



## Implementación de un balastro electrónico con microcontrolador PIC para lámparas de sodio de alta presión

### *Implementation of electronic ballast with PIC microcontroller for high pressure sodium lamps*

Armando M. - Gutiérrez Menéndez,  
Alexander- Fernández Correa,  
Yandry - Rodríguez Domínguez

Recibido: Diciembre del 2012  
Aprobado: Marzo del 2013

#### Resumen/ Abstract

En el presente trabajo se muestra un prototipo de balastro electrónico, que garantiza la operación exitosa en alta frecuencia de una lámpara de sodio de alta presión de 70 W, pues opera libre de resonancia acústica (RA). Se efectúa un análisis del fenómeno de la resonancia acústica, profundizando en su origen y predicción teórica. Es descrita la técnica de modulación en frecuencia utilizada para evitar este fenómeno, implementada en el microcontrolador de 8 bit PIC16F877 de la Microchip, la cual es activada en dependencia de la variación de los parámetros eléctricos de la lámpara, como son tensión y corriente. Son mostradas las etapas que dan conformación a dicho prototipo, además de presentarse las simulaciones realizadas a los principales elementos que componen el balastro. Los resultados prácticos alcanzados por el prototipo son expuestos, los cuales se dividen por etapas para analizar el correcto funcionamiento de cada una de ellas.

**Palabra clave:** balastro electrónico, lámpara de sodio de alta presión, resonancia acústica.

*In the present work is offered a prototype of electronic ballast that guarantees the correctly operation in high frequency of a high pressure sodium lamp of 70 W, because it operates free of acoustic resonance (RA). An analysis of the phenomenon of the acoustic resonance is made, deepening in its origin and theoretical prediction. The modulation technique is described in frequency used to avoid this phenomenon, implemented in the microcontrolador of 8 bit PIC16F877 of Microchip, which is activated in dependence of the variation of the electric parameters of the lamp, like they are tension and current. They are shown the stages that give conformation to this prototype, besides the simulations carried out to the main elements that compose the ballast being presented. The practical results reached by the prototype are exposed, which are divided by stages to analyze the correct operation of each a them.*

**Key words:** ballast electronic, high pressure sodium lamp, acoustic resonance.

#### INTRODUCCIÓN

Las lámparas de descarga de alta intensidad (LDAI) son utilizadas en diversas aplicaciones, dentro de esta categoría se encuentran las lámparas de sodio de alta presión, las cuales poseen una elevada vida promedio y excelente eficacia. Las cuales de ser operadas en alta frecuencia usando balastos electrónicos, lograrían alcanzar prestaciones energéticas superiores, flexibilidades de atenuación de la luz y aumento del tiempo de vida de las lámparas. Sin embargo,

el desarrollo de esta tecnología se ha visto limitado por el fenómeno de las resonancias acústicas, el cual se presenta al operar estas lámparas en alta frecuencia. En su forma más sencilla este problema se manifiesta como un parpadeo en la luz generada por la lámpara debido a deformaciones del arco de descarga y puede ser tan intenso que es posible causar daños físicos en el balasto y una destrucción de la misma lámpara. En el presente trabajo se propone el diseño e implementación de un prototipo de balasto experimental para una lámpara de vapor de sodio de alta presión, que brinde solución al fenómeno de resonancias acústicas usando una técnica de modulación en frecuencia, cuando es detectada la presencia del problema a través del monitoreo de los parámetros eléctricos de la lámpara. El método de detección de RA y la técnica de estabilización son implementadas utilizando un microcontrolador PIC16F877A.

El artículo se compone de 10 secciones, en las que se encuentran introducción y conclusiones del trabajo. En las primeras 2 se describe el fenómeno de RA, así como las características del método de detección y la técnica de estabilización utilizada en el balasto. Las próximas 3 secciones evidencian el funcionamiento de las etapas que componen el balasto propuesto a partir de simulaciones efectuadas, además, presentan la estrategia de control empleada y los parámetros de la misma. Las últimas 3 exponen el balasto implementado y los resultados alcanzados por el mismo trabajando en operación estable y cuando se está en presencia de las RA en la lámpara.

## RESONANCIAS ACÚSTICAS

La principal explicación para el surgimiento de las resonancias acústicas en LDAI se basa en que la lámpara al ser alimentada con una forma de onda de alta frecuencia, la potencia eléctrica instantánea se encuentra variando. Dicha potencia está relacionada con la temperatura instantánea en la descarga, de este modo, estas variaciones de temperatura, a su vez, provocan variaciones de presión en el gas del tubo de descarga [1]. Si la frecuencia a la que está variando la presión en el gas coincide, o está muy cercana a una frecuencia de resonancia mecánica del tubo de descarga, aparecen ondas de presión estacionarias en el interior del mismo, este fenómeno es conocido como resonancias acústicas. En la predicción teórica de las RA es necesario recurrir a la teoría de la mecánica de los fluidos. La expresión que permite el cálculo de las frecuencias de resonancias para un tubo cilíndrico es mostrada en la ecuación (1).

$$f_{mnn_z} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{n_z}{L}\right)^2 + \left(\frac{\alpha_{mn}}{R}\right)^2} \quad (1)$$

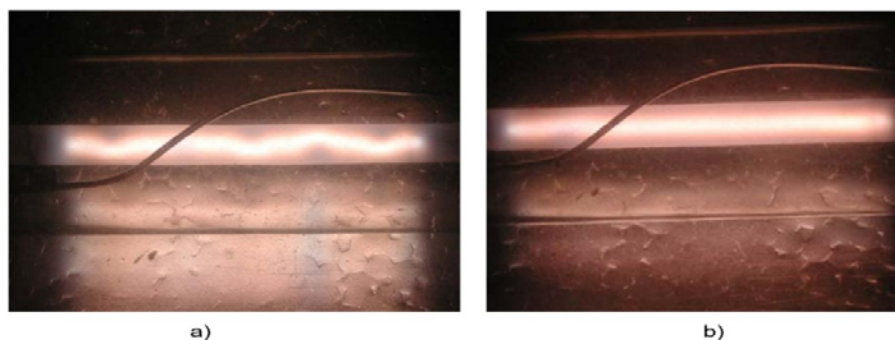
Dónde:

m: Número de diámetros nodales (0, 1, 2, 3...).

n: Número de círculos nodales (0, 1, 2, 3...).

$n_z$ : Orden de la resonancia (0, 1, 2, 3...).

La figura 1, muestra el comportamiento del arco eléctrico de una lámpara de vapor de sodio de alta presión cuando opera con y sin resonancia acústica. En presencia de RA (figura 1 a)) se puede observar como el arco eléctrico se encuentra distorsionado, siendo la trayectoria del mismo mayor que cuando opera libre de este fenómeno (figura 1 b)), en donde el arco tiende a presentar una trayectoria recta.

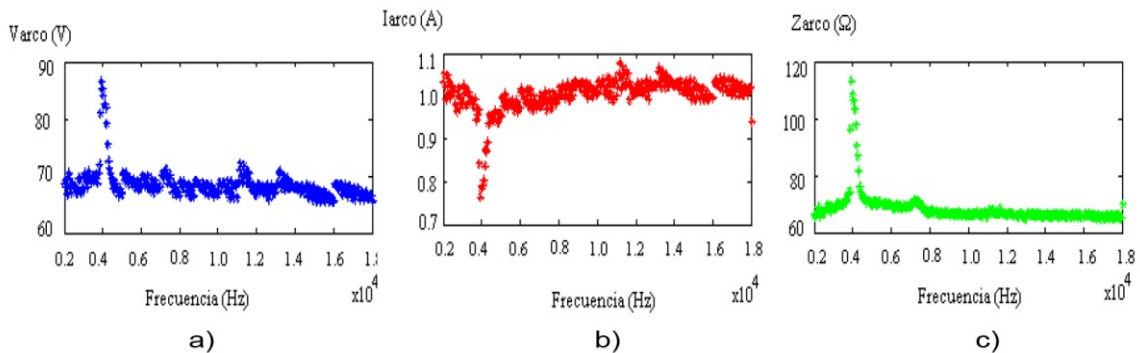


**Fig. 1. Comportamiento del arco eléctrico en la lámpara. a) En presencia de RA; b) Operando libre de RA.**

## TÉCNICAS PARA EVITAR EL FENÓMENO DE RESONANCIAS ACÚSTICAS EN LÁMPARAS DE SODIO DE ALTA PRESIÓN

Para poder suprimir las resonancias acústicas en la lámpara es necesario detectar la ocurrencia de estas. Los métodos de detección de RA se basan en las perturbaciones en baja frecuencia causadas por las mismas, esto ha sido demostrado en [2], al ocurrir este fenómeno los efectos del mismo se manifiestan alterando la corriente y la tensión en la lámpara. Así, con el objetivo de mejorar la sensibilidad de la medición, algunos métodos proponen utilizar la información contenida tanto en la corriente como en la tensión, midiendo potencia o resistencia.

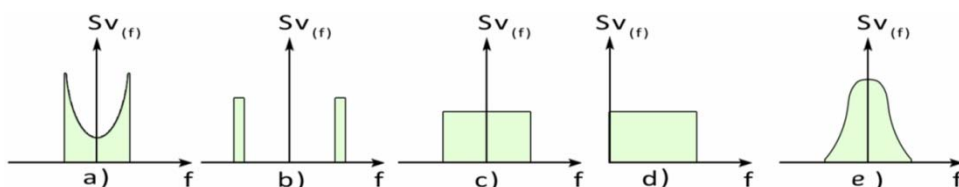
El método de detección desarrollado en este trabajo es el de la medida de la resistencia, pues según [3], es el que presenta una mayor sensibilidad al fenómeno de RA. Este consiste en calcular el valor de la resistencia que presenta la lámpara cada cierto intervalo de tiempo, la que es comparada con el valor de resistencia que corresponde a valores nominales de tensión y corriente. Se ha demostrado en [4], que cuando tiene lugar el fenómeno de las RA, la resistencia de la lámpara tiende a presentar un aumento significativo con respecto a su valor en estado estable. Esto puede ser apreciado en la figura 2, en donde se presenta el comportamiento de las magnitudes de tensión, corriente e impedancia en una lámpara de vapor de sodio de alta presión para un rango de frecuencia determinado. Observándose que para un valor de frecuencia cercano a los 4 kHz ocurre la mayor desviación en los valores medios de los parámetros eléctricos, para ese caso se está en presencia de RA, lo que es comprobado por inspección visual.



**Fig. 2. Comportamiento de las magnitudes de tensión (a), corriente (b) e impedancia (c) en la lámpara para el intervalo de frecuencia de 2 kHz a 18 kHz.**

La estrategia de estabilización implementada para evitar las RA es la modulación en frecuencia, la cual consiste en variar la frecuencia de una señal a partir de la forma de onda de otra que posee una menor frecuencia. Este proceso, parte de dos señales: una señal de alta frecuencia que es llamada señal portadora, y otra de baja frecuencia llamada señal moduladora o modulante [5]. Esta técnica asegura una atenuación y dispersión del espectro de frecuencia, en mayor o menor grado en dependencia de la señal modulante utilizada, al hacerlo se busca que el término espectral máximo en la potencia de lámpara se atenúe lo suficiente para no generar las resonancias acústicas.

La señal modulante puede ser una señal periódica (señal cuadrada, sinusoidal, diente de sierra, etc.) o bien, una señal aleatoria (ruido gaussiano, ruido blanco, etc.). En la figura 3, se presentan los espectros en frecuencia para diferentes señales modulantes periódicas y aleatorias.



**Fig. 3. Espectro en frecuencia de señales modulantes. Periódicas: a) onda sinusoidal; b) onda cuadrada; c) onda triangular. Aleatorias: d) Espectro del ruido blanco; e) Espectro correlacionado de FM.**

En la figura 3, también son mostrados los espectros en frecuencia para señales modulantes no periódicas. Con este tipo de señales se obtiene un espectro continuo, a diferencia de las señales periódicas en las cuales el espectro es discreto. Con este tipo de señales se tiene una mejor atenuación del término espectral máximo con un ancho de banda menor, lo cual permite tener una reducción en la interferencia electromagnética que se genera, sin embargo esto no garantiza la no ocurrencia de las RA. La modulación con señales modulantes no periódicas presentan mejores resultados que las periódicas pero su implementación es mucho más compleja y engorrosa de realizar en un microcontrolador. Debido a esto se decidió trabajar con señales periódicas, de ellas la señal modulante que brinda los mejores resultados es la triangular, siendo esto demostrado en [6]. En la cual se tiene una atenuación uniforme de las componentes espectrales que es directamente proporcional al ancho de banda de la señal modulada.

## BALASTO ELECTRÓNICO

Según la literatura [2], [7-8], el esquema del balasto electrónico más utilizado es uno compuesto por 5 etapas. Las mismas son: filtro de entrada, rectificador, convertidor de corriente directa a corriente directa (CD-CD), inversor e ignitor. Este brinda la solución más apropiada para cumplir los requerimientos establecidos para los equipos de iluminación, pues se basa en el uso de soluciones activas, las cuales consisten de un convertidor CD-CD para corregir el factor de potencia y variar la tensión del bus de directa a la salida del mismo. Además con la ayuda de un filtro de entrada, es posible disminuir el contenido de los armónicos y mantenerlos dentro de los límites establecidos, se utiliza un inversor para la alimentación de la lámpara en alta frecuencia, mientras que el ignitor se encarga de crear el pulso de alta tensión que inicia la descarga en la lámpara. Teniendo en cuenta las características de cada una de las topologías por etapa, el balasto propuesto para su implementación se presenta en la figura 4, el cual se encuentra compuesto por un filtro de entrada LC, un puente rectificador de onda completa con filtro capacitivo a la salida ( $C_A$ ), para la etapa del convertidor CD-CD se selecciona el convertidor elevador, como inversor el escogido fue el medio puente, el ignitor a utilizar es de pulsos superpuestos en serie con la lámpara y con un inductor ( $L_L$ ), el cual es el encargado de limitar la corriente en el momento del encendido.

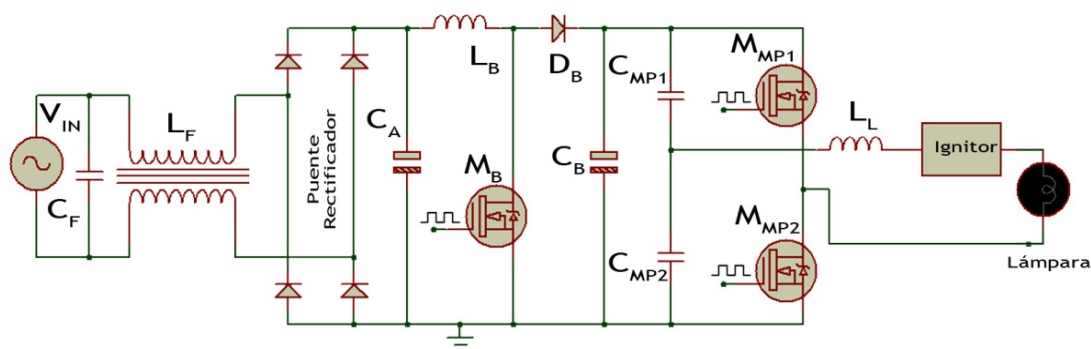


Fig. 4. Esquema de fuerza del balasto propuesto.

El cálculo de los componentes se realiza teniendo en cuenta que en estado normal de operación la lámpara comienza trabajando con valores nominales de tensión y corriente a una frecuencia de 35 kHz, mientras que el convertidor CD-CD opera a una frecuencia de 16 kHz, en modo de conducción discontinua (MCD), con un ciclo útil de 0,257, estos pueden apreciarse en [9]. La simulación de las etapas del esquema de la figura 4, se efectúa usando los elementos reales obtenidos a partir de los resultados alcanzados en los cálculos teóricos, a través del programa Multisim de la compañía National Instruments. Las capturas de las formas de onda en la simulación se realizan con el osciloscopio de la firma Tektronik, modelo TDS 2024. A continuación se muestran las formas de ondas de las etapas principales obtenidas en las simulaciones.

### Inversor medio puente y tensión en lámpara

La tensión RMS de salida del inversor debe ser de 150 V, pues es lo necesario para que en la lámpara exista aproximadamente los 90 V RMS, que corresponde a tensión nominal, para que esto sea posible se necesita un nivel de directa de 300 V a la entrada del inversor. La figura 5, muestra la forma de onda de la tensión a la salida del inversor (CH1) y la de lámpara (CH2), obtenida en la simulación, se puede observar que la tensión de salida del inversor apenas sobrepasa los 300 V pico a pico para una frecuencia de 35 kHz. Los resultados brindados por la simulación para el inductor seleccionado son una tensión RMS en lámpara de 87,56 V para una frecuencia de conmutación de 35 kHz, siendo la tensión RMS de entrada de 150 V.

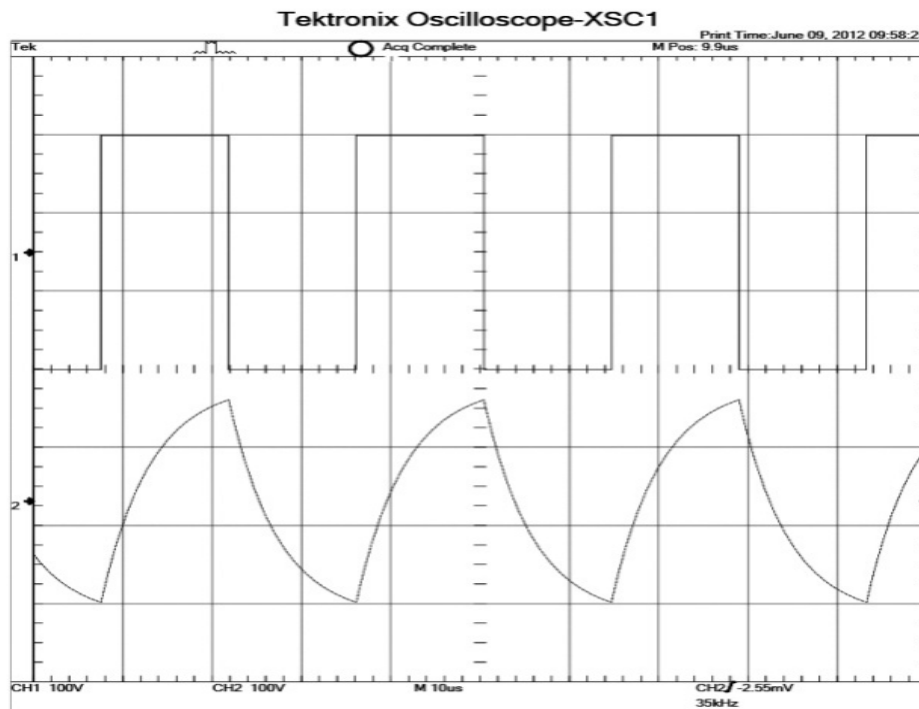
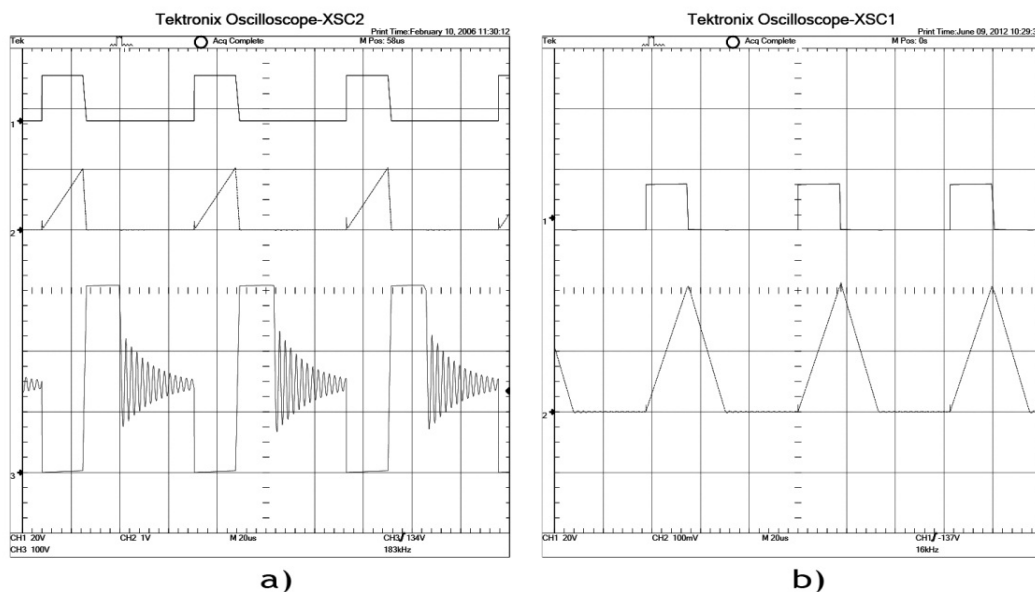


Fig. 5. Formas de ondas de la tensión de salida del inversor (CH1) y en la lámpara (CH2).

### Convertidor elevador

La figura. 6 a), recoge las formas de ondas de los pulsos (CH1), la corriente (CH2) y la tensión de drenaje a tierra (CH3) del MOSFET IRF840. Para medir indirectamente la corriente a través del MOSFET es necesario ubicar una resistencia de  $0,5 \Omega$  entre el terminal fuente del IRF840 y la tierra, por lo que aplicando la Ley de Ohm se obtiene el valor de la misma, la tensión máxima en la resistencia es de 1,06 V por lo que la corriente posee un valor de 2,12 A. Las oscilaciones que se aprecian en la forma de onda de la tensión de drenaje a tierra es producto de las resonancias propias del inductor y las capacidades parásitas del sistema asociadas a él, a medida que se agota la energía en el inductor. La máxima tensión alcanzada en el MOSFET es de 301 V. En la figura. 6 b), se muestran las formas de onda de los pulsos (CH1) que se le suministran al MOSFET y la corriente de entrada del convertidor (CH2). La que es monitoreada mediante una resistencia de valor reducido ( $0,1 \Omega$ ) ubicada a la entrada del convertidor CD-CD, en donde se puede apreciar que el modo de conducción es discontinuo.



**Fig. 6. a) Formas de ondas de los pulsos (CH1), la corriente (CH2) y la tensión de drenaje a tierra (CH3) del MOSFET. b) Formas de ondas de los pulsos (CH1) del MOSFET y la corriente de entrada (CH2) del convertidor elevador.**

## Ignitor

El ignitor seleccionado para el prototipo propuesto es el de pulsos superpuestos tipo serie, es alimentado mediante la red a 110 V, se utiliza un autotransformador, para obtener a partir de una entrada de 110 V, una salida de 220 V, la cual es rectificadora y filtrada para obtener un nivel de directa de 310 V aproximadamente. Esta tensión se aplica a un divisor capacitivo resistivo con el fin de que la energía quede almacenada, y pueda ser aplicada al enrollado primario del transformador de pulsos mediante la pulsación de un botón. Producto a que el transformador de pulsos posee una elevada relación de vueltas logra que en su secundario aparezca un pulso de tensión de 3,5 kV, que será aplicada a la lámpara en superposición con la señal a la cual es alimentada. Una vez que la lámpara ha encendido, se cortocircuitará manualmente del secundario el transformador de pulso mediante un interruptor.

## Control del convertidor elevador y del medio puente inversor

Un aspecto importante a tener en cuenta es que no se usará el convertidor CD-CD como corrector del factor de potencia. Para la generación del PWM del convertidor elevador se emplea el circuito integrado TL3842, el cual es un controlador PWM en modo corriente.

El circuito de control del inversor está compuesto por el microcontrolador PIC16F877 que proporciona una vez que inicia todo el sistema una señal cuadrada con ciclo de trabajo del 50 % a 35 kHz, cuenta también con un circuito impulsor de compuerta *driver* (circuito integrado IR2110) para activar el dispositivo de potencia, MOSFET IRF840. Con el fin de evitar la aparición de cortocircuitos durante la conmutación de los transistores en la rama se introduce un tiempo muerto. El mismo en este caso ha sido diseñado mediante 4 compuertas NOR de tipo CMOS integradas en un mismo chip (4001B), más dos etapas de retardo RC, con el fin de lograr 1  $\mu$ s de tiempo muerto.

## Circuitos de medición de la corriente y tensión de la lámpara

Para determinar la ocurrencia de resonancia acústica son medidas la corriente y la tensión de arco de la lámpara, usando sensores de efecto Hall de tensión (LV-25-P) y de corriente (LTS 6-NP). El circuito de medición se encarga de amplificar y rectificar las señales medidas, con el fin de obtener una tensión de directa proporcional a la tensión y corriente de la lámpara.

## ESTRATEGIA DE CONTROL PARA LA ELIMINACIÓN DE LAS RA

El microcontrolador empleado para desarrollar la estrategia de control es el PIC16F877A de la Microchip. Una vez que es energizado, lo primero que ejecuta es la inicialización de los parámetros que intervienen en la técnica de modulación en frecuencia, para luego configurar sus periféricos. Estos son los temporizadores, modulación por ancho de pulso (PWM), puerto serie, conversor analógico digital (A/D) del microcontrolador y el conversor digital analógico (D/A) MCP4921. Este último es controlado con el objetivo de variar la tensión de referencia del circuito integrado que gobierna al convertidor elevador, para lo que establece 2,5 V en su salida de manera tal que cuando sea energizado el circuito de potencia, el convertidor elevador comience entregando 300 V en su salida.

Se da inicio al tren de pulsos de 35 kHz a un 50 % de ciclo útil, que le es suministrado a los MOSFETs del medio puente inversor. Para así entrar en la rutina de encendido, la cual consiste en una espera por una señal que indica que el circuito de fuerza ha sido energizado, para entonces quedar midiendo la corriente de la lámpara, con el fin de saber si la lámpara recibió el pulso de alta tensión proveniente del ignitor de forma manual. Si existe circulación de corriente por la lámpara entonces se procede a una demora de 450 segundos con el objetivo de que los parámetros eléctricos de la lámpara alcancen valores nominales. Posteriormente se procede al cálculo de la resistencia, lo cual indica la ocurrencia de RA en caso que sobrepase un valor prefijado.

Si se produce RA, el microcontrolador PIC debe ejecutar la técnica de modulación seleccionada durante dos períodos de la señal modulante, para luego establecer una nueva frecuencia de operación que posea una diferencia de tres  $\Delta F$  respecto a la anterior, el nuevo valor manifiesta su comportamiento según el patrón de modulación, es decir, aumenta su valor cada vez que ocurra RA hasta llegar a la  $F_{\text{máx}}$ , una vez acontecido, la próxima vez que se ejecute la modulación, comienza a disminuir con cada aparición de RA, hasta que alcance la  $F_{\text{mín}}$ .

Una vez terminados los dos períodos de la señal modulante y fijada la nueva frecuencia de operación es necesario variar el nivel de tensión a la entrada de la etapa inversora, con el objetivo de mantener la potencia constante en la lámpara. Variando la tensión de referencia de la etapa del convertidor CD-CD se logra variar el nivel de tensión a la salida de la misma, lo cual se hace posible a través del conversor D/A controlado por el microcontrolador PIC.

## GENERACIÓN DE LA SEÑAL MODULADA EN FRECUENCIA CON EL MICROCONTROLADOR

Para lograr implementar la técnica de modulación en frecuencia en el microcontrolador, primeramente se crea la señal portadora, esta señal es obtenida de la salida PWM del microcontrolador, con un ciclo útil de un 50 %. La señal modulante se logra concebir en el microcontrolador una vez discretizada y en dependencia de los principales parámetros que la conforman, como se muestra en la figura 7, las variables conocidas son: frecuencia máxima ( $F_{\text{máx}}$ ), frecuencia mínima ( $F_{\text{mín}}$ ), período de la señal ( $T$ ) y paso de frecuencia ( $\Delta F$ ).

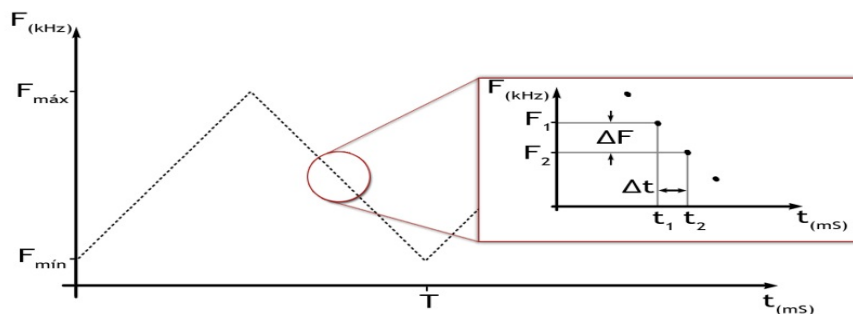


Fig. 7. Señal modulante discretizada en el dominio del tiempo.

Es necesario para el correcto funcionamiento del microcontrolador y los semiconductores fijar ciertas restricciones. La frecuencia máxima posible que puede alcanzar la señal portadora, es de 50 kHz, mientras que la mínima posible posee un valor de 25 kHz, con este rango de frecuencia se garantiza que las pérdidas por conmutación en los semiconductores no presenten valores significativos, además los elementos almacenadores de energía podrán ser de menor tamaño respecto a otros similares en baja frecuencia. Para lograr que no se repita ningún valor de frecuencia en la señal modulante se hace necesario que el paso de frecuencia mínimo posible tenga un valor de 450 Hz.

## IMPLEMENTACIÓN DE ETAPAS

La figura 8, muestra los circuitos de potencia (circuito impreso inferior) y control (circuito impreso superior) desarrollados. Los circuitos como el filtro de entrada, puente rectificador y convertidor elevador, con su controlador, se construyeron como un solo módulo. El inversor medio puente junto al circuito impulsador y el generador de tiempos muertos conforman el segundo módulo y final de la placa de potencia, el inductor en serie con la lámpara y el ignitor se encuentran en placas independientes.

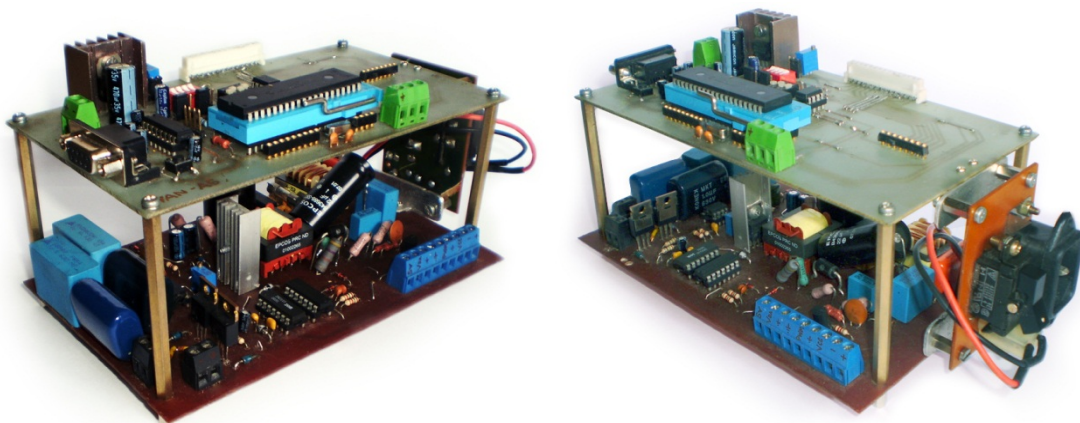


Fig. 8. Circuitos de potencia y control.

## Circuitos de potencia y de medición

La alimentación de los circuitos de fuerza y control son independientes, la tensión de entrada de la etapa de potencia es 110 V (RMS) a 60 Hz, mientras que el control recibe 12,5 V de tensión de corriente directa de una fuente auxiliar. La figura 9 a), muestra el ignitor de pulsos superpuestos serie utilizado, la figura 9 b), presenta el filtro de salida confeccionado por tres inductores en paralelo con el fin de que circule la corriente nominal por la lámpara, mientras que en la figura 9 c), se presenta el circuito desarrollado para la medición y acondicionamiento de la tensión y corriente de la lámpara.

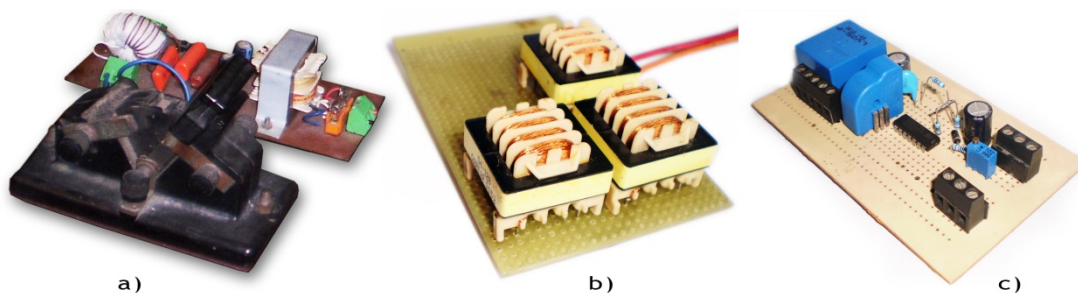


Fig 9. a) Ignitor de pulsos superpuestos serie. b) Inductor de salida. c) Circuito para monitoreo y acondicionamiento de la tensión y la corriente de la lámpara.



## RESULTADOS OBTENIDOS PARA CONDICIONES NOMINALES EN LA LÁMPARA

Las formas de onda que son mostradas a continuación han sido captadas usando el osciloscopio digital RIGOL DS1022C, las cuales se obtienen cuando circula aproximadamente corriente nominal (0,77 A RMS) en la lámpara para una tensión RMS de 85,2 V a una frecuencia de conmutación de 35 kHz.

### Convertidor elevador

Los resultados prácticos demuestran que en la resistencia ubicada en la fuente del MOSFET existe una tensión máxima de 1,08 V (ver figura 10 a), por lo que la máxima corriente por el mismo es de 2,16 A para una frecuencia de conmutación de 15,48 kHz y un  $t_{ON}$  de 17  $\mu$ S. La figura 10 b), muestra la forma de onda de los pulsos que llegan a la puerta del IRF840 y la tensión de drenaje a tierra del mismo, la cual es monitoreada a través de una realimentación del inductor del convertidor CD-CD, la relación entre las tensiones de la realimentación es de 6, por tanto, cuando figure 50,4 V en la tensión de realimentación, la tensión real en el MOSFET será de 302,4 V, siendo esta la máxima tensión a soportar por el IRF840, la cual coincide con la tensión de salida del convertidor elevador.

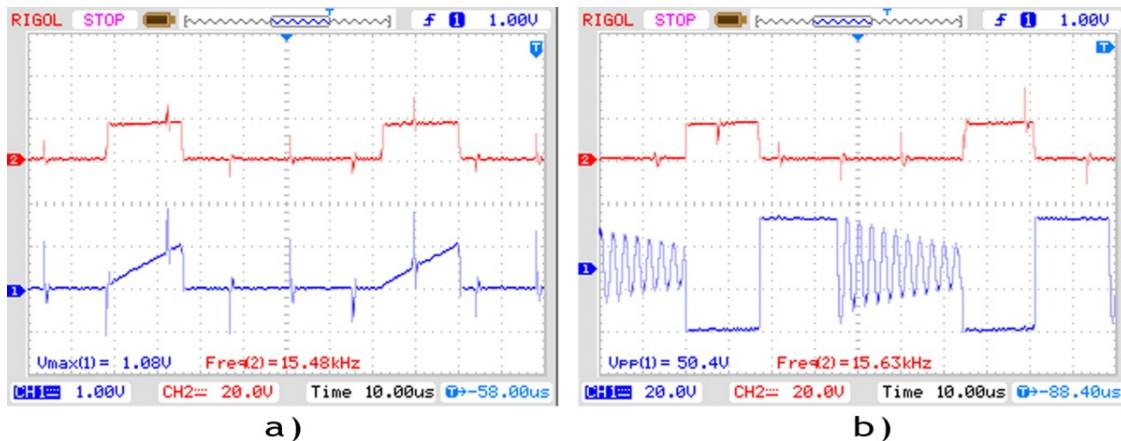


Fig.10. a) Pulsos en la puerta del MOSFET (superior) y corriente por el MOSFET (inferior). b) Pulsos en la puerta del MOSFET (superior) y la tensión de drenaje a tierra del mismo (inferior).

### Inversor medio puente y tensión en la lámpara

La figura. 11 a), muestra la tensión de salida del inversor utilizado, como se puede observar es una onda cuadrada de 306 V pico a pico, para lograr una tensión RMS de 147 V a una frecuencia de 34,97 kHz, similar a la obtenida en las simulaciones efectuadas. A la vez que se le suministre el pulso de alta tensión, proveniente del ignitor serie utilizado, los parámetros eléctricos y flujo luminoso de la lámpara demoran alrededor de 6 minutos en alcanzar sus valores nominales, una vez transcurrido este tiempo se captura la forma de onda de la tensión en la lámpara, la cual es mostrada en la figura 11 b), la tensión RMS alcanzada en la misma es de 85,2 V a una frecuencia de 34,72 kHz. La corriente en la lámpara alcanza un valor de 0,77 A RMS.

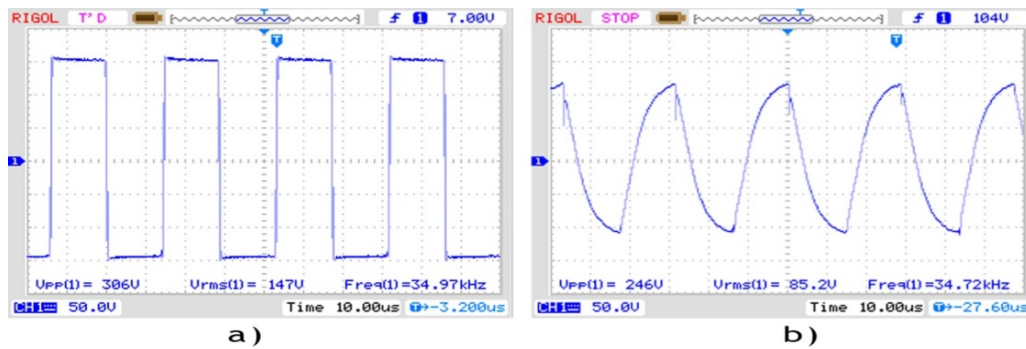


Fig.11. a) Tensión de salida del medio puente inversor. b) Tensión en la lámpara.

## RESULTADOS DE LA MODULACIÓN EN FRECUENCIA AL DETECTAR RA

Con el fin de que acontezca resonancia acústica en la lámpara para comprobar el funcionamiento de la técnica de modulación desarrollada, se energiza la misma a diferentes frecuencias de conmutación; los resultados obtenidos manifiestan a partir de los 40 kHz la ocurrencia de RA en la lámpara.

La figura 12 a), muestra un instante de la modulación en frecuencia en que ocurre la transición de un valor de frecuencia (33,78 kHz) a otro (25 kHz), el paso de frecuencia asignado es de 9 kHz, con el objetivo de que sea apreciable el cambio de frecuencia.

La figura 12 b), muestra la tensión de la lámpara una vez terminada la técnica de modulación en frecuencia, se aprecia la frecuencia a la que estabilizan los parámetros eléctricos, la cual es de 25 kHz para una tensión RMS de 87,3V, mientras que la corriente fue de 0,79 A.

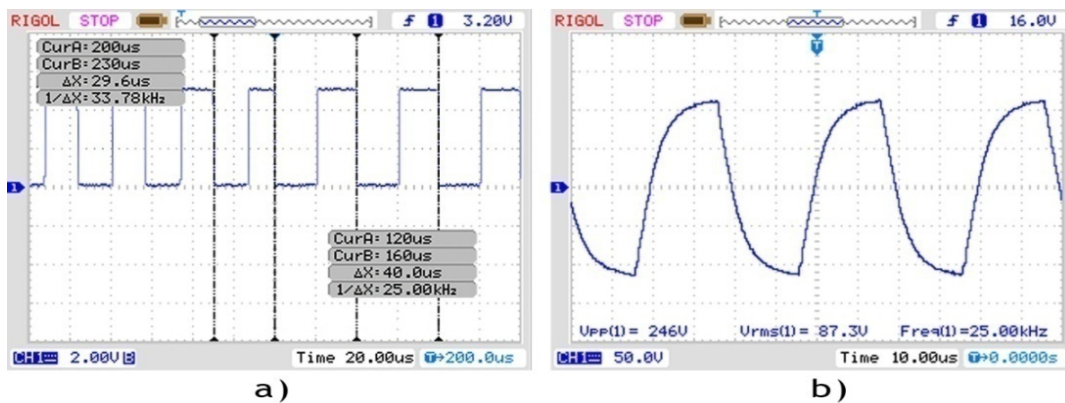


Fig.12. a) Pulsos en el PIN 17 (CCP1) del microcontrolador PIC. b) Tensión de la lámpara después de aplicada la modulación.

Se puede afirmar que la técnica de modulación en frecuencia cumple con el objetivo para la que es desarrollada. Esta suprime el fenómeno de RA en la lámpara, ya que logra estabilizar la tensión y corriente a una nueva frecuencia de operación, alcanzándose a 25 kHz, potencia nominal en la lámpara después de aplicada la técnica de modulación en frecuencia. Esto también garantiza el correcto funcionamiento de la rutina que calcula la nueva tensión en el bus de directa para el nuevo valor de frecuencia de conmutación.

## CONCLUSIONES

Con el prototipo experimental desarrollado se logra un balasto electrónico experimental, que logra operar a la lámpara de vapor de sodio de alta presión en alta frecuencia, libre de resonancia

acústica. El método de detección utilizado es efectivo para determinar la ocurrencia de este fenómeno en la lámpara, pues al medir la resistencia se aprovecha la información que contiene las señales de tensión y corriente de la presencia de RA. Al producirse un aumento de la resistencia real de la lámpara se produce la técnica de estabilización implementada, la cual brinda resultados aceptables para evitar la ocurrencia de resonancias acústicas en la lámpara. Ha sido demostrado el correcto funcionamiento de las etapas de potencia del balasto implementado, pues las mediciones prácticas efectuadas corresponden a las simulaciones realizadas.

## REFERENCIAS

- [1] de GROOT, J.J.; Van VLIET, J.A.J.M., *"The High-Pressure Sodium Lamp"*. 1<sup>st</sup> edition, London: Mac Millan Educational, 1986, 328p.
- [2] Moo, C. S., *et al.*, *"High-Frequency Electronic Ballast with AutoTracking Control for Metal Halide Lamps"*. Industry Applications Conference, 38th IAS Annual Meeting, octubre de 2003, vol.2, p. 1025–1029.
- [3] Peng, H.; *et al.*, *"Evaluation of Acoustic Resonance in Metal Halide (MH) Lamps and An Approach to Detect its Occurrence"*. Industry Applications Conference. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97, IEEE, 1997, vol.3, p. 2276–2283, New Orleans, LA, USA.
- [4] Rodríguez Domínguez, Y., *"Desarrollo de una Instalación Experimental para el Estudio de las Resonancias Acústicas en Lámparas de Descarga de Alta Intensidad"*. Tesis de maestría, Ciudad de la Habana, Cuba, 2010.
- [5] Botello Márquez, M., *"Aplicación de un microcontrolador para la eliminación de resonancias acústicas en lámparas de alta presión mediante la implementación de técnicas de modulación en frecuencia"*. Tesis de maestría, Cuernavaca, Morelos, México, 2008.
- [6] Gómez Correa, J., *"Estrategias de control en lámparas de alta presión para la eliminación de resonancias acústicas"*. Tesis de doctorado, Cuernavaca, Morelos, México, 2009.
- [7] Liang, T.J.; *et al.*, *"Two-Stage High Power Factor Electronic Ballast for Metal-Halide Lamps"*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol.24, p. 2959–2966, diciembre de 2009.
- [8] Holtslag, Antonius H., *"Method and Controller for detecting arc instabilities in gas discharge lamps"*. Pats of USA, # US5569984, 29 de octubre de 1996.
- [9] Menéndez Gutiérrez, A.M., *"Implementación de un balasto electrónico con microcontrolador PIC para lámparas de sodio de alta presión"*. Tesis de diploma, Ciudad de la Habana, Cuba, 2012.

## AUTORES

### **Armando Manuel Gutiérrez Menéndez,**

Ingeniero electricista, en su condición de Adiestrado. Centro de Investigaciones y Pruebas Electro Energéticas, (CIPEL). Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría, Cujae, La Habana, Cuba.

e-mail: [armandogm@electrica.cujae.edu.cu](mailto:armandogm@electrica.cujae.edu.cu)

### **Alexander Fernández Correa,**

Ingeniero en electrónica, Doctor en Ciencias Técnicas. Profesor Auxiliar, Departamento Docente del Centro de Investigaciones y Pruebas Electro Energéticas (CIPEL), Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría, Cujae, La Habana, Cuba.

e-mail: [alexande@electrica.cujae.edu.cu](mailto:alexande@electrica.cujae.edu.cu)

### **Yandry Rodríguez Domínguez,**

Ingeniero electricista, Máster en Ciencias. Instructor, Departamento Docente del Centro de Investigaciones y Pruebas Electro Energéticas (CIPEL), Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría, Cujae, La Habana, Cuba.

e-mail: [yandry@electrica.cujae.edu.cu](mailto:yandry@electrica.cujae.edu.cu)