



**Benemérita Universidad
Autónoma de Puebla**



**Facultad de Ciencias de la
Electrónica**

Tesis

Prototipo de inversor didáctico para el laboratorio de potencia

Presentado por

Eduardo Romero Poblano

Como requisito para obtener el título profesional de

Licenciado en Electrónica

Asesor

M.C. Víctor Manuel Perusquía Romero

Agosto de 2016.

Contenido

Acrónimos	4
Nomenclatura	5
Objetivos	7
Objetivo general	7
Objetivos particulares.....	7
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN.....	8
1.1. Inversores	8
1.2. Tipos de inversores.....	8
1.3. Aplicaciones	9
1.4. Inversor de medio puente	9
1.5. Parámetros de rendimiento.....	11
CAPÍTULO 2. ANÁLISIS DEL FUNCIONAMIENTO DE TRES MARCAS DIFERENTES DE LÁMPARAS FLUORESCENTES COMPACTAS	12
2.1. Lámpara fluorescente compacta.....	12
2.2. Diagrama eléctrico de las 3 marcas de lámparas fluorescentes compactas.....	12
2.2.1. Simulación de los balastos electrónicos de las tres marcas de lámparas fluorescentes compactas	15
2.3. Simulación de las diferentes etapas que conforman el balastro electrónico.....	17
2.3.1. Filtro de CA o filtro EMI	17
2.3.2. Rectificador de onda completa y filtro de CD.....	19
2.3.3. Circuito de arranque del inversor	21
2.3.4. Inversor de medio puente	22
2.3.5. Circuito de control.....	24
2.3.6. Circuito resonante	26
CAPÍTULO 3. ESTUDIO DEL PROTOTIPO PROPUESTO.DE LA LÁMPARA FLUORESCENTE COMPACTA	29
3.1. Filtro de CA o filtro EMI	29
3.2. Puente rectificador monofásico y filtro de CD.....	30
3.3. Circuito de arranque	30
3.4. Circuito de control del inversor.....	32
3.5. Inversor de medio puente	34
3.6. Circuito resonante	36

CAPÍTULO 4. CÁLCULO DE LOS ELEMENTOS DEL PROTOTIPO DIDÁCTICO	
PROPUESTO	41
4.1. Condensador del filtro de CD.....	41
4.2. Circuito resonante	41
4.3. Cálculo del filtro EMI	42
4.4. Cálculo del control de los interruptores	42
4.5. Cálculo del circuito auxiliar de partida	44
4.6. Evaluación de los parámetros de rendimiento del inversor medio puente	45
4.7 Simulación del prototipo	47
4.8. Especificaciones para la simulación.....	52
CAPÍTULO 5. RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL PROTOTIPO DE INVERSOR	
DIDÁCTICO	53
5.1 Implementación del prototipo de inversor didáctico.....	53
5.2 Formas de onda	56
Conclusiones	64
Apéndice A. Análisis del circuito resonante en régimen permanente con tensión rectangular.....	66
Apéndice B. Listado de programa y circuito simulado	71
Apéndice C. PCB de los módulos del inversor didáctico.....	75
REFERENCIAS	78

Acrónimos

BJT Transistor de unión bipolar.

CA Corriente alterna.

CD Corriente directa.

CSI Inversor alimentado por corriente.

DF Factor de distorsión.

EMI Interferencia electromagnética.

GTO Tiristor de apagado por puerta.

HF_n Factor armónico de la enésima componente.

IGBT Transistor bipolar de puerta aislada.

MCT Tiristor controlado por MOS.

MOSFET Transistor de efecto de campo de metal oxido semiconductor.

PWM Modulación de ancho de pulso.

SIT Transistor de inducción estática.

THD Distorsión armónica total.

VSI Inversor alimentado por voltaje.

Nomenclatura

λ	Longitud del camino magnético.
τ	Constante de tiempo de la red $R_a C_a$.
ω_{o2}	Frecuencia angular de inicio.
ω_o	Frecuencia angular de resonancia.
ω_s	Frecuencia angular de conmutación
A_e	Área efectiva del núcleo toroidal.
C_a	Capacitor del circuito de arranque.
C_i	Capacitor del filtro EMI.
C_p	Capacitor en paralelo del circuito resonante
C_s	Capacitor en serie del circuito resonante.
E	Tensión de alimentación de CD.
f_s	Frecuencia de conmutación.
I_B	Corriente de base del transistor.
I_{Lr}	Corriente del inductor resonante.
I_p	Corriente pico.
I_{sec}	Corriente de la bobina secundaria del transformador.
L_i	Inductor del filtro EMI.
L_r	inductor resonante.
N_p	Número de espiras de la bobina primaria del transformador.
N_s	Número de espiras de la bobina secundaria del transformador.
Q	Transistor.
Q_s	Factor de calidad.
R_a	Resistencia del circuito de arranque.

R_b	Resistencia de base.
RF	Factor de componente ondulatoria.
R_{lamp}	Resistencia de la lámpara fluorescente.
$T1$	Transformador toroidal.
T_c	Periodo de conmutación.
t_d	Tiempo de disparo.
V_{ab}	Voltaje de salida del inversor.
V_{BEsat}	Voltaje base-emisor de saturación del transistor.
V_c	Voltaje del condensador.
V_{ca}	Voltaje de corriente alterna.
V_e	Volumen efectivo del núcleo toroidal.
V_o	Voltaje de salida del inversor.
V_p	Voltaje pico.
V_{pp}	Voltaje pico a pico.
$V_{r(pp)}$	Voltaje de rizo pico a pico.
V_s	Voltaje que alimenta al inversor.
V_{sec}	Voltaje de la bobina secundaria del transformador.

Objetivos

Objetivo general

Diseñar el prototipo de un inversor de medio puente para apoyo didáctico en el laboratorio de electrónica de potencia.

Objetivos particulares

Los objetivos particulares son los siguientes:

1. Analizar el comportamiento de los balastos electrónicos de tres lámparas fluorescentes compactas.
2. Comprender las diferentes etapas del balastro electrónico.
3. Identificar cuál de las 3 topologías de las lámparas fluorescentes compactas tiene mejor calidad de la señal eléctrica de corriente alterna que proporciona a la carga.
4. Diseñar y construir un prototipo de inversor del balastro electrónico.
5. Realizar pruebas de funcionamiento del prototipo.

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

En este capítulo se presentan los inversores, se hace mención de algunas de las diferentes clases de inversores que hay en la literatura y algunas de sus aplicaciones.

1.1. Inversores

Los convertidores de CD a CA se conocen como inversores. La función de un inversor es cambiar un voltaje de entrada de CD a un voltaje simétrico de salida de CA, con la magnitud y frecuencias deseadas. Tanto el voltaje de salida y la frecuencia pueden ser fijos o variables. Si se modifica el voltaje de entrada de CD y la ganancia del inversor se mantiene constante, se obtiene un voltaje de salida variable. Por otra parte, si el voltaje de entrada de CD es fijo y no es controlable, se puede obtener un voltaje de salida variable si se varía la ganancia del inversor; esto por lo general se hace controlando la modulación de ancho de pulso (PWM) dentro del inversor. La ganancia del inversor se puede definir como la relación entre el voltaje de salida de CA y el voltaje de entrada en CD.

1.2. Tipos de inversores

Los inversores se pueden clasificar básicamente en dos tipos: (1) inversores monofásicos y (2) inversores trifásicos. Cada tipo puede utilizar dispositivos con activación y desactivación controlada (BJT, MOSFET, IGBT, MCT, SIT, GTO) o tiristores de conmutación forzada, según la aplicación. Un inversor se llama *inversor alimentado por voltaje (VSI)* si el voltaje de entrada se conserva constante; *inversor alimentado por corriente (CSI)* si la corriente de entrada se conserva constante; e *inversor enlazado en cd variable* si el voltaje de entrada es controlable.

Los VSI se subdividen en tres categorías generales:

1. *Inversores modulados por ancho de pulsos.* En estos inversores el voltaje de CD de entrada es esencialmente de magnitud constante, por tanto, el inversor debe controlar la magnitud y la frecuencia de los voltajes de CA de salida. Esto se logra mediante PWM de los interruptores del inversor, y por ende estos inversores se llaman inversores PWM.

2. *Inversores de onda cuadrada.* En estos inversores, el voltaje de CD de entrada se controla a fin de controlar la magnitud del voltaje de CD de salida, y por lo tanto el inversor sólo tiene que controlar la frecuencia del voltaje de salida. El voltaje de CA de salida tiene una forma de onda parecida a la de una onda cuadrada, y por este motivo se denominan inversores de onda cuadrada.
3. *Inversores monofásicos con cancelación de voltaje.* En el caso de inversores con salida monofásica es posible controlar la magnitud y la frecuencia del voltaje de salida del inversor, aunque la entrada al inversor sea un voltaje de CD constante y los interruptores del inversor no se modulen por ancho de pulso (y por ende la forma de onda del voltaje de salida será parecida a una onda cuadrada). Por tanto, estos inversores combinan las características de los dos inversores anteriores. Se debe notar que la técnica de cancelación de voltaje sólo funciona en el caso de inversores monofásicos y no para trifásicos.

1.3. Aplicaciones

El uso de los inversores es muy común en aplicaciones industriales tales como: la propulsión de motores de CA de velocidad variable, la calefacción por inducción, las fuentes de respaldo y las de poder, alimentaciones ininterrumpibles de potencia, por mencionar sólo algunos. Y no sólo se aplican en la industria también se aplican a diversos dispositivos de corriente alterna que funcionan a partir de una batería de automóvil.

1.4. Inversor de medio puente

El circuito inversor de medio puente está formado por dos pulsadores como se muestra en la figura 1.1a. Cuando sólo el transistor Q1 está activo durante el tiempo $T_o/2$, El voltaje instantáneo a través de la carga V_o es $V_s/2$. Si sólo el transistor Q2 esta activado durante un tiempo $T_o/2$, aparece el voltaje $-V_s/2$ a través de la carga. Los transistores Q1 y Q2 no deben activarse simultáneamente, el diseño del circuito lógico debe diseñarse de tal forma que esto no ocurra. Cuando un transistor está inactivo, su voltaje inverso es V_s , y no $V_s/2$ [1].

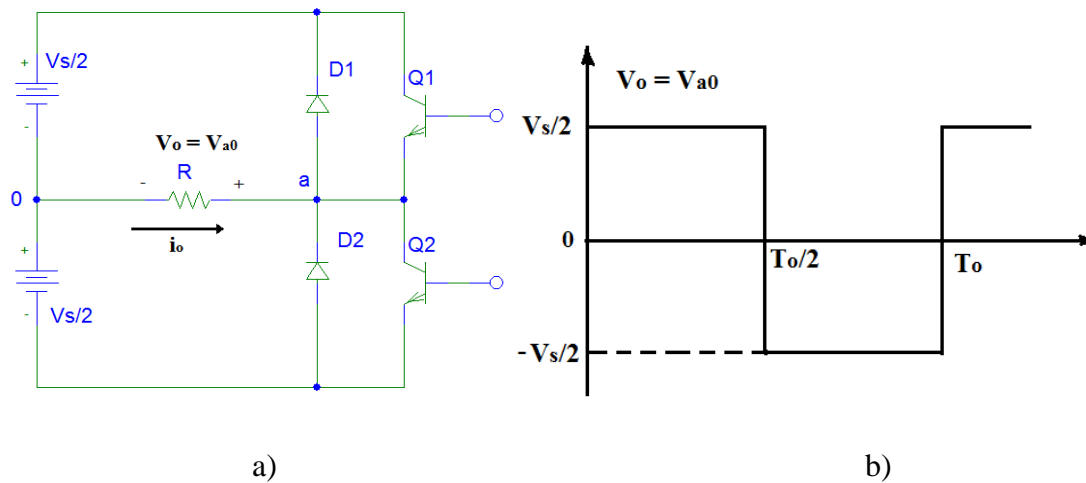


Figura 1.1. Inversor de medio puente: a) Circuito, b) forma de onda.

El voltaje de salida se puede encontrar a partir de

$$V_0 = \left(\frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} \frac{V_s^2}{4} dt \right)^{1/2} = \frac{V_s}{2} \quad (1.1)$$

El voltaje instantáneo de salida se puede expresar en una serie de Fourier como

$$v_0 = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \text{sen}(n\omega t) \quad (1.2)$$

$$= 0 \text{ para } n = 2,4, \dots$$

Donde $\omega = 2\pi f_0$ es la frecuencia del voltaje de salida en radianes/s. para $n = 1$, la ecuación (1.2) proporciona el valor rms de la componente fundamental como

$$V_1 = \frac{2V_s}{\sqrt{2}\pi} = 0.45V_s \quad (1.3)$$

1.5. Parámetros de rendimiento

La calidad de un inversor por lo general se evalúa en términos de los siguientes parámetros de rendimiento.

Factor armónico de la enésima componente, HF_n . Es una medida de la contribución armónica individual y se define como

$$HF_n = \frac{V_n}{V_1} \quad (1.4)$$

Donde V_1 es el valor rms de la componente fundamental y V_n es el valor rms de la enésima componente armónica.

Distorsión armónica total THD. Es una medida de la similitud entre la forma de onda y su componente fundamental, se define como

$$THD = \frac{1}{V_1} \left(\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2 \right)^{1/2} \quad (1.5)$$

Factor de distorsión DF. Indica la cantidad de distorsión armónica que queda en una forma de onda particular después de que las armónicas de esa forma de onda hayan sido sujetas a una atenuación de segundo orden (es decir divididas por n^2). Por lo tanto, el valor DF es una medida de la eficacia en relación de las componentes armónicas no deseadas, sin necesidad de especificar valores de un filtro de carga de segundo orden, y se define como

$$DF = \frac{1}{V_1} \left[\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (1.6)$$

El factor de distorsión de una componente armónica individual (o de orden n) se define como

$$DF_n = \frac{V_n}{V_1 n^2} \quad (1.7)$$

CAPÍTULO 2. ANÁLISIS DEL FUNCIONAMIENTO DE TRES MARCAS DIFERENTES DE LÁMPARAS FLUORESCENTES COMPACTAS

2.1. Lámpara fluorescente compacta

Las lámparas fluorescentes compactas tienen integrado un balastro electrónico que los alimenta con un voltaje fijo y una frecuencia elevada fija. El balastro electrónico más empleado para las lámparas fluorescentes compactas es el que está conformado por un inversor de medio puente resonante, debido a que su estructura es menos compleja y económica.

A continuación se analizarán 3 marcas de lámparas fluorescentes compactas para observar su funcionamiento y compararemos cada una de ellas.

2.2. Diagrama eléctrico de las 3 marcas de lámparas fluorescentes compactas

En la figura 2.1 se muestra el diagrama eléctrico de la lámpara fluorescente compacta *General Electric*, modelo FLE15, potencia 15 watts, alimentación 120 Vca/60 Hz.

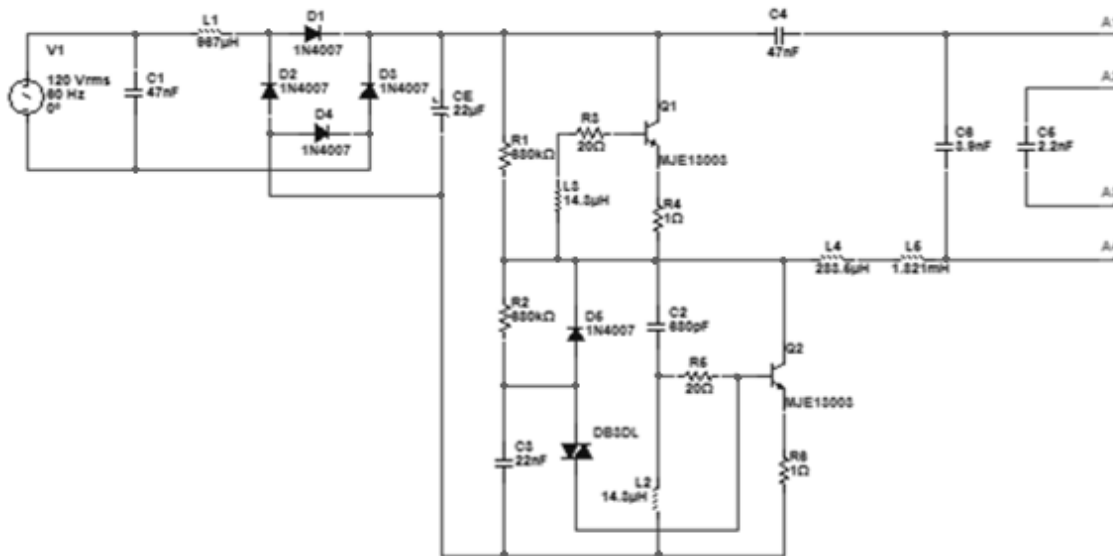


Figura 2.1. Diagrama eléctrico de la lámpara fluorescente compacta *General Electric*.

Los inductores L2, L3 y L4 conforman un transformador toroidal, L4 forma la parte primaria del transformador, L2 y L3 forman la parte secundaria del mismo.

En la figura 2.2 se muestra el diagrama eléctrico de la lámpara fluorescente compacta *Phillips*, potencia 15 watts, alimentación 110-127 Vca/50-60 Hz.

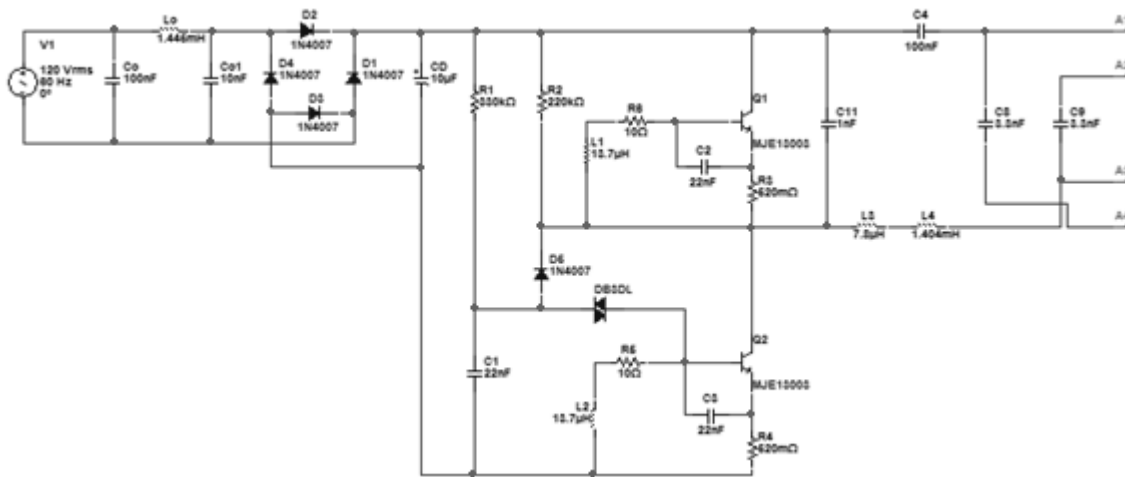


Figura 2.2. Diagrama eléctrico de la lámpara fluorescente compacta *Phillips*.

Los inductores L1, L2 y L3 conforman un transformador toroidal, siendo L3 la sección primaria del transformador, L1 y L2 la sección secundaria del mismo. Esto también es para el diagrama que se muestra abajo.

En la figura 2.3 se muestra el diagrama eléctrico de la lámpara fluorescente compacta *Sanelec*, modelo 1828, potencia 15 watts, alimentación 127 Vca/60 Hz.

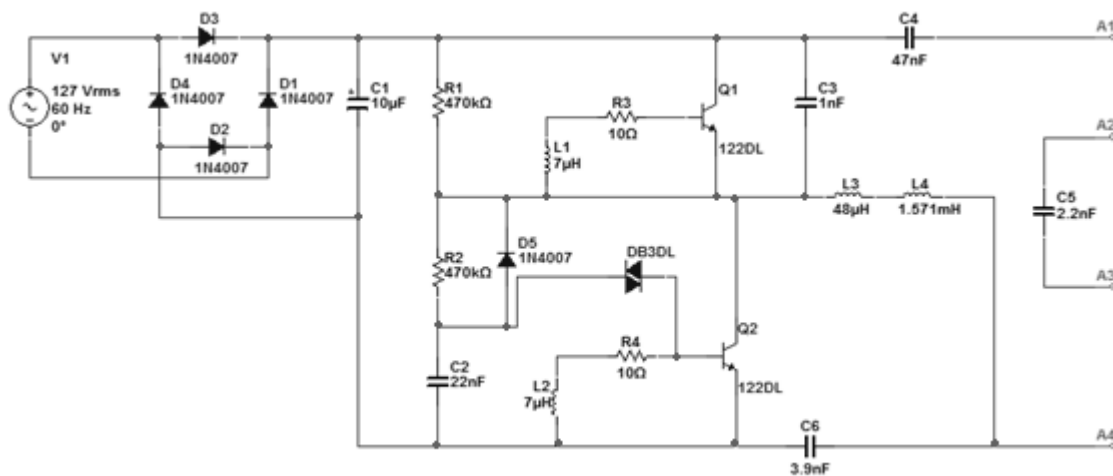


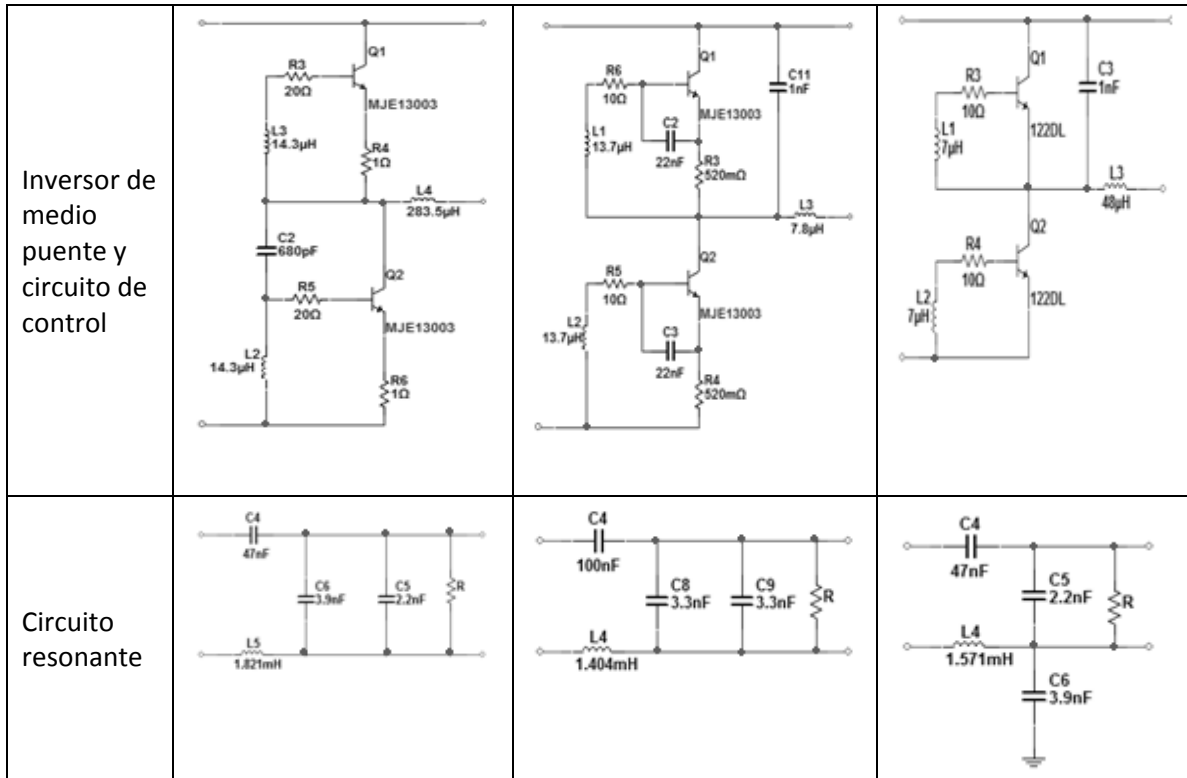
Figura 2.3. Diagrama eléctrico de la lámpara fluorescente compacta *Sanelec*.

A1, A2, A3, A4 de cada diagrama del circuito eléctrico, son las terminales donde se conecta la lámpara fluorescente.

En la tabla 2.1, se presenta una comparación de los elementos que conforman los diferentes bloques que integran los balastos electrónicos de las lámparas fluorescentes compactas.

Tabla 2.1. Tabla comparativa de los balastos de las lámparas fluorescentes compactas.

Bloque	General Electric	Phillips	Sanelec
Filtro de CA o filtro EMI			No tiene
Puente rectificador con filtro de CD			
Circuito de arranque para el transistor Q2			



2.2.1. Simulación de los balastos electrónicos de las tres marcas de lámparas fluorescentes compactas

A continuación se muestran los resultados obtenidos de las simulaciones que se hicieron al circuito de los balastos electrónicos.

Para realizar las simulaciones, se sustituyó la carga (tubo de la lámpara fluorescente) por una resistencia con un valor óhmico que fuera similar al de la lámpara. En el caso de General Electric es de $R_{lamp} = 296.3 \Omega$, Phillips y Sanelec de $R_{lamp} = 394.5 \Omega$.

En la figura 2.4, se muestra las formas de onda de corriente y voltaje en la carga del balastro electrónico de la lámpara fluorescente compacta de la marca General Electric, en la parte inferior de la figura se muestra la forma de onda de la corriente con amplitud de $I_p = 311.622 \text{ mA}$, y en la parte superior la forma de onda del voltaje con amplitud de $V_p = 92.334 \text{ V}$, y con frecuencia de $f = 28.382 \text{ kHz}$.

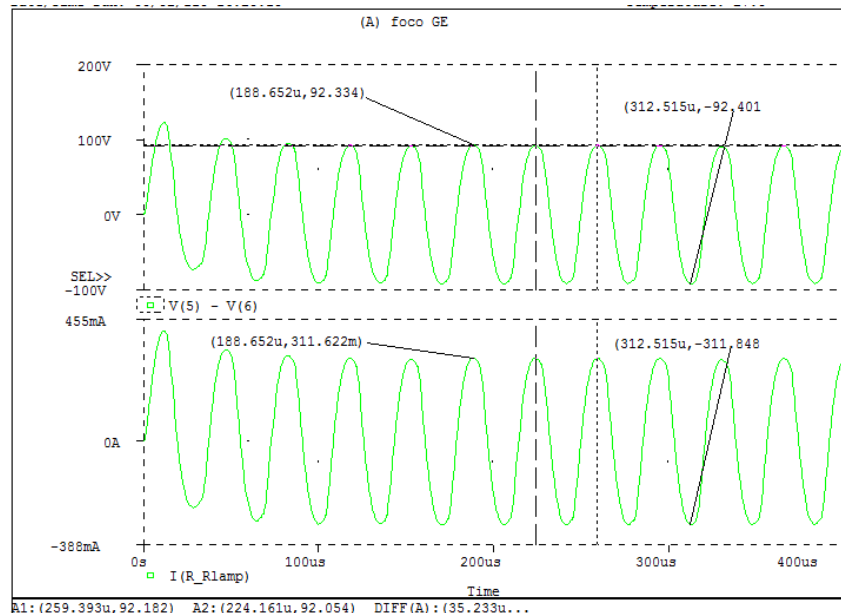


Figura 2.4. Formas de onda de corriente y voltaje que alimenta la carga del balastro electrónico de la lámpara fluorescente compacta General Electric.

De igual forma, en la figura 2.5, se muestran las formas de onda de corriente y voltaje para el balastro electrónico de la lámpara fluorescente compacta de la marca Phillips, con corriente de $I_p=304.415$ mA, voltaje de $V_p=120.092$ V, y frecuencia de $f=49.074$ kHz.

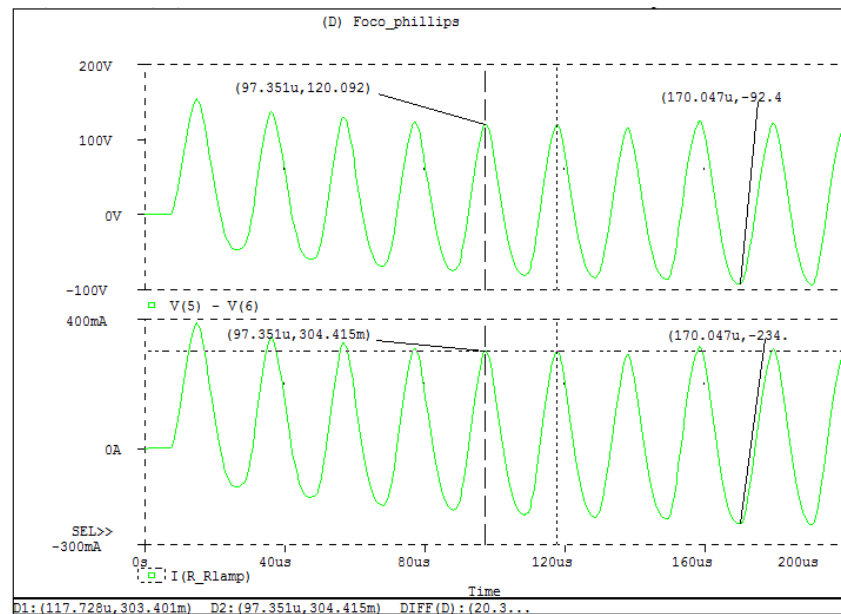


Figura 2.5. Formas de onda de corriente y voltaje que alimenta la carga del balastro electrónico de la lámpara fluorescente compacta Phillips.

En la figura 2.6, se muestran las formas de onda de corriente y voltaje que corresponden al balastro electrónico de la lámpara fluorescente compacta de la marca Sanelec, con corriente de $I_p=110.324$ mA, voltaje de $V_p=43.523$ V, y frecuencia de $f=82.020$ kHz.

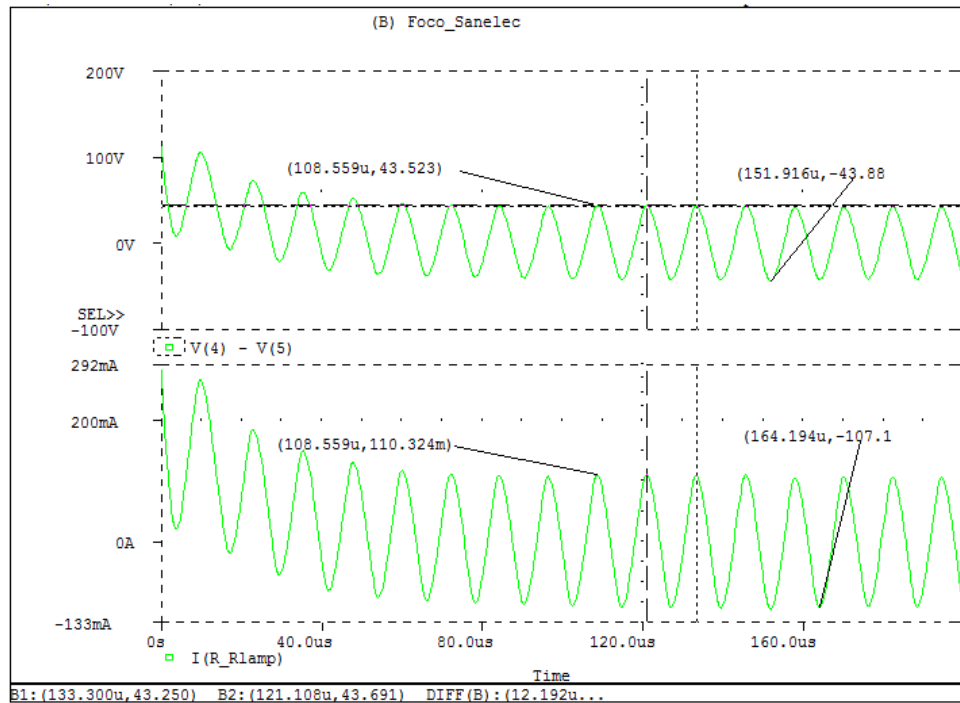


Figura 2.6. Formas de onda de corriente y voltaje que alimenta la carga del balastro electrónico de la lámpara fluorescente compacta Sanelec.

2.3. Simulación de las diferentes etapas que conforman el balastro electrónico

2.3.1. Filtro de CA o filtro EMI

En las siguientes figuras se muestran las formas de onda correspondiente a los voltajes y corrientes de la fuente de alimentación y del filtro de CA para las lámparas fluorescentes compactas de la marca General Electric y Phillips, la marca Sanelec no tiene filtro de CA. En las formas de onda del filtro de CA solo se consideró mostrar las formas de onda del inductor, pues el voltaje en el capacitor en paralelo con la fuente de alimentación es la misma, para el caso de la corriente de los capacitores son muy pequeños en comparación con la corriente del inductor.

En la figura 2.7 se muestran las formas de onda de la lámpara General Electric, En la parte superior de la figura se muestran la corriente de la fuente de alimentación con un valor de la corriente máxima de $I = 1.4851 \text{ A}$ y la corriente máxima del inductor del filtro es de $I = 1.4818 \text{ A}$. En la parte inferior de la figura se muestra el voltaje de la fuente de alimentación con un valor de $V_p = 179.6 \text{ V}$ y el voltaje a la salida del filtro de CA tiene una magnitud similar, sólo que presenta algunas interferencias en su forma de onda.

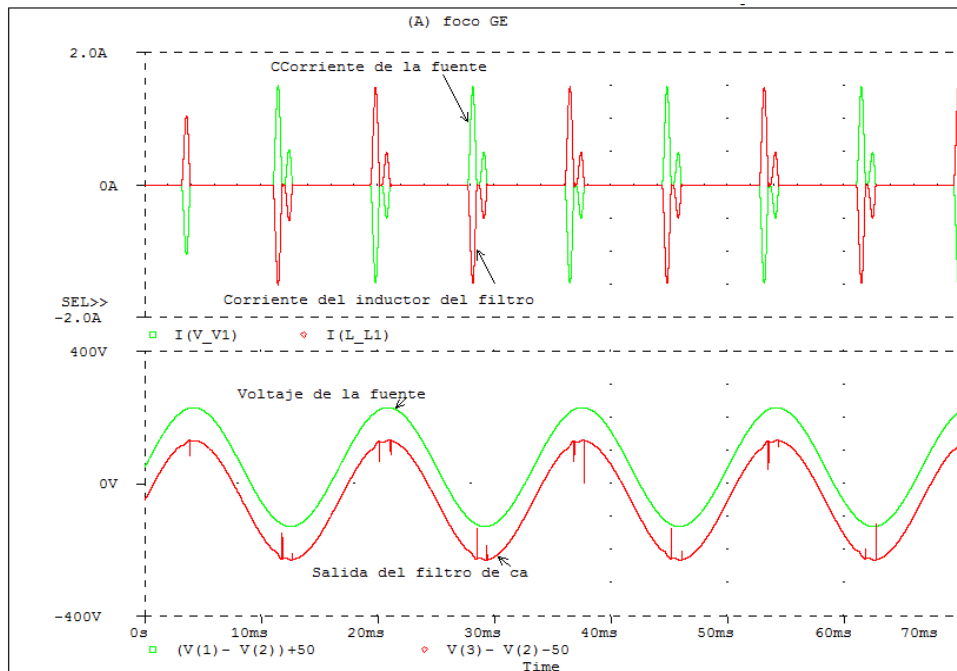


Figura 2.7. Formas de onda del filtro de CA de la lámpara fluorescente compacta General Electric.

Las formas de onda de la lámpara Phillips se muestran en la figura 2.8. La corriente máxima de la fuente de alimentación es de $I = 865.42 \text{ mA}$ y la corriente máxima del inductor del filtro es de $I = 866.46 \text{ mA}$. El voltaje de línea es de $V_p = 179.6 \text{ V}$, el voltaje a la salida del filtro es de magnitud similar que el de la fuente solo que presenta algunas interferencias en su forma de onda.

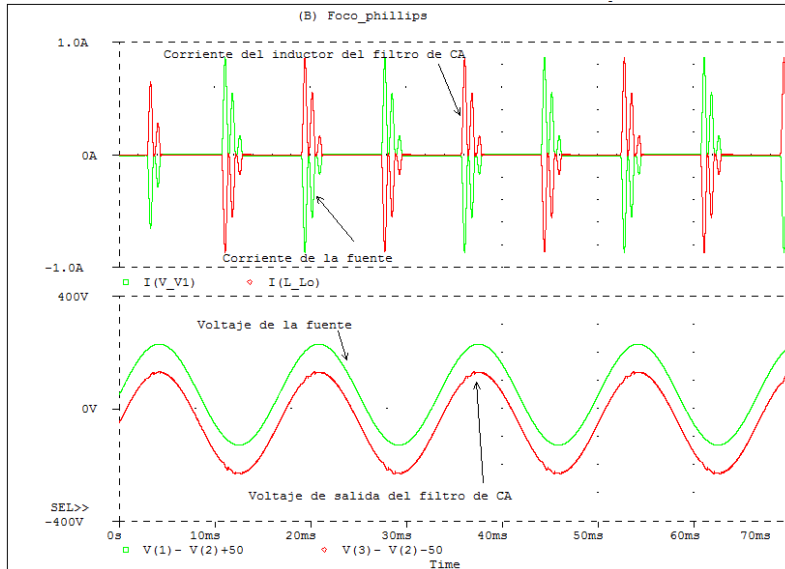


Figura 2.8. Formas de onda del filtro de CA de la lámpara fluorescente compacta Phillips.

2.3.2. Rectificador de onda completa y filtro de CD

En la figura 2.9 se muestran las formas de onda de la lámpara General Electric, la corriente máxima de los diodos es de $I = 1.47 \text{ A}$ y la corriente máxima del capacitor es de $I = 1.71 \text{ A}$. El voltaje de rizo de CD es de $V = 29.85 \text{ V}$

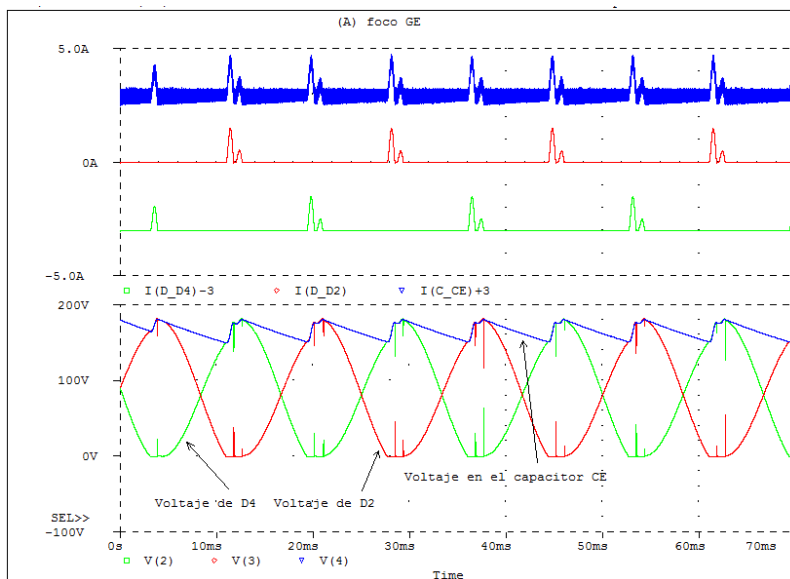


Figura 2.9. Formas de onda del rectificador en puente y filtro de CD de la lámpara fluorescente compacta General Electric.

Las formas de onda de la lámpara Phillips se muestran en la figura 2.10. La corriente máxima de los diodos es de $I = 870.3 \text{ mA}$, la corriente máxima del capacitor es de $I = 1.2 \text{ A}$ y el voltaje de rizo de CD es de $V = 41.6 \text{ V}$.

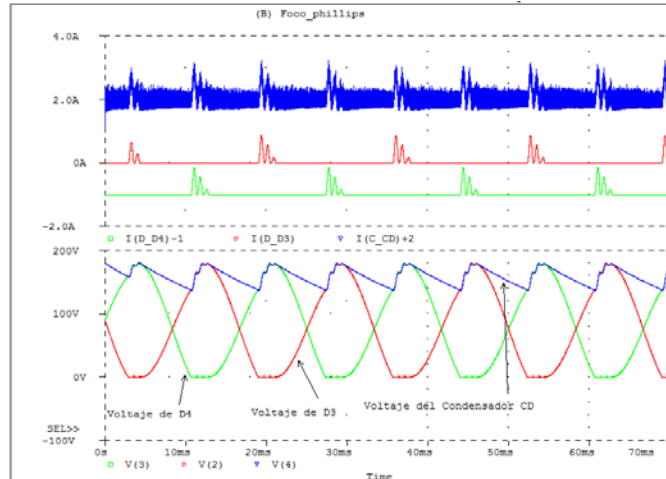


Figura 2.10. Formas de onda del rectificador en puente y filtro de CD de la lámpara fluorescente compacta Phillips.

En la figura 2.11 se muestran las corrientes y voltajes del condensador y de los diodos del rectificador en puente de la lámpara Sanelec, la corriente máxima de los diodos es de $I = 260.3 \text{ mA}$, la corriente máxima del capacitor es de $I = 801.2 \text{ mA}$ y el voltaje de rizo de CD es de $V = 8.7 \text{ V}$.

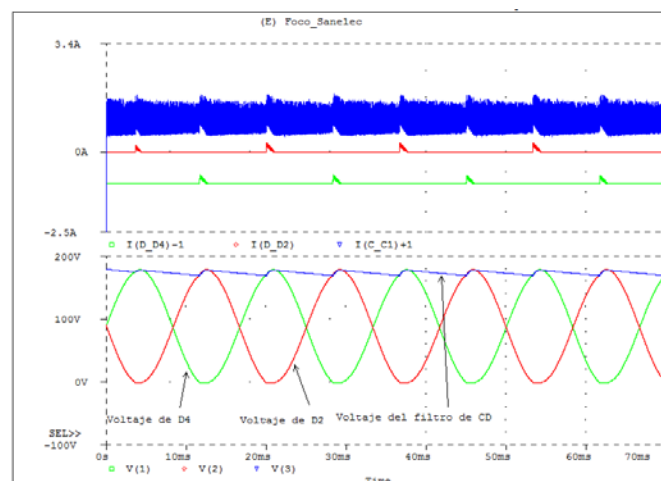


Figura 2.11. Formas de onda del rectificador en puente y filtro de CD de la lámpara fluorescente compacta Sanelec.

2.3.3. Circuito de arranque del inversor

Para la lámpara fluorescente compacta Phillips no se pudo simular el circuito de arranque con el circuito completo del balastro electrónico porque no iniciaba el inversor debido al transformador del circuito de control del inversor, o por la configuración del propio circuito de arranque, y por esta razón se sustituyó por una fuente de corriente que diera un pulso para que el inversor se iniciara y así comenzara a oscilar, por este motivo no se muestran las formas de onda para esta lámpara. Para las otras dos lámparas las formas de onda se muestran a continuación.

En la figura 2.12 se muestran las formas de onda del circuito de arranque para la lámpara General Electric, El Voltaje máximo del capacitor de arranque es de $V = 1.07 \text{ V}$ y el periodo es $T = 35.4 \mu\text{s}$.

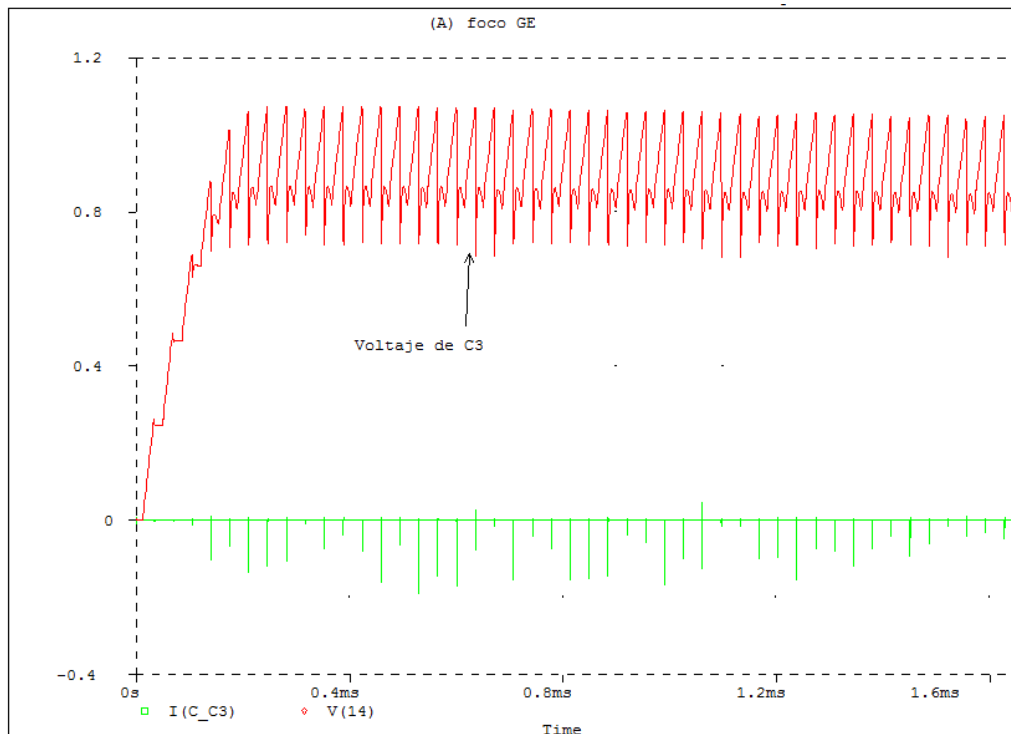


Figura 2.12. Formas de onda del circuito de arranque del inversor de la lámpara fluorescente compacta General Electric.

Las formas de onda del circuito de arranque para la lámpara Sanelec se muestran en la figura 2.13, el Voltaje máximo del capacitor de arranque es $V = 477.6 \text{ mV}$ y el periodo es $T = 11.9 \mu\text{s}$.

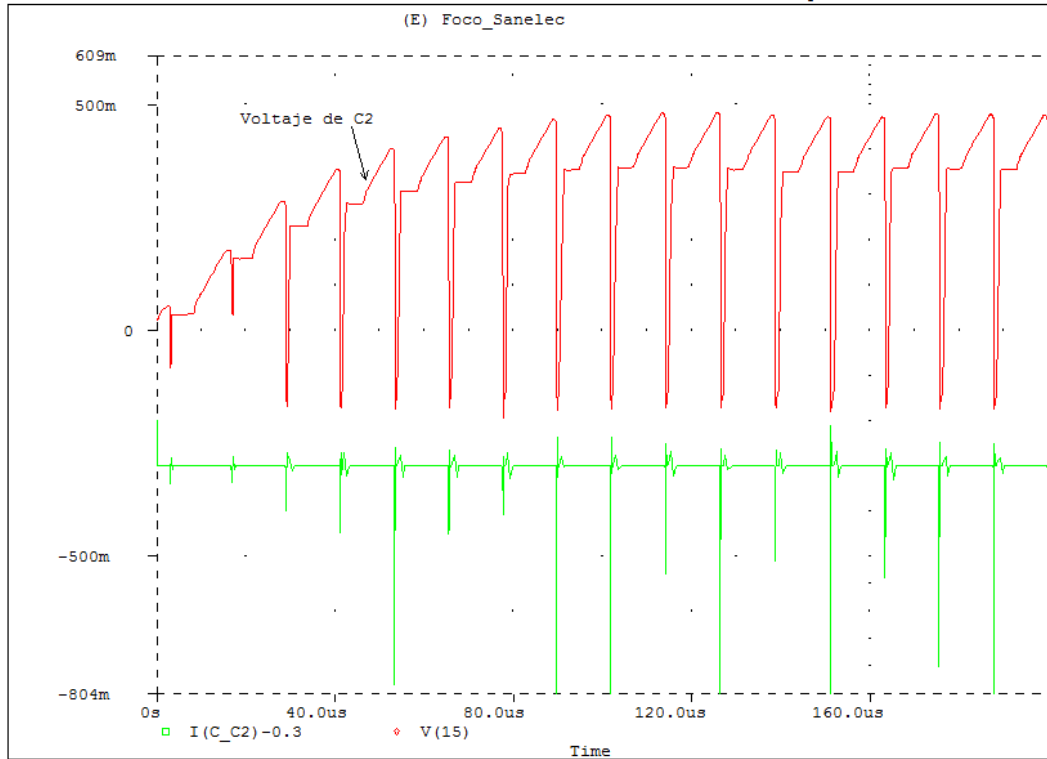


Figura 2.13. Formas de onda del circuito de arranque del inversor de la lámpara fluorescente compacta Sanelec.

2.3.4. Inversor de medio puente

La corriente y voltaje del colector del transistor Q1 y Q2 del inversor de medio puente se muestran a continuación.

En la figura 2.14 se muestran las formas de onda del inversor de medio puente de la lámpara General Electric, en la parte superior de la figura se muestran las corrientes de colector de los transistores y en la parte inferior se muestran los voltajes, la corriente colector máxima es de $I_c = 427.2 \text{ mA}$ y el voltaje es de $V_{pp} = 179.58 \text{ V}$

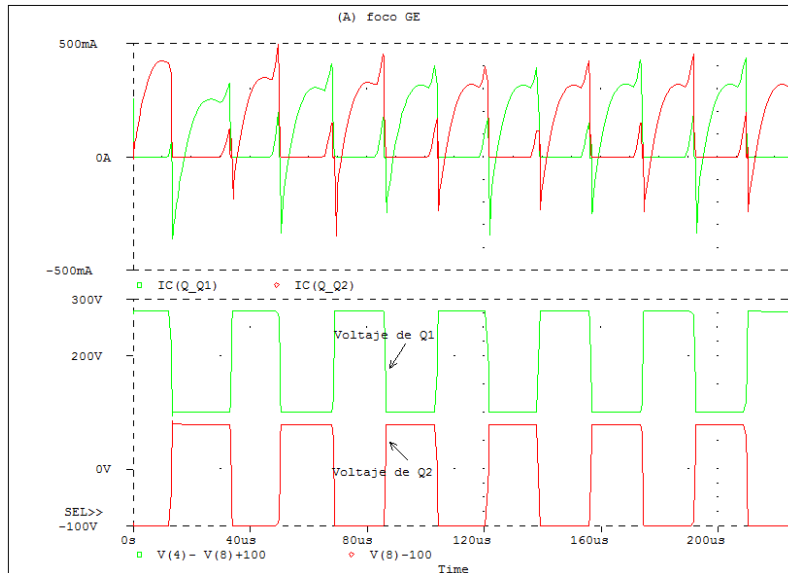


Figura 2.14. Formas de onda del inversor de medio puente de la lámpara fluorescente compacta General Electric.

Las formas de onda del inversor de medio puente de la lámpara Phillips se muestran en la figura 2.15. La corriente máxima del colector del transistor Q1 es de $I_c = 290.1 \text{ mA}$ y la corriente máxima del colector del transistor Q2 es de $I_c = 318.9 \text{ mA}$. El voltaje es de $V_{pp} = 176.9 \text{ V}$.

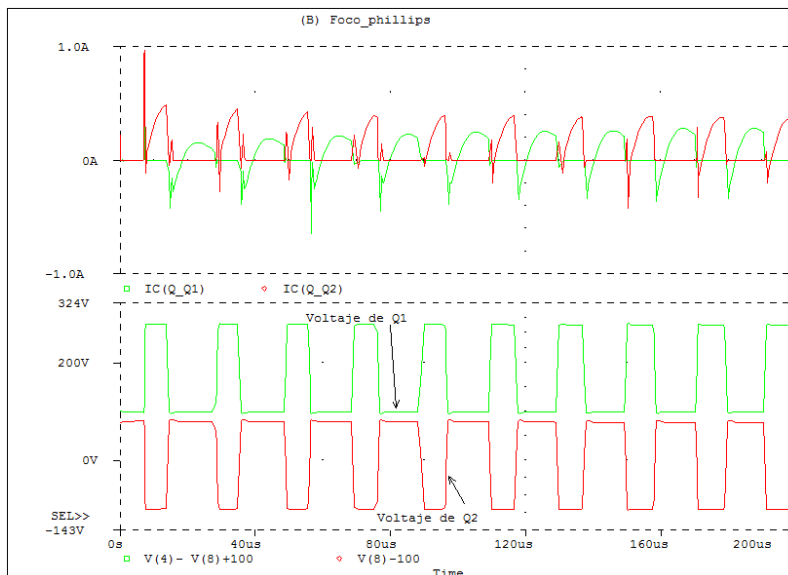


Figura 2.15. Formas de onda del inversor de medio puente de la lámpara fluorescente compacta Phillips.

En la figura 2.16 se muestran las formas de onda del inversor de medio puente de la lámpara Sanelec, en la parte superior de la figura se muestran las corrientes de colector de los transistores y en la parte inferior se muestran los voltajes, la corriente colector máxima del colector del transistor Q1 es $I_c = 364.9$ mA, la corriente máxima del colector del transistor Q2 es $I_c = 385.2$ mA y el voltaje es de $V_{pp} = 177.2$ V

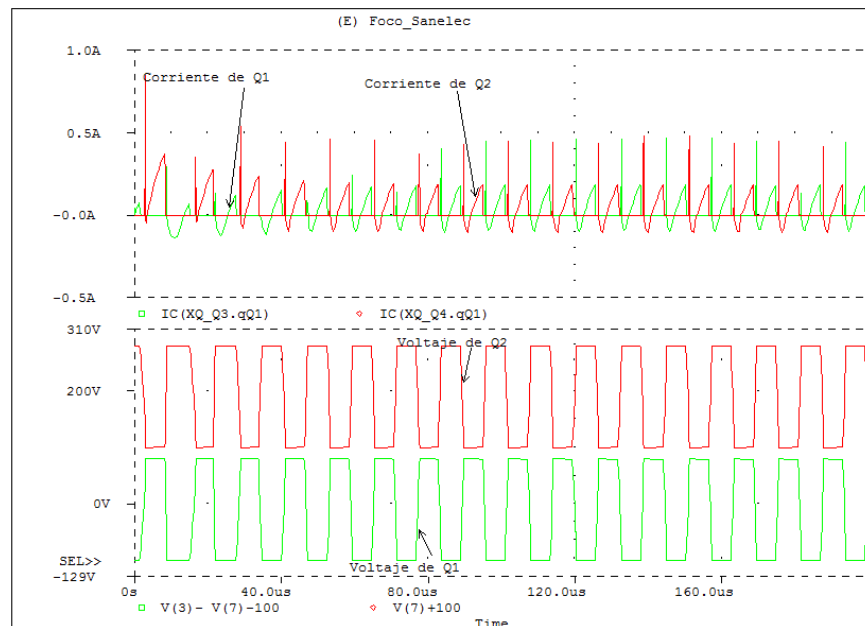


Figura 2.16. Formas de onda del inversor de medio puente de la lámpara fluorescente compacta Sanelec.

2.3.5. Circuito de control

Las formas de onda de la corriente y voltajes del transformador de control se muestran a continuación.

En la Figura 2.17 se muestran las formas de onda del transformador de control de la lámpara General Electric. En la parte superior se muestran las corrientes de los devanados primario y secundario, la corriente que circula por el devanado primario es de $I_p = 315.27$ mA, la corriente máxima en el primer devanado secundario es de $I = 357.12$ mA y la corriente mínima en el segundo secundario es de $I = -298.9$ mA.

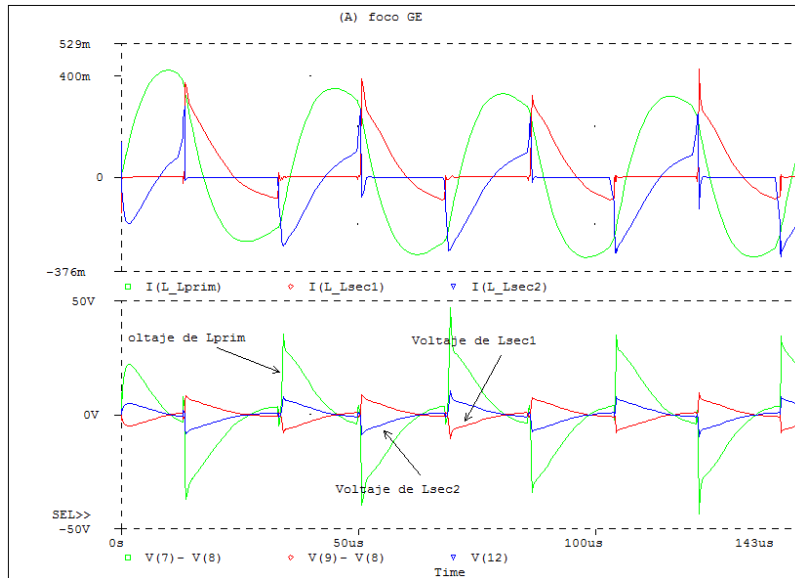


Figura 2.17. Formas de onda del circuito de control de la lámpara fluorescente compacta General Electric.

Las formas de onda del transformador de control de la lámpara Phillips se muestran en la figura 2.18. La corriente del devanado primario del transformador es de $I_p = 333.7$ mA, la corriente máxima del primer devanado secundario es $I = 170.9$ mA y la corriente mínima del segundo secundario es $I = -157.8$ mA.

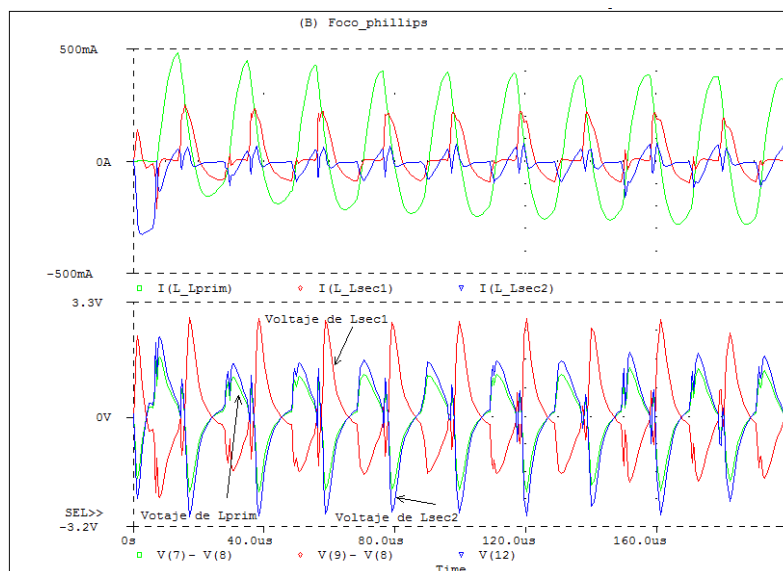


Figura 2.18. Formas de onda del circuito de control de la lámpara fluorescente compacta Phillips.

En la Figura 2.19 se muestran las formas de onda del transformador de control de la lámpara Sanelec, la corriente que circula por el devanado primario es de $I_p = 172.6 \text{ mA}$, la corriente máxima en el primer devanado secundario es de $I = 87.2 \text{ mA}$ y la corriente mínima en el segundo secundario es de $I = -93.7 \text{ mA}$.

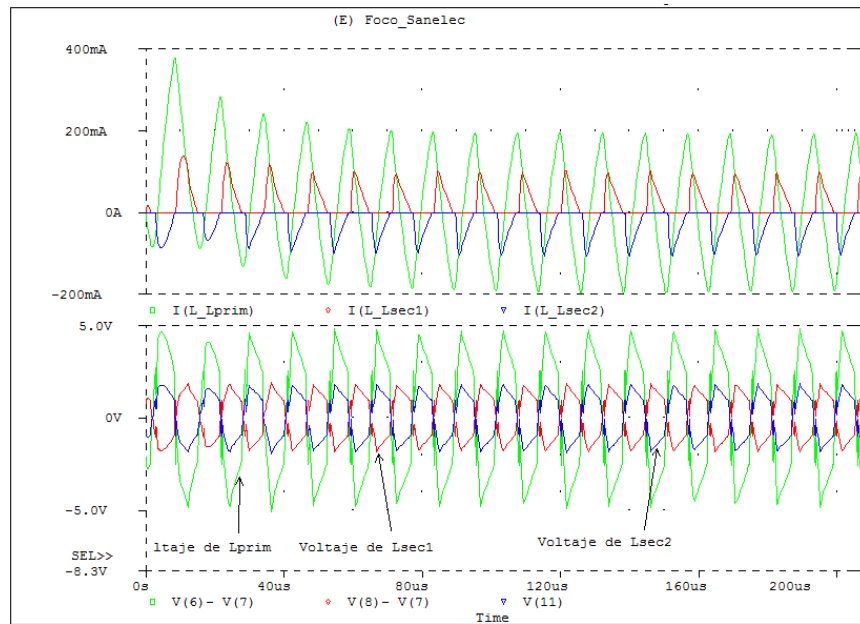


Figura 2.19. Formas de onda del circuito de control de la lámpara fluorescente compacta Sanelec.

2.3.6. Circuito resonante

La corriente del capacitor serie es la misma que la corriente del inductor serie, de la misma manera el voltaje del capacitor en paralelo es la misma que el voltaje de la carga.

En la figura 2.20 se muestran las formas de onda del circuito resonante de la lámpara General Electric, la corriente del inductor resonante es de $I_p = 315.27 \text{ mA}$, la corriente en la resistencia de carga es de $I_p = 306.2 \text{ mA}$, y la corriente pico en el capacitor en paralelo es de $I_p = 85.1 \text{ mA}$. El voltaje en la resistencia de carga es de $V_p = 90.15 \text{ V}$, el voltaje en el capacitor serie es de $V_{pp} = 86.07 \text{ V}$ y el voltaje del inductor serie es de $V_p = 187.16 \text{ V}$.

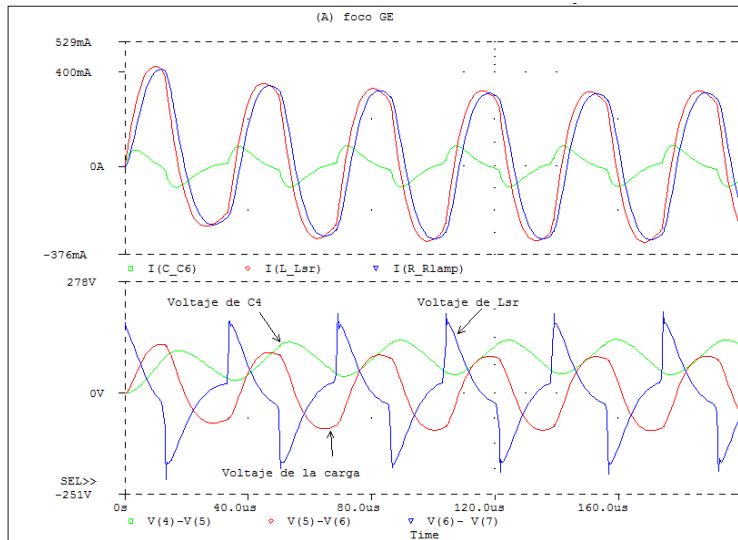


Figura 2.20. Formas de onda del circuito resonante de la lámpara fluorescente compacta General Electric.

Las formas de onda del circuito resonante de la lámpara Phillips se muestran en la figura 2.21, la corriente del inductor resonante es $I_p = 327.28 \text{ mA}$, la corriente en la resistencia de carga es $I_p = 263.2 \text{ mA}$, y la corriente pico en el capacitor en paralelo es $I_p = 108.88 \text{ mA}$. El voltaje en la resistencia de carga es $V_p = 97.9 \text{ V}$, el voltaje en el capacitor serie es de $V_{pp} = 20.03 \text{ V}$ y el voltaje del inductor serie es de $V_p = 191.1 \text{ V}$.

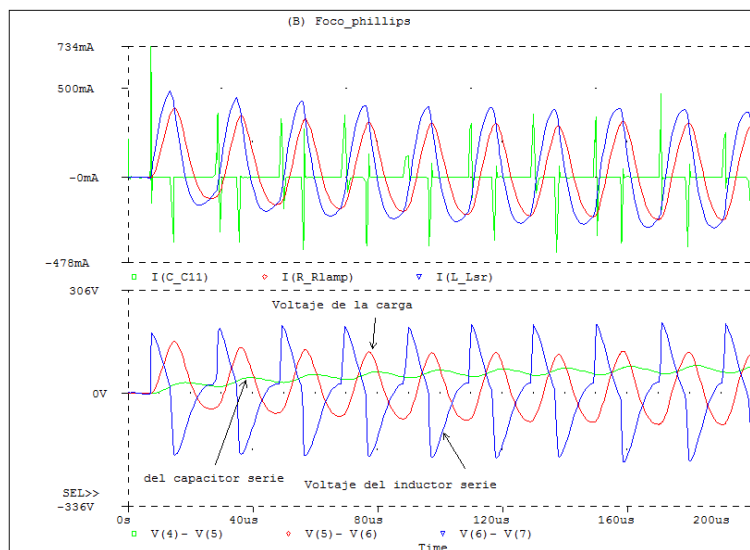


Figura 2.21. Formas de onda del circuito resonante de la lámpara fluorescente compacta Phillips.

En la figura 2.22 se muestran las formas de onda del circuito resonante de la lámpara Sanelec, la corriente del inductor resonante es de $I_p = 173.1 \text{ mA}$, la corriente en la resistencia de carga es de $I_p = 92.79 \text{ mA}$, y la corriente pico en el capacitor en paralelo es de $I_p = 39.7 \text{ mA}$. El voltaje en la resistencia de carga es de $V_p = 40.1 \text{ V}$, el voltaje en el capacitor serie es de $V_{pp} = 9.2 \text{ V}$ y el voltaje del inductor serie es de $V_p = 128.1 \text{ V}$.

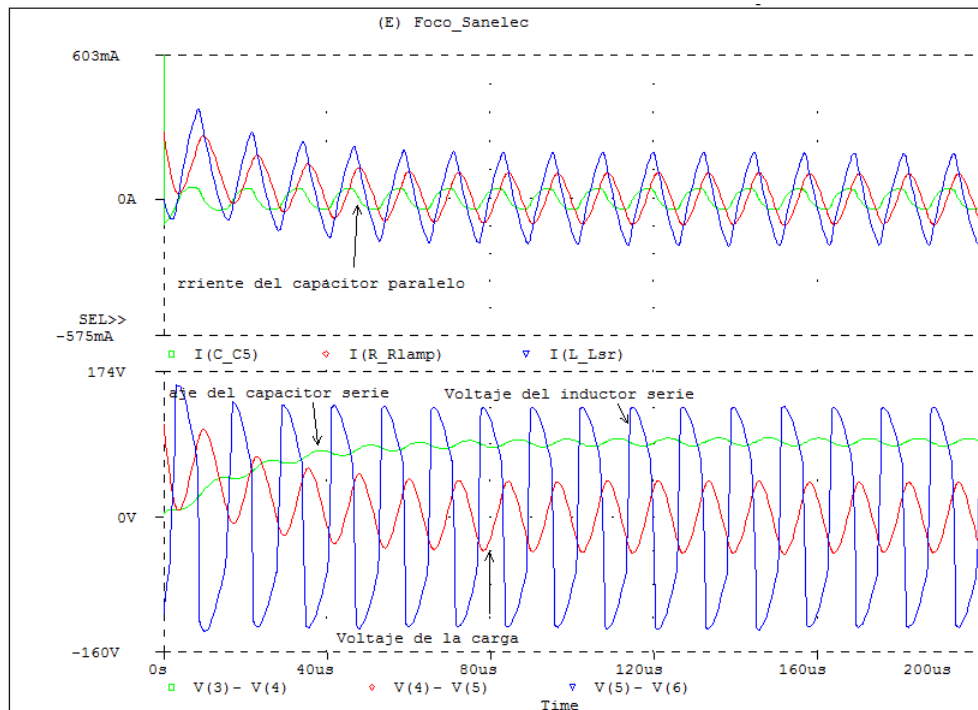


Figura 2.22. Formas de onda del circuito resonante de la lámpara fluorescente compacta Sanelec.

CAPÍTULO 3. ESTUDIO DEL PROTOTIPO PROPUESTO. DE LA LÁMPARA FLUORESCENTE COMPACTA

3.1. Filtro de CA o filtro EMI

El objetivo de los filtros es la atenuación hasta valores admisibles de las perturbaciones conducidas y evitar al mismo tiempo la propagación de las componentes de alta frecuencia por radiación de los cables o pistas. Se aplican con una de las siguientes finalidades.

- Atenuar las perturbaciones en su origen.
- Reducir el nivel de perturbación transmitido a las salidas de dispositivos que generan interferencias.
- Reducir el nivel de perturbación en las entradas de posibles circuitos afectados por las interferencias.

Para este caso, se utilizará un filtro LC pasa baja de segundo orden, el circuito del filtro se muestra en la figura (3.1)

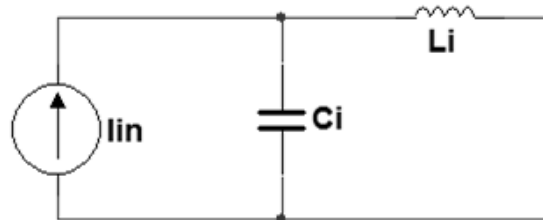


Figura 3.1. Filtro LC pasa baja de segundo orden

Una aproximación para calcularlo es por la ecuación:

$$\left(\frac{\omega}{10}\right)^2 = \frac{1}{L_i C_i} \quad (3.1)$$

Si resolvemos para C_i , tenemos:

$$C_i = \frac{1}{\left(\frac{\omega}{10}\right)^2 L_i} \quad (3.2)$$

Donde $\omega=2\pi f$.

3.2. Puente rectificador monofásico y filtro de CD

El propósito de un rectificador de onda completa es convertir una señal de corriente alterna en una señal unidireccional. Para filtrar la señal unidireccional se utiliza un filtro basado en condensador, al conectar un condensador de gran valor en paralelo con una carga resistiva se produce una tensión de salida continua (figura 3.4).

Para calcular el valor del condensador se utiliza la siguiente ecuación que se emplea en [1].

$$C_e = \frac{1}{4fR} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}RF} \right) \quad (3.3)$$

Donde:

f: frecuencia de red de alimentación.

R: Resistencia de carga.

RF: Factor de componente ondulatoria.

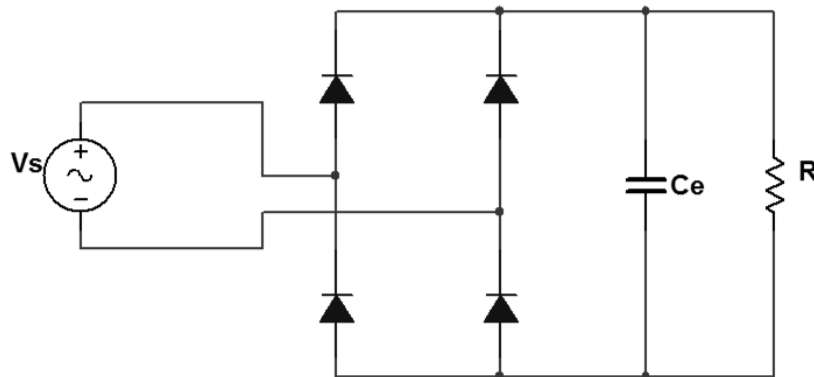


Figura 3.4. Rectificador de onda completa con filtro basado en condensador.

3.3. Circuito de arranque

El inversor no puede partir por sí solo, los transistores Q1 y Q2 están bloqueados hasta que es aplicada una potencia, cuando uno de ellos es inicialmente activado, fluye una corriente a través del primario del transformador de control. Entonces esto podría inducir una tensión en los secundarios del transformador lo cual excitaría la base de los transistores para

mantener la auto oscilación. La partida es generalmente realizada utilizando un diac (figura 3.5), cuando la potencia es aplicada, el oscilador logra la partida de la siguiente manera.

El condensador C_a se carga vía R_a hasta alcanzar la tensión de ruptura del diac, cuando esto sucede, descarga el condensador en la base de Q_2 activándolo. Al activarse Q_2 una corriente fluye a través del primario del transformador de control T_1 . De ahora en adelante la oscilación es mantenida por las tensiones inducidas en los secundarios del transformador de control.

El diodo D_5 descarga el condensador C_a cada vez que Q_2 se activa, evitando repetidos disparos del diac cuando no es requerido, y de esta forma evitando la sobresaturación de Q_2 .

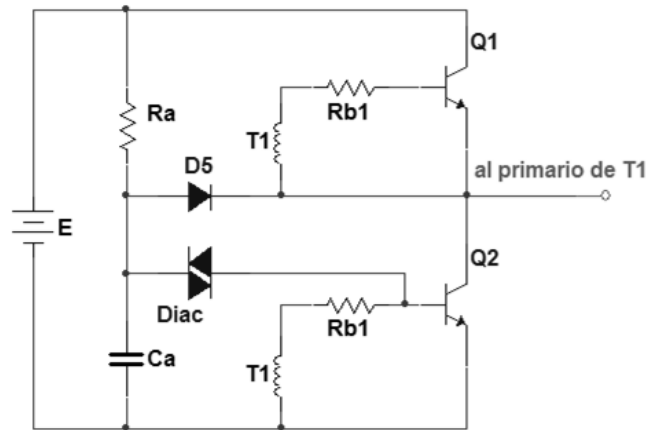


Figura 3.5. Circuito de partida.

El condensador C_a debe dar un pulso lo suficientemente grande para inyectar una corriente significativa en la base de Q_2 , como una regla de diseño, la constante de tiempo $R_a C_a$ puede ser el 5% del tiempo de activación de Q_2 [10]. El tiempo de activación de Q_2 es la mitad del periodo de conmutación, es decir $T_c/2$, entonces tenemos que:

$$C_a = \frac{\left(\frac{T_c}{2}\right) 0.05}{R} \quad (3.4)$$

Por otra parte, el tiempo necesario para que el condensador C_a se cargue a la tensión de ruptura del diac debe ser mucho mayor que el periodo de activación de Q2. La tensión del condensador C_a en función del tiempo viene dada por la siguiente ecuación:

$$V_c(t) = E \cdot (1 - e^{-(t/\tau)}) \quad (3.5)$$

Donde:

E: Tensión de alimentación.

τ : Constante de tiempo de la red formada por R_a y C_a

Si el condensador se carga a la tensión del diac en un tiempo $t=t_d$ podemos escribir:

$$V_c(t) = V_{diac} = E \cdot (1 - e^{-(t_d/\tau)}) \quad (3.6)$$

Despejando τ de la ecuación (3.6) tenemos:

$$\tau = \frac{t_d}{\ln\left(\frac{E}{E - V_{diac}}\right)} \quad (3.7)$$

Y

$$\tau = R_a \cdot C_a \quad (3.8)$$

3.4. Circuito de control del inversor

En la figura 3.6 se muestra el esquema del transformador de control para el inversor de medio puente con todos los parámetros.

$I_{resonante}$: corriente de la bobina del primario

I_{sec1} : corriente de la bobina del secundario L_{sec1}

I_{sec2} : corriente de la bobina del secundario L_{sec2}

V_{sec1} : voltaje del secundario L_{sec1}

V_{sec2} : voltaje del secundario L_{sec2}

V_{BEsat} : voltaje base-emisor de saturación del transistor

R_b : resistencia de base

N_{prim} : numero de espiras de la bobina del primario

N_{sec1} , N_{sec2} : numero de espiras de las bobinas del secundario L_{sec1} y L_{sec2}

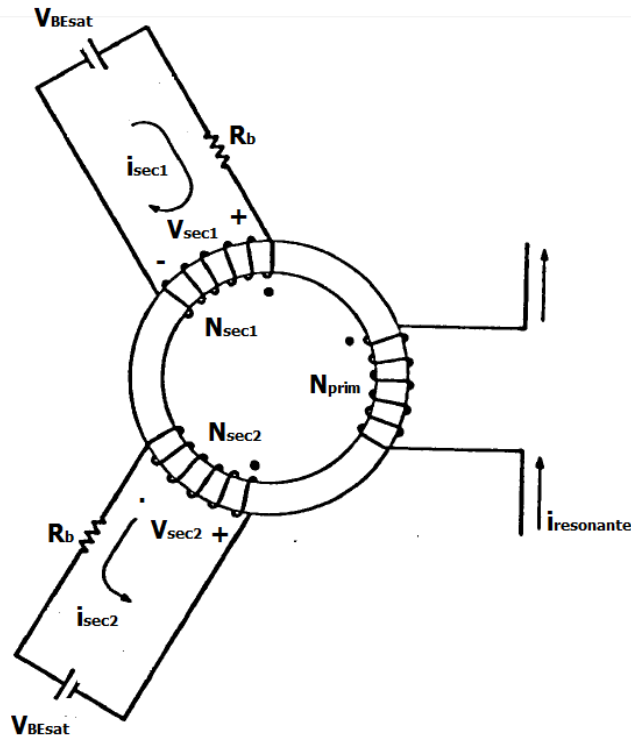


Figura 3.6. Esquema del transformador de comando.

$$i_{resonante} = i_{Lr} = \sqrt{2} \cdot i_{lamp} \quad (3.9)$$

De la figura 3.6 obtenemos la siguiente ecuación:

$$H_{m\acute{a}x} \cdot \lambda = i_{Lr} \cdot n_{prim} - i_{sec1} \cdot n_{sec1} + i_{sec2} \cdot n_{sec2} \quad (3.10)$$

Donde:

$H_{m\acute{a}x}$: Intensidad de campo magnético máxima.

λ : Longitud del camino magnético.

Y sean:

$$n_{sec1} = n_{sec2} = n_s \quad (3.11)$$

Utilizando la ecuación (3.11) en (3.10) y ordenando tenemos:

$$H_{m\acute{a}x} \cdot \lambda = i_{Lr} \cdot n_{prim} + n_s(i_{sec2} - i_{sec1}) \quad (3.12)$$

Por otra parte:

$$i_{sec1} = \frac{-V_{besat} + V_{sec1}}{R_b} \quad (3.13)$$

$$i_{sec2} = \frac{V_{sec2} + V_{besat}}{R_b} \quad (3.14)$$

$$V_{sec1} = V_{sec2}$$

Utilizando las ecuaciones (3.13) y (3.14) en (3.12) y resolviendo para n_s tenemos:

$$H_{m\acute{a}x} \cdot \lambda = i_{Lr} \cdot n_{prim} + n_s \left(\frac{V_{sec1} + V_{besat}}{R_b} - \left(\frac{-V_{besat} + V_{sec1}}{R_b} \right) \right)$$

$$H_{m\acute{a}x} \cdot \lambda = i_{Lr} \cdot n_{prim} + n_s \left(\frac{2V_{besat}}{R_b} \right)$$

$$n_s = \left(\frac{H_{m\acute{a}x} \cdot \lambda - i_{Lr} \cdot n_{prim}}{2V_{besat}} \right) \cdot R_b \quad (3.15)$$

Y para calcular R_b tenemos la siguiente ecuación:

$$R_b = \frac{V_{besat}}{i_B} \quad (3.16)$$

Para calcular R_b se necesita saber la ganancia del transistor que se va a emplear.

3.5. Inversor de medio puente

El inversor de medio puente resonante se muestra en la figura 3.7, en el capítulo 1 se hablo del funcionamiento del inversor de medio puente. En la figura 3.9 se muestra el principio de funcionamiento para cada estado del circuito conforme a las formas de onda de la figura 3.8.

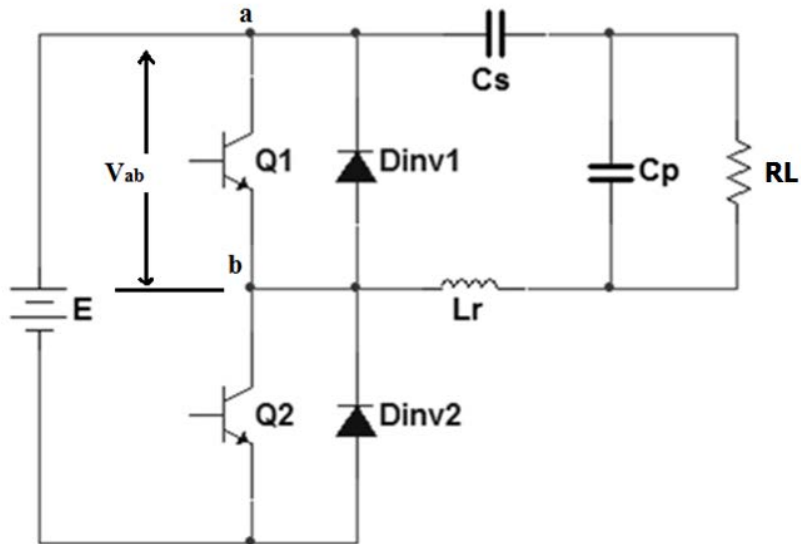


Figura 3.7. Circuito básico del inversor de medio puente.

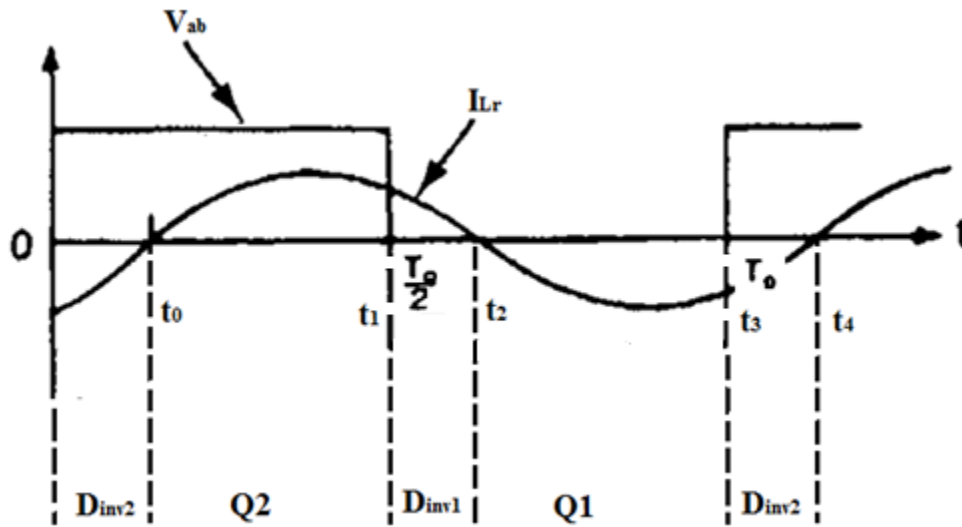


Figura 3.8. Formas de onda del V_{ab} e I_{Lr} en régimen permanente.

De la figura 3.8 muestra que durante el intervalo t_0 - t_1 el voltaje V_{ab} y la corriente I_{Lr} son positivos, y son negativos en el intervalo t_2 - t_3 , por lo tanto el flujo de potencia instantáneo va desde el lado de CD hacia el lado de CA. A diferencia de esto, en los intervalos t_1 - t_2 y t_3 - t_4 , V_{ab} e I_{Lr} son de signos opuestos y la potencia instantánea fluye desde el lado de CA hacia el lado de CD del inversor [13]. Cuando Q2 está activado y Q1 desactivado $V_{ab} = E$, con Q1 activado y Q2 desactivado $V_{ab} = 0$.

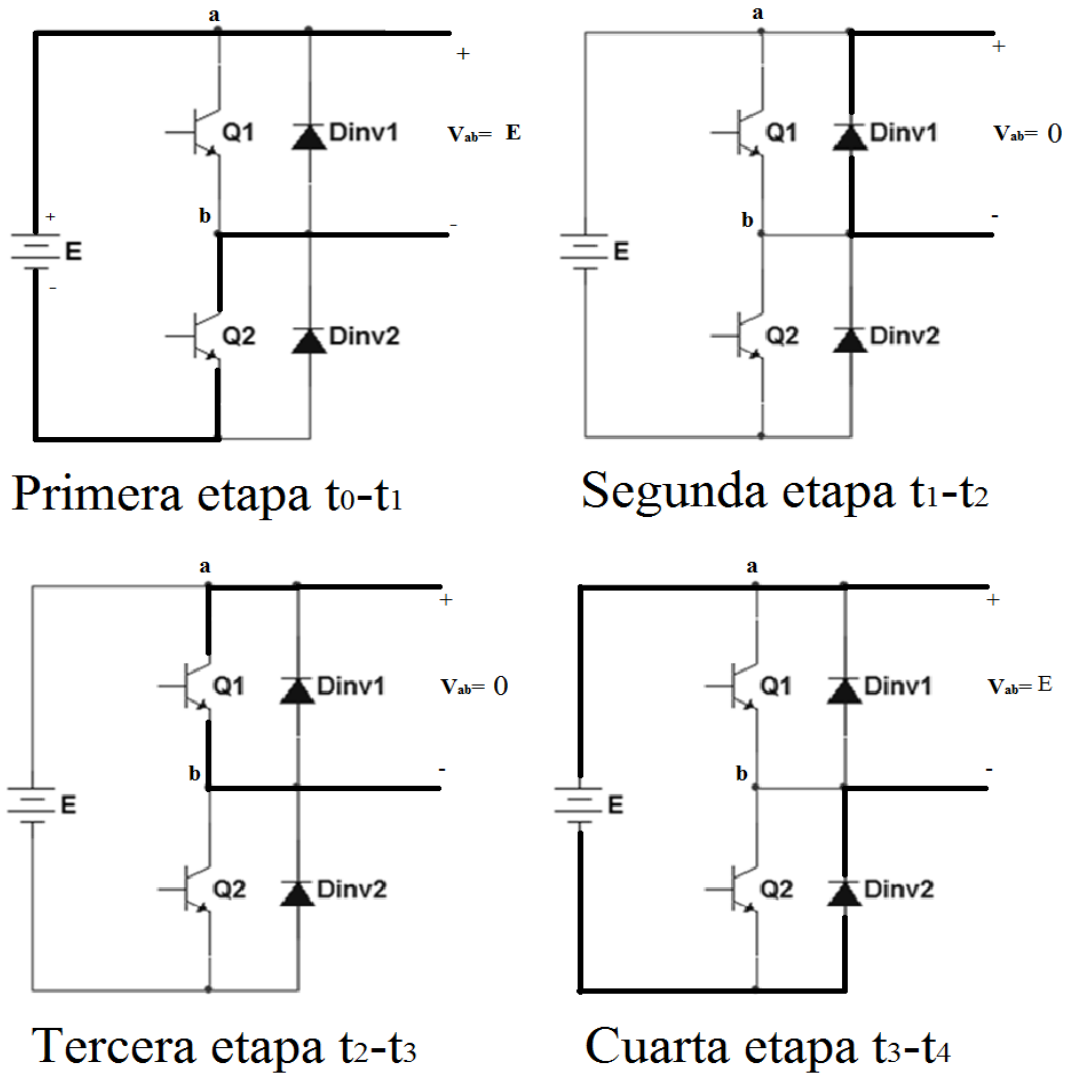


Figura 3.9. Estados del funcionamiento del circuito inversor de medio puente.

3.6. Circuito resonante

A continuación se describe el funcionamiento del circuito resonante serie-paralelo que se muestra en la figura 3.10. Este circuito es alimentado por una fuente de onda cuadrada y se considera solamente la componente fundamental para realizar un análisis aproximado del funcionamiento del circuito, de esta manera poder aplicar el análisis de circuitos de corriente alterna. Los elementos que conforman el circuito se consideran ideales.

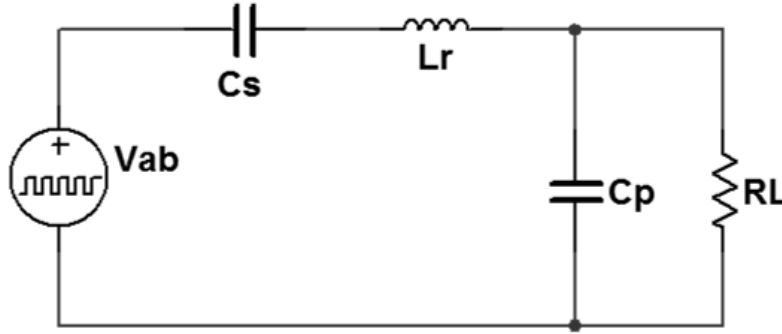


Figura 3.10. Circuito resonante serie-paralelo.

Si utilizamos la regla del divisor de voltaje en el dominio de la frecuencia, la ganancia de voltaje está dada por [1], [6]:

$$G(j\omega) = \frac{V_o}{V_{ab}}(j\omega) = \frac{1}{1 + \frac{C_p}{C_s} - \omega^2 L_r C_p + j \left(\frac{\omega L_r}{R_{lamp}} - \frac{1}{\omega C_s R_{lamp}} \right)} \quad (3.17)$$

Si la frecuencia de resonancia está dada por la ecuación:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_s}} \quad (3.18)$$

Y el factor de calidad es:

$$Q_s = \frac{\omega_o L_r}{R_{lamp}} \quad (3.19)$$

Sustituyendo las ecuaciones (3.18) y (3.19) en (3.17), tenemos:

$$G(j\omega) = \frac{V_o}{V_{ab}}(j\omega) = \frac{1}{1 + \frac{C_p}{C_s} \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_o} \right)^2 \right] + j Q_s \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)} \quad (3.20)$$

Y la magnitud de $G(j\omega)$ es:

$$|G(j\omega)| = \left| \frac{V_o}{V_{ab}}(j\omega) \right| = \frac{1}{\left\{ \left[1 + \frac{C_p}{C_s} \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_o} \right)^2 \right] \right]^2 + \left[Q_s \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) \right]^2 \right\}^{1/2}} \quad (3.21)$$

Con $C_s=C_p$ obtenemos las siguientes curvas que caracterizan al circuito:

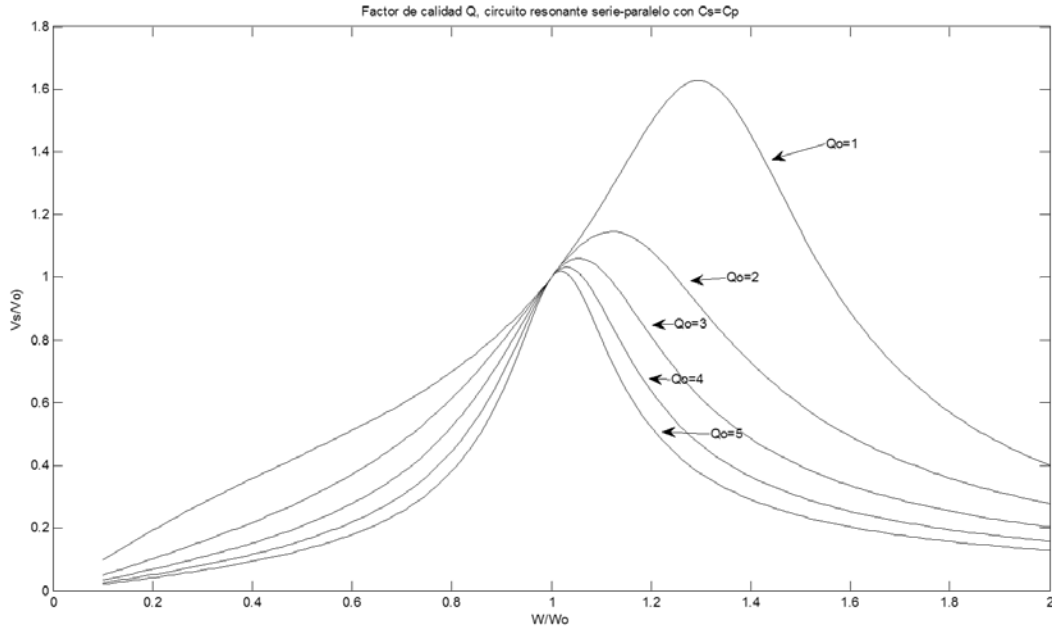


Figura 3.11. Respuesta en frecuencia del circuito.

Para obtener los valores de los componentes del circuito se hará lo siguiente. La lámpara fluorescente presenta una resistencia muy grande en el inicio y una resistencia pequeña en régimen permanente. Entonces cuando inicia el funcionamiento del circuito el capacitor C_p se encuentra en serie con C_s y L_r y la relación entre la frecuencia de conmutación ω_s y la frecuencia de inicio ω_{o2} está dada por [5]:

$$\omega_{o2} = \omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot \left(\frac{C_s \cdot C_p}{C_s + C_p}\right)}} \quad (3.22)$$

Y la relación de la frecuencia de conmutación con la frecuencia de resonancia es:

$$\omega_s = k\omega_o \quad (3.23)$$

De la ecuación (3.23) tenemos que:

$$\omega_o = \frac{\omega_s}{k}$$

Igualamos con la ecuación (3.18) y resolvemos para L_r , obtenemos la siguiente ecuación:

$$L_r = \frac{k^2}{C_s \omega_s^2} \quad (3.24)$$

Utilizando la ecuación (3.22):

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot \left(\frac{C_s \cdot C_p}{C_s + C_p} \right)}}$$

$$\omega_s^2 = \frac{1}{L_r \cdot \left(\frac{C_s \cdot C_p}{C_s + C_p} \right)}$$

$$\omega_s^2 L_r = \frac{1}{\left(\frac{C_s \cdot C_p}{C_s + C_p} \right)} = \frac{C_s + C_p}{C_s \cdot C_p}$$

$$\omega_s^2 L_r C_s = \frac{C_s + C_p}{C_p} = \frac{C_s}{C_p} + 1 \quad (3.25)$$

Utilizando la ecuación (3.24) en (3.25) tenemos:

$$k^2 = \frac{C_s}{C_p} + 1$$

Resolvemos para C_p :

$$C_p = \frac{C_s}{(k^2 - 1)} \quad (3.26)$$

Utilizando la ecuación (3.17), con $\omega = \omega_s$ y sacando la su magnitud tenemos

$$\left| \frac{V_o}{V_{ab}} \right| = \frac{1}{\left\{ \left(1 + \frac{C_p}{C_s} - \omega_s^2 L_r C_p \right)^2 + \left(\frac{\omega_s L_r}{R_{lamp}} - \frac{1}{\omega_s C_s R_{lamp}} \right)^2 \right\}^{1/2}} \quad (3.27)$$

Utilizando la ecuación (3.24) y (3.26) en (3.27) tenemos:

$$\left| \frac{V_o}{V_{ab}} \right| = \frac{1}{\left\{ \left(1 + \frac{C_s}{(k^2 - 1)} - \omega_s^2 \frac{k^2}{C_s \omega_s^2 (k^2 - 1)} \right)^2 + \left(\frac{\omega_s \frac{k^2}{C_s \omega_s^2}}{R_{lamp}} - \frac{1}{\omega_s C_s R_{lamp}} \right)^2 \right\}^{1/2}}$$

$$\left| \frac{V_o}{V_{ab}} \right| = \frac{1}{\left\{ \left(1 + \frac{1}{(k^2 - 1)} - \frac{k^2}{(k^2 - 1)} \right)^2 + \left(\frac{k^2}{\omega_s C_s R_{lamp}} - \frac{1}{\omega_s C_s R_{lamp}} \right)^2 \right\}^{1/2}}$$

$$\left| \frac{V_o}{V_{ab}} \right| = \frac{1}{\left\{ \left(\frac{k^2 - 1 + 1 - k^2}{(k^2 - 1)} \right)^2 + \left(\frac{k^2 - 1}{\omega_s C_s R_{lamp}} \right)^2 \right\}^{1/2}}$$

$$\left| \frac{V_o}{V_{ab}} \right| = \frac{1}{\frac{k^2 - 1}{\omega_s C_s R_{lamp}}} = \frac{\omega_s C_s R_{lamp}}{k^2 - 1}$$

Resolviendo para C_s tenemos:

$$C_s = \left(\frac{V_o}{V_{ab}} \right) \cdot \left(\frac{k^2 - 1}{\omega_s R_{lamp}} \right) \quad (3.28)$$

El valor de la resistencia de la lámpara está dada por:

$$R_{lamp} = \frac{P_{lamp}}{I_{lamp}^2} \quad (3.29)$$

$$V_o = I_{lamp} \cdot R_{lamp} \quad (3.30)$$

Donde:

P_{lamp} : Potencia de la lámpara fluorescente.

I_{lamp} : Corriente de operación de la lámpara fluorescente.

CAPÍTULO 4. CÁLCULO DE LOS ELEMENTOS DEL PROTOTIPO DIDÁCTICO PROPUESTO

Los cálculos de diseño serán para una lámpara fluorescente de 15 W y corriente de 225 mA.

4.1. Condensador del filtro de CD

Utilizando la ecuación (3.3), con los siguientes valores:

RF: 0.05

f: frecuencia de red, de 60 Hz.

C_e: condensador.

Z: impedancia del circuito, de 960 Ω. Se sustituye R (resistencia de la carga) por Z (impedancia)

V_m: Voltaje pico de alimentación de 169.7 V.

$$C_e = \frac{1}{4fZ} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}RF} \right) = \frac{1}{4 \cdot 60 \cdot 960} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{2} \cdot 0.05} \right) = 65.72 \mu\text{F}$$

y el voltaje de rizo es

$$V_{r(pp)} = \frac{V_m}{2fRC_e} = \frac{169.7}{2 \cdot 60 \cdot 960 \cdot 65.72 \cdot 10^{-6}} = 22.4 \text{ V}$$

4.2. Circuito resonante

Los valores del circuito resonante serán determinados por las ecuaciones de la sección 3.6 para los siguientes parámetros:

P = 15 W.

I_{lamp} = 225 mA.

V_{ab} = 169.7 V.

F_s = 50 kHz.

$$K = 3$$

Considerando un inductor para la red resonante de $L_r = 1.404$ mH, tenemos los siguientes valores de la red resonante:

$$R_{\text{lamp}} = 296.3 \Omega, \text{ por lo tanto } V_{\text{lamp}} = 94.28 \text{ Vp o } V_{\text{lamp}} = 188.56 \text{ Vpp.}$$

$$C_s = 64.9 \text{ nF.}$$

$$C_p = 8.1 \text{ nF.}$$

4.3. Cálculo del filtro EMI

Utilizando la ecuación (3.2), y haciendo ω igual a la frecuencia de conmutación del inversor para atenuar los armónicos de frecuencias altas, $f_s = 50$ kHz, y $L_i = 1.445$ mH, tenemos que:

$$C_i = 701.18 \text{ nF.}$$

4.4. Cálculo del control de los interruptores

Para calcular el número de vueltas del transformador de control, se tomó un núcleo toroidal con las siguientes medidas:

Diámetro exterior: 10.4 mm.

Diámetro interior: 7.8 mm.

Altura: 3.3 mm.

Buscando en un catálogo de núcleos para inductores [14], se encontró un núcleo que se aproxima al que tenemos disponible a la mano, T-1000C de material A6, y estas son sus características:

Diámetro exterior: 10 mm.

Diámetro interior: 6 mm.

Altura: 3 mm.

$$\lambda = 24.1 \text{ mm}$$

$$A_e = 5.87 \text{ mm}^2.$$

$$V_e = 141 \text{ mm}^3.$$

Material A6:

$$\mu_i = 4000.$$

$$B = 410 \text{ mT}.$$

$$H = 0.8 \text{ A/cm}.$$

Con los valores de:

$$R_b = 30 \ \Omega.$$

$$n_{\text{prim}} = 2.$$

$$i_{Lr} = 0.318 \text{ A}.$$

$$V_{\text{besat}} = 1 \text{ V}.$$

Y utilizando la ecuación (3.15) tenemos:

$$n_s = \left(\frac{(0.8) \cdot (2.41) - (0.318) \cdot (2)}{2(1)} \right) \cdot (30) = \left(\frac{1.928 - 0.636}{2} \right) \cdot (30)$$

$$n_s = 19.32 \approx 20$$

Para no saturar el núcleo, se toma una fracción del número de vueltas total, en este caso se decidió tomar 1/5 de n_s , entonces $n_s = 4$.

Recalculando R_b con:

$$i_c = i_{Lr} = 0.318 \text{ A}.$$

$$\beta = 7.$$

Y utilizando la ecuación (3.16).

$$R_b = \frac{1}{0.318/7} = 22 \Omega$$

Donde $i_b = i_c/\beta$.

Por lo tanto:

$$N_p = 2.$$

$$N_s = 4.$$

$$R_b = 22 \Omega.$$

4.5. Cálculo del circuito auxiliar de partida

Si la frecuencia de conmutación de los interruptores es de 50 kHz, y el periodo $T = 20 \mu s$, entonces cada interruptor trabaja a $10 \mu s$, luego se elige una $R = 20 \Omega$ y utilizando las ecuaciones del capítulo anterior tenemos:

$$C_a = \frac{(10 \cdot 10^{-6}) \cdot (0.05)}{20} = 25 nF$$

Luego con los siguientes valores calculamos R_a :

$$E = 169.7 V$$

$$V_{diac} = 32 V$$

Ahora t_d debe ser mucho mayor que $20 \mu s$, entonces:

$$T_d = 2 ms$$

Entonces:

$$\tau = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{\ln\left(\frac{169.7}{169.7 - 32}\right)} = 9.571 ms$$

Y

$$R_a = \frac{9.571 \cdot 10^{-3}}{25 \cdot 10^{-9}} = 382840 \Omega$$

4.6. Evaluación de los parámetros de rendimiento del inversor medio puente

Como ya se ha mencionado en el capítulo 1 de este trabajo la salida de los inversores tienen armónicos, y para saber cuál es la calidad de nuestro inversor, se evaluarán los siguientes parámetros de rendimiento:

Tomando los valores obtenidos del circuito resonante de las secciones anteriores y utilizando las ecuaciones (4.1) y (4.2) que se obtuvieron en el apéndice A, tenemos:

$$V_s = 169.7 \text{ V}$$

$$f_s = 50 \text{ kHz}$$

$$C_s = 64.9 \text{ nF.}$$

$$C_p = 8.1 \text{ nF.}$$

$$L_r = 1.404 \text{ mH}$$

$$R_L = R_{\text{lamp}} = 296.3 \Omega.$$

Sustituyendo los valores de C_s , C_p , L_r , R_{lamp} y f_s en las ecuaciones (4.1) y (4.2). Donde $\omega = 2\pi f_s = 314159 \text{ rad/s}$.

$$|Z_T| = \left\{ \left[\frac{R_L}{1 + (n\omega C_p R_L)^2} \right]^2 + \left[\frac{\left[n\omega L_r - \left(\frac{1}{n\omega C_s} \right) \right] - (n\omega C_p R_L^2) \left[1 + \left(\frac{C_p}{C_s} \right) - (n\omega)^2 C_p L_r \right]}{1 + (n\omega C_p R_L)^2} \right]^2 \right\}^{1/2} \quad (4.1)$$

$$\theta_n = \tan^{-1} \frac{\left[n\omega L_r - \left(\frac{1}{n\omega C_s} \right) \right] - (n\omega C_p R_L^2) \left[1 + \left(\frac{C_p}{C_s} \right) - (n\omega)^2 C_p L_r \right]}{R_L} \quad (4.2)$$

La magnitud de la impedancia es:

$$|Z_T| = \left\{ \left[\frac{296.3}{1 + 0.5685n^2} \right]^2 + \left[\frac{250.75n^3 + 189.8n - \left(\frac{49.05}{n} \right)}{1 + 0.5685n^2} \right]^2 \right\}^{1/2} \quad (4.3)$$

Y el ángulo del factor de potencia es:

$$\theta_n = \tan^{-1} \frac{\left(250.75n^3 + 189.8n - \left(\frac{49.05}{n} \right) \right)}{296.3} \quad (4.4)$$

La corriente del circuito resonante está dada por:

$$i_{Lr} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi|Z_T|} \text{sen}(n\omega t - \theta_n) \quad (4.5)$$

Sustituyendo los resultados obtenidos de (4.3) y (4.4) en (4.5) y evaluando hasta la novena armónica para simplificar los cálculos (se toma hasta la novena armónica, porque son los que contribuyen más en la amplitud de la corriente total), tenemos:

$$i_{Lr} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2(169.7)}{n\pi|Z_T|} \text{sen}(314159nt - \theta_n)$$

$$\begin{aligned} i_{Lr} = & (0.345)\text{sen}(\omega t - 52.87) + (30.05 \cdot 10^{-3})\text{sen}(3\omega t - 87.68) \\ & + (10.18 \cdot 10^{-3})\text{sen}(5\omega t - 89.47) + (5.1 \cdot 10^{-3})\text{sen}(7\omega t - 89.8) \\ & + (3.06 \cdot 10^{-3})\text{sen}(9\omega t - 89.9) \end{aligned}$$

La corriente pico de i_{Lr} es

$$I_m = [(0.345)^2 + (30.05 \cdot 10^{-3})^2 + (10.18 \cdot 10^{-3})^2 + (5.1 \cdot 10^{-3})^2 + (3.06 \cdot 10^{-3})^2]^{1/2}$$

$$I_m = 0.3465 \text{ A}$$

La distorsión armónica total de la corriente es:

$$THD = \frac{(I_m^2 - I_{m1}^2)^{1/2}}{I_{m1}} = \frac{[(0.3465)^2 - (0.345)^2]^{1/2}}{0.345}$$

$$THD = 9.33\%$$

Y el factor de distorsión es

$$DF = \frac{1}{I_{m1}} \left[\left(\frac{I_{m3}}{3^2} \right)^2 + \left(\frac{I_{m5}}{5^2} \right)^2 + \left(\frac{I_{m7}}{7^2} \right)^2 + \left(\frac{I_{m9}}{9^2} \right)^2 \right]^{1/2}$$

$$DF = \frac{1}{0.345} \left[\left(\frac{(30.05 \cdot 10^{-3})^2}{9} \right) + \left(\frac{(10.18 \cdot 10^{-3})^2}{25} \right) + \left(\frac{(5.1 \cdot 10^{-3})^2}{49} \right) + \left(\frac{(3.06 \cdot 10^{-3})^2}{81} \right) \right]^{1/2}$$

$$DF = 0.975\%$$

4.7 Simulación del prototipo

El circuito fue simulado con los valores obtenidos en las secciones anteriores de este capítulo. La simulación fue realizada en MicroSim, para los diodos del puente rectificador se utilizó el modelo del 1N4007, para los interruptores se utilizó el modelo del transistor MJE13003 (obtenido del simulador Multisim, de National Instruments). Para el transformador de control se tuvo que poner con el valor de su inductancia de cada devanado.

En la figura 4.1 se muestra la forma de onda de la corriente de la bobina resonante y tensión de onda cuadrada de entrada al circuito resonante en régimen permanente. Se puede

apreciar un retraso de la corriente respecto a la tensión lo que implica un comportamiento inductivo de la red resonante. La forma de onda de la tensión fue dividida por 300 para compararla con la corriente. El valor de la corriente de la bobina resonante es de $I_{Lr} = 336.3$ mA y el valor de la tensión de entrada al circuito resonante es de $V_{ab} = 162.6$ V, con un periodo de $T = 21.831 \mu\text{s}$, esto quiere decir que la frecuencia de conmutación es aproximadamente de $f_s = 45.8$ kHz.

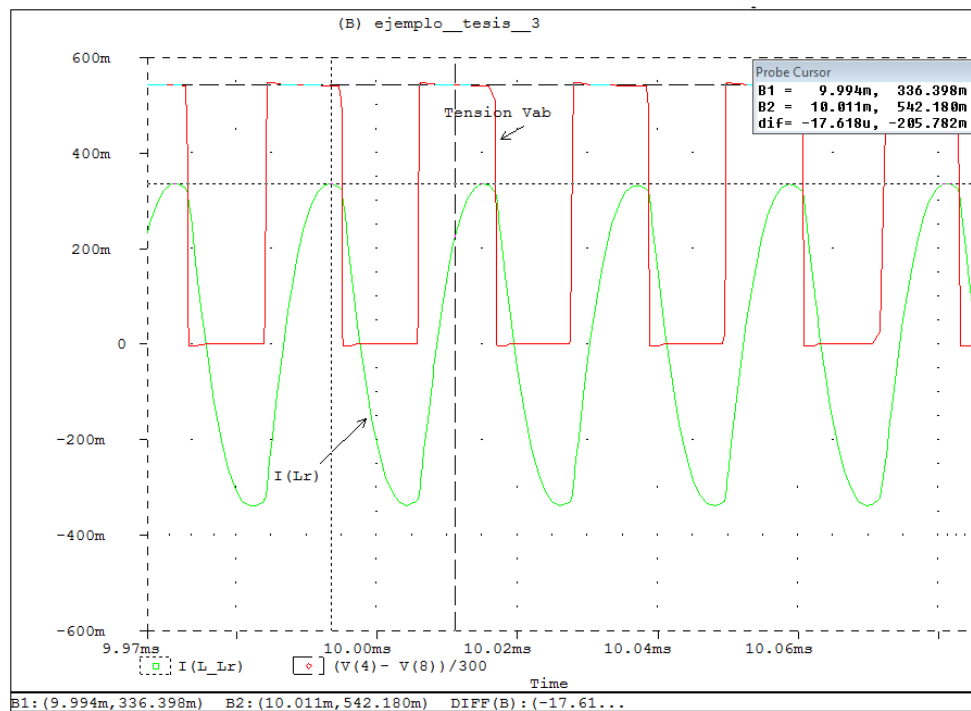


Figura 4.1. Corriente de la bobina resonante y tensión de entrada del circuito resonante en régimen permanente.

La figura 4.2 muestra las formas de onda de la corriente y tensión en la resistencia de la lámpara en régimen permanente. La corriente tiene un valor de $I_{Rlamp} = 298.2$ mA y una tensión de $V_{Rlamp} = 87.6$ V.

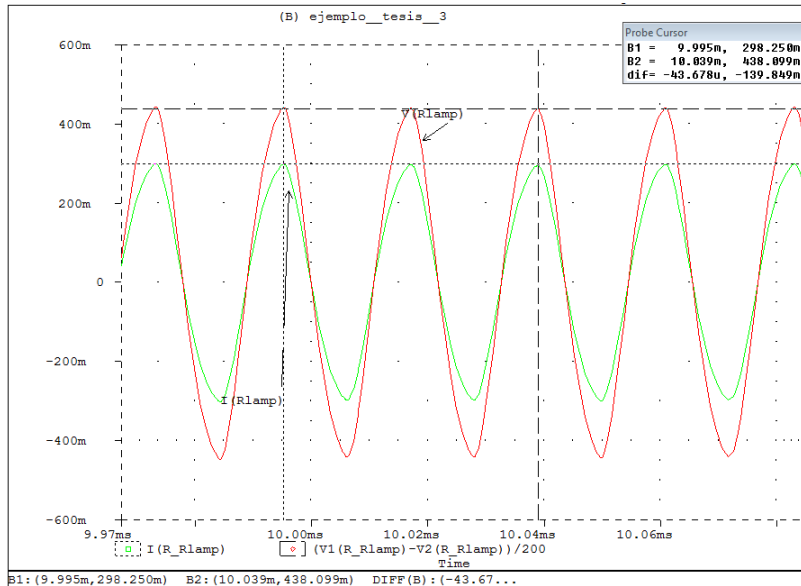


Figura 4.2. Corriente y tensión de R_{lamp} en régimen permanente.

La figura 4.3 muestra las formas de onda de la corriente de base y corriente de colector en régimen permanente del transistor Q1. La corriente pico del colector es $I_c = 337.5$ mA y la corriente de la base es $I_b = 71.4$ mA. Se puede apreciar que cuando la corriente de base se vuelve negativa bloquea al transistor.

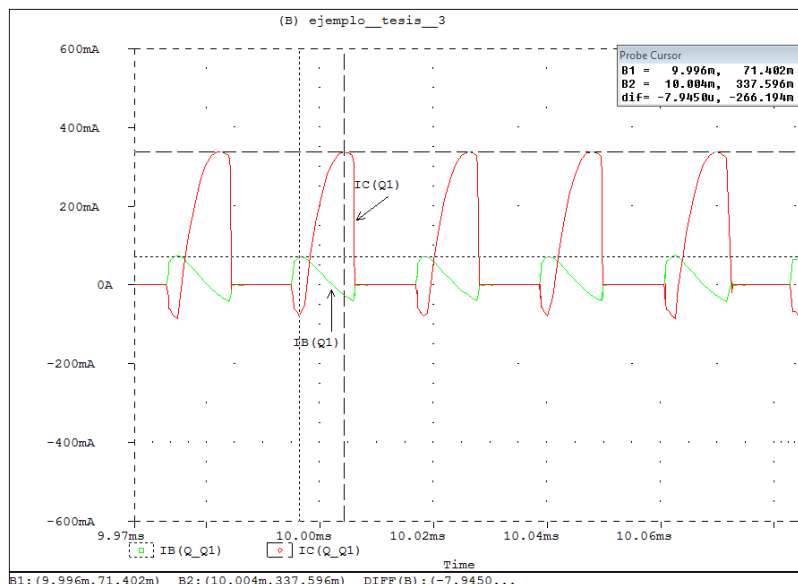


Figura 4.3. Corriente de base y corriente de colector del transistor Q1 en régimen permanente.

La figura 4.4 muestra las formas de onda de corriente y tensión de red con filtro EMI. La tensión de red está dividida por 100 para poder compararla con la corriente.

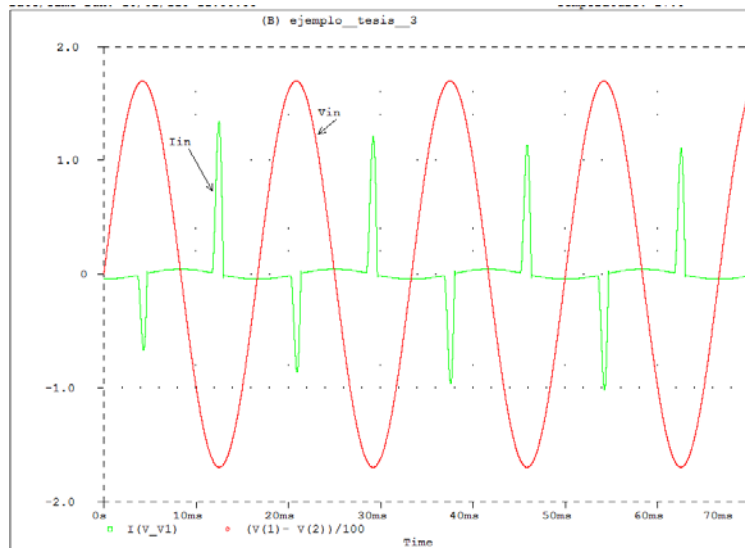


Figura 4.4. Voltaje y corriente de red con filtro EMI.

En la figura 4.5 se muestra el espectro armónico de la corriente de red, como se puede apreciar, los armónicos de frecuencia más altas se van atenuando, entonces el filtro EMI está trabajando.

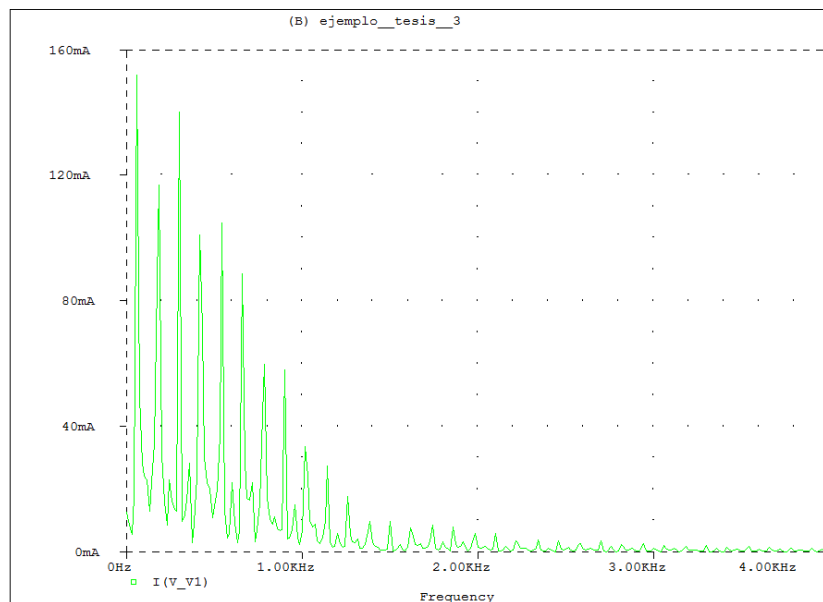


Figura 4.5. Espectro de los armónicos de la corriente de red con filtro EMI.

En la tabla 4.1 se muestra un resumen de los resultados más relevantes de la simulación.

Tabla 4.1. Resultados de la simulación del circuito.

	Símbolo	Valor
Corriente de la bobina resonante	I_{Lr}	336.3 mA
Corriente de la resistencia de la lámpara	I_{Rlamp}	298.2 mA
Voltaje de la resistencia de lámpara	V_{Rlamp}	87.6 V
Frecuencia de conmutación	F_s	45.8 kHz
Corriente de colector Q1	I_{CQ1}	337.5 mA
Corriente de base Q1	I_{BQ2}	71.4 mA

En la tabla 4.2 se presenta el resultado de la distorsión armónica total del inductor resonante I_{Lr} que se obtuvo en la simulación, con frecuencia fundamental de 50 kHz y el resultado es $THD = 9.845114\%$, este resultado es cercano al que se obtuvo en el cálculo teórico que fue de $THD = 9.33\%$.

Tabla 4.2. Componentes de Fourier de la respuesta transitoria del inductor resonante $I(L_{Lr})$.

DC COMPONENT = -3.141042E-02					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	5.000E+04	3.374E-01	1.000E+00	1.089E+02	0.000E+00
2	1.000E+05	2.107E-02	6.245E-02	1.361E+02	2.716E+01
3	1.500E+05	2.414E-02	7.154E-02	3.664E+01	-7.226E+01
4	2.000E+05	4.842E-03	1.435E-02	9.651E+01	-1.238E+01
5	2.500E+05	5.341E-03	1.583E-02	2.360E+00	-1.065E+02
6	3.000E+05	3.451E-03	1.023E-02	1.289E+02	2.003E+01
7	3.500E+05	1.166E-03	3.454E-03	-7.504E+01	-1.839E+02
8	4.000E+05	2.864E-03	8.489E-03	7.538E+01	-3.352E+01
9	4.500E+05	1.814E-03	5.376E-03	4.580E+01	-6.310E+01
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 9.845114E+00 PERCENT					

4.8. Especificaciones para la simulación

Los resultados obtenidos en la simulación con todos los parámetros calculados en este capítulo, no fueron los deseados debido al transformador de control de los interruptores. Este elemento resultó ser más difícil de simular debido a la falta de información de algunos parámetros que caracterizan al núcleo toroidal que conforma el transformador. También, el tomar $1/5$ del número total de vueltas de n_s , no resultó muy satisfactorio, pues al simular el transformador con valores de inductancia, los resultados estaban por debajo del valor a lo esperado.

Por tal motivo se tuvo que hacer varias simulaciones con diferentes valores de inductancia de los devanados primario y secundario del transformador de control, hasta obtener los resultados más próximos a los que se pretendía obtener.

CAPÍTULO 5. RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL PROTOTIPO DE INVERSOR DIDÁCTICO

5.1 Implementación del prototipo de inversor didáctico

El prototipo de inversor didáctico es implementado a bloques. El circuito y los elementos de cada bloque se describen a continuación.

El diagrama del circuito del filtro EMI se muestra en la figura 5.1, el cual está formado por un capacitor y un inductor, en la figura 5.2 se muestra el diagrama del circuito correspondiente al rectificador con filtro por condensador, conformado por un puente de diodos y un condensador electrolítico.

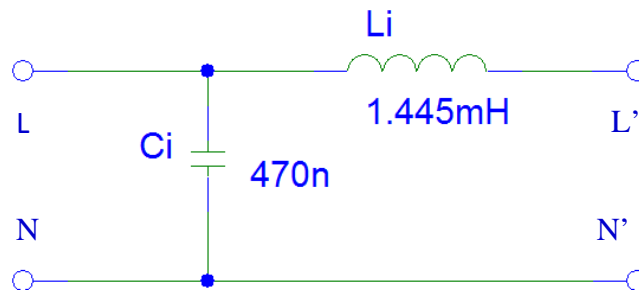


Figura 5.1. Diagrama eléctrico del filtro EMI.

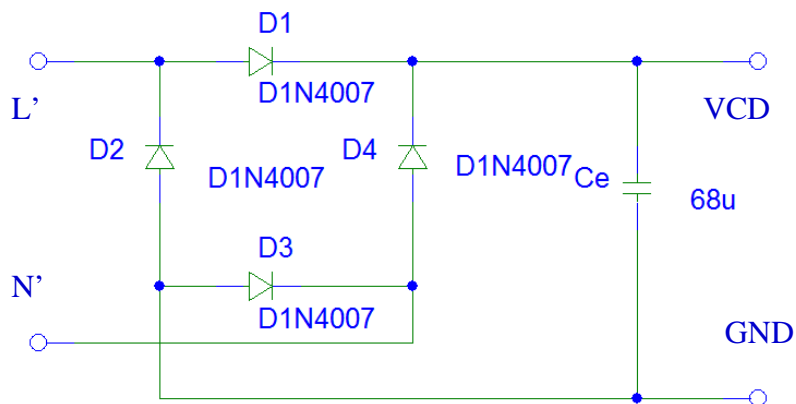


Figura 5.2. Diagrama eléctrico del puente rectificador y filtro de CD.

El diagrama eléctrico de la figura 5.3, corresponde al circuito de partida, formado por una resistencia, un capacitor, un diodo y un diac. El inversor de medio puente está formado por dos transistores bipolares y dos diodos, el diagrama del circuito se presenta en la figura 5.4.

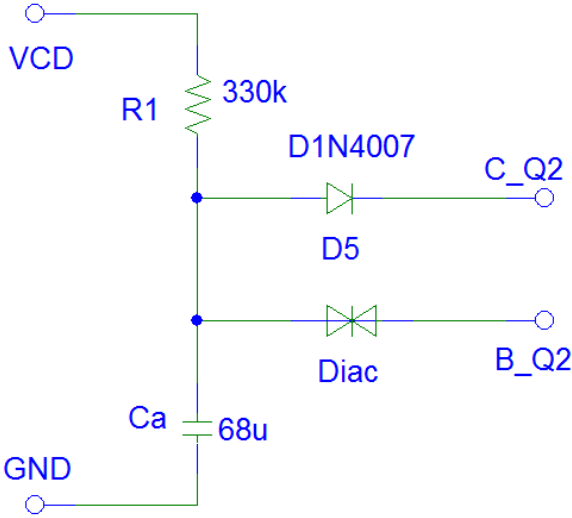


Figura 5.3. Diagrama eléctrico del Circuito de partida.

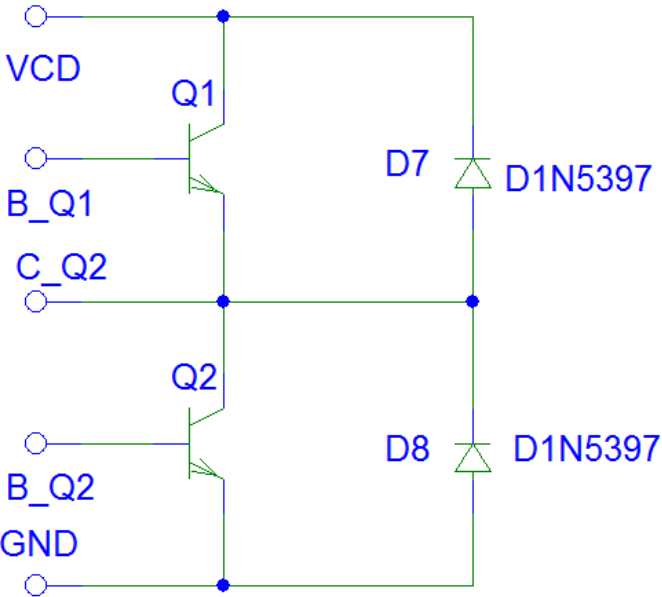


Figura 5.4. Diagrama eléctrico del Inversor medio puente.

El diagrama del circuito correspondiente al circuito resonante se muestra en la figura 5.5, el circuito está formado por 3 capacitores y un inductor, S1, S2, S3 y S4 son las terminales donde se conecta la lámpara. El diagrama del circuito de la figura 5.6 corresponde al circuito de control, formado por dos resistencias y un transformador toroidal. Los elementos que conforman cada bloque se presentan en la tabla 5.1.

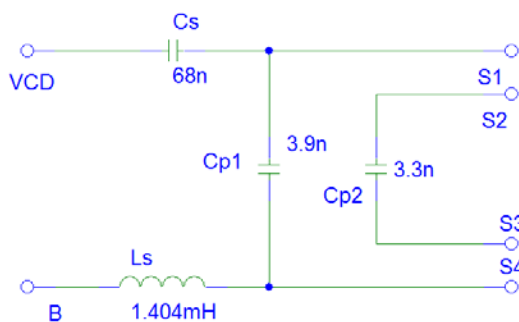


Figura 5.5. Diagrama eléctrico del Circuito resonante.

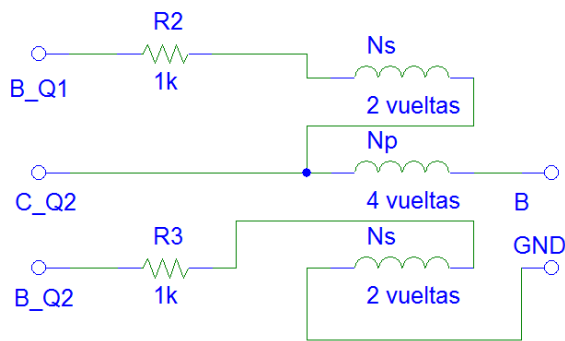


Figura 5.6. Diagrama eléctrico del Circuito de control.

Tabla 5.1. Lista de elementos que conforman cada bloque del inversor didáctico.

Bloque	Elemento	Símbolo	valor
Filtro EMI	Capacitor	Ci	470 nF, 250 V.
	Inductor	Li	1.445 mH
Rectificador y filtro por condensador	Diodos	D1, D2, D3, D4	1N4007
	Capacitor electrolítico	Ce	68 uF, 250 V

Circuito de partida	Resistencia	R1	330 K Ω
	Capacitor	Ca	22 nF
	Diodo	D5	1N4007
	Diac	Diac	DB3
Inversor de medio puente	Transistores	Q1, Q2	MJE13003
	Diodos	DQ1, DQ2	1N5397
Circuito resonante	Capacitor serie	Cs	68 nF, 400 V
	Capacitor paralelo	Cp1	3.9 nF, 1200 V
	Capacitor paralelo	Cp2	3.3 nF, 1200 V
	Inductor serie	Ls (Lr)	1.404 mH
Circuito de control	Resistencias	Rb1, Rb2	22 Ω
	Transformador toroidal	Np	2 vueltas
		Ns	4 vueltas

5.2 Formas de onda

Las formas de onda obtenidas en el experimento del prototipo de inversor didáctico se presentan a continuación.

Las conexiones de los bloques del prototipo de inversor se muestran en la figura 5.7. Se procedió a tomar las medidas de la siguiente manera.

- Voltaje de corriente directa.
- Voltaje en la entrada del circuito resonante.
- Voltaje de la lámpara.
- Corriente en el circuito resonante.
- Corriente de la base de los transistores del inversor
- Corriente de línea

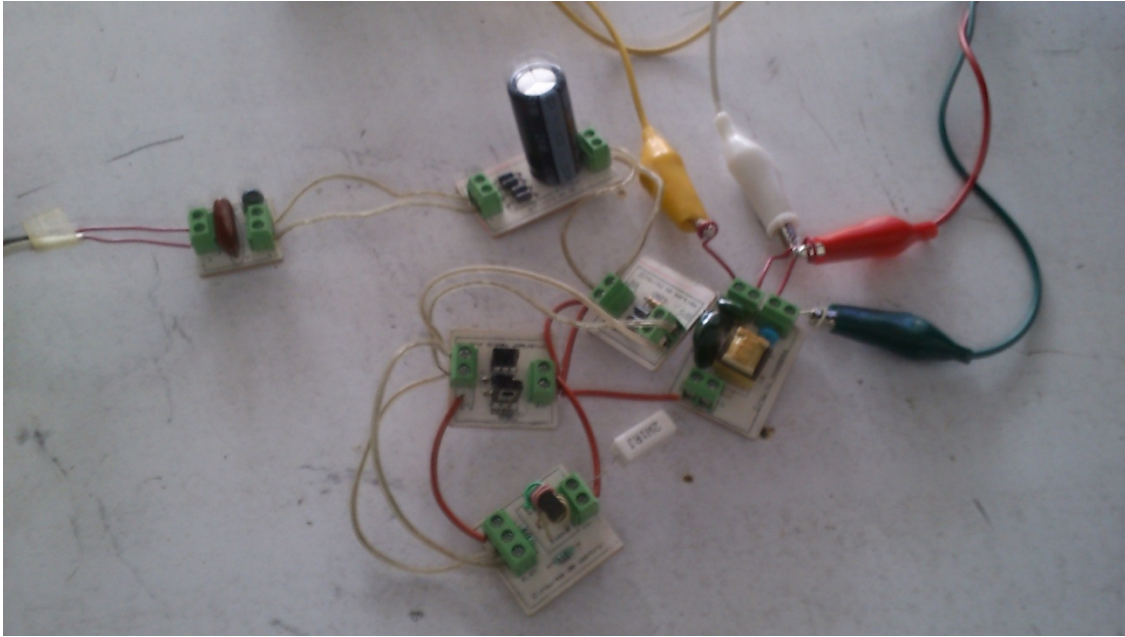


Figura 5.7. Conexión de los bloques del prototipo de inversor.

En la figura 5.8 se muestra la forma de onda del voltaje de corriente directa, el cual tiene un voltaje máximo de 176 V, voltaje mínimo de 164 V y el voltaje de rizo de 12 Vpp. El voltaje de rizo es aceptable, puesto que el voltaje de rizo calculado es de 22.4 Vpp

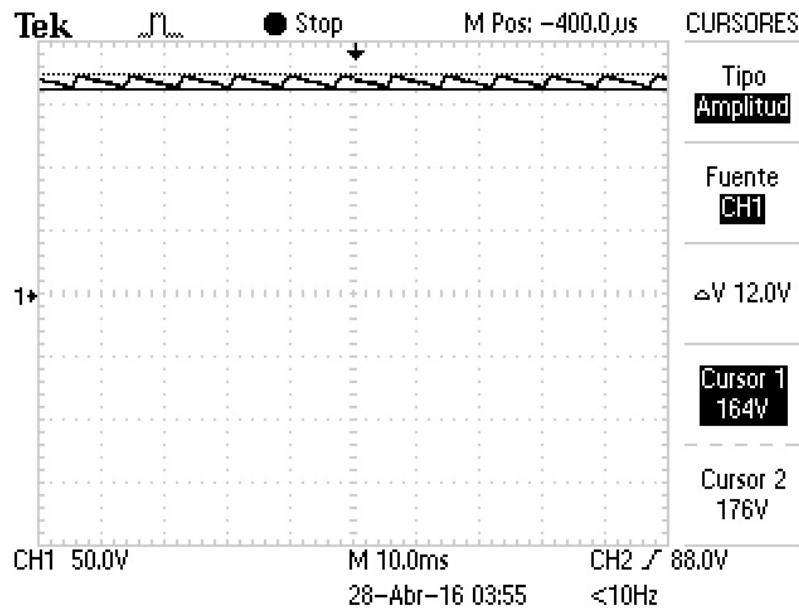


Figura 5.8. Voltaje de corriente directa.

El resultado de la conmutación de los dos transistores del inversor de medio puente es el voltaje de entrada al circuito resonante, como se presenta en la figura 5.9 se trata de una onda cuadrada con una amplitud del voltaje de 176 Vpp y una frecuencia de 43.62 kHz.

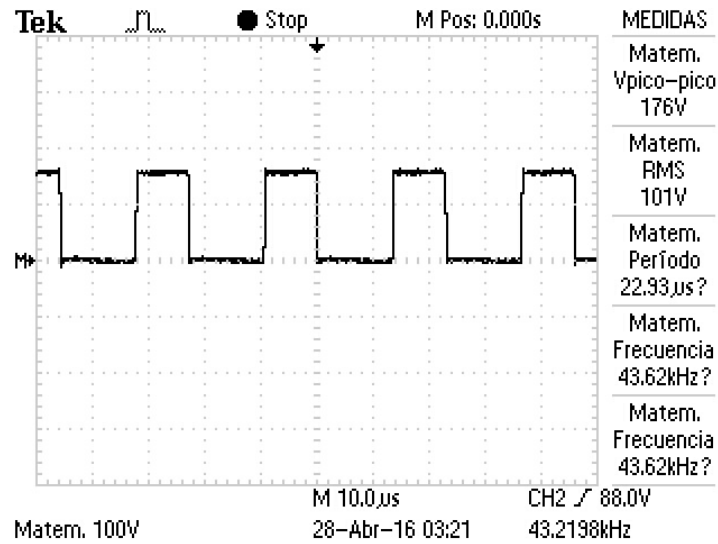


Figura 5.9. Voltaje de entrada al circuito resonante.

El circuito resonante suaviza el voltaje de onda cuadrada en una que se asemeja a una onda sinusoidal, este voltaje alimenta a la lámpara. La forma de onda del voltaje de la lámpara se muestra en la figura 5.10, la amplitud del voltaje es de 240 Vpp, con periodo de 24.22 μ s y una frecuencia de 41.29 kHz.

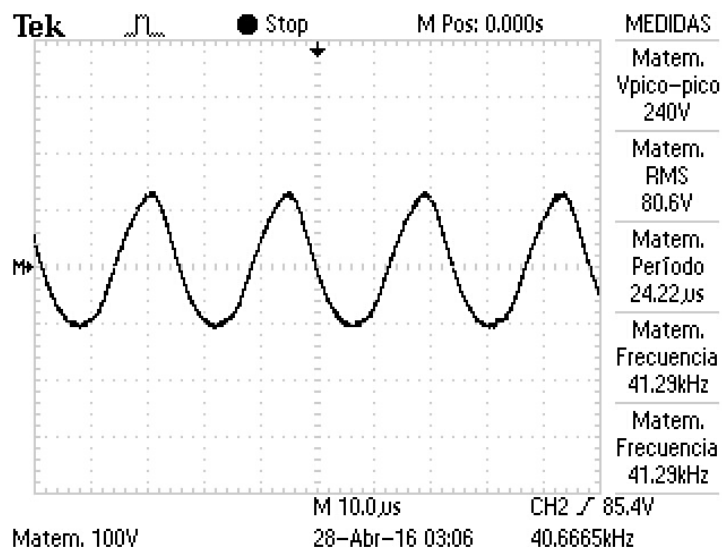
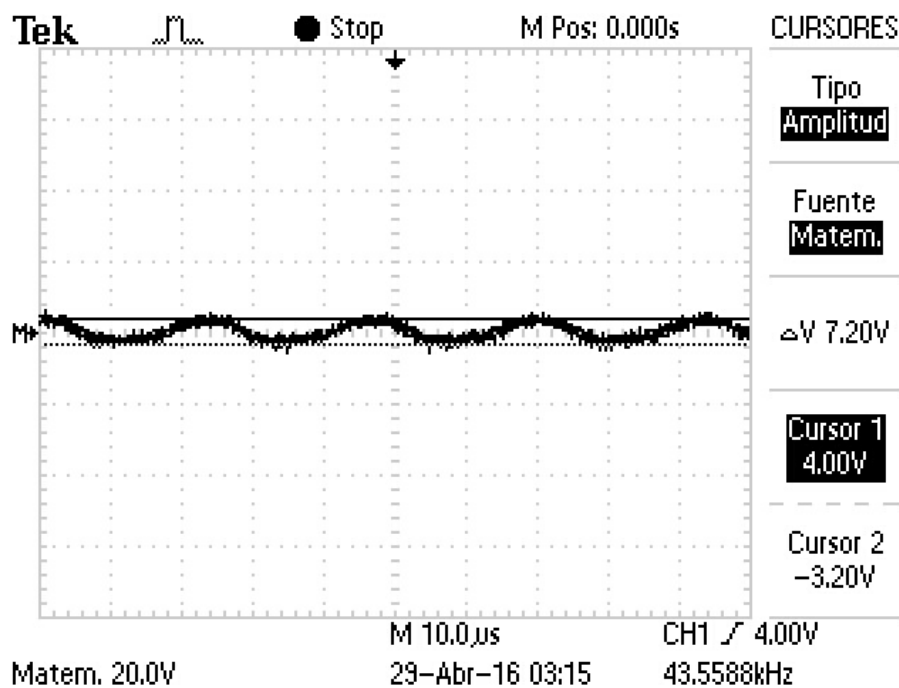


Figura 5.10. Voltaje en la lámpara.

Para poder ver las formas de onda de las corrientes, se utilizó una resistencia como sensor y se toman las medidas en sus extremos para que se pudiera visualizar en la pantalla del osciloscopio. Primero se utilizó una resistencia de $1\ \Omega$ a $2\ W$, para que la amplitud que se mostrara en la pantalla del osciloscopio fuera una relación de $1\text{mV} = 1\text{mA}$, pero la forma de onda no se apreciaba correctamente y se optó por utilizar una resistencia de $10\ \Omega$ a $5\ W$, entonces se utiliza la ley de ohm para saber el valor de la corriente, $I = V/R$.

En la Figura 5.11 se muestra la forma de onda de la corriente del inductor resonante I_{L_s} que tiene una amplitud pico a pico de $720\ \text{mA}$ y una frecuencia de $43.5\ \text{kHz}$.



5.11. Corriente del circuito resonante (I_{L_s}).

Para la corriente de base del transistor, se tomó la medida en la resistencia de base $R_b = 22\ \Omega$. La forma de onda de la corriente de base del transistor Q1 del inversor medio puente, se presenta en la figura 5.12, con una amplitud máxima de $90.9\ \text{mA}$.

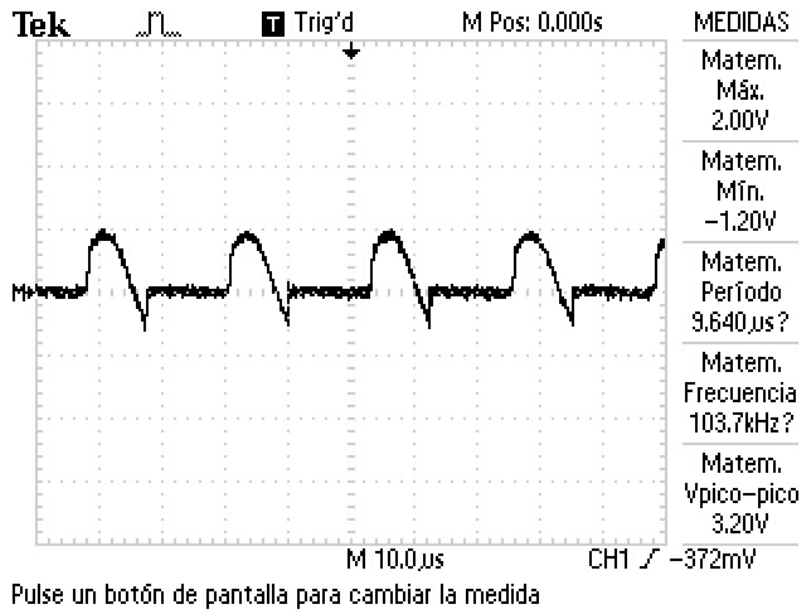


Figura 5.12. Corriente de base del transistor Q1 del inversor.

En la figura 5.13 se muestra la forma de onda de la corriente de línea con filtro EMI, con una amplitud pico a pico de 1.25 A y su espectro se presenta en la figura 5.15.

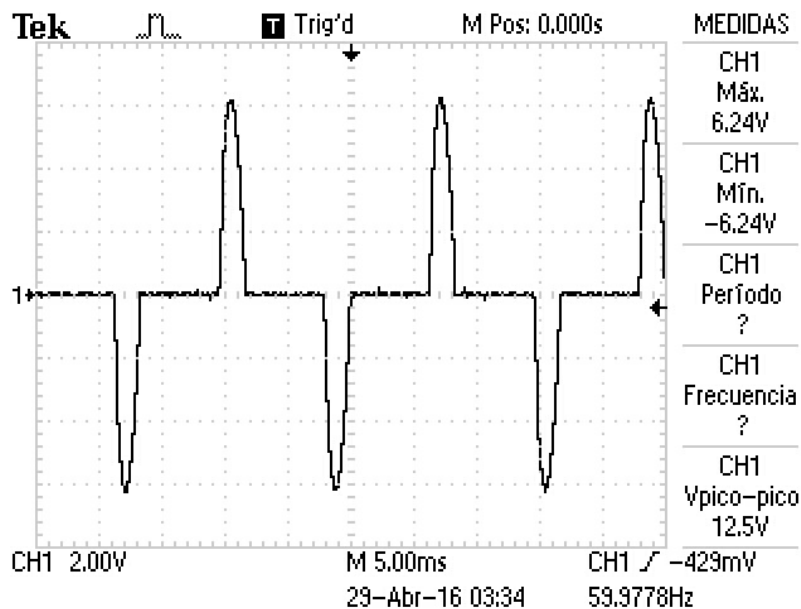


Figura 5.13. Corriente de línea con filtro EMI.

La forma de onda de la corriente de línea sin filtro EMI se presenta en la figura 5.14, con una amplitud pico a pico de 1.34 A y su espectro se muestra en la figura 5.16.

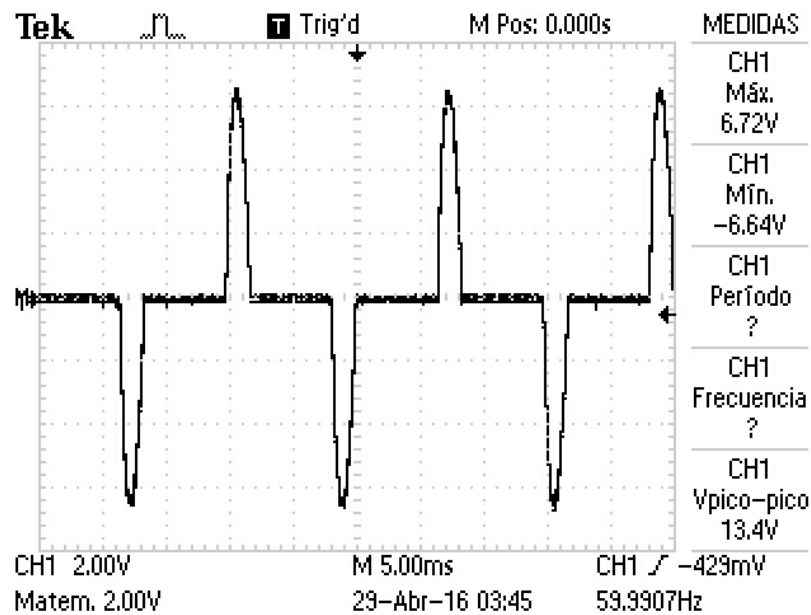


Figura 5.14. Formas de onda de la corriente de línea sin filtro EMI.

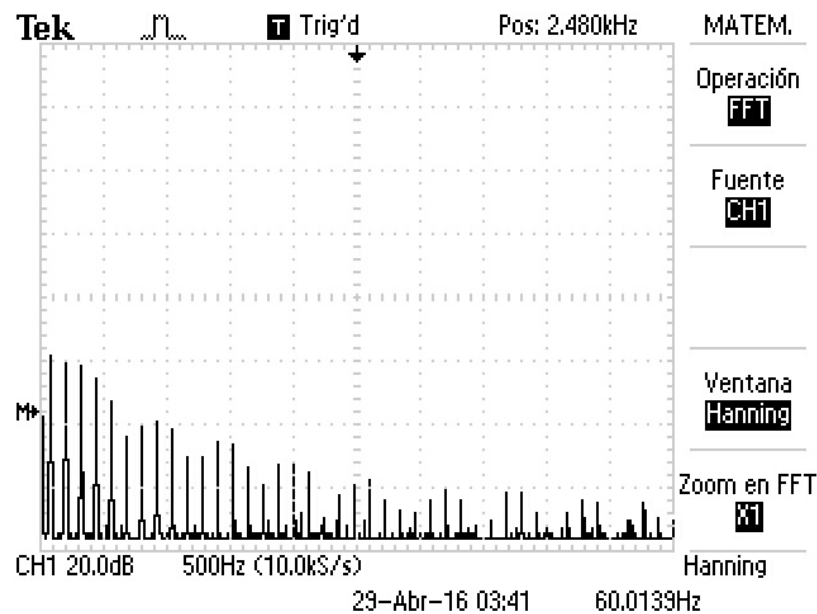


Figura 5.15. Espectro de la corriente de línea con filtro EMI.

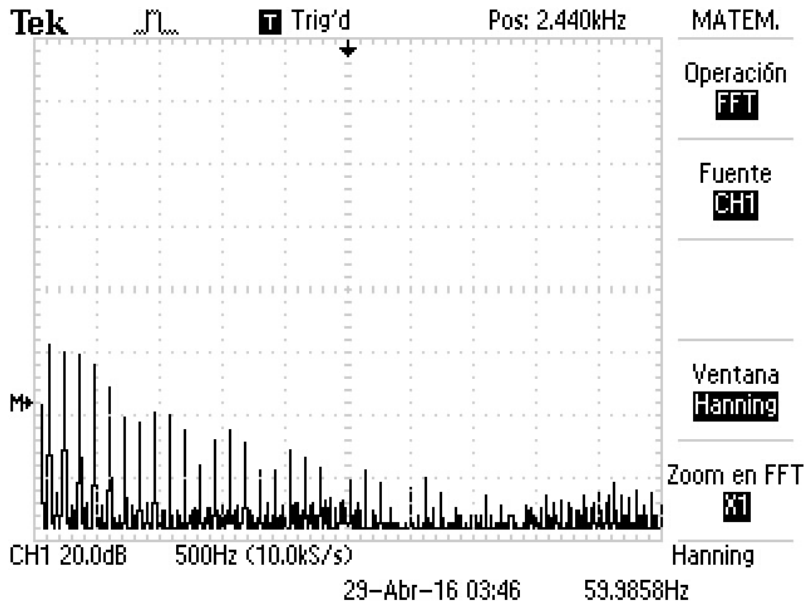


Figura 5.16. Espectro de la corriente de línea sin filtro EMI.

Al hacer la comparación de las dos formas de onda no hay una diferencia muy marcada una con respecto a la otra, prácticamente son la misma a excepción en la parte central donde la corriente de línea sin filtro EMI tiene más interferencia que la otra, lo cual indica que el filtro EMI si está trabajando, esto se puede apreciar mejor en el espectro de cada corriente, el espectro de la corriente de línea sin filtro EMI tiene más armónicos que la corriente de línea con filtro EMI, el filtro atenúa los armónicos de mayor frecuencia.

En la tabla 5.2, se muestra una comparación de los resultados obtenidos en la práctica con los de la simulación. En la frecuencia de conmutación, el valor deseado era de 50 Khz, el valor obtenido en la simulación es más cercano que el de la práctica, al igual en el voltaje en la lámpara, el valor deseado era de 188.56 Vpp, el resultado de la simulación se acerca más a este valor, y el resultado de la practica está por encima del valor esperado.

Tabla 5.2. Resultados del prototipo de inversor didáctico.

	Símbolo	Valor experimental	Valor simulado
Voltaje de entrada al circuito resonante	V_{ab}	176 Vpp	162.6 Vpp
Corriente pico a pico de la bobina resonante	I_{Lr}	720 mA	672.6 mA
Voltaje de la resistencia de lámpara	V_{Rlamp}	240 Vpp	175.2 Vpp
Periodo	T	24.22 μ s	21.831 μ s
Frecuencia de conmutación	F_s	41.29 kHz	45.8 kHz
Corriente pico de base Q1	I_{BQ2}	90.9 mA	71.4 mA

Conclusiones

El objetivo general de este trabajo consistió en diseñar un prototipo de inversor didáctico para apoyo en el laboratorio de electrónica de potencia, basándose en la topología del balastro electrónico de las lámparas fluorescentes compactas. Al hacer un análisis de la topología del balastro electrónico de las tres lámparas fluorescentes compactas de marcas diferentes, se entendió su funcionamiento e identificó cual de las tres tiene una mejor señal eléctrica de la corriente alterna en la carga por medio de la simulación de su circuito, el cual se aprecia que la marca General Electric es la que tiene mejor calidad de señal que las otras dos marcas.

Se realizó un estudio de cada bloque que conforma la topología para obtener las ecuaciones necesarias y adquirir los valores de los elementos para poder implementar el prototipo de inversor con los parámetros propuestos. El filtro EMI está diseñado para atenuar las frecuencias por encima de los 5 kHz, el voltaje de rizo está dentro de los parámetros establecidos, el circuito resonante cumple con los parámetros de diseño y el circuito de arranque inicia el circuito del inversor de medio puente correctamente.

Al realizar la simulación del circuito, se tuvieron problemas con los parámetros del núcleo toroidal del transformador de control, así que se eligió ponerlo en valores de inductancia para que se pudiera simular.

En el caso de las pruebas de laboratorio del circuito hubo problemas con el capacitor en paralelo del circuito resonante, puesto que en la lámpara fluorescente encendía sólo un filamento y los transistores del inversor se calentaban, en especial el transistor Q2 se calentaba muy rápido hasta quedar arruinado, esto ocurrió porque la lámpara no podía estabilizarse y demandaba una corriente excesiva del inversor, para poder solucionar esto se eligió por reemplazarlo por otro capacitor de menor valor, y en lugar de poner un capacitor entre los filamentos de la lámpara se optó en ocupar dos capacitores y ponerlos como en el diagrama eléctrico de la figura 2.1, de esta manera la corriente se divide entre los capacitores y la lámpara, de este modo la lámpara se pudo encender correctamente.

Con este trabajo, el alumno podrá entender el funcionamiento de un inversor que no es tan complejo, ya que al hacer el circuito por módulos, se puede medir las señales que se

obtienen de cada módulo y como contribuye cada uno de ellos al circuito. También, es una introducción a los inversores que son más complejos como el caso del inversor de puente completo y el inversor trifásico, puesto que al estudiar y comprender el funcionamiento del inversor de medio puente, se hace más factible entender el funcionamiento de los inversores más complejos.

Las aportaciones son:

- obtener las topologías de los balastos de las lámparas fluorescentes compactas de tres marcas comerciales, para posteriormente basándose en un análisis realizar el diseño de inversor didáctico.
- Cálculos del diseño del circuito resonante para la aplicación de la lámpara fluorescente de 15 W.
- Realización del prototipo de inversor de medio puente por módulos, para poder ser más didáctico.

Trabajos futuros:

- Diseñar un circuito de control por ancho de pulso para el inversor de medio puente.
- Implementar un filtro EMI más eficiente.
- Diseñar un circuito resonante para una lámpara fluorescente de mayor potencia.

Apéndice A. Análisis del circuito resonante en régimen permanente con tensión rectangular

Para el análisis en régimen permanente se considera los siguientes puntos:

- Se considera solamente la componente fundamental de la tensión de alimentación V_{ab} .
- La lámpara se considera como una resistencia.

En la figura A.1 y A.2 se muestra el circuito con las reactancias e impedancias correspondientes.

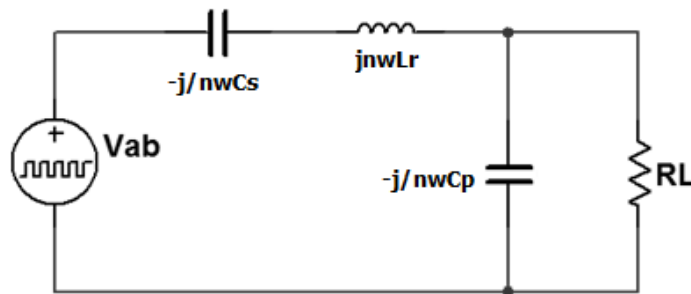


Figura A.1. Circuito serie paralelo resonante.

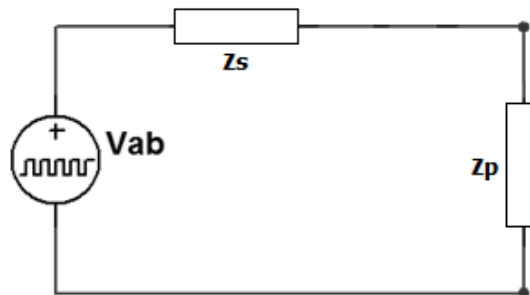


Figura A.2. Circuito resonante simplificado.

De la figura A.2 tenemos que:

$$Z_p = \frac{R_L \cdot \left(\frac{-j}{n\omega C_p}\right)}{R_L + \left(\frac{-j}{n\omega C_p}\right)} = \frac{R_L}{jn\omega C_p R_L + 1} \quad (\text{A.1})$$

$$Z_s = jn\omega L_r + \left(\frac{-j}{n\omega C_s}\right) \quad (\text{A.2})$$

$$Z_T = Z_s + Z_p = jn\omega L_r + \left(\frac{-j}{n\omega C_s}\right) + \frac{R_L}{jn\omega C_p R_L + 1}$$

$$Z_T = \frac{jn\omega L_r(jn\omega C_p R_L + 1) + \left(\frac{-j}{n\omega C_s}\right)(jn\omega C_p R_L + 1) + R_L}{jn\omega C_p R_L + 1}$$

$$Z_T = \frac{(jn\omega)^2 C_p L_r R_L + jn\omega L_r + \left(\frac{-j^2 n\omega C_p R_L}{n\omega C_s}\right) + \left(\frac{-j}{n\omega C_s}\right) + R_L}{jn\omega C_p R_L + 1}$$

$$Z_T = \frac{(jn\omega)^2 C_p L_r R_L + jn\omega L_r + \left(\frac{C_p R_L}{C_s}\right) + \left(\frac{-j}{n\omega C_s}\right) + R_L}{jn\omega C_p R_L + 1}$$

Reacomodando los términos.

$$Z_T = \frac{R_L \left[1 + \left(\frac{C_p}{C_s}\right) - (n\omega)^2 C_p L_r\right] + j \left[n\omega L_r - \left(\frac{1}{n\omega C_s}\right)\right]}{1 + jn\omega C_p R_L}$$

Luego para dejarlo en la forma $z = \alpha + j\beta$, multiplicamos por el conjugado del dividendo.

$$Z_T = \left\{ \frac{R_L \left[1 + \left(\frac{C_p}{C_s}\right) - (n\omega)^2 C_p L_r\right] + j \left[n\omega L_r - \left(\frac{1}{n\omega C_s}\right)\right]}{1 + jn\omega C_p R_L} \right\} \cdot \left(\frac{1 - jn\omega C_p R_L}{1 - jn\omega C_p R_L}\right)$$

$$Z_T = \frac{R_L \left[1 + \left(\frac{C_p}{C_s}\right) - (n\omega)^2 C_p L_r\right] + j \left[n\omega L_r - \left(\frac{1}{n\omega C_s}\right)\right]}{1 + (n\omega C_p R_L)^2} + \frac{R_L (-jn\omega C_p R_L) \left[1 + \left(\frac{C_p}{C_s}\right) - (n\omega)^2 C_p L_r\right] + j (-jn\omega C_p R_L) \left[n\omega L_r - \left(\frac{1}{n\omega C_s}\right)\right]}{1 + (n\omega C_p R_L)^2}$$

$$Z_T = \frac{R_L \left[1 + \left(\frac{C_p}{C_s} \right) - (n\omega)^2 C_p L_r \right] + j \left[n\omega L_r - \left(\frac{1}{n\omega C_s} \right) \right]}{1 + (n\omega C_p R_L)^2} + \frac{(-jn\omega C_p R_L^2) \left[1 + \left(\frac{C_p}{C_s} \right) - (n\omega)^2 C_p L_r \right] + (n\omega C_p R_L) \left[n\omega L_r - \left(\frac{1}{n\omega C_s} \right) \right]}{1 + (n\omega C_p R_L)^2}$$

$$Z_T = \frac{R_L \left[1 + \left(\frac{C_p}{C_s} \right) - (n\omega)^2 C_p L_r \right] + (n\omega C_p R_L) \left[n\omega L_r - \left(\frac{1}{n\omega C_s} \right) \right]}{1 + (n\omega C_p R_L)^2} + j \left\{ \frac{\left[n\omega L_r - \left(\frac{1}{n\omega C_s} \right) \right] - (n\omega C_p R_L^2) \left[1 + \left(\frac{C_p}{C_s} \right) - (n\omega)^2 C_p L_r \right]}{1 + (n\omega C_p R_L)^2} \right\}$$

$$Z_T = \frac{R_L \left[1 + \left(\frac{C_p}{C_s} \right) - (n\omega)^2 C_p L_r \right] + R_L \left[(n\omega)^2 C_p L_r - \left(\frac{C_p}{C_s} \right) \right]}{1 + (n\omega C_p R_L)^2} + j \left\{ \frac{\left[n\omega L_r - \left(\frac{1}{n\omega C_s} \right) \right] - (n\omega C_p R_L^2) \left[1 + \left(\frac{C_p}{C_s} \right) - (n\omega)^2 C_p L_r \right]}{1 + (n\omega C_p R_L)^2} \right\}$$

$$Z_T = \frac{R_L}{1 + (n\omega C_p R_L)^2} + j \left\{ \frac{\left[n\omega L_r - \left(\frac{1}{n\omega C_s} \right) \right] - (n\omega C_p R_L^2) \left[1 + \left(\frac{C_p}{C_s} \right) - (n\omega)^2 C_p L_r \right]}{1 + (n\omega C_p R_L)^2} \right\} \quad (\text{A.3})$$

Y la magnitud de Z_T es:

$$\begin{aligned}
|Z_T| &= \left\{ \left[\frac{R_L}{1 + (n\omega C_p R_L)^2} \right]^2 \right. \\
&\quad \left. + \left[\frac{\left[n\omega L_r - \left(\frac{1}{n\omega C_s} \right) \right] - (n\omega C_p R_L^2) \left[1 + \left(\frac{C_p}{C_s} \right) - (n\omega)^2 C_p L_r \right]}{1 + (n\omega C_p R_L)^2} \right]^2 \right\}^{1/2} \quad (\text{A. 4})
\end{aligned}$$

Y el ángulo del factor de potencia para el voltaje de la n -ésima armónica es:

$$\theta_n = \tan^{-1} \frac{\left[n\omega L_r - \left(\frac{1}{n\omega C_s} \right) \right] - (n\omega C_p R_L^2) \left[1 + \left(\frac{C_p}{C_s} \right) - (n\omega)^2 C_p L_r \right]}{R_L} \quad (\text{A. 5})$$

Para obtener la tensión V_o utilizamos la regla de divisor de tensión, entonces:

$$\begin{aligned}
V_o &= \frac{Z_p \cdot V_{ab}}{Z_T} = \frac{\left(\frac{R_L \cdot \left(\frac{-j}{n\omega C_p} \right)}{R_L + \left(\frac{-j}{n\omega C_p} \right)} \right) \cdot V_{ab}}{jn\omega L_r + \left(\frac{-j}{n\omega C_s} \right) + \frac{R_L \cdot \left(\frac{-j}{n\omega C_p} \right)}{R_L + \left(\frac{-j}{n\omega C_p} \right)}} \\
V_o &= \frac{V_{ab}}{\frac{jn\omega L_r + \left(\frac{-j}{n\omega C_s} \right)}{\left(\frac{R_L \cdot \left(\frac{-j}{n\omega C_p} \right)}{R_L + \left(\frac{-j}{n\omega C_p} \right)} \right) + 1}} = \frac{V_{ab}}{\frac{\left(jn\omega L_r + \left(\frac{-j}{n\omega C_s} \right) \right) \cdot \left(R_L + \left(\frac{-j}{n\omega C_p} \right) \right)}{R_L \cdot \left(\frac{-j}{n\omega C_p} \right)} + 1}} \\
V_o &= \frac{V_{ab}}{\frac{\left(jn\omega L_r R_L + jn\omega L_r \left(\frac{-j}{n\omega C_p} \right) + \left(\frac{-j}{n\omega C_s} \right) R_L + \left(\frac{-j}{n\omega C_s} \right) \left(\frac{-j}{n\omega C_p} \right) \right)}{R_L \cdot \left(\frac{-j}{n\omega C_p} \right)} + 1}}
\end{aligned}$$

$$V_o = \frac{V_{ab}}{-(n\omega)^2 C_p L_r + \frac{jn\omega L_r}{R_L} + \left(\frac{C_p}{C_s}\right) + \left(\frac{-j}{n\omega C_s R_L}\right) + 1}$$

$$V_o = \frac{V_{ab}}{\left(1 + \frac{C_p}{C_s} - (n\omega)^2 C_p L_r\right) + j\left(\frac{n\omega L_r}{R_L} - \frac{1}{n\omega C_s R_L}\right)} \quad (\text{A.6})$$

Y la magnitud es:

$$|V_o| = \frac{V_{ab}}{\left[\left(1 + \frac{C_p}{C_s} - (n\omega)^2 C_p L_r\right)^2 + \left(\frac{jn\omega L_r}{R_L} - \frac{1}{n\omega C_s R_L}\right)^2\right]^{1/2}} \quad (\text{A.7})$$

La corriente instantánea se determina como:

$$i_{Lr} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi|Z_T|} \text{sen}(n\omega t - \theta_n) \quad (\text{A.8})$$

Apéndice B. Listado de programa y circuito simulado

A continuación se muestra el listado de programa del circuito simulado con el programa MicroSim en el capítulo 4. El esquemático del circuito se presenta en la figura B.1.

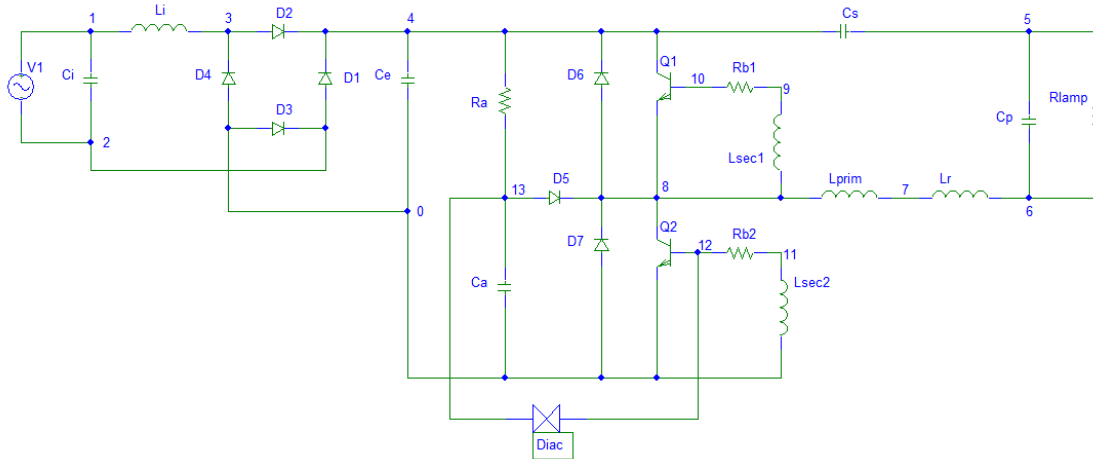


Figura B.1. Esquemático del circuito a simular.

**** Prototipo de inversor ****

*

***Fuente de alimentación**

V_V1 1 2

+SIN 0 169.7 60 0 0 0

***Filtro de CA**

C_Ci 1 2 701.18nF

L_Li 1 3 1.445mH

***Puente rectificador**

D_D1 2 4 D1N4007

D_D2 3 4 D1N4007

D_D3 0 2 D1N4007

D_D4 0 3 D1N4007

***Filtro de CD**

C_Ce 4 0 65.72uF IC=169.7

***Circuito de arranque**

R_Ra 4 13 380k

C_Ca 13 0 25nF

D_D5 13 8 D1N4007

XD_Diac 13 12 ECG6408_DIAC

***Elementos que conectan con Q1**

Q_Q1 4 10 8 MJE13003

D_D6 8 4 MUR140

R_Rb1 10 9 22

L_Lsec1 8 9 45uH

***Elementos que conectan con Q2**

Q_Q2 8 12 0 MJE13003

D_D7 0 8 MUR140

R_Rb2 12 11 22

L_Lsec2 11 0 45uH

L_Lprim 7 8 5uH

L_Lr 6 7 1.404mH IC=0

C_Cs 4 5 64.9nF IC=0

C_Cp 5 6 8.1nF IC=0

***Carga resistiva para simular lampara**

R_Rlamp 5 6 296.3

***Acoplamiento magnetico**

Kn_K1 L_Lprim L_Lsec1

+ L_Lsec2 0.999999

*.MODEL nt15 core(A=29 AREA=0.187 C=0.066488

*+ K=21 MS=41000 PATH=2.41)

*circuito que representa el DIAC DB3

.SUBCKT ECG6408_DIAC 10 20

* 10--MT1, 20--MT2

.MODEL DMOD D (IS=1.0e-12 N=0.001 EG=1.11, FC=0.5)

.MODEL DON D (IS=1.000e-012 N=1.000e+000)

.MODEL DBREAK D (BV=3.360e+001, IBV=1.000e-003)

V1 10 14 DC 0

DON1 14 22 DON

E1 22 20 poly(2) 10 20 3 0 0 0 0 0 1

DBRK1 14 27 DBREAK

DBRK2 20 27 DBREAK

RLEAK 14 20 1.167e+006

FC1 3 0 poly(1) V1 -8.000e-004 1

CON1 3 0 2.925e-009 IC=1.5

DS1 3 31 DMOD

DS2 0 3 DMOD

VW1 31 0 DC 1

DON2 20 220 DON

E2 220 14 poly(2) 20 10 300 0 0 0 0 0 1

FC2 300 0 poly(1) V1 -8.000e-004 -1

CON2 300 0 2.925e-009 IC=1.5

DS3 300 310 DMOD

DS4 0 300 DMOD

VW2 310 0 DC 1

.ENDS

.MODEL MJE13003 npn

+IS=2.79812e-12 BF=25.1202 NF=1.13507 VAF=10

+IKF=0.718673 ISE=9.48733e-13 NE=3.99498 BR=1.585

+NR=1.15174 VAR=14.7172 IKR=1.69684 ISC=2.59599e-13

+NC=3.64583 RB=1.09253 IRB=0.1 RBM=0.1

+RE=0.000650824 RC=0.127025 XTB=1.13379 XTI=2.64926

+EG=1.05 CJE=4.64964e-10 VJE=0.4 MJE=0.282357

+TF=1e-08 XTF=15.7247 VTF=49.5007 ITF=0.440706

+CJC=7.53486e-11 VJC=0.4 MJC=0.362727 XCJC=0.79835

+FC=0.8 CJS=0 VJS=0.75 MJS=0.5

+TR=9.57121e-06 PTF=0 KF=0 AF=1

.LIB C:\Msim_8\lib\nom.lib

.TRAN 1US 70MS 0 1US UIC

.FOUR 50000 I(L_Lr)

.PROBE

.OPTIONS ABSTOL=1N RELTOL=0.01 VNTOL=0.1

.END

Apéndice C. PCB de los módulos del inversor didáctico

El diagrama del circuito impreso del filtro EMI se muestra en la figura C.1, el cual está formado por un capacitor y un inductor, en la figura C.2 se muestra el diagrama del circuito impreso correspondiente al rectificador con filtro por condensador, conformado por un puente de diodos y un condensador electrolítico.

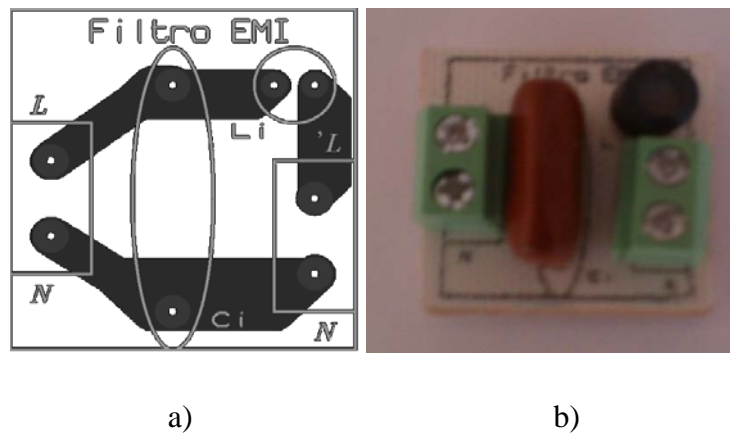


Figura C.1. Filtro EMI: a) diagrama del circuito impreso, b) circuito impreso.

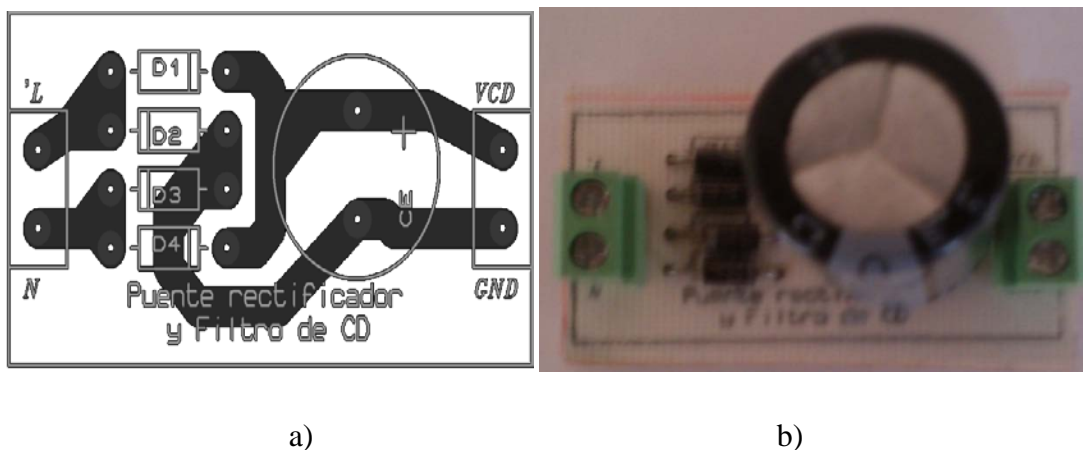


Figura C.2. Puente rectificador y filtro de CD: a) diagrama del circuito impreso, b) circuito impreso.

El diagrama del circuito impreso de la figura C.3, corresponde al circuito de partida, formado por una resistencia, un capacitor, un diodo y un diac. El inversor de medio puente está formado por dos transistores bipolares y dos diodos, el diagrama del circuito impreso se presenta en la figura C.4.

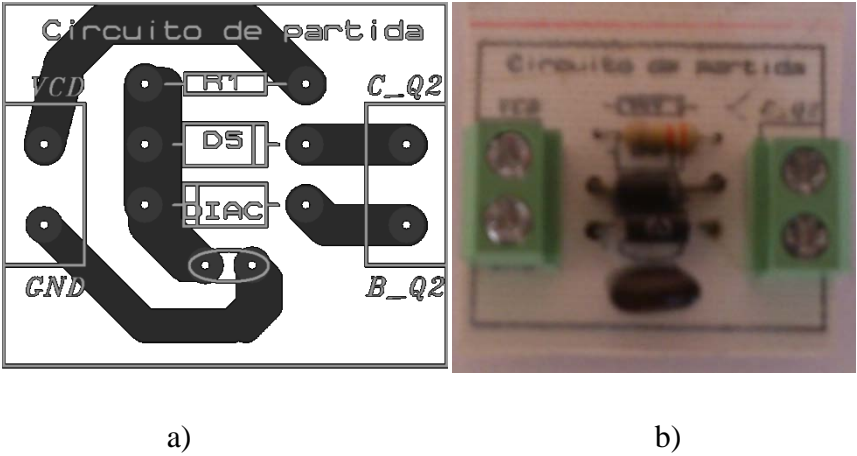


Figura C.3. Circuito de partida: a) diagrama del circuito impreso, b) circuito impreso.

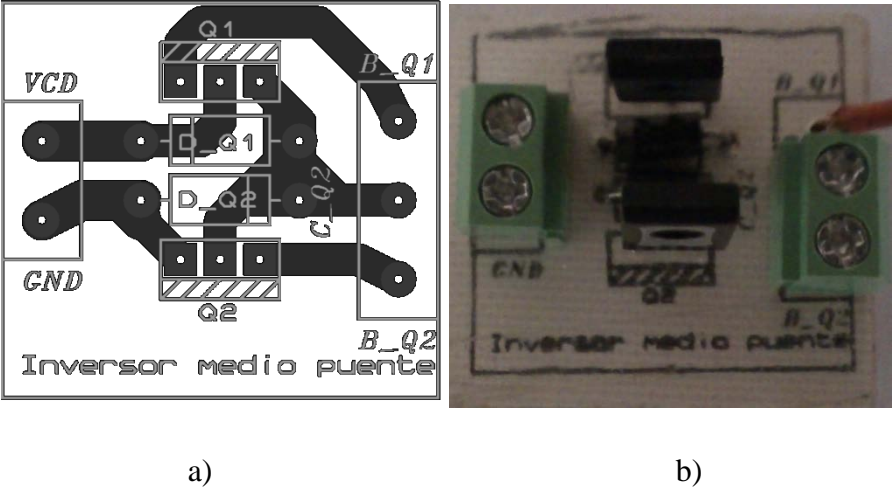


Figura C.4. Inversor medio puente: a) diagrama del circuito impreso, b) circuito impreso.

El diagrama del circuito impreso correspondiente al circuito resonante se muestra en la figura C.5, el circuito está formado por 3 capacitores y un inductor. El diagrama del circuito impreso de la figura C.6 corresponde al circuito de control, formado por dos resistencias y un transformador toroidal.

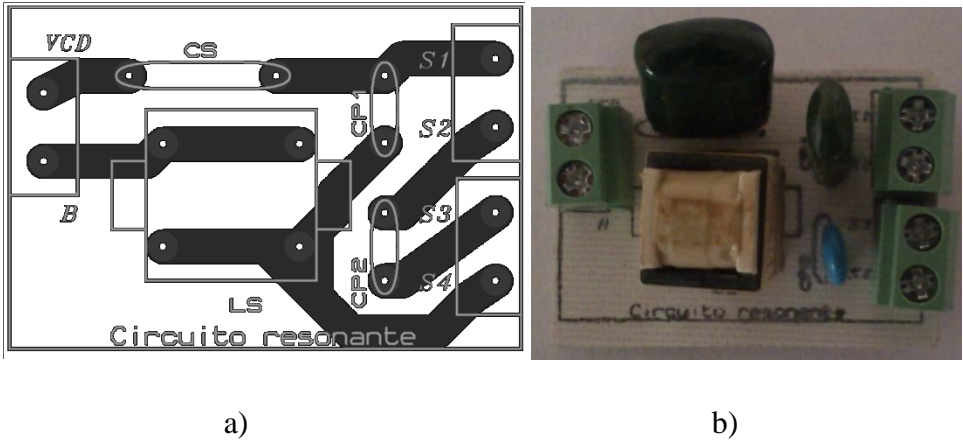


Figura C.5. Circuito resonante: a) diagrama del circuito impreso, b) circuito impreso.

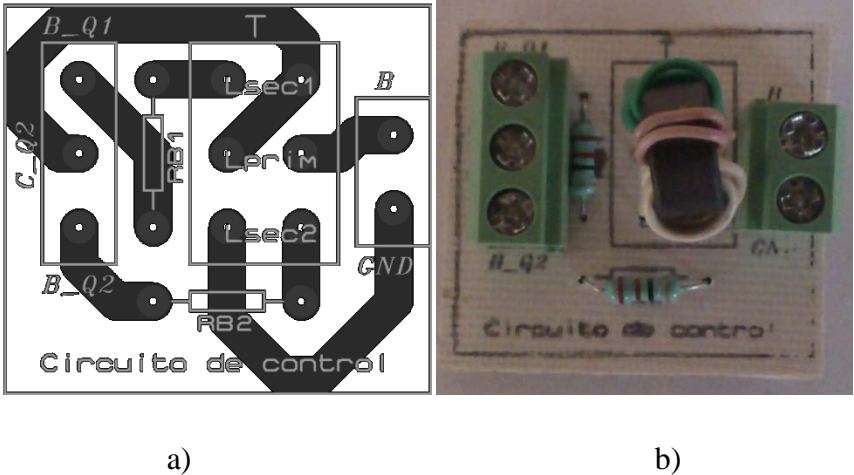


Figura C.6. Circuito de control: a) diagrama del circuito impreso, b) circuito impreso.

REFERENCIAS

- [1] Muhammad H. Rashid, *Electrónica de potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones*, Tercera edición, Pearson Educación México, 2004.
- [2] Daniel W. Hart, *Electrónica de potencia*, Madrid, Pearson Educación, 2001
- [3] Reference Manual, *MicroSim PSpice A/D. Circuit Analysis software*, MicroSim, 1996.
- [4] Juan D. Aguilar Peña, Antonio Domenech Martínez, *simulación electrónica con PSPICE*”, Alfaomega, 1998.
- [5] Ashish Shrivastava, “Unity power Factor Electronic Ballast for Universal Voltage Applications”, 978-1-4244-7781-4/10, IEEE, 2010
- [6] M. C. Cosby, Jr. and R. M. Nelms, “A Resonant Inverter for Electronic Ballast Applications”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 41, No.4, pp. 418-425, August 1994.
- [7] Y. R. Yang and C. L. Chen, “Analysis of self-excited electronic ballasts using BJTs/MOSFETs as switching devices”, *IEE Proc. Circuits Devices Syst.*, Vol. 145, No. 2, pp. 95-104, April 1998.
- [8] Y. R. Yang and C. L. Chen, “Steady-State Analysis and Simulation of a BJT Self-oscillating ZVS-CV Ballast Driven by a Saturable Transformer”, *IEEE Transactions on industrial Electronics*, Vol. 46, No. 2, pp. 249-260, April 1999.
- [9] *The electronic control of fluorescent lamps*, Motorola semiconductor, Technical data, Documento AN1049.
- [10] Michaël Bairanzade, *Electronic lamp ballast design*, ON Semiconductor, Application note, Documento AN1543/D.
- [11] *Efficient Fluorescent Lighting using Electronic Ballasts*, Phillips Semiconductors, Power Semiconductor Applications, Documento APPCHP8.

- [12] *An electronic ballast: base drive optimisation*, Phillips Semiconductors, Fact Sheet 046, Documento FS046, 1998.
- [13] Ned Mohan, *ELECTRONICA DE POTENCIA: convertidores, aplicaciones y diseño*, Tercera edición, Mc Graw Hill, 2009.
- [14] *Catalogo Soft Ferrites*, THOMSON-CFS PASSIVE COMPONENTS.