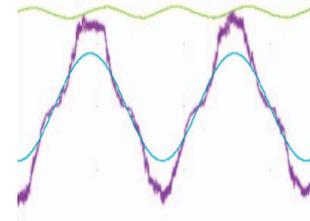


Implementación de balastro con corrección de factor de potencia pasivo

Fernando M. Betancourt Ramírez, Enrique Sotelo Gallardo
FIME, UANL
fbr@gama.fime.uanl.mx, esotelo@exatec.itesm.mx

RESUMEN

En este documento se analiza funcionamiento de los balastos como fuente de alimentación de lámpara de gases, así como sus diferentes topologías, magnéticas y electrónicas, y la necesidad de usar circuitos de corrección de factor de potencia y disminución de distorsión por armónicos, THD. También se analizó el comportamiento de un balastro ante diferentes etapas de corrección de factor de potencia usando simuladores computacionales como el PSPICE con bases de diseño en un prototipo.



PALABRAS CLAVE

Balastro electrónico, factor de potencia, distorsión armónica.

ABSTRACT

Operation of ballasts as energy source for gas incandescent lamps, as well as their different magnetic and electronic topologies, and the need of circuit for correcting the power factor and reducing the distortion due to THD harmonics is analyzed in this document. Performance of the ballast before different stages in the correction of the power factor was also analyzed by means of computer simulators such as the PSPICE with the bases of a prototype design.

KEYWORDS

Electronic ballast, power factor, harmonics distortion.

INTRODUCCIÓN

En la actualidad el uso de iluminación de carga resistiva, bulbos incandescentes, se ha ido sustituyendo por medios alternos de iluminación más eficientes, las lámparas fluorescentes. Para excitar el gas dentro de este tipo de lámparas es necesario el uso de circuitos eléctricos o electrónicos, llamados balastos (as). Los balastos proveen altos voltajes en la lámpara con el fin de ionizar el gas y controlan la corriente a través de la misma dentro de un nivel seguro de operación.

Las balastras en conjunto con las lámparas de gases, forman un circuito de bajo factor de potencia y alta contaminación de armónicos, THD. Lo cual perjudica las instalaciones eléctricas, ya que se demanda más energía de la requerida, además de interferir con el óptimo funcionamiento de equipos electrónicos debido a la contaminación de armónicos.

La necesidad de controlar la corriente en las lámparas de gas recae en el comportamiento de la lámpara misma, la cual se comporta como una “resistencia negativa”, es decir existe una disminución en el voltaje a causa de un incremento en la corriente a través de la lámpara generando condiciones de “corto circuito”.

Antes de la ionización, la lámpara se puede aproximar a un circuito abierto y al momento del encendido la impedancia de la lámpara disminuye hasta un valor mínimo limitado por un inductor, balastro, controlando de esta manera la corriente en condiciones normales de operación.

Los balastos más sencillos son los magnéticos, dichos balastos constan de un inductor, arrancador y un capacitor para el precalentamiento de los electrodos, facilitando así el encendido de la lámpara, las desventajas de este sistema recaen en el tamaño del inductor y la frecuencia de operación, siendo la misma que la fuente de alimentación, 50 o 60 Hz.

Al trabajar a bajas frecuencias, se produce el efecto denominado “flicker”, parpadeo, el cual produce fatiga en la vista y dolor de cabeza en algunas personas. Por otra parte el inductor usado en estas balastras es muy grande. Como se analizará la inductancia del balastro es inversamente proporcional a la frecuencia de operación.

Para disminuir el tamaño del inductor y el efecto de “flicker” se ha optado por usar inversores, los cuales son, circuitos electrónicos con transistores que aumentan la frecuencia de operación a miles de Hertz, típicamente 20-50 Khz, los inversores típicos son el “Push-Pull” y el “Half-Bridge”, usados en bajo y alto voltaje respectivamente. A pesar de que sus topologías son diferentes, el principio de operación es el mismo. Al arranque, se inyecta una pequeña señal eléctrica, ya sea auto-excitada por la diferencia entre transistores o bien por la carga-descarga de un componente para encender uno de los transistores.

La etapa alimentación de una balastra electrónica, típicamente consta de un rectificador de onda completa y un capacitor electrolítico como filtro, el cual nos entrega una fuente de directa, DC, no regulada, un factor de potencia del 50 al 70% y un gran contenido de distorsión de armónicos mayores al 100%, es decir una señal totalmente distorsionada de una señal senoidal.

Usando técnicas de conmutación e inyección de señales se puede tener una señal casi senoidal en fase con el voltaje de entrada, es decir obtener un factor de potencia muy cercano al 100% y baja distorsión de armónicos, menor al 10%. Dentro de las técnicas de corrección con elementos pasivos del factor de potencia existen:

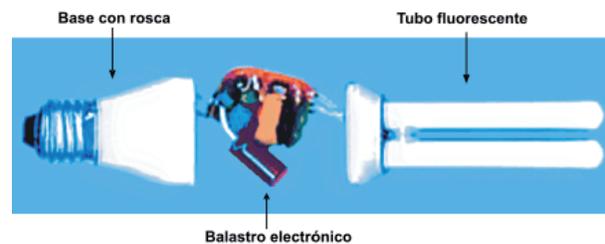
Circuito llenador de valles “Valley Filled”, en la cual el valor de la capacitancia varía de valor cada medio ciclo obteniendo un factor de potencia típico de 90% y un rizado del 50%.

Técnicas de inyección de señales “Dither Signals” en la cual se utiliza el principio de linealización de un sistema no lineal de baja frecuencia inyectando una señal de muy alta frecuencia obteniendo un factor de potencia típico de 91% y un rizado del 12%.

Técnicas de cancelación de señales por retroalimentación donde se busca cancelar el voltaje del capacitor electrolítico por la retroalimentación y rectificación de una señal de alta frecuencia obteniendo un factor de potencia típico de 98% y un rizo del 10%. En esta topología al cancelar el voltaje del capacitor por la retroalimentación el sistema ve una impedancia equivalente, la cual, de cierta manera es puramente resistiva.

Dentro de las técnicas de corrección con elementos activos del factor de potencia existe: la Técnica “Convertidor de Voltaje” no analizada en esta publicación.

Para la selección de la técnica de corrección del factor de potencia, PFC “Power Factor Correction”, en el diseño del balastro electrónico prototipo con alto factor de potencia y baja distorsión armónica, se usó el PsPice como herramienta indispensable en la simulación de modelos equivalentes.



Los balastos electrónicos, además de ahorrar dinero, permiten reducir el tamaño de las lámparas.

DISEÑO BASICO DE UNA BALASTRA

Balastro magnético

De la figura 1, se calcula el valor del inductor el cual durante el encendido limita la disminución de la impedancia en la lámpara mientras ésta se ioniza.

La impedancia de un inductor es:

$$Z = L * \omega \quad (1)$$

Donde:

Z= Impedancia en Ohms

L= Inductancia en Henry

$\omega = 2\pi f$

f= frecuencia en Hertz

La corriente de operación de la lámpara está en función de su potencia y del voltaje de operación.

$$I_{rms} = \frac{P_{tub}}{V_{on}} \quad (2)$$

Donde:

I_{rms} = corriente en la lámpara

P_{tub} = Potencia del tubo

V_{on} = Voltaje en estado estable

La impedancia vista por el inductor es:

$$Z = \frac{(V_{ac} - V_{on})}{I_{rms}} \quad (3)$$

Donde:

V_{ac} = Voltaje de alimentación.

V_{on} = Voltaje de operación de la lámpara.

De la ecuación (1) resolvemos para L:

$$L = \frac{Z}{2 * \pi * f} \quad (4)$$

Para minimizar las pérdidas de potencia debido al cobre en el inductor se recomienda usar una densidad de corriente máxima de 4.5 A/mm². Para altas frecuencias es recomendable usar varios alambres trenzados en la creación del inductor para disminuir las pérdidas por el efecto piel en el alambrado.¹

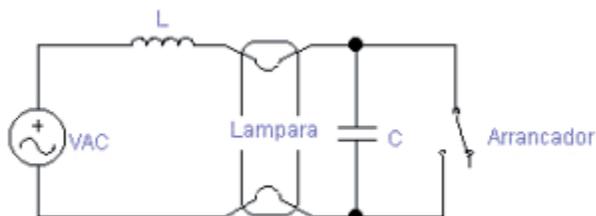


Fig. 1. Balastro magnético.

De la ecuación (4) se aprecia que a mayor frecuencia menor es el valor del inductor, lo que se refleja en menor tamaño y por lo tanto hay menores pérdidas de potencia en el cobre, dando así una mejor relación entre la luz producida y la potencia utilizada. Por otra parte se ha comprobado que la eficiencia de la lámpara aumenta junto con la frecuencia de operación y a su vez el parpadeo disminuye al aumentar la frecuencia.

Lo anterior muestra una gran ventaja en el diseño de balastos operados a altas frecuencias. Apoyados en la electrónica se puede monitorear y controlar las condiciones de operación en la lámpara, de una manera más eficaz y compacta, en comparación con el uso de los balastos magnéticos.

Balastro Push-Pull

Cuando el voltaje de directa "Vcc", figura 2, es aplicado, algo de corriente circula por los dos transistores Q_1 y Q_2 de conmutación. Como los dos transistores no son eléctricamente idénticos, uno de ellos pasa más corriente que en el otro. Esta diferencia, "corriente de arranque", induce un voltaje en el transformador T_1 . Las polaridades del transformador deben ser tales que el transistor que inicialmente pasó más corriente esté polarizado en saturación "encendido" mientras que el otro se encuentre "apagado".

La corriente en el transistor encendido aumenta rápidamente hasta que el núcleo del transformador queda saturado, en este momento el transistor no puede proveer la corriente necesaria para mantener el voltaje en el transformador y el voltaje inducido cae a cero, apagando el transistor encendido. La rápida

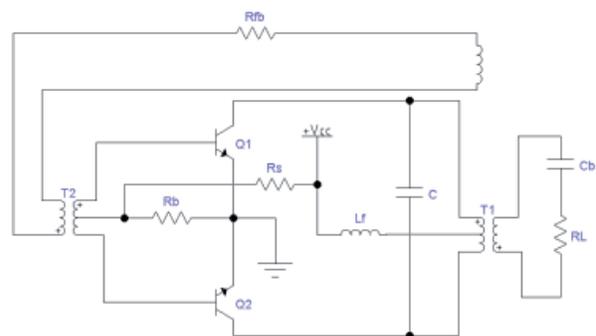


Fig. 2. Balastro "Push-Pull" típico.

reducción en corriente en el transformador induce un voltaje en el transformador, dicho voltaje es aplicado al transistor que inicialmente se encontraba apagado, forzándolo a conducir, en este momento la oscilación comienza.^{2,3,4}

En pocas palabras la operación de este circuito se basa en la saturación del núcleo del transformador cuando el flujo magnético excede el máximo valor que puede ser sostenido por éste. Durante la operación, se deben cumplir las ecuaciones (5, 6).

El campo magnético está dado por:

$$H_s = \frac{N_p * I_p}{l} \quad (5)$$

Donde:

H_s = Campo magnético de saturación A/Cm

N_p = Número de vueltas en el primario

I_p = Corriente en el primario

l = perímetro del núcleo efectivo en cm

La frecuencia de operación, cuando el núcleo excede al máximo flujo magnético que puede ser sostenido está dada por:

$$f = \frac{V_p * 10^4}{4 * N_p * A_c * B_s} \quad (6)$$

Donde:

f = Frecuencia en Hertz

V_p = Voltaje en el primario

N_p = Número de vueltas en el primario

A_c = Área transversal del núcleo en cm²

B_s = Flujo magnético de saturación Teslas

Las ecuaciones (5) y (6) dan la información necesaria para la selección del núcleo a utilizar y sobre la operación del balastro.

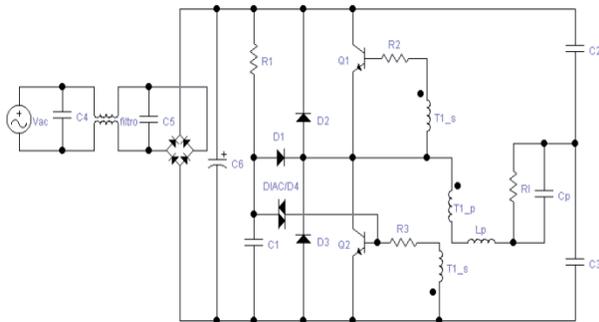


Fig. 3. Circuito típico "Half-Bridge".

Balastro Half Bridge

El circuito básico de la balastra "Half-Bridge" se muestra en la figura 3. Donde los transistores Q_1 y Q_2 son los dispositivos de conmutación y los capacitores C_2 y C_3 son los brazos del puente. Es recomendable usar transistores apareados, es decir con H_{fe} similares.

Los capacitores " C_2 " y " C_3 " ayudan a prevenir la saturación de " L_p " y " $T1$ " por desbalance en la señal de directa, en caso de un ciclo de trabajo diferente a 50% y al conectar la lámpara al punto medio, se puede asegurar la simetría de voltaje y corriente en la lámpara.

Los diodos " D_2 " y " D_3 " también conocidos como "free wheeling" o antiparalelaje, proveen de un camino para absorber la corriente inductiva, recortando los picos de voltaje generados en cada conmutación. Debido a que los picos de voltaje son muy rápidos, se recomienda usar diodos de recuperación rápido o ultrarápida". Si no se usan estos diodos los picos de voltaje pueden ser tales que los transistores entren en modo de avalancha y fallen. El peor de los casos ocurre cuando Q_1 se enciende antes de apagarse Q_2 , creando un corto circuito a través de Q_1 - Q_2 .¹

Cuando el balastro se enciende por primera vez el capacitor " C_1 " se carga por medio de " R_1 " de manera exponencial hasta llegar al valor de disparo del "DIAC", típicamente 34 Volts, en este momento el "DIAC" descarga al capacitor C_1 en la base del transistor Q_2 , prendiendo a Q_2 y reflejando a su vez una corriente de magnitud opuesta en la base de Q_1 asegurando que éste se encuentre apagado. En este momento la oscilación de la balastra comienza.⁵

El diodo D_1 , sirve para descargar el capacitor C_1 , cuando la balastra se encuentra operando, de esta manera se evita arrancar la balastra cada vez que el voltaje de umbral en el DIAC sea alcanzado.

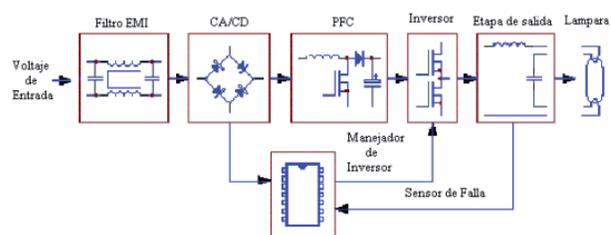


Fig. 4. Balastro inteligente simplificado.

Balastos Inteligentes

Otra forma de prender y apagar los transistores es por medio de circuitos integrados, los cuales controlan los voltajes de ionización y operación, corriente a través de la lámpara, frecuencia, precalentamiento de los electrodos y además algunos de ellos cuentan con sistemas de protección. Estos circuitos integrados, se usan en las topologías “Half-Bridge” y en conjunto se les denomina “balastos inteligentes”, figura 4.^{6,7}

ANÁLISIS DE SISTEMAS DE CORRECCIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA

El problema de bajo factor de potencia con el rectificador convencional, figura 5a, usado en diversos circuitos de potencia, recae en la presencia de un puente de diodos, el cual rectifica la señal de AC entregando una señal DC no regulada, usando un capacitor electrolítico como filtro.

Dicho capacitor debe ser lo suficientemente grande para mantener un bajo rizado en el nivel de la señal de directa, DC. Como consecuencia el voltaje de línea, AC, es menor que el nivel de DC la mayor parte del tiempo, por lo tanto el rectificador de onda completa conduce solamente en pequeñas porciones cada medio ciclo de la señal de AC, creándose así, una zona de no-sensibilidad o zona muerta para la corriente de entrada, donde el sistema no tiene respuesta alguna.

El capacitor, al no permitir cambios bruscos de voltaje, produce una serie de picos de corriente muy estrechos para mantener un bajo rizado en la señal de directa trayendo como consecuencia picos de corriente de hasta 10 veces el valor efectivo, RMS, distorsión del voltaje de alimentación AC, sobre corrientes y una utilización muy pobre de la capacidad de los sistemas de potencia. Típicamente

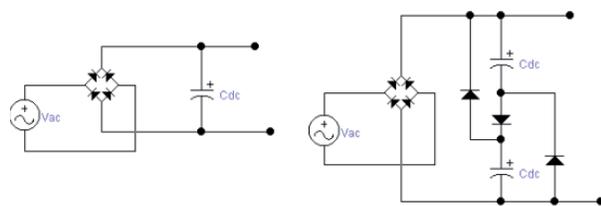


Fig. 5. Comparación entre rectificadores:
a) Convencional b) Llenador de valles.

este tipo de rectificadores tienen un factor de potencia del 50 al 70% y un gran contenido de armónicos. (figura 6).

La corriente de entrada del sistema se puede aproximar con la ecuación 6, donde se aprecia que si se disminuye la diferencia de voltajes entrada-salida o bien se aumentara la frecuencia de carga y descarga del capacitor, la zona de no-sensibilidad se haría más estrecha y la zona muerta disminuiría, teniendo por lo tanto una señal más suave a la salida.

$$I_c \approx C \frac{\Delta V}{\Delta t} \tag{6}$$

Donde:

ΔV = Diferencia del voltaje de salida y entrada

Δt = Diferencia del tiempo de carga y descarga del capacitor.

Existen esquemas de corrección del factor de potencia, los cuales se analizan a continuación.

Técnica de llenado de valles, “Valley Filled”

El esquema de llenador de valles, figura 5b, tiene como objetivo corregir el factor de potencia, cargando dos capacitores electrolíticos conectados en serie, de esta manera cada uno de ellos se carga hasta la mitad de la señal rectificada. Por lo tanto solamente cuando la señal rectificada por el puente de diodos cae por debajo de la mitad del pico máximo del voltaje de entrada en cada medio ciclo, los capacitores se descargan en paralelo, llenando

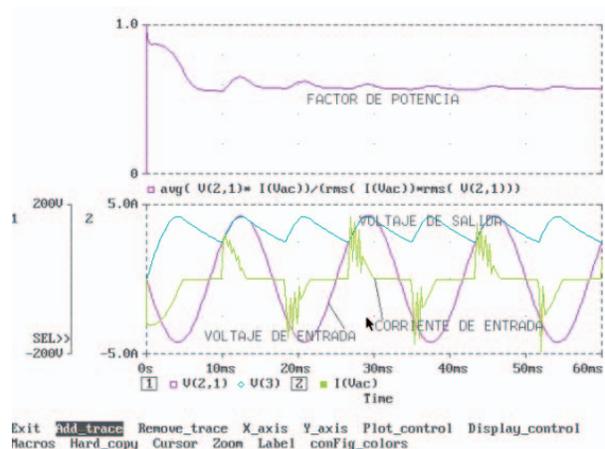


Fig. 6. Rectificador convencional.

el valle entre los picos del voltaje rectificado.⁸ Este esquema da un buen factor de potencia (0.90) y bajo contenido de armónicos a un bajo costo.

Lamentablemente el voltaje de directa a la salida del circuito varía en un 50%, figura 7, lo que provoca un efecto de modulación en la lámpara, y por otra parte el sistema de la balastro y los conmutadores deben diseñarse de tal manera que la variación en la señal de directa no afecte a los componentes.

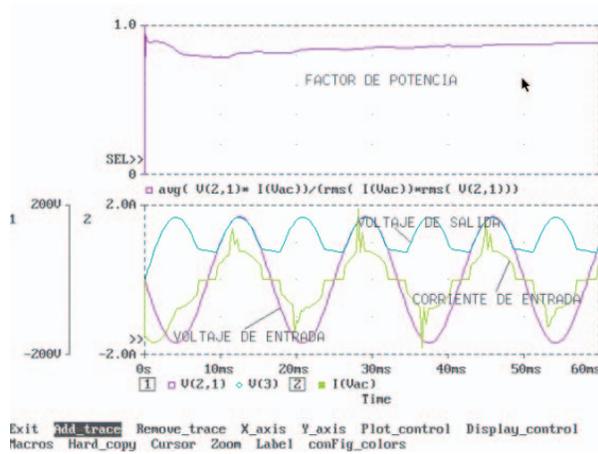


Fig. 7. Rectificador llenador de valles.

Técnica de Inyección de señal "Dither Signal"

Si se inyecta una señal de muy alta frecuencia Y, en un sistema no-lineal de baja frecuencia X, el sistema se puede modelar como un sistema lineal de frecuencia X, siempre y cuando se filtren las componentes de alta frecuencia.

Dado que la frecuencia inyectada es mucho mayor a la frecuencia de corte del sistema dada por los polos de su función de transferencia, no es posible su detección, ni altera el comportamiento del sistema.

Si se inyecta un voltaje, con frecuencia muy alta, en serie con la senoidal de entrada, la zona de conducción de corriente se hace más ancha, es decir la zona muerta decremента. Esto se debe a que de manera relativa la señal de entrada de baja frecuencia permanece constante ante una señal de alta frecuencia.⁹

Para fines prácticos y de diseño de balastros electrónicas solo un alambre es cambiado de lugar en las balastros "Half-Bridge" con el fin de obtener la señal de alta frecuencia a ser inyectada, figura 8a, b.

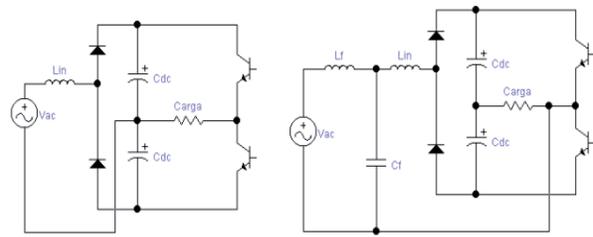


Fig. 8. Inyección de señales "Dither signal"
a) Balastro normal b) Balastro con señal inyectada.

Este efecto no solamente incrementa el factor de potencia sino que también reduce el contenido de armónicos, con la simple aplicación de un filtro pasabajos a la entrada. Este esquema da un buen factor de potencia (0.90) y bajo contenido de armónicos a un bajo costo. Ver figura 9.

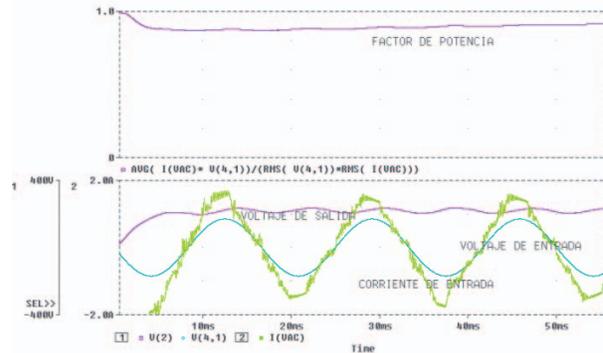


Fig. 9. Rectificador con inyección de señal.

Técnica de cancelación de voltaje, "Charge Pump"

Este esquema es muy parecido a la técnica de inyección de señal; la única diferencia recae en que la señal inyectada es una señal rectificada, DC, proveniente de una señal de alta frecuencia.

Suponiendo que un voltaje de directa, Vdc, se conectase en serie con una resistencia equivalente, Req, y si Vdc se iguala al voltaje en el capacitor, Vbuf, el voltaje en este último se cancelaría y la entrada, Vac, varía únicamente una resistencia Req. Como se puede apreciar en la figura 10.¹⁰

La impedancia equivalente con retroalimentación capacitiva, se muestra en la ecuación 7.

$$Re q = \frac{1}{fC} \tag{7}$$

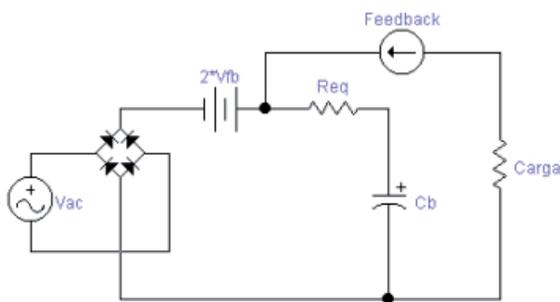


Fig. 10. Charge Pump, circuito equivalente.

De la figura 10, se puede deducir lo siguiente:

La corriente promedio ($\Sigma V/Req$) en cada conmutación entregada por la retroalimentación está dada por

$$I_{in} = C_{fb}.f.(|V_{in}| + 2V_{fb} - V_{dc}) \quad (8)$$

Para obtener un factor de potencia unitario, se requiere que la corriente de entrada “ I_{in} ” siga al voltaje de entrada, esta condición se cumple si:

$$2V_{fb} = V_{dc} \quad (9)$$

y la potencia de entrada está dada por

$$P_{in} = I_{in}V_{in} \quad (10)$$

$$P_{in} = C_{fb}.f \left(\frac{V_{in}^2}{2} + 2 \frac{V_{in}}{\Pi} (2V_{fb} - V_{buf}) \right) \quad (11)$$

Asumiendo factor de potencia unitario y partiendo de la ecuación 8 se puede calcular el valor de la capacitancia de retroalimentación.

$$C_{fb} = \frac{2P_o}{\eta.f.V_{in}^2} \quad (12)$$

Donde:

C_{fb} = Es la capacitancia de retroalimentación.

f = frecuencia de operación en Hz.

V_{in} = Voltaje de entrada RMS.

V_{fb} = Voltaje inyectado por el capacitor de retroalimentación (voltaje pico a pico)

V_{buf} = Voltaje en el capacitor electrolítico.

η =eficiencia $P_{in}=(P_o/\eta)$ valor típico (80-90%).

De la ecuación 12 se puede deducir que la retroalimentación es proporcional a la potencia, es decir dependiente de la carga, por lo que se debe

diseñar para su uso en sólo un tipo de potencia y voltaje de alimentación, la cual lo hace atractivo para sistemas de balastos integrados a la lámpara o bien para balastos de carga específica. Este esquema da un buen factor de potencia (0.98) y bajo contenido de armónicos a un bajo costo (figura 11).

De los esquemas anteriores el que presenta un mayor factor de potencia (0.98), rizado aceptable del 10%, tabla I, y un menor número de componentes, es el esquema “cancelación de voltaje”, el cual se usará en el diseño de nuestro prototipo.

Tomando como base los resultados de la simulación, tabla I, con circuitos equivalentes se escoge la técnica de corrección de factor de potencia más sencilla y económica que alimentará al balastro. Posteriormente se simulan las distintas partes en un mismo programa, ver el Programa PS1 en el apartado de PROGRAMAS al final del artículo, permitiendo de esta manera predecir el comportamiento “ideal” de un producto final, llamado prototipo.

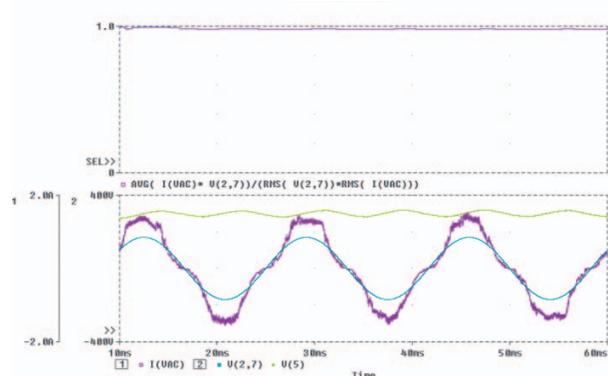


Fig. 11. Rectificador de cancelación de voltaje.

Tabla I. Comparación de diferentes esquemas de corrección de factor de potencia.

Topología	Rizado	Factor de potencia
Convencional	30%	57%
Llenador de valles “Valley filled”	55%	90%
Inyección de señal “Dither signal”	12%	91%
Cancelación de voltaje “Charge Pump”	10%	98%

PROTOTIPO

Se diseña un prototipo basándose en los resultados de corrección de factor de potencia pasivo para una balastro tipo half bridge, usando MOSFETS como elementos activos de conmutación. Dada la naturaleza de la retroalimentación no es recomendable usar BJT o al menos que se use un circuito integrado para la oscilación.

En la figura 12 se muestra el circuito prototipo del cual se elaboró el programa PS1 el que se implementó usando PsPice.

Las figuras 13 y 14 muestran las formas de onda de voltaje y corriente de entrada en el balastro prototipo, real, desconectando la retroalimentación y conectándola respectivamente. Compárese con la simulación figuras 6 y 11 respectivamente.

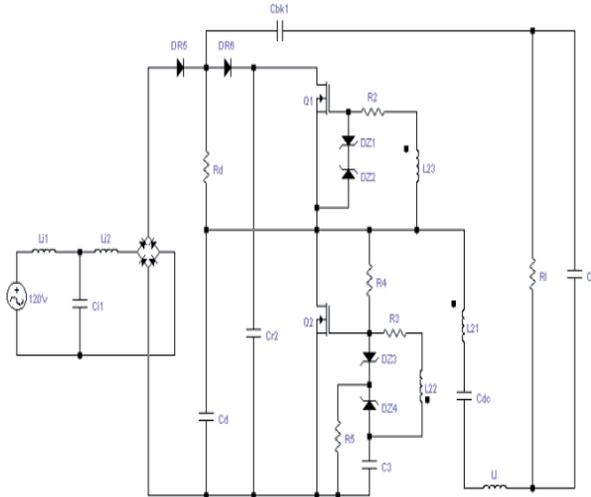


Fig. 12. Balastro con corrección de factor de potencia, usando el esquema "cancelación de voltaje".

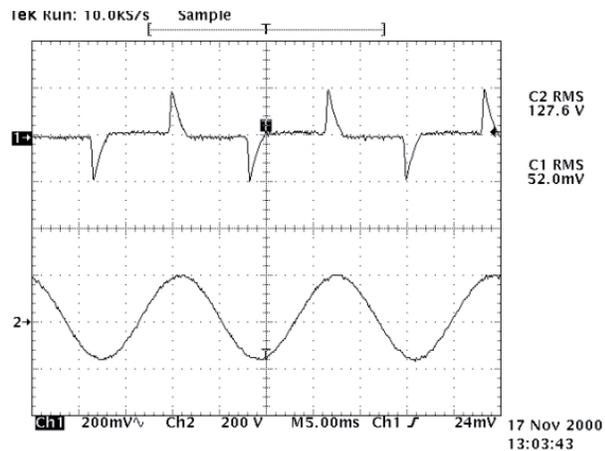


Fig. 13. Sin corrección de factor de potencia.

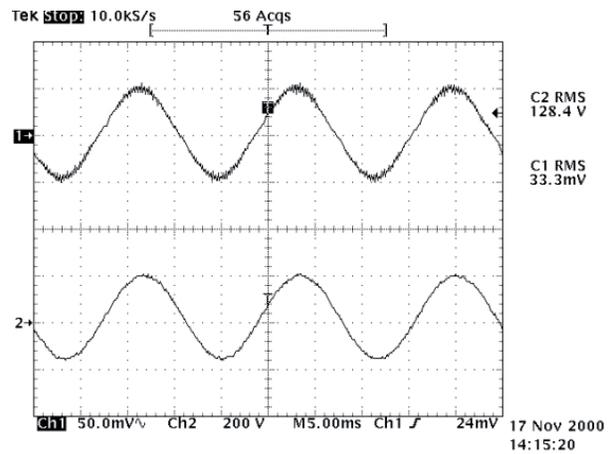


Fig. 14. Con corrección de factor de potencia.

La tabla II muestra los resultados de dicha balastro usando un analizador de potencia, se observa una mejora en la reducción de contaminación de armónicos THD de 83% a 3% y una mejora del factor de potencia del 54% a 98% con base a un esquema tradicional.

La eficiencia baja de un esquema a otro disminuye debido a la tensión en los transistores dada la retroalimentación, es recomendable usar disipadores de calor para evitar el efecto avalancha y con ello la falla del balastro.¹¹

Tabla II. Resultados.

Parámetro	Balastro sin PFC	Balastro con PFC
Vin [V]	126.9	126.97
Iin [mA]	515	280.7
Pin [W]	35.5	34.86
THD [%]	82.65	2.73
PF [%]	54.3	97.78
VI [V]	93.58	154.90
II [mA]	336.0	191.40
Freq [KHz]	32.27	47.98
PI [W]	31.3	29.40
Eff [%]	88.2	84.34

Para evitar este problema se puede usar un circuito integrado que regula la frecuencia de oscilación, ya que la frecuencia de oscilación varía al conectar la retroalimentación provocando en BJT y MOSFETS un efecto avalancha fácilmente.

CONCLUSIONES

Es de suma importancia para la industria y el comercio mantener factores de potencia altos para no demandar más energía de la requerida ante la crisis energética que se está viviendo. Así mismo que el voltaje y la corriente sufran poca distorsión por el contenido de armónicos agregados a la red eléctrica por un aparato eléctrico dado, de manera que esta distorsión no genere ineficiencias en la operación de otros aparatos eléctricos de la red.

A bajo costo y con componentes pasivos, es posible corregir el factor de potencia de cualquier aparato eléctrico, en este caso balastras electrónicas para alimentar lámparas de gas.

Para adecuar la solución al problema existen diferentes ayudas computacionales, eg. PsPice, las cuales nos dan una idea de lo que pudiese pasar antes de gastar tiempo en un laboratorio. Es útil comparar las formas de onda de la simulación de la corrección con las convencionales aunque muchas de las veces no existen los modelos requeridos y es necesario crear uno propio basado en otros modelos.

Como ejemplo para simular la balastra prototipo se creó un DIAC que no está disponible comercialmente ni en revistas especializadas. Dicho elemento se modeló a partir de un TRIAC cuya excitación de la compuerta se da por medio de un interruptor controlado por voltaje.¹²

El modelo del toroide para la oscilación en el programa PS1 fue modelado de manera ideal, al crear el prototipo se observó una baja en la frecuencia de oscilación al retroalimentar por medio del capacitor, dañando los componentes de conmutación.

Para trabajar en la zona donde predomina el efecto inductivo, control de corriente, la frecuencia de oscilación debe ser mayor a la frecuencia natural de resonancia del inductor (balastro) y el capacitor de precalentamiento para evitar daños en los componentes de conmutación.

Una manera de evitar estos daños, es saturando el toroide de oscilación a una frecuencia mayor a la que resultaría de la retroalimentación o bien usando un circuito integrado que maneje la frecuencia de oscilación independiente a la saturación del magnético.

PROGRAMAS

Programa PS1

Balastro con retroalimentación capacitiva

VIN 16 19 SIN(180V 60hz)

LI1 16 25 1m filtro EMI

CI1 25 19 1u

LI2 25 24 3.6m

X1 24 19 MOV

DR1 0 24 D1N4007

Rectificador onda completa

DR2 24 21 D1N4007

DR3 0 19 D1N4007

DR4 19 21 D1N4007

CR2 1 0 47u

DR5 21 22 D1N4007

Retroalimentación

DR6 22 1 D1N4007

CBK1 22 26 100n

RD 1 11 330K

Red de disparo

CD 11 0 22n

D5 11 3 D1N4007

X2 11 6 DIAC

R2 4 5 6

Brazos del puente

R3 6 7 6

Q1 1 4 3 QMJE13005

Q2 3 6 0 QMJE13005

DA1 0 3 D1N4937

DA2 3 1 D1N4937

Toroide de oscilación

L21 3 8 120u

L22 0 7 120u

L23 5 3 120u

K1 L21 L22 L23 0.9

Ccd 8 9 1u

Etapa de Salida

L1 9 10 1m

CL 10 0 20n

RL 10 0 280

LIB TESIS.LIB

Opciones de simulación

PROBE

OPT NOPAGE ITL5=0 ITL4=100

TRAN 1us 100ms 0m 1us

FOUR 60 51 I(VIN)

END

Programa Subckt DIAC 3 1

Modelación de un DIAC a partir de un TRIAC

rgate 2 5 100

cgate 2 1 218n

vgs 5 1 0

striac 3 4 6 1 striac

cswitch 3 4 110p

```

vas 4 1 0
VAUX 2 11 6
S3 11 0 3 0 S3
MODEL S3 VSWITCH(VON=32 VOFF=28 RON=2
ROFF=125MEG)
model striac vswitch (ron=.0764 roff=20meg von=1
voff=0)
fsense 1 6 poly(2) vgs vas -1 66.666 0 16666 0 2.8e4
rsense 6 1 1
ea 7 1 poly(1) 3 1 0 0 .01
ra 7 1 1
vbr 8 1 1
sbr 8 5 7 1 sbr
model sbr vswitch(ron=.001 roff=1meg von=404
voff=396
cr 6 1 .1u
ends

```

REFERENCIAS

- Bairanzade, Michael, "AN1543, Electronic Lamp Ballast Design" y "AN1601, Efficient Safety Circuit for Electronic Ballast", Motorola, USA, N/A.
- Kloss, Albert, "A basic guide to power electronics", Chichester, Wiley, 1984.
- Haver R.J., "The Veredict Is In: Solid State Fluorescent Ballasts Are Here", EDN Magazine, 1976.
- Goldwasser, Samuel, "Inverters to power Fluorescent Lamps from Low Voltage V1.13 DC", <http://www.misty.com/~don/flvdc.html>, Internet, 1997 & "Various Schematics and Diagrams V1.61", <http://www.repairfaq.org/sam/samschem.htm>, Internet, 1998.
- Alling, William, "Preserving Lamp Life Using a Low cost Electronic Ballast with Compact Fluorescent Lamps, A new Approach", Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eight IAS Annual Meeting. Diablo Scientific Laboratories, LTD. IEEE, USA, 1993.
- G. Calabrese, "A new High Voltage IC driver for Electronic Lamp Ballast", SGS-Thomson, Microelectronics, USA, N/A.
- International Rectifier, "IRPLLNR1Powirlight, Reference Design: Linear Ballast", International Rectifier, USA, 1997.
- M. Luciano; M. Savatsano; F. Avallone. "Characterization of a New Device for Fluorescent Lamps Supplying", Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference twenty-eight IAS Annual Meeting. Napoles, Italia 1993.
- Takahashi, Isao, "Power Factor Improvement of a Diode Rectifier Circuit by Dither Signals", Nagaoka University of Technology, Japan, 1990.
- Qiang, Jinrong, Advanced Singled-State power factor correction techniques, Virginia Polytechnic Institute and State University, USA, 1997.
- Sotelo Enrique, Tesis: "Diseño de balastras electrónicas con alto factor de potencia", FIME-UANL, México, 2000.
- Sotelo Enrique; Millán Horman; Takeda Miyuki, Fuentes Armando, "Proyecto de análisis del diseño y del proceso de manufactura de balastras electrónicas, Industrial Solmex," ITESM-CSIM-LIDIME, México, 1996.