

ANÁLISIS Y DISEÑO DEL BALASTRO PROPUESTO

5.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se muestra el análisis matemático y simulaciones de las diferentes etapas que integran el balastro mono-etapa propuesto. Se analizará el corrector de factor de potencia CD-CD monofásico reductor elevador, el inversor resonante clase E y el control y arranque del balastro. Asimismo se integrarán las etapas del balastro electrónico mono-etapa y se mostrarán sus simulaciones. Finalmente se realizará una reducción de transistores en la etapa de potencia y se mostrará la simulación la cual es la implementación física del balastro. Cabe destacar que para cada etapa y también para la integración de ellas se hará una simulación para el estado de arranque de la lámpara y para su estado permanente. Asimismo el diseño de las etapas se realizará solo para el estado permanente de la lámpara y de esta forma obtener un mejor funcionamiento y rendimiento de la misma. Por otra parte el estado de arranque se puede considerar como transitorio del sistema, y de esta forma no ser considerado en el diseño del estado permanente para los dispositivos que integran las diferentes etapas del balastro electrónico mono-etapa propuesto.

5.2 CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR EN MODO DE CFP.

La primera topología es un convertidor reductor-elevador que trabaja en modo de conducción discontinua (MCD) para corregir el factor de potencia (CFP), ya que, en este modo la corriente sigue de manera natural la forma de onda senoidal del voltaje de entrada, proveyendo un alto factor de potencia. Como se muestra en el capítulo 2, el convertidor reductor-elevador tiene entrada positiva y salida negativa, por esta razón, es conocido como convertidor inversor. Para fines de reducción de transistores en las etapas de potencia se efectuó un cambio de polaridades para que la entrada fuera negativa y la salida positiva, y de esta forma tener el transistor de conmutación a tierra con el fin de reducir transistores. Esto se verá detallado más adelante.

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

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

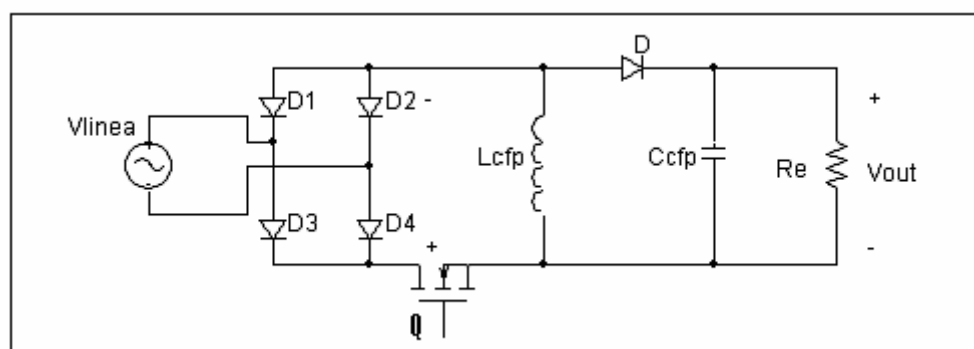


Fig. 5.1 Convertidor reductor-elevador monofásico

5.2.1 ANÁLISIS TEÓRICO.

Para realizar el análisis teórico y matemático se tienen los siguientes parámetros a seguir: Tenemos una lámpara fluorescente de 15 W. Asimismo se tiene un voltaje de entrada (V_e) rectificado de 170V.,y se pretende un voltaje de salida (V_s) de 100V DC debido a que en [16] la corriente nominal pico para una lámpara de 15 W es de 300mA., es decir, de 212mA rms. A partir de la ecuación 5.1 tenemos que:

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

Despejando V_{rms} y sustituyendo valores tenemos que:

$$V_{rms} = \frac{P_o}{I_{rms}} = \frac{15}{212m} = 70.7V \quad (5.2)$$

Ahora bien, se requiere un voltaje de 70.7 Vrms en la salida del balastro, de tal suerte que, para la salida del convertidor reductor-elevador se necesita el valor pico de este voltaje que sería de: $V_{pico} = 70.7 \cdot \sqrt{2} = 100V$.

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

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

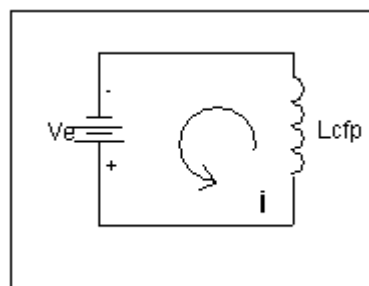


Fig. 5.2 Circuito equivalente interruptor cerrado

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

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

Resolviendo la ecuación diferencial (5.3) tenemos:

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

La corriente máxima en el inductor se alcanza cuando $t = \alpha T$ como se observa en la figura

5.4. Evaluando la ecuación (5.4) para $t = \alpha T$, se tiene:

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

La variación de la corriente $i_{L_{cfp}}$ queda definida como:

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

Tomando en cuenta que $I_{\min} = 0$, ya que, se considera en modo de conducción discontinuo. Durante el intervalo de tiempo ($0 \leq t \leq \alpha T$) se almacena en el inductor L_{cfp} una cierta cantidad de energía, que posteriormente será entregada a la carga cuando el interruptor K se abra.

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

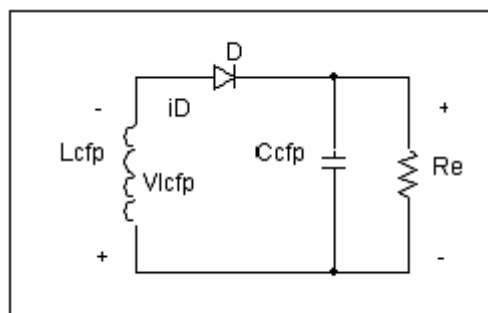


Fig. 5.3 Circuito equivalente interruptor abierto.

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

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

Resolviendo la ecuación (5.7) tenemos para la corriente $i_{L_{cfp}}$:

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

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

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

Despejando I_{\max} de (5.9):

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

Igualando (5.5) con (5.10) obtenemos:

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

Despejando β de (5.11):

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

La condición de discontinuidad indica que:

$$\beta T < T$$

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

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

En la figura 5.4 se observa que la corriente del inductor L esta en modo discontinuo y que la corriente del diodo D es cero hasta el instante αT que es cuando el interruptor se abre. Dicha corriente llega a I_{\max} y comienza a decrecer hasta llegar a cero nuevamente en el instante βT , y de ahí hasta T, lo cual nos habla de que la corriente del diodo también es discontinua. Cuando el interruptor se abre, la corriente de $L_{c_{fp}}$ se divide en una corriente a través del capacitor y otra a través de la carga. Esto es:

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

Para el diodo se tiene que:

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

De donde:

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

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

El valor medio de i_D se describe de igual forma por:

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

Entonces:

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

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

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

Donde f_s = frecuencia de conmutación

Como se deduce de (5.21) si el ciclo de trabajo se mantiene constante durante el ciclo de red, el valor promedio de la corriente de entrada será proporcional al valor instantáneo de la línea. Por ello se consigue que el factor de potencia sea unitario. La potencia de entrada se obtiene a partir de (5.21) dando:

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

La potencia de entrada se transfiere sobre el capacitor C_{cfp} , el cual, sirve para alimentar la etapa inversora que toma energía de éste para alimentar la lámpara. El voltaje en los extremos

del capacitor depende de la potencia entregada a la lámpara, y ésta puede ser calculada con el balance de potencias. La potencia entregada por la etapa CFP puede ser expresada como:

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

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

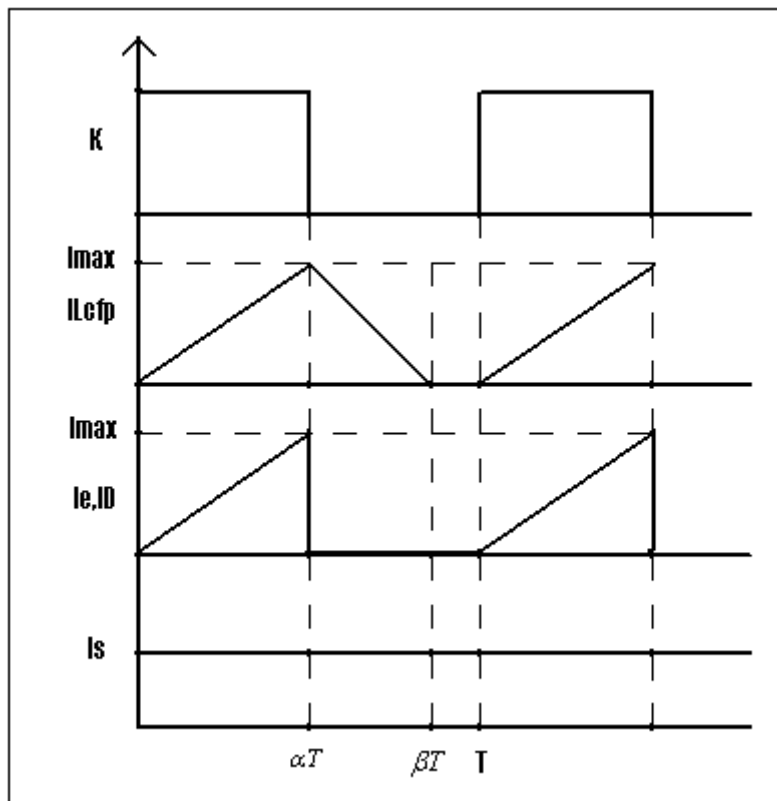


Fig. 5.4 Corriente en el inductor L_{cfp} , Diodo y corrientes de entrada y salida.
para un convertidor buck-boost.

Tomando en cuenta los siguientes parámetros:

$$V_e = 170V$$

$$V_s = 100V$$

$$P_o = 15W$$

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

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

En la siguiente ecuación observamos que la discontinuidad se cumple:

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

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

$$L_{cfp} = \frac{\alpha^2 \cdot V_e^2}{4 \cdot f_s \cdot P_o} = \frac{(0.33)^2 \cdot (170)^2}{4 \cdot 56k \cdot 15} = 1.0mH \quad (5.25)$$

La frecuencia de conmutación f_s se estableció en 56KHz. debido a que en esta frecuencia para el material 3F3 del núcleo de ferrita podemos obtener las propiedades de la hoja técnica, además de que es una frecuencia alta en comparación con la de la línea, y de esta forma evitamos el fenómeno del ruido audible.

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

$$R_e = \frac{V_s^2}{P_o} = \frac{(100)^2}{15} = 667\Omega \quad (5.26)$$

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

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

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

$$\Delta V_s = \frac{0.33 \cdot 100}{56k \cdot 667 \cdot 220u} = 4.0mV \quad (5.28)$$

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

5.2.2 FILTRO DE POTENCIA.

Para obtener un buen factor de potencia con el corrector detallado anteriormente es necesario un filtrado de la señal de conmutación de los transistores. Es decir, que sin un buen filtrado se obtendrían armónicos considerables junto a la frecuencia de 56KHz. Gracias a este filtrado obtenemos una señal de corriente a 60 Hz. al igual que el voltaje de entrada. Esto nos da como resultado un voltaje y corriente en fase lo cual nos garantiza un buen factor de potencia. Para filtrar esta frecuencia de conmutación es necesario diseñar un filtro pasivo LC pasa-bajas utilizando la inductancia de la línea como parámetro de diseño.

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

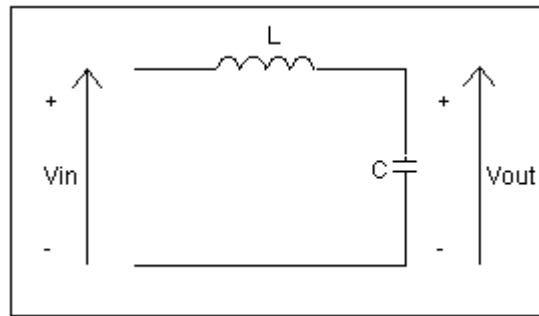


Fig. 5.5 Filtro pasivo pasa-bajas LC

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

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

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

El voltaje de Salida esta dado por:

$$V_{out} = \frac{I(s)}{sC} \quad (5.30)$$

Despejando I(s) de 5.30 tenemos que:

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

Sustituyendo I(s) en 5.31 obtenemos:

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

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

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

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

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

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

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

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

Finalmente obtenemos que:

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

Donde:

ω = Frecuencia de corte

L = Inductor

C = Capacitor

Para obtener los valores de los componentes del filtro pasa-bajas fijamos el inductor en $L=0.6mH$, ya que, es equivalente a la inductancia característica de línea según [14].y el capacitor en $0.41\mu F$. debido a la disponibilidad de componentes y para obtener una frecuencia de corte adecuada para atenuar los $56KHz$. que es la frecuencia de conmutación del sistema de potencia.

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

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

En la figura 5.6 se muestra el circuito simulado en Pspice del filtro pasa-bajas LC pasivo.

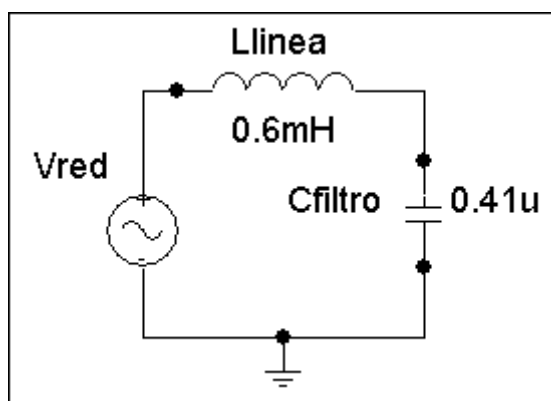


Fig. 5.6 Diagrama de filtro pasa-bajas LC en Pspice

En la figura 5.7 observamos los voltajes de entrada y salida del filtro pasa-bajas LC para una frecuencia de $60Hz$. En morado observamos la entrada y en azul la salida. Asimismo para observar la salida, ésta se dividió entre 2, ya que, una gráfica se trasponía a la otra. Tanto la entrada como la salida es la misma.

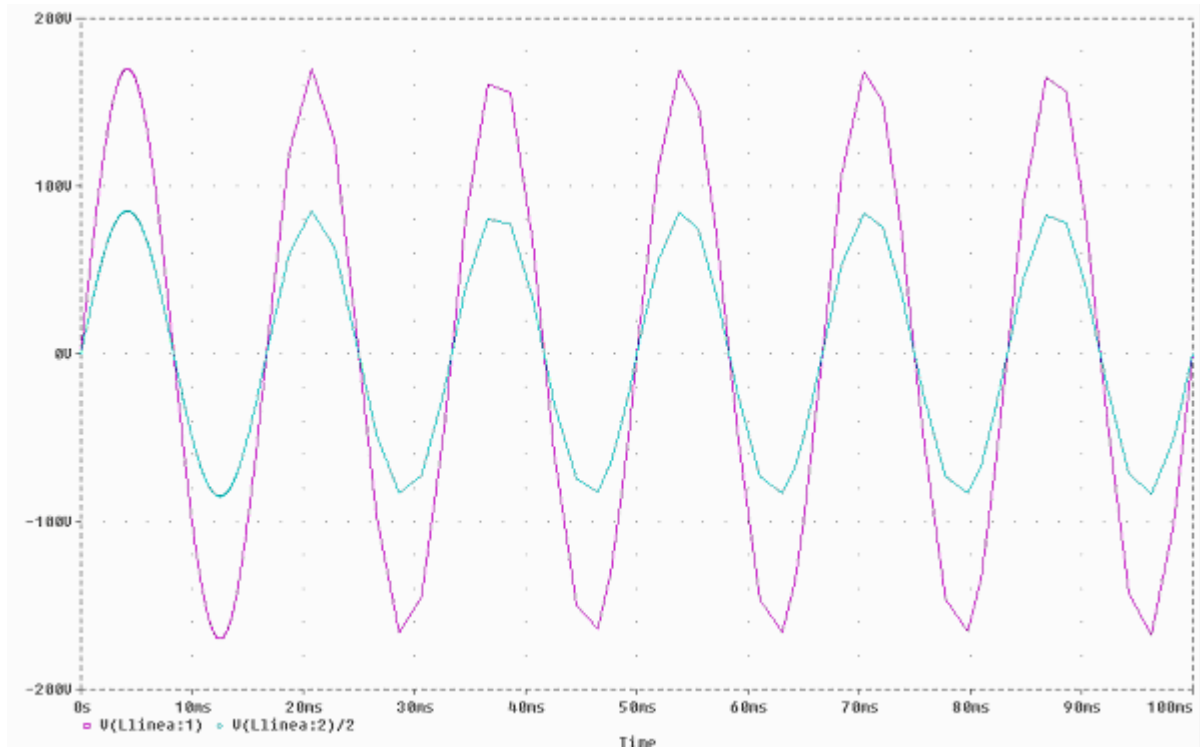


Fig. 5.7 Voltajes de entrada y salida para la frecuencia de 60Hz del filtro de potencia.

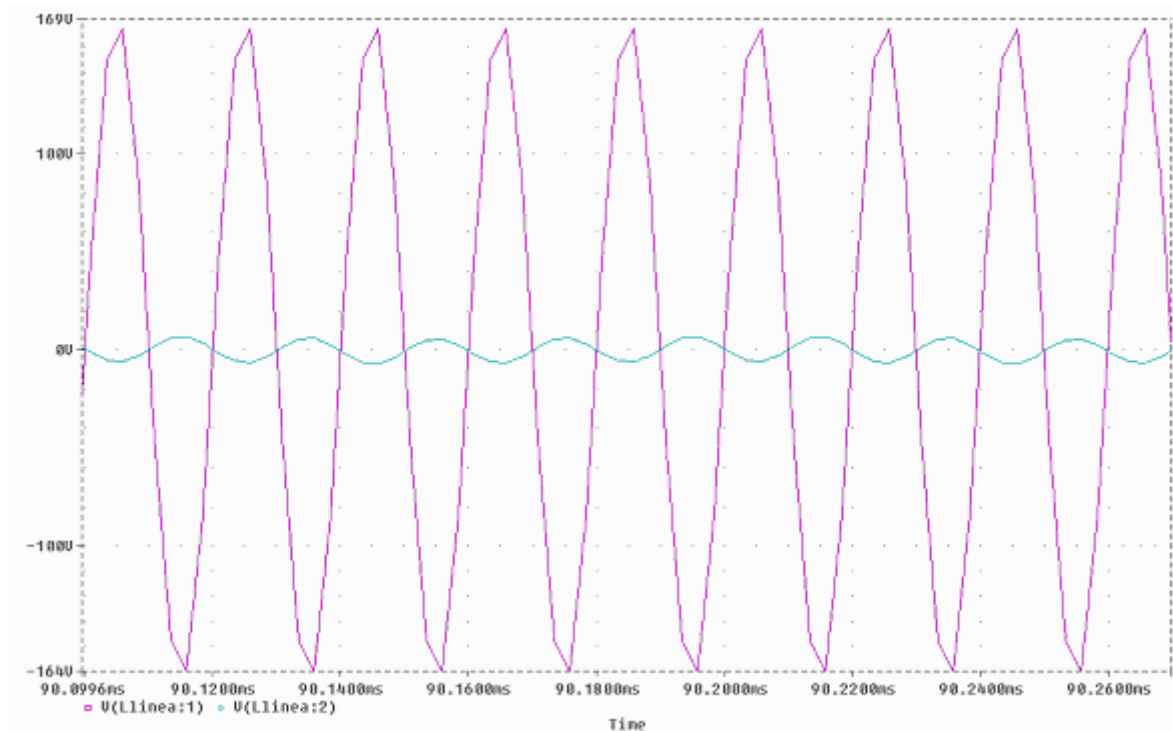


Fig. 5.8 Voltajes de entrada y salida para la frecuencia de 56KHz del filtro de potencia.

En la figura 5.8 observamos los voltajes de entrada y salida del filtro pasa-bajas LC para una frecuencia de 56KHz., la cual es, la frecuencia de conmutación que se desea atenuar. En morado observamos la entrada y en azul la salida. Como se puede constatar la salida se atenuó considerablemente dando como resultado un filtro funcional y de fácil implementación.

5.2.3 SIMULACIONES EN PSIM DEL CFP.

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

En la figura 5.9 observamos el diagrama del CFP en el simulador Psim.

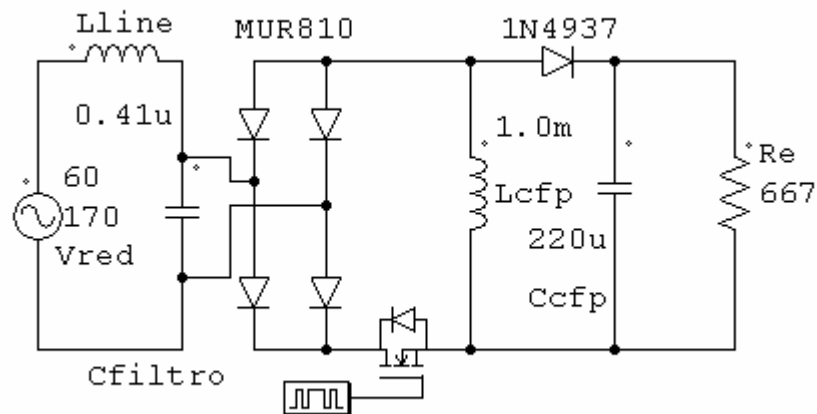


Fig. 5.9 Convertidor Reductor/Elevador en modo MCD para CFP.

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

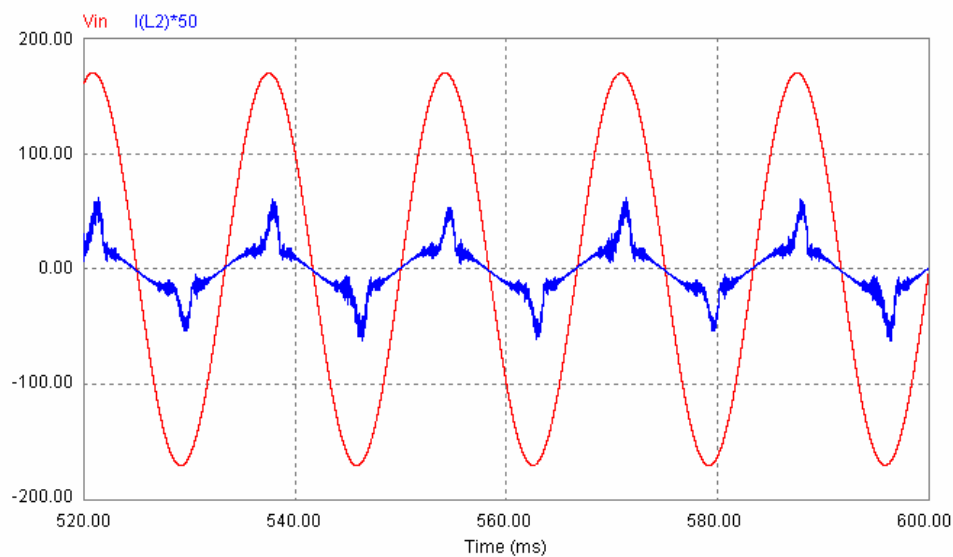


Fig. 5.10 Voltaje y corriente de entrada para el arranque de la lámpara

En la fig. 5.10 se muestra el voltaje y la corriente de entrada para el arranque de la lámpara, la corriente presenta unos picos los cuales tienen como causa el diseño del inductor L_{cfp} el cual se efectuó para un ciclo del trabajo de 33%. El arranque trabaja con el 50% del ciclo de trabajo para obtener una mayor salida del CFP y de esta forma ionizar el gas de la lámpara fluorescente. Los detalles del ciclo de trabajo y voltaje de salida para el arranque se discutirán en el apartado de control y arranque de este mismo capítulo más adelante.

En la fig. 5.11 se observan los voltajes de entrada y salida V_{in} y V_{out} para el arranque de la lámpara. A la salida del CFP tenemos un voltaje de 170V DC, el cual, mediante pruebas realizadas en el laboratorio es el voltaje necesario para cebar los electrodos de la lámpara y de esta forma prenderla. Debido a esto el voltaje de arranque se ajustó a 170V en lugar de 200V como se discutió en el capítulo 4.

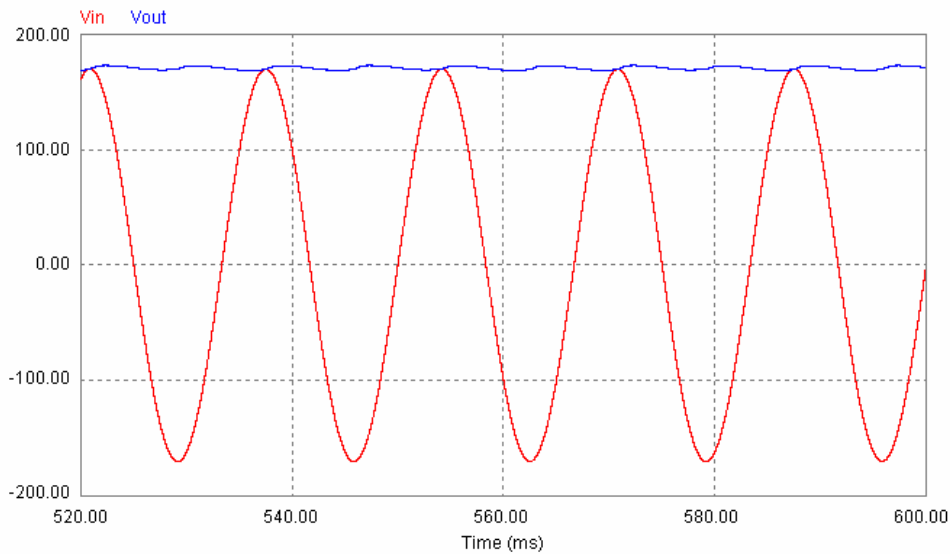


Fig. 5.11 Voltajes de entrada y salida del CFP para el arranque de la lámpara.

Ahora bien, para el estado permanente tenemos las siguientes gráficas. En este estado se trabaja al ciclo de trabajo diseñado anteriormente que es 0.33. La fig. 5.12 muestra el voltaje y la corriente del convertidor sin el filtrado de potencia en la entrada. Se observa que la corriente sigue al voltaje en cada instante de conmutación y que están en fase, lo cual, nos brinda un alto factor de potencia.

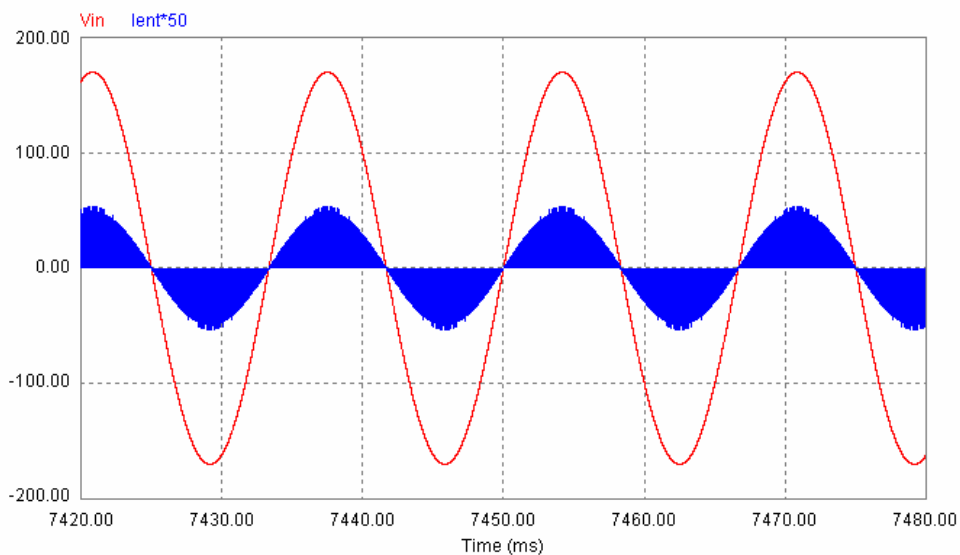


Fig. 5.12 Voltaje y corriente de entrada del CFP para el estado permanente sin filtrado.

La figura 5.13 muestra los voltajes de entrada y salida del corrector de factor de potencia, se aprecia que el voltaje de salida V_{out} es equivalente al voltaje que obtuvimos en el análisis teórico del circuito el cual fue $V_s=100V$.

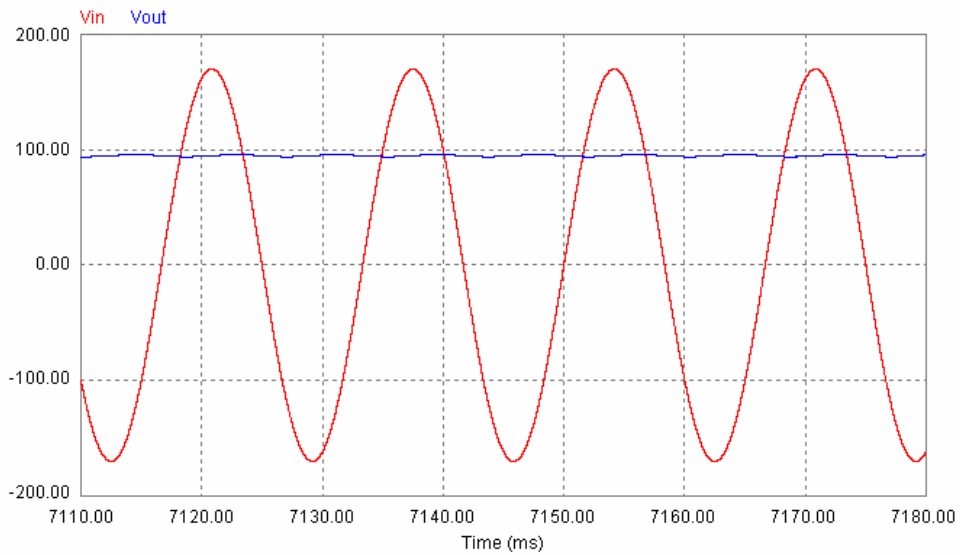


Fig. 5.13 Voltajes de entrada y salida V_{in} y V_{out} para el estado permanente de la lámpara.

En la figura 5.14 tenemos las gráficas de voltaje y corriente de entrada para el estado permanente incluyendo el filtro de potencia.

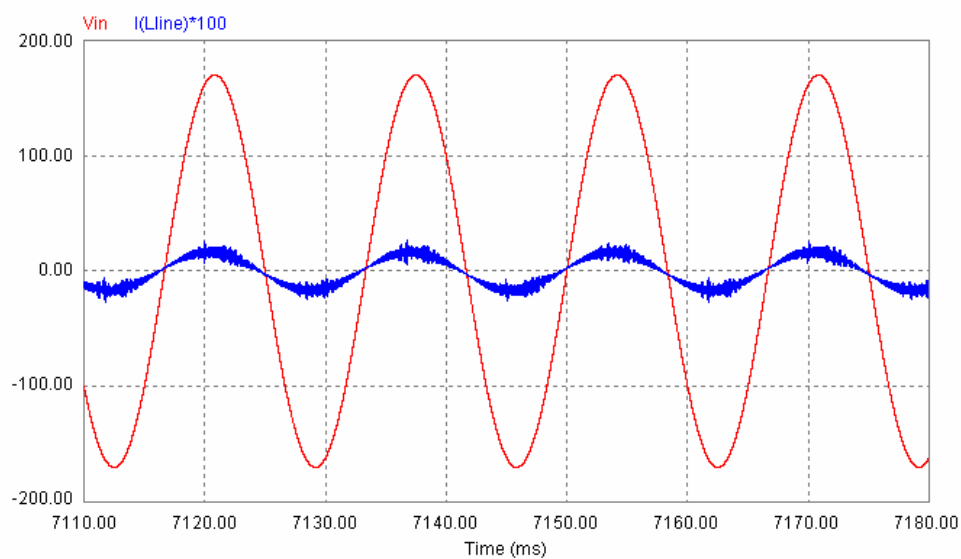


Fig. 5.14 Voltaje y corriente de entrada del CFP para el estado permanente con filtro de potencia.

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

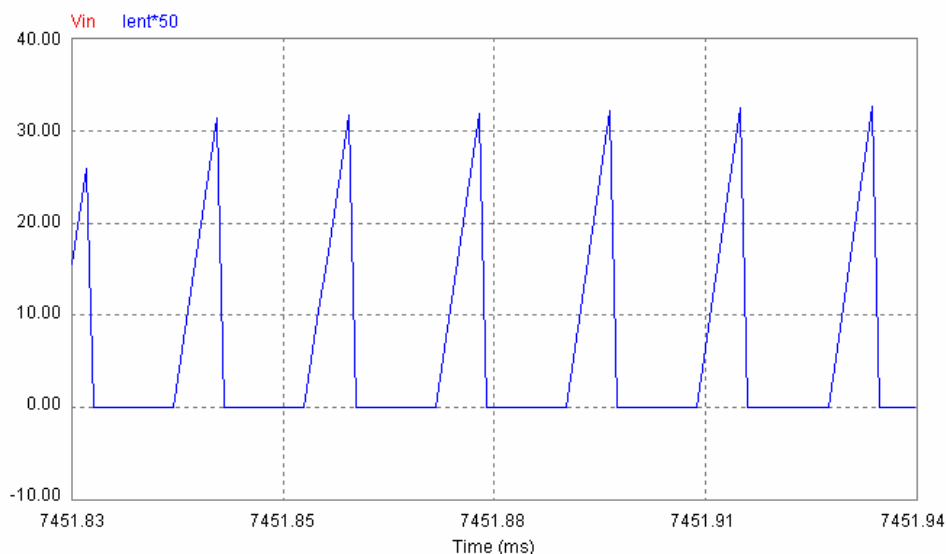


Fig. 5.15 Corriente de entrada del CFP.

En la figura 5.15 observamos que se cumple la discontinuidad en la corriente, ya que, en cada período en que el transistor está abierto, la corriente se abate hasta cero. De esta forma el factor de potencia se corrige de manera natural debido a que la corriente sigue la forma senoidal del voltaje de entrada.

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

5.3 INVERSOR RESONANTE CLASE E.

Todos los circuitos convertidores CD-CA que funcionan con interruptores controlados, se requiere que éstos enciendan o se apaguen en diferente tiempo para proporcionar energía en la carga durante cada cambio. En este modo de operación los interruptores son sometidos a una alta tensión de conmutación y altas pérdidas de potencia, incrementadas por la utilización de más interruptores. Una desventaja importante de la operación por conmutación es la interferencia electromagnética producida por las derivadas de la corriente y el voltaje generadas en este modo. [8]. Estas deficiencias de los inversores son alteradas si la frecuencia de conmutación es incrementada para reducir el peso y tamaño del convertidor; y así incrementar la potencia. Asimismo si cada interruptor en el convertidor cambia de estado (encendido/apagado) cuando el voltaje o la corriente a través de ellos es cero en algún instante de la conmutación, el interruptor tiene menos pérdidas y aumenta su eficiencia.

El convertidor inversor clase E, ofrece una conversión de energía extremadamente eficiente (95%) [1] debido a una reducción significativa en las pérdidas de conmutación, ya que, solo utiliza un transistor. El análisis que se muestra a continuación se logra estableciendo el ciclo de trabajo de la señal de control del interruptor y la resistencia equivalente de carga, así como también la frecuencia de conmutación. En este caso tanto el ciclo de trabajo como la frecuencia de conmutación son los mismos que los de la etapa de corrección de factor de potencia, para de esta forma, como se verá más adelante, reducir el número de interruptores en la integración de etapas.

5.3.1 ANÁLISIS TEÓRICO.

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

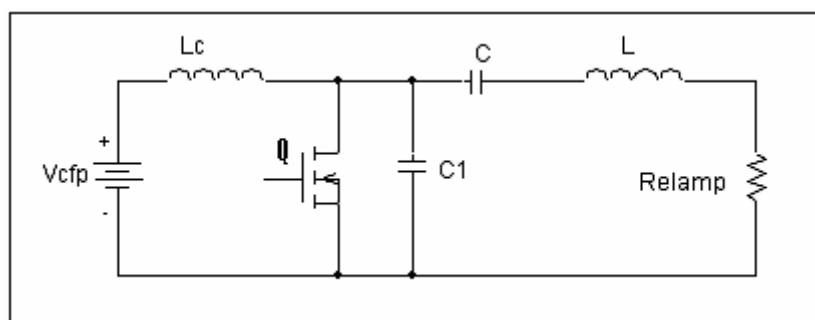


Fig. 5.16 Inversor resonante clase E.

El análisis que se presentará en este capítulo tiene como base los siguientes parámetros:

- 1.- El transistor trabaja como interruptor ideal.
- 2.- Los componentes de la red de carga $C1$, C y L son ideales, es decir, con poca pérdida de potencia y sin elementos parásitos. El capacitor en paralelo $C1$ incluye la capacitancia de salida del transistor.
- 3.- El inductor de la etapa de entrada presenta pocas pérdidas de potencia y su inductancia es tan grande que la corriente que fluye a través de ella es constante.[9].

El inversor clase E puede dividirse en dos periodos de trabajo; el primero cuando el interruptor está cerrado y el segundo cuando el interruptor está abierto. [9].

Cuando el interruptor está cerrado, el circuito resonante resultante incluye a L y C y por lo tanto la frecuencia de resonancia $\omega_{01} = 2\pi \cdot f_{01}$ queda definida de la siguiente manera:

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

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

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

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

$$A_1 = \frac{f_{01}}{f} \quad (5.44)$$

$$A_2 = \frac{f_{02}}{f} \quad (5.45)$$

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

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

Cabe recalcar que estos sistemas de ecuaciones generales son para cualquier ciclo de trabajo y para cualquier selectividad Q. Los valores A_1 y A_2 son encontrados en [9], ya que, ofrece una tabla para diferentes tipos de ciclos de trabajo y selectividad Q. El análisis matemático, formas de onda de voltaje y corriente teóricas se encuentran en [17].

Tomando en cuenta los siguientes parámetros:

$$V_{cfp} = 100V$$

$$\alpha = 0.33$$

$$P_o = 15W$$

$$I_{rms} = 212mA$$

Para obtener la resistencia equivalente de la lámpara fluorescente para efectos de análisis teórico y simulaciones, tomamos como parámetros la corriente nominal eficaz ó rms de la lámpara [16], la cual es de 212mA y la potencia que debe consumir, la cual es de 15W.

De tal forma que Relamp está dada por:

$$R_{elamp} = \frac{P_o}{I_{rms}^2} = \frac{15}{(212m)^2} = 330\Omega \quad (5.47)$$

La frecuencia de conmutación va ser la misma que la etapa de corrección de factor de potencia con el fin de reducir interruptores. De tal suerte que, la frecuencia de conmutación es de 56KHz.

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

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

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

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

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

Donde ω_s es la frecuencia de conmutación.

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

$$L_e = \frac{0.4001 \cdot 330}{2\pi \cdot 56k} = 375 \mu H \quad (5.52)$$

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

$$C_1 = \frac{2.165}{330 \cdot 2\pi \cdot 56k} = 18.6 nF \quad (5.53)$$

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

$$L = \frac{7 \cdot 330}{2\pi \cdot 56k} = 6.5 mH \quad (5.54)$$

Despejando C de la ecuación (5.50) tenemos:

$$C = \frac{1}{\left[(2\pi \cdot 56k)^2 \cdot 6.5m \right] - \left[330 \cdot 0.3533 \cdot 2\pi \cdot 56k \right]} = 1.34 nF \quad (5.55)$$

El factor de amortiguación está dado por:

$$\delta = (R_{elamp} / 2) \cdot \sqrt{C/L} = \left(\frac{330}{2} \right) \cdot \sqrt{\frac{1.34n}{6.5m}} = 0.075 \quad (5.56)$$

La frecuencia de resonancia es:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{6.5m \cdot 1.34n}} = 54 KHz \quad (5.57)$$

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

La utilización de estas ecuaciones están ligadas al ciclo de trabajo del 33% y la selectividad de Q de 7. Esto es debido a que en [1] se realizó un análisis matemático con estas especificaciones. En cualquier otro caso, es necesario utilizar las ecuaciones generales para cualquier ciclo de trabajo y cualquier selectividad mencionadas anteriormente.

5.3.2 SIMULACIONES EN PSIM DEL INVERSOR RESONANTE.

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

En la figura 5.17 observamos el diagrama del inversor resonante clase E en el simulador Psim

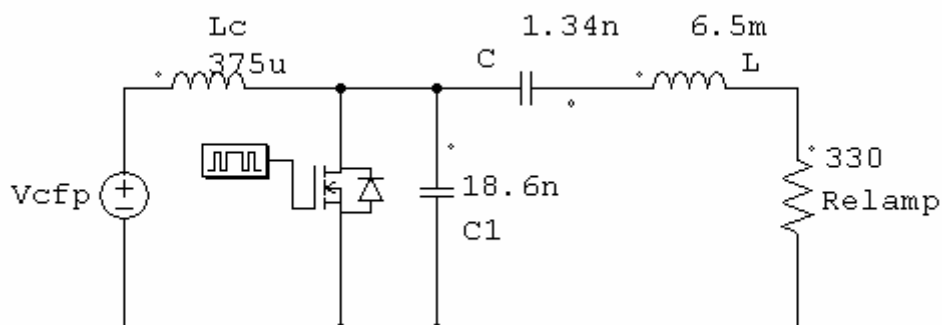


Fig. 5.17 Inversor resonante clase E.

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

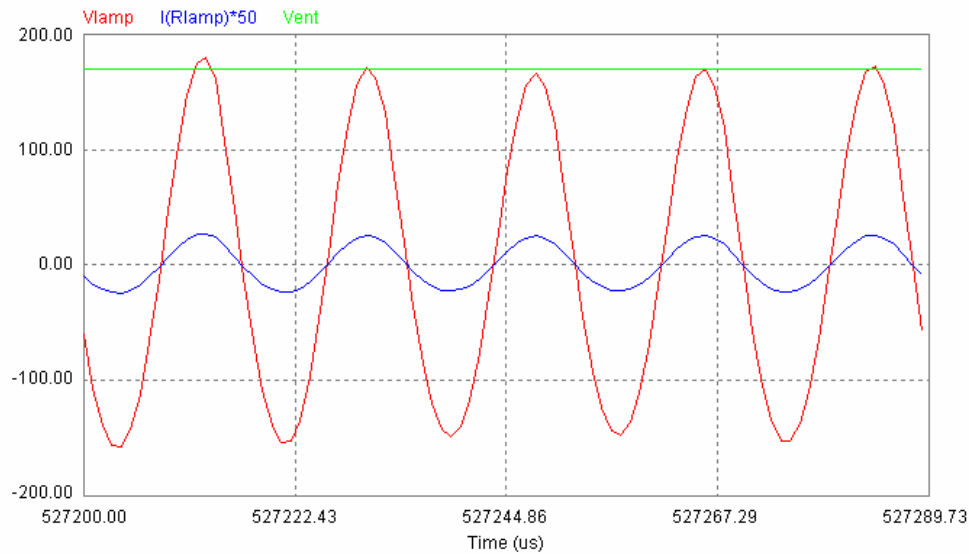


Fig. 5.18 Voltaje y corriente de salida del inversor en estado de arranque.

Para el estado permanente de la lámpara se cambia el voltaje V_{cfp} a 100V CD. y el ciclo de trabajo a 0.33. En la figura 5.19 se muestran las señales de voltaje y corriente de salida en la lámpara y se observa que son senoidales y se encuentran en fase, así como también, su voltaje pico es el voltaje de entrada que se le esta proveyendo. Es decir, para un voltaje $V_{cfp}=100$ V en CD, tendremos una salida senoidal en CA con un voltaje pico de 100V y de está forma un voltaje RMS de aprox. 70Vrms. Sustituyendo este voltaje y la corriente nominal de la lámpara que es de 212mA. en la ecuación (5.1) tendremos una potencia de salida de:

$$P_o = 70 \cdot 212m = 14.84W \quad (5.58)$$

De esta manera nuestra potencia es casi igual a los 15W que necesitamos proporcionar a la carga.

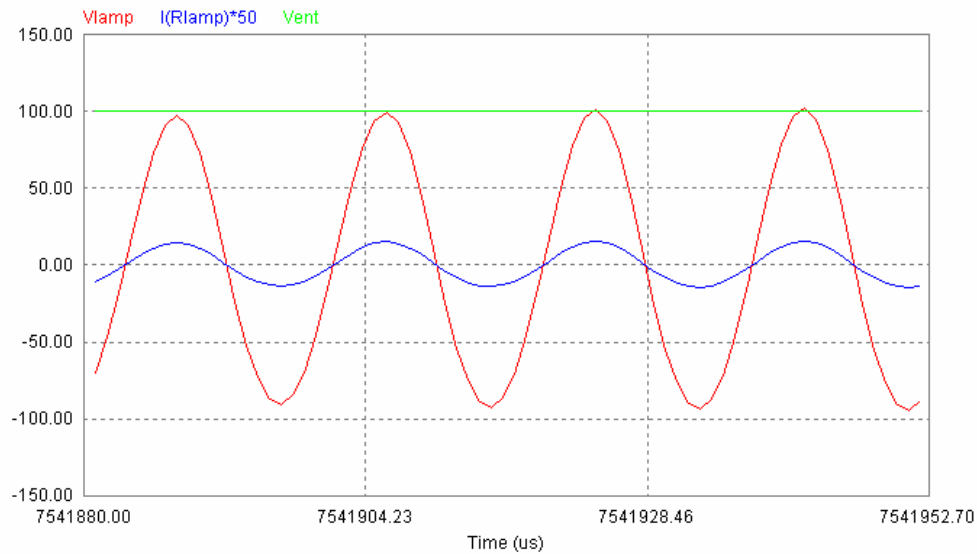


Fig. 5.19 Voltaje y corriente de salida del inversor en estado permanente.

5.4 DISEÑO DE CONTROL Y ARRANQUE DEL BALASTRO.

Como se comentó en el capítulo 4, el control y el arranque del balastro se encuentran mezclados en el mismo circuito, ya que, el diseño radica en el cambio de dos ciclos de trabajo; uno es para el arranque de la lámpara, el cual dura un segundo, y el otro es el ciclo de trabajo para el funcionamiento de la lámpara en su estado permanente. A continuación se ampliarán los detalles acerca del diseño de control y arranque, que dan como resultado un solo circuito.

5.4.1 CONTROL DEL TRANSISTOR DE POTENCIA.

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

El transistor de potencia utilizado fue un mosfet IRF740, el cual, tiene un voltaje máximo V_{dss} de 400 V y una corriente de 10 A. El transistor mosfet es controlado por voltaje. Es decir, el mosfet se pone completamente en conducción muy aproximado a un interruptor cerrado cuando el voltaje de compuerta-fuente es suficientemente grande. Por otra parte, está apagado cuando el voltaje de compuerta-fuente está por debajo del valor de umbral.

Para efectos de nuestro sistema el transistor se comportará como interruptor trabajando el 33% como lo indica nuestro ciclo de trabajo en estado permanente.

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

CONTROL DEL TRANSISTOR DE POTENCIA

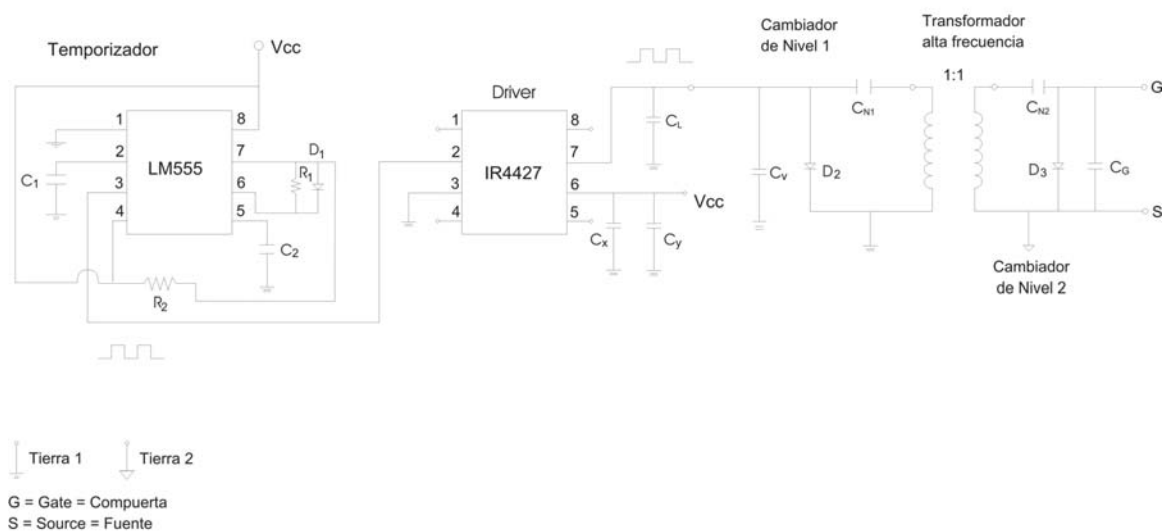


Fig. 5.20 Diagrama del circuito para el control del transistor de potencia.

En la figura 5.20 se muestra el control el cual consta de un temporizador que genera la señal cuadrada con una frecuencia y ciclo de trabajo fijos. Los valores para los componentes del LM555 son encontrados en [15]. En este caso para el estado permanente se fijó un ciclo de trabajo del 33% con una frecuencia del 56KHz. Después del integrado LM555, tenemos otro integrado en cascada para aumentar la corriente que demandará el transistor. Este integrado es un driver IR4427 y sus componentes son encontrados en [18]. Para poder separar las tierras del circuito que genera el ciclo de trabajo y la etapa de potencia, se añadió un transformador de alta frecuencia 1:1 a la salida del driver. Debido a que, los transformadores trabajan con señales CA, fue necesaria la utilización de cambiadores de nivel en la entrada y salida del mismo, ya que, la señal que genera el integrado LM555 va de 0 a V_{cc} . Finalmente a la salida del transformador conectamos el transistor de potencia entre las terminales de compuerta y fuente.

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

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

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

5.4.2 DISEÑO DE ARRANQUE PARA EL BALASTRO PROPUESTO.

El diseño del arranque para el balastro consta en el cambio del ciclo de trabajo. En el tiempo $0 \leq t \leq 1s$ se requiere de un ciclo de trabajo del 55% para tener una salida de voltaje en el CFP de 170V la cual es suficiente para formar el arco entre los electrodos e iniciar la descarga. A partir del tiempo $t > 1s$ el ciclo de trabajo será del 33%.

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

$$\alpha = \frac{(0.9) \cdot 170}{170 + 170} = 0.45 \quad (5.59)$$

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

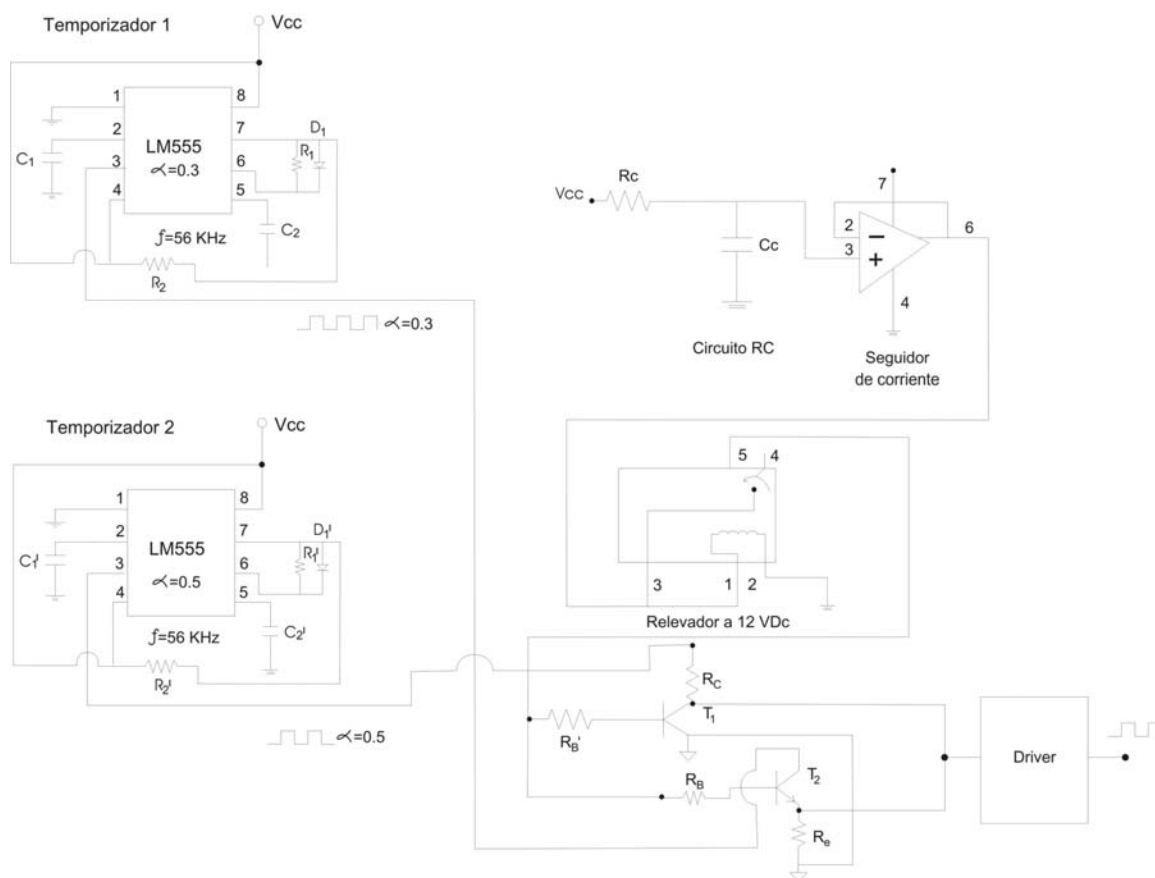


Fig. 5.21 Diagrama del circuito para el arranque del balastro propuesto.

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

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

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

A la salida del circuito RC, se añadió un amplificador operacional en modo de seguidor de corriente para acoplar las impedancias. La salida de este va conectada al inductor de un relevador el cual, cuando llegue a su voltaje de switcheo funcionará como un cable el cual conecta directamente la señal del circuito RC con los interruptores 2N2222. Esta señal funciona como señal de disparo para las terminales de base de los transistores. Cuando llega la señal de disparo a los transistores debido a su configuración uno de ellos entra en saturación y el otro en corte. En el instante $t = 0$ un transistor deja pasar la señal que tiene el ciclo de trabajo del 45% y al generarse un disparo en la base de los dos cambian de estado y pasa la señal de 33% bloqueando la señal del 45%.

Cabe resaltar que la señal generada por el circuito RC tiene dos funciones: Genera el tiempo de 1 segundo para la conmutación, así como también, el disparo de los transistores.

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

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

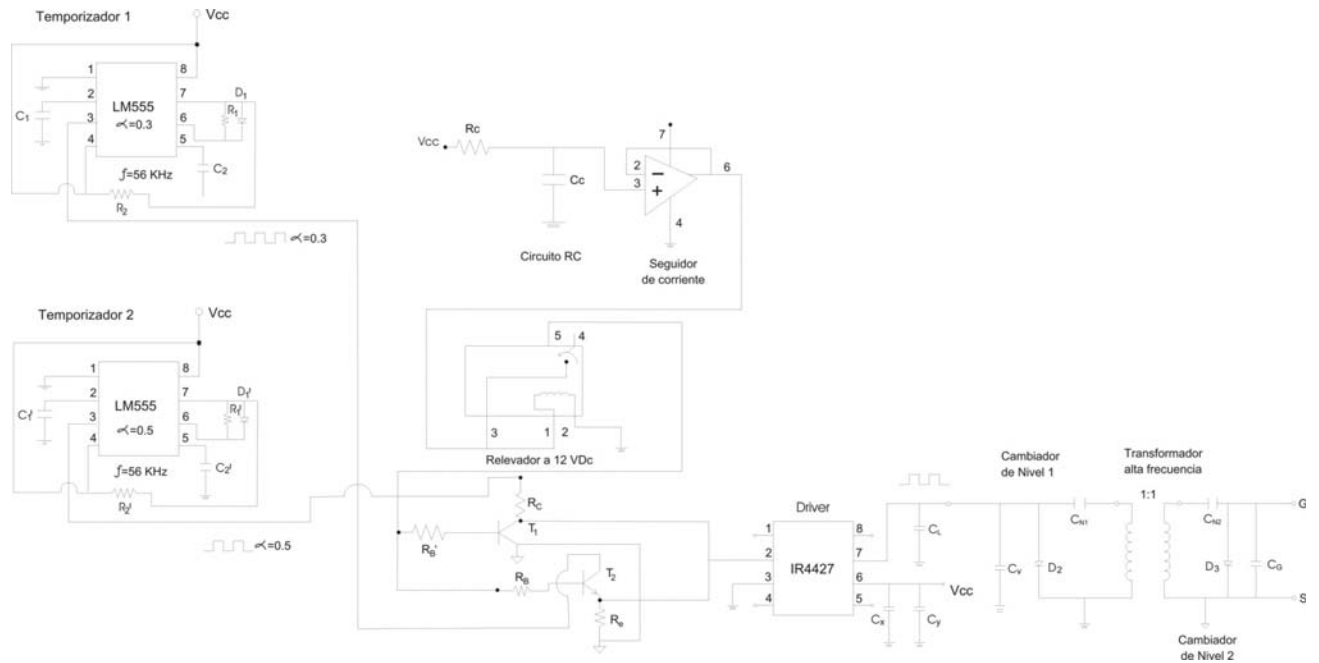


Fig. 5.22 Diagrama del circuito de control y arranque en una sola etapa.

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

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

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

5.5 INTEGRACIÓN DE ETAPAS DEL BALASTRO PROPUESTO.

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

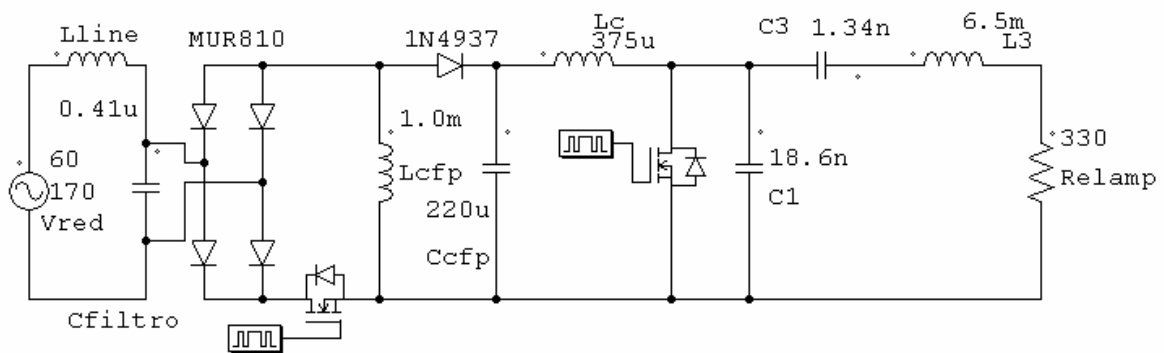


Fig. 5.23 Balastro electrónico: Acoplamiento de etapas, dos transistores.

5.6 ESTRUCTURAS DE DOS ETAPAS CON TRANSISTOR ÚNICO.

Existen estructuras o circuitos que emplean dos o más transistores cada una; esto se puede reducir aplicando el principio de asociación de dos etapas con un transistor único. [10]. Con el fin de simplificar el circuito, es importante utilizar un solo interruptor para los dos convertidores. En este caso las etapas de corrección de factor de potencia y la del inversor resonante pueden operar de manera sincronía en base a las siguientes definiciones:

En primer lugar es importante que tanto el CFP y el inversor resonante tengan uno de los nodos del transistor en común, esto se observa en la figura 5.23.

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

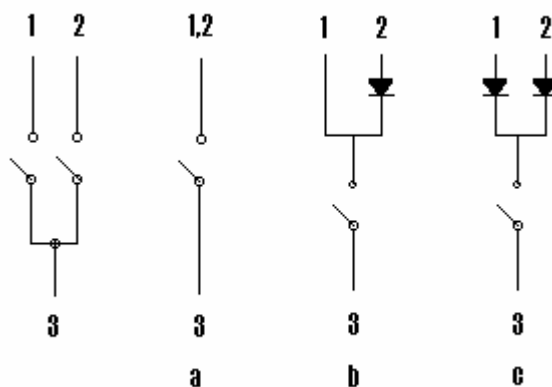


Fig. 5.24 Principio de asociación de interruptores

Existen tres posibilidades:

- 1.- Cuando los dos interruptores en el estado abierto soportan el mismo voltaje, podemos generalmente unir nodo con nodo en permanencia. Fig. 5.24a

2.- Cuando en el estado abierto un interruptor está sistemáticamente sometido a un voltaje superior al del otro interruptor, es necesario utilizar un diodo. Fig. 5.24b

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

En nuestro caso observando la figura 5.23 tenemos un nodo de referencia en común entre los transistores, lo cual nos permite la reducción de los mismos. Tomando en cuenta que el transistor de la etapa de CFP tiene conectado en su nodo de drenaje solo dos diodos con la terminales de cátodo, y considerando la primicia número tres de las posibilidades de asociación, solo añadimos un diodo entre el transistor del inversor resonante y la terminal de drenaje del transistor CFP como se muestra en la Fig. 5.24b, suprimiendo de esta forma el transistor del CFP.

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

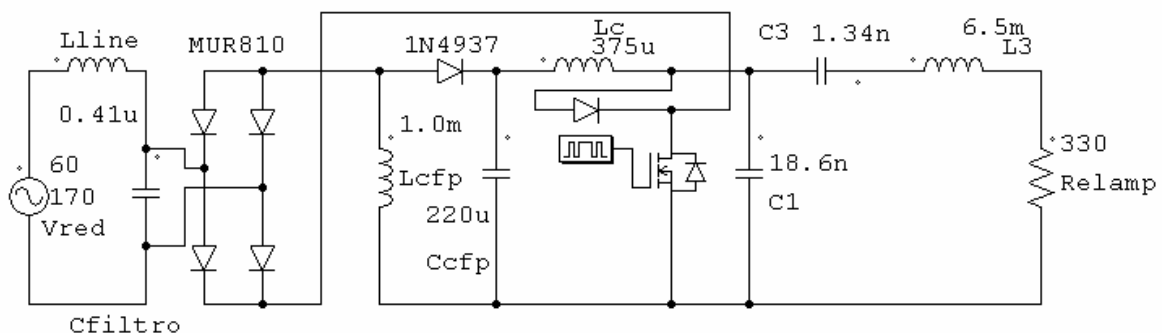


Fig. 5.25 Balastro electrónico mono-etapa propuesto: único transistor

5.6.1 GRÁFICAS DE SIMULACIÓN EN PSIM DEL BALASTRO PROPUESTO.

A continuación se muestran las gráficas de la simulación en Psim para los voltajes y corrientes de entrada y salida del balastro electrónico mono-etapa propuesto con único transistor. Se observarán gráficas tanto para el estado de arranque como para el estado permanente de la lámpara.

En la figura 5.26 se muestra la gráfica para el voltaje y corriente de entrada en el estado de arranque de la lámpara.

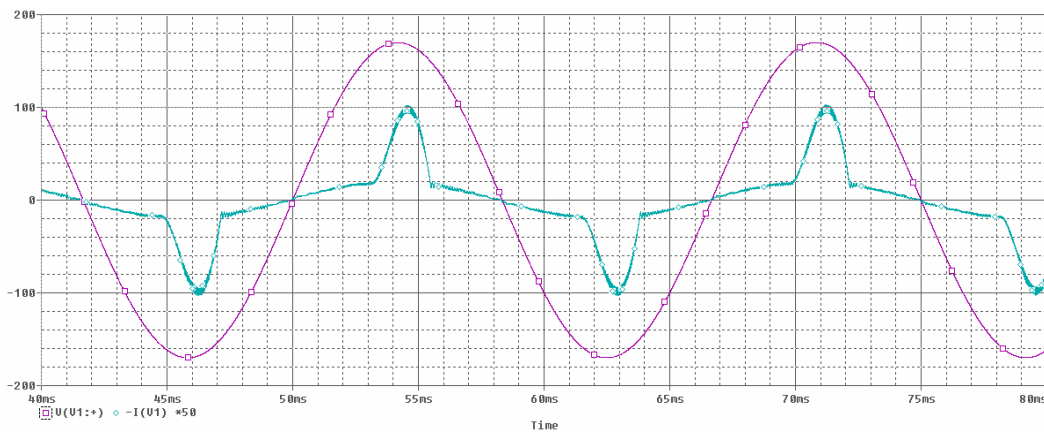


Fig. 5.26 Gráficas de voltaje y corriente de entrada del balastro en estado de arranque.

En la fig. 5.26 se observa que la corriente no es senoidal y presenta un pico en los puntos máximos y mínimos de voltaje debido a que el diseño de la etapa de corrección del factor de potencia se hizo con el ciclo de trabajo en estado permanente y la inductancia L_{cfp} se satura debido a un paso de corriente superior a la que fue diseñada. Este período de arranque es considerado como transitorio, ya que, solo dura un segundo. El rendimiento en estado permanente no se ve afectado por el arranque. El voltaje se aprecia en color morado y en azul turquesa la corriente para todas las simulaciones.

En la figura 5.27 se muestra la gráfica para el voltaje y corriente de entrada en el estado permanente de la lámpara. Se observa que tanto el voltaje como la corriente de entrada se encuentran en fase y conservan su forma senoidal otorgando un alto factor de potencia.

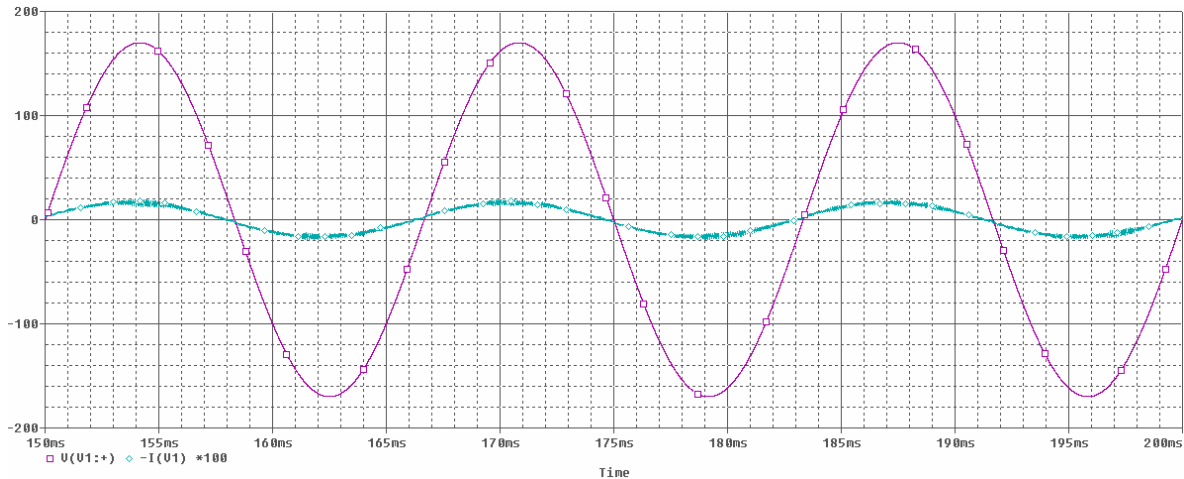


Fig. 5.27 Gráficas de voltaje y corriente de entrada del balastro en estado de permanente.

En la figura 5.28 tenemos las gráficas de voltaje y corriente de salida, es decir, en la carga. Esto para el estado de arranque de la misma. Se aprecia un voltaje pico de 170V aproximadamente con el cual es posible iniciar la ignición de la lámpara.

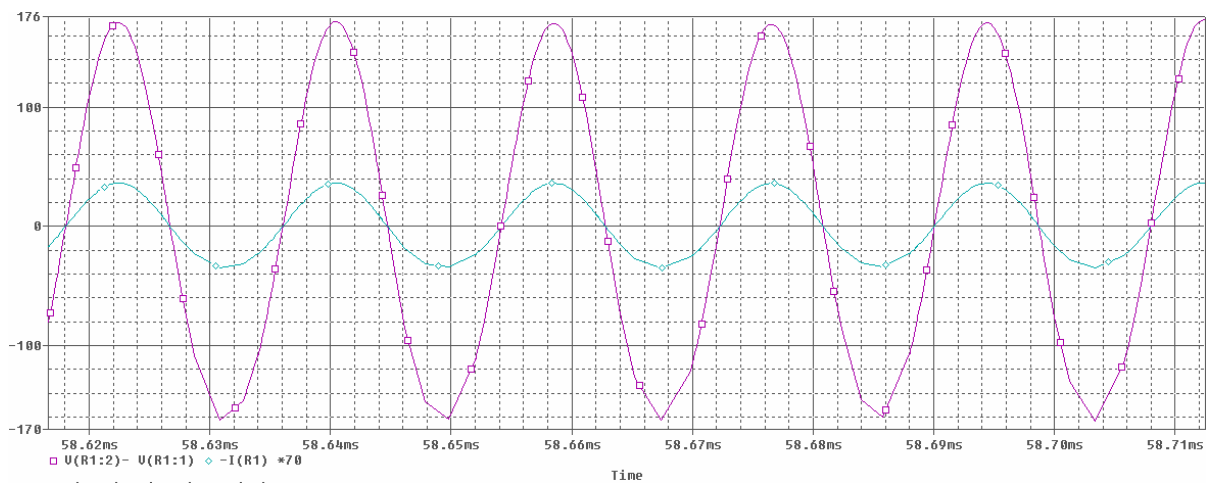


Fig. 5.28 Gráficas de voltaje y corriente de salida del balastro en estado de arranque.

En la figura 5.29 tenemos las gráficas de voltaje y corriente de salida para el estado permanente de la lámpara.

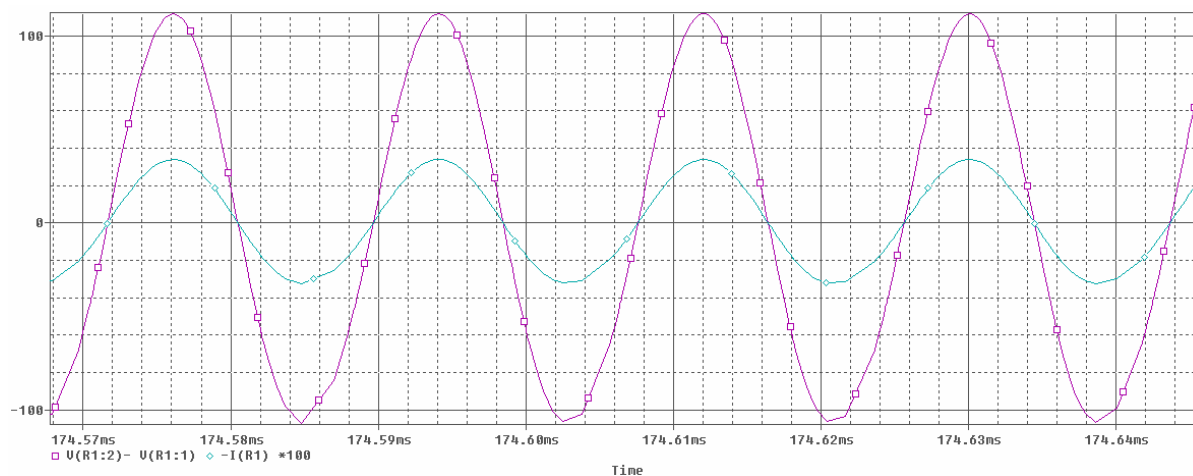


Fig. 5.29 Gráficas de voltaje y corriente de salida del balastro en estado permanente.

En la figura anterior podemos constatar un voltaje de salida pico de 100V aproximadamente. Es decir, 70V rms. Y una corriente de 212mA. rms. El resultado en potencia es de 15W., cumpliendo con esto los requerimientos de diseño. Por otra parte, la frecuencia del voltaje de salida es de 55KHz., tanto para el estado de arranque como para el estado permanente. Cabe destacar que las corrientes mostradas en las gráficas de simulación fueron multiplicadas por un factor para poder ser visualizadas.