

PROYECTO FINAL

Diseño y Construcción de un Balasto de alta frecuencia

Sergio Cotón
Mat. 6320

Directores: M.Sc. Daniel Carrica
Ing. Gustavo Uicich

Laboratorio de Instrumentación y Control (L.I.C.)
Departamento de Electrónica
Facultad de Ingeniería
Universidad Nacional de Mar del Plata
- Año 2004



RINFI es desarrollado por la Biblioteca de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata.

Tiene como objetivo recopilar, organizar, gestionar, difundir y preservar documentos digitales en Ingeniería, Ciencia y Tecnología de Materiales y Ciencias Afines.

A través del Acceso Abierto, se pretende aumentar la visibilidad y el impacto de los resultados de la investigación, asumiendo las políticas y cumpliendo con los protocolos y estándares internacionales para la interoperabilidad entre repositorios



Esta obra está bajo una [Licencia Creative Commons Atribución- NoComercial-CompartirIgual 4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/).

PROYECTO FINAL

Diseño y Construcción de un Balasto de alta frecuencia

Sergio Cotón
Mat. 6320

Directores: M.Sc. Daniel Carrica
Ing. Gustavo Uicich

Laboratorio de Instrumentación y Control (L.I.C.)
Departamento de Electrónica
Facultad de Ingeniería
Universidad Nacional de Mar del Plata
- Año 2004

<u>ÍNDICE</u>		-
		pag.
CAPÍTULO 1	INTRODUCCIÓN	3
	Fluorescentes. Conceptos generales	4
	Rendimiento lumínico.	6
	Vida útil.	7
	Factores que influyen en el funcionamiento.	7
CAPÍTULO 2	BALASTOS	
	Tipos de balastos	8
CAPÍTULO 3	DESARROLLO	
	Esquema conceptual.	13
	Control de la corriente.	17
	Diseño del Compensador.	18
	Sensado de corriente magnetizante.	22
	Aumento de frecuencia de encendido.	25
	El sincronismo.	27
	Cálculo del transformador.	28
CAPITULO 4	RESULTADOS	
	Simulaciones.	31
	Resultados experimentales.	35
CAPITULO 5	CONCLUSIONES	42
CAPÍTULO 6	MANUAL DE USUARIO Y REPARACIÓN	44
CITAS BIBLIOGRÁFICAS		47
APÉNDICE 1	DIAGRAMA ESQUEMÁTICO Y PCB	48
APÉNDICE 2	MEDICION DEL INDUCTOR	51

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

En este trabajo se explica el desarrollo y construcción de un balasto de alto rendimiento para lámparas fluorescentes que operan a baja tensión, tal que sea posible su utilización como luz de emergencia o iluminación de móviles tales como transporte urbano, de cargas, aviación y náutica.

El balasto desarrollado es innovador ya que su principio de funcionamiento es diferente a todos los conocidos hasta el momento.

Los objetivos de este balasto son:

Encender un tubo fluorescente de 30 Watts / 220Volts (tipo T8) a partir de baja tensión, (24 Vcc)

Controlar la corriente durante el arranque y el régimen permanente.

Mejorar la calidad de la emisión lumínica.

Aumentar la vida útil de la lámpara.

Mejorar el rendimiento de potencia (transferencia de potencia desde la fuente al tubo).

Este informe comienza con la descripción de los conceptos generales de las lámparas fluorescentes. Luego se mencionan las características importantes de los balastos y se describe el funcionamiento de los más utilizados.

Siguiendo con el desarrollo de este balasto se describe el principio de funcionamiento y las características innovadoras que hacen del mismo un balasto de alto rendimiento.

Para finalizar se describen las características constructivas y los resultados obtenidos del prototipo.

FLUORESCENTES

Conceptos Generales de las descargas eléctricas en gases

Las lámparas fluorescentes son lámparas de descarga eléctrica en una atmósfera de gas inerte y vapor de mercurio a baja presión. El gas inerte generalmente es argón más una pequeña cantidad de mercurio, a algunos milímetros de Hg de presión.

La descarga se produce en un recipiente tubular de vidrio de gran longitud (en relación con su diámetro). Dicho tubo posee un fino recubrimiento interior de sustancias minerales con propiedades fluorescentes y electrodos en sus extremos.

El esquema conceptual del circuito de las lámparas fluorescentes se muestra en la Fig. 1.

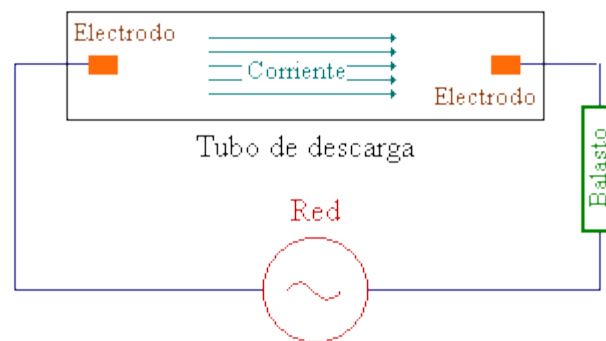


Figura 1. Esquema conceptual del circuito de lámparas fluorescentes.

En principio el gas se encuentra en estado neutro, es decir no ionizado, luego al aplicarse una diferencia de tensión adecuada entre los electrodos, el gas comenzará a ionizarse, con lo que algunos electrones e iones positivos del gas viajarán hacia el ánodo y cátodo respectivamente, dando lugar a una corriente eléctrica denominada descarga.

Las características de la descarga eléctrica dependen de varios factores tales como la tensión aplicada a los electrodos, la forma y constitución de los mismos, la distancia entre ánodo y cátodo, la presión del gas contenida en el tubo, etc.

Al iniciarse la ionización del gas, la corriente eléctrica sigue aproximadamente la Ley de Ohm, es decir, que al aumentar la tensión aplicada a los electrodos, también aumenta la corriente entre los mismos, hasta un valor límite llamado corriente de saturación, a partir del cual la corriente permanece constante aunque aumente la tensión hasta valores cercanos a los 100 V. Hasta aquí no se ha producido ningún fenómeno luminoso y además la descarga cesa cuando se deja de aplicar tensión entre los electrodos.

Si se aumenta aún más la tensión aplicada, la corriente eléctrica en el tubo se incrementa por encima del valor de saturación. Esto es debido a que el campo eléctrico entre electrodos es lo suficientemente intenso como para acelerar algunos de los electrones producidos en el entorno de los electrodos, de forma tal que estos electrones ionicen las moléculas del interior de gas, produciendo a su vez más electrones, lo que representa, un aumento de la corriente eléctrica. Sin embargo esta descarga no posee energía suficiente como para mantenerse por sí sola, es decir, todavía depende de la tensión aplicada a los electrodos. Tampoco manifiesta efectos lumínicos, por esto, a esta etapa se la denomina **descarga oscura** o también descarga de Townsend.

Si se continúa aumentando la tensión, aparece un punto en el cual la corriente aumenta de manera extraordinaria, tal es así, que la descarga se mantiene aunque se reduzca considerablemente la tensión aplicada, es decir que se puede prescindir de la excitación y mantener una pequeña tensión para mantener la ionización. Es aquí donde se produce la descarga luminiscente.

A la tensión en que comienza todo este fenómeno autónomo de ionización se la denomina **tensión de encendido**.

Esta descarga se explica mediante la ionización por choque, es decir, si un electrón libre choca contra un átomo que posee elevada energía, puede suceder que uno de los electrones de valencia del átomo supere la atracción que lo mantenía ligado al núcleo y se convierta en un electrón libre. Además estos dos electrones, el incidente y el liberado, quedan bajo la influencia del campo eléctrico entre los electrodos del tubo, que a su vez, pueden adquirir energía suficiente para ionizar otros átomos. Es decir que el número de electrones libres puede aumentar geométricamente y de forma indefinida, a menos que se **limite la corriente externamente** para mantener la descarga dentro de un régimen de funcionamiento normal y no se produzca la destrucción del tubo.

Debido a la alta tensión necesaria para producir el encendido y la posterior propagación geométrica de la ionización de la descarga lumínica es que los tubos fluorescentes se comportan como **elementos de resistencia negativa**, y por ello la necesidad de elementos adicionales para lograr su utilidad como luminaria, tales como cebadores y balastos. Los cebadores o arrancadores son dispositivos que suministran un breve pico de tensión entre los electrodos del tubo, necesario para iniciar la descarga y vencer así la resistencia inicial del gas a la corriente eléctrica. Tras el encendido, continua un periodo transitorio durante el cual el gas se estabiliza y que se caracteriza por un consumo de potencia superior al nominal.

Los balastos, son dispositivos que sirven para limitar la corriente que atraviesa la lámpara y evitar así un exceso de electrones circulando por el gas que aumentaría el valor de la corriente hasta producir la destrucción de la lámpara.

Además hay que tener en cuenta que la energía emitida por la descarga, por provenir de saltos energéticos de los electrones de los átomos del gas, responde a determinados valores de longitud de onda y no a un espectro continuo que componga la luz blanca deseada. De hecho la mayor parte de energía emitida por la descarga se encuentra en las regiones del ultravioleta y el infrarrojo. Por esto se utiliza un recubrimiento interior del tubo con características fluorescentes para transformar las radiaciones producidas por la descarga en luz visible adecuada.

Rendimiento

Al establecer el rendimiento de este tipo de lámparas hay que diferenciar entre el rendimiento de la fuente de luz y el de los elementos auxiliares necesarios para su funcionamiento. En las lámparas, las pérdidas se concentran en dos aspectos: pérdidas por calor y pérdidas por radiaciones no visibles (ultravioleta e infrarrojo). Como se esquematiza

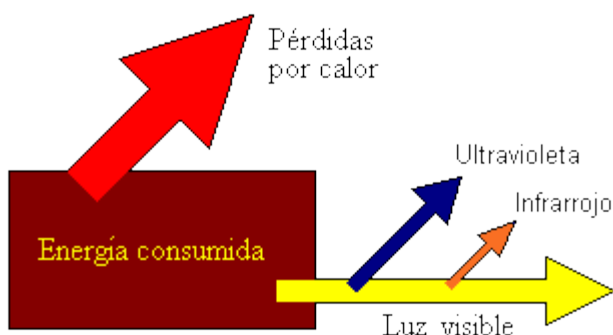


Figura 2. Transformación de energía de las lámparas fluorescentes.

en la Fig. 2

Vida útil

Existen varios factores que afectan a vida útil de las lámparas.

El primero es la depreciación del flujo lumínico que se produce por ennegrecimiento de la superficie del tubo, donde se va depositando el material emisor de electrones que recubre los electrodos. En aquellas lámparas que usan sustancias fluorescentes otro factor es la pérdida gradual de la eficacia de estas sustancias.

El segundo es el deterioro de los componentes de la lámpara que se debe a la degradación de los electrodos por agotamiento del material emisor que los recubre. Otras causas son un cambio gradual de la composición del gas de relleno y las fugas de gas en lámparas a alta presión.

Factores externos que influyen en el funcionamiento

Los factores externos que más influyen en el funcionamiento de la lámpara son la temperatura ambiente y el número de encendidos.

Las lámparas de descarga son, en general, sensibles a las temperaturas exteriores. Dependiendo de sus características de construcción (tubo desnudo, ampolla exterior...) se verán más o menos afectadas en diferente medida. Las lámparas a alta presión, por ejemplo, son sensibles a las bajas temperaturas en las que poseen problemas de arranque.

La influencia del número de encendidos es muy importante para establecer la duración de una lámpara de descarga ya que el deterioro de la sustancia emisora de los electrodos depende en gran medida de este factor.

Las fallas de las lámparas fluorescentes son causadas principalmente por la pérdida del revestimiento emisor de electrones de los electrodos, y la temperatura del electrodo determina directamente la razón de pérdida de la emisión electrónica. Por lo tanto es muy importante para un balasto proveer el apropiado calentamiento de los electrodos durante la ignición y operación de la lámpara para reducir el deterioro de los electrodos y mantener una larga vida de la lámpara. [Ref. 1 , 2 y 4]

CAPÍTULO 2

EL BALASTO

Es un dispositivo constituido por inductancias, capacitancias o resistencias, solas o en combinación, cuyo objeto es:

- Proporcionar la tensión de encendido para ionizar el gas en la lámpara y crear el arco entre sus cátodos, así como la tensión de operación necesaria para que funcione la lámpara.
- Limitar la corriente de operación a través de la lámpara y controlar la potencia que llega a la lámpara para un funcionamiento adecuado.
- Proporcionar las condiciones específicas para un buen funcionamiento y vida plena de la lámpara (regulación).

Tipos de balasto.

Las lámparas de descarga se pueden clasificar según el gas utilizado (vapor de mercurio o sodio) o la presión a la que este se encuentre (alta o baja presión). Las propiedades varían mucho de unas a otras y esto las hace adecuadas para unos usos u otros. Por lo tanto también los balastos se clasificarán de acuerdo al tipo de lámpara que estén asociados y a sus modos de operación, ya sea alimentados por la línea o a baja tensión como en el caso de luz de emergencia, automotriz, náutica, aérea, etc.

Las grandes familias de balastos se pueden agrupar como: magnéticos, electrónicos o híbridos. Los primeros, en general alimentados a tensión de línea, se basan en las propiedades de los circuitos resonantes para lograr el encendido de la lámpara y limitar la corriente por el tubo.

Los balastos electrónicos, en cambio trabajan de manera similar a las fuentes "switching", es decir rectificando primero la tensión de entrada, para luego alimentar a la lámpara fluorescente con una tensión controlada de alta frecuencia. Mientras que los balastos denominados híbridos son una combinación que aprovecha tanto las características

magnéticas como la posibilidad de implementar circuitos electrónicos para favorecer el encendido y el posterior control de la tensión y corriente sobre la lámpara.

Los balastos magnéticos, son los más simples y de menor costo. Están constituidos por una inductancia en serie con el tubo, como se aprecia en la figura 3, y un bulbo de neon (o disparador bimetalico) con características capacitivas utilizado para encender la lámpara. El disparador cumple una doble función: primeramente provee de un cortocircuito intermitente o "chisporroteo" que permite la circulación de corriente por los electrodos para su precalentamiento, y luego debido a su valor capacitivo conforma una resonancia serie junto al inductor y la resistencia de los electrodos. Debido al Q de este circuito resonante es que se logra el alto nivel de tensión para provocar la ignición del tubo. Una vez que esto ocurre, el disparador se abre y la corriente fluirá a través del tubo fluorescente.[Ref. 3]

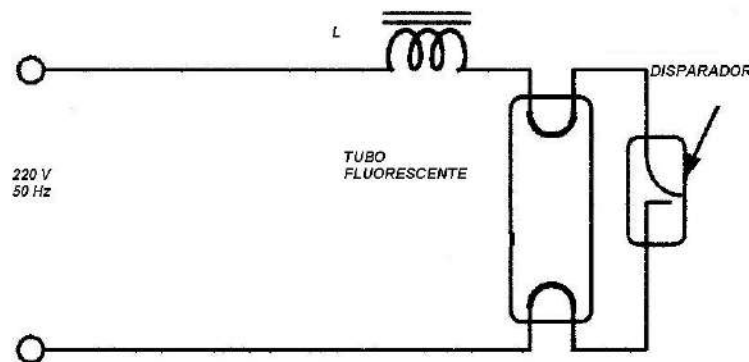


Figura 3. Circuito de bajo costo de lámparas fluorescentes alimentadas con tensión de línea.

Este tipo de balasto solo se utiliza con tensión de línea y padece de algunas deficiencias como la falta de control sobre la corriente por el tubo, gran tamaño del inductor que suele ser ruidoso por estar constituido por un núcleo laminado de chapas metálicas, un escaso precalentamiento de los electrodos lo que acorta la vida útil de la lámpara, y un efecto de *flicker* en la intensidad lumínica y parpadeo durante el encendido, debido a la baja frecuencia de alimentación.

Con los balastos electrónicos o híbridos se logra mejorar considerablemente la performance de los tubos fluorescente ya que se puede elegir una alta frecuencia de funcionamiento, optimizando de esta manera las propiedades de ionización del gas,

disminuyendo así la tensión de ignición. Además se reduce el tamaño físico de la inductancia y se elimina efecto de parpadeo durante el encendido. También se prolonga la vida útil de las lámparas al mejorarse el precalentamiento, evitando así el deterioro de los electrodos.

Existe una gran variedad de circuitos electrónicos diseñados para cumplir las funciones de un balasto mencionadas al principio.

Uno de los circuitos más eficientes, utilizados en la actualidad para lámparas de baja tensión es el Balasto Electrónico Resonante Serie de Medio Puento esquematizado en la figura 4, donde se combina un circuito electrónico de control y un circuito resonante serie.

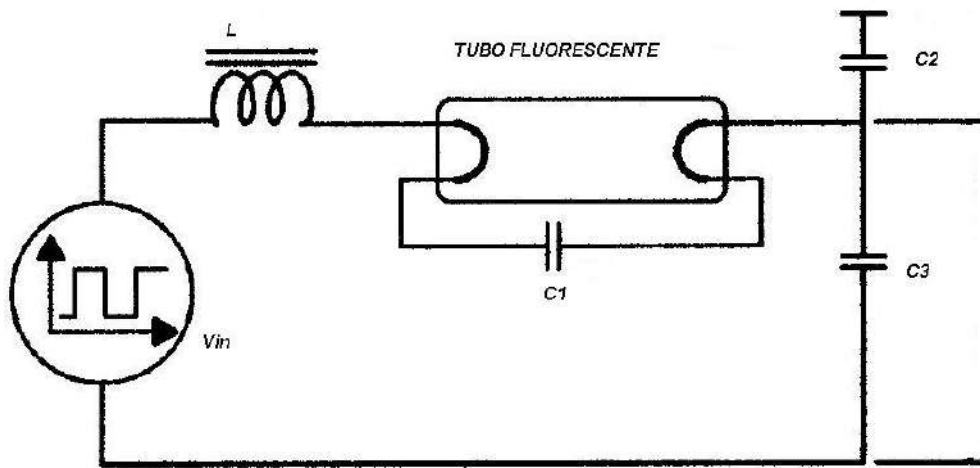


Figura 4. Circuito resonante serie de ½ puento de lámparas fluorescentes de baja tensión.

Los capacitores C2 y C3 son los encargados de manejar la corriente por la lámpara durante el encendido, asegurando una tensión $V = V_{cc} / 2$.

Cuando la lámpara está apagada, el circuito resonante serie está determinado por el inductor L y el arreglo de capacitores C1/C2/C3. Y la frecuencia de resonancia está dada por:

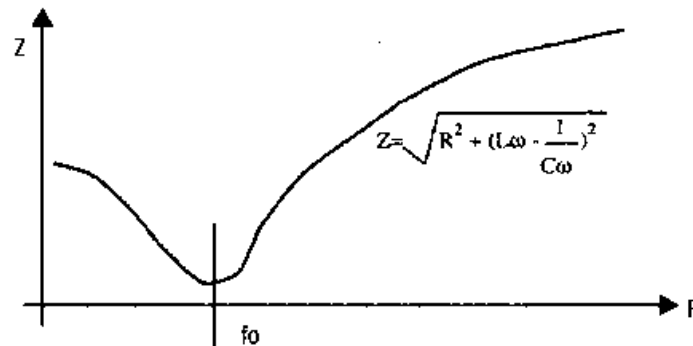
$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{\frac{L \cdot [C1 \cdot (C2 + C3)]}{C1 + C2 + C3}}}$$

Sin embargo, dado que $C1 \ll (C2 + C3)$, entonces se simplifica y

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{L \cdot C_1}}$$

Mientras que la impedancia de la red resonante en función de la frecuencia esta dada por:

Figura 5. Función típica del circuito resonante.



Además el valor de L estará dado por :

$$L = V_L \cdot (dt/di)$$

Entonces este inductor L será el encargado de limitar la corriente por el tubo y debe estar de acuerdo al nivel de potencia esperado:

$$P_{\text{tubo}} = V_{\text{on}} \cdot I_{\text{tubo}}$$

Para encender el tubo, el sistema debe generar la tensión de disparo a través de los electrodos. El parámetro factor de calidad Q es usado para satisfacer este requerimiento, entonces el mínimo valor de Q dependerá de la lámpara fluorescente y la tensión de alimentación V_{cc} .

$$Q > (2 \cdot V_{\text{disparo}}) / V_{cc}$$

y

$$Q = \frac{L \cdot \omega}{R}$$

Donde R estará formada principalmente por la resistencia de los filamentos.

Con este tipo de configuración se logran satisfacer muy bien las funciones de los balastos para lámparas de bajas potencias ya que es factible diseñar los circuitos con un factor de calidad Q tal que se logre la tensión de ignición de las lámparas. En cambio que para lámparas de mayores potencias, al aumentar el tamaño de las mismas, se ve incrementada la tensión de ignición y se requiere mayor Q del circuito, cosa que no es posible lograr manteniendo un rendimiento aceptable. Este problema evidentemente inhibe la aplicación de esta topología de balasto en lámparas de mayores potencias.

Además de las exigencias generales, los principales inconvenientes de los balastos para utilización en luz de emergencia, iluminación automotriz, náutica o aviación, son el **bajo rendimiento, escasa vida útil** de las lámparas y **baja potencia** de salida, lo que hace necesario la fabricación de lámparas exclusivamente para cada uso.

En este trabajo se propone un **balasto electrónico altamente eficiente** y capaz de manejar un tubo convencional de 30W / 220V de 26 mm de diámetro (T8) a partir de una tensión continua de alimentación de 24 Voltios

Además de mejorar las prestaciones de los tubos fluorescentes a baja tensión el balasto propuesto es innovador en cuanto a la forma de llevar a cabo los objetivos de:

- Pre calentamiento de los electrodos
- Suministro de tensión de ignición
- Limitación la corriente de operación a través de la lámpara
- Eliminación el efecto de flíker
- Alto rendimiento

CAPÍTULO 3

DESARROLLO

El dispositivo desarrollado es un balasto de alto rendimiento para el encendido de tubos fluorescentes.

Las ventajas de este diseño frente a los existentes, consisten en lograr una mejor calidad de luz emitida por el tubo, una mayor vida útil del mismo, una mayor eficiencia lumínica y una mayor flexibilidad en cuanto a las aplicaciones.

El mejoramiento en la calidad de luz se logra a partir de la alta frecuencia de operación, que es del orden de los 30Khz, lo que facilita la ionización del gas y elimina el efecto de *parpadeo* característico de la iluminación mediante fluorescentes. La alimentación del tubo se realiza mediante una onda cuadrada de corriente lo que permite un mayor rendimiento lumínico. Durante el arranque del tubo, se incrementa la frecuencia durante un breve tiempo, en el cual circularán pequeños pulsos de corriente por los filamentos, provocando un calentamiento de los mismos, lo que evita un arranque en frío y prolonga así la vida útil del tubo.

Esquema conceptual del balasto

El circuito adoptado consiste en dos fuentes de corriente de onda cuadrada, simétricas, independientes y sincronizadas, tal que provean una corriente bidireccional por el tubo y una tensión adecuada entre los filamentos. El sincronismo debe ser tal, que las llaves de cada inductor se encuentren en contra fase.

En régimen permanente los generadores funcionan de manera alternada de tal modo que cuando uno se comporta como generador de corriente, el otro lo hace como generador de tensión, facilitando así la diferencia de potencial requerida entre filamentos. De este modo se logra además una corriente bidireccional por el tubo que es la suma de las corrientes de cada una de las fuentes.

Cada fuente está implementada a través de un circuito magnético conformado por un transformador con bajo factor de acoplamiento k .

El circuito correspondiente se observa en la Figura 6.

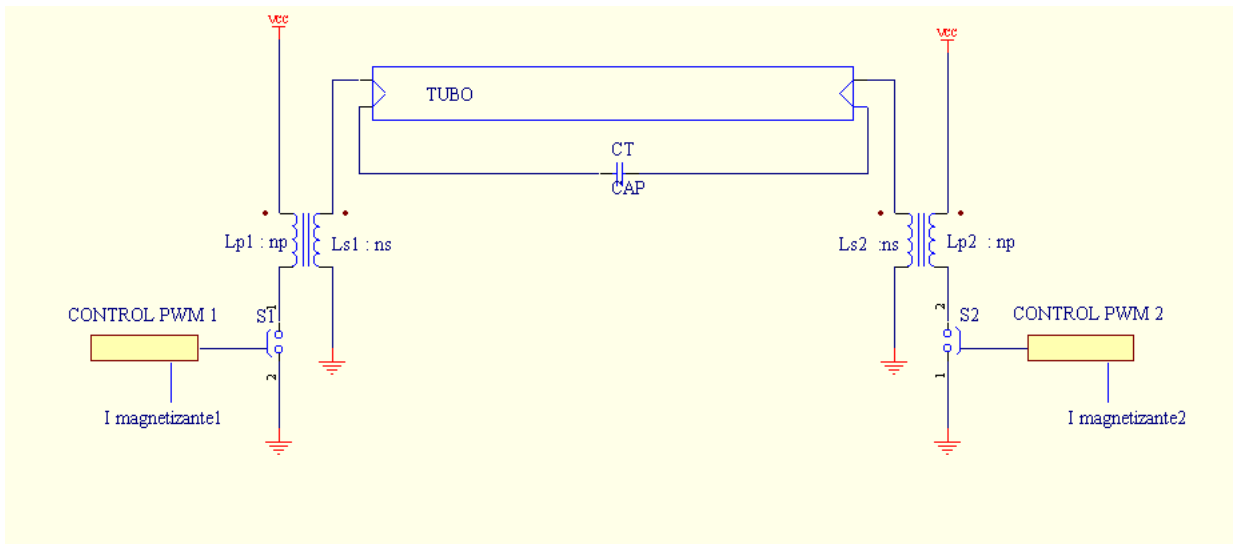


Figura 6. Esquema del circuito desarrollado.

El control de la corriente por el tubo se logra a partir del sensado de la corriente magnetizante del inductor de cada transformador y una modulación de ancho de pulso (PWM) que permite el control de corriente en cada generador.

El objeto de adoptar un transformador con bajo k , es obtener por un lado un efecto transformador de tensión y por el otro lado disponer de una inductancia de pérdida adecuada para controlar la corriente por el tubo.

A su vez cada una de las corrientes por los inductores tiene dos componentes que suman sus efectos. Por ejemplo para el inductor L_{p1} , una es la corriente magnetizante del propio inductor que crece linealmente (mientras la llave está cerrada) según

$$\dot{i}_{\text{magnetizante1}} = (1/L_{p1}) \cdot V_{cc} \cdot t$$

y la otra que es la corriente magnetizante i_{m2} , almacenada en el otro inductor (que tiene la llave abierta) que decaerá en forma exponencial con una constante de tiempo dada por:

$$\sigma = L_{p1} \cdot R_o \cdot \left(\frac{np}{ns} \right)_{bin}^{Com}$$

reflejada a través del tubo, que se comporta como una resistencia de valor R_o .

Ya que los transformadores son simétricos, también lo serán las corrientes secundarias que son las que se suman a través del tubo, dando como resultado una onda casi cuadrada (si σ es lo suficientemente grande) de corriente bidireccional por el mismo que depende de cada una de las corrientes magnetizante de los inductores.

Entonces si se controlan las corrientes magnetizante de los inductores, se estará controlando la corriente por el tubo. Esto se logra mediante el sensado de dichas corrientes magnetizante y modulando el ciclo de trabajo en función de las mismas.

A continuación, en la figura 7 se dibujan las formas de ondas teóricas y los circuitos equivalentes en sus diferentes estados.

Cuando la llave S1 está cerrada (desde t_0 hasta t_3), la tensión de alimentación V_{cc} queda aplicada sobre el bobinado L_{p1} de manera que el bobinado secundario L_{s1} se comporta como un generador de tensión de valor $V_{cc} \cdot (n_s/n_p)$, mientras que la corriente i_{Lp1} compuesta por la suma de i_{m1} y la reflejada del otro inductor que aparece en el intervalo t_1-t_2 debida a la descarga de la corriente magnetizante i_{m2} del transformador 2 .

Durante el intervalo t_3-t_4 la llave S1 permanece abierta permitiendo que la corriente magnetizante i_{m1} almacenada en el transformador 1 circule por el tubo, y dado que éste se comporta como una resistencia de valor R_o , dicha corriente decaerá exponencialmente con la constante de tiempo σ .

Y así ciclo a ciclo circulará por el tubo una corriente bidireccional que no es más que la suma de las corrientes magnetizante de cada transformador afectada pro la relación de espiras n_p/n_s . Figura 7

La frecuencia de operación se consideró que debía ser superior de 20Khz para evitar efectos audibles, pero no tan elevada que se vean aumentados los efectos de las inductancias de dispersión de los transformadores, por lo que se estableció en 30Khz.

Los intervalos t_0-t_1 y t_2-t_3 operan como tiempos muertos, es decir que su razón es asegurar que nunca queden dos llaves abiertas, ya que esto significaría tener dos fuentes de corriente en serie, condición de funcionamiento prohibida.

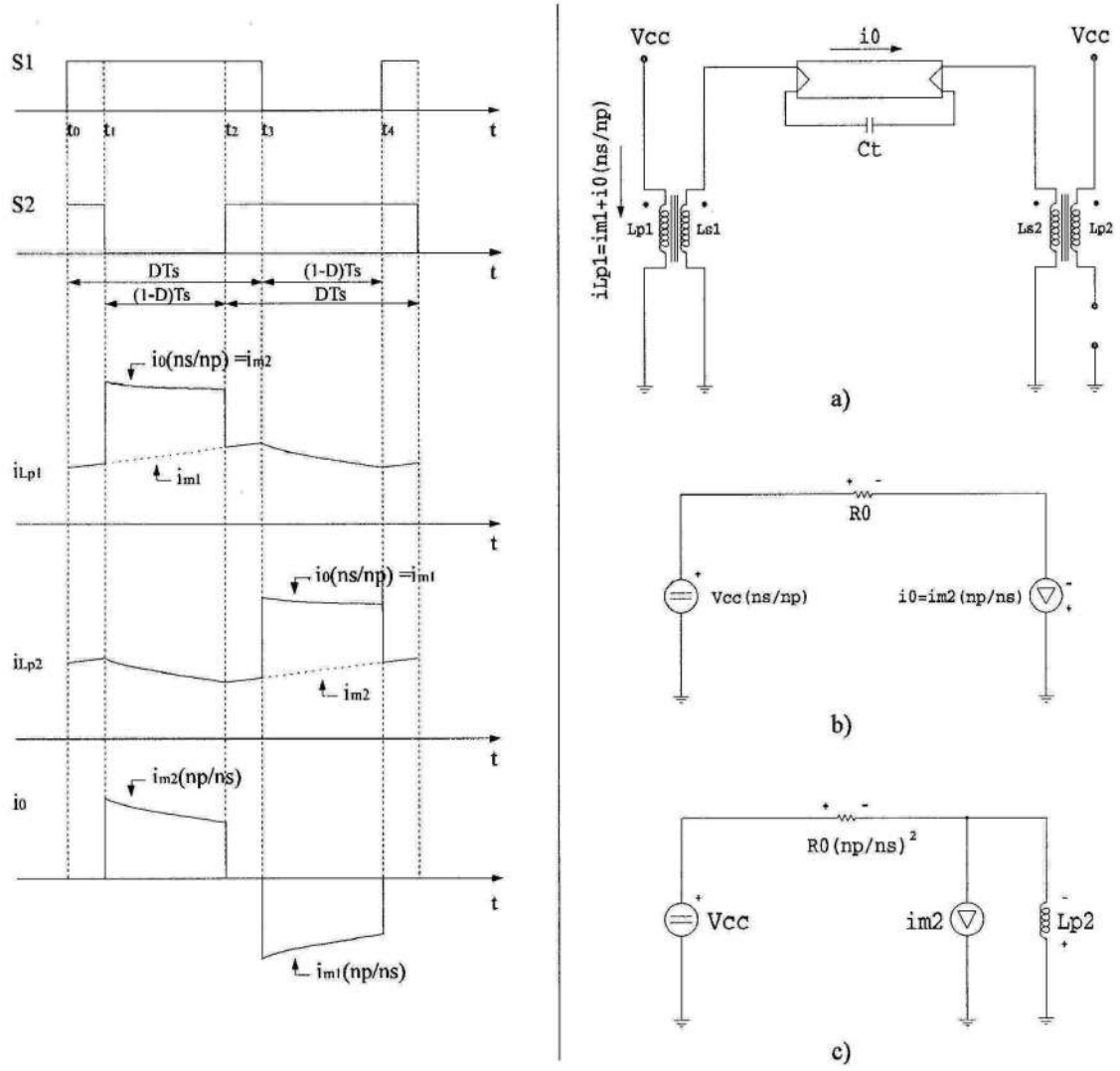


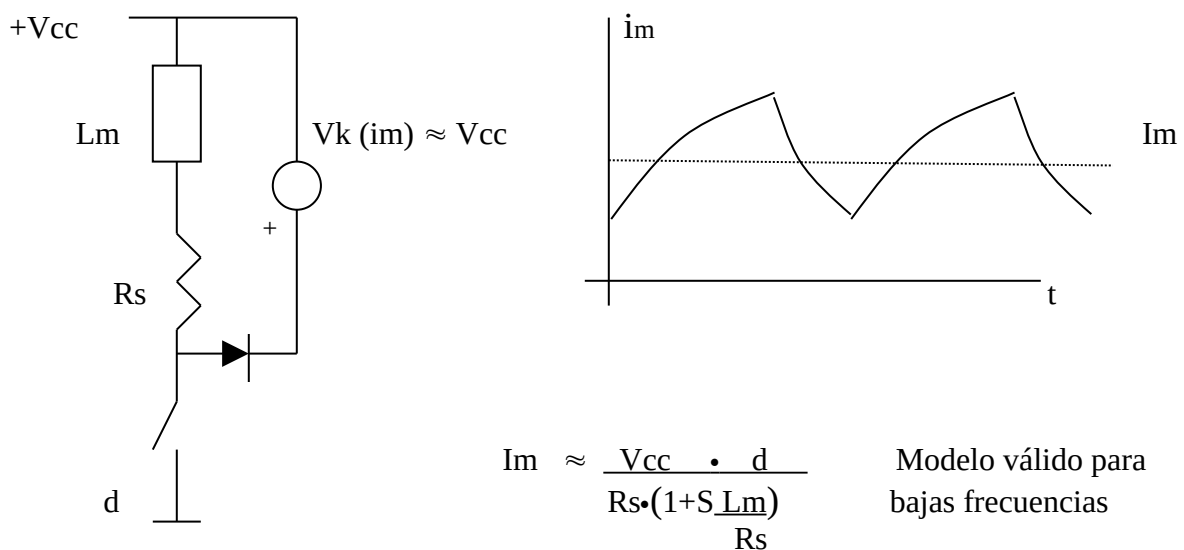
Figura 7. Diagramas temporales y circuitos equivalentes en los diferentes estados. a) Estado del circuito para $t_1 < t < t_2$. b) Circuito equivalente en régimen permanente. c) Circuito equivalente con S1 on y S2 off

EL CONTROL DE LA CORRIENTE

El control de la corriente se ejerce mediante la modulación PWM de las llaves, logrando así un ciclo de trabajo dependiente de la corriente magnetizante de los inductores.

Por tratarse, el tubo fluorescente, de un elemento de resistencia negativa, necesitará mayor corriente al arrancar, que durante el régimen permanente. Por lo tanto el ciclo de trabajo al arrancar será cercano al 100 %, es decir mayor corriente por el tubo, y luego se estabilizará en la corriente nominal con un ciclo próximo al 50 %.

Alrededor del punto de operación con $D \approx \frac{1}{2}$ el control de corriente I_m promedio sobre el inductor presenta el siguiente circuito equivalente :



donde d = ciclo de trabajo

L_m = inductancia magnetizante

R_s = resistencia en el secundario

Figura 8. Circuito equivalente en el punto de operación.

El diagrama en bloques del sistema de control es el que se muestra en la Figura 9.

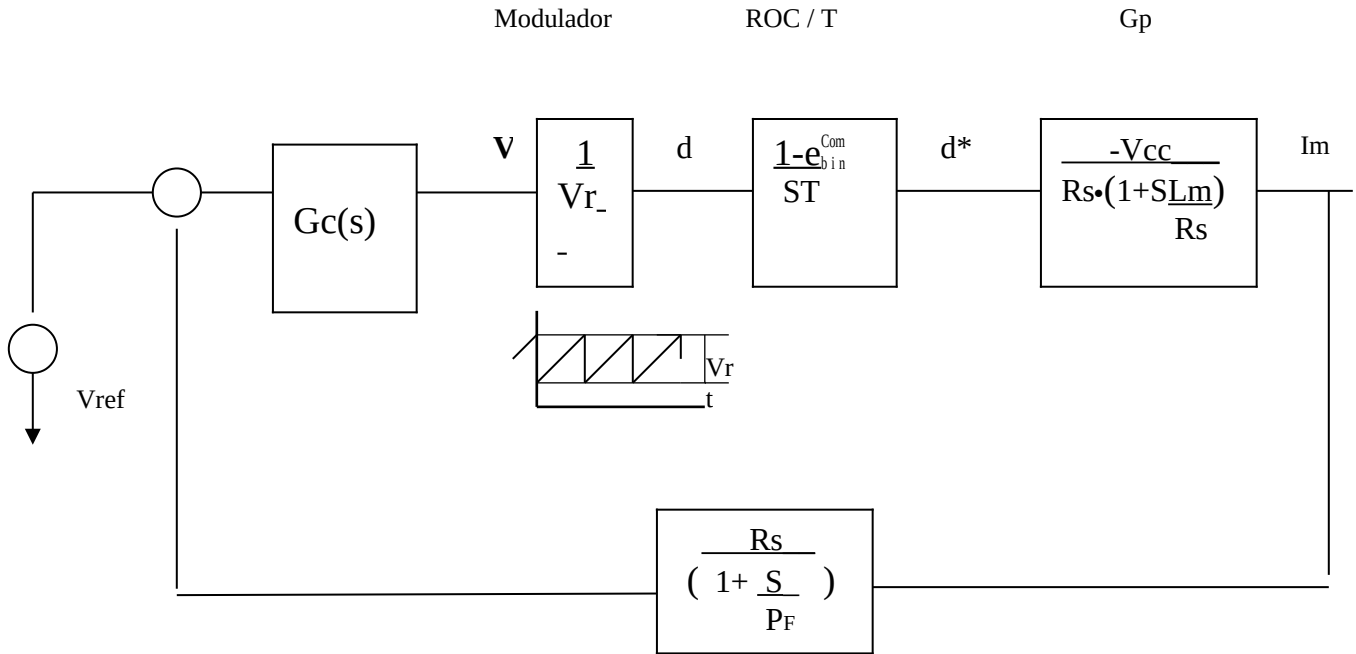


Figura 9. Diagrama en bloques del sistema.

La función de transferencia del ROC se debe a la implementación de la modulación PWM.

La función de transferencia de realimentación corresponde al circuito de sensado de la corriente magnetizante.

DISEÑO DEL COMPENSADOR

Para la implementación del compensador se utiliza la etapa del amplificador de error del circuito integrado (SG3527A) que se utiliza para generar la modulación PWM, diseñando la realimentación de manera conveniente. (Figura12.)

En la Figura 10 se muestra el diagrama de Bode del $G_p(s) \cdot H(s)$ y de la función de transferencia G^*H que se pretende obtener para lograr:

- Margen de fase $\geq 45^\circ$.
- Mayor ancho de banda posible.
- Buena ganancia en bajas frecuencias.

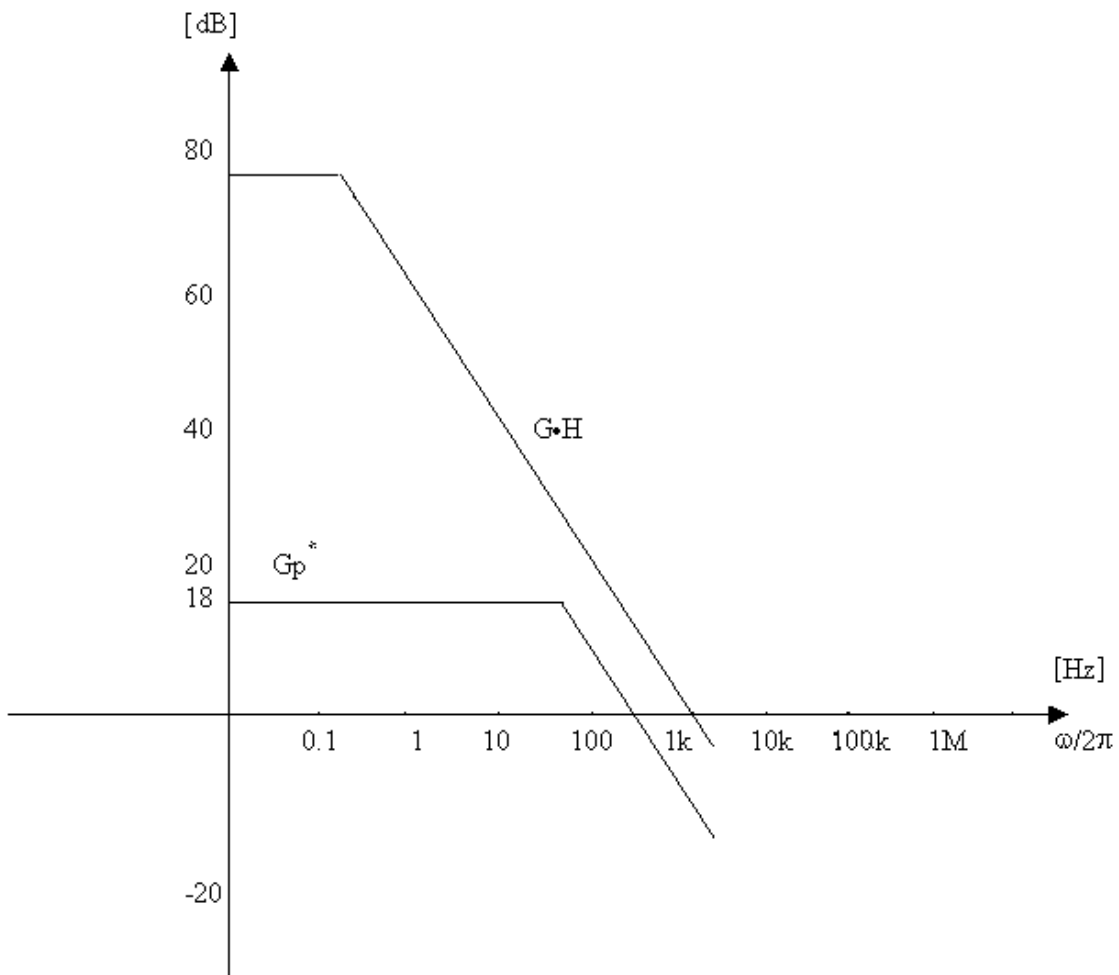


Figura 10. Diagrama de Bode donde G_p^* es $G_p(s)H(s)$ sin compensador y G^*H es la deseada

Por lo tanto será necesario implementar un compensador que provea un cero de manera de cancelar los efectos del polo de la planta, como se muestra en la Figura 11.

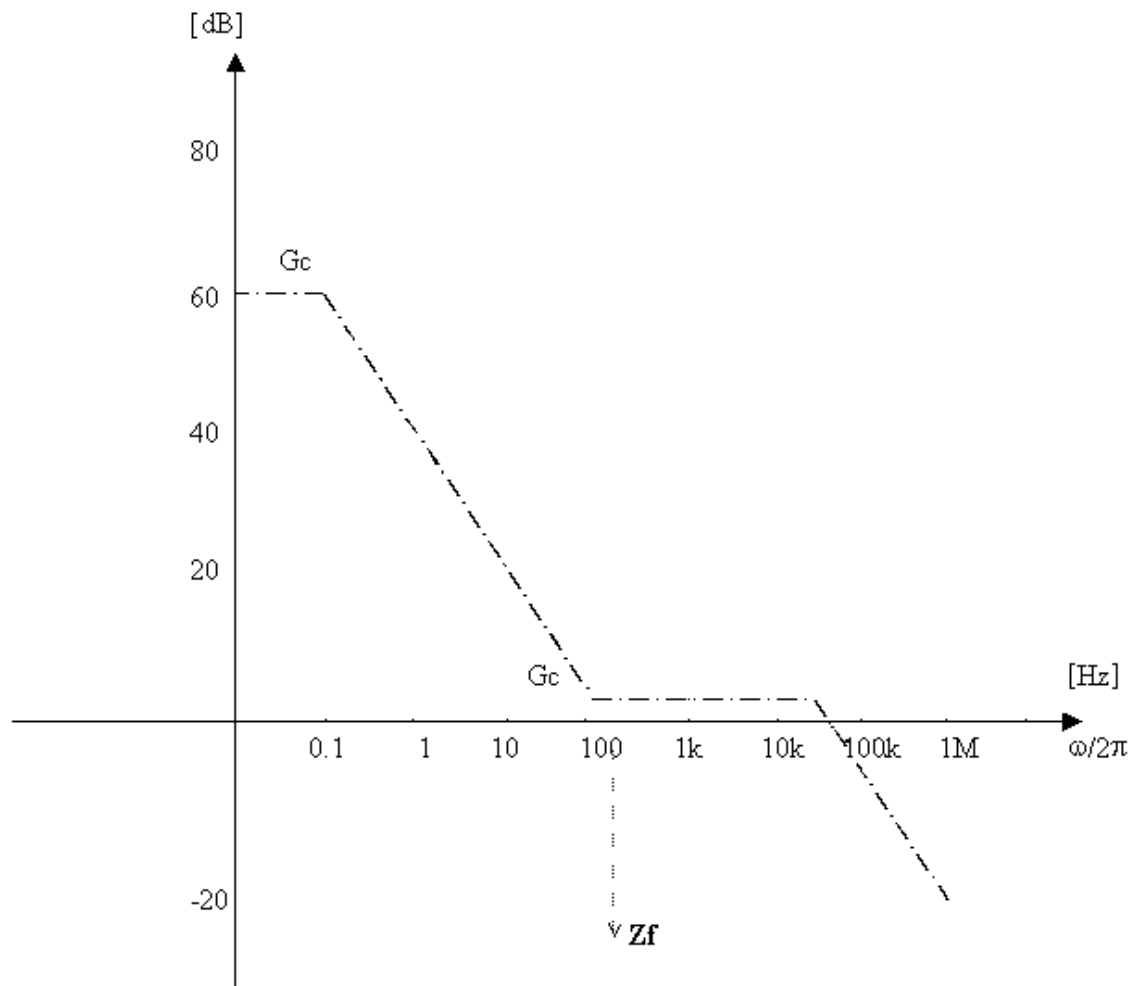


Figura 11. Bode del compensador.

Para obtener la respuesta en frecuencia buscada, se implemente un circuito que permita ajustar los valores de los componentes a utilizar como muestra la Figura 12 y 13.

De esta manera se puede ajustar la ganancia de continúa a 60db para evitar los efectos de dispersión del Ao del operacional y mejorar la respuesta al escalón haciendo:

$$R_f / R_a = 1000$$

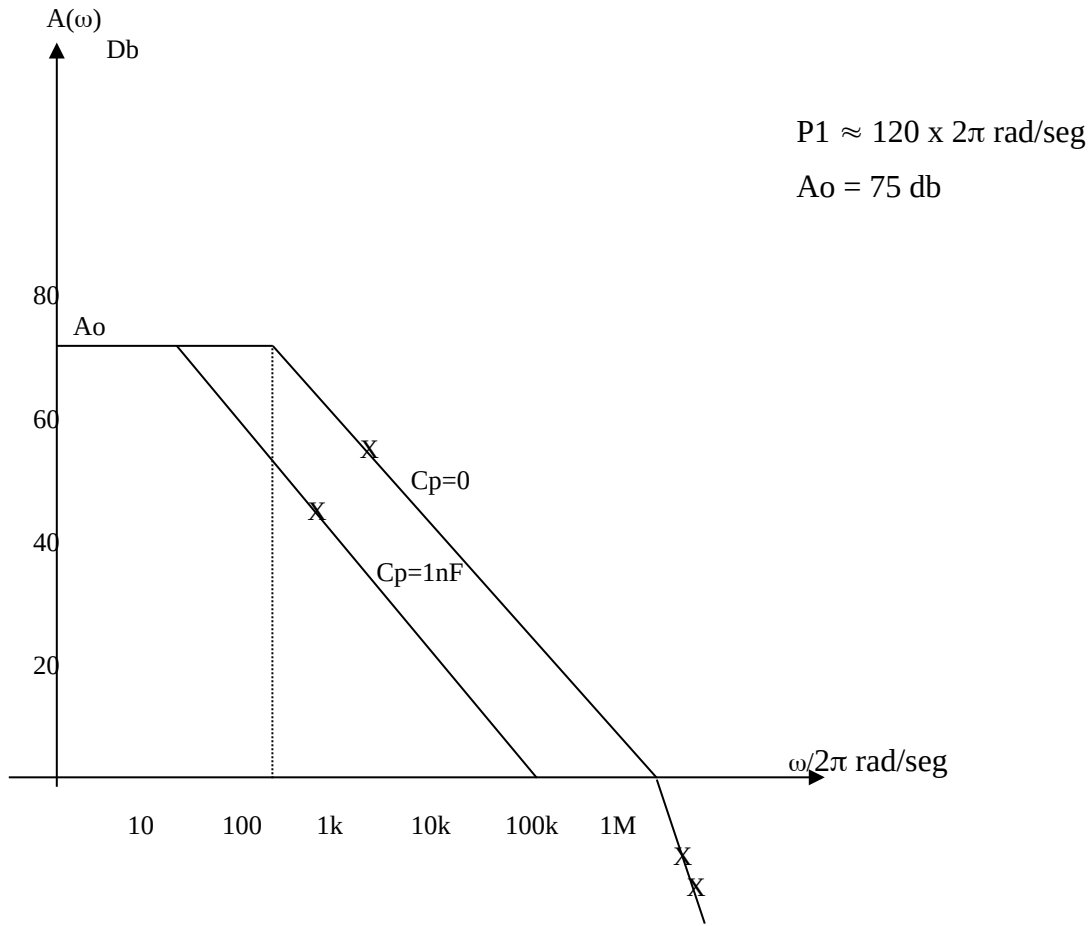


Figura 12. Respuesta en frecuencia del amplificador operacional del SG3527.

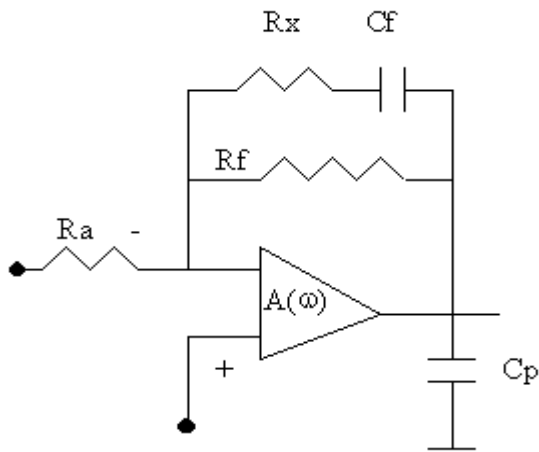


Figura 13. Circuito del Compensador

Entonces se puede ajustar:

$$P = \frac{2\pi \cdot Z_f}{1000} \approx 2\pi \cdot 0.133 \text{ rad/seg}$$

$$Z_f = 2\pi \cdot 133 \text{ rad/seg}$$

$$C_p = 1\text{nF}$$

$$C_f = 1\mu$$

$$R_a = 1\text{k}\Omega$$

$$R_f = 1\text{M}\Omega$$

$$R_x = 0 \dots 1\text{k}\Omega$$

Tomando $T_{\max} = 33\mu\text{seg}$ en la Figura 10 se ve que $|G \cdot H(\omega_0)| = 0$ debe producirse a una frecuencia de $\omega_0 \approx 1\text{k} \cdot 2\pi \text{ rad/seg}$, agregando una rotación de fase del orden de 45°

Para asegurar estabilidad conviene que no existan polos entre R_s/L_m y $10\omega_0$, donde R_s es la resistencia de sentido del secundario y L_m la inductancia magnetizante.

EL SENSADO DE LA CORRIENTE MAGNETIZANTE

Como se dijo el dispositivo está formado por dos generadores simétricos que se comportan de la misma manera pero en forma alternada. Por esto se realiza el análisis para una sola de las ramas como se en la Figura 14. donde se muestra como mediante la implementación de un nodo donde se sumen porciones de las corrientes primaria y secundaria se puede obtener el sentido de la corriente magnetizante.

Mientras S_1 está cerrada y adoptando $R_s \ll R_b$ y $R_p \ll R_a$ para no cargar el circuito :

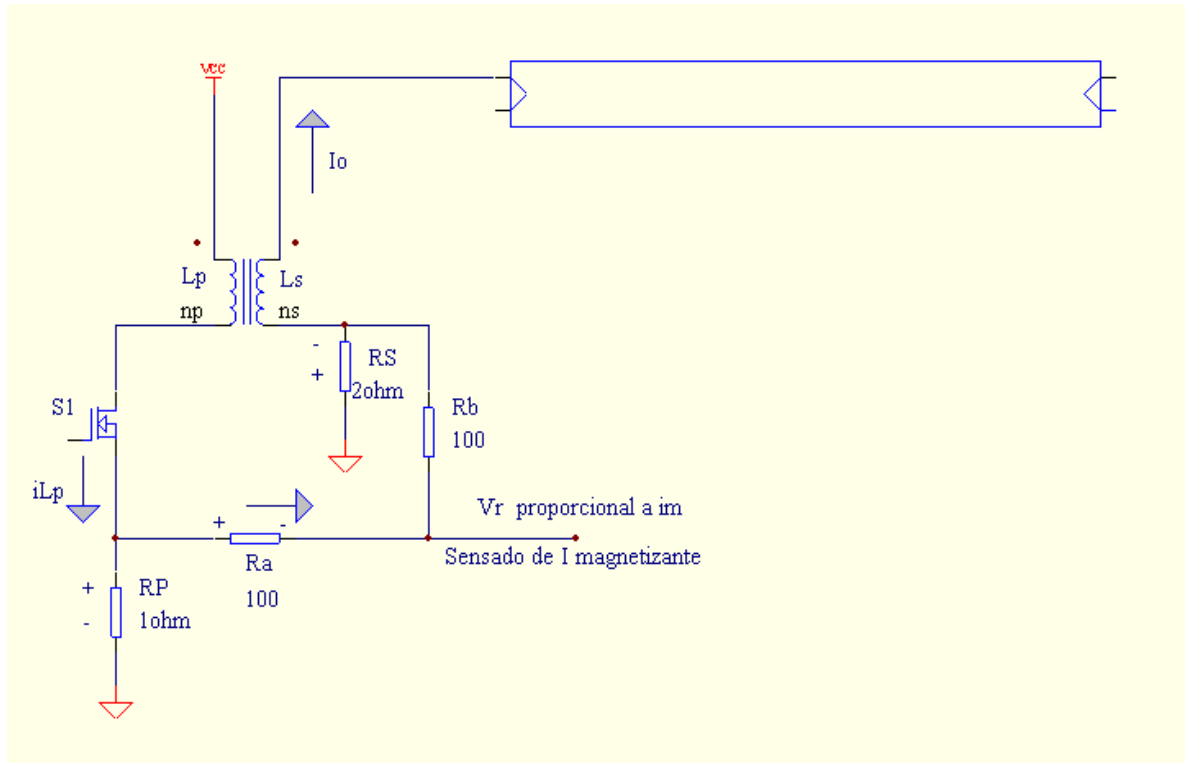


Figura 14. Circuito de sensado de la corriente magnetizante.

Se tiene:

$$V_r = V_{R_p} + V_{R_s} = i_{L_p} \cdot R_p - I_o \cdot R_s$$

$$V_r = i_m \cdot R_p + I_o (n_s / n_p) \cdot R_p - I_o \cdot R_s$$

Y, haciendo $R_s = R_p \cdot (n_s / n_p)$, se obtiene : $V_r = i_m \cdot R_p$

es decir **V_r proporcional a la corriente magnetizante.**

Para estimar los valores de las resistencias empleadas se realiza el siguiente cálculo:

$$V_r = [i_m + i_o \cdot (n_s / n_p)] \cdot R_p - \{ [i_m + i_o \cdot (n_s / n_p)] \cdot R_p + i_o \cdot R_s \} \cdot R_a / (R_a + R_b)$$

$$V_r = i_m \cdot R_p + i_o \cdot n_p / n_s \cdot R_p - i_m \cdot R_p \cdot R_a / (R_b + R_a) - i_m \cdot (n_p / n_s) \cdot R_p \cdot R_a / (R_b + R_a) - i_o \cdot R_s \cdot R_a / (R_b + R_a)$$

Para que no dependa de i_o :

$$\Rightarrow R_p \cdot (n_s/n_p) \cdot \left[1 - R_a/(R_b+R_a) \right] = (R_s \cdot R_a) / (R_b+R_a)$$

$$\Rightarrow R_p \cdot (n_s/n_p) \cdot R_b = R_s \cdot R_a$$

Adoptando $R_p \cdot n_s/n_p = R_s$, resulta $R_b = R_a$

En estas condiciones : $V_r = (i_m \cdot R_p) / 2$

Dado que $n_s/n_p=2$, y adoptando $R_p=1\Omega$, resulta $R_s = 2\Omega$ y $|V_r| = |i_m| / 2$

Luego cumpliendo con $R_a = R_b \gg R_s$ y R_p se adopta $R_a = R_b = 100\Omega$

Y durante el apagado , es decir T_{off} se verifica la tensión V_r

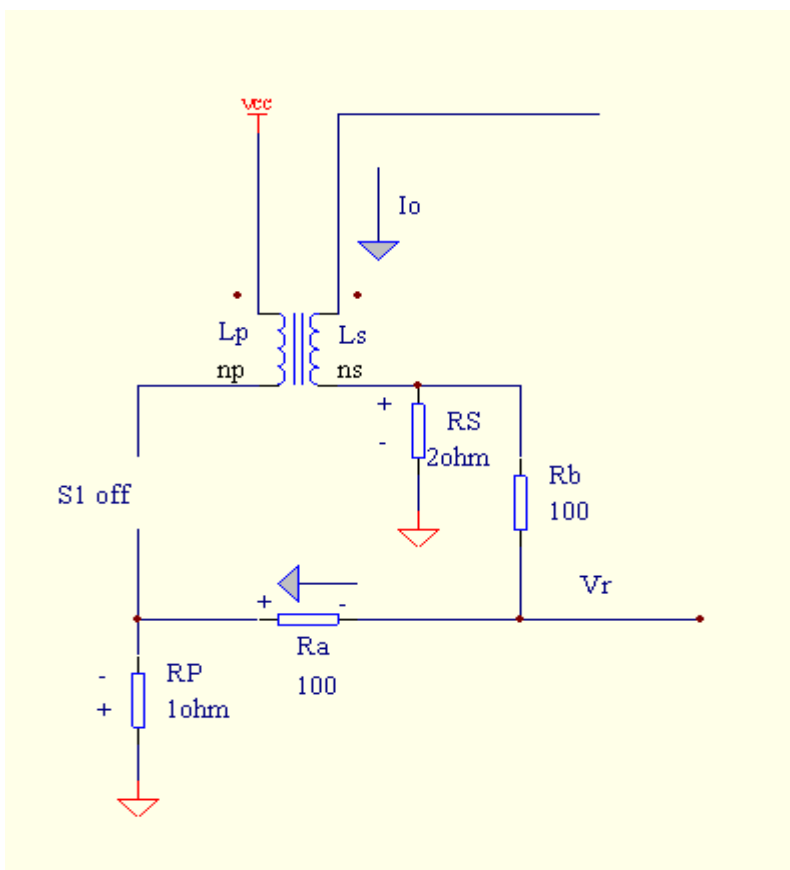


Figura 15. Funcionamiento en régimen permanente durante T_{off}

$$V_r = i_o \cdot R_s \cdot \left[\frac{R_p + R_a}{R_p + R_a + R_b} \right] \approx i_o \cdot R_s \cdot \frac{R_a}{R_a + R_b} = i_m \cdot n_p / n_s \cdot R_s \cdot \frac{R_a}{R_a + R_b}$$

Donde se verifica:

$$|V_r| = |i_m| / 2$$

AUMENTO DE FRECUENCIA DE ENCENDIDO

Como se había mencionado en el Cap.1, el encendido de los tubos fluorescentes se ve favorecido por el empleo de alta frecuencia. Entonces con tal motivo se diseñó un circuito simple que aumenta la frecuencia de trabajo durante el encendido.

Para aumentar la frecuencia de encendido con respecto a la de régimen permanente, lo que se hace es cambiar el valor de resistencia de rampa durante un tiempo determinado. Esto se logra mediante el circuito mostrado en la Figura 16.

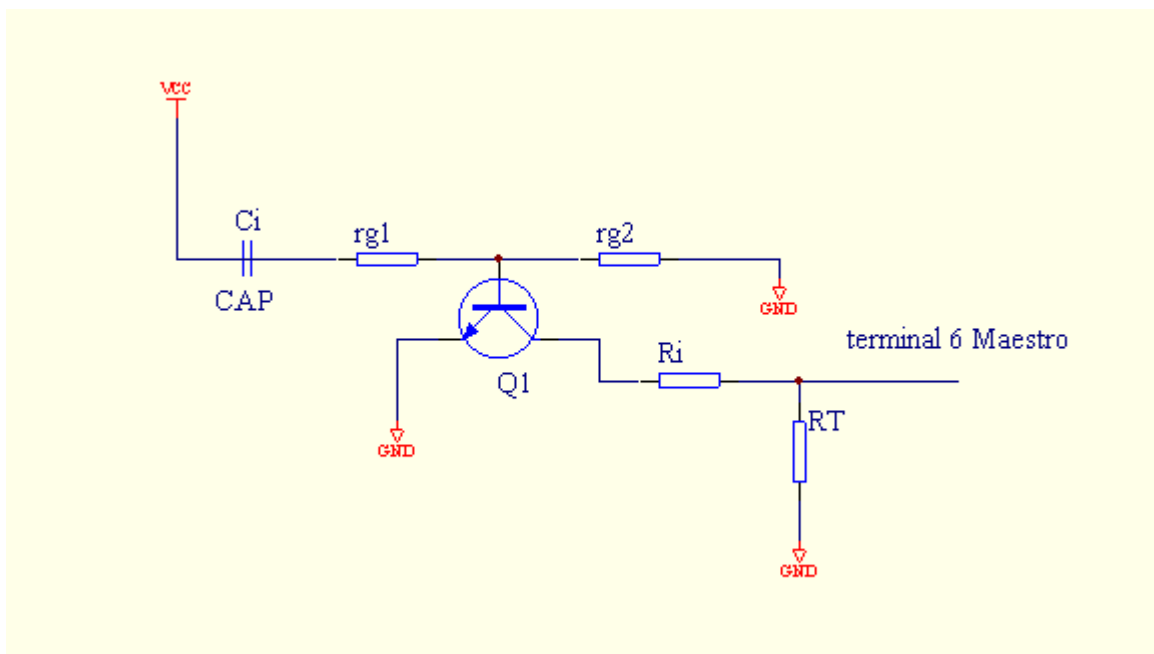


Figura 16. Circuito para lograr el aumento de frecuencia durante el tiempo de encendido.

En el instante de encendido el transistor conduce poniendo R_i en paralelo con R_T lo que hace que el generador de rampa vea una resistencia menor y así generar un rampa de mayor frecuencia. Luego de un tiempo determinado, de calentamiento de los filamentos, el transistor deja de conducir, ya que se carga el capacitor, con lo que la frecuencia de la rampa queda determinada sólo por R_T .

Con los valores de C_i , r_{g1} y r_{g2} se determina el tiempo que dura el calentamiento y con R_i la frecuencia de encendido.

EL SINCRONISMO

Los circuitos PWM de cada filamento son independientes pero a su vez deben estar en contrafase tal que, cuando de un extremo exista una fuente de corriente, del otro se observe una fuente de tensión. Es decir que cuando una llave conduce, la otra no. Para lograr esto es necesario proveer un sincronismo entre los dos controladores.

Asumiendo uno como maestro y el otro como esclavo habrá que asegurar la condición de contrafase.

El sincronismo se logra aplicando un pulso al Flip/Flop del esclavo en caso que arranquen en fase, lo que producirá un cambio de estado en dicho F/F y así se provoca el defasaje deseado.

El circuito propuesto es un integrador de las salidas de control tal que si se verifica que las dos encienden al mismo tiempo, se genera un pulso positivo que luego se aplica al F/F esclavo. En caso que las salidas estén en contrafase no se produce ningún pulso, lo cual es coherente con la modulación deseada, como se muestra en la Figura 17.

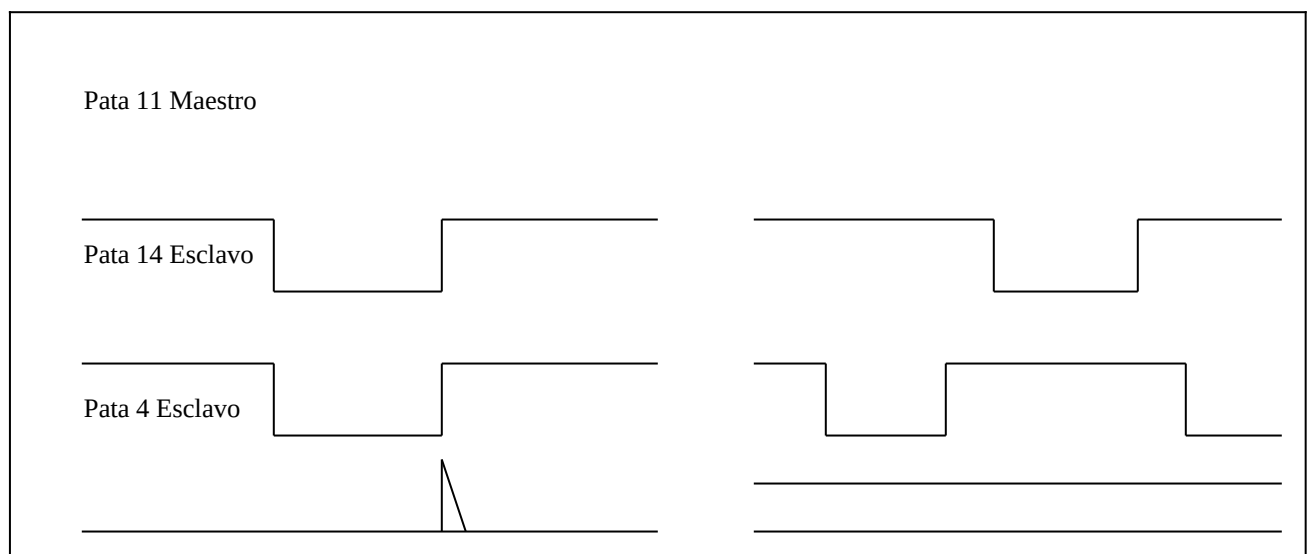


Figura 17. Diagrama temporal del sincronismo.

La implementación del circuito se muestra en la Figura 18. Se realiza de la siguiente manera: Siempre que una de las dos salidas esté en alto, habrá un nivel dc en el terminal 4 del esclavo. Cuando las dos estén en bajo, es decir en fase (condición no deseada), el capacitor se descarga a través de R para luego, al subir las salidas, producir un pulso que se aplica al F/F del esclavo, produciendo la contrafase buscada entre las dos modulaciones PWM.

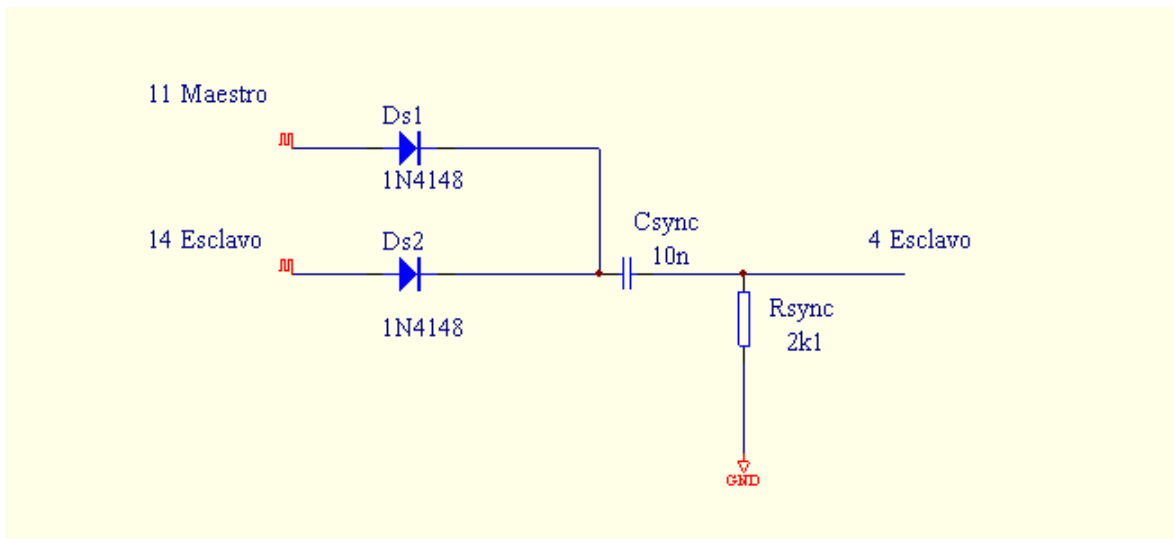


Figura 18. Circuito implementado para el sincronismo.

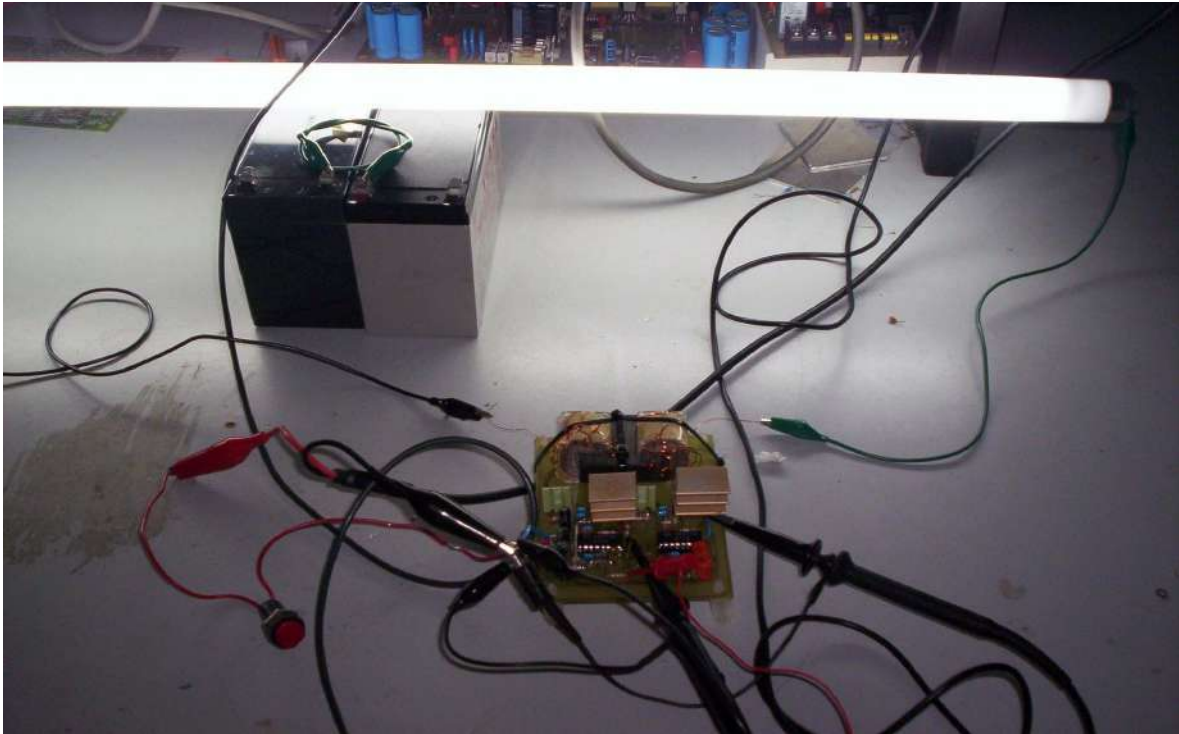


Figura 19. Balasto en desarrollo.

EL CÁLCULO DEL TRANSFORMADOR

Cálculo de la relación de espiras n_s/n_p :

Se calcula para el caso en que $D=0.5$

$$\Rightarrow V_{cc} = 24 \text{ V}$$

La potencia total consumida por el balasto, considerando un rendimiento de 93% será:

$$P = 2 \cdot i_m \cdot V_{cc} \Rightarrow i_m = P / 2 V_{cc} \quad \Rightarrow \quad i_m = 32\text{W} / 2 \cdot 24\text{V} = 0.66\text{A}$$

Dado que: $i_m = i_o \cdot n_s/n_p$ y se sabe que la corriente i_o por el tubo será de 0.33A,

resulta entonces: **$n_s/n_p = 2$**

Cálculo de la inductancia magnetizante y elección del núcleo

La inductancia estará dada por el primario de cada transformador y se elige de tal modo de obtener una constante de tiempo pequeña para la descarga de i_m .

Entonces: $L_p = 3\text{mHy}$

Se elige un núcleo de ferrite EPCOS EE4012

Como $L \cdot i = n \cdot \phi$ y $\phi = B \cdot S$

$\Rightarrow n_p = (L \cdot i) / (B \cdot S)$ siendo S la sección transversal del núcleo, B la densidad de flujo magnético máxima y asumiendo una corriente primaria pico de 1A

$$n_p = \frac{3\text{mHy} \cdot 1\text{A}}{300\text{mT} \cdot 7.5\text{e-}5\text{m}_{\text{bin}}^{\text{Com}}} = 133 \quad \text{se adopta } n_p = 140$$

entonces **ns = 280**

El cálculo del Gapp

La longitud total del gapp está dada por:

$$L = \frac{n_p^{\text{Com}} \cdot A l^*}{1 + \frac{l_g \cdot \mu_r}{l_h}}$$

siendo L: inductancia
 $A l^* \approx 2000 \text{ nHy/esp}_{\text{bin}}^{\text{Com}}$
 μ_r : permeabilidad relativa = 2000
 l_h : longitud del hierro = 84 mm
 l_g : longitud del gapp

$$1 + \frac{l_g \cdot \mu_r}{l_h} = \frac{n_p^{\text{Com}} \cdot A l^*}{L}$$

$$\Rightarrow l_g = 0.504\text{mm} \Rightarrow l_g/2 = 0.25 \text{ mm}$$

CALCULO DE LAS PÉRDIDAS

$$\text{Pérdidas en el Cu} = \frac{i_{bin}^{Com} \rho N l_m}{\pi r_{bin}^{Com}}$$

siendo i : la corriente pico
 ρ : la conductancia del Cu
 N : el número de espiras
 l_m : la longitud media
 r : el radio del alambre

Entonces para el Primario
 $N_p = 140$

$$\text{Diám.} = 0.55\text{mm}$$

$$i = 1\text{Amp}$$

$$l_m = 60\text{e-}3\text{m}$$

\Rightarrow Pérdidas en el bobinado Primario ≈ 354 mWatt

Para el Secundario

$$N_s = 280$$

$$\text{Diám} = 0.3\text{mm}$$

$$i = 0.3 \text{ Amp}$$

$$l_m = 90\text{e-}3\text{m}$$

\Rightarrow Pérdidas en el bobinado Secundario ≈ 321 mWatt

Entonces podemos decir que las pérdidas en el Cu son de aprox. 700mWatt

Pérdidas en el Núcleo

Las pérdidas en el núcleo estarán asociadas a la variación de la densidad de flujo magnético

Donde esta variación viene dada por:

$$\Delta B = \frac{V_{cc} T_{on}}{N_p S}$$

con T_{on} : tiempo de conducción
 S : sección del núcleo

En las condiciones de operación, $f = 33\text{kHz}$ y $V_{cc} = 24\text{V}$, se tiene un ΔB_{max} de 75mT

Según el fabricante del núcleo, para el material utilizado se tienen pérdidas aproximadas de 60 kW por metro cúbico de núcleo.

Ya que el volumen del núcleo es de $12\text{e-}6\text{m}_{bin}^{Com}$

\Rightarrow Las pérdidas serán de aprox. 720mWatt

Entonces las Pérdidas totales, entre Cu y Núcleo serán de aprox. 1,5 Watt

CAPÍTULO 4

RESULTADOS

SIMULACIONES

Se realizaron simulaciones del circuito para tiempos anteriores al encendido y para el régimen permanente. Las mismas fueron realizadas con PSPICE, obteniendo los siguientes resultados.

```
*circuito antes del encendido*  
v1 1 0 pulse(0 10 0 5e-8 5e-8 10e-6 20e-6)  
v2 13 0 pulse(10 0 0e-6 5e-8 5e-8 10e-6 20e-6)  
vcc 2 0 27  
M1 4 1 3 0 IRF740
```

```
M2 11 13 12 0 IRF740
Lp1 2 3 3e-3
Ls1 7 6 6.75e-3
K11 Lp1 Ls1 .999
Lp2 2 12 3e-3
Ls2 8 9 6.75e-3
K12 Lp2 Ls2 .999
r0 7 8 270MEG
rf1 7 15 5
rf2 8 16 5
co 15 16 1n
rp1 4 0 1
rp2 11 0 1
Rs1 6 0 1.5
rs2 9 0 1.5
ra1 4 5 100
rb1 5 6 100
ra2 11 10 100
rb2 10 9 100
.lib C:\pspice\lib\pwrmos.lib
.tran 1e-7 3000e-6 250e-6
.options VNTOL=2e-3 ABSTOL=1e-3 RELTOL=0.2 ITL5=0
.probe
.end
```

Circuito de régimen permanente

todo el circuito

```
v1 1 0 pulse(0 10 0 5e-8 5e-8 14e-6 20e-6)
v2 13 0 pulse(10 0 4e-6 5e-8 5e-8 6e-6 20e-6)
vcc 2 0 27
Sw1 3 4 1 0 S1
Sw2 12 11 13 0 S2
Lp1 2 3 3e-3
Ls1 7 6 6.75e-3
K11 Lp1 Ls1 .999
Lp2 2 12 3e-3
Ls2 8 9 6.75e-3
```

```
K12 Lp2 Ls2 .999
r0 7 8 270
rp1 4 0 1
rp2 11 0 1
Rs1 6 0 1.5
rs2 9 0 1.5
ra1 4 5 100
rb1 5 6 100
ra2 11 10 100
rb2 10 9 100
.model S1 VSWITCH(ROFF=1e5 VON=0.5 VOFF=0.1)
.model S2 VSWITCH(ROFF=1e5 Von=0.5 VOFF=0.1)
.tran 1e-7 3000e-6 250e-6
.options VNTOL=2e-3 ABSTOL=1e-3 RELTOL=0.2 ITL5=0
.probe
.end
```

RESULTADOS EXPERIMENTALES

Las condiciones de la experiencia y los instrumentos utilizados en el banco de trabajo se detallan a continuación. Figura 20.

Osciloscopio Tektronix TDS 210

Amplificador de corriente Tektronix AM503B

Fuente de tensión DC Tes 6102, ajustada a 24V

Punta diferencial de Tensión Fluke DP120

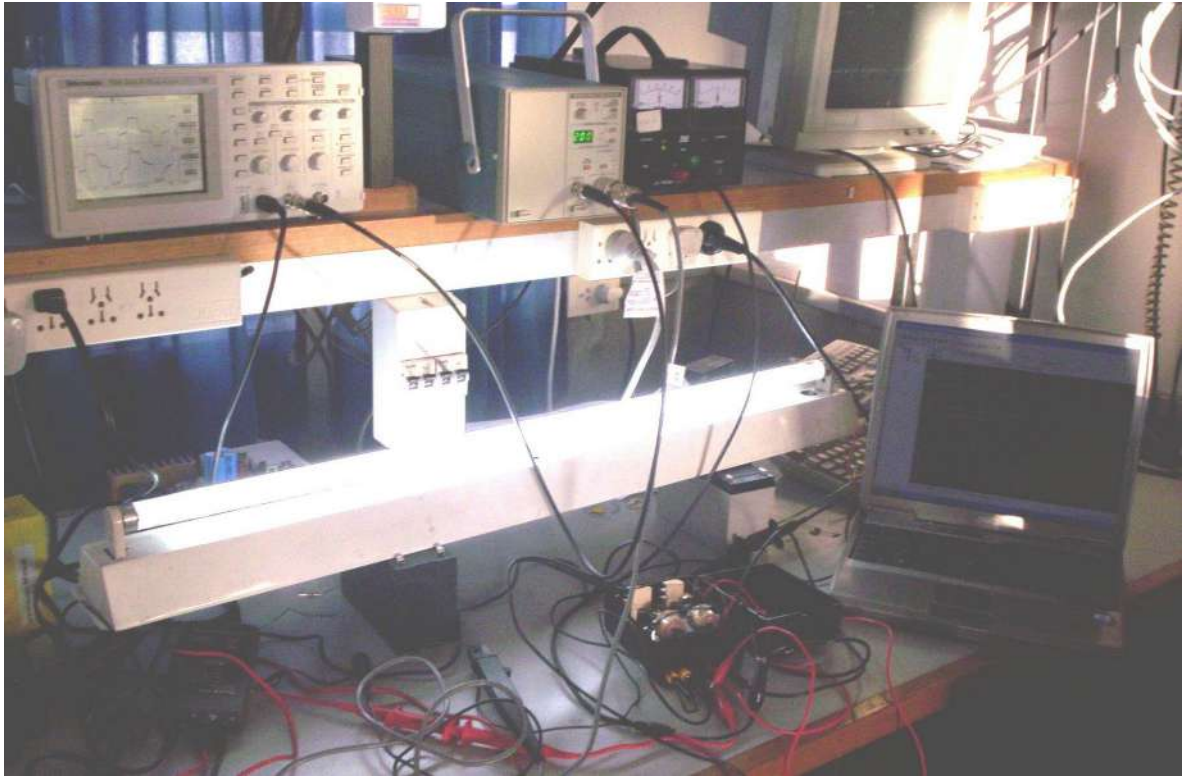


Figura 20. Banco de trabajo

En la Figura 21 se muestra la corriente resultante en el tubo.
Se observa la onda cuadrada de corriente similar a la teórica esperada.

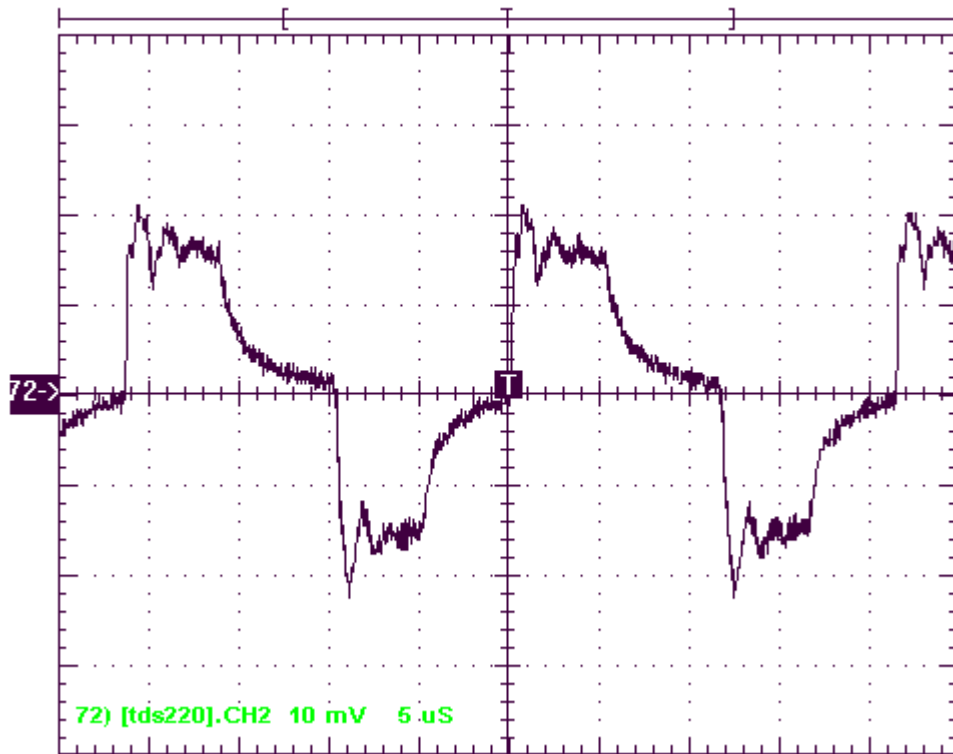


Figura 21. Corriente por el tubo.

En la Figura 22 se muestra el control de gate de una de las llaves MOS, la tensión entre filamentos del tubo y la corriente por el mismo.

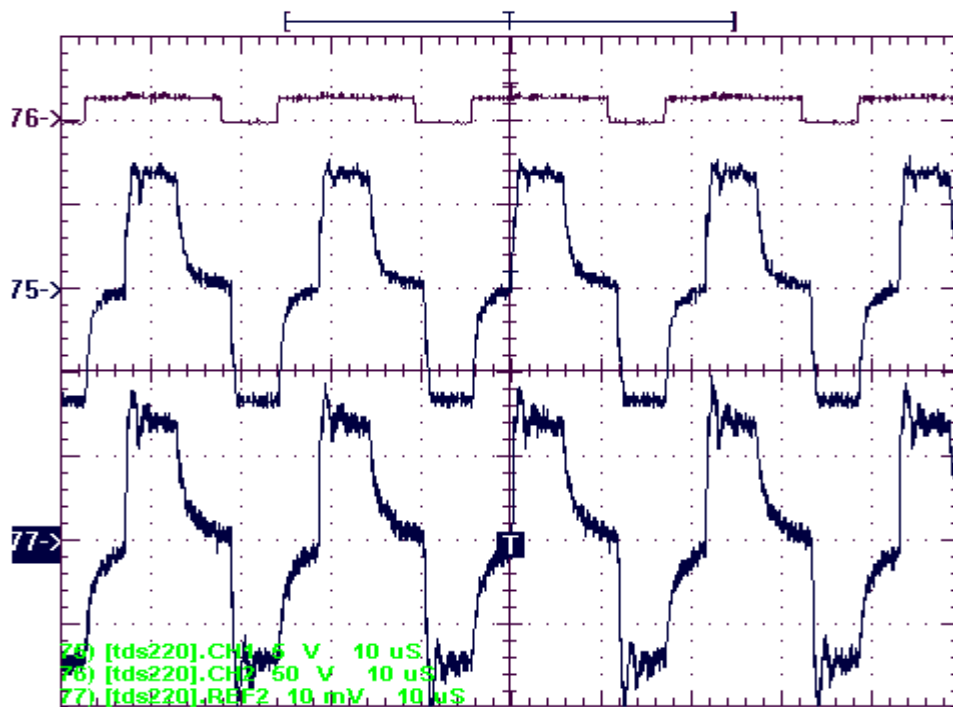


Figura 22. 76) Tensión de gate. 75) Tensión entre filamentos. 77) Corriente por el tubo

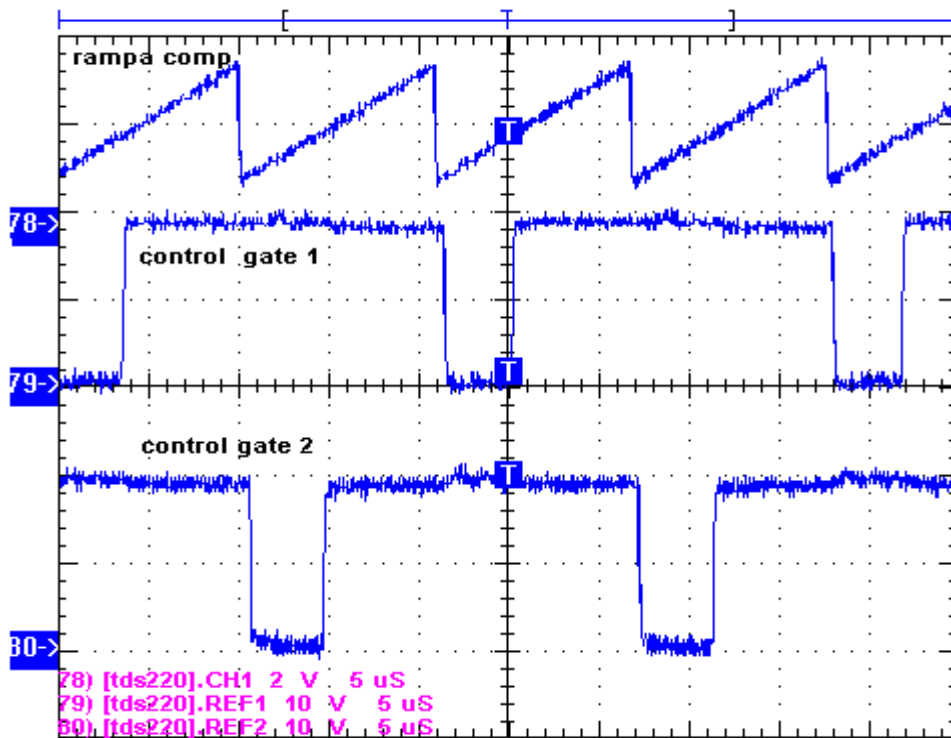


Figura 23. 78) Rampa generada de comparación. 79) Tensión de gate 1. 80) Tensión de gate 2.

En la Figura 23 se observa la rampa de comparación y el sincronismo adecuado de los controles de las llaves MOS para una modulación del ciclo de trabajo del 35%.

POTENCIA ENTREGADA AL TUBO

La potencia entregada está determinada por la corriente en el tubo y la tensión entre filamentos. El funcionamiento óptimo es con un ciclo de modulación del 50%. En la práctica se verifica un ciclo próximo al óptimo.

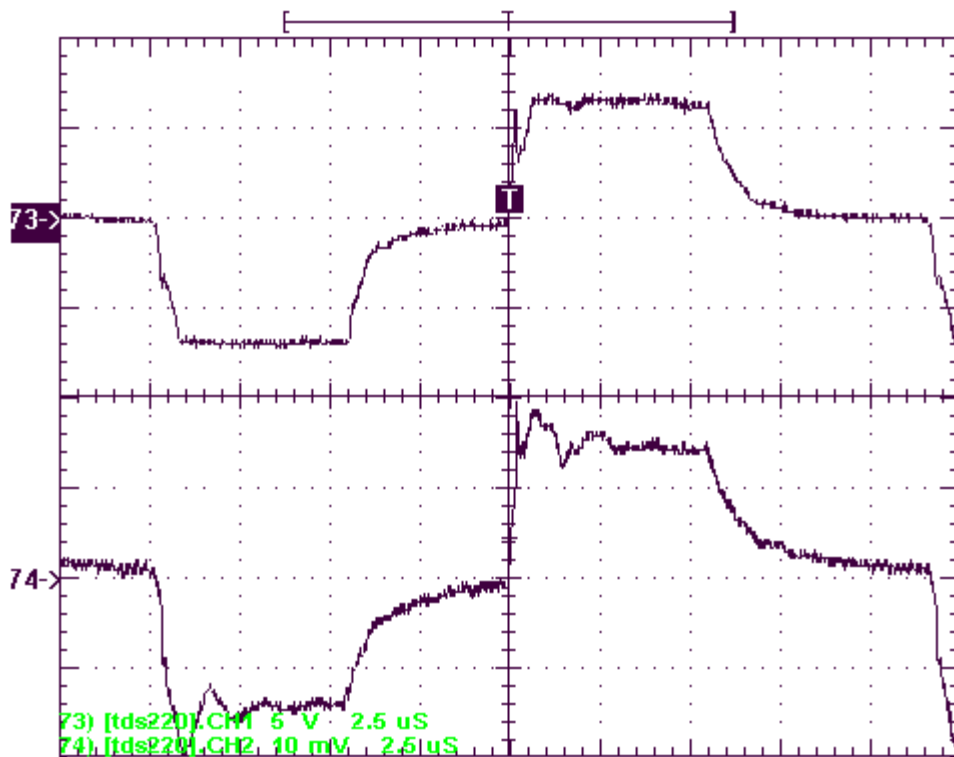


Figura 24. 73) Tensión entre filamento. 74) Corriente por el tubo

De las mediciones resultantes (Fig.22 y Fig24) se exportan los valores numéricos, para luego hacer el producto tensión* corriente en el tubo en cada instante de muestreo (2500 puntos) aplicando una planilla de cálculo Excel.

De lo anterior resulta una **potencia promedio** en el tubo de **21.261581 Watt**.

RENDIMIENTO DEL BALASTO

De las mediciones y cálculos anteriores podemos determinar la potencia entregada al tubo. Y como se conocen los valores de corriente y tensión continua de fuente aplicada al balasto, se puede obtener el rendimiento.

$$V_{cc} = 24V$$

$$I_{cc} = 1.27A$$

$$P_{cc} \text{ de fuente} = 30.48 \text{ Watt}$$

$$P \text{ prom. en el tubo} = 21.26 \text{ Watt}$$

Por lo tanto se obtiene un rendimiento aproximado del **70 %**, lo que indica la alta eficiencia del dispositivo construido.

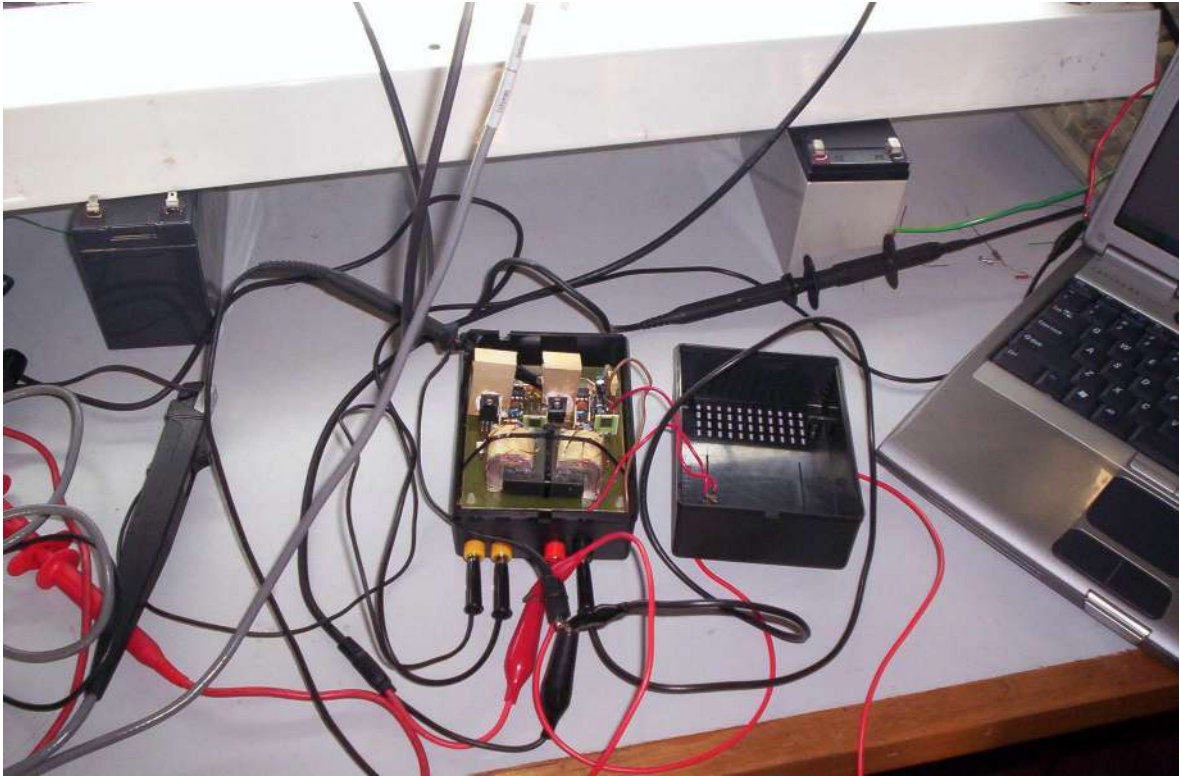


Figura 25. Balasto Terminado.

FUNCIONAMIENTO ANTES DEL ENCENDIDO

Antes que se produzca el encendido del tubo fluorescente, éste presenta una gran impedancia, por lo que la corriente circulará solamente a través de los filamentos (R_f) y el capacitor de arranque (CT).

A pesar de la baja impedancia de los filamentos, la corriente magnetizante se descarga abruptamente debido al efecto de resonancia que se produce entre L_p y CT . Quedando los pulsos de corriente por los filamentos determinados por esta resonancia con una frecuencia dada por:

$$f = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L_p CT}} = 200 \text{ kHz}$$

Mientras tanto el circuito de control, que inicialmente opera con el incremento de frecuencia para favorecer el encendido, proveerá un ciclo de trabajo D máximo para almacenar la mayor energía posible en el inductor L_p , el cual al descargarse durante un pequeño T_{off} , produce los pulsos de corriente por los filamentos, calentando los electrodos, a medida que la tensión necesaria para el arranque disminuye.

De esta forma el circuito provee un régimen de pre-encendido, lo cual implica una mayor vida útil del tubo fluorescente.

En la Figura 26 se observa la corriente por los filamentos donde se visualizan los pulsos dados por el circuito de control, más la oscilación determinada por la resonancia entre L_p y C_T .

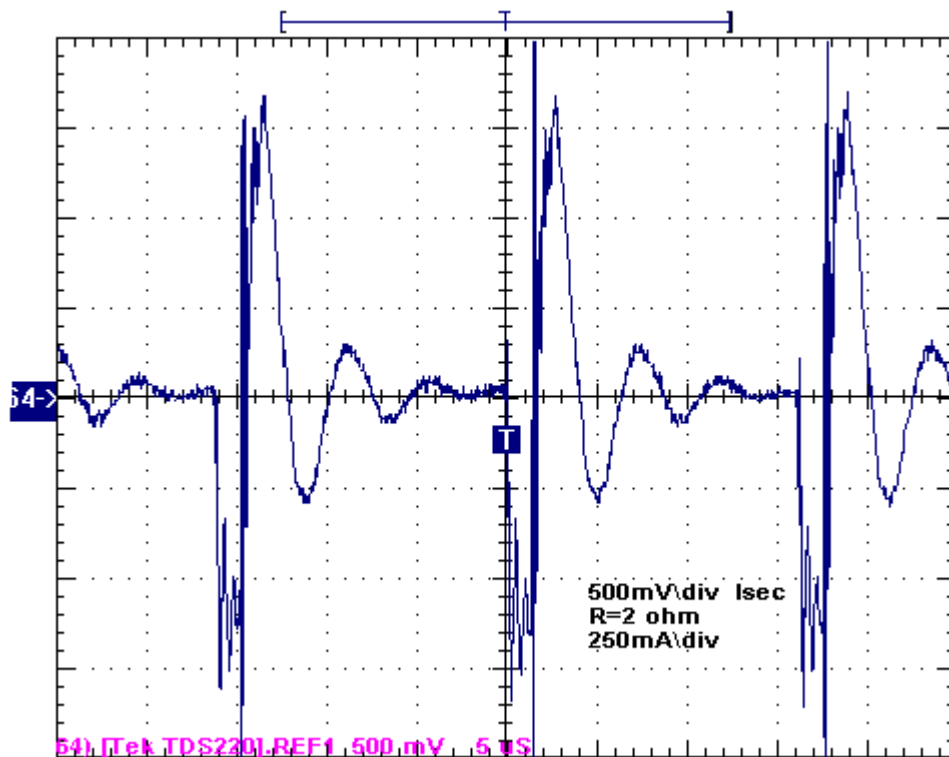


Figura 26. Corriente por los filamentos antes del encendido.

CAPÍTULO 5

CONCLUSIONES

Se desarrolló una nueva técnica de balasto, y luego se construyó un dispositivo eficiente capaz de encender una lámpara fluorescente de 30 Watt de las utilizadas con tensión de línea, pero utilizando baja tensión continua.

El circuito se diseñó sobre un esquema de dos fuentes de corriente independientes y sincronizadas, de manera tal que se alimentó al tubo fluorescente con una corriente bidireccional y una tensión de encendido adecuada entre filamentos. El sincronismo de las fuentes fue tal que siempre funcionaron en contrafase y de esta manera cuando una se comportó como generador de corriente, la otra lo hizo como generador de tensión, logrando así la tensión de encendido, y la corriente por el tubo como suma de las corrientes de cada fuente.

Cada fuente se implementó con un circuito magnético de bajo factor de acoplamiento k y un circuito de control de la corriente magnetizante mediante técnicas de PWM, que permitió el control de la corriente por el tubo.

Una de las claves para lograr un balasto eficiente fue trabajar con una frecuencia mayor a 30Khz con lo cual se facilita la ionización del gas; y otra, no menos importante, fue la de generar una onda cuadrada de corriente para alimentar la lámpara y así optimizar el rendimiento lumínico.

El método fue posteriormente validado para alimentar de manera eficiente, con baja tensión continua, a tubos fluorescentes que normalmente operan con tensión de línea (220V/50Hz). Si bien el diseño se implementó para una tensión de alimentación y una carga en particular, es posible extenderlo a diferentes tipos de lámparas de descarga gaseosa.

Durante el proceso de diseño y construcción se ensayaron diferentes materiales para la construcción de los núcleos de los transformadores, utilizando finalmente núcleos de ferrite ya que fueron los de mejor performance.

También se ensayaron diferentes diseños del PCB observando la importancia de minimizar las interferencias inherentes al propio funcionamiento.

Se realizaron experiencias con diferentes frecuencias de operación, verificando que para frecuencias superiores a 30 kHz se facilita el encendido de los tubos fluorescentes. Y la utilización de frecuencias superiores a 50 KHz disminuye la calidad de la onda de corriente aplicada al tubo debido a limitaciones del SG3527 y la conmutación de las llaves MOS utilizadas (IRF740).

De las experiencias se observa que la potencia entregada al tubo es óptima cuando el ciclo de modulación es del 50 %.

Las diferencias entre los resultados teóricos y experimentales son producto de la implementación, tales como pequeñas interferencias generadas por la conmutación que afectan la modulación.



Figura 27. Balasto en funcionamiento.

CAPITULO 6

MANUAL DE USUARIO Y REPARACIONES

EL dispositivo está diseñado para alimentar una lámpara fluorescente de 30Watt, de 26mm de diámetro y 6500K de temperatura de color, también conocida comercialmente con la denominación T8.

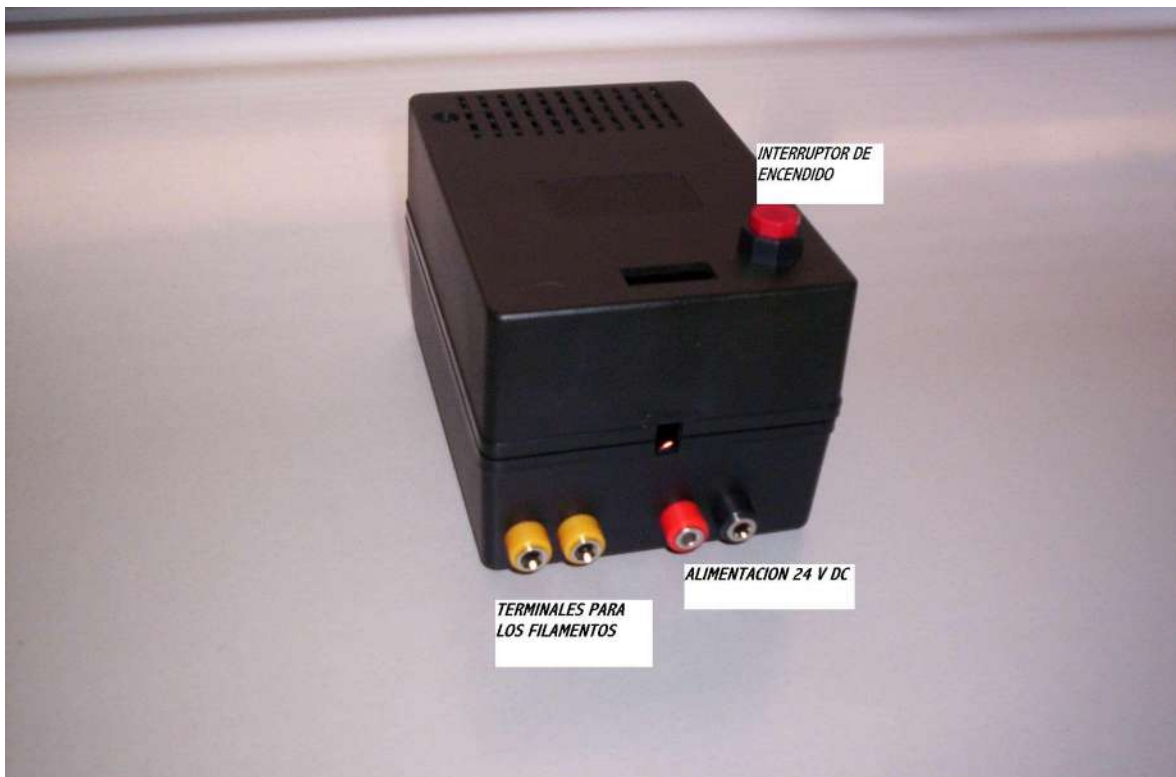


Figura 28. Conectores del balasto.

CONEXIÓN DE LA LÁMPARA

Colocar la lámpara en los zócalos correspondientes, conectar el capacitor CT (1nF/600V) entre un terminal de un filamento con otro terminal del extremo opuesto de la lámpara. Figura 28.

Conectar cada una de los terminales restantes a los conectores de salida del balasto, que son las salidas secundarias de los transformadores.

Conectar alimentación de 24 V dc respetando polaridad.

REPARACIONES

En caso de no encendido de la lámpara:

-Si no se producen parpadeos:

- Verificar conexiones de alimentación.
- Verificar conexiones de la lámpara.
- Verificar tensión de alimentación.
- Verificar condiciones de la lámpara.
 - Verificar con osciloscopio presencia de la rampa en terminales N° 5 de los dos moduladores.
- Verificar que la tensión de alimentación de los moduladores esté presente. (Terminal N°15).
 - Verificar 500mV de tensión de referencia en terminales N°1 de los moduladores, caso contrario ajustar desde Ref.
- Verificar la salida de control de modulación en terminal N° 11 del modulador 1 y terminal N° 14 del modulador 2.
 - Verificar que las llaves MOS se comporten adecuadamente, es decir que conmuten correctamente de acuerdo a la tensión de gate correspondiente.

- Si se producen parpadeos:

- Idem anterior y además :

- Verificar que las señales de control (N° 11 del 1 y N° 14 del 2) se encuentren en contrafase.

En caso de encendido con baja luminiscencia o alto consumo de corriente:

- Iden todo lo anterior y además:

- Verificar que no hay a perturbaciones en los terminales de masa tanto de los moduladores como de la parte del circuito encargada del sensado de corriente.

Para otros tipos de fallas como por ejemplo, que las formas de onda de tensión o corriente en el tubo no sean las esperadas, habrá que analizar el comportamiento de los transformadores, lo cual se puede hacer comparando la tensión primaria y secundaria de cada uno de ellos y verificando la relación de espiras.

En caso que se desee variar la frecuencia de trabajo, bastará con cambiar el valor de resistencia RT según hoja de datos del SG3527.

Si se deseara cambiar la frecuencia o el tiempo de encendido será necesario varira los valores de las resistencias y capacitores indicados en la Figura 16.

CITAS BIBLIOGRÁFICAS

Referencia 1 : The Fluorescent Lamp Circuit- Emanuel Gluskin. IEEE Transactions on Circuits and Systems- I.Fundamental Theory and Applications, vol.46, no. 5, May 1999

Referencia 2 : Compatibility Testing of Fluorescent Lamp and Ballast System- Yufren Ji, Robert Davis, Conan O rourke, and Edmond Wai Mun Chui. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 6, Nov/Dec 1999.

Referencia 3 : Using the MC33157 Electronic Ballast Controller. Motorola semiconductor Application Note. AN1682. Michael Bairanzade.

Referencia 4 : A Performance Comparison fo electronic vs. Magnetic Ballast for powering Gas-discharge UV lamps.-Eric Person and Doug Kuusisto. Nicollet Technologies Corporation. Presented at RadTech 19998, Chicago.

APENDICE 1

DIGRAMA ESQUEMÁTICO y PCB DEL CIRCUITO.

Para el desarrollo del proyecto se utilizó Protel 98 como herramienta de diseño.

APÉNDICE 2

MEDICIÓN DEL INDUCTOR

En la Figura 31 se muestra la tensión sobre la resistencia primaria (1ohm), que representa la corriente primaria, que está compuesta por la corriente magnetizante propia I_{m1} más la reflejada del secundario $I_{m2} = I_o(n_s/n_p)$.

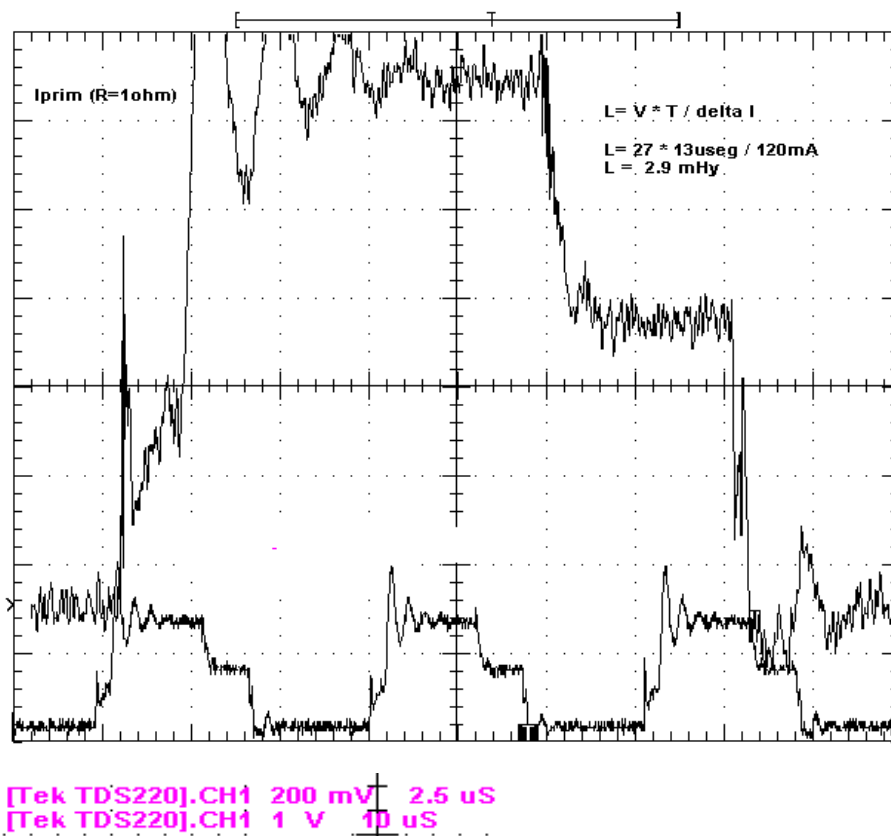


Figura 31. Formas de onda de la corriente el devanado primario.

Entonces se puede medir el delta de corriente magnetizante propia y el tiempo de crecimiento sobre el inductor L. Como se conoce el valor de tensión de fuente (27 V), se puede verificar el valor del inductor

$$L = (V / \Delta I) \cdot t$$

$$L = (27 \text{ V} / 120 \text{ mA}) \cdot 13 \text{ useg}$$

$L = 2.9 \text{ mHy}$

APENDICE 3

HOJA DE DATOS DEL SG3525A / SG3527A