

Diseño y construcción de un transformador electrónico 12Vrms 50W con control de frecuencia de conmutación programable

Design and construction of a 12Vrms 50W electronic transformer with programmable switching frequency control

N.E. Trillos-León  ; J.G. Barrero-Pérez  ; J.E. Gómez-Pinto 

Abstract— In order to reduce size and weight, alternatives have been implemented to scale voltage levels of the electrical network, maintaining high efficiency and low distortion. The purpose of this article is to present the results of the design and construction of an electronic transformer controlled by a microcontroller (μC). The characterization of a resonant transformer with a ferrite core was carried out, and simulations were developed with the real models of the electronic elements to validate the design stage. The prototype that switches to different frequencies with dead time of $2\mu\text{s}$ was built, obtaining as a result, an output signal of 12Vrms that operates for resistive loads that consume from 0 to 50W with an efficiency (η) approximately 94%. The results show the viability of developing programmable electronic transformers, which unlike resonant electronic transformers, allow to work at any power value designed without depending on a load.

Index Terms — AC-AC converters, MOSFET, programmable control, Switching frequency, transformers.

Resumen— Con el fin de reducir tamaño y peso, se han venido implementando alternativas para escalar niveles de tensión de la red eléctrica, manteniendo alta eficiencia y baja distorsión. El propósito de este artículo es presentar los resultados del diseño y construcción de un transformador electrónico controlado por un microcontrolador (μC). Se realizó la caracterización de un transformador resonante con núcleo de ferrita, y simulaciones con los modelos reales de los dispositivos electrónicos para validar la etapa de diseño. Se construyó un prototipo que conmuta a diferentes frecuencias con tiempo muerto de $2\mu\text{s}$, obteniendo como resultado, una señal a la salida de 12Vrms que

opera para cargas resistivas que consuman de 0 a 50W con una eficiencia (η) aproximada de 94%. Los resultados muestran la viabilidad de desarrollar transformadores electrónicos programables que permiten, a diferencia de los transformadores electrónicos resonantes, entregar cualquier valor de potencia sin depender de la carga.

Palabras claves — Control programable, convertidores AC-AC, frecuencia de conmutación, MOSFET, transformadores.

I. INTRODUCCIÓN

Los transformadores convencionales cambian la señal proveniente de la red eléctrica (220-120Vrms / 50-60Hz) según los requerimientos de una carga. Para realizar este proceso normalmente se utilizan transformadores eléctricos con núcleo de hierro operando a 50-60Hz, estos son dispositivos electromagnéticos que cambian (aumentan o disminuyen) la tensión eléctrica y la intensidad de una corriente alterna en función de la relación de espiras [1]. Entre sus principales ventajas se puede afirmar que los transformadores eléctricos presentan una elevada eficiencia y son fáciles de conseguir, sus mayores desventajas son su gran volumen y peso.

Por otro lado, lo que se conoce como transformador electrónico, presenta una alternativa pequeña, liviana e igualmente con alta eficiencia, esto se debe por que operan a frecuencias medias y altas (mayores a 400Hz) [2]. Para hacer esto posible, es necesario alimentar el primario del transformador por medio de un inversor que opere a una frecuencia muy superior a los 50-60Hz tradicionales [1]. Esto exige el correcto diseño de los transformadores, un componente magnético clave para lograr alta densidad de potencia, minimizar pérdidas y volumen [3]. Entre los materiales más usados para construir el transformador, se destacan los núcleos de ferrita, estos presentan excelentes características ferromagnéticas, alta permeabilidad magnética, auto apantallamiento, conveniencia mecánica, facilidad de diseño y ajuste [4]. En cuanto al inversor, este se implementa con transistores que operan como interruptores (clase D) y la

Este manuscrito fue enviado el 31 de mayo de 2020 y aceptado el 28 de septiembre de 2020. Este trabajo fue desarrollado por miembros del grupo de investigación RadioGis y del grupo de investigación CEMOS de la Universidad Industrial de Santander (Bucaramanga, Colombia).

N. E. Trillos-León, Ingeniero electrónico egresado de la Universidad Industrial de Santander, Calle 9 #27 Bucaramanga, Colombia (nelson.trillos@radiogis.uis.edu.co).

J. G. Barrero-Pérez, Ingeniero electricista, Magister en potencia eléctrica y profesor titular de la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander, Calle 9 #27 Bucaramanga, Colombia (jbarrero@uis.edu.co).

J. E. Gómez-Pinto, Ingeniero electrónico egresado de la Universidad Industrial de Santander, Calle 9 #27 Bucaramanga, Colombia (jorge.gomez11@correo.uis.edu.co).



correcta selección de los mismos, exige que se tenga en cuenta las pérdidas de potencia debido a su resistencia de encendido $R_{DS(on)}$ y las pérdidas por conmutación. Estas últimas dependen directamente de los tiempos de encendido y apagado del transistor (tiempos de subida y bajada), y crecen proporcionalmente con la frecuencia de operación del inversor. Por esta razón, una adecuada selección tanto de los transistores como de sus circuitos de disparo pueden mejorar significativamente la eficiencia del circuito [5].

Se han realizado gran variedad de investigaciones en donde se utilizan distintas topologías y sistemas de control para conmutar los inversores y transformar de forma más eficiente la energía proveniente del suministro de la red eléctrica. Por esto es necesario realizar el diseño de cada una de las etapas que adapten dicha señal periódica a las necesidades de la carga a utilizar [6]. En [7] se realiza un estudio del estado del arte de los distintos sistemas patentados y publicados para la implementación de inductores y transformadores variables en aplicaciones de control de iluminación, entre esos modelos se encuentra un balastro aislado controlado magnéticamente donde la inductancia resonante típica está ausente, sin embargo, integra un elemento magnético responsable de limitar la corriente a la salida de la lámpara, la cual está conectada al devanado secundario, por lo tanto esta solución proporciona aislamiento eléctrico y atenuación en la señal. Una variante de este modelo es el balastro universal controlado magnéticamente operado con frecuencia constante, el cual emplea como circuito de control un sistema programable. El convertidor Flyback de medio puente asimétrico es una solución atractiva para aplicaciones LED debido a que su bajo costo, baja potencia y filtro con capacitancias, le permite el cumplimiento del estándar EN 61000-3-2, sin necesidad de utilizar una etapa de corrección del factor de potencia.

En [8] se desarrolla un transformador electrónico con eficiencia de 88%, un factor de potencia (FP) de 0,99 y una distorsión armónica (THD) de 5% para lámparas halógenas. La conmutación se realiza con señales externas y se incluye un circuito resonante con capacidad de trabajar potencias en el rango de 5 a 50W. En [9] se discuten las posibilidades emplear un sistema de baja tensión magnética y un sistema electrónico de baja tensión, el primer sistema es controlado por medio de TRIAC's, presentando baja eficiencia luminosa para lámparas halógenas, gran peso y volumen, y presenta zumbido audible por la baja frecuencia de oscilación; el segundo sistema ofrece ventajas de alta eficiencia, peso reducido y su sistema de control se realiza mediante el control de fase inversa, donde se alterna el encendido de dos MOSFET's o IGBT's según sea el diseño. En aplicaciones prácticas, cuando las señales de control se generan por medio de un PWM se debe insertar un tiempo muerto entre ellas, evitando posibles cortocircuitos en la fuente de alimentación del inversor [10].

En [11] se presenta un transformador electrónico "auto oscilador" con una eficiencia mayor al 93%, una THD total inferior al 1% y un FP cercano a 1, empleando 22

componentes. En [12] se muestra cómo a través de un controlador de potencia de bajo voltaje se realiza el control de las señales de conmutación de un convertidor complementario clase D. En [13] se propone realizar un transformador electrónico con MOSFET's empleando el control de las señales de conmutación por medio de un controlador de potencia, logrando obtener una eficiencia mayor al 92%. En [14] se presenta un convertidor AC/DC con capacidad de corregir el FP obteniendo resultados simulados con THD de corriente entre el 12 y el 26% y un FP superior o igual a 0,96 trabajando a una potencia de 4kW.

En este trabajo se realiza el diseño y la implementación de un transformador electrónico controlado por medio de un μC de tamaño reducido. Al ser un sistema programable, es decir controlado por instrucciones (software), la frecuencia de trabajo se puede ajustar fácilmente según las especificaciones de diseño de las distintas etapas, esto facilita su uso en aplicaciones donde sea necesario emplear MOSFET's de mayor capacidad de conmutación y/o un transformador con núcleo de ferrita de menor o mayor frecuencia de trabajo. El diseño empleado para el transformador electrónico se basa en la implementación de distintas etapas organizadas en cascada, la primera etapa consta de un sistema de rectificación de onda completa conocido como rectificador de Graetz [15], seguido de un inversor en medio puente, un μC de bajo costo y un transformador reductor de señal con núcleo de ferrita [16]. El sistema es conmutado con disparos alternos para cada MOSFET con un tiempo muerto de $2\mu s$, a una frecuencia variable comprendida entre 5 y 30 kHz. El prototipo construido de 12Vrms-50W presenta su punto de trabajo óptimo a 30kHz, dando como resultados, una THD promedio de 28%, un FP máximo de 0,96 y una eficiencia (η) cercana al 94%. La señal oscilatoria generada a la salida, en el secundario del transformador, puede operar todo tiempo para cargas resistivas mayores a $2,88\Omega$ (0-50W).

II. MATERIALES Y MÉTODOS

Para desarrollar este proyecto, primero se realizó el estudio del funcionamiento de un transformador electrónico resonante auto oscilador para lámparas halógenas, donde se obtuvieron sus características principales y rango de trabajo del transformador reductor con núcleo de ferrita. Posteriormente se realizó el diseño de cada una de las etapas del transformador electrónico. En la Figura 1 se plasman las distintas etapas del transformador electrónico, compuestas por un rectificador de onda completa, un inversor en configuración de medio puente conectado a un reductor con núcleo de ferrita y un sistema de control con su respectiva etapa de aislamiento. Una vez realizado el diseño y selección de dispositivos electrónicos a emplear, se realizaron simulaciones del circuito para comprobar su correcto funcionamiento. Finalmente, se construyó el prototipo y validaron sus parámetros de operación.

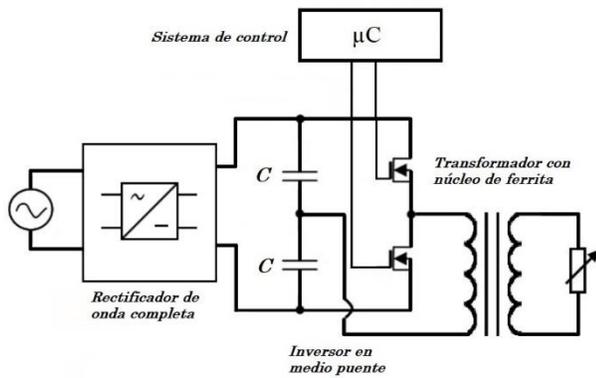


Fig. 1. Etapas de diseño del transformador electrónico.

A. Caracterización del transformador resonante auto oscilador

Los inversores resonantes “auto osciladores” generan su propia señal de conmutación en los transistores bipolares BJT’s, mediante la configuración de la constante de tiempo RC y la corriente de consumo que exige la carga, como se observa en el esquema circuital de la Figura 2, por esto, la frecuencia de operación del inversor se ve afectada según la carga conectada.

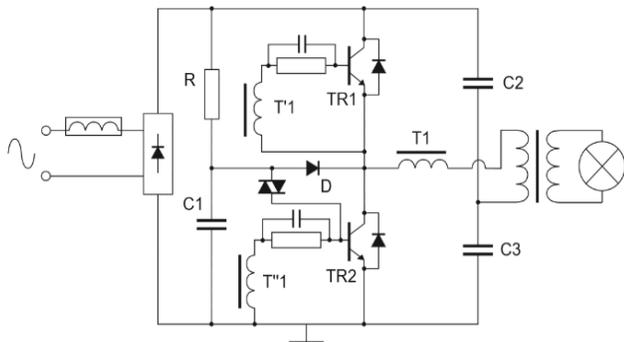


Fig. 2. Esquema de un transformador electrónico resonante para una lámpara halógena [17].

En la Figura 3 se visualiza la señal de voltaje a la salida de un transformador electrónico resonante auto oscilador de 12Vrms-50W operando sin carga, el circuito no oscila ni trabaja correctamente debido a que los transformadores electrónicos resonantes no funcionan correctamente al conectar cargas que consuman baja potencia, normalmente potencias menores de 5W [8], [17].

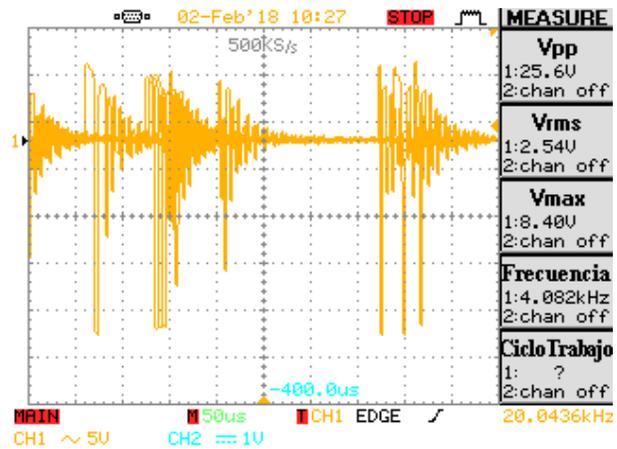


Fig. 3. Voltaje a la salida del circuito sin carga.

Al conectar una carga de 35W a la salida del transformador “auto oscilante”, este entra en funcionamiento, otorgando una señal de tensión con valor de 11,9Vrms, oscilando a una frecuencia de aproximadamente 17kHz (frecuencia de trabajo empleada en los BJT’s) como se visualiza en la Figura 4.

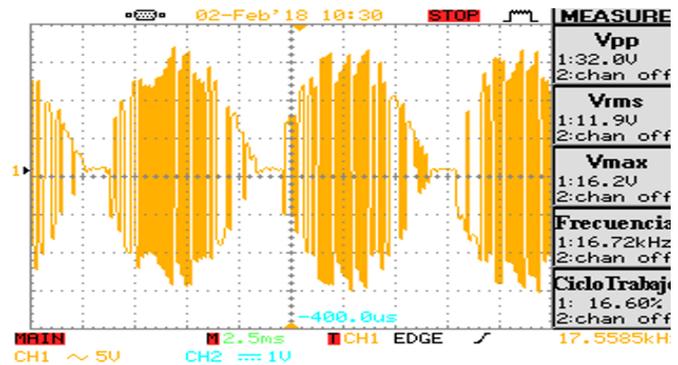


Fig. 4. Voltaje a la salida del circuito con carga de 35W.

Al hacer un acercamiento a la Figura 4, con el osciloscopio, se observa que el transformador resonante no opera durante un tiempo de 1,48ms debido a la descarga que debe hacer el circuito “auto oscilante” para evitar que aparezcan componentes de continua en el primario del transformador, ver Figura 5.

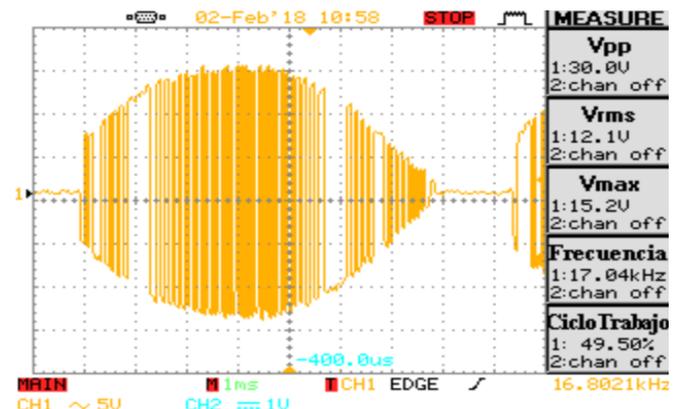


Fig. 5. Voltaje a la salida del circuito con carga

La relación de reducción del transformador con núcleo de ferrita (N) se calculó mediante la medición de la señal de voltaje máximo en el devanado primario V_1 (138V) y en el devanado secundario V_2 (29,6V) de la bobina, donde al aplicar (1) [18], se obtiene una relación de reducción de 4,66.

$$N = \frac{V_1}{V_2} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \quad (1)$$

Así mismo, y con el fin de comprobar esta relación, se midió la bobina del devanado primario L_1 y del secundario L_2 del transformador con un medidor de inductancias a 1kHz, obteniendo $L_1=8,01\text{mH}$ y $L_2=0,38\text{mH}$, al reemplazar los valores en (1) se obtiene una relación de reducción de 4,59.

El rango de operación del transformador de núcleo de ferrita se calculó a través de un barrido de frecuencias con un generador de señal, el cual aplica una señal sinusoidal de 22 voltios pico-pico (V_{pp}) con frecuencia variable al devanado primario del transformador. El secundario del transformador permaneció en circuito abierto (prueba de vacío). En la Tabla I se plasmó el barrido de frecuencias realizado desde 60Hz hasta 18MHz, observando un correcto funcionamiento para valores de frecuencia comprendidos entre 6kHz y 600kHz, donde las señales de entrada y de salida no se atenúan y la relación de reducción mantiene un valor constante de 4,59.

TABLA I
CARACTERIZACIÓN DEL TRANSFORMADOR CON NÚCLEO DE FERRITA

Frecuencia [Hz]	$V_{pp-input}$ [V]	$V_{pp-output}$ [V]	N
60	2,96	0,64	4,63
600	16,00	3,36	4,76
6k	22,20	4,84	4,59
600k	22,20	4,84	4,59
7M	20,60	4,08	5,05
18M	2,40	3,64	0,66

B. Rectificador de onda completa

Con la configuración de rectificador de onda completa con estructura de rectificador de Graetz como el de la Figura 6, se obtiene una señal DC a partir de una señal AC, con esta configuración se logra como resultado una señal V_{out} positiva con frecuencia el doble de la original.

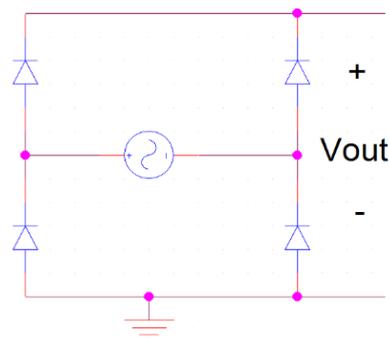


Fig. 6. Rectificador de onda completa.

El valor del voltaje promedio V_{prom} y el voltaje eficaz V_{rms} de una señal senoidal rectificadas, se calcula empleando (2) y (3) respectivamente, donde V_m es el voltaje máximo de la señal de voltaje a la entrada del rectificador [18].

$$V_{prom} = \frac{2 \cdot V_m}{\pi} \quad (2)$$

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \quad (3)$$

En el diseño del rectificador se emplearon diodos 1N4007 que poseen una tensión de ruptura de 1000V y soportan en polarización directa una corriente media de 1A con una caída de tensión V_f de 1V. Al implementar esta configuración se obtuvo una señal V_{out} de 120Hz, con un V_m de 177,20V, un V_{prom} de 112,81V y un V_{rms} de 125,30Vrms.

C. Inversor en medio puente

Para la implementación del inversor se utilizaron transistores tipo FET con el fin de garantizar que la conmutación del inversor dependa del voltaje de las señales provenientes del circuito de control y no del consumo de corriente por parte de la carga, como se requeriría al emplear transistores BJT's. Se deben escoger transistores FET's con bajo valores de resistencia de encendido $R_{DS(on)}$, para que las pérdidas de conducción en el transistor sean mínimas [19]. El MOSFET seleccionado para implementar el inversor fue el IRF740 que presenta una tensión de ruptura (BV_{DSS}) de 400V, es decir 2,35 veces más al valor máximo que entrega el rectificador (177,20V), soporta una corriente I_D de 10A (superior a la corriente de 4,2A que se necesita para generar 50W) y para disminuir las pérdidas tanto de conducción directa como de conmutación [18], una resistencia de encendido $R_{DS(on)}$ baja (0,48-0,55 Ω) y la rapidez necesaria para activarse a medianas-altas frecuencias.

La máxima frecuencia de operación (F_{max}) a la que el MOSFET podría operar como interruptor es de 8,55MHz, esta se calculó con (4) [18], donde t_{don} (15ns) es el tiempo de demora, t_{rise} (25ns) es el tiempo de subida, t_{fall} (25ns) es el tiempo de caída y t_{doff} (52ns) es el tiempo de almacenamiento, sin embargo, para minimizar las pérdidas por conmutación en el transistor, se recomienda operarlo a una frecuencia de 20 veces menor al valor máximo permitido [20].

$$F_{max} = \frac{1}{t_{don} + t_{rise} + t_{fall} + t_{doff}} \quad (4)$$

Se emplearon dos capacitores C de 220nF para implementar el divisor de tensión que conforma el inversor de medio puente. La distorsión armónica total THD de tensión y de corriente se calculó con (5) [21], donde V_1 es la tensión del primer armónico y V_h es la tensión en los demás armónicos, siendo h la secuencia que inicia desde el segundo armónico hasta el último armónico.

$$THD_V = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots + V_h^2}}{V_1} = \sqrt{\sum_2^h \frac{V_h^2}{V_1^2}} \quad (5)$$

D. Sistema de control

La conmutación de los MOSFET’s se realizó por medio de un algoritmo programado en un μC ATtiny85 de bajo tamaño y bajo costo. El inversor en medio puente necesita dos señales PWM idénticas desfasadas 180 grados para evitar un corto circuito a la salida del puente rectificador. La señal PWM se generó a través de la variación de los registros internos del μC , haciendo uso del modo PWM, el cual consiste en un conteo repetitivo de 0 a 255.

A fin de obtener un ciclo de trabajo del 50%, el registro de comparación OCR1C debe ser el doble del registro OCR1A y OCR1B. Para este proyecto se modificó la configuración del *Timer 1* del microcontrolador al calcular la frecuencia de trabajo (f_T). La f_T se obtiene al variar la resolución del registro (n) en (6), donde N_p corresponde a una constante de valor unitario y la frecuencia del μC ($f_{\mu C}$) es de 8MHz [22].

$$f_T = \frac{f_{\mu C}}{N_p \cdot 2^n} \quad (6)$$

En razón de evitar que ambos MOSFET’s se activen simultáneamente y provoquen un corto circuito, es necesario ajustar un tiempo muerto con el μC . Para este diseño se empleó un tiempo muerto de $2\mu s$ como se ve en la Figura 7. Para el tiempo de retardo de las dos señales generadas se empleó el registro “DEAD TIME GENERATOR” el cual asigna el tiempo muerto a la señal OCR1A por medio del registro DTSP1 y el registro de comparación DT1A a través de un número de 8 bits.

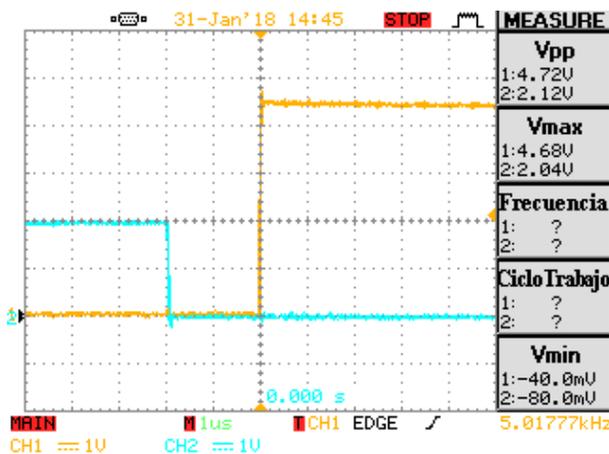


Fig. 7. Tiempo muerto entre las señales de control.

En la Figura 8 se observan las señales de control generadas con el μC oscilando a 5kHz y con ciclo de trabajo de 49%.

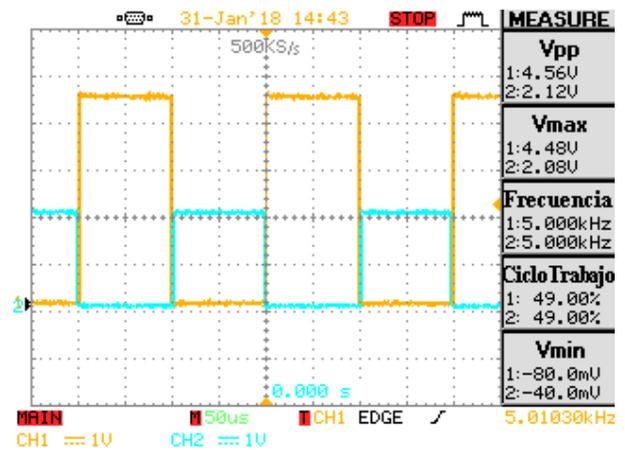


Fig. 8. Señales de control provenientes del μC .

Con objeto de proteger el circuito de control del de potencia, y disparar correctamente los transistores de potencia, se utilizaron opto acopladores TLP250 (uno para cada MOSFET). El led de entrada de este opto acoplador es manejado por el μC y presenta una tensión de aislamiento, con respecto a su etapa de salida, mayor a 2500Vrms. La etapa de salida corresponde a una configuración *Push-Pull* (clase B) y es capaz de entregar una corriente de salida de +/- 1,5A, esta corriente de puerta es necesaria para encender o apagar muy rápidamente los MOSFET’s (en el orden de los 50ns).

III. RESULTADOS

A. Simulación en software SPICE

En la Figura 9 se visualiza el esquemático del circuito (omitiendo el sistema de control), con los respectivos componentes empleados para el transformador electrónico.

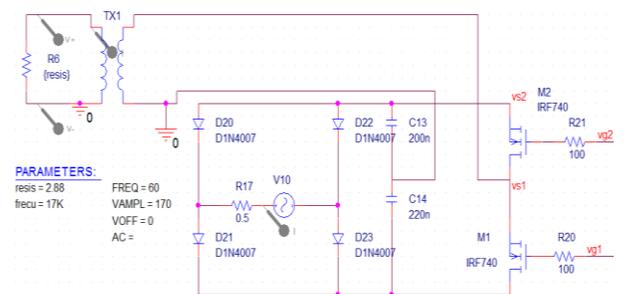


Fig. 9. Esquema circuital del transformador electrónico

En la Figura 10 se observan los resultados de la simulación del circuito al realizar un barrido de frecuencias, conectando una carga resistiva a la salida de 2,88 Ω . Allí se puede observar que las señales de salida de corriente y de tensión se mantienen su oscilación estable con valores de frecuencias comprendidos entre 6kHz y 60kHz.

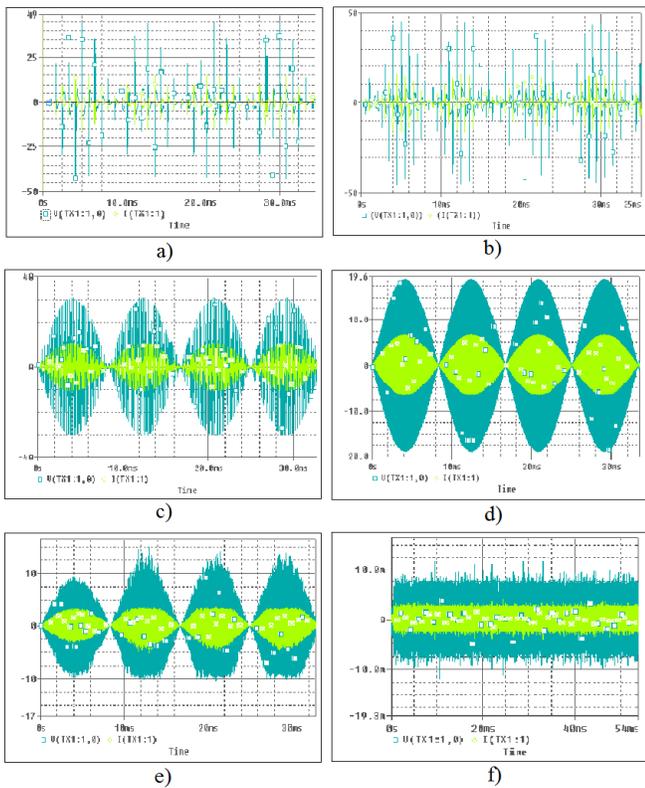


Fig. 10. Señales de voltaje (verde oscuro) y corriente (verde claro) a la salida del circuito con frecuencias de conmutación de: a) 600Hz, b) 1kHz, c) 6kHz, d) 60kHz, e) 1MHz y f) 10MHz.

Con base en los datos obtenidos del barrido a diferentes frecuencias se realiza la Tabla II, donde se observa específicamente que el circuito mantiene su valor de tensión eficaz a la salida (V_{out}) de aproximadamente 12Vrms, con valores de frecuencia comprendidos entre 17kHz y 30kHz.

TABLA II
VOLTAJE EN LA CARGA A DIFERENTES FRECUENCIAS

Frecuencia [kHz]	V_{out} [Vrms]
0,6	5,51
1	7,00
6	10,71
17	12,01
30	11,76
60	10,61
600	5,91
1000	4,32
10000	0,35[m]

En la Figura 11 se observa la gráfica de tensión y corriente a la salida del circuito con carga resistiva de $2,88\Omega$, dando como resultados un valor eficaz de tensión de 12,01Vrms, un valor de corriente eficaz de 4,17Arms y una potencia consumida en la carga de 50,1W. Para la simulación se emplearon diodos 1N4007, una resistencia fusible en la entrada de $0,5\Omega$, condensadores de 220nF, MOSFET's IRF740 conmutados a 17kHz, y una señal de entrada de 120Vrms a 60Hz.

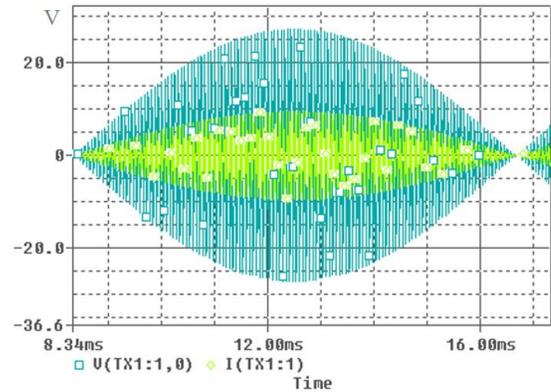


Fig. 11. Tensión y corriente a la salida del circuito.

En la Tabla III, se plasmaron los datos de la simulación al variar el valor de la carga, se visualiza que el V_{out} se mantiene en el rango de 12-13Vrms, la eficiencia (η) del circuito se calculó empleando la ecuación 7 [18], donde P_o es la potencia promedio consumida a la salida del circuito y P_i es la potencia promedio entregada a la entrada, dando un valor promedio de eficiencia de aproximadamente 95%.

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} \quad (7)$$

El FP promedio es de 0,92 y la THD es de 31%. Cabe resaltar que a valores grandes de carga (mayores a $14,4\Omega$), la tendencia del FP disminuye y la THD aumenta.

TABLA III
VOLTAJE EFICAZ, EFICIENCIA, FACTOR DE POTENCIA Y DISTORSIÓN ARMÓNICA DEL CIRCUITO A DIFERENTES VALORES DE CARGA

R [Ω]	V_{out} [Vrms]	η [%]	FP	THD [%]
2,88	12,01	95	0,92	30
4,11	12,31	96	0,94	26
5,76	12,47	96	0,95	24
14,4	12,75	95	0,92	29
28,8	13,10	94	0,85	45

B. Resultados experimentales

En la Figura 12, se observa el esquemático de la placa del circuito impreso (PCB) del prototipo realizada por medio de un software de diseño CAD.

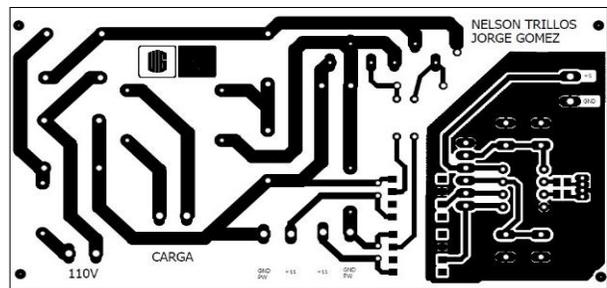


Fig. 12. Esquemático de la PCB.

En la Figura 13 y 14 se visualizan las señales de tensión provenientes de los optoacopladores, las cuales realizan la

activación de los MOSFET's del inversor de medio puente, las señales oscilan a 5kHz con un tiempo muerto de 2μs y con un ciclo de trabajo cercano al 49%.

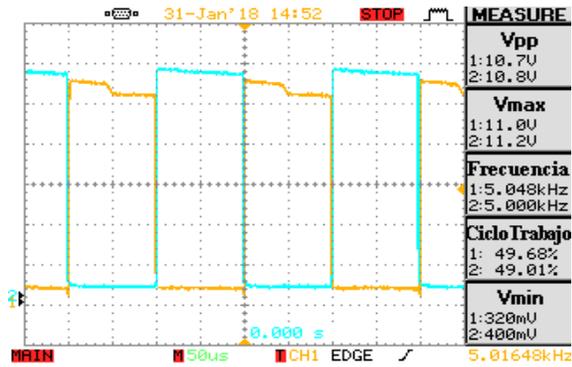


Fig. 13. Señales para activación de los MOSFET's.

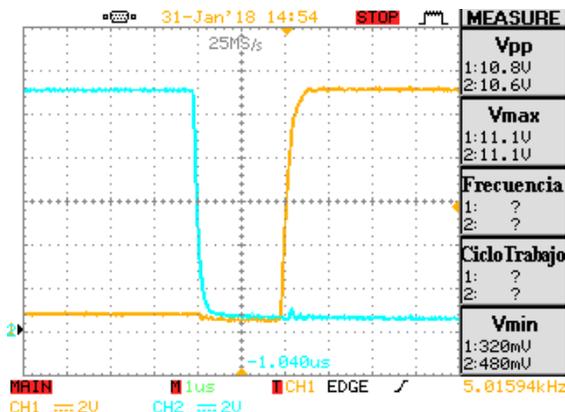


Fig. 14. Tiempo muerto entre las señales de activación de los MOSFET's.

La Figura 15 muestra la señal de tensión a la salida del circuito sin carga, esta señal oscila a la frecuencia programada por el sistema de control proveniente del μC (en este caso de 20kHz), con una envolvente de 120Hz y con un voltaje eficaz a la salida de 12,6Vrms.

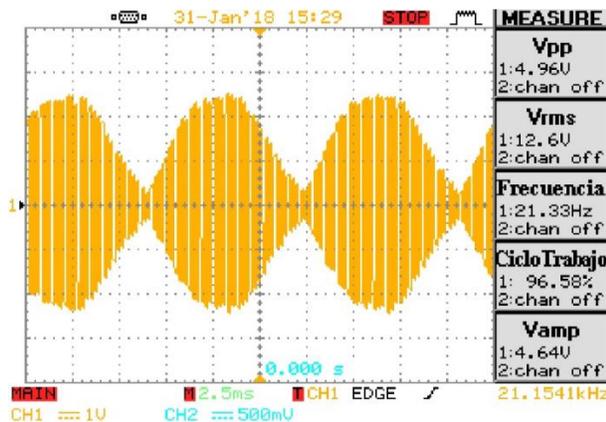


Fig. 15. Señal a la salida del circuito sin carga a 20kHz.

En la Tabla IV se muestra el consumo de corriente a la entrada del circuito sin carga a diferentes frecuencias. El consumo de corriente del circuito sin carga idealmente debería ser nulo, sin embargo, para frecuencias menores a 15kHz

existe un flujo de corriente debido a que el transformador con núcleo de ferrita a bajas frecuencias (en este caso menores a 15kHz) se comporta como una bobina en DC, es decir como un corto circuito.

TABLA IV
CORRIENTE A LA ENTRADA DEL CIRCUITO SIN CARGA

Frecuencia [Hz]	I_{in} [Arms]
5	1,16
10	1,06
15	0
20	0
25	0
30	0

En la Figura 16 se observa el circuito operando con una carga resistiva de 10Ω a 15kHz, presenta un consumo de corriente a la entrada de 0,14Arms y la señal de voltaje a la salida posee un voltaje eficaz de 12,80Vrms.

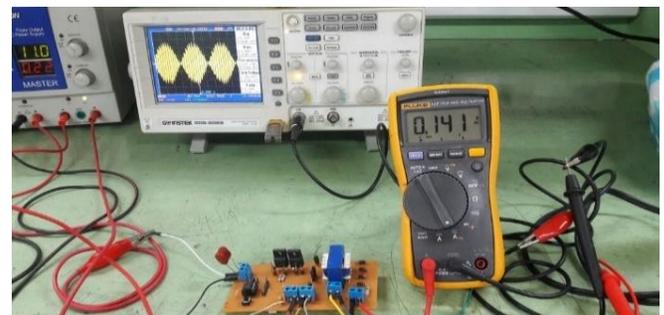


Fig. 16. Circuito operando con carga resistiva de 10Ω a 15kHz

En la Tabla V se plasmaron los valores de voltaje eficaz a la salida y el FP del circuito al realizar un barrido de frecuencia con el μC, empleando una carga de 10Ω. A frecuencias menores de 15kHz, el circuito tiene un FP muy bajo debido al mal comportamiento circuital, como ya se había anotado, que presentan las bobinas del transformador al operar a bajas frecuencias, además se evidencia que el FP del circuito diseñado es directamente proporcional a la frecuencia de conmutación, es decir, a medida que aumenta su frecuencia de conmutación aumenta su FP. El FP mejoró un 4% en la implementación al utilizar una frecuencia de trabajo de 30kHz.

TABLA V
VOLTAJE EFICAZ Y FACTOR DE POTENCIA A DIFERENTES FRECUENCIAS CON CARGA DE 10Ω

Frecuencia [Hz]	V_{out} [Vrms]	FP [%]
5	11,86	11
10	13,10	10
15	12,80	86
20	12,60	87
25	12,90	94
30	12,80	96

La señal obtenida en el secundario transformador electrónico diseñado, opera todo el tiempo y es independiente del valor de la impedancia carga, como se ve en la Figura 17. Esto contrasta notablemente con la señal de tensión que se

obtiene a la salida de un transformador electrónico resonante (Figura 5), esto debido a que no es necesario desactivar todo el circuito de forma periódica, debido a que se emplean disparos alternos para cada uno de los MOSFET's con un tiempo muerto de $2\mu\text{s}$.

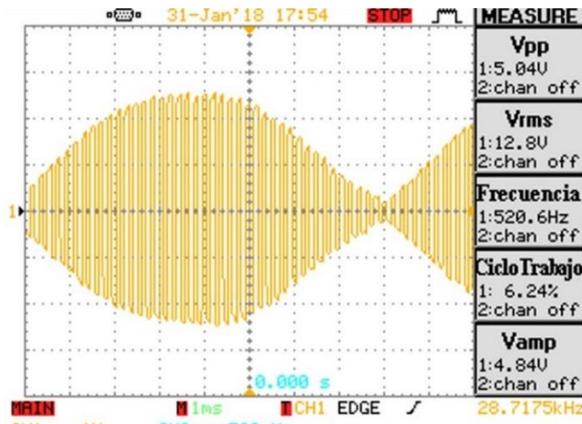


Fig. 17. Señal a la salida del circuito con una carga resistiva de 10Ω .

En la Figura 18 se observa el circuito trabajando con una lámpara halógena de 35W , el circuito trabaja correctamente manteniendo una tensión eficaz a la salida de $12,3\text{Vrms}$ y una eficiencia de aproximadamente 94% .

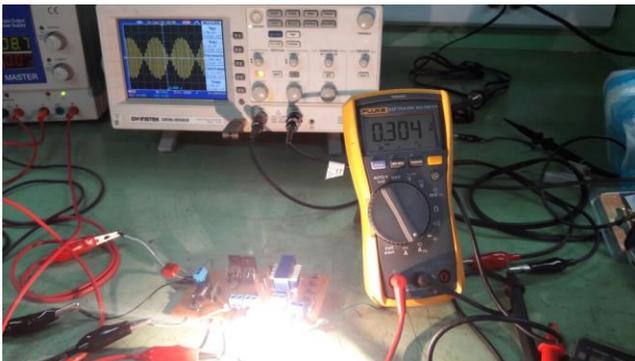


Fig. 18. Circuito operando con lámpara halógena.

Al realizar pruebas del circuito con diferentes valores de cargas resistivas con consumos de 5 a 50W trabajando a 30kHz , se obtiene una eficiencia cercana al 94% , un FP máximo de $0,96$ y una THD de tensión y corriente promedia de 28% . Para cargas que consumen de 0 a 50W el circuito opera correctamente conservando su voltaje a la salida de aproximadamente 12Vrms y otorgando a la carga la corriente que necesite.

IV. CONCLUSIONES

El transformador electrónico construido en este trabajo es controlado por medio de un μC que genera 2 señales PWM simétricas con ciclo de trabajo del 49% , tiempo muerto entre ellas de $2\mu\text{s}$ y con frecuencia variable. El circuito diseñado tiene su punto óptimo de operación al trabajar a una frecuencia de 30kHz como se observa en la Tabla V, en este punto, el

prototipo presenta un THD de tensión y corriente aproximado de 28% , un FP máximo de $0,96$ y una eficiencia cercana al 94% . Este transformador diseñado, a diferencia de los “auto oscilantes” posee la ventaja de trabajar para cargas resistivas que consuman potencias entre 0 - 50W , sin embargo se debe tener en cuenta que para cargas que consumen de 0 a 5W , parámetros como el THD y FP son afectados disminuyendo la calidad de la señal de voltaje a la salida. Al poseer un sistema de control por medio de un μC , el diseño es adaptable y escalable según las necesidades de las señales de conmutación (frecuencia, tiempo muerto, ciclo de trabajo) de los dispositivos. A frecuencias menores de 15kHz el transformador electrónico presenta corrientes de magnetización (Tabla IV).

REFERENCIAS

- [1] W. Brokering, R. P. Behnke and L. Vargas, Los sistemas eléctricos de potencia, Prentice Hall, 2008, p. 84.
- [2] L. Keke and L. Lin, “Analysis of favored design frequency of high-frequency transformer with different power capacities,” *2014 International Conference on Power System Technology*, 2014. DOI: 10.1109/POWERCON.2014.6993764.
- [3] R. Petkov, “Optimum Design of a High-Power, High-Frequency Transformer”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vols. 11, no. 1, January 1996. DOI: 10.1109/63.484414.
- [4] A. Gonzalez, R. Cesari and R. Vicioli, “Diseño de transformadores con ferritas lineales”, Mexico: Universidad Tecnológica nacional, facultad regional Mendoza, departamento de electronica, 2009 .
- [5] D. Hart, Introduction to Power Electronics, Prentice Hall, 1997.
- [6] M. K. Kazimierzczuk and W. Szaraniec, “Electronic ballasts for fluorescent lamps”, *IEEE transac. on Power Electronics*, vol. 8, n^o4, pp. 386-395, Octubre 1993.
- [7] M. S. Perdigão, M. Menke, A. Seidel, R. A. Pinto and J. M. Alonso, “A review on variable inductors and variable transformers: Applications to lighting drivers,” *2014 IEEE Industry Application Society Annual Meeting*, 2014. DOI: 10.1109/IAS.2014.6978431.
- [8] M. Polonskii, “Design procedure for dimmable electronic transformer,” *2004 IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2004. DOI: 10.1109/ICIT.2004.1490159.
- [9] J. Hua, “Low voltage dimming system,” *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference*, 1999, DOI: 10.1109/IAS.1999.805969.
- [10] W. Zhu, K. Zhou, M. Cheng and F. Peng, “A high-Frequency-Link Single-Phase PWM Rectifier”, *IEEE Transactions on industrial electronics*, Vols. 62, no. 1, January . 2015. DOI: 10.1109/TIE.2014.2327568.
- [11] L. Nerone and B. Trevino, “A new halogen electronic transformer,” *Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2001 (APEC 2001). DOI: 10.1109/APEC.2001.911687.
- [12] L. Nerone, “A complementary Class D converter,” *Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference*, 1998. DOI: 10.1109/IAS.1998.729921.
- [13] K. Jirasereamornkul, I. Boonyaroonate and K. Chamnongthai, “High-efficiency electronic transformer for low-voltage halogen lamp,” *Proceedings of the 2003 International Symposium on Circuits and Systems*, 2003 (ISCAS '03), Vol. 3. DOI: 10.1109/ISCAS.2003.120502.
- [14] J. A. Tenorio-Melo, E. Franco-Mejía and H. Vásquez, “Modelado en espacio de estados de un conversor CA/CC monofásico aislado con alto factor de potencia,” *Revista UIS Ingenierías*, vol. 12. No 1, 2013.
- [15] V. H. Kurtz, “Fuentes de Alimentación”, Cátedra Electrónica y Dispositivos, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de

Misiones UNaM, 2016.

- [16] J. A. Sabaté, M. Jovanovic, F. Lee and R. Gean, "Analysis and Design-Optimization of LCC resonant inverter for high-frequency AC distributed power system", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 42, No. 1, pp. 63-71, Febrero 1995. DOI: 10.1109/41.345847.
- [17] P. Fichera, R. Scollo, Electronic transformer for a 12V halogen lamp, STMicroelectronics [Online]. Available: https://www.st.com/resource/en/application_note/cd00003902-electronic-transformer-for-a-12v-halogen-lamp-stmicroelectronics.pdf.
- [18] H. M. Rashid, Electrónica de Potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones", 2ª ed., Prentice Hall, 1995.
- [19] R. Sarmiento, "Electrónica industrial, el transistor de potencia", Universidad de las palmas de la gran canaria. Escuela Técnica superior de ingenieros, Julio 2010.
- [20] B. Williams, "Power Electronics: Devices, Drivers, Applications, and Passive Components", University of Strathclyde, Glasgow - UK. 2006..
- [21] J. Alonso, "Inversores resonantes de alta frecuencia", Universidad de Oviedo, Gijón. Mayo 1999.
- [22] Corporation Atmel, Atmel ATtiny25, ATtiny45, ATtiny85 Datasheet, [Online]. Available: <https://www.mouser.com/ds/2/268/Atmel-2586-AVR-8-bit-Microcontroller-ATtiny25-ATti-1066528.pdf>.

Colombia.

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9672-4959>



Nelson Enrique Trillos León nació en Bucaramanga, Colombia. Es Ingeniero Electrónico egresado de la Universidad Industrial de Santander (Bucaramanga, Colombia). Las áreas de su interés investigativo incluyen el diseño, construcción de dispositivos electrónicos y de telecontrol. Posee experiencia en

desarrollo de proyectos de investigación, desarrollo e innovación (I+D+I). Actualmente se desempeña como consultor experto certificado en automatización inteligente y es integrante activo del grupo de investigación RadioGIS.

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-9292-2461>



Jaime Guillermo Barrero Pérez es ingeniero electricista, especialista en docencia universitaria y magister en potencia eléctrica de la Universidad Industrial de Santander (Bucaramanga, Colombia). Es profesor titular de la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones de

la Universidad Industrial de Santander. Es integrante del grupo de investigación CEMOS. Las áreas de su interés investigativo incluyen sistemas de potencia y electrónica industrial.

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-2443-8608>



Jorge Eliecer Gómez Pinto nació en Bogotá, Colombia. Es Ingeniero Electrónico egresado de la Universidad Industrial de Santander (Bucaramanga, Colombia). Su enfoque profesional está dedicado a la investigación, mantenimiento, diseño y nuevas tecnologías en el área de Wireline. Actualmente se desempeña como jefe de mantenimiento y control en base Expro