

Diseño y Construcción de un Transformador Electrónico de Baja Potencia con Tensión de Salida Variable

David Santiago Rojas Blanco, Julián Eduardo Jaimes Flórez

Trabajo de Grado para Optar el título de Ingeniero Electrónico

Director

Jaime Guillermo Barrero Pérez

Magister en Potencia Eléctrica

Codirector

Nelson Enrique Trillos León

Ingeniero Electrónico

Universidad Industrial de Santander

Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas

Escuela de Ingenierías Eléctrica Electrónica y de Telecomunicaciones

Bucaramanga

2018

Dedicatoria

Dedico este proyecto a mis padres por su apoyo incondicional, sin el cual este logro nunca habría sido posible.

A mi hermano por su consejo, compañía y ayuda.

DAVID SANTIAGO ROJAS BLANCO

Primeramente doy gracias a Dios, quien nos acompaña y nos guía cada paso que damos, para poder alcanzar con éxito todas nuestras metas.

A mis padres German y Rosa por todo su amor y apoyo incondicional, por su esfuerzo y dedicación para hacer de mí lo que soy hoy en día. A mis hermanos Carol y Jose, gracias por todo su cariño, su apoyo y sus consejos, que sin ellos nada de esto hubiera sido posible.

A mi novia Judit, gracias por todo su amor, por ser la persona que me acompañó en cada instante y que me brindó su apoyo en los momentos difíciles.

A todos ellos, gracias de corazón.

JULIÁN EDUARDO JAIMES FLÓREZ

Tabla de Contenido

Introducción	16
1. Objetivos.....	17
1.1. Objetivo General.....	17
1.2. Objetivo Específico.....	17
2. Marco Teórico.....	18
2.1. Transformadores Electrónicos	18
2.2. Funcionamiento.....	18
2.3. Rectificador	19
2.4. Inversor.....	21
2.4.1. Inversor de medio puente monofásico (<i>VSI Single-Phase Half Bridge</i>).....	22
2.4.2. Inversor de puente completo monofásico (<i>Single-phase Full Bridge VSI</i>)	24
2.5. Controlador	27
2.5.1. Microcontrolador	27
2.5.2. Señal de control.....	28
2.6. Transformador de Potencia	31
2.6.1. Parámetros de rendimiento del transformador electrónico	34
3. Diseño del Prototipo	35
3.1. Parámetros de Funcionamiento y Márgenes de Operación del Transformador Electrónico .	35
3.2. Rectificador	36

3.3. Inversor	38
3.3.1. Dispositivos de conmutación	39
3.4. Diseño del <i>driver</i>	40
3.4.1. Etapa de conversión	43
3.4.2. Etapa de regulación.	44
3.5. Transformador utilizado.	45
3.6. Microcontrolador	47
4. Resultados	50
4.1. Resultados de Simulación	50
4.1.1. Simulación PSpice	50
4.1.2. Simulación CAD.	55
4.2. Implementación.	58
4.3. Verificación.	61
4.3.1. Pruebas a baja potencia.	61
4.3.2. Pruebas a alta potencia	62
5. Conclusiones	68
6. Recomendaciones	70
Bibliografía	71
Apéndices.	73

Lista de Tablas

Tabla 1. Tipos de Tecnologías para Rectificadores	21
Tabla 2. Estados de un Inversor Monofásico de Medio Puente.....	23
Tabla 3. Ventajas y Desventajas de la Topología de Medio Puente	24
Tabla 4. Estados de los Interruptores de un VSI Monofásico de Puente Completo	25
Tabla 5. Ventajas y Desventajas de la Topología de Puente Completo.....	26
Tabla 6. Tipos de Núcleos y Ventajas	34
Tabla 7. Características del Prototipo	36
Tabla 8. Dispositivos Utilizados para la Etapa de Rectificación	38
Tabla 9. Características del MOSFET	39
Tabla 10. Características del <i>Driver</i>	42
Tabla 11. Características del Convertidor.....	44
Tabla 12. Características del Regulador	45
Tabla 13. Caracterización del Transformador de Potencia.....	46

Lista de Figuras

Figura 1 Diagrama de Bloques de un Transformador Electrónico.....	19
Figura 2. a) Rectificador de Puente de Diodos. b) Voltaje de Entrada y Salida del Rectificador. (Hart, 2010, P. 112).....	20
Figura 3 Modelo de un VSI Monofásico de Medio Puente, (Rashid, 2006, P. 227).....	23
Figura 4 VSI Monofásico de Puente Completo, (Rashid, 2006, P. 231).....	25
Figura 5 Esquema General de un Microcontrolador, (Merino, 2010, P. 49).....	28
Figura 6 Forma de las Señales de Control y Tensión de Salida de un VSI Monofásico de Puente Completo, para que $S_{1+} \cap S_{2-}$ Tenga un DC del 25%.....	29
Figura 7 Contador de 10 Bits, Produciendo una Señal de Pwm de DC del 25%, (Neil Kolban, 2018, p.300).....	30
Figura 8 Transformador Monofásico. (Mora, 2005, p. 172).....	31
Figura 9 Tipos de Núcleos Magnéticos (Brown, 2001, p. 240).....	33
Figura 10 Puente Rectificador de Diodos.....	37
Figura 11 Comportamiento de la Corriente Pico a la Entrada del Prototipo con Diferentes Valores de Condensadores Variando el DC.....	37
Figura 12 Inversor Monofásico de Topología de Puente Completo (<i>Full-Bridge</i>), Utilizado.....	39
Figura 13 Diagrama Esquemático del TLP250, (Toshiba, 2004, p. 1).....	41
Figura 14 Conexión del <i>Driver</i> con el Transistor.....	43
Figura 15 Aplicación Típica DCP010515B, (Texas Instruments, 2017).....	44
Figura 16 Etapa de Regulación LM78L12, (Texas Instruments, 2016).....	45
Figura 17 Modulo MCPWM de la ESP32 (Espressif Systems, 2018).....	48
Figura 18 Mapa de Pines de la ESP32 (Neil Kolban, 2018, p. 276).....	49

Figura 19 Diagrama de Bloques del Transformador Electrónico Simulado.....	51
Figura 20 Simulación en Orcad. a) Señal Tensión en una Carga de 15 [Ω], para una Frecuencia de Conmutación de 30[kHz] y un DC del 50%. b) Acercamiento de la Señal.....	52
Figura 21 Tensión Eficaz a la Salida del Transformador Electrónico, para Distintas Cargas y Diferentes Valores de DC. Gráficas para Conmutación de 20 [kHz] y 30 [kHz]. Resultados Simulación Orcad.....	53
Figura 22 Eficiencia Eléctrica del Transformador Electrónico, para Distintas Cargas y Diferentes Valores de DC. Gráficas para Conmutación de 20 [kHz] y 30 [kHz]. Resultados Simulación Orcad.....	54
Figura 23 Distorsión Armónica del Transformador Electrónico, para Distintas Cargas y Diferentes Valores de DC. Gráficas para Conmutación de 20 [kHz] y 30 [kHz]. Resultados Simulación Orcad.....	54
Figura 24 Esquemático del Transformador Electrónico en Proteus.....	55
Figura 25 Señal de Tensión en una Carga de 15 [Ω], para una Frecuencia de Conmutación de 30 [kHz] y un DC del 50%. Simulación en Proteus. a) Vista de la Envoltura b) Acercamiento de la Señal.....	56
Figura 26 Tensión Eficaz de Salida del Transformador Electrónico, para Distintas Cargas y Diferentes Valores de DC. Gráficas para Conmutación de 20 [kHz] y 30 [kHz]. Resultados Simulación Proteus.....	57
Figura 27 Eficiencia Eléctrica del Transformador, para Distintas Cargas y Diferentes Valores de DC. Gráficas para Conmutación de 20[kHz] y 30[kHz]. Resultados Simulación Proteus.....	57
Figura 28 Distorsión Armónica del Transformador Electrónico, para Distintas Cargas y Diferentes	

Valores de DC. Gráficas para Conmutación de 20 [kHz] y 30 [kHz]. Resultados Simulación Proteus.....	58
Figura 29 Diagrama Esquemático PCB del Transformador Electrónico.....	59
Figura 30 Prototipo del Transformador Electrónico Construido.....	60
Figura 31 a) Prototipo Alimentado Mediante la Fuente Externa. b) Fuente de Alimentación Externa Utilizada.....	60
Figura 32 Tensión Eficaz de Salida del Transformador Electrónico, para Distintas Cargas y Diferentes Valores de DC. Gráficas para Conmutación de 20 [kHz] y 30 [kHz].....	61
Figura 33 Eficiencia Eléctrica (η) vs DC a Baja Potencia, para Cargas de 10, 82 y 100 [Ω]; para Conmutación a 20 [kHz] y 30 [kHz].....	62
Figura 34 Tensión Eficaz de Salida del Transformador Electrónico, para Distintas Cargas y Diferentes Valores de DC. Gráficas para Conmutación de 20 [kHz] y 30 [kHz].....	64
Figura 35 Eficiencia Eléctrica (η) vs DC a Alta Potencia, para Cargas de 82 y 100 [Ω]; para Conmutación a 20 [kHz] y 30 [kHz].....	64
Figura 36 Distorsión Armónica del Prototipo, para Distintas Cargas y Diferentes Valores de DC. Gráficas para Conmutación de 20 [kHz] y 30 [kHz].....	65
Figura 37 Tensión Eficaz a la Salida del Transformador Electrónico para una Carga de 50 [W] y Diferentes Valores de DC. Curvas para Conmutación de 20 [kHz] y 30 [kHz].....	66
Figura 38 Eficiencia Eléctrica (η) vs DC para Carga de 50 [W] y Conmutaciones de 20 [kHz] y 30 [kHz].....	66
Figura 39 Distorsión Armónica del Prototipo, para una Carga de 50 [W] y Diferentes Valores de DC. Curvas para Conmutación de 20 [kHz] y 30 [kHz].....	67

Figura 40 Interfaz del Usuario Implementada en Blynk, el <i>Stepper</i> Controla el Ciclo de Trabajo, Mientras que el <i>Slider</i> Controla la Frecuencia en [kHz].....	73
Figura 41 Código Enlace Blynk.....	74
Figura 42 Función para el Cambio de DC Dado por Blynk, en la ESP32.....	74
Figura 43 Función para el Cambio a una Frecuencia Dada por Blynk, en la ESP32.....	75

Lista de Apéndices

Apéndices A. Interfaz del Usuario, Usando Blynk..... 73

RESUMEN

TITULO: DISEÑO Y CONTRUCCIÓN DE UN TRANSFORMADOR ELECTRÓNICO DE BAJA POTENCIA CON TENSIÓN DE SALIDA VARIABLE*

**AUTOR: DAVID SANTIAGO ROJAS BLANCO,
JULIÁN EDUARDO JAIMES FLÓREZ. ****

PALABRAS CLAVE: TRANSFORMADOR, RECTIFICADOR, INVERSOR DE PUENTE COMPLETO, MICROCONTROLADOR, PWM, TENSIÓN EFICAZ.

DESCRIPCIÓN:

El siguiente proyecto presenta los resultados de trabajar a alta frecuencia para implementar un “transformador electrónico”, que permita variar su tensión de salida. El “transformador electrónico” se implementó usando, un rectificador, un inversor de puente completo controlado por microcontrolador (μC) y un transformador de alta frecuencia. Este es capaz de transformar la señal de la red eléctrica ($120 [V_{rms}]$ a $60 [Hz]$) a una tensión eficaz menor (tensiones inferiores a $20 [V_{rms}]$, $50 [W]$), con frecuencia entre 20 y $30 [kHz]$ ($50 [W]$). El control del puente inversor se hace en forma de señales PWM producidas por el μC ; al variar el ciclo de trabajo (DC) de estas, es posible variar el tiempo que el puente permite el paso de corriente, lo cual se traduce en una tensión de salida eficaz que varía proporcionalmente al DC. Para el diseño y simulación del dispositivo se utilizaron los programas (*softwares*) *LTSpice (OrCAD Capture CIS)* y *CAD (Proteus 8 Demonstration)*. Además de lo anterior se implementó una interfaz gráfica, utilizando *Blink*; la cual permite que la tarjeta ESP 32 se conecte a internet mediante el módulo wifi que ésta trae incorporado, y utiliza una aplicación para celular, que le permite al usuario controlar la frecuencia y ciclo de trabajo de la señal de control. El transformador implementado con núcleo de ferrita, es una alternativa a los transformadores de ferro silicio, el cual posee un tamaño y peso reducido, proveyendo una flexibilidad en su relación de tensiones, que lo diferencia de otros transformadores electrónicos.

* Trabajo de grado

** Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones.
Director: Jaime Guillermo Barrero Pérez. Magister en Potencia Eléctrica.
Codirector: Nelson Enrique Trillos León. Ingeniero electrónico.

ABSTRACT

TITLE: DESIGN AND CONSTRUCTION OF A LOW POWER ELECTRONIC TRANSFORMER, WITH VARIABLE OUTPUT VOLTAGE.*

AUTHOR: DAVID SANTIAGO ROJAS BLANCO,
JULIÁN EDUARDO JAIMES FLÓREZ.**

KEY WORDS: TRANSFORMER, FULL-BRIDGE RECTIFIER, FULL-BRIDGE INVERTER, MICROCONTROLLER, PWM, EFFECTIVE VOLTAGE.

DESCRIPTION:

The following project exhibits the benefits of using high frequency power signals to build a low power electronic transformer, that allows to vary its output effective voltage. The electronic transformer was implemented using a full-bridge rectifier, a full-bridge inverter controlled by a microcontroller (μC) and a high frequency transformer. This transformer is capable of converting the power signal from the outlet ($120 [V_{rms}]$ a $60 [Hz]$) to a lower effective voltage (under $20 [V_{rms}]$, $50 [W]$) with a frequency between 20 and $30 [kHz]$. The full-bridge inverter is controlled with PWM signals generated by the μC ; by varying the duty cycle (DC) of such signals, is possible to vary the time the bridge allows the passage of current, which translates in an output effective voltage that vary proportionally to the DC. For the design and simulation of the device PSpice (OrCAD Capture CIS) and CAD (Proteus 8 Demonstration) were used. Moreover a graphic interface was implemented using Blink; which allows the microcontroller ESP32 to connect to the internet using its incorporated WIFI module, and uses an App for cell phone that allows the user to control the frequency and duty cycle of the control signal. Finally the electronic transformer implemented is a smaller and lighter alternative to traditional transformers, while providing the capability to vary its output voltage; this combined makes it stand out from other transformers.

* Bachelor thesis.

** Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones.
Director: Jaime Guillermo Barrero Pérez. Magister en Potencia Eléctrica.
Codirector: Nelson Enrique Trillos León. Ingeniero electrónico.

Introducción

Los transformadores son dispositivos eléctricos estáticos, que trabajan únicamente con corriente alterna (CA), y convierten un nivel de tensión a otro dependiendo de la relación de espiras. Un transformador está constituido por dos bobinas de material conductor (primario y secundario), aisladas entre sí, devanadas sobre un núcleo de material ferromagnético, generalmente fabricado bien sea de hierro o de láminas apiladas de acero al silicio. Al pasar una corriente alterna por una de las bobinas se genera un flujo magnético en el núcleo, que a su vez induce una tensión eléctrica en la otra bobina (Mora, 2005). Los transformadores se caracterizan por su alta eficiencia, factor de potencia y de utilización alto; además la frecuencia de operación de estos es inversamente proporcional a su tamaño y peso (Kang, Enjeti, & Pitel, 1999), lo cual significa que al trabajar a altas frecuencias los transformadores mantienen su alta eficiencia, pero su peso y tamaño se ven reducidos.

“Los circuitos electrónicos de potencia funcionan utilizando dispositivos basados en semiconductores como conmutadores” (Hart, 2010, p.1). Los transformadores electrónicos son un tipo de circuitos electrónicos de potencia que utilizan un rectificador conectado a un inversor y un transformador de alta frecuencia para convertir una tensión. El rectificador convierte la entrada CA de la red a corriente directa (CD), esta pasa al inversor que conmuta la señal a la frecuencia óptima para el transformador, y el transformador de alta frecuencia convierte la tensión que recibe según su relación de espiras. Este proyecto demuestra que es posible variar la tensión eficaz (RMS) obtenida por tal transformador electrónico, modificando la forma en que conmuta el inversor, construyendo así un transformador de tensión variable más pequeño y liviano que los transformadores tradicionales y con relación de espiras constante.

1. Objetivos

1.1. Objetivo General

Diseñar y construir un transformador electrónico de tensión variable, utilizando un rectificador (CA/CD), un transformador de alta frecuencia y un inversor monofásico de puente completo (CD/CA) controlado por medio de un microcontrolador.

1.2. Objetivo Específico

- Diseñar e implementar un rectificador CA/CD con filtro capacitivo, que adecue la señal eléctrica de la red ($120 [V_{rms}]$ a $60[Hz]$ y aproximadamente $50[W]$), para alimentar el puente inversor.
- Diseñar e implementar un puente inversor de puente completo con MOSFET's que permita la conversión CD/CA de alta frecuencia ($30[KHz]$, $200[V]$, aproximadamente $50 [W]$), que alimenta a un transformador de alta frecuencia ($30[KHz]$, aproximadamente $50[W]$).
- Diseñar un sistema de control para gobernar el puente inversor, utilizando un microcontrolador (μC), que permita variar tanto la frecuencia como la tensión eficaz (modificando el ciclo trabajo) que va a entregar o manejar el inversor.
- Simular empleando elementos ideales y comerciales los diseños obtenidos, usando software *PSpice* y CAD, para obtener parámetros de rendimiento del transformador electrónico.
- Implementar el transformador electrónico diseñado y verificar su funcionamiento en el laboratorio, comparando los resultados obtenidos con los parámetros de diseño y los resultados de las simulaciones con implementos ideales y comerciales.

2. Marco Teórico

2.1. Transformadores Electrónicos

Los transformadores son dispositivos eléctricos que convierten un nivel de tensión alterna a otro, conservando la potencia (Mora, 2005). Los transformadores electrónicos son circuitos electrónicos de potencia con la misma función, que se usan en aplicaciones donde el bajo tamaño y peso son relevantes, para esto los transformadores electrónicos aumentan la frecuencia a la que opera el transformador, y para ello se necesita un inversor, el cual conmuta una tensión de CD a las frecuencias necesarias según el transformador a emplear, estas frecuencias oscilan en el orden de los [kHz] a [MHz].

2.2. Funcionamiento

Para entender mejor el funcionamiento de un transformador electrónico, es preferible identificar y analizar cada etapa, para esto se realiza un diagrama de bloques tal como se muestra en la Figura 1.

De acuerdo a la Figura 1, esta configuración asume una entrada de corriente alterna (CA) con una frecuencia de 60 [Hz], que primero es rectificadora para producir una señal de corriente directa (CD). Esta señal de CD alimenta el bloque central del transformador electrónico, el inversor, el cual está encargado de la conmutación de potencia a alta frecuencia; en donde dispositivos como transistores (para este proyecto MOSFET) son puestos a trabajar como interruptores que conmutan la tensión de entrada, generando así un tren de pulsos a través del primario del transformador de potencia. Los interruptores del inversor son controlados por el bloque Controlador, el cual define la frecuencia de la conmutación (usualmente superior a los 20 [kHz]). Al variar el ciclo de trabajo

(DC) de las señales de control, se varía también el DC de la señal de potencia conmutada, lo que equivale a un cambio en la tensión eficaz (RMS) que sale del inversor. Finalmente, la carga es alimentada mediante el tren de pulsos que sale del secundario del transformador.

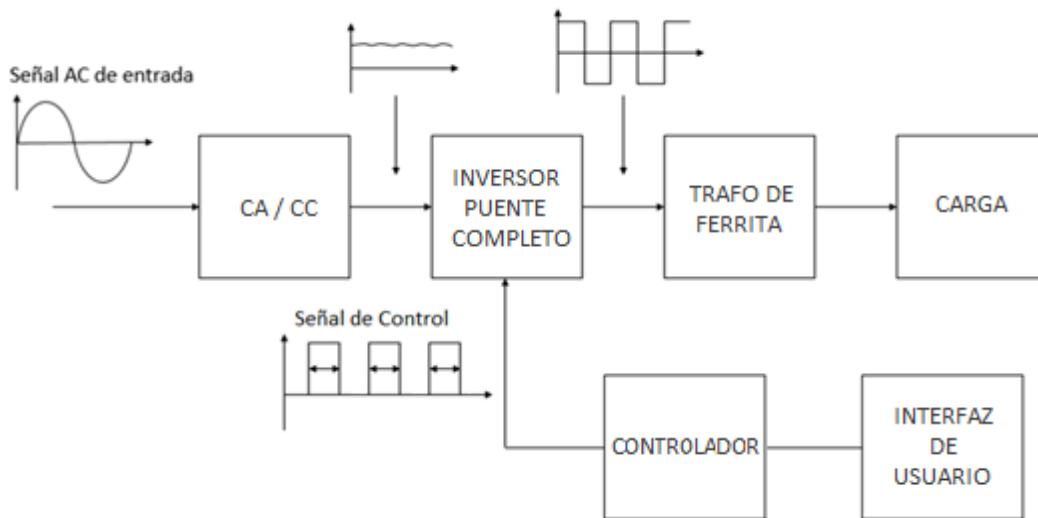


Figura 1 Diagrama de bloques de un transformador electrónico.

2.3. Rectificador

Un rectificador es un componente que convierte una señal de corriente alterna (CA) a una señal de corriente directa (CD) (Hart, 2010). Para este proyecto se utiliza un rectificador de onda completa compuesto por cuatro diodos, puente de diodos, el cual convierte una señal de CA en una señal de CD. En la Figura 2 a) se encuentra el circuito del rectificador de puente de diodos, en esta se observa que los diodos permiten el flujo de corriente en la carga en una sola dirección; D1 y D2 permiten el paso del semiciclo positivo de la onda, mientras que D3 y D4 permiten el paso del semiciclo negativo. De esta manera se obtiene una señal del doble de la frecuencia y de tensión positiva, Figura 2 b). (Hart, 2010)

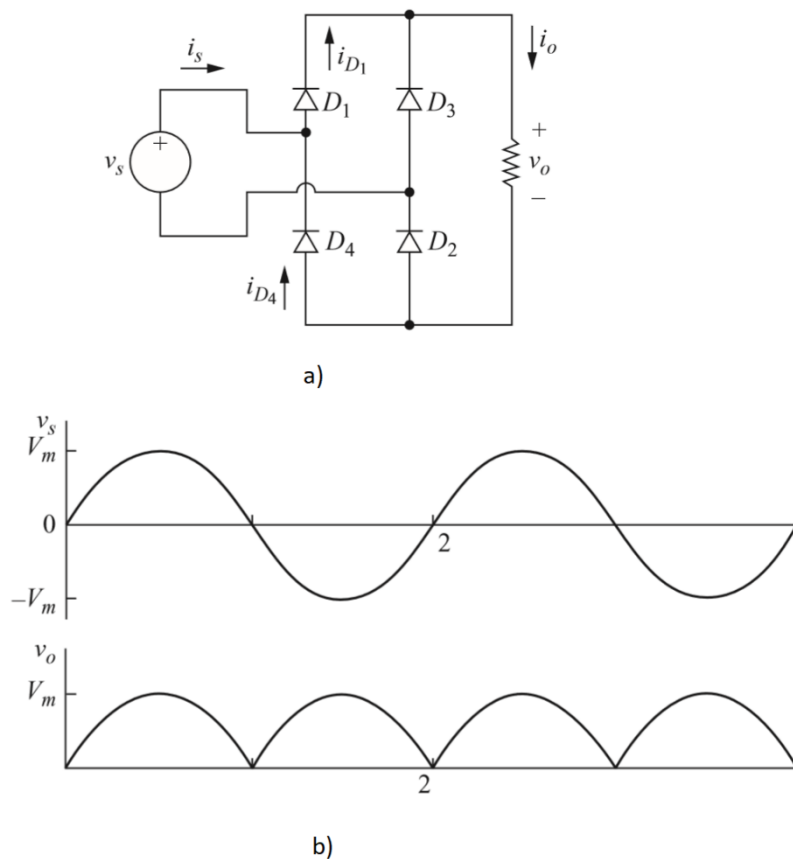


Figura 2. a) Rectificador de puente de diodos. b) Voltaje de entrada y salida del rectificador. (Hart, 2010, p. 112).

Finalmente, se utiliza un capacitor en paralelo a la carga para almacenar energía en el momento en el cual la tensión de cada semiciclo cae, lo que permite obtener una salida CD de valor aproximado al valor pico de la señal de entrada del rectificador, como se observa en la Figura 1 a la salida del bloque CA/CC.

Los parámetros del rectificador que afectan el funcionamiento del transformador electrónico son:

- Caída de tensión en directa (V_f): Es la diferencia de potencial en el diodo cuando fluye una corriente directa desde el ánodo hacia el cátodo.
- Tiempo de recuperación inversa (t_{rr}): Es el tiempo que tarda un diodo en descargarse y apagarse cuando se le aplica una tensión inversa.
- Tiempo de recuperación directa (t_{fr}): Es el tiempo que tarda un diodo en permitir el paso de corriente después de que se aplica una tensión directa.

Existen cuatro tecnologías de rectificadores, estándar, rápida, ultra-rápida y de tipo *Schottky*, como se muestra en la Tabla 1.

Tabla 1.

Tipos de tecnologías para rectificadores.

Tipo de rectificador	V_f promedio [V]	t_{rr} [ns]	Aplicaciones típicas
Respuesta estándar	0.7 – 1.0	1000	Rectificación 60 [Hz]
Respuesta rápida	1.0 – 1.2	150 – 200	Rectificación de salida
Respuesta ultra rápida	0.9 – 1.4	25 – 75	Rectificación de salida ($V_o > 12$ [V])
<i>Schottky</i>	0.3 – 0.8	< 10	Rectificación de salida ($V_o < 12$ [V])

Nota: (ON Semiconductor, 2014, p. 20)

2.4. Inversor

“Los inversores son circuitos que convierten CD en CA” (Hart, 2010, p. 331). Para los fines del transformador electrónico propuesto en este proyecto, el circuito inversor es el encargado de transferir la potencia al transformador. Dependiendo del tipo de señal de salida en CA, los inversores pueden ser fuentes de voltaje (VSI, *voltage source inverters*) o fuentes de corriente (CSI, *current source inverters*) (Rashid, 2006). Y según su configuración los inversores pueden ser:

- Monofásicos.
- Trifásicos.

Los inversores se pueden implementar mediante varias topologías, para sistemas de baja potencia los esquemas más comunes son inversores de medio puente e inversores de puente completo, monofásicos. A continuación, se muestran dichas topologías:

2.4.1. Inversor de medio puente monofásico (VSI *Single-Phase Half Bridge*)

La topología básica de un inversor monofásico es la de un inversor de medio puente, cuyo circuito se muestra en la Figura 3. Este inversor está constituido por un par de interruptores, S_+ y S_- , los cuales funcionan en desfase, de tal forma que S_+ y S_- no se permiten el paso de corriente al mismo tiempo; debido a que esto produciría un corto circuito. Considerando que C_+ y C_- están cargados a la mitad del voltaje V_i , tal como se observa en la Figura 3, y siendo la carga totalmente resistiva, cuando se encuentran S_+ cerrado y S_- abierto, el voltaje del capacitor C_+ se ve reflejado en la carga, $V_i/2$, mientras que cuando se cierra S_- y S_+ permanece abierto; la carga se encuentra polarizada inversamente al capacitor C_- , mostrando en esta $-V_i/2$. El voltaje de salida en la carga, V_o , corresponderá a una señal cuadrada, cuyos estados se muestran en la Tabla 2.

La Tabla 2 menciona un estado en el cual los dos interruptores se encuentran abiertos, denominado tiempo muerto. Debido a que los interruptores reales no pueden abrirse y cerrarse de forma instantánea, el tiempo muerto permite un estado intermedio que previene posibles cortos circuitos (Hart, 2010).

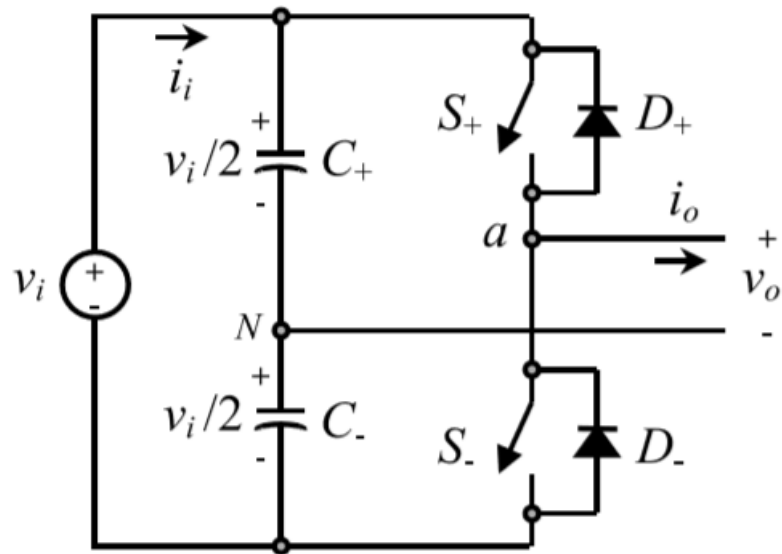


Figura 3 Modelo de un VSI monofásico de medio puente, (Rashid, 2006, p. 227).

Tabla 2

Estados de un inversor monofásico de medio puente.

Estado	Estado	V _o	Componentes conduciendo		
S ₊ cerrado y S ₋ abierto	1	V _i /2	S ₊	si	i _o > 0
			D ₊	si	i _o < 0
S ₋ cerrado y S ₊ abierto	2	-V _i /2	D ₋	si	i _o > 0
			S ₋	si	i _o < 0
S ₊ y S ₋ abiertos	3	-V _i /2	D ₋	si	i _o > 0
		V _i /2	D ₊	si	i _o < 0

Nota: (Rashid, 2006, p. 227)

El inversor de medio puente ha sido utilizado en fuentes de alimentación en un rango de 150 a 1 [kW] (Billings & Morey, 2011). En la Tabla 3 se puede observar algunas de las ventajas y desventajas de esta topología.

Tabla 3

Ventajas y desventajas de la topología de medio puente.

Ventajas	Desventajas
<ul style="list-style-type: none"> • Emplea solo dos interruptores • Al ser la señal bipolar no aplica componentes de CD al circuito resonante. 	<ul style="list-style-type: none"> • Necesita dos capacitores de filtrado, además deben ser seleccionados adecuadamente para mantener la energía necesaria en cada ciclo. • Los interruptores soportan el doble de la tensión aplicada al circuito resonante. • S_+ no está referido a tierra por lo que es necesario emplear algún tipo de circuito de disparo que permita aplicar una tensión flotante. • La tensión de salida es la mitad de la tensión de alimentación de CD.

Nota: (Martínez Ledesma, 2013, p. 28).

2.4.2. Inversor de puente completo monofásico (Single-phase Full Bridge VSI)

El inversor de puente completo, o puente H, es una configuración similar a la del medio puente, que presenta una rama extra. Este inversor se encuentra constituido por cuatro interruptores (S_{1+} , S_{2+} , S_{1-} y S_{2-}) tal y como se muestra en la Figura 4. Cuando los interruptores S_{1+} y S_{2-} se activan simultáneamente, el voltaje de entrada V_i aparece a través de la carga; si los interruptores S_{2+} y S_{1-}

se activan al mismo tiempo, el voltaje a través de la carga se invierte y adquiere el valor de $-V_i$. Es claro a partir de la Figura 4, que interruptores S_{1+} y S_{1-} no pueden estar cerrados al mismo tiempo, al igual que los interruptores S_{2+} y S_{2-} , de lo contrario se produciría un corto circuito (Hart, 2010). Los diferentes estados de activación del puente H se muestran en la Tabla 4.

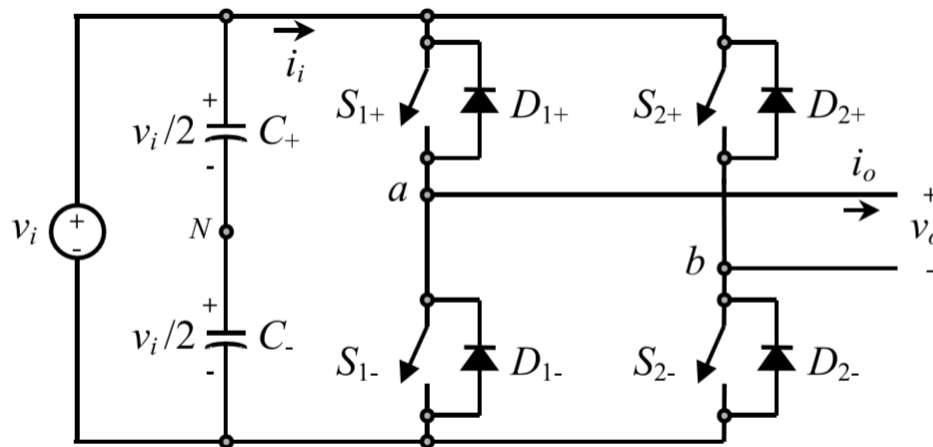


Figura 4 VSI monofásico de puente completo, (Rashid, 2006, p. 231).

Tabla 4

Estados de los interruptores de un VSI monofásico de puente completo.

Estados	Estados	V_{aN}	V_{bN}	V_o	Componentes conduciendo
S_{1+} y S_{2-} cerrados, S_{1-} y S_{2+} abiertos	1	$V_i/2$	$-V_i/2$	V_i	S_{1+} y S_{2-} si $i_o > 0$ D_{1+} y D_{2-} si $i_o < 0$
S_{1-} y S_{2+} cerrados, S_{1+} y S_{2-} abiertos	2	$-V_i/2$	$V_i/2$	$-V_i$	D_{1-} y D_{2+} si $i_o > 0$ S_{1-} y S_{2+} si $i_o < 0$
S_{1+} y S_{2+} cerrados, S_{1-} y S_{2-} abiertos	3	$V_i/2$	$V_i/2$	0	S_{1+} y D_{2+} si $i_o > 0$ D_{1+} y S_{2+} si $i_o < 0$

S_{1-} y S_{2-} cerrados, S_{1+} y S_{2+} abiertos	4	$-V_i/2$	$-V_i/2$	0	D_{1-} y S_{2-} si $i_o > 0$ S_{1-} y D_{2-} si $i_o < 0$
S_{1+} , S_{2+} , S_{1-} y S_{2-} abiertos	5	$-V_i/2$	$V_i/2$	$-V_i$	D_{1-} y D_{2+} si $i_o > 0$ D_{1+} y D_{2-} si $i_o < 0$
		$V_i/2$	$-V_i/2$	V_i	

Nota: (Rashid, 2006, p. 231).

Esta topología a diferencia del VSI de medio puente, permite obtener a la salida el doble de tensión para la misma corriente de conmutación primaria, pero aumenta la complejidad de los circuitos de accionamiento o disparo de los dispositivos de conmutación. En la Tabla 5 se han recopilado algunas de las ventajas y desventajas que presenta esta topología.

Tabla 5

Ventajas y desventajas de la topología de puente completo.

Ventajas	Desventajas
<ul style="list-style-type: none"> • La tensión aplicada en la carga es la tensión de la fuente de continua (V_{max}). • Mejor utilización de la fuente de alimentación, ya que la tensión máxima de salida es la tensión de la fuente. • La tensión que deben soportar los interruptores es el valor de la fuente de continua. • Se puede aplicar a la carga $+V_{cd}$, $-V_{cd}$ y 0 [V]. 	<ul style="list-style-type: none"> • Utiliza 4 interruptores. • Dos de los interruptores no están referidos a tierra, por lo que serán necesarios circuitos de disparo que permitan aplicar una tensión flotante.

Nota: (Martínez Ledesma, 2013, p. 29).

2.5. Controlador

El Controlador consiste de un microcontrolador (μC), que envía señales de PWM, las cuales activan los interruptores del inversor. Por tal razón, el μC es el encargado de producir la conmutación a la frecuencia necesaria para que el transformador transmita la potencia. A continuación se observa el funcionamiento del μC y la lógica que produce las señales de PWM.

2.5.1. Microcontrolador

Este dispositivo es el encargado de generar las señales PWM para el control del inversor, con una frecuencia que sea adecuada para el transformador de potencia. Los microcontroladores (μC) son circuitos integrados, que se caracterizan por incluir en una sola pastilla de silicio gran parte de su funcionalidad, que le permite actuar como un sistema autónomo adaptado a tareas de control y con una capacidad especial para conectarse directamente con el proceso. Así en un mismo chip encontramos: memorias, circuitos temporizadores, convertidores A/D y D/A, puertos serie y paralelo, salidas y entradas digitales, como se muestra en la Figura 5 (Merino, 2010).

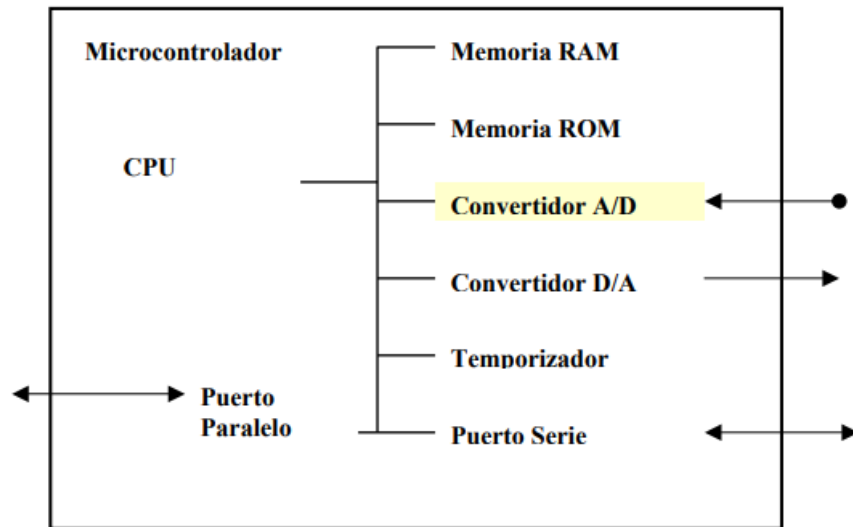


Figura 5 Esquema general de un microcontrolador, (Merino, 2010, p. 49).

Los microcontroladores presentan en general una arquitectura interna de tipo Harvard, en esta arquitectura están separadas físicamente la memoria de datos de la memoria que almacena el código de instrucciones, con un conjunto de buses dedicado a cada una de las dos partes. El objetivo de esta configuración es poder acceder de manera simultánea a las dos memorias para aumentar el rendimiento (Merino, 2010).

2.5.2. Señal de control.

La Tabla 4 presenta los diferentes estados de los interruptores para un VSI monofásico de puente completo. Si los interruptores se activan por tensión, entonces es posible controlar estos utilizando una señal cuadrada. La Figura 6 muestra un ejemplo de las señales de control y los distintos estados para cada interruptor, para que $S_{1+} \cap S_{2-}$ tenga un ciclo de trabajo del 25% (semiciclo positivo de V_o); lo que va siendo un adelanto de $\frac{\pi}{4}$ en S_{2+} y S_{2-} , con respecto a S_{1+} y S_{1-} respectivamente. Este tipo de señales de control mostradas en la Figura 6 (señal cuadrada) son fáciles de producir con un μC , ya que la mayoría de estos poseen módulos de PWM.

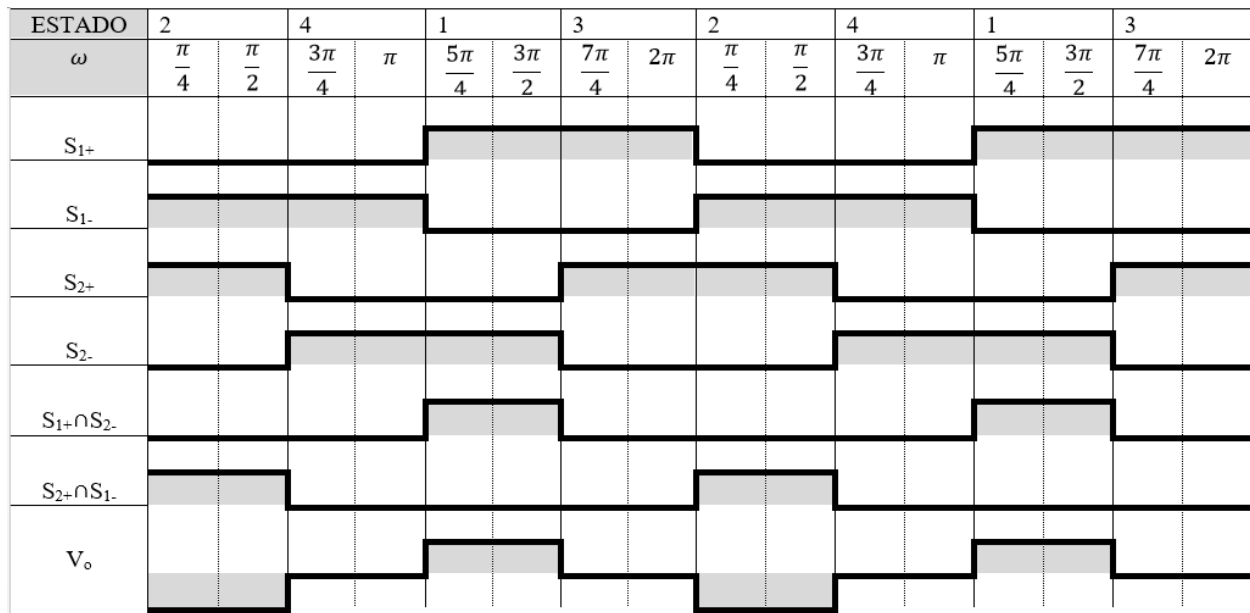


Figura 6 Forma de las señales de control y tensión de salida de un VSI monofásico de puente completo, para que $S_{1+} \cap S_{2-}$ y $S_{2+} \cap S_{1-}$ tenga un DC del 25%.

Kolban (2018) explica que “la idea detrás la modulación por ancho de pulsos es que se puede pensar en una señal de salida de pulsos regulares, como información codificada en la duración de los altos de los pulsos”. La proporción del periodo en que la señal se encuentra en alto se llama comúnmente como ciclo de trabajo (DC), el cual se representa en un porcentaje del periodo. Para el propósito de este trabajo se pensará en términos de los semiciclos positivo y negativo de la señal V_o .

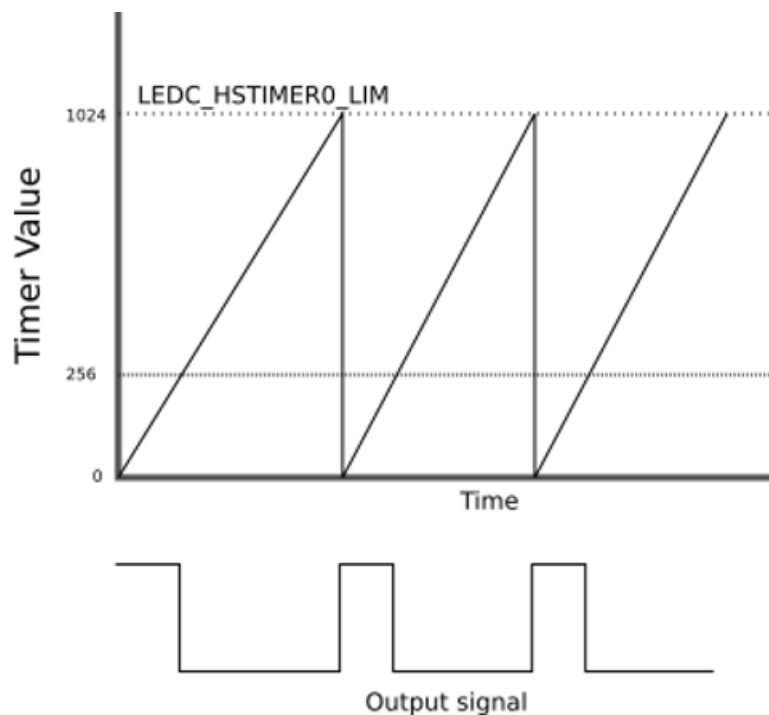


Figura 7 Contador de 10 bits, produciendo una señal de PWM de DC del 25%, (Neil Kolban, 2018, p. 300).

Las señales de PWM son fáciles de producir con μC , ya que la mayoría posee soporte en hardware para este propósito. Para esta operación se utiliza un componente digital llamado un contador, este cumple la tarea de llevar un número que aumenta en uno por cada paso del reloj, hasta llegar a su máximo, en cuyo momento se reinicia el conteo. Uno de los métodos que este tipo de módulos PWM utiliza, es establecer el periodo de la señal deseada como el tiempo en que el contador tarda en llegar a su máximo. Después del contador se posiciona un comparador, que envía un alto de tensión hasta que el contador llegue a un valor determinado para cumplir con el DC deseado. De esta manera si se tiene un contador de 10 bits (de 0 a 1023) y se desea generar una señal de PWM con ciclo de trabajo del 25%, entonces el comparador tendrá una tensión baja

cuando el contador llegue a 256, tal y como se muestra en la Figura 7, donde la señal triangular es el incremento del contador, la cual después de 256 hace que el comparador envíe una tensión baja.

2.6. Transformador de Potencia

Mora (2005) define “el transformador es una máquina eléctrica estática, destinada a funcionar con corriente alterna, constituida por dos arrollamientos, primario y secundario, que permite transformar la energía eléctrica, con unas magnitudes de $V - I$ determinadas, a otras con valores en general diferentes”, (p. 161). Según esto los transformadores permiten incrementar o disminuir una tensión de corriente alterna, manteniendo la potencia (W).

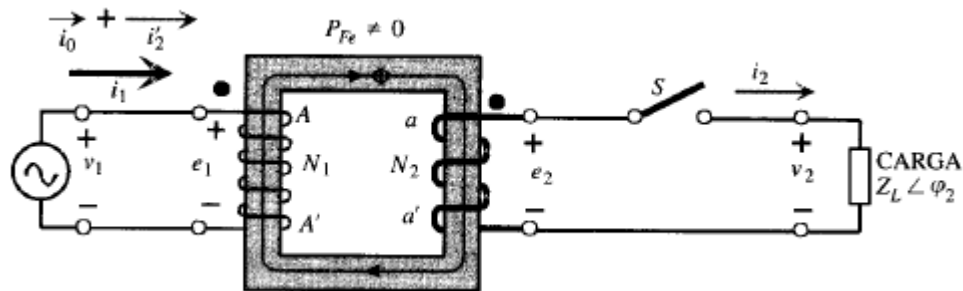


Figura 8 Transformador monofásico. (Mora, 2005, p. 172).

Considerando el transformador de la Figura 8 como ideal, que tiene N_1 y N_2 espiras en sus bobinas primaria y secundaria, respectivamente; al aplicar la tensión alterna v_1 al primario del transformador, la corriente induce un flujo alternante al interior del núcleo. Este flujo alternante induce las f.e.m.s. (fuerza electromotriz) e_1 y e_2 . El sentido de e_1 y de la corriente i_1 se debe a la polaridad instantánea de la tensión v_1 . Por el otro lado, la polaridad asignada a e_2 tiene en cuenta que al cerrar el interruptor S del secundario, se tendería a producir una corriente i_2 en el sentido mostrado en la figura, de tal modo que al circular por el devanado secundario, daría lugar a una

acción antagonista sobre el flujo primario como así lo requiere la ley de Lenz” (Mora, 2005, p. 173). Según la ley de Faraday se tiene que e_1 y e_2 responden a las ecuaciones (1). Donde N_1 y N_2 son el número de vueltas de cada bobinado, y Φ es el flujo magnético.

$$e_1 = N_1 \frac{d\Phi}{dt} \quad ; \quad e_2 = N_2 \frac{d\Phi}{dt} \quad (1)$$

Aplicando el segundo lema de Kirchhoff a los circuitos del primario y el secundario, se obtiene (2). Si se parte de un flujo sinusoidal (3); reemplazando (3) en (2) se obtiene (4), que nos indica que la tensión y las f.e.m.s. se encuentran a 90° .

$$v_1 = e_1 = N_1 \frac{d\Phi}{dt} \quad ; \quad v_2 = e_2 = N_2 \frac{d\Phi}{dt} \quad (2)$$

$$\Phi = \Phi_m \text{sen}(\omega t) = \Phi_m \cos(\omega t - 90^\circ) \quad (3)$$

$$v_1 = e_1 = N_1 \Phi_m \cos(\omega t) \quad ; \quad v_2 = e_2 = N_2 \Phi_m \cos(\omega t) \quad (4)$$

Sus valores eficaces (rms) se muestran en la ecuación (5), que si se dividen entre sí se obtiene (6), donde m es la relación del transformador (Mora, 2005). La relación del transformador también se puede escribir como una relación de las inductancias (L) entre primario y secundario, como se muestra en la ecuación (7), donde μ es la permeabilidad absoluta del núcleo, A es el área transversal del bobinado y l es el largo de la bobina.

$$V_1 = E_1 = \frac{N_1 \omega \Phi_m}{\sqrt{2}} = 4.44 f N_1 \Phi_m \quad (5)$$

$$V_2 = E_2 = \frac{N_2 \omega \Phi_m}{\sqrt{2}} = 4.44 f N_2 \Phi_m$$

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} = m \quad (6)$$

$$L = \frac{N^2 \mu A}{l} \quad ; \quad \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = m \quad (7)$$

El propósito del transformador en este proyecto es la transmisión de potencia de manera eficiente e instantánea desde una fuente de alimentación externa hacia una carga externa.

Existen distintos tipos de núcleos a considerar en el diseño o selección del transformador, como se observa en la Figura 9.

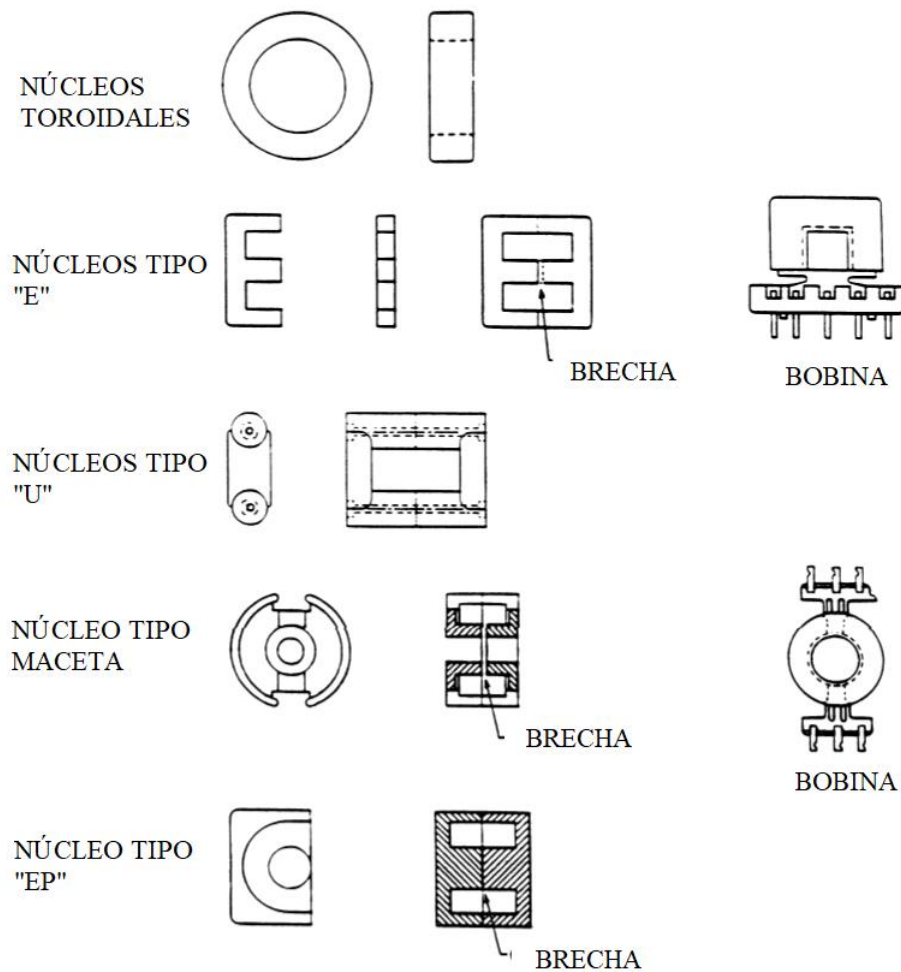


Figura 9 Tipos de núcleos magnéticos (Brown, 2001, p. 240)

A su vez, algunas características de cada núcleo son presentadas en la Tabla 6.

Tabla 6

Tipos de núcleo y ventajas.

Tipo núcleo	Material		Gap	Bobinado blindado	Coste
	Permalloy	Ferrita			
Toroide	X	X	Si/No	No	Bajo
E		X	Si	No	Bajo
U		X	Si	No	Bajo
Pot		X	Si	Si	Alto
EP		X	Si	No	Bajo

Nota: (Brown, 2001, p. 239)

2.6.1. Parámetros de rendimiento del transformador electrónico

Para todo dispositivo electrónico, es necesario medir de manera cuantitativa su rendimiento mediante ciertos parámetros que indican qué tan bueno es el dispositivo a la hora de actuar. Para el transformador electrónico se pretende medir los siguientes parámetros:

2.6.1.1. Distorsión armónica total

La distorsión armónica total THD (*Total Harmonic Distortion*) es un término utilizado para cuantificar la propiedad de una forma de onda no senoidal. THD es la relación del valor rms de todos los términos de frecuencia no fundamental al valor rms del término de frecuencia fundamental (Hart, 2010). Para la corriente de red se define:

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n \neq 1} I_{n,rms}^2}{I_{1,rms}^2}} = \frac{\sqrt{\sum_{n \neq 1} I_{n,rms}^2}}{I_{1,rms}} \quad (8)$$

Esta expresión es equivalente a:

$$THD = \sqrt{\frac{I_{rms}^2 - I_{1,rms}^2}{I_{1,rms}^2}} = \sqrt{\left(\frac{I_{rms}}{I_{1,rms}}\right)^2 - 1} \quad (9)$$

Esta definición para THD se basa en la serie de Fourier, por lo que hay algún beneficio en el uso del método de la serie de Fourier para el análisis cuando se debe determinar el THD.

2.6.1.2. Eficiencia eléctrica del transformador electrónico

Como se mencionó anteriormente, los transformadores permiten incrementar o disminuir una tensión de corriente alterna, manteniendo la potencia (W), es decir, que idealmente la potencia que entra al transformador (trf) es igual a la potencia que sale del mismo. En un transformador real existen pérdidas debido a la resistencia de los devanados, las corrientes parasitas en el núcleo, la histéresis del núcleo, entre otras; que hacen que la potencia a la salida sea menor que la que entra. De igual manera para el transformador electrónico existirán dichas pérdidas que afecten el prototipo, por tanto, se calcula un parámetro muy importante que mide la cantidad de energía consumida comparada con la invertida. Este parámetro se llama eficiencia eléctrica y se calcula mediante la siguiente ecuación:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} * 100 \quad (10)$$

En el caso ideal se tiene que $P_{out} = P_{in}$, por tanto $\eta = 100\%$.

3. Diseño del Prototipo

3.1. Parámetros de Funcionamiento y Márgenes de Operación del Transformador Electrónico

En la Tabla 7 se definieron los márgenes de operación del transformador electrónico, entre los cuales se encuentran la tensión de alimentación, la frecuencia de la señal de alimentación, la frecuencia a la cual se conmutan los dispositivos activos, la topología y la potencia máxima a la que puede trabajar el prototipo.

Tabla 7

Características del prototipo.

Dispositivo	Transformador electrónico
Voltaje de entrada	110 – 130 [VAC]
Frecuencia de la red	60 [Hz]
Frecuencia de conmutación	20 - 30 [kHz]
Topología	<i>Full – Bridge</i>
Potencia máxima de salida	50 [W]

3.2. Rectificador

Para este proyecto se utilizó el rectificador de onda completa mostrado en la Figura 10, el cual está conformado por cuatro diodos (D_1 , D_2 , D_3 y D_4) y un condensador de poliéster (C_1). El puente rectificador y el condensador de poliéster se utilizan para convertir la tensión alterna en una tensión continua adecuada para la siguiente etapa. Esta tensión de salida debe asemejarse a una señal de CD, por tanto, es importante escoger un valor adecuado del capacitor, y además éste debe soportar la alta tensión de carga. De acuerdo con la Tabla 1 se escogen diodos de propósito general los cuales son los apropiados para realizar la rectificación.

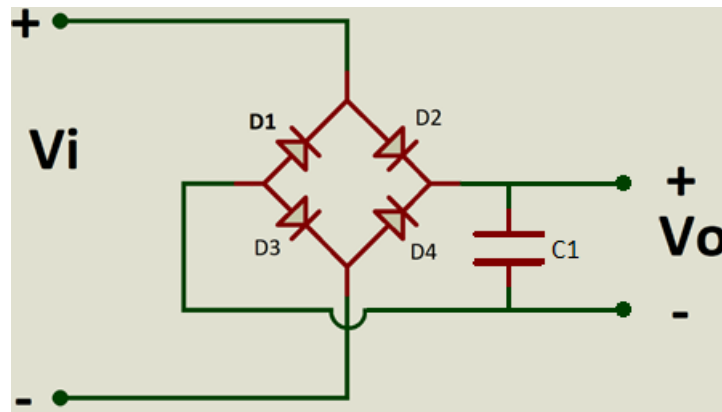


Figura 10 Puente rectificador de diodos.

Para determinar el valor del condensador se realizaron una serie de simulaciones, con el fin de analizar el comportamiento de la corriente de entrada cuando el prototipo tiene una carga de 50 [W] (carga máxima), los resultados de estas simulaciones se muestran en la Figura 11.

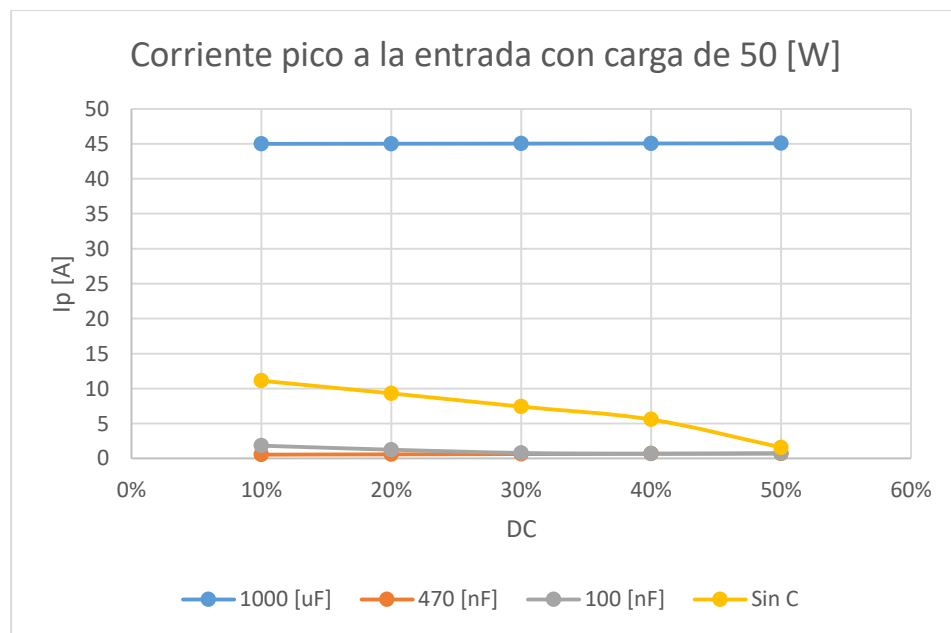


Figura 11 Comportamiento de la corriente pico a la entrada del prototipo con diferentes valores de condensadores variando el DC.

La gráfica anterior muestra que tanto con un condensador muy grande (1000 [μ F]) como con un condensador muy pequeño (Sin C), se obtienen picos de corriente muy altos, lo cual no es conveniente para el prototipo, mientras que con los otros dos condensadores (470 [nF] y 100 [nF]) se obtienen picos de corriente pequeños, lo cual hace que estos sean los más opcionados. De acuerdo con estos resultados se escogió el condensador de 470 [nF], debido a que este presenta picos de corriente del orden de los *milliamperes* [mA].

En la Tabla 8 se observan los dispositivos utilizados para esta etapa, con sus respectivas referencias y la cantidad usada para la implementación.

Tabla 8

Dispositivos utilizados para la etapa de rectificación.

Nombre del dispositivo	Referencia	Cantidad
Puente rectificador monofásico.	W04M	1
Condensador de poliéster	Suntan 2E474k	1

3.3. Inversor

De acuerdo con las ventajas y desventajas de las topologías de medio puente y de puente completo, se decidió utilizar la topología *full – bridge* que se muestra en la Figura 12. Esta topología permite aprovechar mejor la tensión de alimentación ya que el valor máximo de la tensión de salida es la tensión DC de alimentación, lo cual permite un mayor rango de variación de la tensión de salida del transformador electrónico.

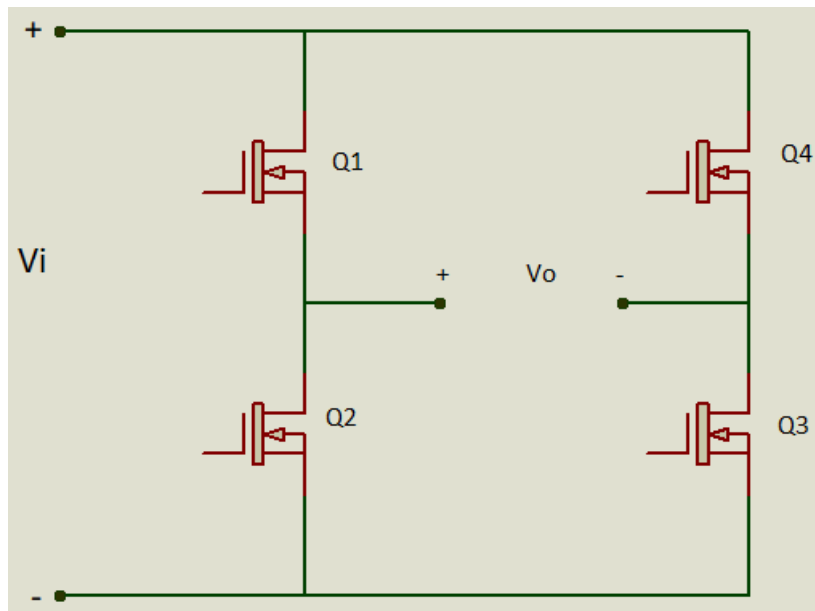


Figura 12 Inversor monofásico de topología de puente completo (*full-bridge*), utilizado.

Para el control de los pulsos se generan las respectivas señales PWM con un ciclo de trabajo constante del 50% variando su fase. Como se indica en la Tabla 7, la frecuencia de conmutación oscila alrededor de los 20 a 30 [kHz]

3.3.1. Dispositivos de conmutación

Para los dispositivos de conmutación de la topología de puente H (*full-bridge*), se escogieron transistores MOSFET, debido a que este dispositivo tiene alta velocidad de respuesta, soporta altas tensiones y altas corrientes, está disponible en las librerías para las simulaciones y tiene un bajo costo en el mercado. Las principales características del MOSFET utilizado se presentan en la Tabla 9.

Tabla 9

Características del MOSFET.

Referencia	IRF740
Tipo MOSFET	Canal n
Vds máximo	400 [V]
RDS (on) máxima	0,55 [Ω]
Vgs máximo	± 20 [V]
Disipación de potencia máxima	125 [W] ($T_C = 25$ [°C])
Temperatura de operación	- 55 [°C] a + 150 [°C]
Id @ 25°C	10 [A]
Voltaje de acción	10 [V]
$t_{d_{on}}$	15 [ns]
t_{rise}	25 [ns]
t_{fall}	25 [ns]
$t_{d_{off}}$	52 [ns]

Nota: (Siliconix, 2017).

3.4. Diseño del *driver*

Para el control de los transistores se utilizó el *driver* TLP250, el cual recibe la señal PWM del controlador y la ajusta a un nivel de tensión adecuado para encender o apagar los MOSFET.

Una de las ventajas de este dispositivo es que presenta aislamiento eléctrico, es decir que separa la etapa de control que genera las señales PWM con la etapa de conmutación. Esto es de suma importancia ya que debido a los picos de tensión y de corriente o ante cualquier cortocircuito, la etapa de control estará protegida y evitará que se dañen los dispositivos que la conforman (el microcontrolador). En la Figura 13 se muestra el diagrama interno de este dispositivo y en la Tabla 10 las características del mismo.

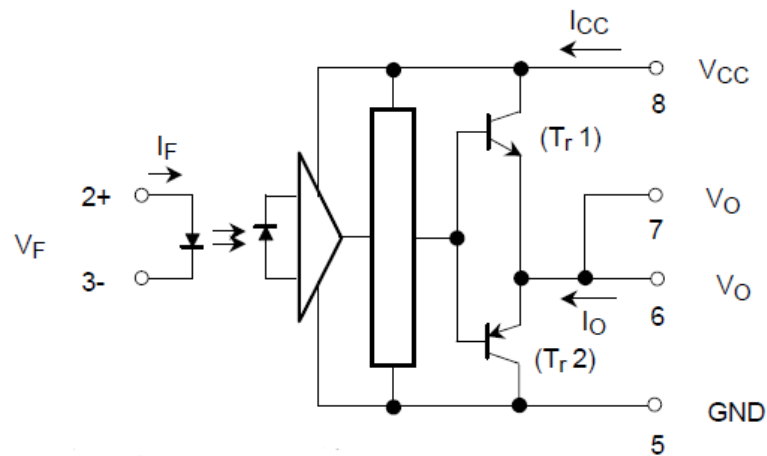


Figura 13 Diagrama esquemático del TLP250, (Toshiba, 2004, p. 1).

Como el sistema de control genera cuatro señales (una para cada MOSFET), fue necesario utilizar cuatro *drivers* TLP250 para el correcto funcionamiento de conmutación. Cada *driver* va conectado a su respectivo transistor tal como se muestra en la Figura 14. Para controlar un MOSFET es posible hacerlo sin necesidad de colocar las resistencias R_1 y R_2 , sin embargo, para un mejor funcionamiento del dispositivo es necesario agregarlas para reducir los efectos no deseados que producen las capacitancias parásitas del MOSFET. Estas capacitancias forman un circuito de carga y descarga que disminuye la rapidez de la transición OFF-ON del transistor y produce un circuito oscilante que genera fuertes oscilaciones en la puerta. Por esta razón se coloca una resistencia (R_1) capaz de amortiguar dicha oscilación. Un valor común para dicha resistencia suele ser de 10 o de 20 ohmios. En la transición de ON-OFF también pueden surgir problemas. Para acelerar el paso a corte es preciso sacar la carga de la puerta cuanto antes, por tanto, se debe colocar una resistencia grande (comparada con R_1) entre puerta y tierra, para que dicha descarga sea más rápida. El valor escogido para dicha resistencia (R_2) fue de 1 [k Ω].

Tabla 10

Características del *driver*.

	Característica	Símbolo	Valor
LED	Corriente directa	I_F	20 [mA]
	Corriente pico máxima instantánea	I_{FPT}	1 [A]
	Tensión inversa	V_R	5 [V]
	Tensión directa	V_F	1,8 [V]
Detector	Tensión de alimentación	V_{CC}	10 – 35 [V]
	Corriente máxima de alimentación	I_{CC}	11 [mA]
	Tiempo de encendido y apagado	t_{pLH}/t_{pHL}	1,5 [μs]
	Corriente máxima de salida	I_O	± 1,5 [A]
	Tensión de salida	V_O	V_{CC}
	Frecuencia de operación	f	25 [kHz]
	Temperatura de operación	T_{opr}	- 20 [°C] a 85 [°C]

Nota: (Toshiba, 2004).

Teniendo en cuenta el diagrama del inversor de la Figura 4, se observa que hay dos transistores que no están referidos a tierra, es decir que están flotando, mientras que los otros dos comparten una tierra. Esto genera un problema a la hora de alimentar los *drivers*, ya que si se utiliza una sola fuente de alimentación (V_{CC}), las tierras de todos los transistores estarán conectadas entre sí, generando una mala operación del inversor. La solución más sencilla para este caso sería utilizar tres fuentes de alimentación externas, de tal manera que los dos *drivers* que controlan los dos transistores flotantes tengan cada uno su fuente de alimentación y la tercera fuente se utiliza para alimentar los dos *drivers* restantes, ya que éstos controlan los dos transistores que comparten una misma tierra. De esta manera, el dispositivo funcionaría con tres fuentes de alimentación externas.

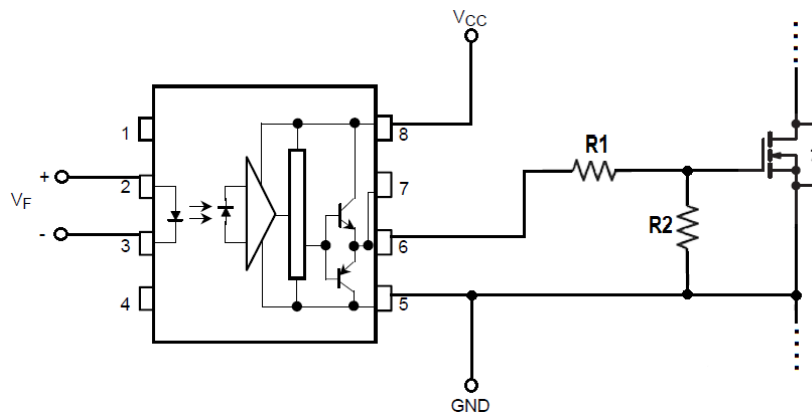


Figura 14 Conexión del *driver* con el transistor.

Teniendo en cuenta que el diseño del prototipo debe ser óptimo, se decidió diseñar un circuito que alimente los *drivers* utilizando una sola fuente externa y no tres. Para esto, se diseñó un circuito que desarrolla tres fuentes de alimentación aisladas a partir de una sola fuente externa. Este circuito consta de dos etapas: una etapa de conversión y una etapa de regulación.

3.4.1. Etapa de conversión

Para esta etapa se utilizaron tres módulos convertidores CD/CD no regulados y aislados (DCP010515B), que se alimentan mediante una fuente externa; cada convertidor tiene la ventaja de que su entrada está aislada eléctricamente de su salida, permitiendo obtener tres fuentes de alimentación completamente aisladas entre sí. En la Figura 15 se muestra la conexión típica de este dispositivo y en la Tabla 11 las características del mismo.

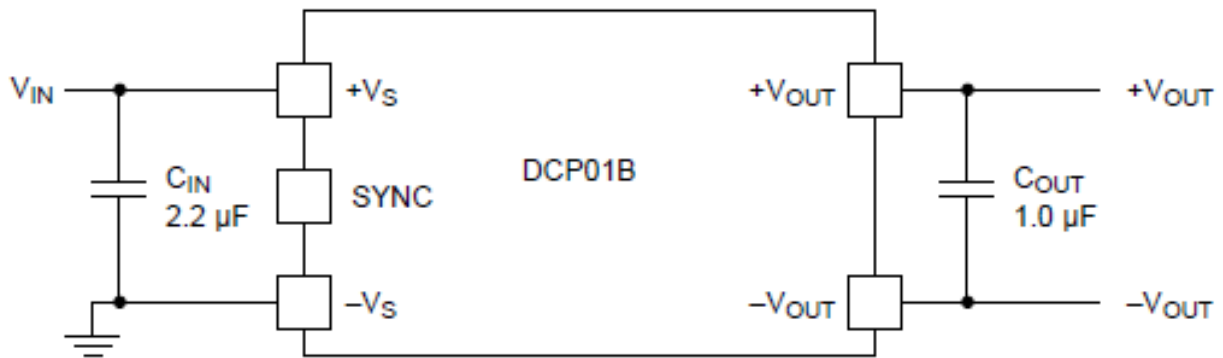


Figura 15 Aplicación típica DCP010515B, (Texas Instruments, 2017).

El fabricante recomienda que, para todos los diseños de voltaje de entrada de 5 [V] y 15 [V], se debe seleccionar un capacitor cerámico de entrada de ESR (Resistencia Serie Equivalente) baja de 2,2 [μF] para garantizar un buen rendimiento de arranque. Las aplicaciones con un voltaje de entrada de 24 [V] requieren solamente 0,47 [μF] de capacitancia de entrada. En cuanto a la salida, se debe seleccionar un capacitor cerámico de ESR baja de 1 [μF] para reducir la ondulación o el rizado a la salida (Texas Instruments, 2017).

Tabla 11

Características del convertidor.

Número del dispositivo	Voltaje de entrada V_S (V)			Voltaje de Salida V_{OUT} (V)			Salida de corriente I_{OUT} (mA)	Eficiencia (%)
	MIN	TYP	MAX	MIN	TIP	MAX	MAX	TIP
DCP010515B	4,5	5	5,5	14,25	15	15,75	66	82

Nota: (Texas Instruments, 2017).

3.4.2. Etapa de regulación

Para esta etapa se utilizó un regulador LM78L12 y un condensador electrolítico de 10 [μF]. El objetivo de esta etapa es adecuar la tensión de salida del conversor, y fijarla en un valor DC estable

de tal manera que pueda activar los *drivers*. En la Figura 16 se muestra el diagrama de esta etapa.

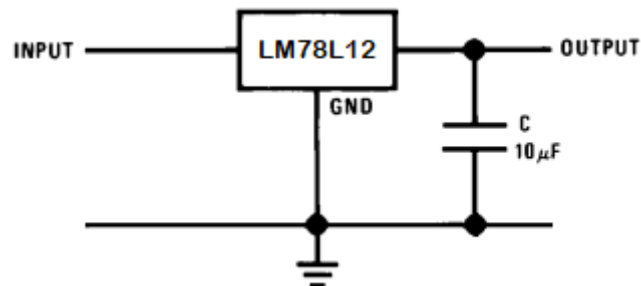


Figura 16 Etapa de regulación LM78L12, (Texas Instruments, 2016).

A la salida de esta etapa se conecta un condensador de 10 $[\mu\text{F}]$ con el fin de garantizar un buen rendimiento de arranque de los *drivers*. En la Tabla 12 se muestran las características del regulador.

Tabla 12

Características del regulador.

Referencia	Voltaje de entrada V_{IN} [V]		Voltaje de salida V_{OUT} [V]			Corriente de salida I_{OUT} [mA]
	MIN	MAX	MIN	TIP	MAX	MAX
LM78L12	13,7	27	11,5	12	12,5	70

Nota: (Texas Instruments, 2016).

La salida de la etapa de conversión (Figura 15) se conecta con la entrada de la etapa de regulación (Figura 16) formando de esta manera el circuito de alimentación de los *drivers*.

3.5. Transformador utilizado

Teniendo en cuenta que los transformadores de ferro silicio son grandes, pesados y su frecuencia de operación es baja, se opta por un transformador que sea todo lo contrario al

convencional, ya que el prototipo debe ser de muy bajo peso y de una frecuencia de operación alta. Para esto se escogió un transformador con núcleo de ferrita, de tal manera que trabaje a una frecuencia de 25 [kHz] aproximadamente. Este transformador fue extraído de la tarjeta electrónica de un transformador electrónico para una lámpara halógena, CD00003902, y fue caracterizado en el laboratorio para determinar el rango de frecuencias en las que opera. Para caracterizar el transformador se ingresó una señal de 20 [V] pico-pico a diferentes frecuencias en el bobinado primario y en el bobinado secundario se dejó en circuito abierto (prueba de vacío o sin carga). Los resultados de esta prueba se muestran en la Tabla 13. De acuerdo con los datos obtenidos en la tabla, se observa que el transformador funciona correctamente entre 10 [kHz] y 1 [MHz] aproximadamente.

Tabla 13

Caracterización del transformador de potencia.

Frecuencia [kHz]	Vpp en el primario [V]	Vpp en el secundario [V]	Relación (m)
0,10	2,67	0,57	4,684
1	14,41	3,00	4,803
17	20,00	4,37	4,576
100	20,00	4,37	4,576
1 000	20,00	4,37	4,576
5 000	19,21	3,92	4,900

Adicionalmente se midieron las inductancias para determinar la relación de transformación; los valores encontrados fueron:

- $L1 = 9,6 [mH]$
- $L2 = 456 [\mu H]$

De la ecuación (6) se obtiene que:

$$m = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = \sqrt{\frac{9,6 * 10^{-3}}{456 * 10^{-6}}} = 4,58831 \quad (11)$$

Ahora se calcula el porcentaje de error relativo entre la relación hallada experimentalmente Tabla 13 con respecto a la relación hallada teóricamente (11):

$$\% \text{ error} = \frac{|V_{real} - V_{teorico}|}{V_{real}} * 100 = \frac{|4,57666 - 4,58831|}{4,57666} * 100$$

$$\% \text{ error} = 0,25455 \%$$

Este porcentaje de error indica que efectivamente la relación de transformación real es casi igual a la calculada teóricamente.

La prueba de corto circuito no se pudo realizar, debido a que el laboratorio no cuenta con un generador de señales de alta corriente, pero con los datos ya obtenidos se concluye que el transformador escogido cumple con los requisitos para este prototipo.

3.6. Microcontrolador

Según lo establecido en la Tabla 7, se busca que la conmutación de las compuertas del puente H ocurran alrededor de los 20 – 30 [kHz]. Por lo tanto el microcontrolador debe ser capaz de generar cuatro señales de PWM como se muestra en la Figura 6, con DC del 50% y cuya fase se pueda controlar según las necesidades del usuario. Para este proyecto se decidió utilizar una ESP32, la cual es programable con la IDE de Arduino y posee un módulo WIFI, que resulta conveniente para realizar la interfaz con el usuario ver Apéndice 0.

Arduino como lenguaje de programación soporta tres formas de generar señales de PWM, estas se pueden generar como activaciones sucesivas de “DigitalWrite()”, que permite enviar un alto o bajo de tensión por un pin establecido; combinando esto con las funciones “delay()” o, para las frecuencias de 20 – 30 [kHz], que equivale a un periodo de 50 – 33 [μ s], “delayMicroseconds()”, que hacen a la tarjeta esperar un tiempo para leer la siguiente línea de código. Como esta no es la forma más eficiente de generar señales de PWM se utilizó otro método.

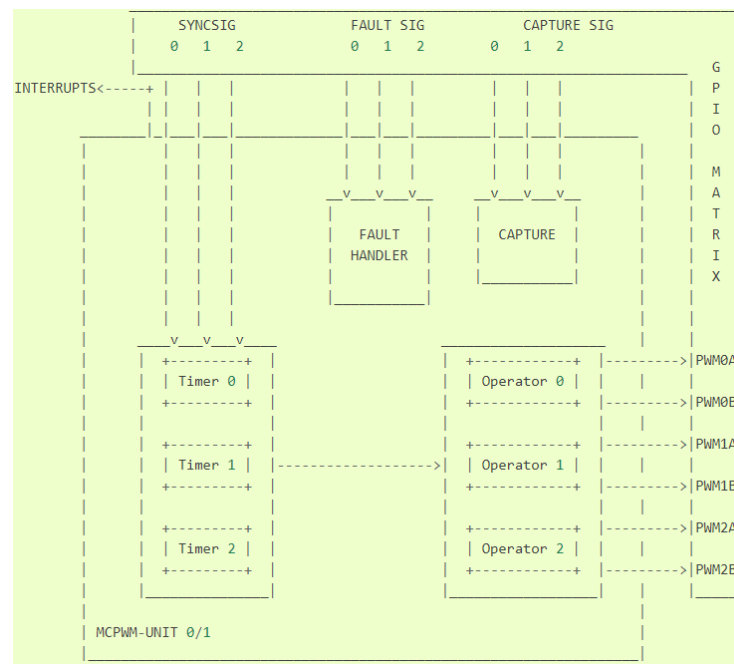


Figura 17 Módulo MCPWM de la ESP32 (Espressif Systems, 2018).

La ESP32 posee un módulo de PWM para control de motores (*MCPWM*) que se muestra en la Figura 17, éste utiliza tres *timers* que permite generar hasta seis diferentes señales de PWM sincronizadas o desfasadas cierto tiempo entre sí (Espressif Systems, 2018). Para el control del puente completo se generaron cuatro señales de PWM, donde dos señales, S_{1-} y S_{2+} , se encuentran desfasadas π ; todas con un DC menor al 50% para obtener un tiempo muerto $T_m = 2 [\mu$ s]. Para

esto se utilizaron las función *“mcpwm_set_duty_type”* que determina el tipo de señal, activo alto (S_{1+} y S_{2-}) o activo bajo (S_{1+} y S_{2-}), y *“mcpwm_set_duty_in_us”* que permite establecer el DC como un tiempo en [μs], lo cual facilitó la inclusión del tiempo muerto (Espressif Systems, 2018).

En la Figura 18 se muestran los pines de la ESP32, de esta los pines GPIO16, GPIO17, GPIO18 y GPIO22 son las salidas de las señales de PWM, siendo respectivamente S_{1-} , S_{2-} , S_{2+} y S_{1+} . GPIO22 se conecta directamente a GPIO23, que funciona como pin de sincronización usando la función *“mcpwm_sync_enable”* (Espressif Systems, 2018).

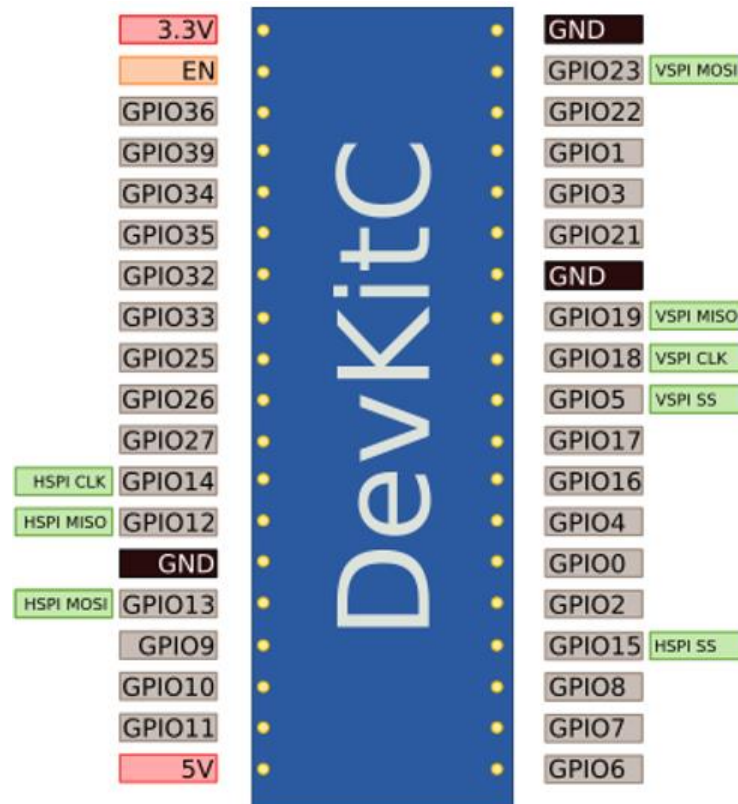


Figura 18 Mapa de pines de la ESP32 (Neil Kolban, 2018, p. 276).

El desfase se hizo con la función *“mcpwm_deadtime_enable”*, esta genera un retraso en las señales en decenas de microsegundos. Para ajustar el DC de las intersecciones $S_{1+} \cap S_{2-}$ y $S_{2+} \cap$

S_{1-} , se retrasan S_{2+} y S_{2-} . Además se retrasan las señales S_{1+} y S_{2-} $2[\mu]$, para tener el tiempo muerto (ver el programa en el ANEXO).

4. Resultados

4.1. Resultados de Simulación

4.1.1. Simulación PSpice

Se utilizó Orcad para simular el circuito del transformador electrónico con elementos ideales. Basado en la Figura 1 se tiene la Figura 19, que muestra los distintos elementos del transformador electrónico para la simulación en PSpice (Orcad). Para las simulaciones se trabajó con una tensión de entrada sinusoidal de $120[V_{rms}]$ ($170[V]$) a $60[Hz]$ (red eléctrica), tiempo muerto de la señal de control de $T_m = 4 [\mu s]$, un transformador reductor con relación $m \approx 4.59$.

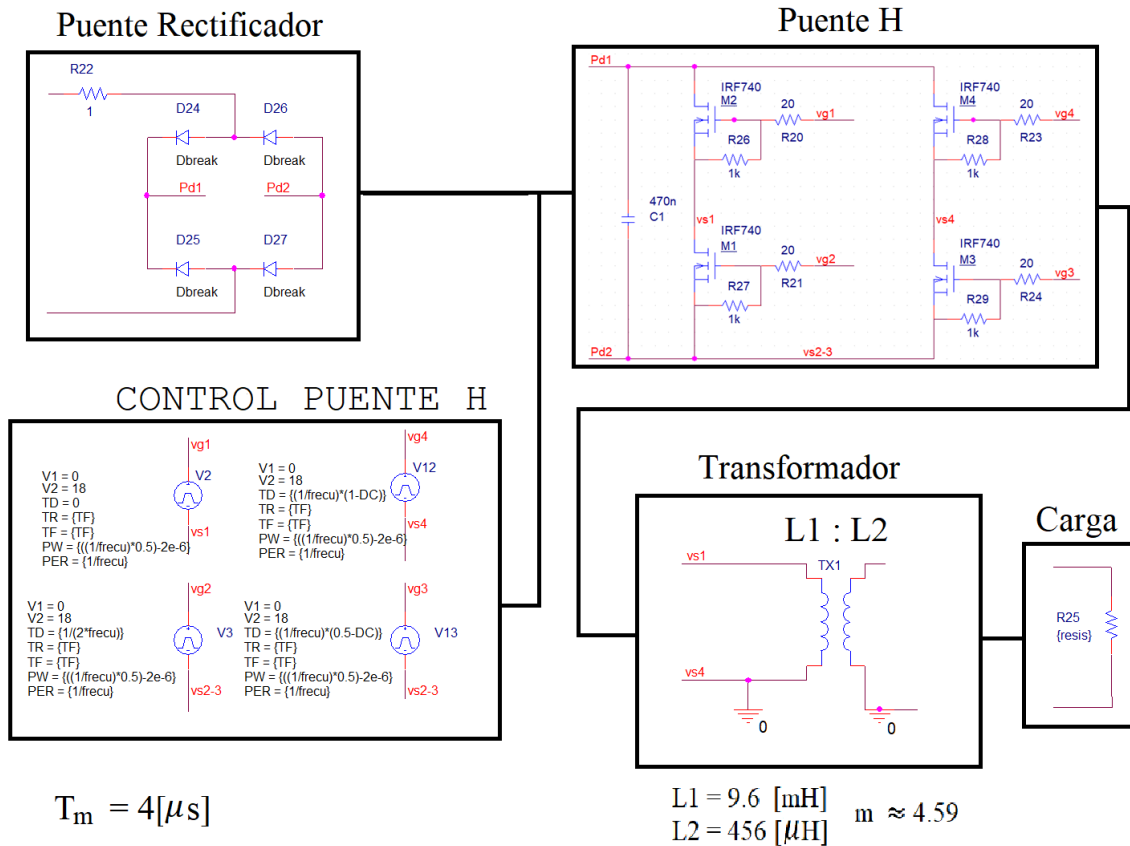


Figura 19 Diagrama de Bloques del transformador electrónico simulado.

En la Figura 20 se muestra la tensión de salida para una carga de 15 [Ω], una frecuencia de conmutación de 30 [kHz] y un DC del 50%. Se utilizó una carga de 15 [Ω], debido a que para la frecuencia de conmutación y DC dados, se obtiene una potencia consumida en la carga de 51.12 [W]. Para la simulación anterior, la corriente que circula por los MOSFET es la nominal, garantizando así que el transformador cumpla con los requerimientos de potencia. Se midió una corriente pico de 651.91 [mA] y una corriente eficaz de 352.51 [mA_{rms}]. Los IRF740 que se escogieron son capaces de soportar corrientes de 10 [A] (a 25°C), por lo tanto, se pueden utilizar como elemento conmutador del puente H.

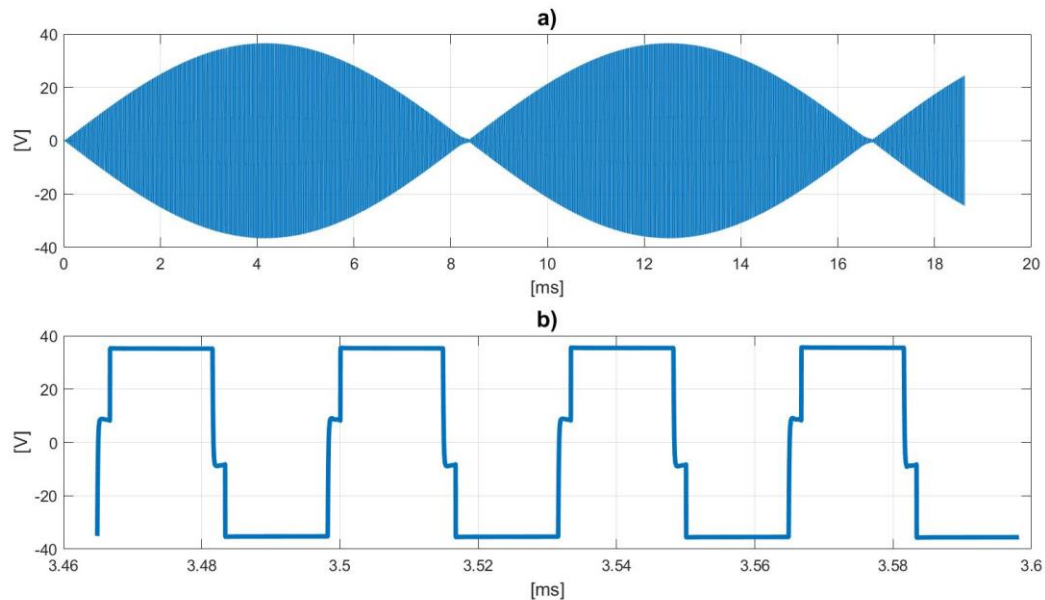


Figura 20 Simulación en Orcad. a) Señal tensión en una carga de $15 [\Omega]$, para una frecuencia de conmutación de $30 [\text{kHz}]$ y un DC del 50%. b) Acercamiento de la señal.

En la Figura 20 b) se muestra un acercamiento de la señal de tensión. Para la simulación se estableció un tiempo muerto de las señales de control de $2 [\mu\text{s}]$, pero en la figura se observa que se tiene un tiempo muerto de $1.3 [\mu\text{s}]$, la diferencia entre estos valores se debe a los tiempos de subida y bajada de los transistores, que pueden producir corto circuito entre las entradas del puente inversor.

En la Figura 21 se muestran distintos valores de tensión eficaz de salida, para cargas de 10, 82 y $100 [\Omega]$ y distintos valores de DC; tanto a $20 [\text{kHz}]$ como $30 [\text{kHz}]$. Según la figura se espera que el transformador posea un rango entre $10 [V_{rms}]$ y $25 [V_{rms}]$, sin que la carga o la frecuencia de conmutación afecten en gran medida.

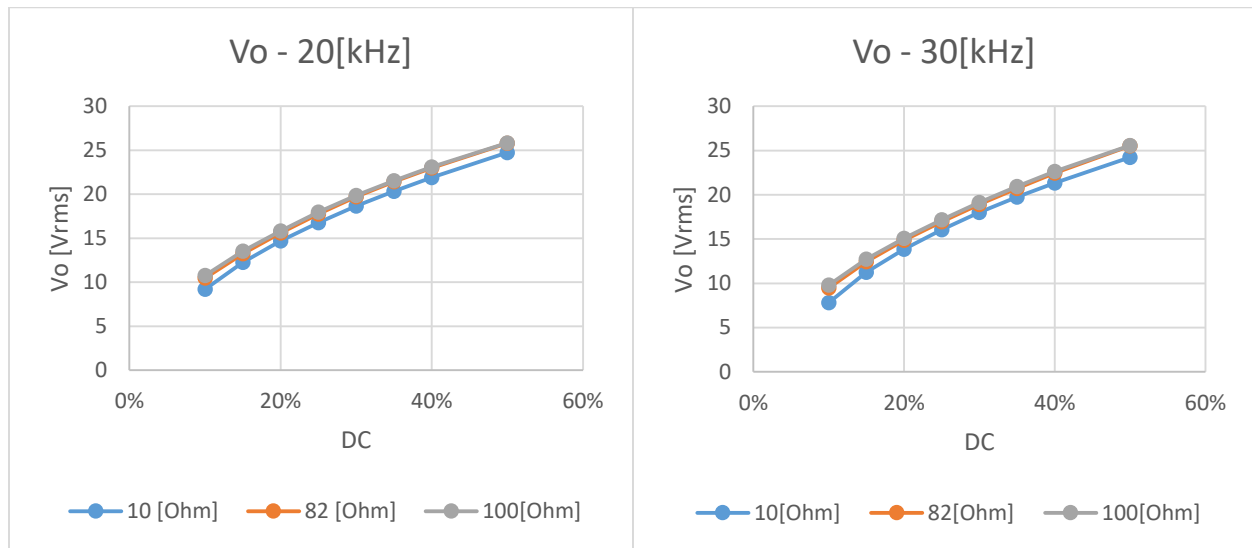


Figura 21 Tensión eficaz a la salida del transformador electrónico, para distintas cargas y diferentes valores de DC. Gráficas para conmutación de 20 [kHz] y 30 [kHz]. Resultados simulación Orcad.

En la Figura 22 se encuentra la eficiencia eléctrica para cargas de 10, 82 y 100 [Ω] y distintos valores de DC; tanto a 20 [kHz] como 30 [kHz]. En esta figura se muestra una clara mejoría en la eficiencia del transformador electrónico conforme se aumenta el DC.

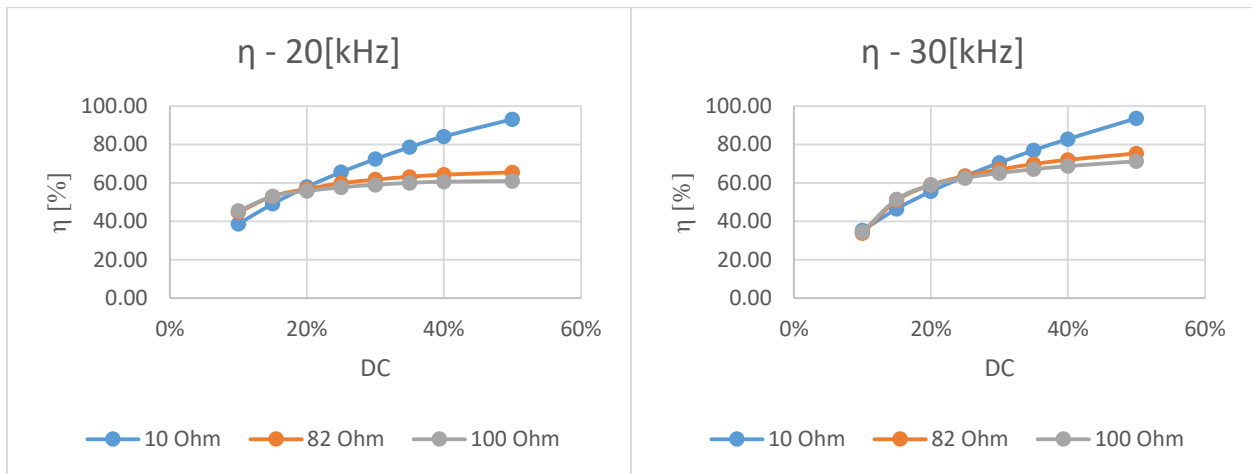


Figura 22 Eficiencia eléctrica del transformador electrónico, para distintas cargas y diferentes valores de DC. Gráficas para conmutación de 20 [kHz] y 30 [kHz]. Resultados simulación Orcad.

De igual manera se encuentra la THD para cargas de 10, 82 y 100 [Ω] y distintos valores de DC; tanto a 20 [kHz] como 30 [kHz]. En la Figura 23 se observa una tendencia a menor THD conforme aumenta el DC, la cual llega a su mínimo para un DC del 40%, punto en el cual este empieza a incrementar.

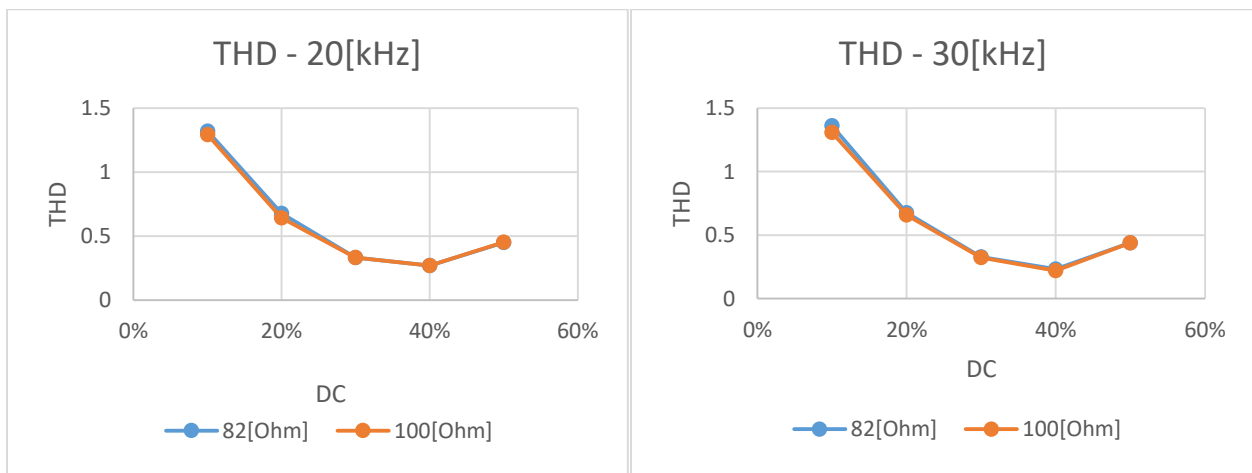


Figura 23 Distorsión armónica del transformador electrónico, para distintas cargas y diferentes valores de DC. Gráficas para conmutación de 20 [kHz] y 30 [kHz]. Resultados simulación Orcad.

4.1.2. Simulación CAD

En la simulación de Proteus se utilizaron componentes reales (en Orcad se utilizaron componentes ideales), para observar la velocidad de conmutación del puente H. En la Figura 24 se observa el esquemático del transformador electrónico en Proteus, para las simulaciones hechas se utilizó una entrada de tensión de 120 [Vrms] a 60 [Hz].

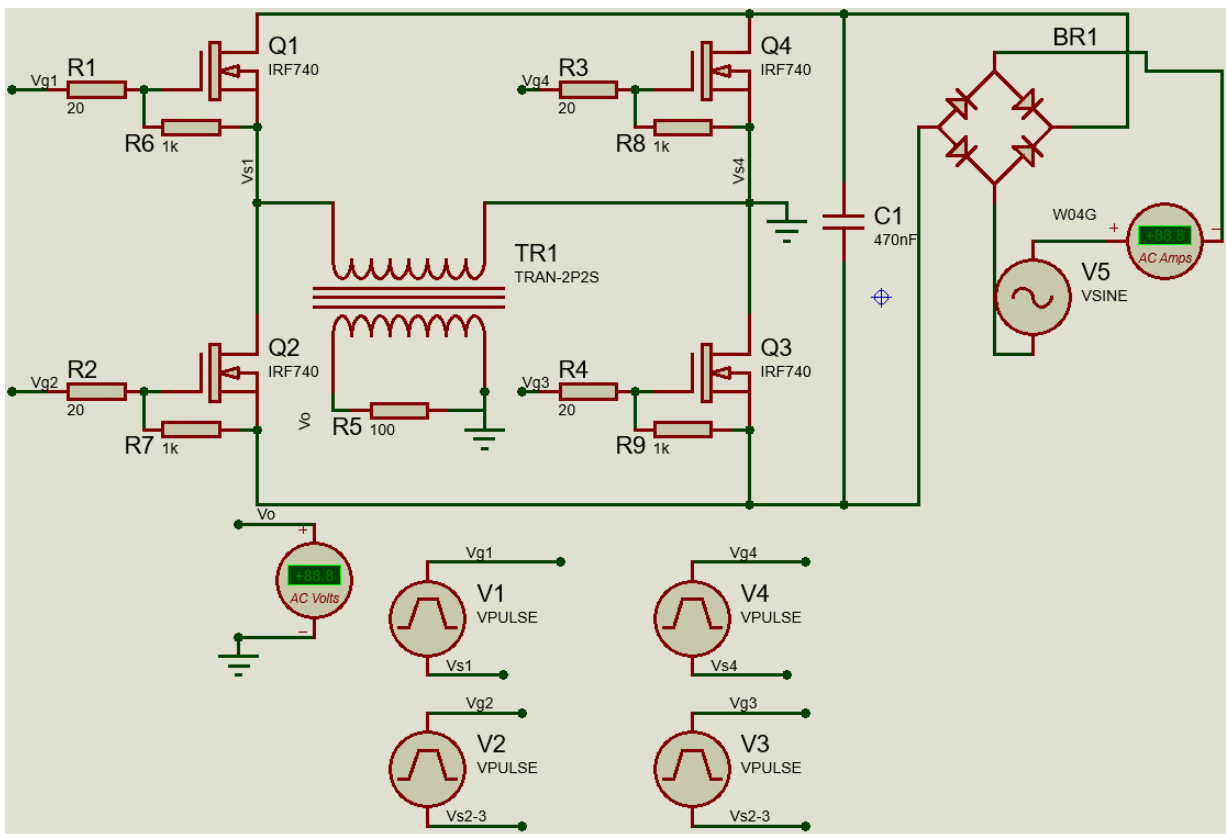


Figura 24 Esquemático del transformador electrónico en Proteus.

En la Figura 25 se muestra la señal de tensión a la salida del puente H para una carga de 15 [Ω], una frecuencia de conmutación de 30 [kHz] y un DC del 50%. La Figura 25 a) muestra la señal de tensión y su envolvente sinusoidal, mientras que b) presenta un acercamiento a la señal de

tensión, en donde se pueden observar los tiempos muertos. Se programaron en el control del puente H para tener tiempos muertos de 4 $[\mu s]$, los cuales se mantienen en la simulación.

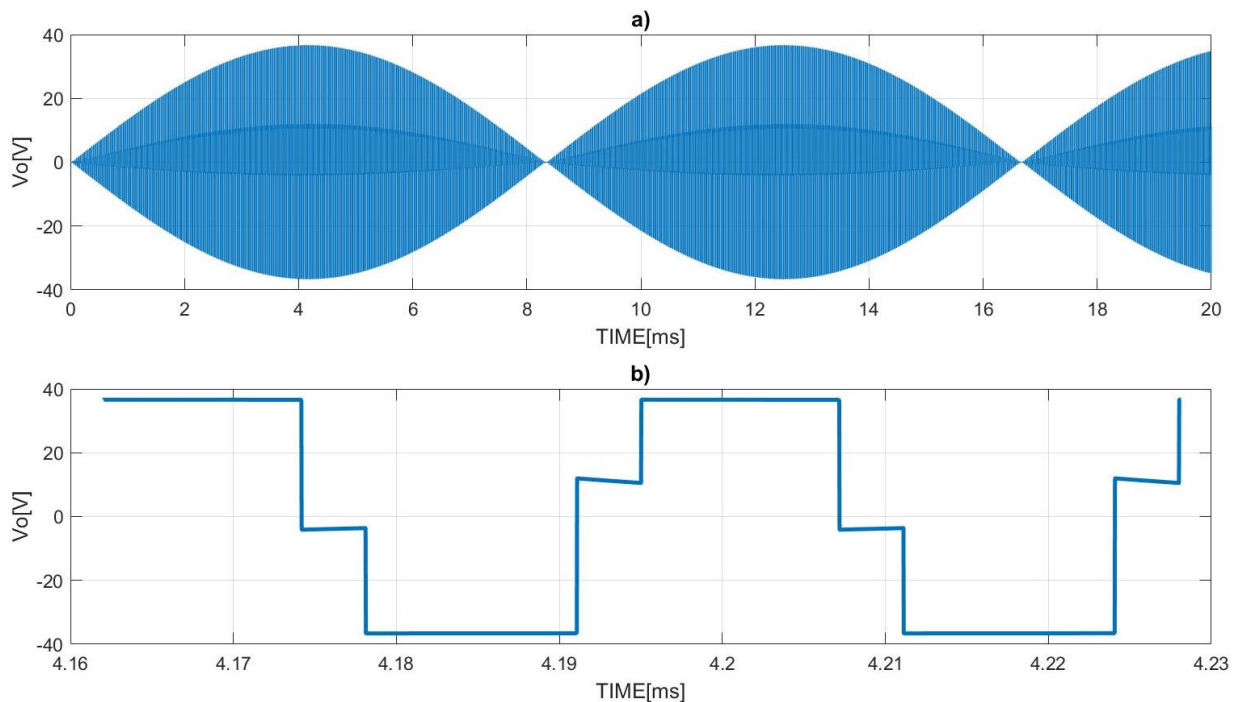


Figura 25 Señal de tensión en una carga de 15 $[\Omega]$, para una frecuencia de conmutación de 30 [kHz] y un DC del 50%. Simulación en Proteus. a) Vista de la envolvente b) Acercamiento de la señal.

En la Figura 26 se muestran los distintos valores de tensión eficaz de salida simulados en PROTEUS, para cargas de 10, 82 y 100 $[\Omega]$ y distintos valores de DC; tanto a 20 [kHz] como 30 [kHz]. Según la figura se espera que el transformador electrónico posea un rango entre 12 $[V_{rms}]$ y 25 $[V_{rms}]$, sin que la carga o la frecuencia de conmutación afecten en gran medida.

Ahora se procede a calcular la eficiencia del transformador obtenida de las simulaciones de Proteus, para cargas de 10, 82 y 100 $[\Omega]$ y distintos valores de DC; tanto a 20 [kHz] como 30

[kHz]. En la Figura 27 se muestra una clara mejoría en la eficiencia del transformador electrónico conforme se aumenta el DC.

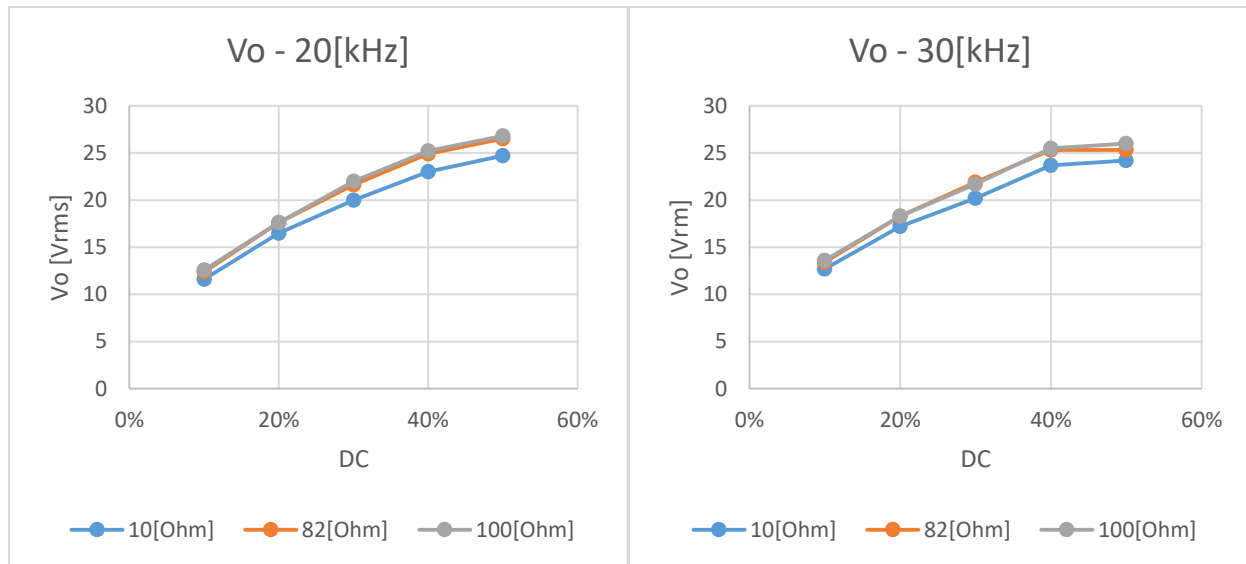


Figura 26 Tensión eficaz de salida del transformador electrónico, para distintas cargas y diferentes valores de DC. Gráficas para conmutación de 20 [kHz] y 30 [kHz]. Resultados simulación Proteus.

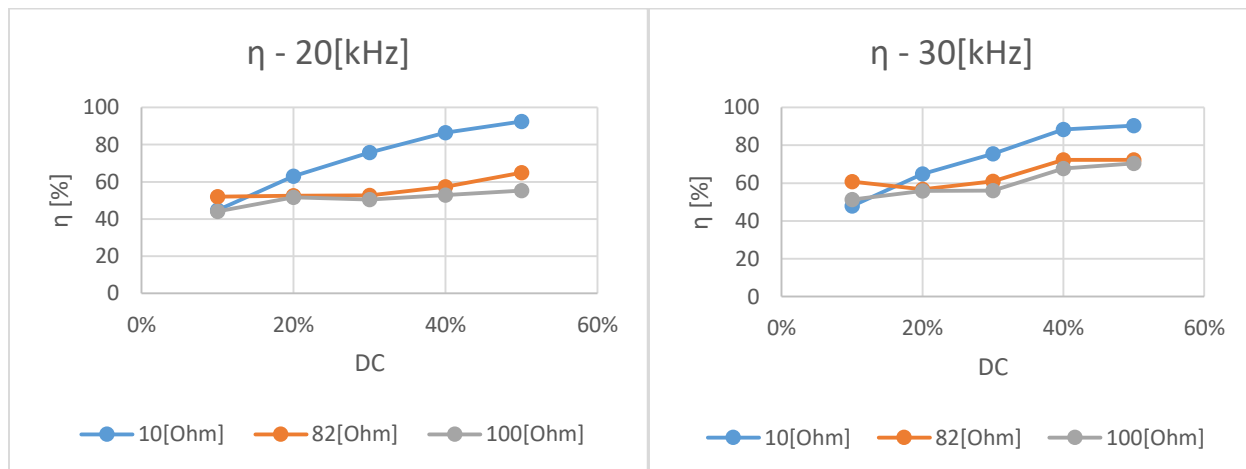


Figura 27 Eficiencia eléctrica del transformador, para distintas cargas y diferentes valores de DC. Gráficas para conmutación de 20[kHz] y 30[kHz]. Resultados simulación Proteus.

De igual manera se encuentra la THD para cargas de 10, 82 y 100 [Ω] y distintos valores de DC; tanto a 20 [kHz] como 30 [kHz]. En la Figura 28 se observa una tendencia a menor THD conforme aumenta el DC, la cual llega a su mínimo para un DC del 30%, punto en el cual este empieza a incrementar.

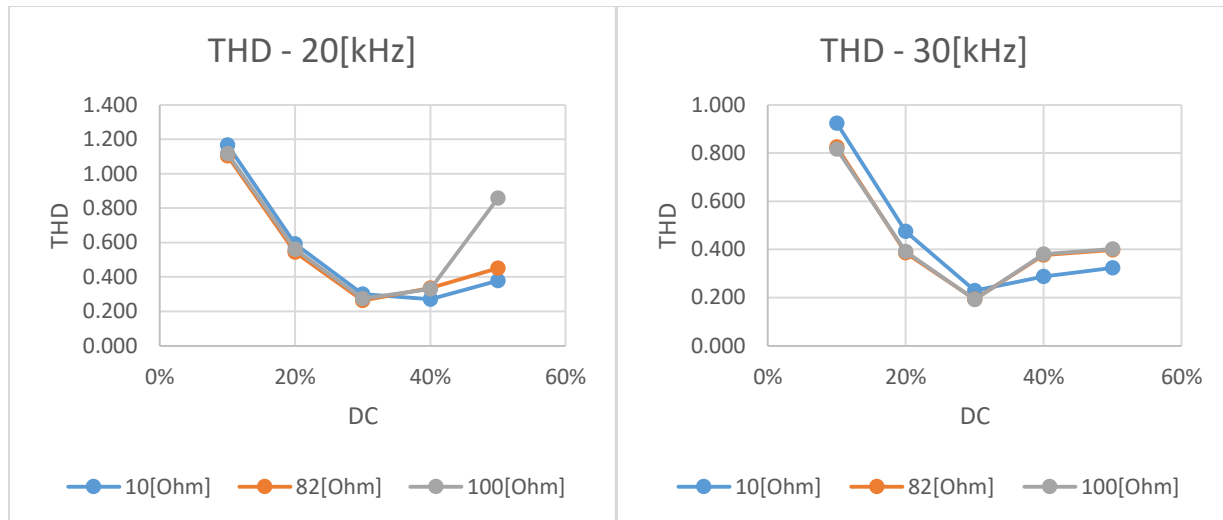


Figura 28 Distorsión armónica del transformador electrónico, para distintas cargas y diferentes valores de DC. Gráficas para conmutación de 20 [kHz] y 30 [kHz]. Resultados simulación Proteus.

4.2. Implementación

En esta parte se realizó el diseño y fabricación del circuito impreso (PCB, *Printed Circuit Board*), en donde se encuentran cada una de las etapas que componen el prototipo del transformador electrónico. Primero se realizó el diagrama esquemático de la Figura 29, el cual corresponde al transformador electrónico. En esta figura se puede observar cómo se incluyeron algunos LED a la salida de los reguladores LM78L12, estos tienen como función mostrar si la alimentación de los TLP250 se encuentra encendida.

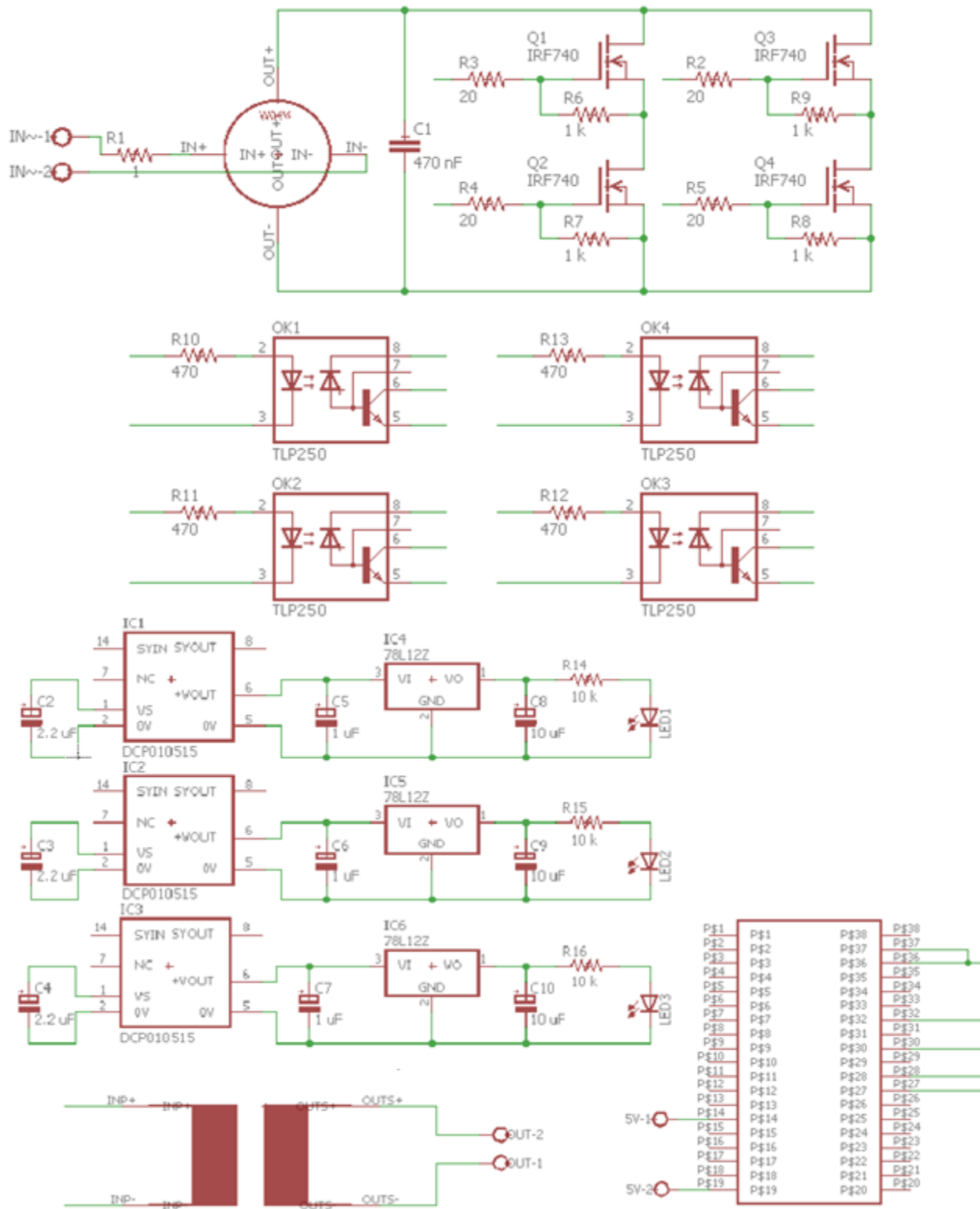


Figura 29 Diagrama esquemático PCB del transformador electrónico.

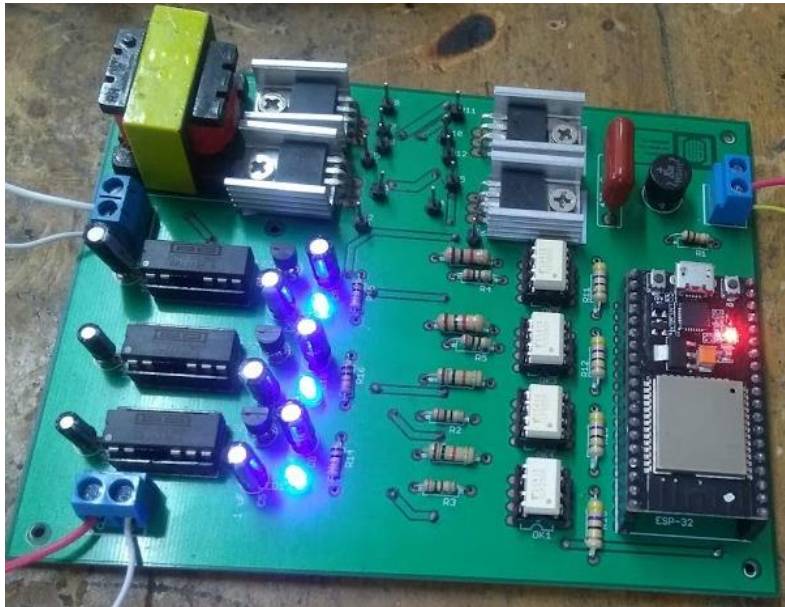
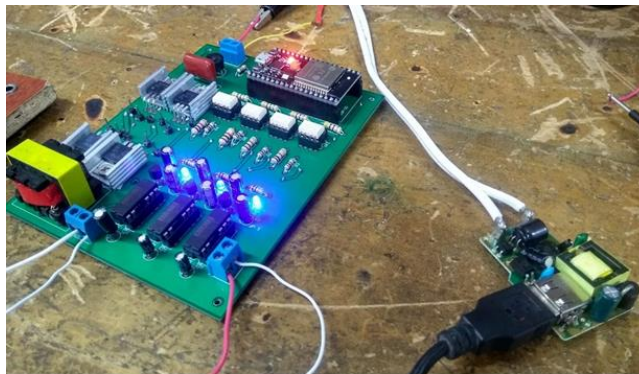


Figura 30 Prototipo del transformador electrónico construido.

Para optimizar mejor el diseño, se decidió utilizar un cargador de celular como fuente externa de alimentación del prototipo. Esta fuente fue tomada de un cargador de celular con una salida de 5 [V], 2 [A] y se muestra en la Figura 31 b) y en a) se muestra el prototipo alimentado con la fuente externa.



a)



b)

Figura 31 a) Prototipo alimentado mediante la fuente externa. b) Fuente de alimentación externa utilizada.

4.3. Verificación

Para verificar el funcionamiento del prototipo, se realizaron dos pruebas a baja potencia y tres pruebas a alta potencia, debido a que la frecuencia de operación del prototipo es variable. La primera prueba se realizó a una frecuencia mínima de 20 [kHz], mientras que la segunda prueba fue a una frecuencia máxima de 30 [kHz]. Para cada prueba se varía la carga y el DC de la señal de control para obtener distintos valores de tensión en la carga.

4.3.1. Pruebas a baja potencia

Para estas pruebas se trabajó con una tensión de entrada de 30 [Vrms] y con tres cargas resistivas a las cuales se les variaba su tensión. La variación de la tensión de salida con respecto al DC se muestra en la Figura 32.

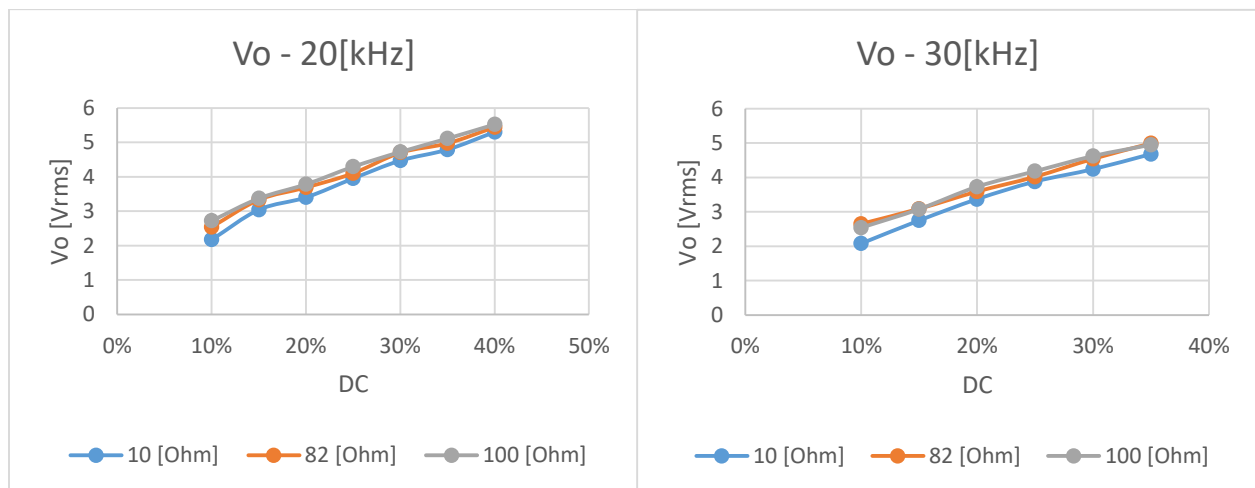


Figura 32 Tensión eficaz de salida del transformador electrónico, para distintas cargas y diferentes valores de DC. Gráficas para conmutación de 20 [kHz] y 30 [kHz].

Después se procedió a calcular la eficiencia del prototipo para cada valor de DC. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 33.

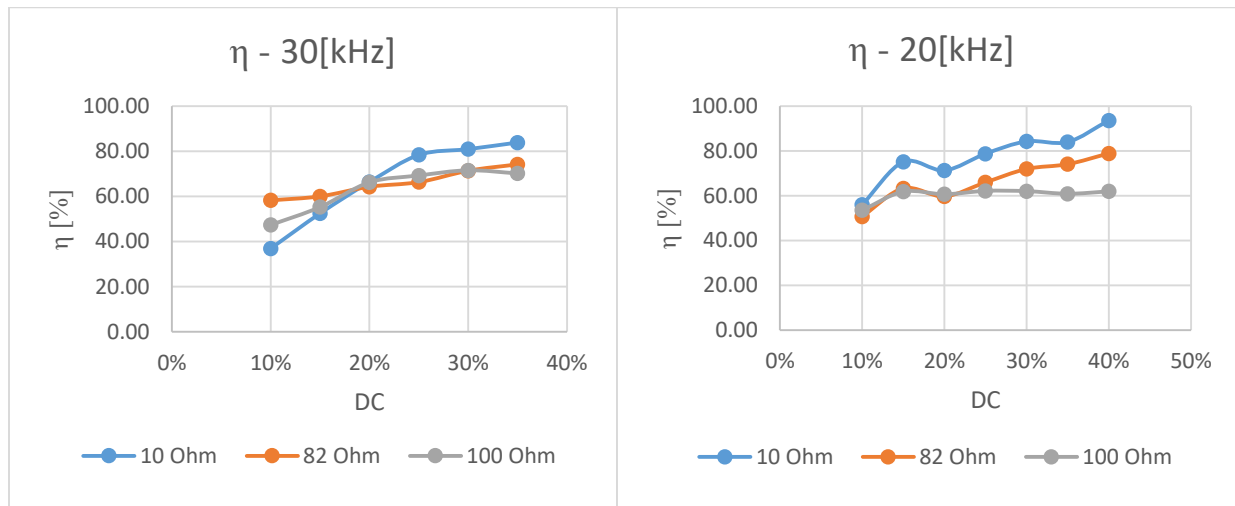


Figura 33 Eficiencia eléctrica (η) vs DC a baja potencia, para cargas de 10, 82 y 100 [Ω]; para conmutación a 20 [kHz] y 30 [kHz].

4.3.2. Pruebas a alta potencia

Para estas pruebas se trabajó con una tensión de entrada de 120 [V_{rms}] y con dos cargas resistivas a las cuales se les variaba su tensión. La Figura 34 muestra el comportamiento de la tensión, dada por el osciloscopio para una carga de 82 [Ω] y DC de 20%. Los datos tomados en el osciloscopio, mostrados en la Figura 34 fueron tomados con una punta ajustada a X10, lo que significa que la tensión eficaz obtenida es aproximadamente 15 [V_{rms}]. La variación de la tensión de salida con respecto al DC se muestra en la Figura 35.

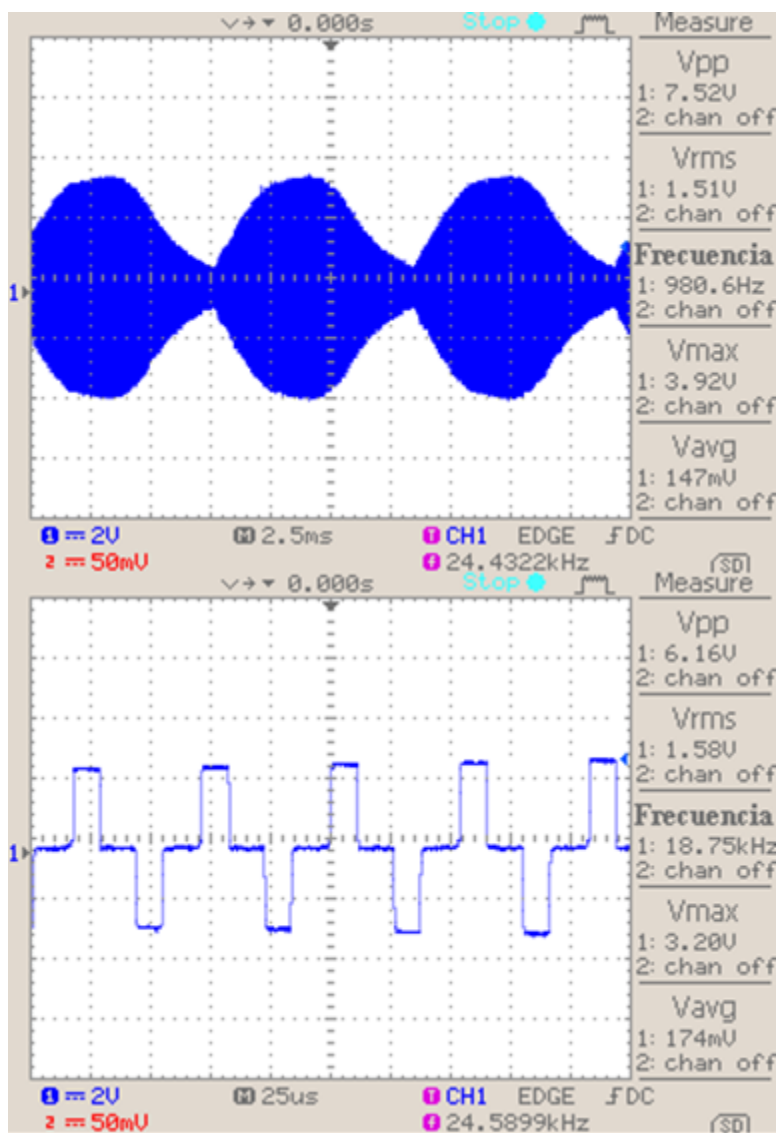


Figura 34 Señal de tensión obtenida en el laboratorio, y su respectivo acercamiento, para una alimentación de $120[V_{rms}]$, una carga de $82[\Omega]$ y DC del 20%.

Luego se calculó la eficiencia del prototipo para cada valor de DC. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 36.

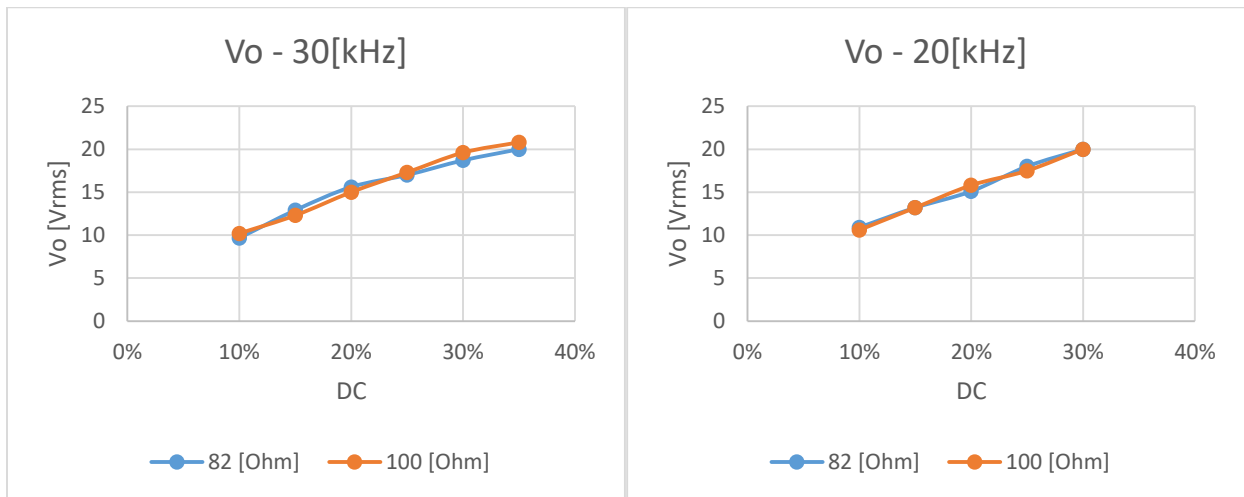


Figura 35 Tensión eficaz de salida del transformador electrónico, para distintas cargas y diferentes valores de DC. Gráficas para conmutación de 20 [kHz] y 30 [kHz].

En las gráficas anteriores se observa una serie de curvas que muestran el comportamiento de la eficiencia a medida que se varía el DC (o tensión a la salida) del transformador electrónico. Cada curva corresponde a un valor específico de la carga.

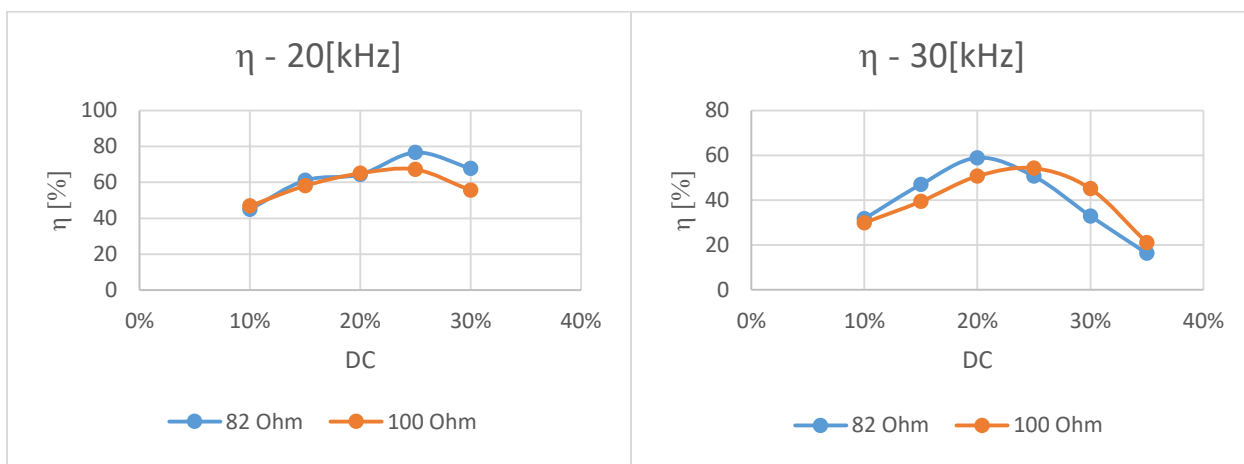


Figura 36 Eficiencia eléctrica (η) vs DC a alta potencia, para cargas de 82 y 100 [Ω]; para conmutación a 20 [kHz] y 30 [kHz].

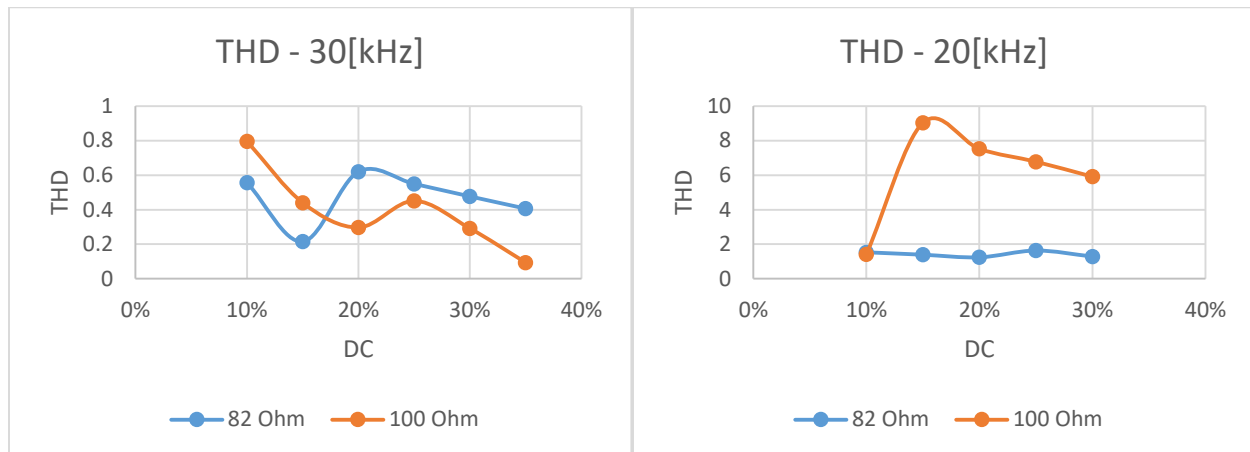


Figura 37 Distorsión armónica del prototipo, para distintas cargas y diferentes valores de DC. Gráficas para conmutación de 20 [kHz] y 30 [kHz].

De igual manera se hizo el cálculo de la THD y se realizaron las gráficas para cargas de 82 y 100 [Ω] con distintos valores de DC; tanto a 20 [kHz] como 30 [kHz]. En la Figura 37 se observan dichas gráficas.

4.3.2.1. Prueba con carga de 50 [W]

Para verificar aún mejor el funcionamiento del prototipo, se realizó una prueba con una carga de 50 [W]. Los parámetros calculados fueron el voltaje a la salida, la eficiencia eléctrica y la distorsión armónica total de tensión en la carga, estos resultados se muestran a continuación.

La variación de tensión a la salida con respecto al DC se muestra en la Figura 38.

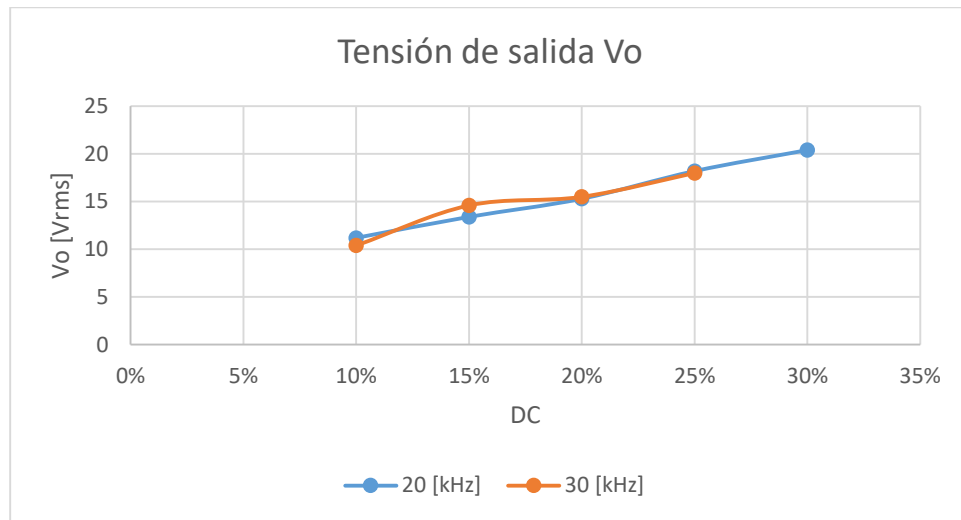


Figura 38 Tensión eficaz a la salida del transformador electrónico para una carga de 50 [W] y diferentes valores de DC. Curvas para conmutación de 20 [kHz] y 30 [kHz].

Luego se procedió a calcular la eficiencia eléctrica del prototipo con respecto al DC, los resultados obtenidos se muestran en la Figura 39.

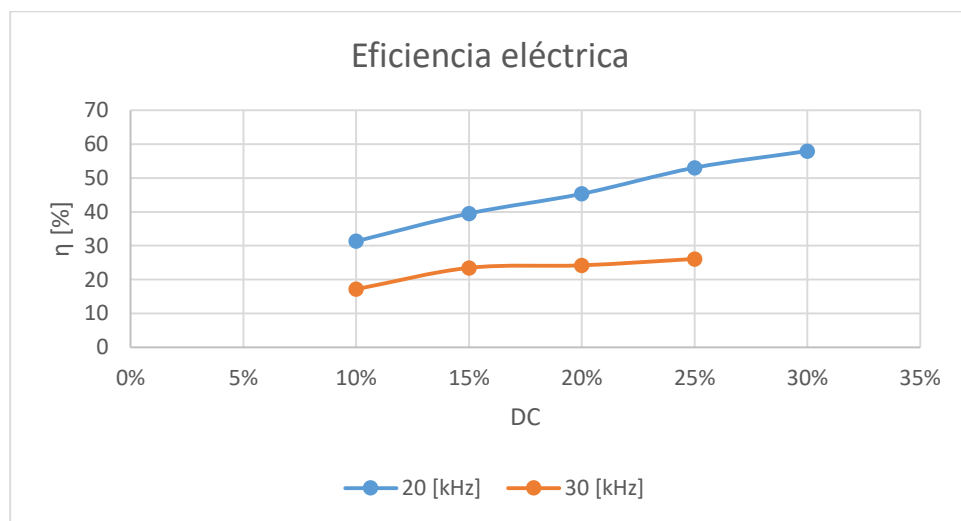


Figura 39 Eficiencia eléctrica (η) vs DC para carga de 50 [W] y conmutaciones de 20 [kHz] y 30 [kHz].

Por último, se calculó la distorsión armónica total de la tensión en la carga con respecto al DC, los resultados obtenidos se pueden ver en la Figura 39.

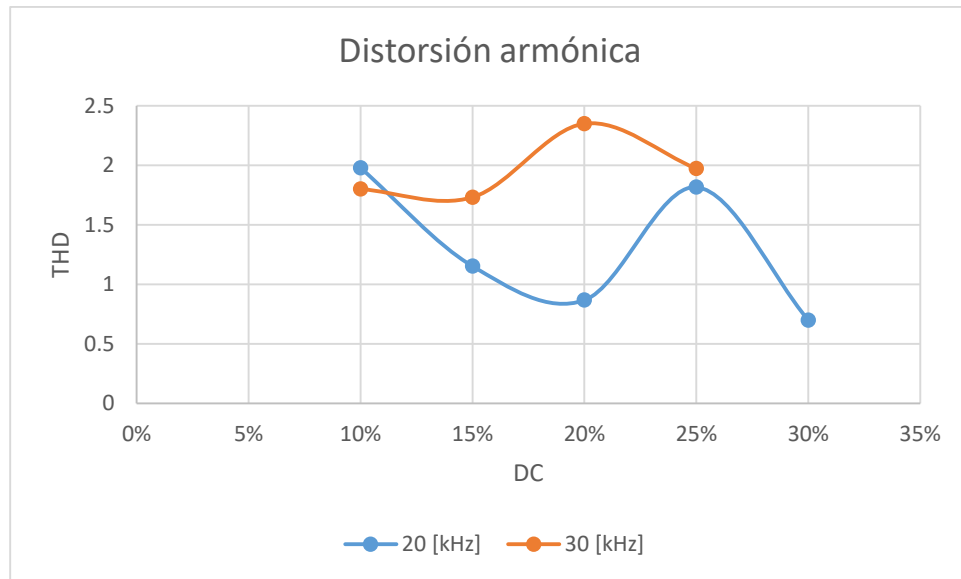


Figura 40 Distorsión armónica del prototipo, para una carga de 50 [W] y diferentes valores de DC. Curvas para conmutación de 20 [kHz] y 30 [kHz].

La Figura 40 muestra la distorsión armónica comparativa para frecuencias de 20[kHz] y 30[kHz], usando una carga de 50[W] y distintos valores de DC.

5. Conclusiones

Se diseñó e implementó un prototipo de transformador electrónico que permite convertir una entrada de $120[V_{rms}]/60[Hz]$, a una salida de tensión que varía entre $10.4 [V_{rms}]$ y $20.4 [V_{rms}]$; con frecuencia de salida entre $20[kHz]$ y $30[kHz]$, sin cambiar la relación de espiras; y con una eficiencia máxima de $\sim 76.5\%$.

El transformador electrónico fue implementado con un inversor de puente completo y una tarjeta ESP32 de bajo costo, la cual presenta un sistema de comunicación WIFI que permite interactuar con el móvil del usuario para que éste controle el valor de la tensión a la salida del transformador electrónico mediante una aplicación Android.

La eficiencia del prototipo diseñado se incrementa cada vez que el usuario aumenta el valor de tensión a la salida, hasta un máximo de $\sim 76.5\%$ (para una entrada de $120[V_{rms}]/60[Hz]$), esto se debe a que, como la relación de transformación es constante, se está limitando la capacidad máxima del transformador con valores del DC menores al 50%, por tanto, la potencia máxima que el prototipo puede entregar va a estar limitada al valor del DC, esto quiere decir que cuando el DC sea del 50%, el prototipo estará entregando su máxima potencia, teóricamente tensión eficaz de $25 [V_{rms}]$ y eficiencia de 93.5% .

Para la alimentación de los *drivers* se diseñó e implementó un circuito que genera tres fuentes de alimentación aisladas entre sí, a partir de una sola fuente externa, utilizando DCP010515B. Esto se convierte en una ventaja para el prototipo ya que solamente necesita una fuente externa y no tres como se tenía previsto. Además, se utilizó un cargador de celular como fuente externa, de tal manera que fuera más práctico el uso del prototipo.

Mediante MCPWM se generan cuatro señales de PWM con la ESP32 para el control del puente completo, de las cuales dos se desfasan con respecto a la señal de sincronización, para reducir el ancho de los semiciclos positivo y negativo, que en consiguiente reduce la tensión eficaz a la salida del transformador electrónico.

Los valores de tensión obtenidos por las simulaciones en PSpice y CAD difieren ligeramente, una discrepancia aproximada del 14%. Esto es debido a la forma en que se aplicaron los tiempos muertos para el control, donde para PSpice se calcularon los tiempos de activación del puente H y se agregaron 2 [μs] de tiempo muerto, mientras que para CAD se incluyó un tiempo muerto de 2 [μs], únicamente para la simulación con DC de 50%.

6. Recomendaciones

Debido a que se utilizó únicamente software libre o del cual la universidad tiene licencia, no fue posible guardar una copia de la simulación hecha en Proteus, dado que la versión gratuita de este no permite guardar proyectos. Por tanto, es recomendable conseguir la licencia de este para futuros proyectos que lo puedan usar.

La frecuencia máxima de los *drivers* utilizados (TLP250) es de 25 [kHz], lo cual limita el aumento de la frecuencia de conmutación del inversor, por tanto, es recomendable cambiarlos por los *drivers* HCPL-3120 para obtener un rango más amplio de la frecuencia de conmutación.

Los transistores IRF740 usados, presentaron complicaciones debido a que se sobrecalientan después de un uso prolongado, por tanto, se recomienda cambiarlos por otros con más capacidad de corriente y de tensión.

Debido a que el circuito presenta una alta distorsión armónica (THD), se recomienda emplear filtros de armónicos o inductancias en la entrada de alimentación que ayuden a proteger o a amortiguar las posibles sobretensiones de la red.

Bibliografía

- Arduino. (2018). Arduino Language Reference. Retrieved from <https://www.arduino.cc/reference/en/>
- Billings, K., & Morey, T. (2011). *Switchmode Power Supply Handbook*. (McGraw-Hill Education, Ed.) (3 ed). McGraw-Hill Education. <https://doi.org/ISBN-9780071639729>
- BLYNK Inc. (2018). Blynk.
- Brown, M. (2001). *Power Supply Cookbook*. (2nd ed.). Newnes.
- Espressif Systems. (2018). ESP32 MCPWM. Retrieved from <https://docs.espressif.com/projects/esp-idf/en/latest/api-reference/peripherals/mcpwm.html>
- Hart, D. W. (2010). *POWER ELECTRONICS* (1st editio). McGraw-Hill Education.
- Kang, M., Enjeti, P. N., & Pitel, I. J. (1999). Analysis and Design of Electronic Transformers for Electric Power Distribution System. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, 14(6), 1133–1141. Retrieved from <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=803407>
- Martínez Ledesma, J. A. (2013). *Desarrollo de un Inversor resonante para Calentamiento por Inducción Electromagnética*. Instituto Politecnico Nacional.
- Merino, M. A. L. (2010). *Diseño Y Simulación De Un Inversor Monofásico En Puente Completo Modulado Mediante Pwm Para Un Sistema Fotovoltaico*. Universidad Carlos III de Madrid.
- Mora, J. F. (2005). *Maquinas Eléctrica* (5th ed.). McGraw-Hill Education.
- Neil Kolban. (2018). *Kolban's Book on ESP32*. *leanpub.com* (Vol. 1). *leanpub.com*.

ON Semiconductor. (2014). Switch – Mode Power Supply Reference Manual. *On Semiconductor, Fourth*, 73. Retrieved from www.onsemi.com/orderlit

Rashid, M. H. (2006). *POWER ELECTRONICS HANDBOOK* (2nd ed.). Academic Press.

Siliconix, V. (2017). POWER MOSFET, IRF740, SiHF740. Retrieved from <https://www.vishay.com/docs/91054/91054.pdf>

Texas Instruments. (2016). LM78Lxx 100-mA Fixed output linear regulator. *Data Sheet, 1*(1). Retrieved from <https://goo.gl/LEUVTz>

Texas Instruments. (2017). DCP01B Series 1-W , Isolated , Unregulated DC / DC Converter Modules. USA.

Toshiba. (2004). TOSHIBA Photocoupler, TLP250. Retrieved from <http://web.itu.edu.tr/yildir1/mylibrary/data/tlp250.pdf>

Apéndices

Apéndices A. Interfaz del usuario, usando BLYNK

BLYNK es una aplicación para iOS y android y librería para Arduino, *Raspberry PI* y tarjetas similares, que permite control a través de la internet (BLYNK Inc, 2018). Usando BLYNK se creó un programa para celular que le permite al usuario indicar el ciclo de trabajo de $S_{1+} \cap S_{2-}$ (entre 10% y 40%) y la frecuencia a la que desea que trabaje el transformador electrónico (entre 20[kHz] y 30[kHz]), tal y como se muestra en la Figura 41.

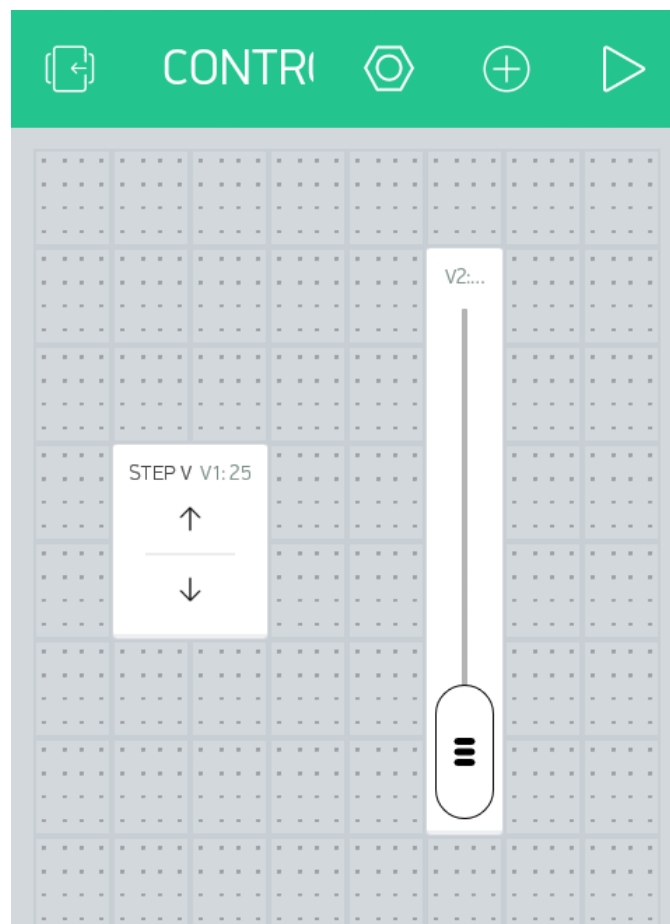


Figura 41 Interfaz del usuario implementada en BLYNK, el *Stepper* controla el ciclo de trabajo, mientras que el *Slider* controla la frecuencia en [kHz].

En la Figura 42 se muestra el código de BLYNK, la tarjeta se conecta a la red de WIFI dada (D_Rojas) y utiliza el código *auth* para enlazarse con la aplicación. El código de autorización se crea cuando se hace el programa de la interfaz gráfica.

```

18 //          BLYNK AUTHORIZATION AND PASSWORD
19 //////////////////////////////////////////////////
20 char auth[] = "89bf8e5436db4046a77c13cb4eb8d453";
21
22 // Your WiFi credentials.
23 // Set password to "" for open networks.
24 char ssid[] = "D_Rojas";
25 char pass[] = "santiago";
26 //////////////////////////////////////////////////

```

Figura 42 Código enlace BLYNK.

Cuando la tarjeta recibe nuevos datos de ciclo de trabajo corre nuevamente “*mcpwm_deadtime_enable*” para S_{2+} y S_{2-} , como se muestra en la Figura 43. Por otro lado, para un cambio en la frecuencia se deben generar nuevamente las señales de PWM para la nueva frecuencia, mostrado en la Figura 44.

```

BLYNK_WRITE(V1)
{
  int DutyCycle=param.asInt();
  DC=DutyCycle;
  uint32_t red=(100000/freq)*(50-DC);
  uint32_t fed=red;

  mcpwm_deadtime_enable(MCPWM_UNIT_1, MCPWM_TIMER_0, MCPWM_ACTIVE_RED_FED_FROM_PWMXB, red+20, fed+20); //Retraso S2+
  mcpwm_deadtime_enable(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_1, MCPWM_ACTIVE_RED_FED_FROM_PWMXB, red, fed); //Retraso S2-
}

```

Figura 43 Función para el cambio de DC dado por BLYNK, en la ESP32.

```

BLYNK_WRITE(V2)
{
  uint32_t F=1000*param.asFloat();
  freq=F;
  P=(1000000/F)+1;
  ////////////////////////////////////// Cambio a la frecuencia especificada por BLYNK
  mcpwm_set_frequency(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0, freq);
  mcpwm_set_frequency(MCPWM_UNIT_1, MCPWM_TIMER_0, freq);
  mcpwm_set_frequency(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_1, freq);
  mcpwm_set_frequency(MCPWM_UNIT_1, MCPWM_TIMER_1, freq);

  mcpwm_set_duty_in_us(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0, MCPWM_OPR_A, (P/2)+2); // Ancho tiempo bajo dado en us
  mcpwm_set_duty_in_us(MCPWM_UNIT_1, MCPWM_TIMER_0, MCPWM_OPR_A, (P/2)-2); // Ancho tiempo alto dado en us
  mcpwm_set_duty_in_us(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_1, MCPWM_OPR_A, (P/2)+2); // Ancho tiempo bajo dado en us
  mcpwm_set_duty_in_us(MCPWM_UNIT_1, MCPWM_TIMER_1, MCPWM_OPR_A, (P/2)-2); // Ancho tiempo alto dado en us
  //////////////////////////////////////
  uint32_t red=(100000/freq)*(50-DC);
  uint32_t fed=red;

  mcpwm_deadtime_enable(MCPWM_UNIT_1, MCPWM_TIMER_1, MCPWM_ACTIVE_RED_FED_FROM_PWMXB, 20, 20); // Retraso S1+
  mcpwm_deadtime_enable(MCPWM_UNIT_1, MCPWM_TIMER_0, MCPWM_ACTIVE_RED_FED_FROM_PWMXB, red+20, fed+20); // Retraso S2+
  mcpwm_deadtime_enable(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_1, MCPWM_ACTIVE_RED_FED_FROM_PWMXB, red, fed); // Retraso S2-
}

```

Figura 44 Función para el cambio a una frecuencia dada por BLYNK, en la ESP32.