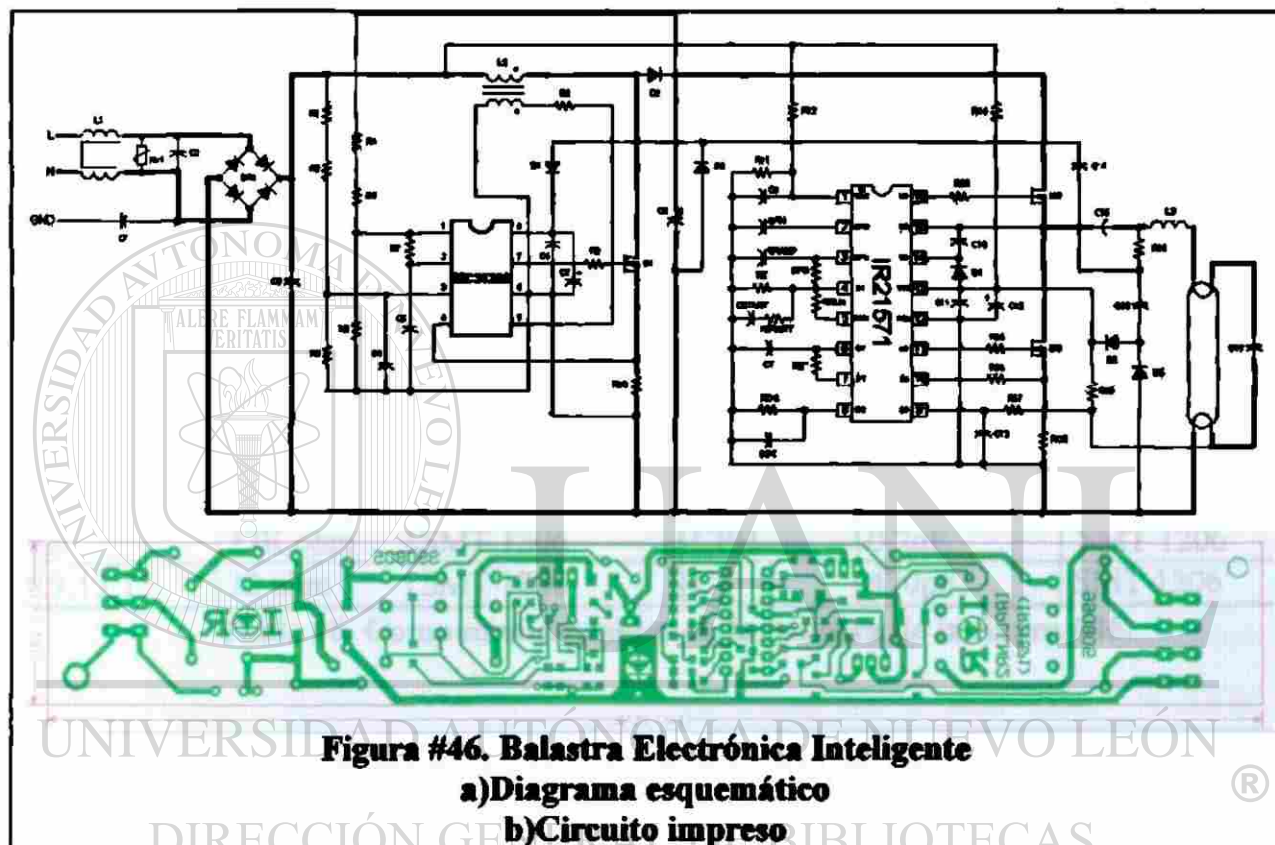


Figura #46. Balastra Electrónica Inteligente

a) Diagrama esquemático

b) Circuito impreso

Notas:

Véase el uso de componentes de montaje superficial y los circuitos especializados MC34267 e IR21571, corrección de factor de potencia y manejo del “Half-Bridge” respectivamente.

El diagrama esquemático, Circuito impreso de la figura #46 y los componentes a utilizar, se obtuvieron por medio del software “Ballast Design Assistance” BDA de la compañía IR [26]. En la figura #47 se muestra la bienvenida a dicho software.

Parte	Valor	Comentario	Parte	Valor	Comentario
BR1	1A 1000V	Puente diodos	R12	2.2Meg ohm	¼ Watt
C1	2.2nF	275V, Y Cap	R14	390K ohm	¼ Watt
C2	0.33uF	275V	R16	1K ohm	SMT 1206
C3	0.01uF	400V	6R18	2.2Meg ohm	SMT 1206
C4	0.01uF	SMT 1206	R19	100K ohm	¼ Watt
C5,13	0.47uF	SMT 1206	RV1	MOV	
C6,9,OC1,10,11	0.1uF	SMT 1206	CC8	0.2uF	450V
C7	4.7uF	50V	R11,RPH	130K ohm	SMT 1206
C12	1uF	50V	M1,2,3	MOSFET	
C12,14	1.5nF	1KV, SMT 1812	R10	0.39 ohm	½ Watt
C15	0.1uF	400V	R6	8.2K ohm	SMT 1206
C16	1nF	1KV, SMT 1812	L2	1.1mH	Inductor de Boost
D1,3,5,6	1N4148	SMT DL35	L3	2.3mH	
D2,4	SMT SMB		C17	0.01uF	1.6KV
IC1	MC34262	PFC IC	CSTART	3.9nF	SMT 1206
IC2	IR27571	Balastro IC	CRAMP	0.075uF	SMT 1206
L1	10mH	Inductor EMI	RDT	3K ohm	SMT 1206
R1,2,4,5,17	680K ohm	SMT 1206	RT,ROC	27K ohm	SMT 1206
R3	10K ohm	SMT 1206	RCS	0.68 ohm	½ Watt
R7	100K ohm	SMT 1206	RRUN	160K ohm	SMT 1206
R8	22K ohm	SMT 1206	CPH	0.2uF	SMT 1206
R9,13,15	22 ohm	SMT 1206	CT	470pF	SMT 1206

Tabla #6. Componentes usados en la balastra de la figura #46.

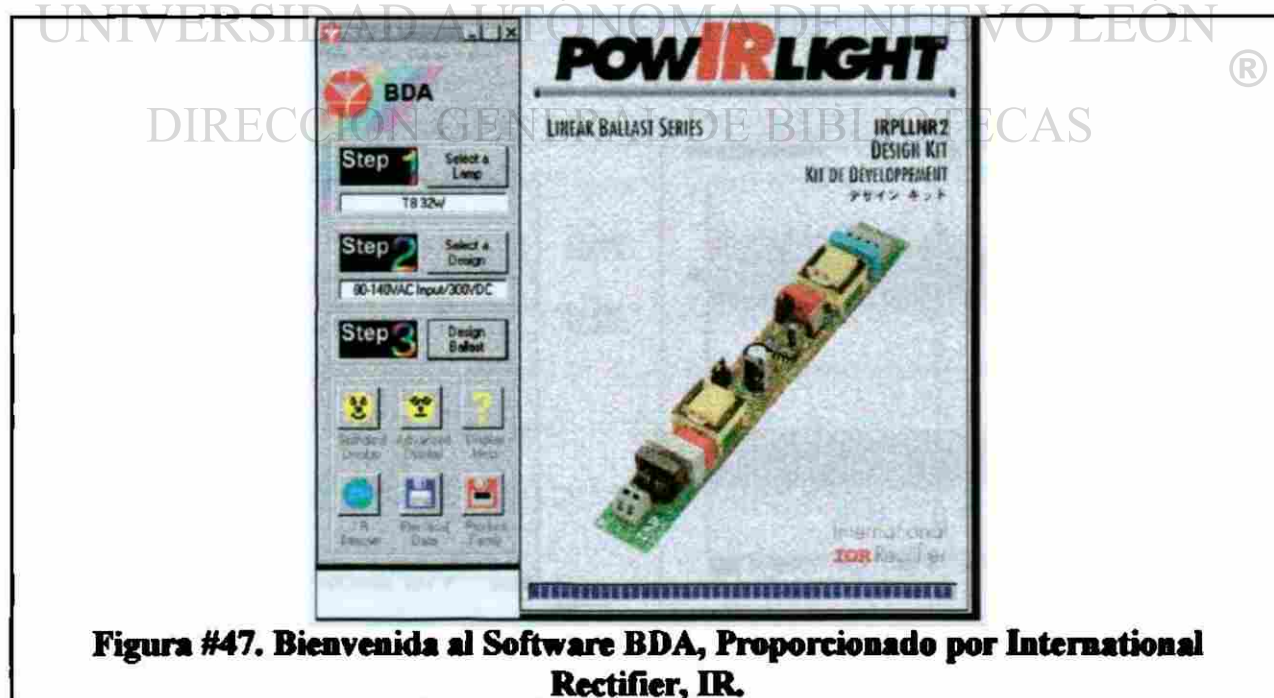


Figura #47. Bienvenida al Software BDA, Proporcionado por International Rectifier, IR.

5.5. - Resultados y Comentarios.

La tabla 7, presenta los resultados de los diferentes balastos "Half-Bridge" mostrados en las figuras #8, 26 y 45.

Parámetro	Balastro 1 (Figura #8)	Balastro 2 (Fig. #26)	Balastro 3 (Fig. #45)
Vin [V]	126.9	126.9	126.97
Iin [mA]	515	316.0	280.7
Pin [W]	35.5	39.75	34.86
THD [%]	82.65	4.81	14.73
PF [%]	54.3	99.1	97.78
VI [V]	93.58	85.96	154.90
II [mA]	336.0	309.0	191.40
Freq [KHz]	32.27	25.08	47.98
PI [W]	31.3	26.37	29.40
Eff [%]	88.2	66.3	84.34

Tabla #7 Medición de parámetros en el prototipo de la figura #8, 26 y 45.

Nota: Para reducir el costo de los MOSFETS a usar se redujo la corriente que circula por la lámpara a la mitad y se doblo el voltaje, entregando de esta manera la misma potencia a la lámpara.

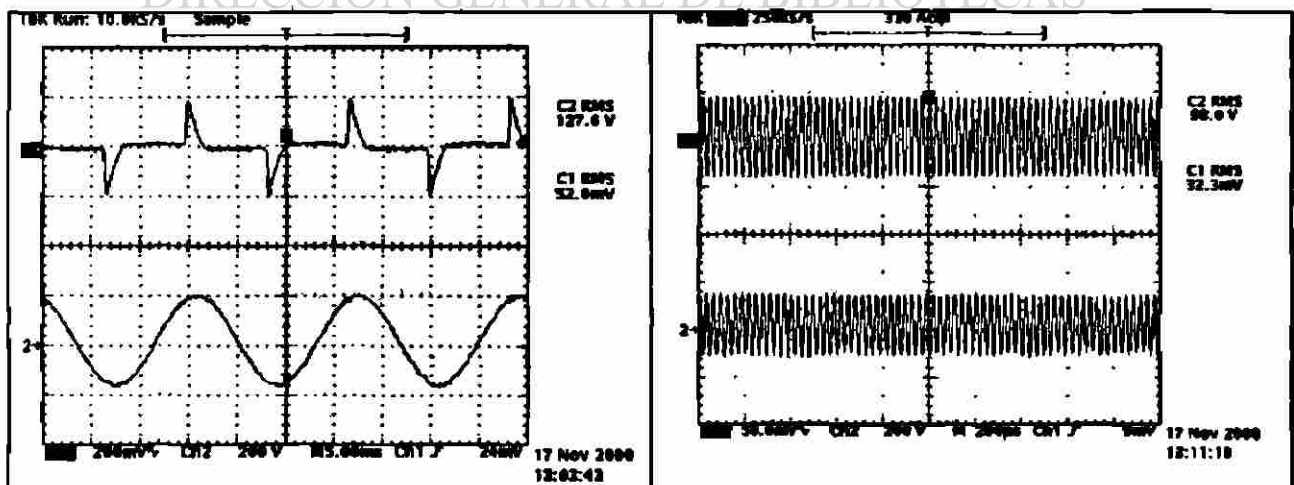
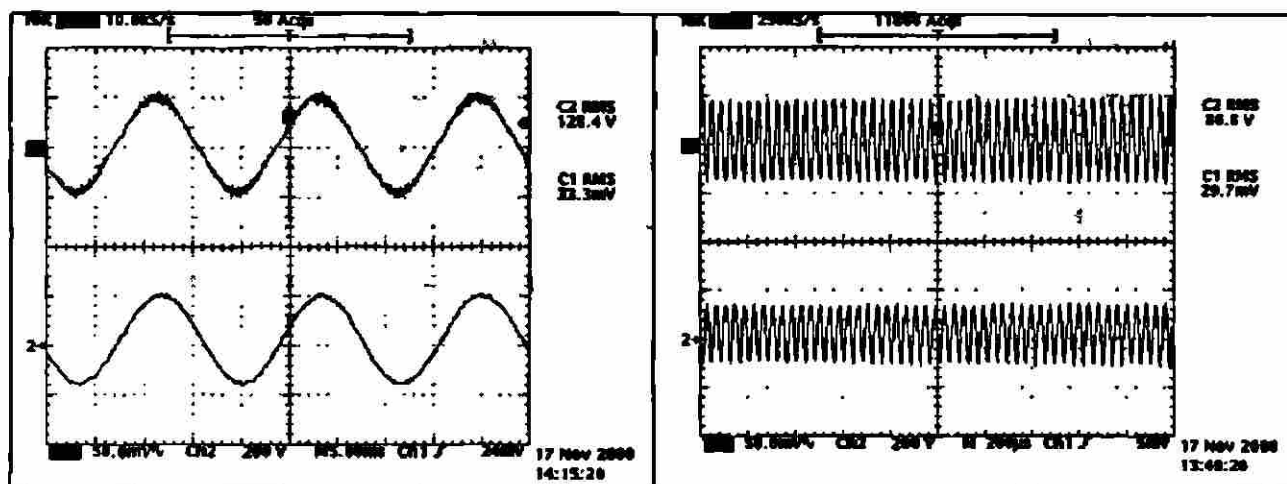
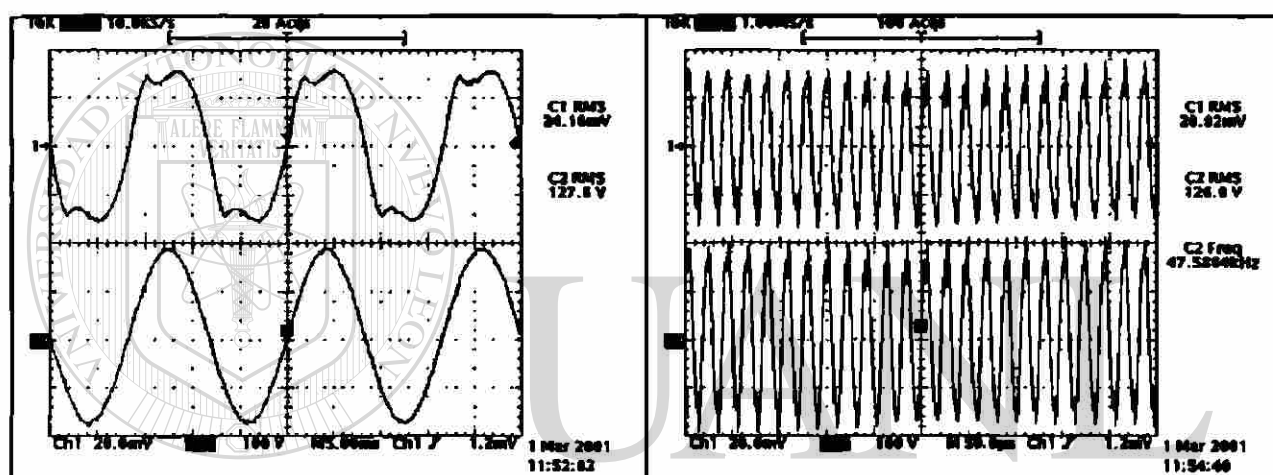


Figura #48. Formas de onda de entrada y salida de la balastra de la figura #8. Bajo Factor de Potencia.



**Figura #49. Formas de onda de entrada y salida de la balastra de la figura #26.
Alto Factor de Potencia.**

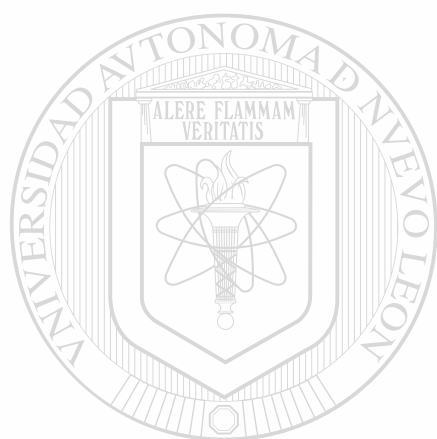


**Figura #50. Formas de onda de entrada y salida del balastro de la figura #47.
Alto Factor de Potencia.**

De la tabla #7 se concluye que el objetivo de diseñar una balastra de alto factor de potencia ($>90\%$) y bajo THD ($<20\%$) fue satisfecho.

El circuito de la figura #8 presenta una señal de corriente de entrada muy abrupta, además no esta en fase con el voltaje de entrada, teniendo un bajo factor de potencia y alta distorsión armónica. El circuito de la figura #26, presento una corriente de entrada senoidal en fase con el voltaje de entrada; mientras que el circuito de la figura #47, presento una señal casi-senoidal en fase con el voltaje de entrada. En ambos casos se obtuvo un alto factor de potencia, $>90\%$, y un bajo contenido de armónicos, $<20\%$.

Como se observo en los diferentes prototipos, es recomendable trabajar bajo condiciones de saturación de T1 a trabajar bajo la frecuencia natural de resonancia dada por la carga, evitando así el "Active Switching", el cual también se presenta en el uso de Mosfets. Por esta razón se aumento la frecuencia de 32 a 47Khz cambiando la relación de vueltas en el toroide de oscilación.



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

6. - PROCEDIMIENTO PARA EL DISEÑO DEL PRODUCTO

6.1. -Objetivos.

Definir y priorizar las características funcionales del producto.

- **Parámetros de la lámpara(s)**
- **Tipo de lámpara**
- **Frecuencia de operación**
- **Consumo de Energía**
- **Factor de potencia**
- **Luminosidad**
- **Costo**
- **Tiempo de vida y garantía**
- **Dimensiones**

Identificar los requerimientos de operación.

- **Medio ambiente (temperatura, vibración, ventilación).**
- **Características de seguridad.**
- **Características de voltaje de alimentación.**

Realizar investigación y análisis comparativo de productos similares, verificando:

- **Productos existentes en el mercado**
- **Publicaciones recientes para conocer el estado del arte del producto**
- **Exposiciones y conferencias**
- **Patentes relacionadas con el producto**

Evaluar el comportamiento, costo y complejidad de diferentes esquemas o diagramas utilizando modelos computacionales para simular el funcionamiento del producto o de sus diferentes etapas.

Analizar diferentes alternativas de adquisición de insumos, tanto de componentes como de materiales:

- **Desarrollando una lista de proveedores que manejen los componentes y el material requerido.**
- **Analizando el costo de partes y materiales y la capacidad de los proveedores, tanto en cantidad, como en tiempos de entrega y facilidades de pago.**

Desarrollar una base de datos con las características técnicas y especificaciones de cada parte a utilizar y de posibles sustitutos.

Determinar las pruebas funcionales de seguridad y de certificación requeridas, a partir de:

- **Publicaciones sobre el producto.**
- **Manuales**
- **Normas o estándares nacionales e internacionales.**

Evaluación preliminar de los modelos propuestos, verificando el cumplimiento de las especificaciones para el desarrollo e implementación de prototipos.

Obtener las características funcionales de los prototipos realizando mediciones de señales eléctricas, de luminosidad y de temperatura de operación.

Analizar los resultados experimentales para proponer un prototipo a manufactura.

Documentar las características del producto y definir los requerimientos de manufactura, determinando:

- **El diagrama eléctrico y el esquemático para ensamble.**
- **La lista de componentes con valores nominales, tolerancias y sustitutos.**
- **La secuencia de ensamble de partes y componentes.**
- **El tipo de pruebas en línea y los criterios de aceptación.**
- **El procedimiento de reparación.**

Realizar una corrida piloto de pre-producción evaluando el desempeño del prototipo en producción y documentando los principales problemas.

Definir componentes críticos y los que por su funcionamiento necesitan ser apareados.

Establecer un sistema de retroalimentación de los resultados de la preproducción a diseño y a ingeniería de manufactura.

7.- PROCEDIMIENTO DE INSPECCIÓN DE ENTRADA Y LIBERACIÓN DEL MATERIAL

7.1.- Objetivo.

Asegurar la calidad y las características del material de entrada utilizando técnicas estadísticas de muestreo y clasificación de componentes, además de involucrar y retroalimentar al proveedor.

7.2.- Inspección de entrada.

Una vez definida la lista de partes y materiales, es importante identificar los componentes más críticos de la balastra electrónica que necesiten ser inspeccionados.

El producto que requiera pruebas de inspección de entrada o sorteo para clasificación debe estar previamente identificado.

Cada una de estas partes debe contar con una hoja de especificación donde se establezca el procedimiento de inspección para dicho material o componente en particular.

En dicha hoja se debe incluir:

- Tipo de inspección o prueba de entrada requerida (eléctrica, estética, dimensional, etc.)
- Procedimiento de prueba a inspección
- Parámetro(s) a evaluar
- Equipos o instrumentos de medición requeridos, su procedimiento de operación y rutina de calibración
- Tamaño de muestra que se inspeccionará, de acuerdo con los antecedentes del producto
- Criterios de aceptación y de rechazo del producto
- Valores nominales y variación permitida de variables observadas
- Disposición del producto en caso de no cumplir satisfactoriamente la inspección

Las pruebas de inspección de entrada se deben llevar a cabo en una área que evite la mezcla o confusión de componentes detenidos para inspección o destinados a producción.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

®

7.3.- Liberación de Material

Se debe llevar registro de la información y fecha de producción del lote a inspeccionar, además se detendrá el lote del producto en inspección hasta que ésta halla sido terminada, y solo se liberará el lote si se cumplieron satisfactoriamente las pruebas.

Si los resultados de la inspección cumplen satisfactoriamente con los criterios de aceptación, el lote se destinará a la línea o al almacén de producción con la identificación correspondiente de producto aceptado.

Si los resultados de la inspección no cumplen satisfactoriamente con los criterios de aceptación, el material deberá separarse. En este caso se recomienda identificar el lote como rechazado tomar alguna de las siguientes acciones para su disposición:

- Re-inspeccionar el lote completo para separar el producto aceptable del rechazado.
- Regresar el producto al proveedor.
- Enviar el lote al rechazo no recuperable.

El material rechazado en inspección de entrada se deberá mantener fuera del área de producción.

Aún cuando el volumen de consumo de un componente crítico no sea significativo, es muy importante:

- Documentar y revisar el análisis estadístico de los parámetros medidos
- Relacionarlo con el funcionamiento del producto final
- Involucrar al proveedor en el desempeño de su producto, implementando

un sistema de retroalimentación mediante un reporte periódico de calidad, representando el comportamiento y la tendencia del material recibido. ®

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Se incluye una forma de captura de información y un diagrama de flujo para el procedimiento de inspección de entrada. Ver anexos.

8.- PROCEDIMIENTO DE MANUFACTURA Y ENSAMBLE

8.1.- Objetivo.

Desarrollar un sistema de control de procesos que permita establecer el flujo adecuado de material a información en el proceso productivo para asegurar la calidad de los productos manufacturados.

8.2.- Ensamble.

Definir el diagrama de proceso.

Cada estación de ensamble debe contar con un diagrama de los componentes que se ensamblan en ella.

Los componentes con polaridad o los que por su posición de ensamble son críticos deberán ser identificados (realzados) en los diagramas y apoyos visuales.

Elaborar las hojas de operación y secuencia de ensamble en cada estación,

Desarrollar el procedimiento para componentes preformados y sub-ensambles.

El material para ensamble disponible en la línea deberá estar en contenedores identificados.

Desarrollar el procedimiento de identificación de modelo y lote embarcado, código de fecha de manufactura y revisión.

Los componentes apareados deberán estar identificados con sus valores nominales. Para iniciar el proceso de ensamble del producto se deberá contar con la siguiente información en la línea:

- **Diagrama eléctrico del modelo.**
 - **Lista de materiales.**
 - **Diagrama esquemático.**
 - **Diagrama de colocación de componentes y secuencia de ensamble.**
 - **Prototipo para manufactura validado por pruebas eléctricas y de luminosidad.**
 - **Desarrollo de pruebas eléctricas y funcionales.**
 - **Apoyos visuales de ensamble y de polaridad de componentes.**
-
- **Identificación de contenedores.**

Es muy importante definir un sistema de documentación de fallas para generar un banco de información para retroalimentar a las áreas de ingeniería de proceso y diseño,

8.3.- Soldadura.

Determinar la relación soldadura/flux óptima para el proceso de soldado.

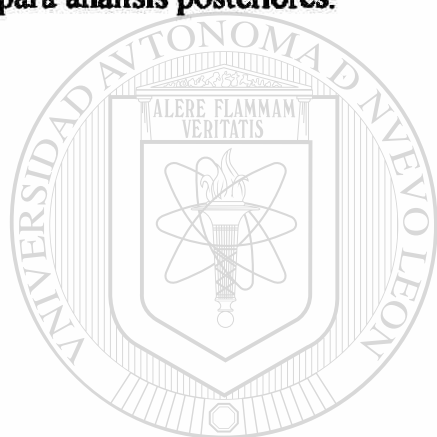
Definir los parámetros óptimos de tiempo y temperatura de inmersión de las tablillas en la soldadura.

**Establecer el procedimiento de monitoreo de los parámetros tiempo de inmersión
Temperatura de la soldadura en el pozo.**

**Establecer un muestreo de circuitos para inspección y análisis de la calidad de las
uniones de soldadura de puntos críticos.**

**Revisar las operaciones de corte y retoque de terminales de soldadura
periódicamente,**

**Asimismo, la información sobre rechazos deberá ser adecuadamente documentada
para análisis posteriores.**



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

®

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

9.-PROCEDIMIENTO PARA EL ASEGURAMIENTO DE CALIDAD, INSPECCIÓN Y PRUEBA DEL PRODUCTO

9.1.- Objetivo.

Minimizar los problemas de manufactura mediante la verificación de las características del lote, obteniendo un muestreo de producción para documentación y análisis, detectando y deteniendo todos aquellos productos que puedan llegar a fallar en operación.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

®

9.2.- Inspección visual

El 100% del producto se debe inspeccionar para detectar problemas de inserción de componentes, componentes fracturados o dañados y la calidad de la soldadura. Esta inspección se realizará visualmente y cada tablilla aceptada será identificada con una marca de aceptada.

En las hojas de inspección por modelo en donde se especifican las características de los componentes correspondientes, y en caso necesario, la polaridad y el apareamiento de los mismos, se debe.

- Verificar que no haya componentes faltantes o mal ensamblados.
- Verificar que los componentes no presenten daño físico.
- Verificar que los componentes con polaridad estén colocados correctamente (diodos, capacitores electrolíticos y transistores).
- Verificar que los componentes apareados sean del mismo valor nominal.
- Verificar que no existan daños en las pistas de los circuitos impresos como pistas rotas, fracturas, etc.
- Verificar que los componentes y los cables estén bien asentados y no estén haciendo corto entre ellos mismos.

Si la tablilla presenta algunos de los problemas antes listados se enviará a la estación de re-trabajo con previa identificación de la falla. Una vez reparada la falla el producto retornará a la etapa de inspección con la identificación de re-trabajo y el tipo de re-trabajo al que fue sometido.

Si el tipo de falla es crítica o la razón de rechazos sobrepasa la especificación, se deberá retroalimentar a la etapa del proceso responsable de la falla o la etapa donde pueda solucionarse antes de la estación de inspección. Se deberá asegurar que los productos previamente ensamblados, del mismo lote, estén libres de esta falla.

Apoyo visual de defectos de ensamble y de soldadura.

9.3.- Pruebas eléctricas.

Establecer procedimiento y especificaciones de pruebas eléctricas.

Establecer un sistema de captura y análisis de información de defectos eléctricos.

Las pruebas eléctricas de encendido en línea, se deben realizar mediante un interruptor de On/Off (con el fin de detectar efectos estroboscópicos). Estas pruebas se llevarán a cabo al 100% de los productos ensamblados. El tipo de pruebas y sus valores nominales están establecidos en las especificaciones de cada modelo.

Todo producto probado y aceptado se marcará para identificarlo como aceptado. Si el producto es rechazado se retirará de la estación de prueba y se pasará a la estación de re-trabajo para su análisis, previa documentación del tipo de falla.

Si el tipo de falla es crítica se deberá retroalimentar a la etapa del proceso responsable de la falla o la etapa donde la falla pueda solucionarse antes de la estación de prueba. Se deberá asegurar que el producto previamente ensamblado, del mismo lote, esté libre de fallas.

Todas las especificaciones sobre pruebas en línea deben estar documentadas y disponibles en un lugar visible de la estación de prueba.

Establecer procedimiento para determinar causa raíz de los defectos eléctricos,

Ajustar la salida a una lámpara estándar para que la corriente de la lámpara se encuentre dentro de los límites.

Las lámparas de prueba deben ser cambiadas periódicamente para evitar errores de baja luminosidad por efectos del envejecimiento.

Analizar las fallas y reportarlas, en caso de que se defina como defecto crítico por falla de un componente.

Las pruebas eléctricas funcionales por lote se deben llevar a cabo en una muestra de cada lote producido, Estas pruebas están establecidas en las especificaciones de cada modelo

- Emisión de armónicos
- Factor de potencia
- Intensidad luminosa
- Corriente de consumo
- Potencia real
- Potencia aparente
- Señal de entrada/salida
- Frecuencia de operación.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
 El lote del producto en pruebas se detendrá hasta que estas hayan concluido, Solo se liberará el lote si cumplió satisfactoriamente con las pruebas.

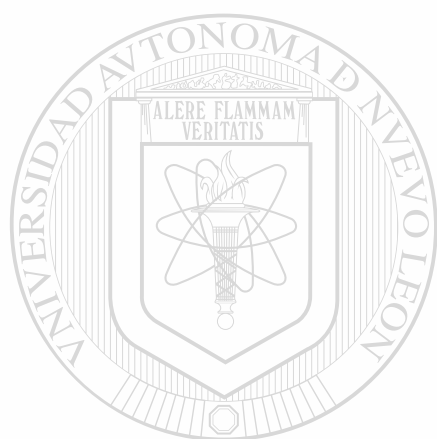
Todo producto probado y aceptado se deberá identificar como lote aceptado por el área de calidad.

Sí no se presentan fallas, el lote será liberado al almacén de producto terminado con previa documentación de las características del lote.

Sí la muestra presenta rechazos, todo el lote se detendrá para realizar una prueba más representativa.

Si se presentan rechazos todo el lote se detendrá para análisis, actividad en la cual deberá participar tanto el área de diseño como la de producción.

Todas las pruebas efectuadas a cada uno de los lotes deberán ser adecuadamente documentadas para futuros análisis y revisiones de calidad del producto.



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

®

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

10.-PROCEDIMIENTO Y ANÁLISIS DE FALLA DE RECHAZOS EN EL CLIENTE

10.1.- Objetivo.

Determinar a través del análisis de fallas la causa raíz de los problemas y establecer las acciones preventivas y correctivas necesarias.

Establecer procedimientos de análisis de falla para determinar la causa raíz de los defectos.

Establecer procedimientos para retroalimentación a las áreas de diseño y manufactura.

10.2.- Recepción y análisis del producto rechazado.

El producto recibido del cliente por fallas en el campo deberá ser adecuadamente documentado en las hojas de reporte de recepción de producto fallado, y se deberá proceder a un análisis exhaustivo de producto.

En el anexo se presenta un formato para la recepción de material con fallas del cliente.

Para llevar a cabo el análisis se deberá:

- **Determinar el modo de falla del producto.**
- **Investigar las condiciones de operación al que fue sometido el producto,**
- **Investigar si el lote con fallas presentó problemas durante la etapa de producción.**
- **Analizar las condiciones eléctricas actuales del producto.**
- **Realizar las pruebas eléctricas requeridas para determinar las causas potenciales de falla.**
- **Evaluar las posibles causas de la falla.**
- **Determinar el mecanismo de falla,**

Una vez establecido el mecanismo de falla del producto, se procederá a retroalimentar, a las diferentes áreas involucradas con el problema, informando sobre los resultados obtenidos y las conclusiones del análisis.

Si la falla esta directamente relacionada con la aplicación del cliente, se deberá revisar las especificaciones del producto para establecer si éste producto tiene la capacidad de trabajar bajo las condiciones del cliente.

Si la falla se debe a consideraciones de diseño, éste deberá someterse a revisión. El producto que se este manufacturando con el diseño sin revisar deberá pasar por pruebas de aseguramiento de calidad antes de ser enviado al mercado.

Si la falla tuvo su origen en el proceso de manufactura, se deberán establecer mecanismos que prevengan y eviten la recurrencia de este problema.

11.- CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

11.1.- Conclusiones

Existen diferentes técnicas de corrección de factor de potencia, cada una de ellas tiene sus propias características, ventajas y desventajas. Las cuales pueden ser estudiadas por medio de simuladores.

Los simuladores son de gran ayuda para predecir condiciones de operación ideales y sobre la base a ello construir un prototipo analizando a detalle el funcionamiento real del sistema final.

El simulador usado en este trabajo pertenece a una versión estudiantil con muchas limitantes por ejemplo: los modelos usados en el desarrollo de los programas presentados en la presente, son validos únicamente bajo condiciones de funcionamiento ideales, es por ello que no se incluye las condiciones del efecto avalancha en los transistores y no proporciona un modelo de núcleo magnético saturable. Dadas la limitantes del software usado se creo el modelo de un DIAC muy usado en el disparo de balastras electrónicas de bajo costo.

Por medio de la experimentación y el análisis de resultados se pueden detectar áreas de oportunidad así como la causa raíz de un efecto no contemplado en la simulación y proponer una solución realizable. Por ejemplo cambio de BJT a Mosfet, buscando aumentar la frecuencia de operación por medio del toroide de oscilación, evitando así el "active switching".

Los resultados obtenidos a manera de simulación y en forma experimental demuestran que la Hipótesis planteada al principio de la tesis es satisfecha.

Si se puede obtener un alto factor de potencia, $>90\%$, y un bajo contenido de armónicos, $<20\%$, usando elementos pasivos a bajo costo; para lo cual se puede comparar los diferentes circuitos de las figuras #8, 26 y 45 así como su respectiva tabla de componentes #3, 4 y 6 con el circuito de la figura # 46 y su tabla de componentes # 6.

Se puede apreciar del circuito de la figura #46 y tabla #6, que existen un gran número de componentes pasivos y activos, siendo la mayoría de montaje superficial, SMD, lo que hace a este circuito difícil de producir a baja y mediana escala.

Los circuitos mostrados en las figuras #8,26 y 45 son de fácil producción a baja y mediana escala, ya que usan componentes normales, que pueden ser manejados por un operador (a) en una línea de producción no automatizada.

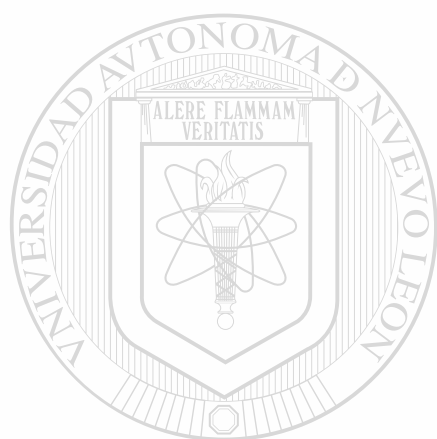
Basándose en la construcción del prototipo se desarrollaron a manera de complemento, diversos procedimientos mostrados en los capítulos 6 a 10, enfocados a la producción de balastos electrónicos se facilita la tarea de crear una micro empresa dedicada a este ramo con una baja inversión de capital.

11.2.-Recomendaciones

Se recomienda ensamblar los prototipos con las siguientes técnicas de factor de potencia, analizar y comparar los resultados con los obtenidos por medio del simulador:

Circuito llenador de valles “Valley Filled”, inyección de señales “Dither Signals”; así como ensamblar algunos prototipos usando diferentes tecnologías de switches electrónicos como BJT, Mosfet, IGBT entre otros.

Los IGBT usan una tecnología híbrida entre el BJT y Mosfet resaltando las bondades de cada uno de ellos en un mismo encapsulado. Por otra parte Motorola ha creado una serie de BJT "D2" especiales para balastos electrónicos mejorando el tiempo de almacenamiento y haciendo los transistores más robustos al efecto avalancha.



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

BIBLIOGRAFÍA

- [1] M. Luciano; M. Savatsano; F. Avallone. "Characterization of a New Device for Fluorescent Lamps Supplying", Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference twenty-eight IAS Annual Meeting. Naples, Italia 1993
- [2] Acevedo, Salvador, "Simulación en Pspice", ITESM-DIE, México, 1993
- [3] Alling, William, "Preserving Lamp Life Using a Low cost Electronic Ballast with Compact Fluorescent Lamps, A new Approach", Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eight IAS Annual Meeting. Diablo Scientific Laboratories, LTD. IEEE, USA, 1993
- [4] Bairanzade, Michael, "AN1543, Electronic Lamp Ballast Design" y "AN1601, Efficient Safety Circuit for Electronic Ballast", Motorola, USA, N/A
- [5] Biswas, Sujit; Dhanuka, R.P., "Design consideration for economical Electronic Ballast", Proceedings of the 1995 International Conference on Power Electronic and Drive Systems, IEEE, INDIA, 1995
- [6] Biswas, Sujit, Dhanuka, R.P., "Reliability of Electronic Ballast In Industrial Fluorescent Lighting Applications", Conference record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference 28th IAS Meeting, Dep. Of electrical Engg. Jadavpur University, India, 1993
- [7] Cosby Melvin, Nelms R.M., "A Resonant Inverter for Electronic Ballast Applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, USA, 1994

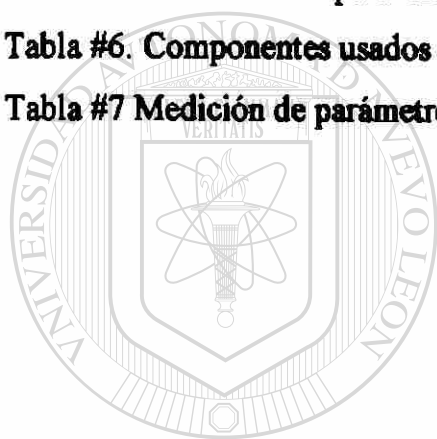
- [8] Dae Bong, Kim, "The new Generation Electronic Ballast, AN4005" Fairchild, Semiconductors, USA, 1999
- [9] Dal Santo, "AN991, L6569-L6561 Lighting Applications with PFC", SGS-Thomson, Microelectronics, USA, N/A
- [10] G. Calabrese, "A new High Voltage IC driver for Electronic Lamp Ballast", SGS-Thomson, Microelectronics, USA, N/A
- [11] Goldwasser, Samuel, "Inverters to power Fluorescent Lamps from Low Voltage V1.13 DC", <http://www.misty.com/~don/flvdc.html>, Internet , 1997 & "Various Schematics and Diagrams V1.61", <http://www.repairfaq.org/sam/samschem.htm>, Internet, 1998
- [12] Haver R.J., "The Verdict Is In: Solid State Fluorescent Ballasts Are Here", EDN Magazine, 1976.
- [13] International Rectifier, "IRPLLNR1Powirlight, Reference Design: Linear Ballast", International Rectifier, USA, 1997
- [14] International Rectifier, "IRPLCFL1Powirlight, Reference Design: Compact Ballast", International Rectifier, USA, 1997
- [15] K, Ghanem, "A New Single Phase Buck-Boost Converter with Unity Power Factor", Groupe de recherche en electronique de puissance et commande de technologie superieure, IEEE, USA, 1993
- [16] Kloss, Albert, "A basic guide to power electronics", Chichester, Wiley, 1984

- [17] L. Malesani; L. Rosseto; G. Spiazzi "High Efficiency Electronic Lamp Ballast with Unity Power Factor", Industry Applications Society, Annual meeting, USA, 1992
- [18] Lee, Chul H., "A Unity Power Factor High Frequency Parallel Resonant Electronic Ballast", Dep. Of Electrical Engineer Korea Advance Institute of Science and Technology, IEEE, Korea, 1990
- [19] Lenk, John, "Manuel simplificado para el proyecto de circuitos de estado sólido", Diana, México, 1977
- [20] Licitra C.; Malesani L.; Spiazzi G., "Single-Ended Soft-Switching Electronic Ballast with Unity Power Factor", Departamento de Eléctrica y Electrónica y Sistemas de Ingeniería, Universidad de Catania, IEEE, Italia, 1991
- [21] Lio, Jan-Bin, "Single Switch Unity-Power-Factor Dimmable Fluorescent Lamp Ballast Circuit", Electronics Letters. IEE, USA, 1996 Vol.32 N°3
- [22] Klipstein, Don "Some bits of Discharge Lamp Theory and Other Technical Information", <http://www.misty.com/~don/dschtech.html>, Internet, 1999.
- [23] Ludovicus Oostvogels Franciscus; Gavvas Angelo; Vos Lucas; Sotelo Enrique, "Improvements in a Ballast Circuit" Patentes con numero de serie 09/441945 & 09/543335.
- [24] Qiang, Jinrong, "Advanced Singled-State Power Factor Correction Techniques", Virginia Polytechnic Institute and State University, USA, 1997
- [25] Ribarich, Thomas, "A New Procedure for High-Frequency Electronic Ballast Design", IEEE Industry Application Society, USA, 1997

- [26] Ribarich, Thomas, "A Systems Approach to Ballast IC Design", International Rectifier Lighting team, USA, 1999
- [27] Saber Electrónica, "Protección Electrónica para Circuitos", Televisa, México, Año 7, N°1
- [28] Samsung Electronics, "Conventional Ballast and Electronic Ballast", Samsung Electronics, 1995 data book, USA, 1995
- [29] SGS Thomson, "SF4517, Compass Chapter 2-Lighting", "Electronic light ballast", "Bipolar transistors for electronic Lighting", SGS-Thomson, Microelectronics, USA, N/A
- [30] Sierra Jorge; Kaiser Walter, "Comparison of Fluorescent Lamp Stabilization Methods in the Current-Fed Push-Pull Inverter", IEEE, Brasil, 2000, Vol.36 N°1
- [31] Sotelo Enrique; Millán Horman; Takeda Miyuki, Fuentes Armando, "Proyecto de Análisis del Diseño y del Proceso de Manufactura de Balastras Electrónicas, Industrial Solmex," ITESM-CSIM-LIDIME, México, 1996
- [32] Yu T. H.; Huang H; Wu T. F., "Self Excited Half-Bridge Series Resonant Parallel Loaded Fluorescent Lamp Electronic Ballast", Tenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. Conference Proceedings. Power Electronics Applied Research Laboratory, National Chung Cheng University, China, 1995
- [33] Takahashi, Isao, "Power Factor Improvement of a Diode Rectifier Circuit by Dither Signals", Nagaoka University of Technology, Japan, 1990
- [34] Wood, Peter, "Fluorescent Ballast Design Using Passive P.F.C. and Crest Factor Control", International Rectifier Corporation, USA, N/A

LISTADO DE TABLAS

Tabla #1. Comparación de diferentes esquemas de corrección de factor de potencia.....	80
Tabla #2. Calculo de parámetros del circuito resonante.....	95
Tabla #3 Componentes usados en la balastra de la figura #26.	97
Tabla #4 Componentes usados en la balastra de la figura #45.	98
Tabla #5.- Medición de parámetros en el prototipo de la figura #26	101
Tabla #6. Componentes usados en la balastra de la figura #46.....	110
Tabla #7 Medición de parámetros en el prototipo de la figura #8, 26 y 45	111.



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

®

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

LISTADO DE PROGRAMAS

Programa PS #1 Modelo simplificado de una balastro "Half-bridge"	71
Programa PS #2 Rectificador convencional	74
Programa PS #3 Circuito llenador de valles	76
Programa PS #4 Corrección de factor de potencia por inyección de señal "dither"	77
Programa PS #5 Corrección de factor de potencia "Charge-Pump"	78
Programa PS #6. Modelación de un DIAC.....	81
Programa PS #7. Modelación de un MOV	81
Programa PS #8. Modelación de diodos	82
Programa PS #9. Modelación de transistores	82
Programa PS #10. Balastro prototipo con retroalimentación capacitiva-inductiva ..	84

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

®

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

LISTADO DE FIGURAS

Figura #1 Balastro Magnético.....	22
Figura #2 Balastro “Push-Pull” baja potencia.....	27
Figura #3. Balastro “Push-Pull” Mediana y alta potencia	28
Figura #4 Esquemas de arranque para balastro “Push-Pull”	30
Figura #5 Balastro “Push-Pull” Típico	31
Figura #6 Circuito equivalente de etapa de filtrado y salida de un balastro “Push-Pull”	32
Figura #7 Circuito equivalente etapa de potencia y oscilación, Balastro “Push-Pull”	33
Figura #8 Circuito Típico “Half-Bridge”	44
Figura #9 Esquema simplificado de un Balastro Inteligente	53
Figura #10 Balastro, “Singed-Ended Soft-Switching”	55
Figura #11. Balastro “Single-switch dimmable”	57
Figura #12 Comparación entre rectificadores y Corrección de factor de potencia, técnica “Valley Filled”	60
Figura #13 Corrección de factor de potencia por inyección de señales “Dither signal”	61
Figura #14 Corrección de factor de potencia “Boost-Converter”	63
Figura #15 Retroalimentación de corriente, circuito equivalente	64
Figura #16 Corrección de factor de potencia usando técnicas de retroalimentación inductiva o capacitiva	65
Figura #17. Esquema básico de Corrección de factor de potencia de modo activo.	68
Figura #18. Modelo simplificado de un balastro “Half Bridge”	71
Figura #19, Simulación de PS1 con diodos de antiparalelaje	72
Figura #20, Simulación de PS1 sin diodos de antiparalelaje	72
Figura #21, Simulación de PS1 cambiando el factor de calidad “Q”	73
Figura #22 Comportamiento típico de un rectificador convencional	75
Figura #23 Comportamiento típico de un rectificador llenador de valles	76
Figura #24 Comportamiento típico de un rectificador con inyección de señal.....	77

Figura #25 Comportamiento típico de un rectificador "Charge Pump"	79
Figura #26 Balastro con corrección de factor de potencia, usando el esquema "Charge-Pump" retroalimentado por voltaje.....	83
Figura #27 Condición de factor de potencia unitario	85
Figura #28 Voltaje y corriente de entrada y salida.....	85
Figura #29 Espectro de la señal de corriente entrada	85
Figura #30 "In-rush current"	86
Figura #31 Voltaje y Corriente en los transistores	86
Figura #32 Voltaje y corrientes de diodos.....	86
Figura #33 Voltaje en capacitores Cbk1 y Cbk2.....	87
Figura #34 Corriente en los inductores Ll y LR1	87
Figura #35 Arranque del balastro, Voltaje en Cd	87
Figura #36. Circuito de protección por sobre voltaje, falla de lámpara.	90
Figura #37 Circuito de protección por sobre voltaje, con memoria de falla.....	91
Figura #38 Circuito de protección por sobre corriente. Fusible electrónico.....	91
Figura #39. Técnicas de reducción de la corriente de arranque "In-rush current"	93
Figura #40: Protección contra transitorios de voltaje.....	94
Figura #41 Comparación entre la señal de corriente de entrada de un balastro sin Corrección del factor de potencia y con corrección del factor de potencia	102
Figura #42 Comparación entre la señal de salida de un balastro sin Corrección del factor de potencia y con corrección del factor de potencia.....	102
Figura # 43 Función de transferencia a la salida del balastro en función a la frecuencia de switcheo.....	105
Figura #44 Fase de corriente vs. Voltaje en función de la frecuencia de switcheo.....	106
Figura #45. Balastro retroalimentado por corriente, usando MOSFETS	108
Figura #46. Balastra Electrónica Inteligente.....	109
Figura #47. Bienvenida al Software BDA. Proporcionado por International Rectifier, IR.	110
Figura #48. Formas de onda de entrada y salida de la balastra, figura #8.....	111
Figura #49. Formas DE onda de entrada y salida de la balastra, figura #26.....	112
Figura #50. Formas de onda de entrada y salida de la balastra, figura #47	112

APENDICE

Glosario.

AC, Corriente Alterna	Señal eléctrica que cambia de una dirección a otra de manera alternada. Eg 127V, 60Hz
“Active Switching”	Fenómeno que provoca el consumo de energía en los elementos de switcheo.
Alto factor de potencia	Factor de potencia arriba del 90%.
Amperes (A)	Medida de a corriente
Arco eléctrico	Descarga de luminosa formada por el paso de corriente eléctrica entre el espacio que existe entre electrodos, en este caso una lámpara fluorescente.
Armónicos	Múltiplo entero de la frecuencia fundamental de corriente AC, los cuales forman parte de la corriente misma. Eg. Frecuencia fundamental 60Hz, armónicos 120Hz, 180Hz, 240Hz, etc. Véase “Distorsión Armónica.”
Átomo	Elemento primario de la composición química de los elementos
Auto-Oscilación	Véase oscilación
Auto-Excitable	Fenómeno de operación de un circuito oscilante al serle conectado una fuente de energía externa.
Avalancha	El efecto avalancha se refiere a un incremento de corriente de colector aun manteniendo la misma corriente de base.
Balastro Magnética	Balastro que usa un inductor como su principal fuente de regulación de corriente y arco eléctrico.
Balastro (a)	Elemento de encendido y regulación de corriente usado en lámparas de gases, eg. Lámparas fluorescentes.
Balastro Inteligente	Balastro Electrónico donde se controlan todos los parámetros por medio de circuitos especializados.
Boost Converter	Técnica de corrección de factor de potencia, basada en el almacenamiento de corriente en un Inductor.
Campo Magnético	Campo generado por inducción de una corriente eléctrica a través de un material con propiedades magnéticas, por ejemplo un imán.
Capacitor	Elemento que almacena energía eléctrica en forma de voltaje.
Carga	Elemento al cual se le transfiere energía, eg. La carga para una balastro es una lámpara fluorescente
Charge Pump	Técnica de corrección de factor de potencia, basada en la

	cancelación del voltaje en el capacitor de filtrado por medio de retroalimentación, ya sea capacitiva o inductiva.
Circuito	Conjunto de elementos pasivos y/o activos los cuales se unen para realizar una tarea específica.
Circuito Activo	Circuito con elementos que consumen energía externa para una tarea específica. Opams, compuertas lógicas, etc.
Circuito Impreso	Tablilla impresa que sirve de guía para colocar los elementos de un circuito.
Circuito Pasivo	Circuito con elementos que no requieren de energía externa para realizar su función, eg. Resistencias, Capacitores, Inductores, etc.
Convertidor AC-DC	Sistema que transforma la energía AC a niveles de DC. Generalmente por diodos y un capacitor.
Corrección de Factor de Potencia, PFC	Técnicas usadas para incrementar el factor de potencia a un valor mayor o igual al 90%
Corriente	Medida del paso de electrones por un conductor. Cuya unidad son los Amperes. Por convención la corriente fluye de una terminal positiva a una negativa.
Corriente de arranque	Corriente generada por diferencias entre elementos en una balastra.
Corto Circuito	Condición de cero voltaje y corriente casi infinita.
DC, Corriente Directa	Señal eléctrica que mantiene un nivel constante.
Densidad de Corriente	Relación entre la corriente circulate en un conductor y su área transversal. A/mm ²
“DIAC”	Elemento semiconductor, con impedancia muy alta hasta que se le aplica un voltaje de umbral, en este momento se comporta como corto circuito.
“Dimmer”	Efecto de disminuir o intensificar el nivel de luz en una lámpara.
Diodo	Elemento semiconductor permite el paso de corriente en una sola dirección.
Diodo de Antiparalelaje	Véase “ Free Wheelling Diode”
Distorsión Armónicos	Distorsión en la señal de AC causada por múltiplos de la frecuencia fundamental (armónicos). Los armónicos impares múltiplos de 3 (3, 9, 15, etc) pueden resultar en grandes corrientes en el neutro de un sistema de distribución de potencia.
Distorsión Total de Armónicos. THD	Efecto combinado de distorsión armónica en la señal de AC producido por un elemento, expresado como porcentaje de la señal fundamental. Valores grandes de THD pueden resultar en grandes corrientes en el neutro de un sistema de distribución de potencia.
Dither Signals	Técnica de corrección del factor de potencia, basada en la linearización de un sistema no lineal por medio de la inyección de una señal de muy alta frecuencia.
Eficiencia	Relación entre potencia entregada y potencia consumida.
Electrodo	Filamentos de metal que emiten electrones en una lámpara

	fluorescente. Los electrones libres cargados negativamente por un electrodo son atraídos al electrodo positivo creando una corriente eléctrica y un arco eléctrico entre electrodos.
EMI Interferencia Electro-Magnética	Interferencia eléctrica (ruido) generado por elementos eléctricos y electrónicos. Este parámetro esta regulado para evitar interferencia con otros elementos.
Factor de Calidad, Q	Relación entre componentes pasivos en un sistema oscilante. A la frecuencia de resonancia el voltaje de salida es Q veces el voltaje de entrada.
Factor de Potencia, PF	Medida de la relación existente entre la potencia real y la potencia aparente. En otras palabras es la relación entre el promedio del voltaje de entrada por la corriente de entrada entre el producto de los valores RMS de voltaje y corriente de entrada.
Farad (F)	Medida de capacitancia en un capacitor
"Fast Recovery"	Terminología usada en diodos cuya respuesta a corrientes inductivas es rápida.
Filamento	Alambre de Tungsteno cubierto con Oxido de Bario, el cual emite electrones cuando se le aplica un voltaje.
"Flicker"	Fenómeno de parpadeo. Al cual se le relacionan efectos de cansancio de vista y dolor de cabeza.
Flujo Magnético	Fenómeno generado por el un cambio en el flujo de corriente en un inductor.
Frecuencia	Relación de alternancia en Corriente Alterna, AC. Expresada en ciclos por segundo.
"Free Wheling Diode"	Diodo que se coloca en paralelo con elementos de switcheo, generando una camino para la corriente inductiva, evitando así sobre-picos de voltaje.
Fusible	Elemento de protección en condiciones de corto circuito.
"Half-Bridge"	Configuración típica de un inversor electrónico.
Henrys (H)	Medida de inductancia en un Inductor.
Hertz (Hz)	Unidad usada para medir la frecuencia de alternancia de voltaje o corriente; ciclos por segundo.
Hfe	Relación entre corrientes de colector (I_c) y corriente de base (I_b) en un Transistor BJT
Impedancia	Relación entre voltaje y corriente.
Inductor.	Elemento que almacena energía eléctrica en forma de corriente.
In-rush Current"	Efecto donde un pico de corriente momentáneo es producido por la carga de un capacitor al ser energizado.
Inversor	Sistema electrónico que cambia una señal de baja frecuencia, DC, a una señal de alta frecuencia AC.
Iones	Partículas dotadas de una carga eléctrica formada por átomos que han ganado o perdido electrones,
Ionizar	Fenómeno de crear iones.
Lámpara Fluorescente	Lámpara llenada con gases en la cual se produce luz por la interacción de electrones con fósforos que recubren el vidrio de la lámpara.

Lámpara incandescente	Lámpara donde se produce luz por el calentamiento de un filamento al suministrar una corriente eléctrica.
Llenador de Valles "Valley Filled"	Técnica de corrección de factor de potencia, basada en el cambio en el valor del capacitor de filtrado.
MOV	Elemento semiconductor que limita los transitorios de voltaje a niveles no perjudiciales para un circuito.
Orcad	Programa de computo usado para la captura de circuitos y diseño de circuitos impresos, PCB.
Oscilación	Fenómeno de no-estabilidad, donde una señal cambia de un nivel a otro a una frecuencia determinada por componentes inductivos y capacitivos. En una balastra este fenómeno es aprovechado para entregar energía AC proveniente de una señal DC.
PCB	Véase circuito impreso.
Polaridad	Dirección en la cual fluye la corriente.
Potencia de entrada	Potencia total consumida. En nuestro caso incluye la potencia de la lámpara, potencia de la balastra y las pérdidas por disipación.
Potencia de salida	Potencia entregada a la lámpara para su funcionamiento.
Pre calentamiento (electrodos)	En una lámpara fluorescente es común precalentar los electrodos para incrementar los electrones libres y facilitar el encendido de la misma.
Prototipo	Elemento diseñado en bases teóricas.
Pspice	Programa de computo usado en la simulación de circuitos eléctricos y electrónicos.
"Push-Pull"	Configuración típica de un inversor electrónico.
Resistencia	Elemento que se resiste al paso de electrones, usado para limitar el paso de corriente de un lugar a otro en un circuito eléctrico o electrónico.
Resistencia negativa	Fenómeno de reducción de Voltaje en presencia de un incremento de Corriente
Resistencia Térmica	Fenómeno de transferencia de calor de un elemento hacia el medio ambiente.
Resonancia	Condición necesaria en un circuito oscilante donde, el efecto inductivo y capacitivo se cancela. Bajo esta condición la transferencia de energía es máxima dado que el circuito ve una carga puramente resistiva.
Retroalimentación	Técnica usada en la corrección de Factor de Potencia, donde una porción de energía de salida es usada para alimentar la entrada de un sistema.
Rizo	Señal de AC montada en un nivel de DC.
Saturación	Condición en la cual flujo magnético se ve limitado por un cambio de corriente.
"Switch"	Elemento que abre y cierra dos contactos eléctricos.
Transformador	Elemento pasivo que transforma, cambia, niveles de voltaje y corriente manteniendo un mismo nivel de potencia. Por medio de un Campo Magnético.
Transistor BJT	Elemento semiconductor que manipula grandes corrientes (

	corriente de colector, I_c) por medio de señales pequeñas de corriente (corriente de base I_b).
Transistor MOSFET	Elemento semiconductor que manipula grandes corrientes (corriente de fuente, I_s) por medio de señales pequeñas de voltaje (voltaje de compuerta, V_g).
Transistores de Conmutación	Transistores usados como "switches" donde uno esta prendido mientras el otro se encuentra apagado por un intervalo de tiempo. Pasando dicho intervalo el que se encontraba prendido se apaga y el que se encontraba apagado se enciende.
"Ultra Fast Recovery Diode"	Véase "Fast Recovery Diode"
Valor Efectivo RMS	Nivel de DC que entrega la misma energía proveniente de una señal AC. Eg. El valor RMS para una señal senoidal es 1.41 veces el valor máximo alcanzado por la senoidal.
Voltaje	Trabajo generado por un flujo de electrones al pasar por un elemento. Voltaje = Corriente por Resistencia
Voltaje de entrada	Fuente de alimentación requerida para el funcionamiento apropiado de sistemas eléctricos y electrónicos. En México típicamente 127V 60Hz
Voltaje de Ruptura	Voltaje al cual un elemento semiconductor queda permanentemente dañado
Voltaje de Umbral	Voltaje al cual un elemento semiconductor pasa de estado no-conductor a conductor.
Voltaje Inducido	Voltaje generado por un cambio de corriente proveniente de un Campo Magnético.
Volts (V)	Medida de Voltaje
Watts (W)	Medición de la habilidad eléctrica para llevar un trabajo.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

®

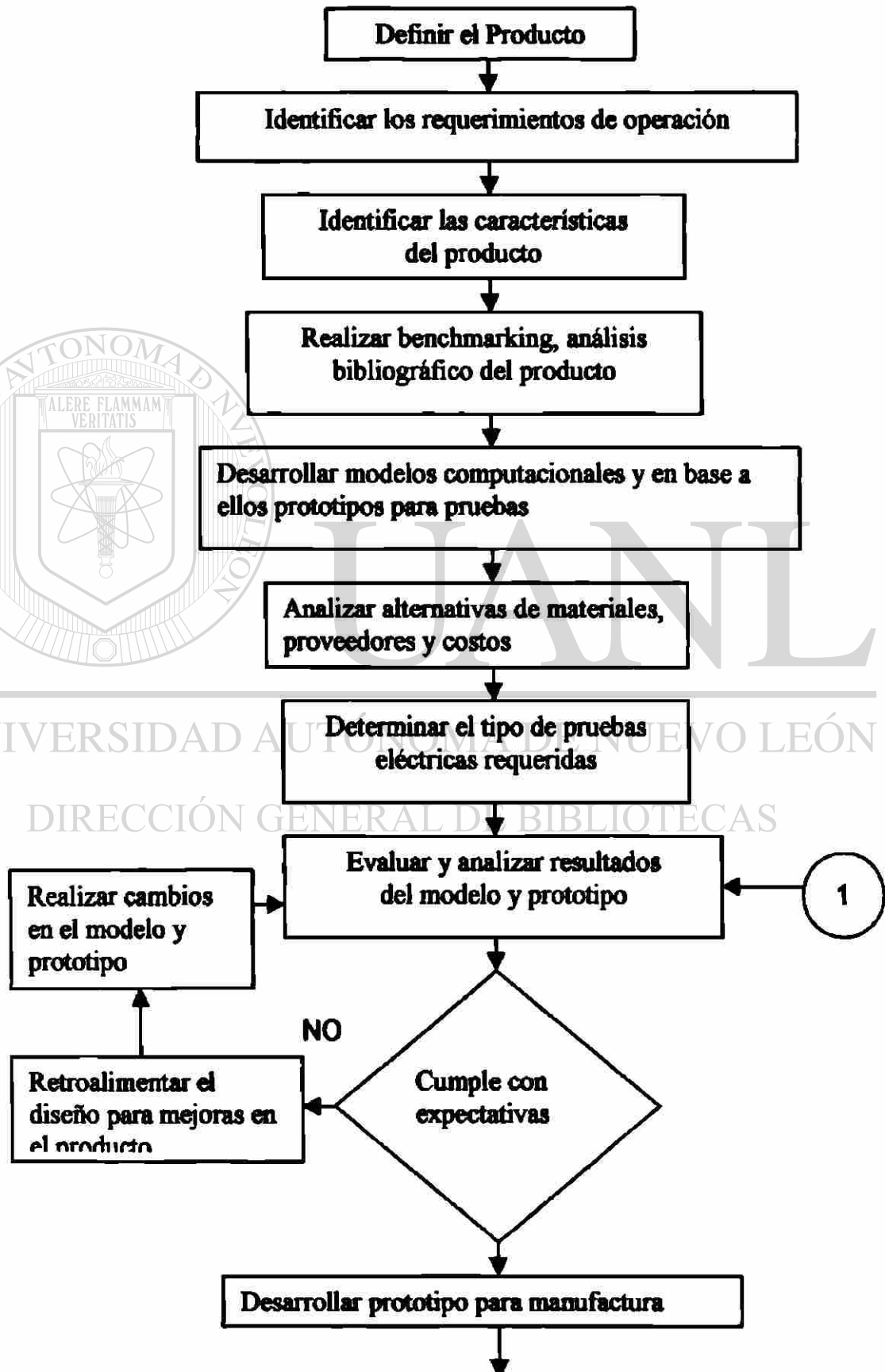
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

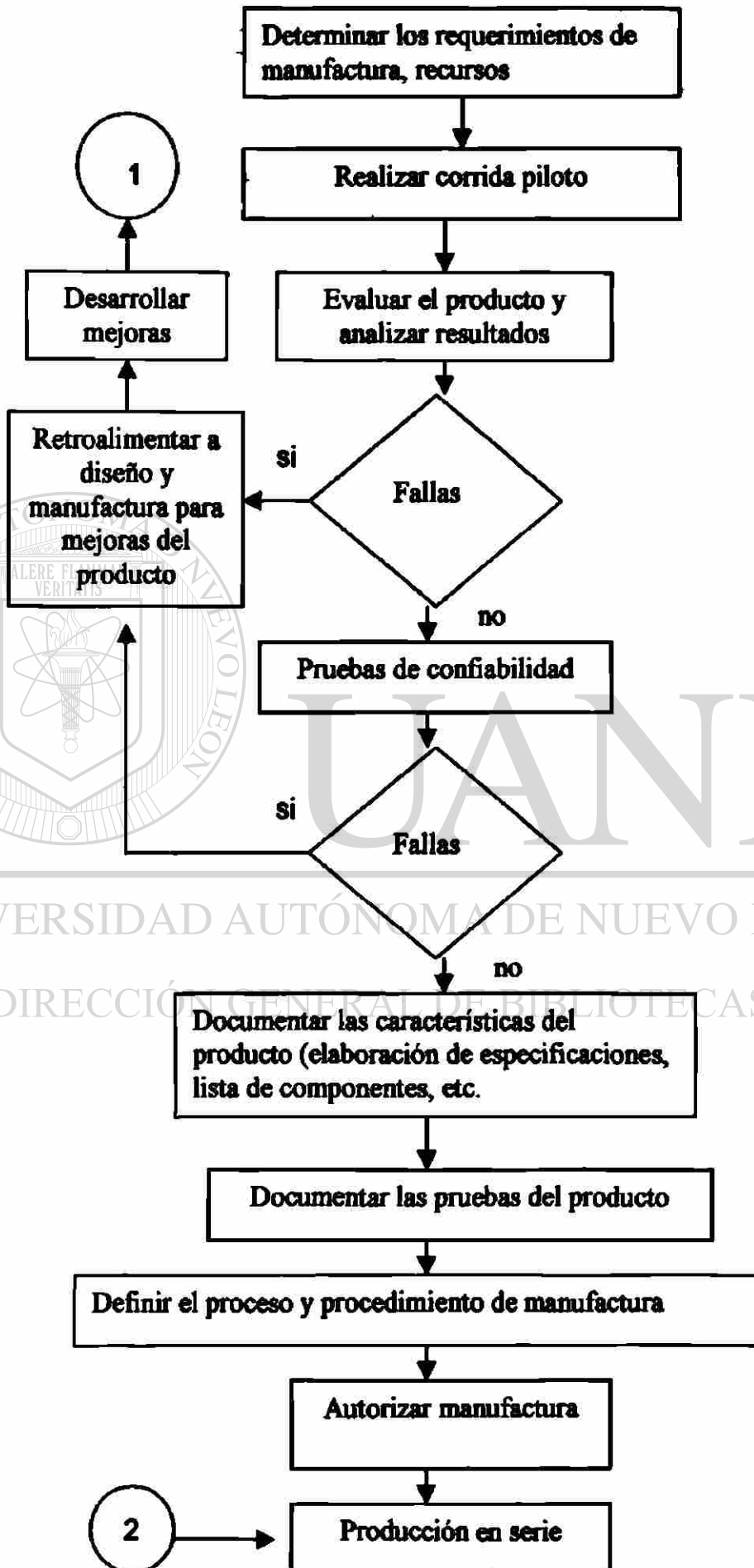
FORMATO: HOJA DE PRUEBAS DE CARACTERIZACION			
<i>Tipo de Balastra</i>		<i>N° de muestra</i>	
<i>Tipo de lámpara</i>			
Descripción de la prueba	Resultados		Observaciones
PRUEBAS DE ENTRADA			
Voltaje			
Frecuencia			
V rms			
Nombre de archivo			
Corriente			
Irms			
Nombre de archivo			
Potencia			
Potencia aparente			
Potencia real			
Factor de potencia			
PRUEBAS DE SALIDA			
Lámpara	1	2	
Voltaje			
Frecuencia			
Vrms			
Nombre de archivo			
Corriente			
Irms			
Nombre del archivo			
Potencia			
Pout			
OBSERVACIONES GENERALES:			

*Nombre del archivo en caso de contar con osciloscopio digital con capacidad de exportación de datos a una computadora.

FORMATO: HOJA DE PRUEBAS DE FALLAS		
Cliente	N° de rechazos	N° de reporte
Responsable		Fecha
Modelo	N° de lote	
Tipo de falla	Tamaño muestra	
DESCRIPCION DE LA FALLA		
		
RESULTADO DEL ANÁLISIS		
		
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS		

Diagrama de flujo para el diseño





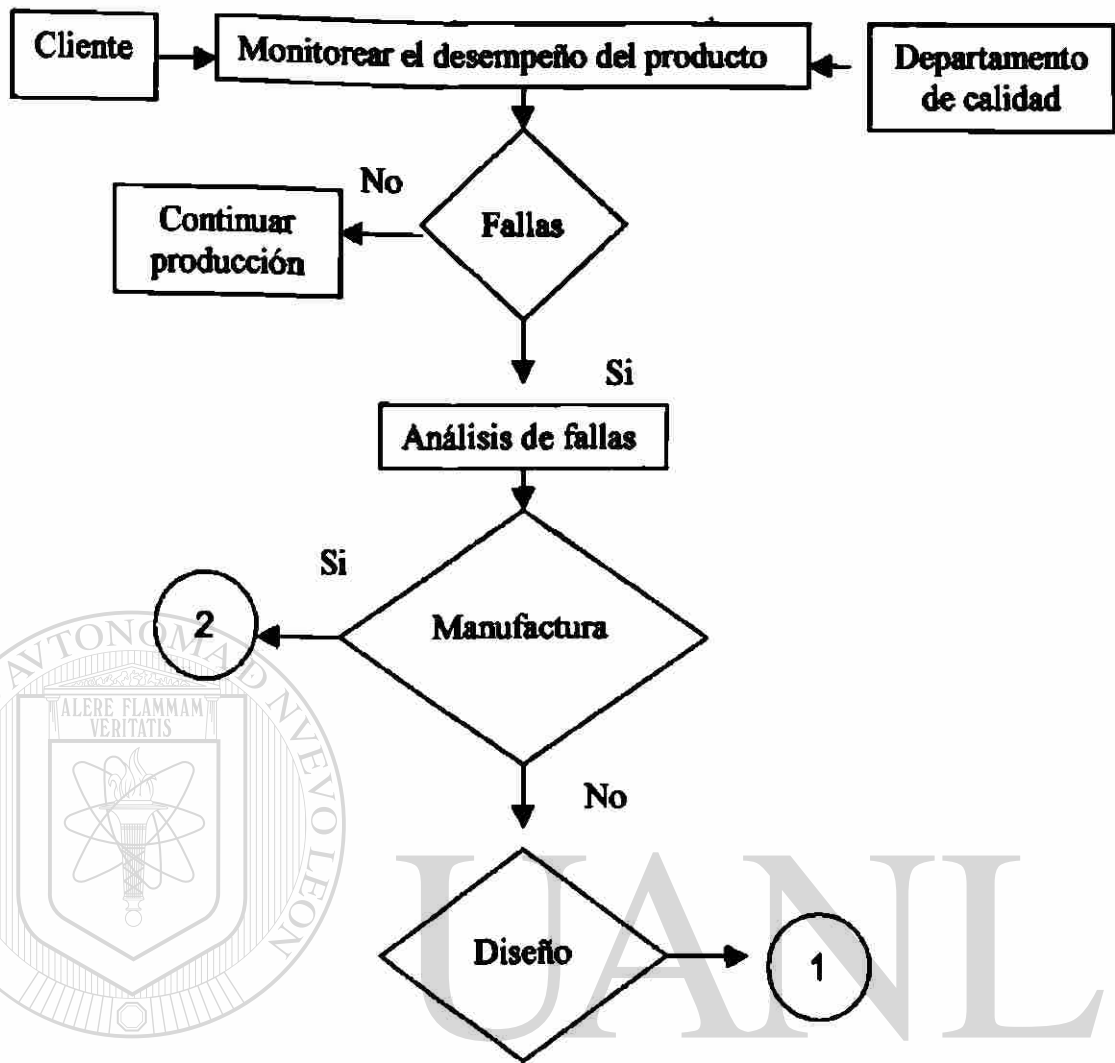
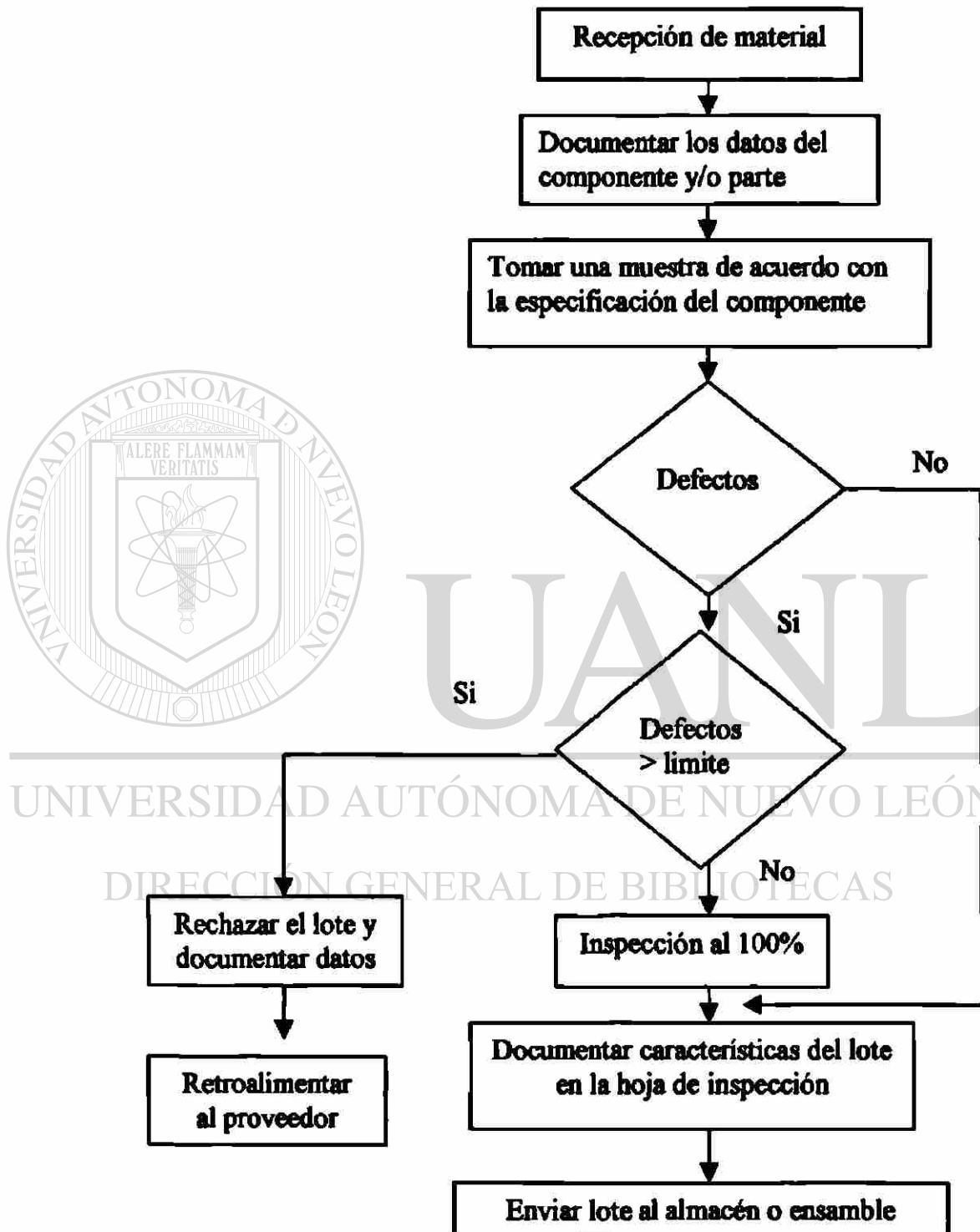


Diagrama de flujo para la inspección de componentes y partes



Parámetros de Lámparas, Toroides y Alambres.

PARÁMETROS TÍPICOS DE LÁMPARAS FLUORESCENTES T12 y T8 [4]				
Diámetro-Potencia	Von	Corriente	Resistencia	Largo (mm)
*T12-125	152	0.94	160	2400
*T12-100	128	0.89	145	2400
*T12-85	123	0.77	160	1800
*T12-75	131	0.64	205	1800
*T12-65	113	0.64	180	1500
**T12-40	104	0.42	250	1200
**T12-20	58	0.38	155	600
*T8-70	128	0.70	185	1800
*T8-58	113	0.63	180	1500
**T8-36	104	0.42	250	1200
**T8-30	101	0.36	280	900
**T8-18	58	0.38	155	600

*Uso en oficinas e industria.

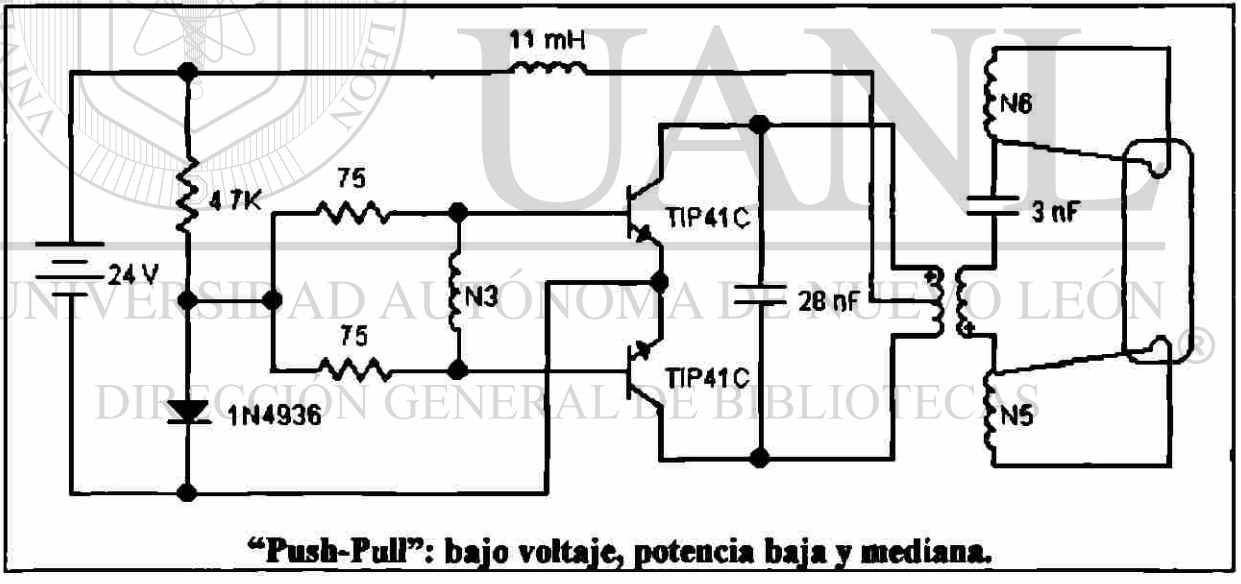
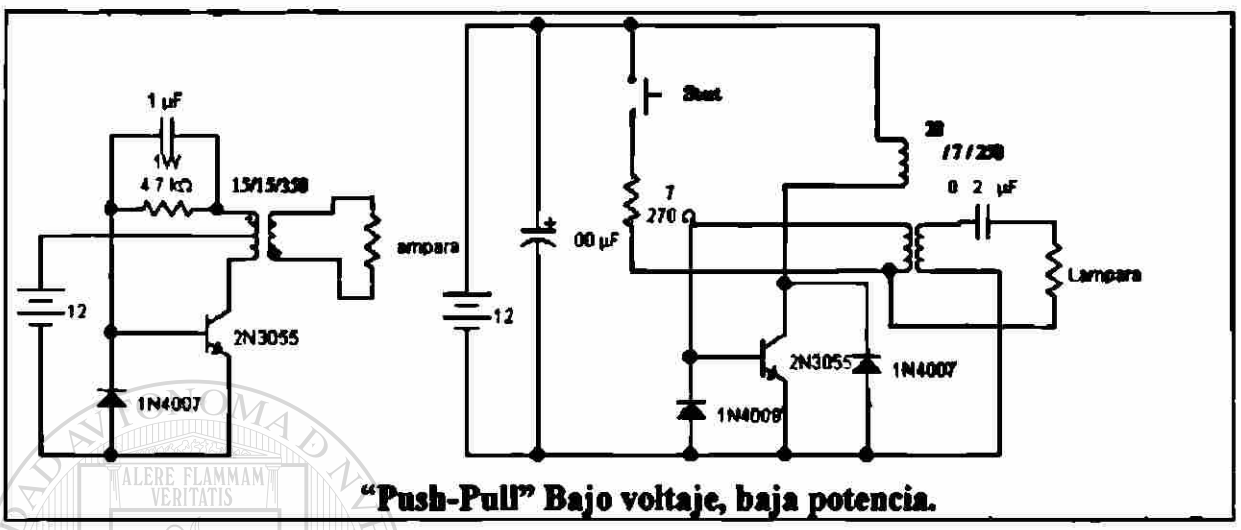
**Uso en hogar y oficinas.

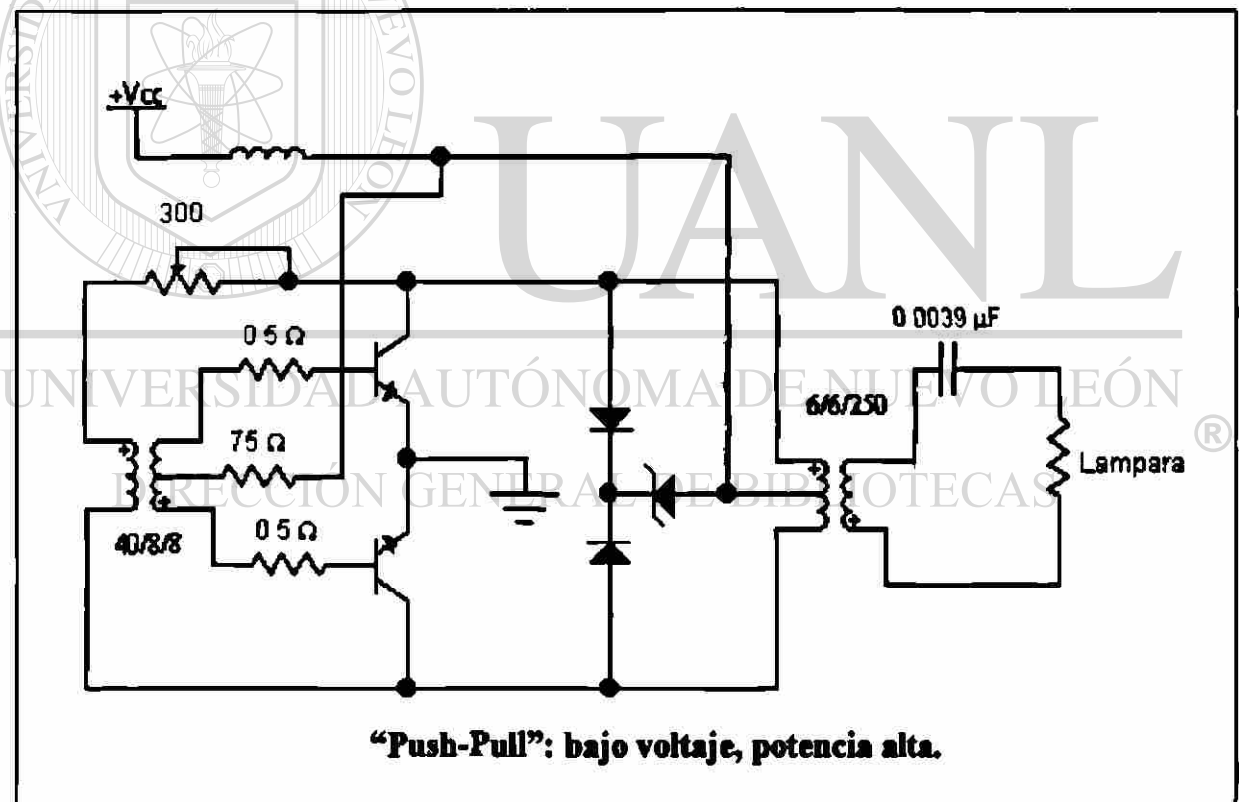
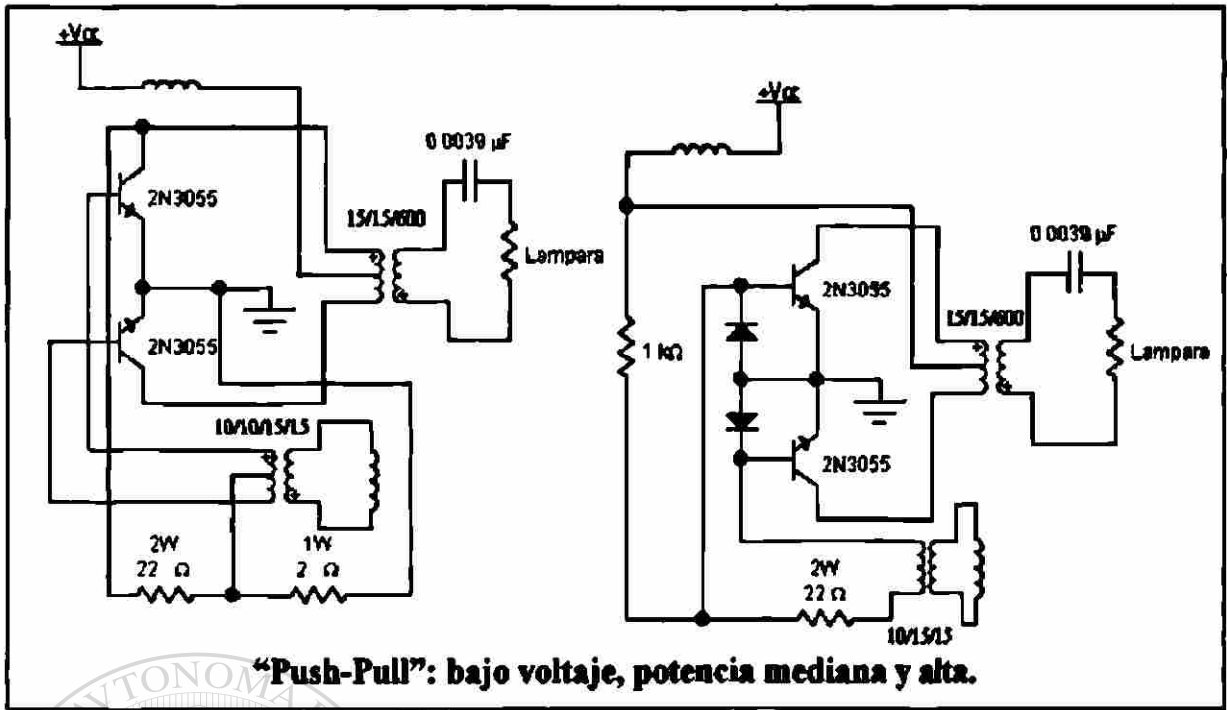
TOROIDES PARA BALASTROS COMERCIALES [4]				
Toroide	Diámetro Exterior	Perímetro (l)	Área cm²	
FT6.3	6.3	1.6	0.032	
FT10	10	2.5	0.08	
FT16	16	4.0	0.20	

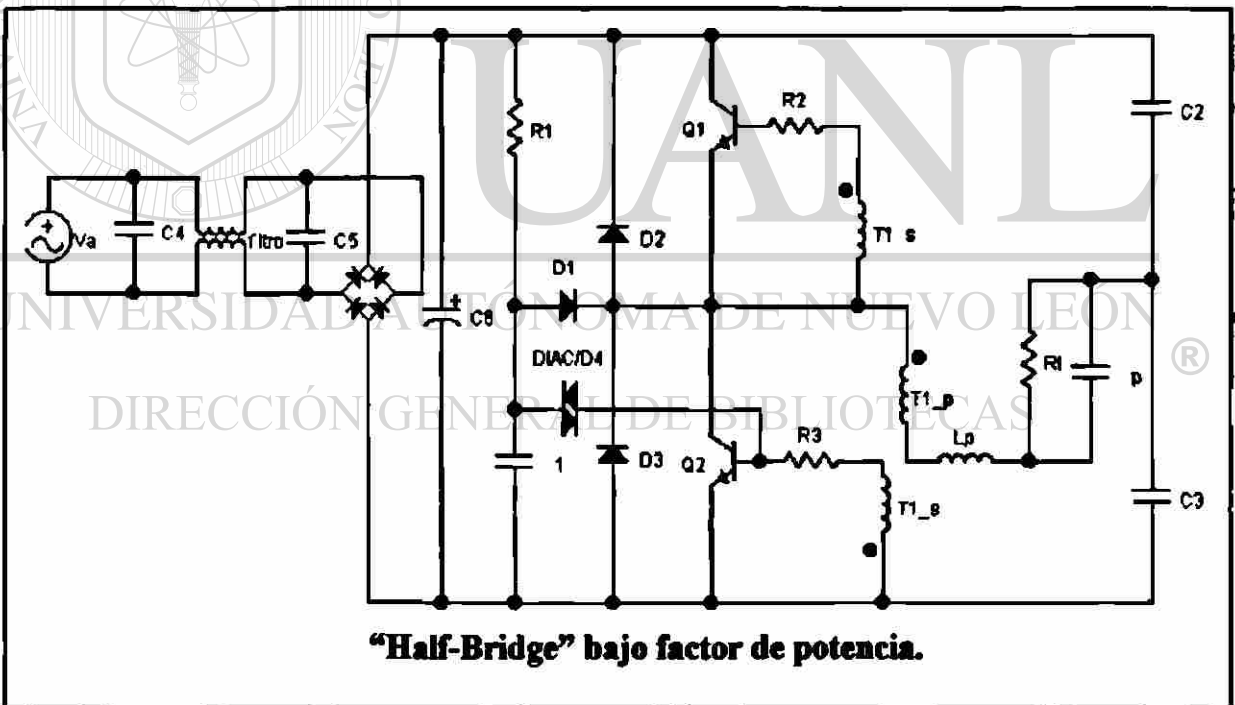
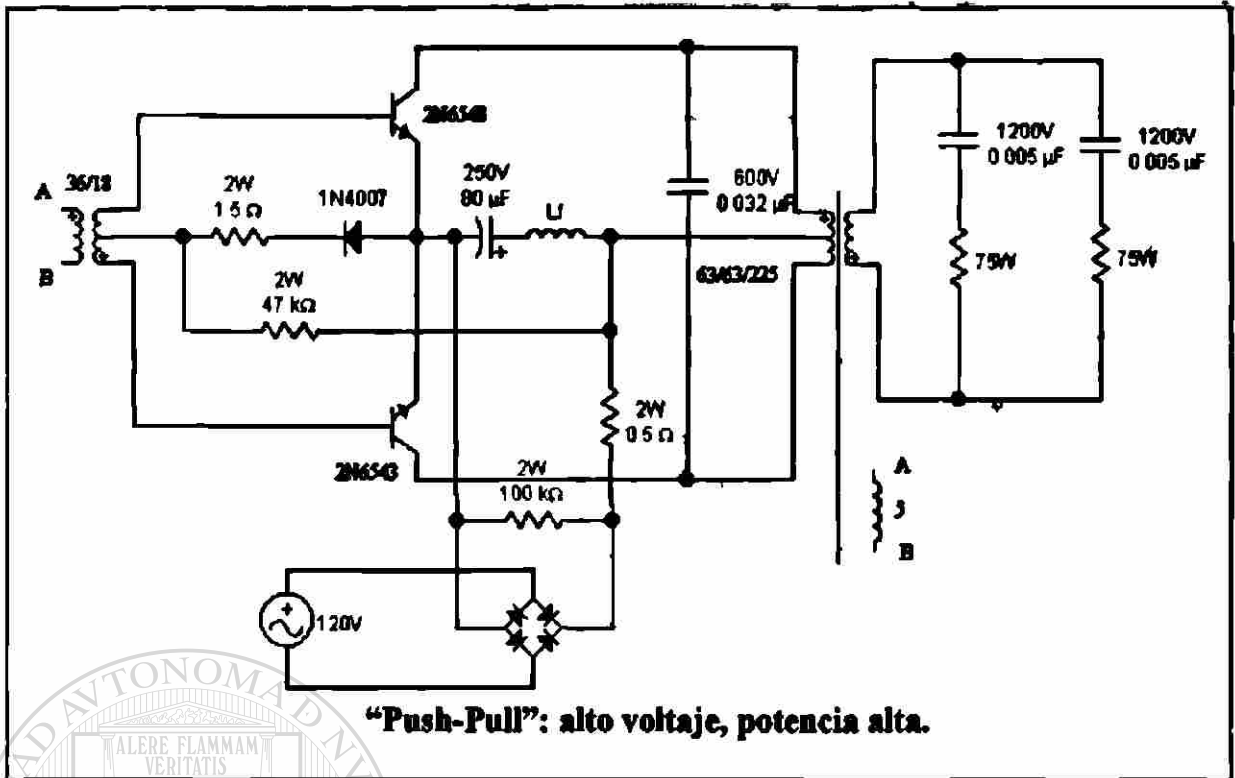
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

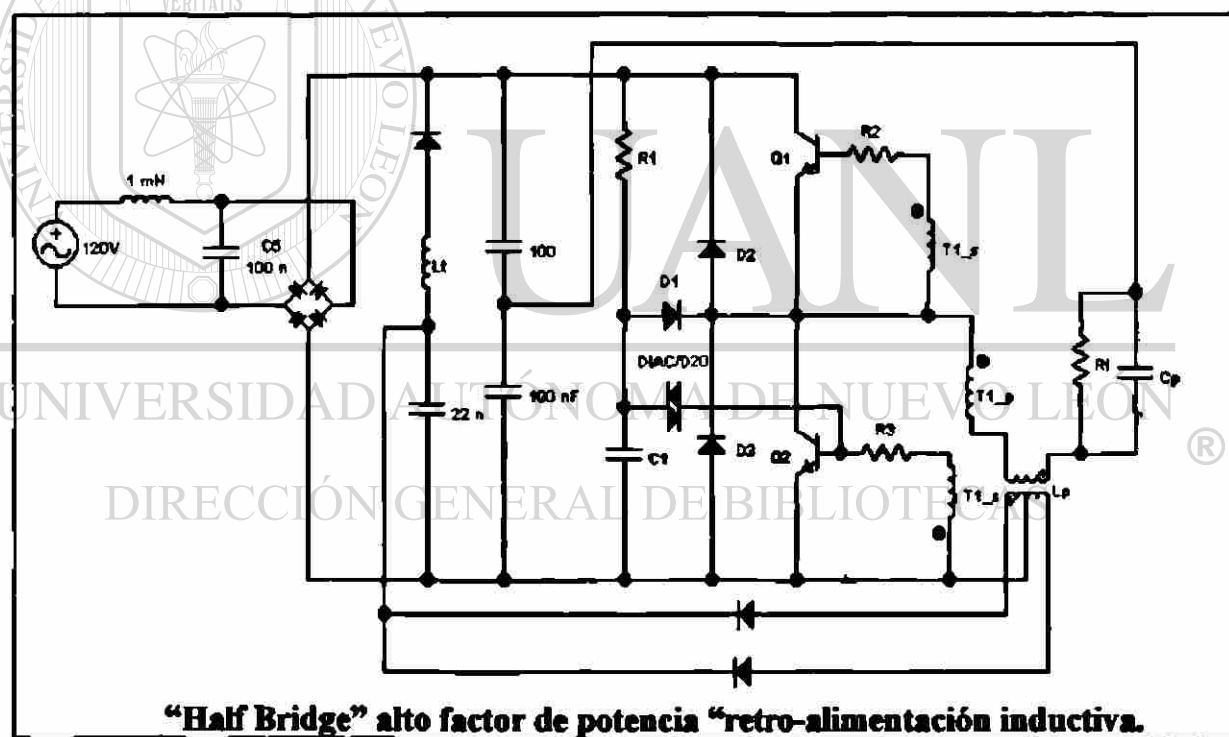
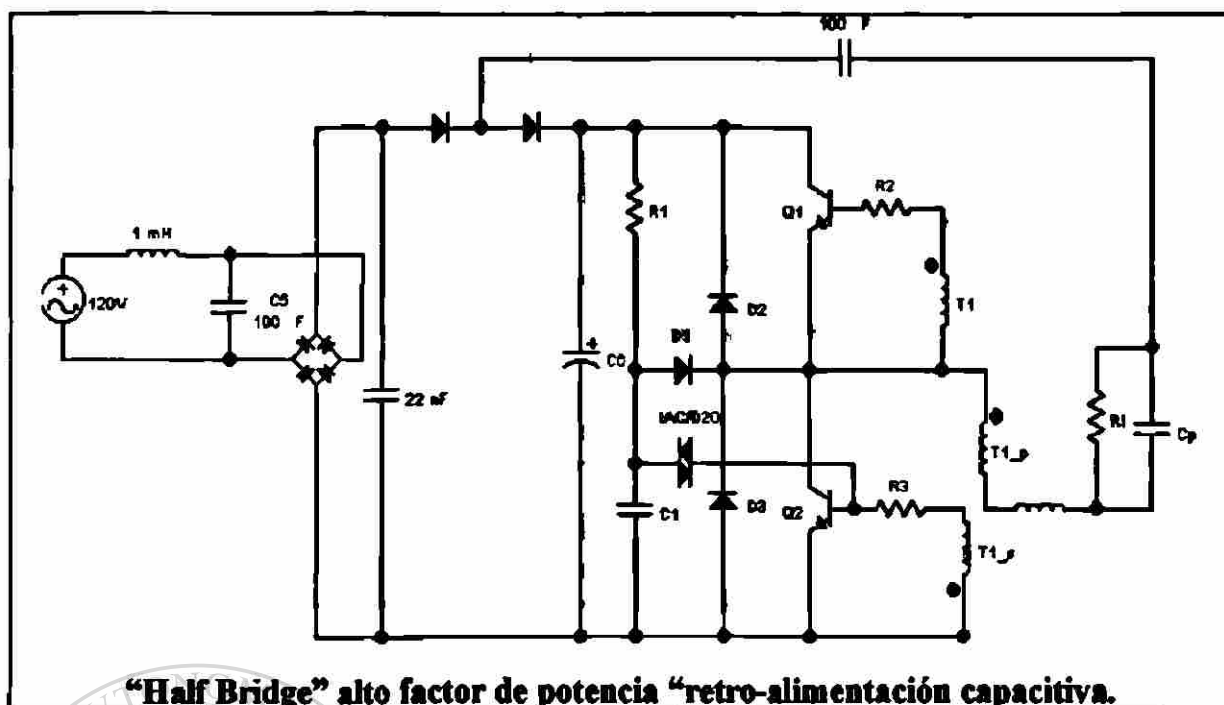
TABLA DE CALIBRES VS CORRIENTES [4]				
AWG	Diámetro (mm)	$\Omega/m @ 20^\circ C$	$\Omega/m @ 100^\circ C$	Corriente @ 4.5 A/mm² (Amperes)
10	2.59	0.0033	0.0044	23.68
11	2.31	0.0041	0.0055	18.78
12	2.05	0.0052	0.0070	14.90
13	1.83	0.0066	0.0088	11.81
14	1.63	0.0083	0.0111	9.365
15	1.45	0.0104	0.0140	7.43
16	1.29	0.0132	0.0176	5.90
17	1.15	0.0166	0.0176	4.67
18	1.02	0.0209	0.0280	3.70
19	0.91	0.0264	0.0353	2.94
20	0.81	0.0333	0.0445	2.33
21	0.72	0.0420	0.0561	1.85
22	0.64	0.0530	0.0708	1.46
23	0.57	0.0668	0.0892	1.16
24	0.51	0.0842	0.1125	0.92
25	0.45	0.1062	0.1419	0.73
26	0.40	0.1339	0.1789	0.58
27	0.36	0.1689	0.2256	0.46
28	0.32	0.2129	0.2845	0.36
29	0.29	0.2685	0.3587	0.29
30	0.25	0.3386	0.4523	0.23
31	0.23	0.4269	0.5704	0.18
32	0.20	0.5384	0.7192	0.14
33	0.18	0.6789	0.9070	0.11
34	0.16	0.8560	1.1437	0.091
35	0.14	1.0795	1.4422	0.072
36	0.13	1.3612	1.8186	0.057
37	0.11	1.7165	2.2932	0.045
38	0.10	2.1644	2.8917	0.036
39	0.09	2.7293	3.6464	0.028
40	0.08	3.4417	4.5981	0.023
41	0.07	4.3399	5.7982	0.018

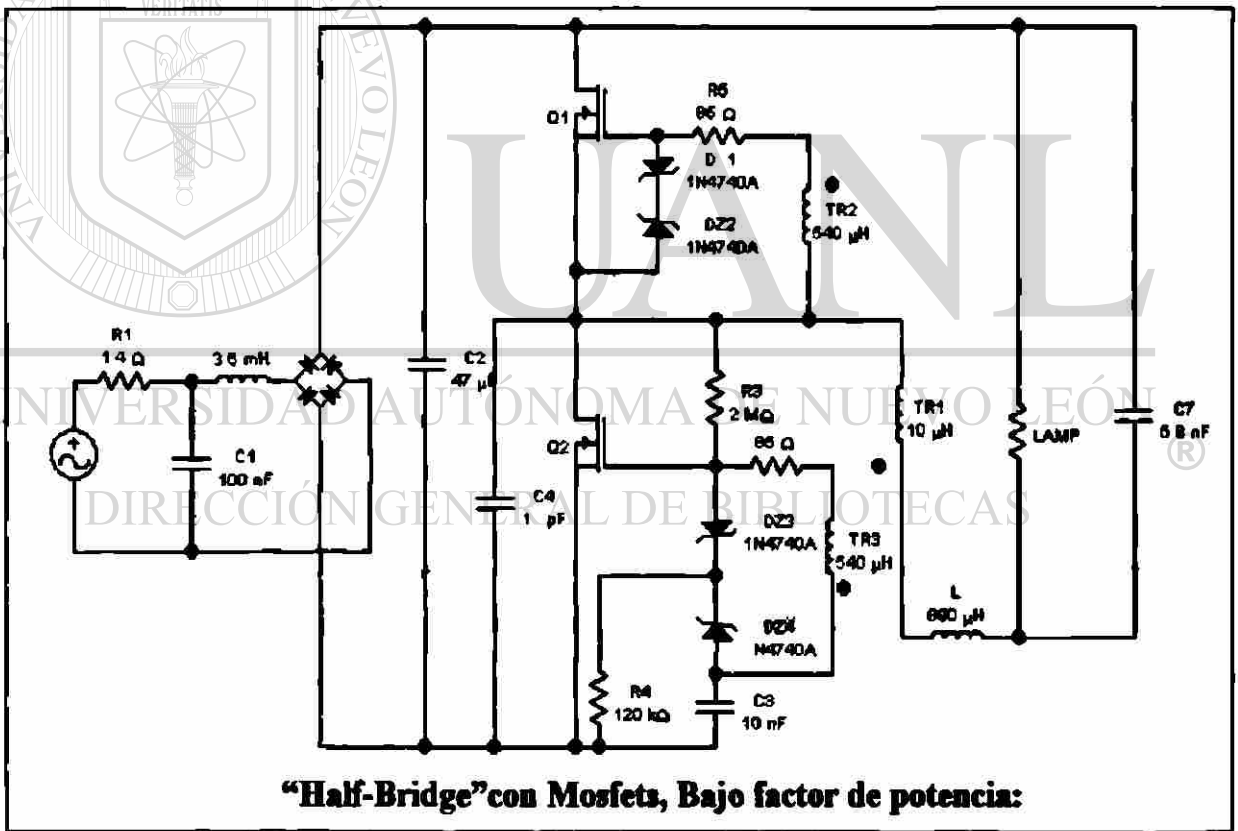
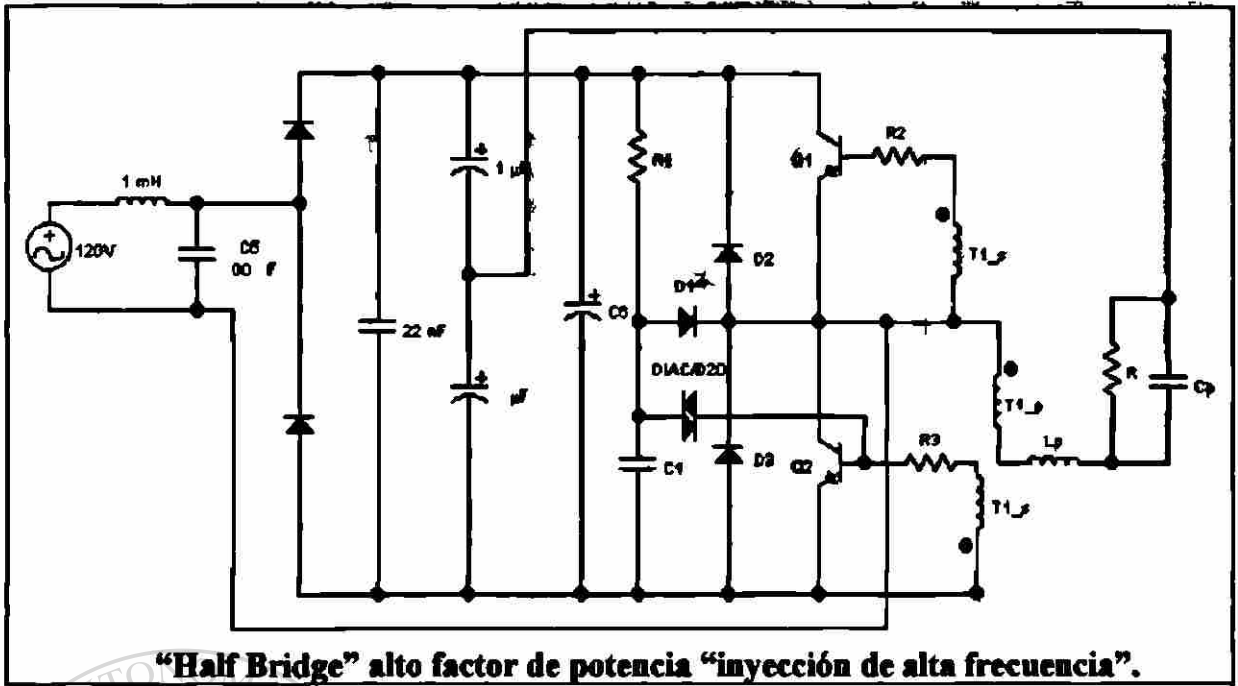
Circuitos Típicos.

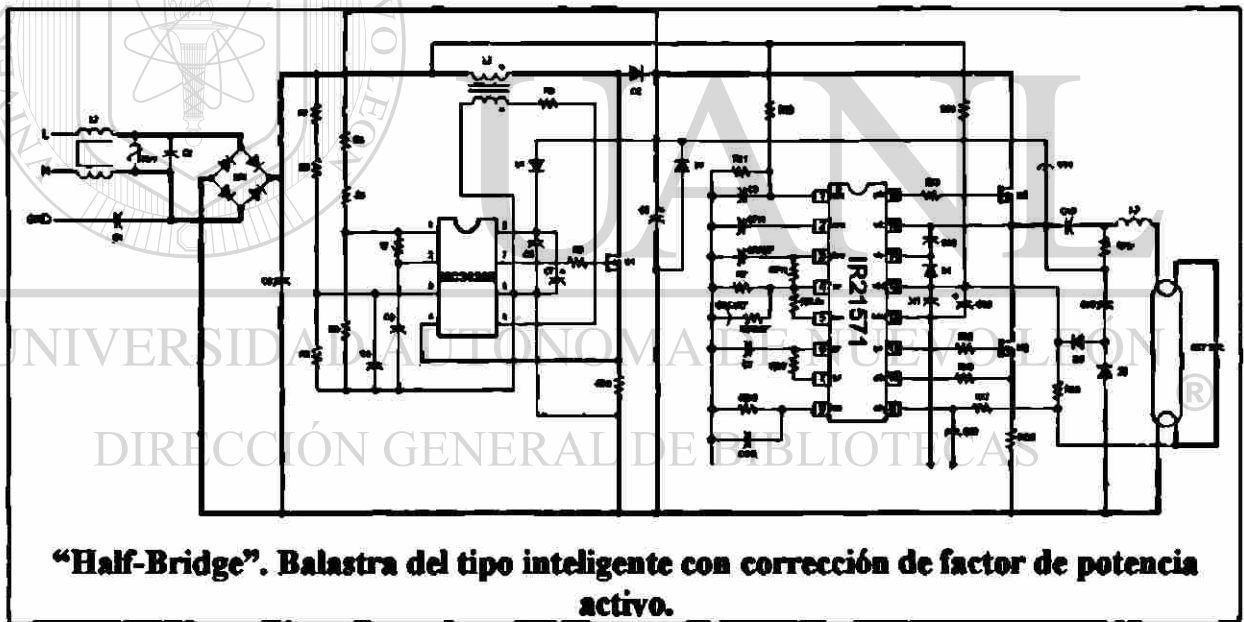
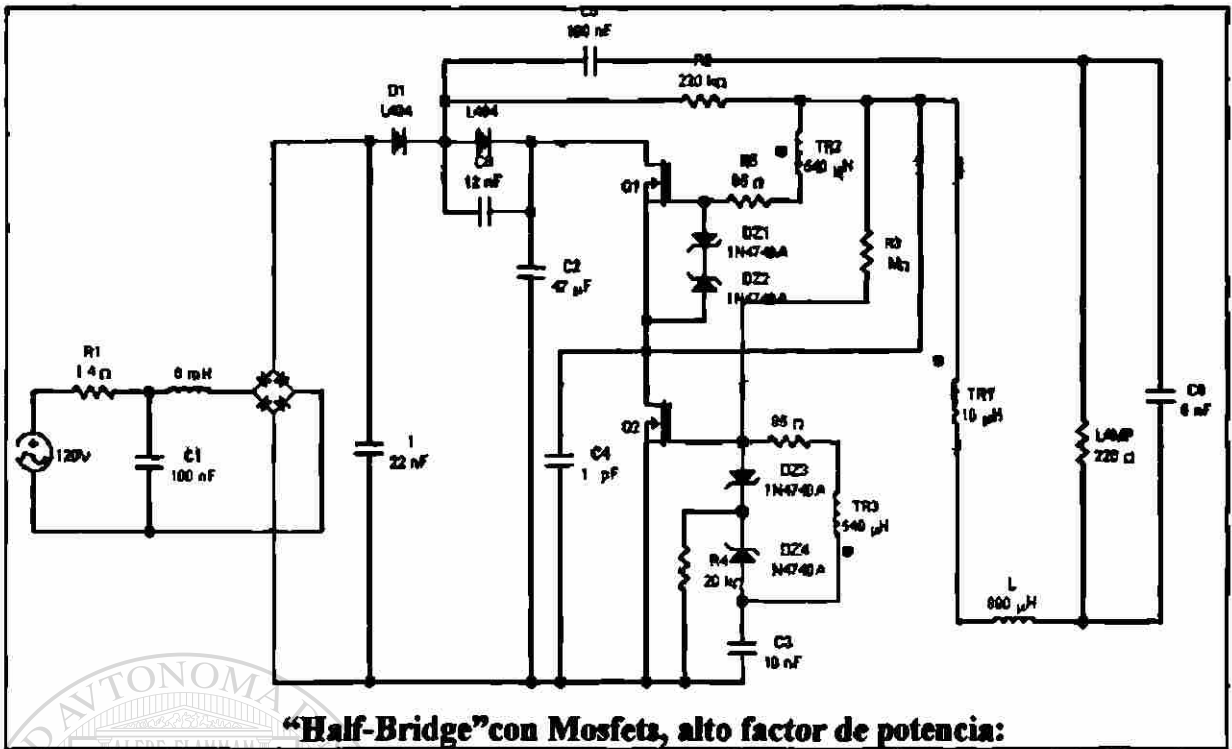












Resumen Autobiográfico

Enrique Sotelo Gallardo nació el 5 de Septiembre de 1974, en la México DF. Teniendo como padres al Dr. Rinaldo Sotelo Burruel y Maria Eugenia Gallardo Ávila, originarios de Sonora y Aguascalientes respectivamente.

Él ha recibido el título de Ingeniero en Electrónica y Comunicaciones del Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey, ITESM, México, Diciembre de 1995. En Febrero de 1999 comenzó sus estudios Maestría optando por el título de Maestro en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica con Especialidad en Electrónica en la Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, FIME, en la Universidad Autónoma de Nuevo León, UANL, México.

De Junio 1995 a Febrero del 1998, Enrique Sotelo laboró el en Laboratorio de Investigación para apoyar el Desarrollo de la Industria de Manufactura Electrónica, LIDIME, en el Centro de Sistemas Integrales de Manufactura, CSIM, en el ITESM. Donde se desempeño como Coordinador de Proyectos, en diferentes arreas de consultoria de Procesos de Manufactura, Análisis de Falla, Acciones Correctivas, Diseño Electrónico, etc. a diversas compañías de la industria electrónica tales como: DENSO, KODAK, LUCENT, M&S, NORTEL, SMART FLEX, THOMAS & BETTS, IBM, MOTOROLA, SCI, HELVEX, SOLMEX, PANASONIC, RCA.

Durante este periodo, Marzo 1997, dio una conferencia en el Primer Congreso de Ingenieros Mecánicos en el Instituto Tecnológico de Puebla, ITP, México, titulada “Análisis de Componentes Electrónicos en la Industria de Manufactura Electrónica”

En 1996 junto con sus compañeros de trabajo, Horman Millán, Miyuki Taketa y Armando Fuentes, realizaron un proyecto para Industrial SOLMEX, una empresa Mexicana dedicada al ramo de la iluminación. Dicho proyecto se titula " Proyecto de Análisis del Diseño y del Proceso de Manufactura de Balastras Electrónicas, Industrial Solmex", de donde nace su inquietud por las Balastras Electrónicas.

Durante este periodo y a la fecha, Enrique Sotelo, brinda soporte en diseño electrónico en diferentes áreas de investigación enfocadas a la localización y rastreo de objetos móviles, en Praxis Tecnología, una empresa Mexicana.

De Marzo 1998 a Enero de 1999, Enrique Sotelo, laboró como ingeniero de atención al cliente en Kemet, una compañía de fabricación de capacitores cerámicos.

De Enero de 1999 a Febrero del 2000, Enrique Sotelo, laboro en el Departamento de Desarrollo en Philips Lighting. Donde desempeño el puesto de líder de proyectos en áreas de Investigación y Desarrollo de Balastros Eléctricos en Lámparas Compactas Integradas, CFL-i. Donde contribuyo en las patentes "Improvement in a Ballast Circuit", 09/441945 & 09/543335, para el circuito de lámpara dimmeable.

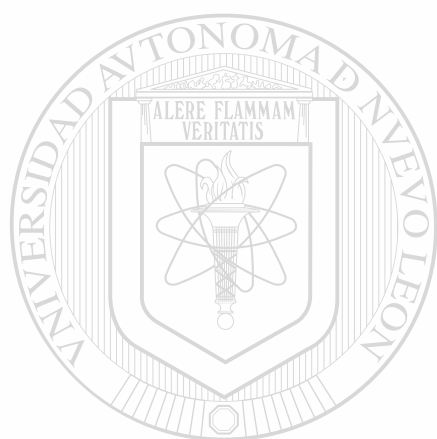
De Febrero del 2000 a Octubre del Mismo Año, Enrique Sotelo, se dedico a brindar soporte a Industrial Solmex.

De Octubre 00 a la fecha, Enrique Sotelo, se encuentra laborando en el Departamento de Tecnología de Magnetek, enfocado al Diseño de Balastras Electrónicas, en Huntsville Alabama, USA y brindando a la ves soporte en la producción en la Ciudad de Matamoros Tamaulipas, México.

Dada su experiencia en el desarrollo de balastros electrónicos con empresas internacionales como Philips y Magnetek y a su vez con micro-empresa como Industrial Solmex, se dio cuenta de la necesidad de las pequeñas empresas de competir en el

mercado de balastos electrónicos con alto factor de potencia a un bajo costo, usando componentes pasivos de fácil acceso y manejo para su manufactura.

Es por ello que opto como requisito para obtener el grado de Maestro en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica con Especialidad en Electrónica en la Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, FIME, de la Universidad Autónoma de Nuevo León, UANL, México, desarrollar la tesis “ Diseño de Balastras Electrónicas con Alto Factor de Potencia”

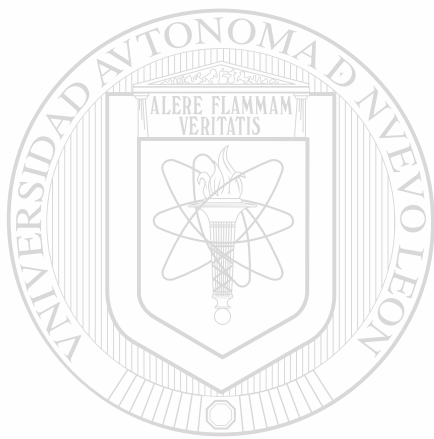


UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



