

## Análisis y Modelado de un Balastro Electrónico Auto-Oscilante para su Operación en muy Alta Frecuencia

E. Flores, M. Ponce, L.G. Vela, M. Juárez  
 DIE-CENIDET  
 Cuernavaca 62490, México  
 efrenfg@ieee.org  
 Teléfono: (52)-777 1366509

**Resumen**—En el presente trabajo se realiza el análisis y modelado de un balastro electrónico auto-oscilante para su operación en muy alta frecuencia (MHz). El modelo propuesto toma en cuenta una capacitancia parásita en el dispositivo de conmutación para evitar que la frecuencia de oscilación se desvíe del valor deseado a frecuencias de diseño altas. El diseño del balastro se realiza mediante el uso de herramientas de control tales como: el método de la función descriptiva, el criterio extendido de Nyquist y diagramas de bloques que permiten encontrar una expresión para el diseño del circuito auto-oscilante. Los resultados experimentales en el rango de 200kHz a 2MHz validan el método propuesto, mostrando frecuencias de oscilación muy cercanas al valor deseado y un buen desempeño del balastro.

**Palabras clave:** Sistemas de potencia, auto-oscilación, funciones descriptivas.

### I. INTRODUCCIÓN

En la actualidad, se realizan importantes esfuerzos en investigación y desarrollo tecnológico orientados a mejorar la eficacia de los sistemas de iluminación. El uso de lámparas de descarga en conjunto con balastros electrónicos ayuda a reducir el consumo de energía eléctrica debido a la alta eficacia luminosa que presentan en conjunto. Los balastros electrónicos tienen numerosas ventajas respecto a los balastros electromagnéticos, tales como: tamaño y peso reducido, mayor vida útil, y ausencia de ruido audible y parpadeo en la lámpara (Hammer, 1987). Por otro lado, los balastros electrónicos auto-oscilantes (BEAO) como el mostrado en la Figura 1 proveen de ventajas adicionales, como: simplicidad en la circuitería, bajo costo y mayor robustez, esto último debido a que no utilizan circuitos integrados como temporizadores e impulsores de los interruptores Mosfets, disminuyendo de esta manera la posibilidad de fallas a causa de daños en estos circuitos integrados. Debido a la naturaleza resonante de estos circuitos, la frecuencia de operación está estrechamente ligada con la potencia que se entrega a la lámpara y es de suma importancia que esta se encuentre lo más cercana posible a la frecuencia de diseño. Sin embargo, la frecuencia de operación en los BEAO es a su vez dependiente de todos los elementos involucrados en el lazo auto-oscilante, tales como los elementos reactivos de tanque resonante y la

lámpara, así como de los elementos parásitos en el circuito impreso y en los dispositivos de conmutación, los cuales se vuelven más significativos conforme se aumenta la frecuencia de operación.

Los BEAO se han analizado desde diferentes perspectivas, a continuación se menciona brevemente algunas de las más relevantes. En (Nerone, 1995) se obtiene por primera vez un modelo matemático de un inversor auto-oscilante, analizando las condiciones que se deben satisfacer para asegurar la auto-oscilación. Posteriormente, en (Chang y Bruning, 1999) y (Seidel et al, 2007) se presentó el lugar de Tsytkin y el método de la función descriptiva como herramientas para determinar la frecuencia de oscilación en balastros auto-oscilantes. En (Ponce-Silva et al, 2008) se lleva a cabo el análisis y diseño de un BEAO basado en el amplificador clase E a 2.5MHz, con la desventaja de tener que usar circuitos de disparo adicionales para los interruptores Mosfet y requerir de una fuente de CD adicional. En (Oliveira et al, 2008) se presenta el diseño de un BEAO de modo que la frecuencia de oscilación sea independiente de la carga. En todos estos casos, se desprecian los elementos parásitos y no se presenta un análisis sobre cómo afecta la frecuencia de diseño en la precisión de los métodos.

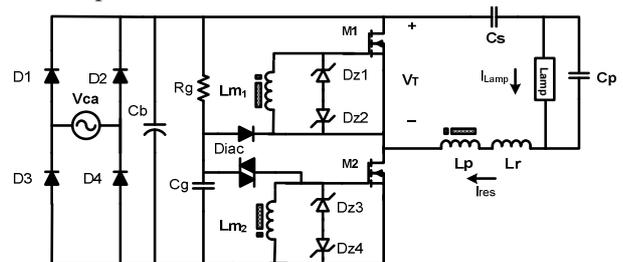


Figura 1. Configuración del balastro electrónico auto-oscilante basado en el amplificador clase D.

A diferencia de los balastros electrónicos convencionales, los BEAO pueden operar en el rango de MHz debido a que no requieren de circuitos integrados para el disparo de los interruptores, permitiendo así una considerable reducción en el tamaño y peso del balastro. Sin embargo, al aumentar la frecuencia, los elementos parásitos en los interruptores Mosfets afectan la precisión del método de diseño. En este trabajo se propone mejorar el diseño de BEAO en muy alta

frecuencia mediante la adición de la capacitancia parasita compuerta-fuente ( $C_{gs}$ ) del interruptor Mosfet y de considerar una no-linealidad de tipo saturación en lugar de una tipo si-no, esto debido a que los tiempos de subida y bajada no son despreciables a frecuencias en el rango de MHz.

## II. ANALISIS Y MODELADO DEL BEAO

En esta sección se representa al BEAO como un sistema no-lineal cuyo comportamiento puede representarse como un diagrama a bloques. El método de la función descriptiva es una alternativa para representar la no-linealidad que caracteriza el comportamiento del BEAO. Este método puede usarse ya que el balastro electrónico utiliza un filtro resonante que tienen una característica de filtro pasa-bajos. De la misma forma, se puede usar el criterio de Nyquist extendido para obtener las expresiones de diseño [Slotine 1991].

En la figura 2 (a)-(c) se muestra un esquema con la función de cada sección del BEAO, formado por el tanque resonante, el transformador de corriente CT y su conexión como impulsor a la compuerta de los interruptores Mosfets, así como la no-linealidad. En la Figura 2(b) se observa que el transformador de corriente se representa como una fuente de corriente  $I_s$  en paralelo con la inductancia magnetizante  $L_m$ , la capacitancia parasita  $C_{gs}$  y con los diodos Zener, los cuales tienen la función de proteger al dispositivo de conmutación de sobre-voltajes. De la misma figura, se puede observar que la corriente Zener, es el resultado de restar la corriente magnetizante  $I_M$  y la corriente a través de la capacitancia parasita  $C_{gs}$  a la corriente  $I_s$ . Cuando  $I_z$  y  $V_z$  cambian de polaridad, también cambia el voltaje drenaje-fuente de los Mosfets  $M1$  y  $M2$ . Los efectos de la capacitancia  $C_{gs}$  se ven reflejados en la forma de onda en la compuerta de los dispositivos, que impide que el voltaje cambie de forma instantánea y se asemeje a una onda trapezoidal. De esta manera, la forma de onda es representada mediante una no-linealidad de tipo saturación (Figura 2(c)).

Partiendo de este esquema, es posible representar al circuito como el diagrama a bloques mostrado en la Figura 3(a). La entrada a la no-linealidad es la corriente en los diodos Zener y la salida es el voltaje de compuerta, que es proporcional a la forma de onda de voltaje en la salida del inversor, siendo la constante de proporcionalidad la relación entre el voltaje del bus de CD y el voltaje Zener. El tanque resonante y la lámpara se representan mediante la función de transferencia  $G_T(s)$ , las funciones de transferencia  $G_M(s)$  y  $G_{C_{gs}}(s)$  representan a la inductancia  $L_m$  y a la capacitancia parasita  $C_{gs}$  del Mosfet respectivamente. En este caso se representa a la lámpara fluorescente mediante su resistencia equivalente ( $R_{lamp}$ ) y se considera que el voltaje de entrada es constante. El diagrama de la Figura 3(a) puede reducirse al mostrado en la Figura 3(b), donde se muestra la no-linealidad representada por la función descriptiva  $N$ .

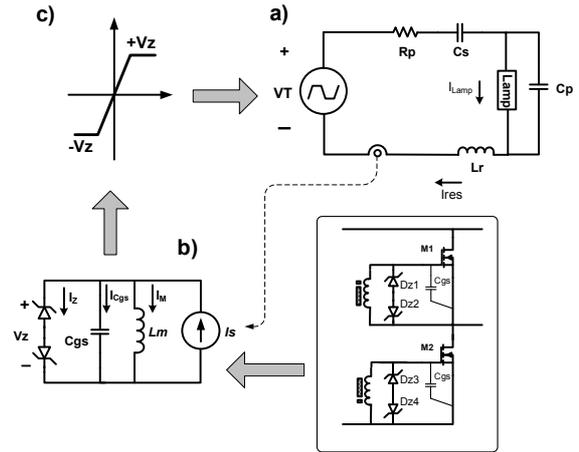


Figura 2. Representación del balastro auto-oscilante, a) representación del voltaje de salida del inversor aplicado al tanque resonante, b) representación del transformador de corriente en paralelo con la capacitancia parasita  $C_{gs}$  y los diodos Zener, b) No-linealidad de tipo saturación.

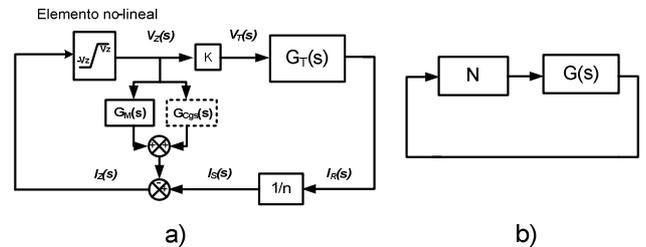


Figura 3. a) Interpretación del BEAO mediante un diagrama a bloques, b) Reducción del diagrama a bloques.

Las funciones de transferencia de:  $G_M(s)$ ,  $G_{C_{gs}}(s)$  y  $G_T(s)$  están dadas por:

$$G_M(s) = \frac{1}{s \cdot L_m} \quad (1)$$

$$G_{C_{gs}}(s) = s \cdot C_{gs} \quad (2)$$

$$G_T(s) = \frac{s^2 \cdot C_s \cdot C_p \cdot R_L + s \cdot C_s}{s^3 \cdot a + s^2 \cdot b + s \cdot c + 1} \quad (3)$$

Donde:

$$a = L_r \cdot C_s \cdot C_p \cdot R_L \quad (4)$$

$$b = L_r \cdot C_s + C_p \cdot C_s \cdot R_L \cdot R_p \quad (5)$$

$$c = R_L (C_p + C_s) + R_p \cdot C_s \quad (6)$$

Al hacer reducción de bloques,  $G(s)$  está definido como:

$$G(s) = G_T(s) \cdot \frac{K}{n} - G_M(s) - G_{C_{gs}}(s) \quad (7)$$

Donde  $K$  es el cociente entre la señal de entrada al tanque resonante y el voltaje Zener y  $n$  es la relación de vueltas del transformador de corriente. Con esto, la ecuación característica del sistema esta dada por:

$$1 + NG(s) = 0 \quad (8)$$

### III. DISEÑO DEL BEAO

En la sección anterior se representó el comportamiento del circuito del BEAO como un sistema no-lineal con una entrada y una salida. En esta sección se define el método de diseño de la siguiente manera:

#### A. Definir los datos de entrada

El primer paso consiste en definir las condiciones de operación del circuito, tales como: frecuencia de operación, características de la lámpara (potencia y resistencia equivalente) y dispositivos semiconductores a utilizar.

#### B. Diseño del tanque resonante

Para el diseño del tanque resonante ( $C_s$ ,  $C_p$  y  $L_r$ ) se pueden utilizar diferentes técnicas y por tanto no se describe a detalle, sin embargo, es importante que en este proceso se considere a la resistencia parásita serie ( $R_p$ ) debido a que en muy alta frecuencia esta resistencia puede ser considerable y ocasionar que no se entregue la potencia deseada a la lámpara. Para el presente estudio se utilizó una técnica basada en la aproximación mediante la fundamental que a su vez utiliza la misma frecuencia para las fases de encendido y operación en estado estable [Correa 2001]. La única modificación fue la adición de  $R_p$  en las ecuaciones de diseño y considerar una forma de onda trapezoidal en el voltaje de salida del inversor.

#### C. Diseño del balastro auto-oscilante

Partiendo de los elementos resonantes calculados en la sección II.B se puede diseñar el circuito impulsor auto-oscilante, que consiste en resolver la inductancia magnetizante del transformador de corriente representado en el diagrama a bloques por  $L_m$ . La ecuación característica (8) que representa al sistema de la Figura 3 se puede reescribir como:

$$G(j\omega) = -\frac{1}{N} \quad (9)$$

El sistema puede presentar un ciclo límite si la ecuación (9) se cumple, de esta manera, la intersección de  $G(j\omega)$  con  $-1/N$  brinda información sobre posibles oscilaciones auto-sostenidas (Figura 5).

Las técnicas de respuesta en frecuencia son herramientas muy útiles en el análisis de sistemas lineales, ya que el uso de funciones de transferencia y diagramas de bloques simplifica en gran medida la manipulación y representación de estos sistemas. Sin embargo, estas técnicas no pueden aplicarse directamente a sistemas no-lineales, no obstante, existen algunos sistemas no-lineales para los cuales se puede aplicar una versión del método de respuesta en frecuencia llamado función descriptiva, que puede ser usado para analizar y predecir el comportamiento no-lineal de forma aproximada. La función descriptiva se puede definir como la razón compleja de la componente fundamental del elemento no lineal con respecto a la entrada, cuya forma de onda es sinusoidal. De manera que:

$$N = \frac{Y_1}{X} \angle \phi \quad (10)$$

Donde  $N$  es la función descriptiva,  $X$  es la amplitud de la señal sinusoidal de entrada,  $Y_1$  es la amplitud de la componente fundamental de la salida y  $\phi$  es el desplazamiento de fase de la componente fundamental de salida.

Con esto, si la señal de entrada al elemento no-lineal está dada por:

$$X = I_z(t) = A \cdot \text{sen}(\omega t + \theta) \quad (10)$$

Donde:  $I_z$  es la corriente Zener y  $\theta$  es el ángulo de fase entre las dos señales sinusoidales.

La salida se define mediante su componente fundamental y de acuerdo a la Figura 4 se tiene que:

$$Y_1 = \frac{V_z}{2} \left| \frac{\sin(\pi/2)}{(\pi/2)} \right| \left| \frac{\sin(\pi t_r/T)}{(\pi t_r/T)} \right| \quad (11)$$

La ecuación (11) se puede calcular al notar que la forma de onda trapezoidal de la figura 4 se obtiene de la convolución entre un tren de pulsos cuadrados y otro cuyos pulsos tengan un ancho  $t_r$  y una amplitud  $V_z/t_r$ . La convolución en el dominio del tiempo es equivalente a la multiplicación en el dominio de la frecuencia, de modo que se pueden multiplicar las representaciones en el dominio de la frecuencia de estos trenes de pulso para obtener la ecuación (11).

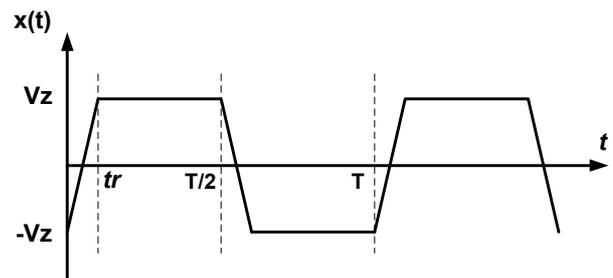


Figura 4. Forma de onda aproximada en el voltaje de compuerta.

De esta manera, puesto que no existe desplazamiento de fase entre la entrada y la salida, la función descriptiva de la no-linealidad está dada por:

$$N = \frac{Y_1}{X} \quad (12)$$

Por otro lado, la inductancia magnetizante  $L_m$  se obtiene al sustituir  $s=j\omega$  en la ecuación (9) y haciendo que:

$$\text{Im}(G(s)) = \text{Im}\left(G_T(s) \cdot \frac{K}{n} - G_M(s) - G_{Cgs}(s)\right) = 0 \quad (13)$$

Así, la expresión final queda:

$$L_m = -\frac{1}{2\pi f \cdot \text{Im}\left(G_T(s) \cdot \frac{K}{n} - G_{Cgs}(s)\right)} \quad (14)$$

#### D. Análisis de estabilidad del sistema

Los ciclos límite pueden ser estables o inestables, mediante el criterio extendido de Nyquist y auxiliándose de la gráfica de la Figura 5. El punto de intersección entre  $-1/N$  y  $G(j\omega)$  se representa por el punto  $P$ , e indica que para el valor obtenido de  $L_m$ , existe un posible punto de operación a una

determinada frecuencia. Asumiendo que el sistema opera inicialmente en el punto  $P$  con una frecuencia de oscilación auto-sostenida  $\omega$  y con una determinada amplitud de  $I_z$  (corriente Zener), y que debido a una pequeña perturbación, la amplitud de  $I_z$  decrece ligeramente haciendo que el punto de operación se mueva de  $P$  a  $A$ . Si  $G(j\omega)$  encierra a  $A$ , de acuerdo al criterio extendido de Nyquist, entonces el punto es inestable y la amplitud de  $I_z$  aumentará, por lo tanto, el punto de operación se moverá hacia  $P$ , por otro lado, si la perturbación hace que la amplitud de  $I_z$  aumente, haciendo que el punto de operación se mueva al punto  $B$ , la amplitud de  $I_z$  decrece ya que  $B$  no está encerrada por  $G(j\omega)$ . Entonces, la oscilación auto-sostenida asociada al punto  $P$  es un punto estable, y el valor obtenido de  $L_m$  resulta un valor adecuado para el diseño del BEAO.

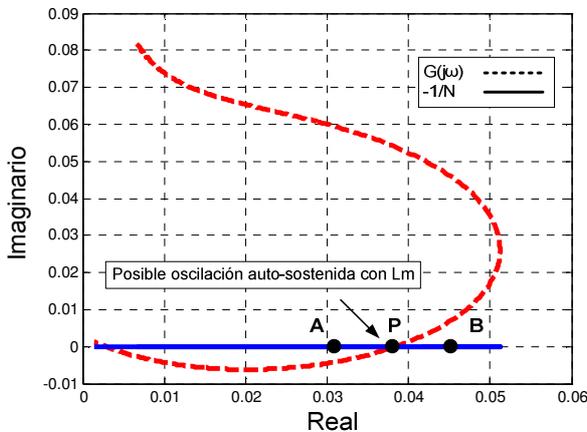


Figura 5. Diagrama de Nyquist del balastro auto-oscilante

#### IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Con el objeto de mostrar el desempeño del método de diseño propuesto, se presentan resultados experimentales a diferentes frecuencias. Los resultados obtenidos se comparan con respecto a los diseños de acuerdo al método convencional (Seidel 2007)

Las especificaciones de diseño se muestran en la Tabla I. En todos los casos se considera un voltaje de entrada constante y el valor de  $C_{gs}$  se obtiene indirectamente de la hoja de datos del Mosfet IRF840LC. Las frecuencias seleccionadas fueron: 200kHz, 500kHz, 1MHz y 2MHz. En la Figura 6 se muestra una comparación entre la frecuencia de operación obtenida con el método propuesto y el presentado en (Seidel 2007). La frecuencia de operación del balastro auto-oscilante depende en mayor medida del transformador de corriente, de modo que las tolerancias en los componentes del tanque resonante (típicamente del 5%) pueden despreciarse en la etapa de diseño. Puede observarse que la frecuencia de operación es más cercana a la frecuencia de diseño cuando se considera la capacitancia parásita  $C_{gs}$  y la frecuencia de diseño se encuentra por encima de los 200kHz.

La eficiencia del circuito decrece a medida que aumenta la frecuencia de operación, sin embargo, el prototipo a 2MHz mostró una eficiencia aceptable del 84%. En la Figura 7 se

muestra el voltaje de salida del inversor así como el voltaje y la corriente en la lámpara en el prototipo de 2MHz.

TABLA I  
Especificaciones de diseño

Datos de entrada	Valores
Voltaje de entrada	127Vrms
Tipo de lámpara	NECFCL32EX-N-HG DAYLIGHT
Potencia	32W
Resistencia equivalente	180Ω

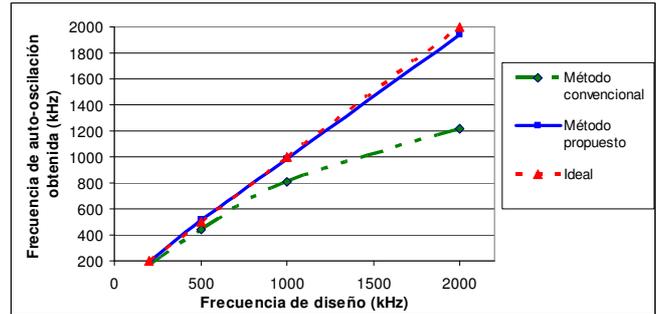


Figura 6. Comparación entre un método de diseño convencional y el método propuesto.

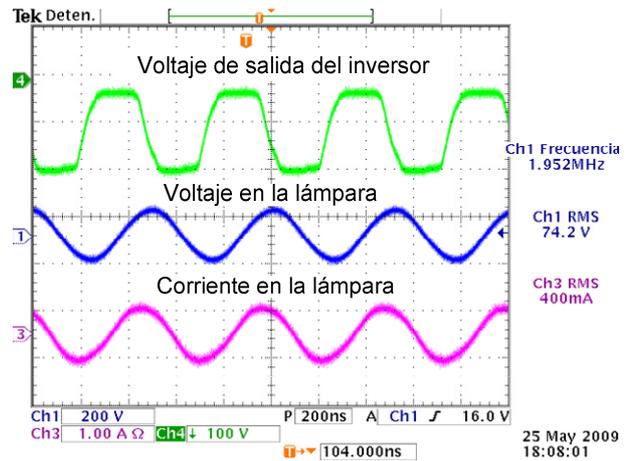


Figura 7. Formas de onda en el BEAO diseñado a 2MHz.

#### V. CONCLUSIONES

En este trabajo se presentó el análisis y modelado de un balastro electrónico auto-oscilante basado en el amplificador clase D para su operación en muy alta frecuencia. Esto se obtiene al representar el comportamiento del circuito como un sistema no-lineal de una entrada y una salida. Debido a las características del circuito, fue posible usar el método de la función descriptiva y el criterio extendido de Nyquist tanto para el diseño del circuito como para el análisis de estabilidad del sistema. La principal aportación fue incluir en el análisis a la capacitancia parásita de los dispositivos de conmutación ( $C_{gs}$ ), con esto, la precisión del método de diseño mejoró considerablemente. Los resultados experimentales mostraron que las consideraciones hechas hacen posible el diseño de balastros auto-oscilantes en el rango de 200kHz a 2MHz.



## REFERENCIAS

- Chang C.; Chang, J.; Bruning, G.W. (1999). Analysis of Self-Oscillating Series Resonant Inverter for Electronic Ballasts, IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 14, Issue 3, Page(s):533 – 540
- Correa, J.; Ponce, M.; Lopez, A.; Arau, J.; Alonso, J.M. (2001). A comparison of LCC and LC filters for its application in electronic ballast for metal-halide lamps, Power Electronics Specialists Conference 2001. pp. 114-119.
- Hammer E. E., "High Frequency Characteristics of Fluorescent Lamps up to 500 kHz," Journal of the Illum. Engin. Soc., pp.56-61. Winter 1987.
- Jean-Jacques Slotine y Weiping Li (1991). Applied Nonlinear Control. Ed. Prentice Hall
- Nerone, L.R. (1995). A mathematical model of the Class D converter for compact fluorescent ballasts, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.10, no.6pp.708-715
- Oliveira, L.B.; Oliveira, G.S.; Piazza, J.; Cervi, M.; Prado, R.N.; Seidel, A.R. (2008). Fixed Frequency Self-Oscillating Electronic Ballast Design Procedure, Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. pp. 1-6
- Ponce-Silva, M.; Mateos, R.; Flores, E.; Balderrama, D.; Claudio, A. (2008). Driver for 2.5 MHz self-oscillating electronic ballast designed with descriptive function, Power Electronics Specialists Conference, 2008. pp. 2857-2860.
- Seidel, A.R.; Bisogno, F.E.; do Prado, R.N (2007). A Design Methodology for a Self-Oscillating Electronic Ballast, IEEE Transactions on Industry Applications , vol.43, no.6, pp.1524-1533.