

ARRANQUE DE LÁMPARAS FLUORESCENTES

4.1 INTRODUCCIÓN

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

En éste capítulo se discutirán dos diferentes diseños para un arrancador de balastro, uno de ellos va a ser utilizado para suministrar el voltaje alto necesario para el arranque y ajustar el voltaje nominal de la lámpara. Las topologías propuestas son las siguientes: Una topología arrancadora por medio de filtrado de frecuencias, arrancador por medio de conmutación de capacitores y un arrancador por cambio de ciclo de trabajo de la etapa de potencia .

4.2 TIPOS DE ARRANQUE EN LOS BALASTROS.

Los balastros pueden ser electromagnéticos o electrónicos como se discutió en el capítulo 1, y para estos dos tipos de balastros existen tres formas de encendido. En general los balastros se diseñan para el tipo de encendido de cada lámpara, los tipos de encendido en lámparas fluorescentes son:

- Por precalentamiento por cebador.
- Por precalentamiento continuo o de arranque rápido.
- Arranque instantáneo (slimline).

En el encendido por cebador, Fig. 4.1 se coloca un capacitor en paralelo con el tubo provocando el precalentamiento de los electrodos, después de unos segundos el cebador se desconecta y en combinación con el balastro genera una sobre tensión lo suficientemente alta para iniciar la descarga.

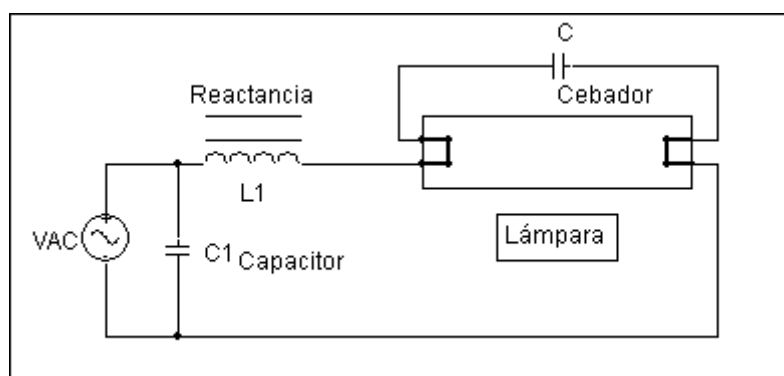


Fig. 4.1 Circuito de arranque por cebador.

En el encendido por arranque rápido, Fig. 4.2, los electrodos se calientan continuamente por un devanado especial del propio balastro. No hay ningún interruptor para abrir el circuito cuando el arco se ha generado.

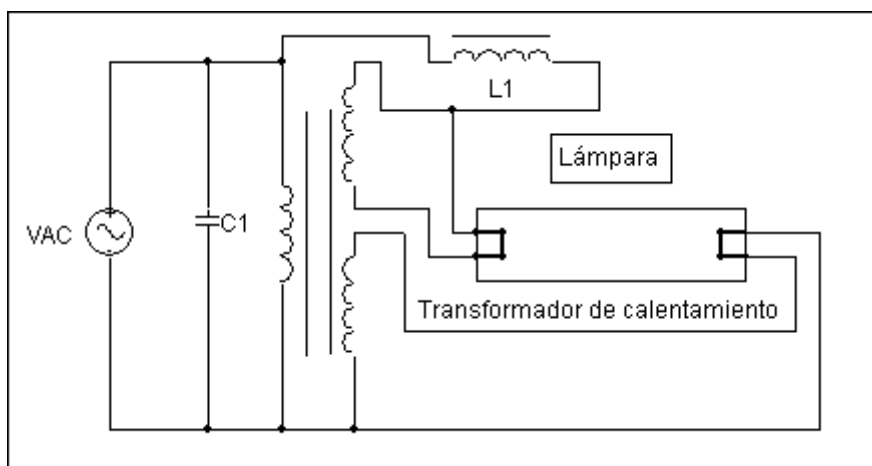


Fig. 4.2 Circuito de encendido rápido.

En el sistema por encendido instantáneo, Fig. 4.3, se arranca directamente mediante la aplicación de una tensión suficientemente alta para que el arco se genere sin ningún precalentamiento previo, esta tensión la genera el propio balastro que trabaja como autotransformador.

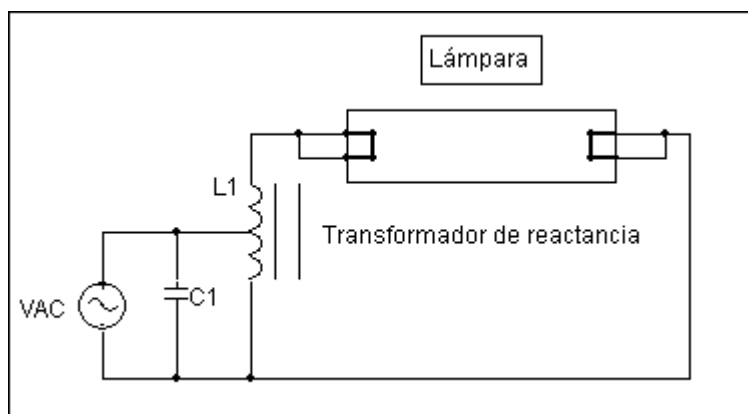


Fig. 4.3 Circuito de encendido instantáneo.

En lo que nos concierne al siguiente diseño del balastro electrónico, la opción elegida fue la del arranque por medio de un circuito de encendido instantáneo que proporcione la tensión suficientemente alta para generar el arco en los electrodos y más tarde en conjunto con el diseño del balastro establecerse en su voltaje nominal de operación. Debido a la topología del balastro diseñado se propusieron los siguientes diseños de arranque para la lámpara fluorescente.

4.3 ARRANQUE POR FILTRADO DE FRECUENCIAS.

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

En la salida del inversor resonante siempre vamos a tener un voltaje de 200V pico. Este voltaje entra al filtro pasa-altas pasivo diseñado y dependiendo de la frecuencia de entrada, la salida se mantendrá constante ó variará. La manipulación de la frecuencia se efectúa en el inversor resonante, es decir, a la salida del filtro tendremos ya sea un voltaje de 200V pico ó 100V pico dependiendo de la frecuencia del inversor. Asimismo es importante comentar que el voltaje alto se mantiene solo 1 seg., tiempo suficiente para poder arrancar la lámpara y posteriormente dejarla en su estado permanente a 100V pico.

4.3.1 ANÁLISIS TEÓRICO DEL FILTRO PASA-ALTAS.

En la figura 4.4 se muestra un circuito pasivo pasa-altas el cual nos va a servir para desarrollar su análisis teórico.

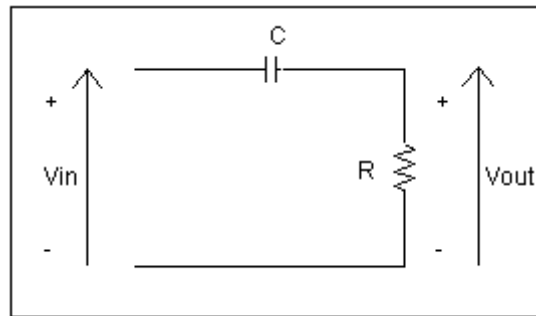


Fig. 4.4 Filtro pasivo pasa-altas

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

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

$$V_{in} = \frac{I(s)}{Cs} + I(s) \cdot R \quad (4.1)$$

El voltaje de Salida esta dado por:

$$V_{out} = I(s) \cdot R \quad (4.2)$$

Despejando I(s) de 4.2 tenemos que:

$$I(s) = \frac{V_{out}}{R} \quad (4.3)$$

Sustituyendo I(s) en 4.1 obtenemos:

$$V_{in} = \frac{V_{out}}{RCs} + V_{out} \quad (4.4)$$

A partir de 4.4 obtenemos la función de transferencia del filtro pasa-altas:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{sRC}} = \frac{s}{s + \frac{1}{RC}} \quad (4.5)$$

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

$$H(\omega) = \frac{j\omega}{j\omega + \frac{1}{RC}} \quad (4.6) \quad |H(\omega)| = \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + \frac{1}{R^2C^2}}} \quad (4.7)$$

Igualamos 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.

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + \frac{1}{R^2C^2}}} \quad (4.8) \quad \frac{1}{2} = \frac{\omega^2}{\omega^2 + \frac{1}{R^2C^2}} \quad (4.9)$$

$$\omega^2 + \frac{1}{R^2C^2} = 2\omega^2 \quad (4.10) \quad \frac{1}{R^2C^2} = \omega^2 \quad (4.11)$$

Finalmente obtenemos que:

$$\omega = \frac{1}{RC} \quad (4.12)$$

Donde:

ω = Frecuencia de corte

R = Resistencia

C = Capacitor

Para obtener los valores de los componentes del filtro pasa-altas fijamos la resistencia $R = 3.3\text{ k}\Omega$ y $\omega = 50\text{ KHz}$. El valor de ω se obtuvo debido al rango de frecuencias en la que puede operar el transistor del inversor resonante y para poder alcanzar los dos voltajes de salida deseados. El rango de frecuencias va 20KHz a 180KHz.

De la siguiente ecuación obtenemos el valor para el capacitor.

De la ecuación 4.12 tenemos que:

$$C = \frac{1}{\omega R} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50k \cdot 3.3k} = 9.6 \times 10^{-10} \quad (4.13)$$

$$C = 1nF \quad (4.14)$$

4.3.2 SIMULACIÓN Y RESULTADOS.

En la figura 4.3 se muestra el circuito simulado en Pspice del filtro pasa-altas pasivo.

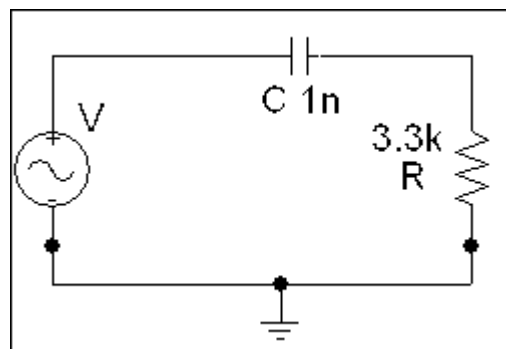


Fig. 4.5 Diagrama de filtro pasa-altas en Pspice

En la gráfica 4.6 observamos la respuesta en frecuencia del filtro pasa-altas en un rango de 10KHz a 200KHz. Como resultado obtuvimos una salida en $0 \leq t \leq 1s$ de 200V a una frecuencia de 150KHz aproximadamente. Para $t > 1s$. obtuvimos una salida de 100V a una frecuencia de 25KHz.

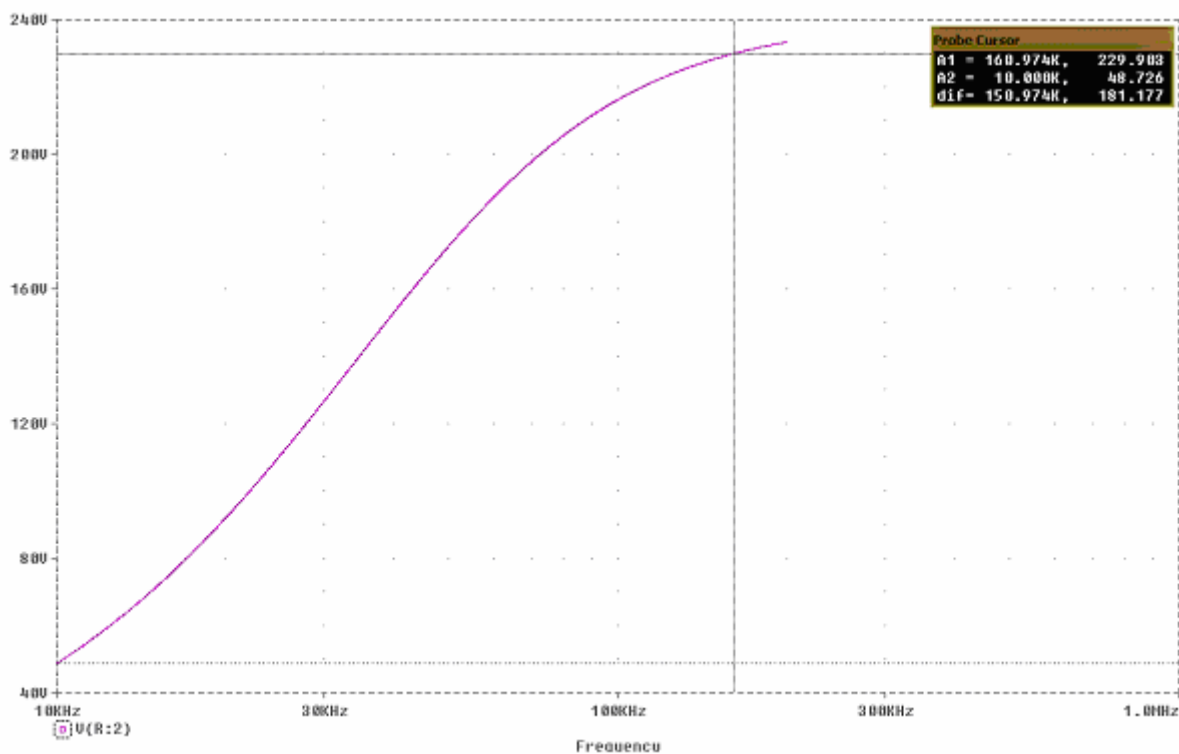


Fig. 4.6 Respuesta en frecuencia del filtro

En la gráfica 4.7 observamos la salida del filtro para el tiempo $0 \leq t \leq 1s$ con un voltaje de entrada de 200V y una frecuencia de 150 KHz. Se puede notar que casi las dos senoidales son idénticas, sin embargo, existe una mínima diferencia de aprox. ± 5 . En la gráfica 4.8 se muestra la salida del filtro para el tiempo $t > 1s$. con un voltaje de entrada de 200V y una frecuencia de 25 KHz. En color azul tenemos la entrada y en morado la salida.

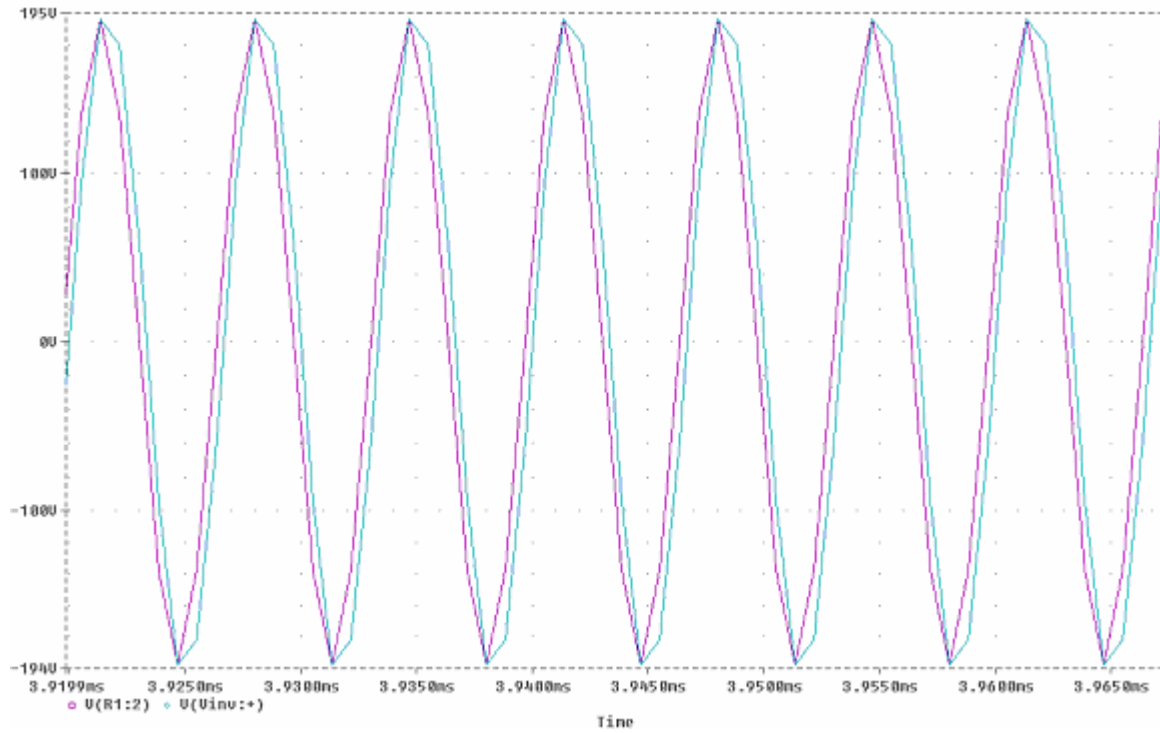


Fig. 4.7 Salida del filtro a 150 KHz

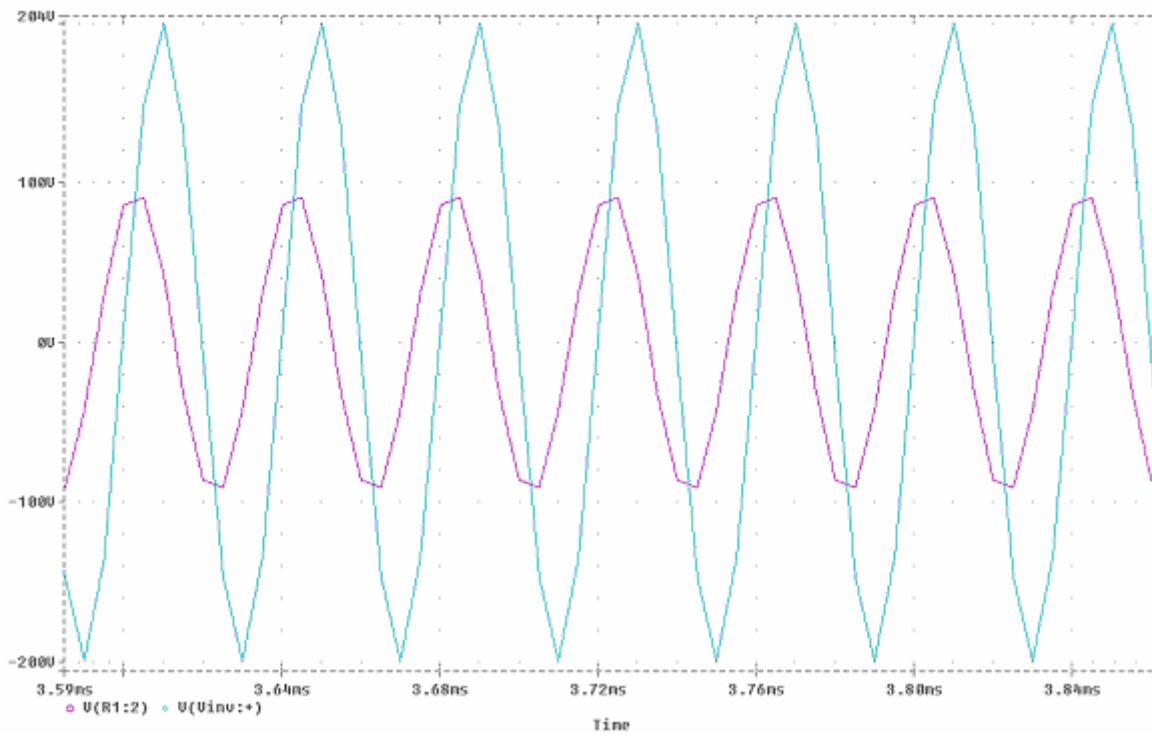


Fig. 4.8 Salida del filtro a 25 KHz.

En la figura 4.7 observamos que el voltaje de salida es casi idéntico al de la salida del inversor, es decir, para el estado de arranque de la lámpara se tiene un voltaje alto de salida. Por otra parte en la figura 4.8 se observa que la salida mostrada en color morado es más pequeña que la salida del inversor. Esto se debe a que, ha sido filtrada y su voltaje disminuye. Sin embargo, se aprecia un desfase entre las dos señales lo cual, perjudica nuestra corrección de factor de potencia. Asimismo la salida del inversor siempre mantiene un voltaje grande, lo que trae como consecuencia que a la carga no le llega toda la potencia.

4.4 ARRANQUE POR CONMUTACIÓN DE CICLOS DE TRABAJO.

El arranque diseñado por conmutación de ciclos de trabajo en el transistor que controla la etapa de potencia, tanto la del CFP como la del inversor, trabaja básicamente en el aumento y reducción del voltaje de salida del corrector de factor de potencia CD-CD que es la primera etapa del balastro electrónico. Esta salida del CFP alimenta al circuito inversor resonante el cual está conectado a la lámpara fluorescente.

4.4.1 PRINCIPIO DE OPERACIÓN.

La operación de dicho diseño se basa en la conmutación de dos ciclos de trabajo. En el tiempo $0 \leq t \leq 1s$ es necesario un voltaje alto, es decir, se requieren de aproximadamente 200V pico en la salida, para esto se diseña un ciclo de trabajo alto para obtener una salida alta. Más tarde en el tiempo $t > 1seg.$ se conmuta hacia otro ciclo de trabajo, el cual, va a ser el del estado permanente de la lámpara. Este ciclo de trabajo se diseña en base a la corriente nominal con la que trabaja una lámpara fluorescente de 15 W.

4.4.2 FUNCIONAMIENTO.

El funcionamiento de la conmutación de los ciclos de trabajo es el siguiente: Se tienen primero dos temporizadores LM555 los cuales nos generan dos diferentes ciclos de trabajo. Para el cambio de señal de control se propuso 1 seg., ya que, en este tiempo la lámpara puede ionizar el gas para el encendido. Debido a esto, se diseña un circuito RC el cual se carga en 1 seg. y manda la señal a un relevador de 12V de DC, el cual solo funciona como cable una vez que el circuito RC se ha cargado. Este disparo entra a dos transistores diseñados como interruptores para conmutar los dos ciclos de trabajo.

4.5 ELECCIÓN DEL ARRANCADOR EN EL DISEÑO DEL BALASTRO.

La elección del arrancador para la implementación en el balastro electrónico mono-etapa fue la del arranque por conmutación de ciclo de trabajo. Se llegó a esta decisión tomando en cuenta los siguientes criterios. 1) La manipulación de la frecuencia en el inversor resonante resulta muy complicada y conlleva a la utilización de un circuito adicional para variar las frecuencias. 2) El voltaje de salida en el arrancador por filtrado en el tiempo $t > 1\text{seg.}$ el cual es igual a 100V se encuentra desfasado con respecto a la señal de entrada, esto trae por consecuencia un deterioro en el factor de potencia del balastro. 3) La propuesta del balastro es que sea mono-etapa, esto conlleva a la reducción de elementos de conmutación. Al variar la frecuencia del inversor no se podría compartir el mismo dispositivo de control tanto para el convertidor CD-CD y el inversor, lo cual nos resultaría en pérdidas por conmutación. Por otra parte las desventajas del circuito de conmutación por capacitores es la utilización de GTOs los cuales son complicados de controlar. Asimismo la conmutación de capacitores en el

$t > 1\text{seg.}$ deja un capacitor flotando y cargado el cual nos puede traer un mal funcionamiento en la etapa de potencia y la energía total no estaría pasando a la carga.

La elección fue de esta forma, el arrancador por conmutación de ciclos de trabajo el cual se implementa en la misma etapa de control del transistor de potencia y nos brinda un mejor manejo de energía eléctrica. Asimismo debido a esta método es posible contemplar la reducción de transistores en el circuito de potencia. En el capítulo 5 se analizará detalladamente este diseño en conjunto con todas las etapas del balastro y se darán sus resultados prácticos en el capítulo 6.