

UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA

INGENIERÍA ELECTRÓNICA

Electrónica de Potencia

TRABAJO PRÁCTICO :DISEÑO DE FUENTE CONMUTADA

Profesor:
Ing. Avramovich Javier

Curso 5R2

CHANQUIA, Luis - 31810
LORCA, Diego - 63477
LOZADA, Martin - 62748
MASSETTI, Luciano - 58210

21 de octubre de 2016

Índice

1. OBJETIVO	3
2. INTRODUCCIÓN TEÓRICA	4
3. DISEÑO	7
3.1. Alimentación y rectificación	8
3.2. Control	9
3.3. Potencia	11
3.4. Transformador	12
3.5. Rectificación y Filtro	13
4. MEDICIONES	15
5. CONCLUSIONES	17

1. OBJETIVO

Se desea diseñar y construir una fuente de alimentación conmutada capaz de suministrar como mínimo una potencia de 60W en lazo abierto, con las siguientes especificaciones:

- Convertidor medio puente bidireccional
- Línea de alimentación 200Vrms a 240Vrms con 50Hz
- Frecuencia de conmutación 80KHz
- Salida: 24V-2,5A con límite de 3,5A
- Salida ripple de 400mVpp
- Circuito de protección contra sobrecorriente

Con estas especificaciones se deben dar las siguientes mediciones:

- Tensión y corriente de salida
- Ripple a la máxima carga de salida

2. INTRODUCCIÓN TEÓRICA

La fuente conmutada que se diseña se encuentra en el rango de convertidores de aislación pero se dividen en dos clases básicas, que son modificaciones o versiones de los convertidores no aislados buck, boost y buck-boost. La incorporación de trafo de aislación se debe a que las etapas de entrada y salida deben estar separadas. En aplicaciones off-line se requiere aislación por normas de regulación de fuentes de alimentación. Como el tamaño y volumen del transformador son inversamente proporcional con la frecuencia, se pueden lograr mejoras significativas reduciendo el número de componentes y el volumen efectivo del núcleo del transformador de potencia. Se pueden clasificar como:

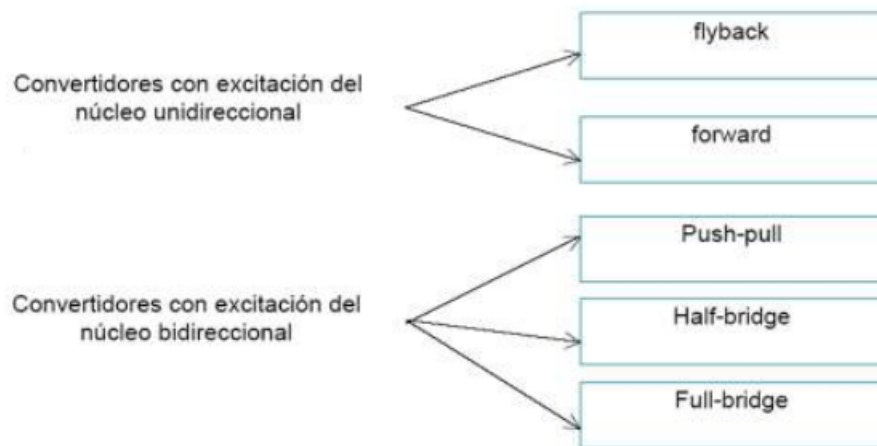


Figura 1: Convertidores de aislación

Dentro de estos convertidores se puede decir que los convertidores con excitación del núcleo bidireccional son más eficientes que los unidireccionales, esto es por que los bidireccionales aprovechan los 4 cuadrantes de la curva B-H (I y III), mientras que los unidireccionales sólo el primer cuadrante, es decir estos circuitos explotan mucho mejor el circuito magnético del transformador por eso se pueden obtener diseños de menor tamaño.

La fuente que se diseña es la Half-Bridge, por el hecho que puede manejar hasta 500W de potencia como se muestra en la figura 2.

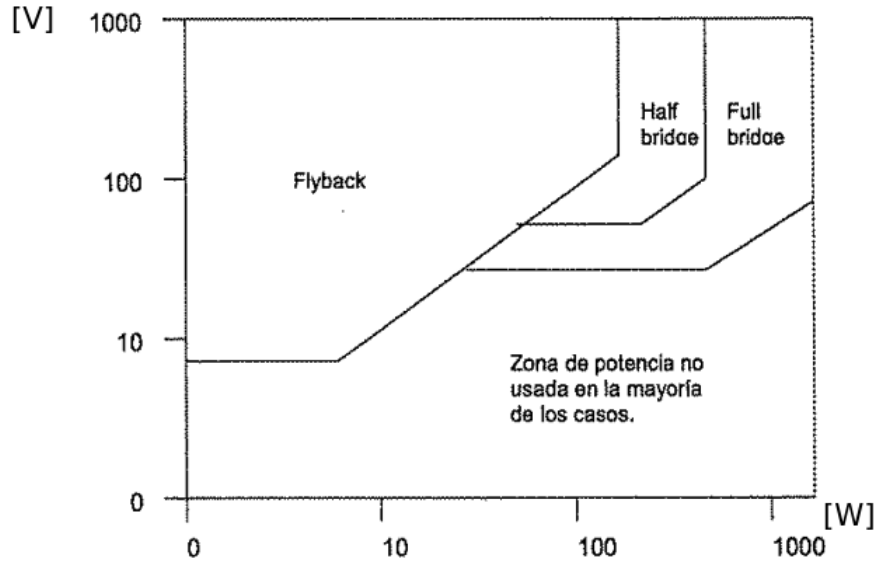


Figura 2: Voltaje VS Potencia. Fuentes de aislamiento

Un diagrama simplificado del convertidor de medio puente aislado, se puede observar en la figura 3. La utilización del transformador es buena, debido a que la corriente magnetizante puede ser positiva y negativa, por lo que se puede utilizar el ciclo entero B-H. Sin embargo en la práctica no se utiliza todo el rango del flujo debido a las pérdidas del núcleo.

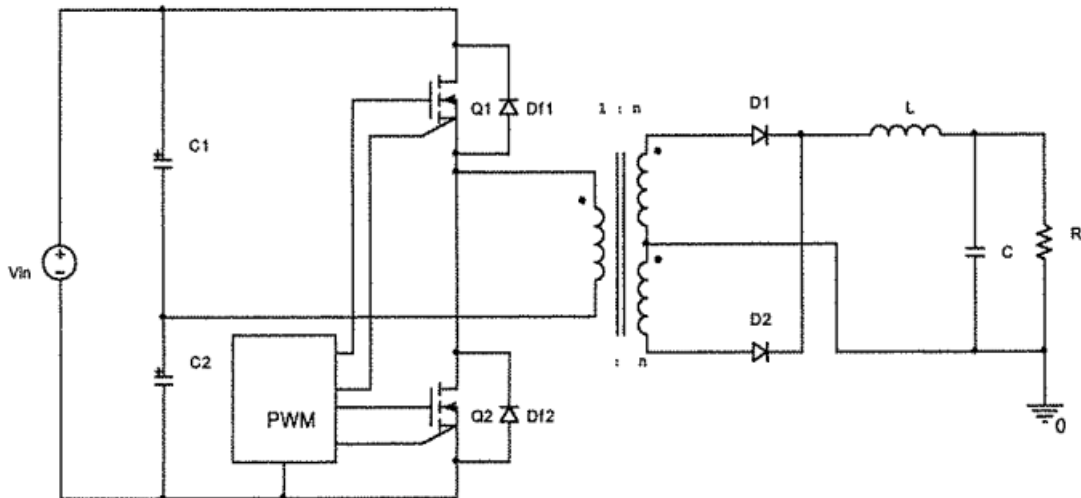


Figura 3: Convertidor half-bridge

La elección del uso de una fuente de alimentación conmutada, o una fuente lineal en un diseño particular está basada en las necesidades de la aplicación. Ambos tipos de fuentes de alimentación tienen sus ventajas y desventajas.

Ventajas de las Fuentes Lineales:

Simplicidad de diseño. Operación suave y capacidad de manejar cargas. Bajo ruido de salida y una respuesta dinámica muy rápida. Para potencias menores a 10W, el costo de los componentes es mucho menor

que el de las fuentes conmutadas.

Desventajas de las Fuentes Lineales:

Límite de aplicación. Sólo pueden ser reductores de tensión, lo que significa que se necesitará una caída de tensión aceptable para poder controlar la polarización de la etapa de potencia lineal y la regulación en la línea. En aplicaciones de línea de 50Hz, deberán utilizarse transformadores de línea adicionales de gran volumen, condicionando su versatilidad y practicidad. Cada regulador lineal puede tener sólo una salida. Por esto, para cada salida regulada adicional necesaria, deberá incrementarse el circuito de potencia. Eficiencia. En aplicaciones normales, los reguladores lineales tienen una eficiencia del 30 al 60 %. Esto significa que por cada Watt los costos se irán incrementando. Esta pérdida llamada “headroom loss”, ocurre en el transistor de paso y, desafortunadamente es necesaria para polarizar la etapa de potencia y para cumplir con las especificaciones de regulación de línea, cuando la mayoría del tiempo el regulador no funcionará en esas condiciones.

Ventajas de las Fuentes Conmutadas:

La eficiencia de las fuentes conmutadas está comprendida entre el 68 y el 90 %. Esto hace reducir el costo de los dispositivos de potencia. Además, dichos dispositivos funcionan en régimen de corte y saturación, haciendo el uso más eficiente de los mismos. Debido a que la tensión de entrada es conmutada en una forma de alterna y ubicada en un elemento magnético, se puede variar la relación de transformación pudiendo funcionar como reductor, elevador, o inversor de tensión con múltiples salidas. No es necesario el uso del transformador de línea, ya que el elemento magnético de transferencia de energía lo puede reemplazar, funcionando no en 50/60 Hz, sino en alta frecuencia de conmutación, reduciendo el tamaño del transformador y en consecuencia, de la fuente; reduciendo el peso, y el costo. Amplia tolerancia en la tensión de entrada: las fuentes están diseñadas para funcionar en un amplio rango de la tensión de entrada, algunos modelos admiten alimentación universal (110 – 220 Vac) sin necesidad de ajustes. Aislación entre la entrada y la salida: la o las salidas están aisladas de la entrada, garantizando seguridad de que no hay peligro de descarga al usar esta fuente. Protección contra sobrecargas: la salida está protegida contra sobrecargas evitando que se queme la fuente ante tales circunstancias. Un transformador de energía de 50/60 Hz tiene un volumen efectivo significativamente mayor que uno aplicado en una fuente conmutada, cuya frecuencia es típicamente mayor que 15 KHz.

Desventajas de las Fuentes Conmutadas:

Diseño más elaborado. El ruido es mayor que el de las fuentes lineales. En la salida y entrada, radia interferencia electromagnética y de radiofrecuencia. Esto puede dificultar el control y no deberá ser ignorado durante la fase de diseño. Por éste motivo se deberán agregar de protección, de arranque suave, y filtros de línea adicionales como etapas previas. La fuente conmutada toma proporciones de energía de la entrada en pulsos de tiempos limitados para transferirlo a la salida en otras condiciones de corriente y tensión, por lo que le llevará mayor tiempo de restablecimiento al circuito para soportar variaciones en la entrada. Esto se llama “respuesta transitoria en el tiempo”. Para compensar este funcionamiento lento, los capacitores de filtro de salida se deberán incrementar para almacenar la energía necesaria por la carga durante el tiempo en que la fuente conmutada se está ajustando. La fuente de alimentación conmutada a desarrollar es del tipo off-line, lo que significa que el regulador (PWM) va en el primario del transformador de potencia, y opera en forma independiente de la línea, aunque el regulador PWM puede estar conectado en el lado de la carga. Otra característica de las fuentes tipo off-line es que la tensión continua del conmutador es obtenida de forma directa de la línea AC, sin pasar por un transformador de red.

3. DISEÑO

De acuerdo con las especificaciones requeridas, el diseño de la fuente está basado en el diagrama en bloques que se muestra en la figura 4.

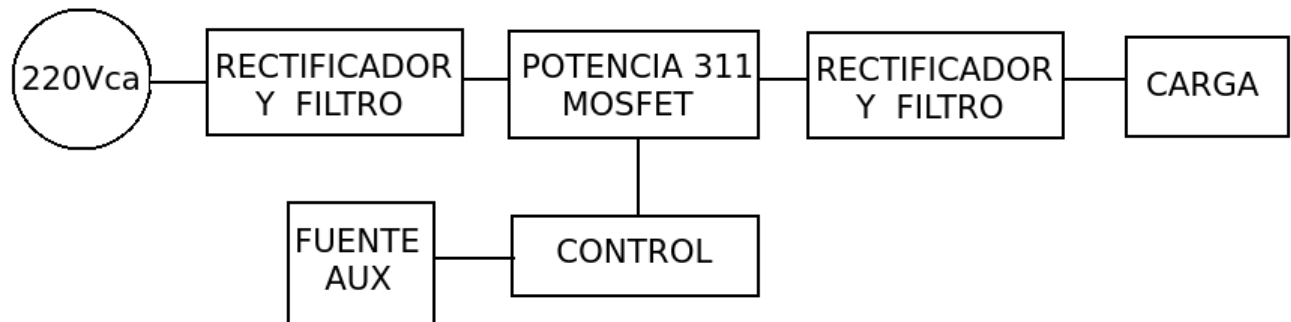


Figura 4: Diagrama en bloques de la fuente conmutada

A continuación se da un resumen sobre el funcionamiento de cada bloque, para que posteriormente se entre en detalle.

RECTIFICACIÓN

En algunas fuentes conmutadas se hace uso de un filtro EMI antes del rectificador, que cumple la función de que no lleve a la línea emisiones electromagnéticas generadas por el dispositivo y también proporciona compatibilidad electromagnética, en este diseño no se tuvo en cuenta para propósitos prácticos. El rectificador consiste en obtener una tensión continua de 311V y por medio de un divisor capacitivo una tensión intermedia de 155V con la que se alimenta el bloque primario de potencia.

CONTROL

Este bloque se encarga en si del funcionamiento de la fuente conmutada, acá se generan las señales que hacen conmutar los transistores de potencia por medio de un modulador de ancho de pulso y un circuito integrado de aislación. Por cuestiones prácticas se alimenta este bloque con una fuente auxiliar externa de 15V.

POTENCIA 311V MOSFET

En este bloque se encuentran los transistores mosfet de potencia, en configuración totem pole, es decir, uno encima de otro. En un extremo se tienen los 311V de la parte de rectificación y en su punto medio los 155V, las señales de control harán conmutar a los transistores uno por vez, para lograr una señal aproximadamente cuadrada donde en su cruce por cero tendrá un tiempo muerto necesario para la etapa que sigue en el trafo de aislación.

RECTIFICADOR Y FILTRO

Por medio del transformador de punto medio se conecta la etapa de potencia con la etapa de salida. Luego de generar esa onda en el primario del trafo se pasa a rectificar esta señal obteniendo una onda cuadrada pulsante disminuida por la relación de vueltas entre el primario y el secundario. Luego de la rectificación se encuentra la bobina que se encarga de energizar cuando la señal es cero proporcionando una forma de onda de corriente triangular que pasará por los capacitores filtrando lo más posible las componentes no deseadas

mejorando el riple.

En las siguientes subsecciones se detallará más sobre cada bloque exponiendo también los cálculos de diseño.

3.1. Alimentación y rectificación

El bloque de entrada se conecta a la alimentación de fase proporcionando los 220V, se hace uso de un fusible para proteger el circuito, a continuación se encuentran los diodos rectificadores y el divisor capacitivo como se muestra en la figura 5.

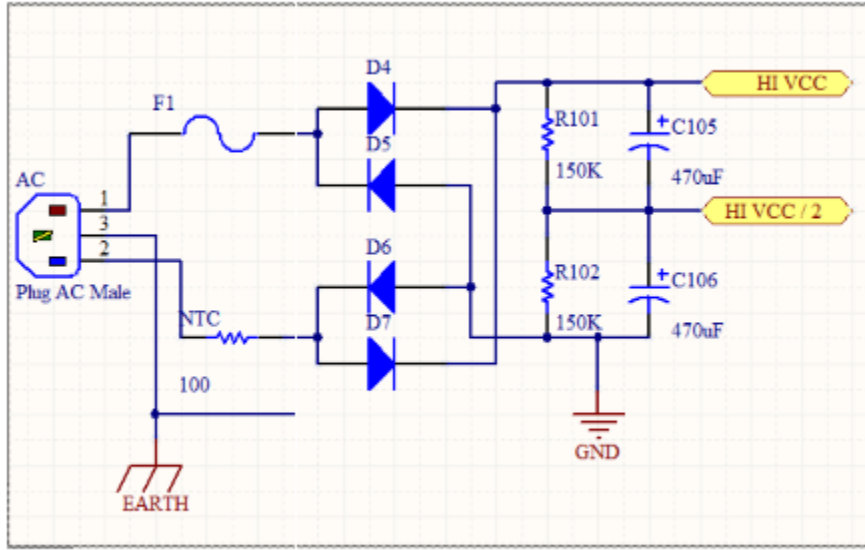


Figura 5: Puente de diodos y divisor capacitivo

El fusible actuará cuando se produzca un cortocircuito en la fuente y evitará daños permanentes en los componentes. Según la potencia que se pide como mínima en el práctico es de 60W, por lo tanto tomando una potencia máxima de 100W, se tiene que la corriente suministrada por la red es de:

$$I = \frac{P}{V_{AC}} = \frac{100W}{220V} = 0,454A$$

Por lo que el fusible utilizado es de 500mA.

Los diodos rectificadores deben ser capaces de aguantar la corriente máxima y de soportar las tensiones en directa y en inversa, por lo que se escogió los diodos 1N5408 que según su hoja de datos soportan 3A de corriente rectificada promedio, 1000V de tensión inversa y tensión en inversa pico repetitiva.

El divisor capacitivo proporcionará dos tensiones que luego se compartirán a los mosfet, estas son $V_{CC} = 311V$ y $V_{CC}/2 = 155,5V$. En la figura se observa que los capacitores están acompañados de resistencias, éstas cumplen la función de desenergizar a los capacitores cuando se desconecta la fuente de la alimentación. Los capacitores deben ser iguales en valores, y para saber su capacidad se usa la siguiente ecuación:

$$C = \frac{I \cdot t}{\Delta V_{ripple}}$$

Donde I es la corriente, t es el tiempo en el que el capacitor suministra corriente y ΔV_{ripple} es la máxima tensión de ripple. Dado que la potencia máxima es de 100W, y la eficiencia en el peor de los casos es de 0,7, entonces:

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} = \frac{100W}{0,7} = 142,8W$$

$$V_o = 2.(110.\sqrt{2}) = 311,1V$$

La corriente de carga es:

$$I = \frac{P_i}{V_o} = \frac{142,8}{311,1} = 0,459A$$

Asumiendo un ripple máximo de $30V_{PP}$ y que el capacitor deberá mantener la corriente durante el semiperiodo de los $50Hz$, es decir $10ms$, se tiene que:

$$C = \frac{I.t}{\Delta V_{ripple}} = \frac{0,459A.10ms}{30V_{pp}} = 153\mu F$$

Como también debe funcionar como doblador, el valor es $C = C1 + C2 = 2.153\mu F = 306\mu F$. Usando un valor estándar de **470uF/200V** se mejora la condición de ripple en la entrada.

3.2. Control

Para el bloque de control de la fuente se usa el integrado SG3525, para generar las señales PWM variando el ciclo de trabajo del 10 % al 45 %, este integrado puede trabajar hasta 150KHz, y proporciona entre las dos señales de salida un desfase, el cual es un tiempo muerto que evitará la saturación de los mosfet al mismo tiempo. Pero esta señal pasa por el IR2110 antes de llegar a los transistores, permitirá activarlos en configuración totem pole y dará un tamaño más reducido a la fuente, esto se debe a que reemplaza al driver como transformador. El circuito se muestra en la figura 6.

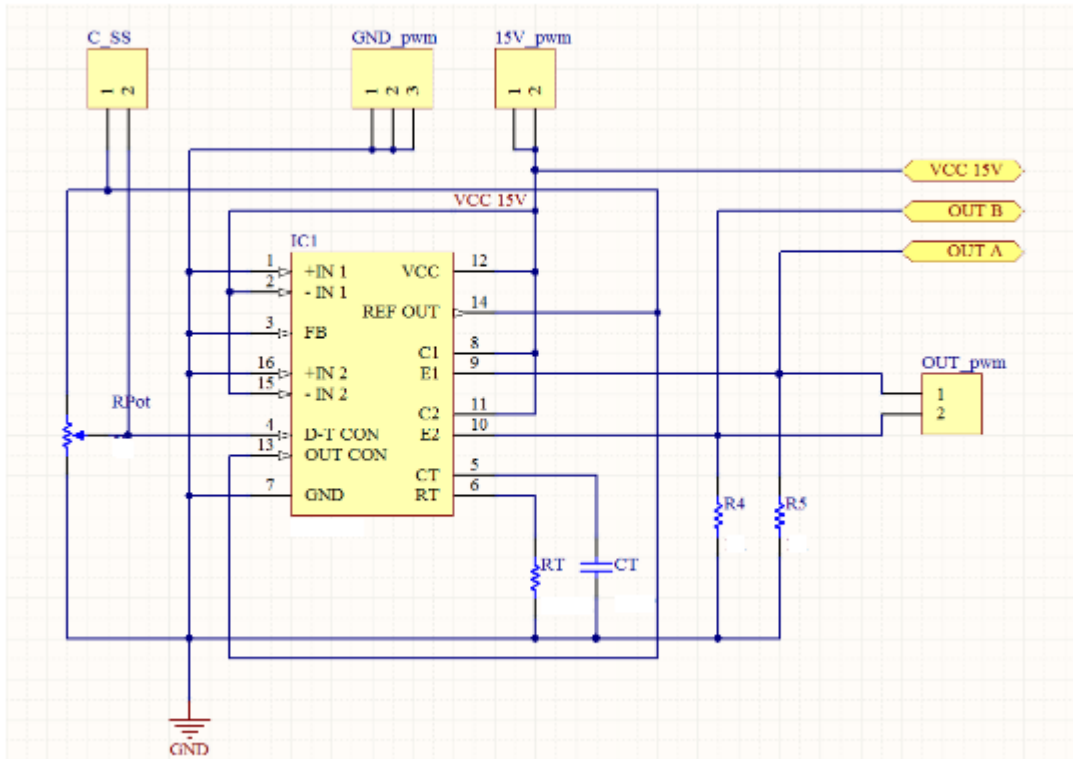


Figura 6: PWM de la fuente.SG3525

Para obtener los 80KHz se debe calcular los componentes con la siguiente ecuación:

$$f = \frac{1,18}{R_T \cdot C_T}$$

Escogiendo un capacitor de 6,3nF, se despeja R obteniendo 2200ohm.

El tiempo muerto queda fijo.

Ahora bien las salidas del PWM ingresan al IR2110 por los pines Hin y Lin, las salidas Ho y Lo activarán los transistores de potencia, su configuración se muestra en la figura 7.

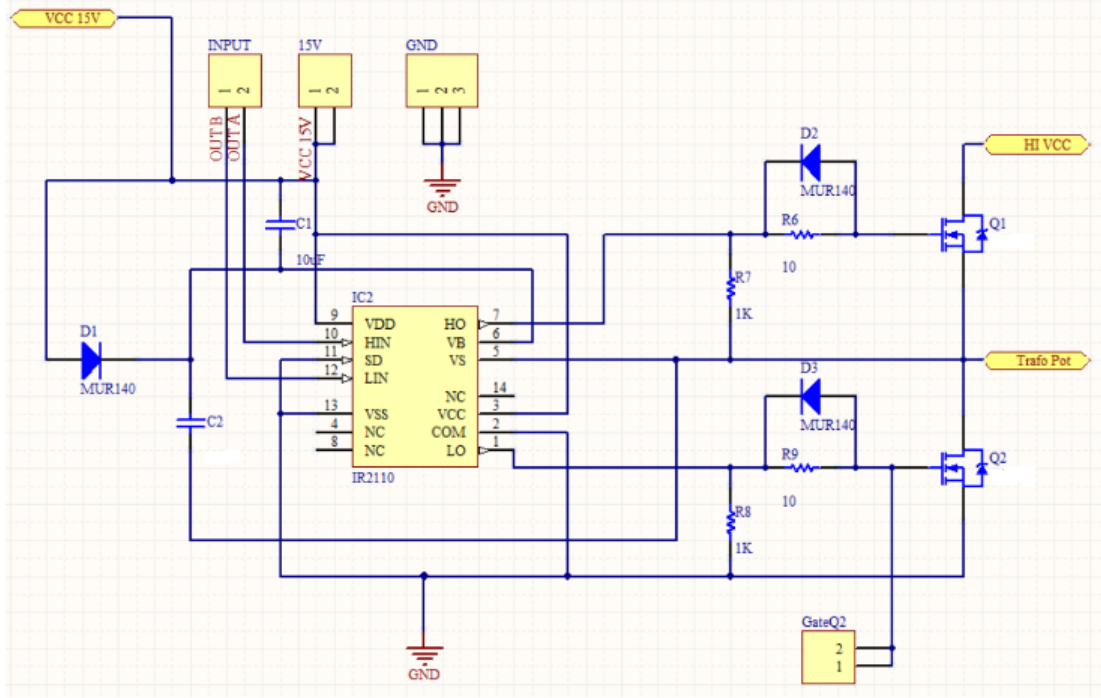


Figura 7: Driver IR2110

El IR2110 tiene un capacitor denominado Bootstrap que se conecta a la masa flotante y proporciona internamente la tensión necesaria para activar la salida Ho. Este capacitor debe ser lo suficientemente chico para cargarse en el tiempo de conmutación y lo suficientemente grande para activar Ho. Funciona de la siguiente manera, cuando se satura el transistor inferior, la tensión flotante Vs se pone a 0V y el capacitor bootstrap se carga por medio del diodo, cuando el transistor entra en corte, el capacitor se descarga internamente en el IR2110 posibilitando la habilitación del transistor superior por Ho.

Consultando la nota de aplicación del IR2110 se encuentra el cálculo de este capacitor

$$C \geq \frac{2 \cdot [2Q_g + \frac{I_{gbs(max)}}{f} + Q_{is} + \frac{I_{Cbs(leak)}}{f}]}{V_{CC} - V_f - V_{LS} - V_{min}}$$

Donde:

- Q_g = Gate charge of high-side FET
- f = Frequency of operation.
- $I_{Cbs(max)}$ = Bootstrap capacitor leakage current.
- $I_{qbs(leak)}$ = Maximun V_{BS} quiescent current.
- V_{CC} = Logic section voltage source.

- V_f = Forward voltage drop across the bootstrap diode.
- V_{LS} = Voltage drop across the low-side FET or load.
- V_{min} = Minimum voltage between V_B and V_S .
- Q_{is} = Level shift charge required per cycle

Consultando la hoja de datos del transistor IRF830 y el integrado IR2110, se tiene que $Q_g = 70nC$, $Q_{LS} = 5nC$, $I_{qbs(max)} = 230uA$, $f = 80KHz$, $V_f = 0,7$, $V_{CC} = 15V$, $V_{LS} = 10V$ y despreciando I_{CBS} , ya que es la corriente de fuga del capacitor, resulta:

$$C \geq \frac{2 \cdot [2.70nC + \frac{230uA}{80KHz} + 5nC]}{15 - 0,7V - 10V} = 68,77nC$$

El valor de C debe ser superior al calculado, por lo que usando dos capacitores cerámicos de 100nF en paralelo para lograr un total de 200nF, es suficiente para que se cargue en un tiempo demasiado corto y pueda habilitar la salida Ho del IR2110.

3.3. Potencia

En esta etapa se seleccionan los transistores de potencia para la conmutación y se calcula el valor del capacitor que se conecta a $V_{CC}/2$ y el primario del trafo como se muestra en la figura 8.

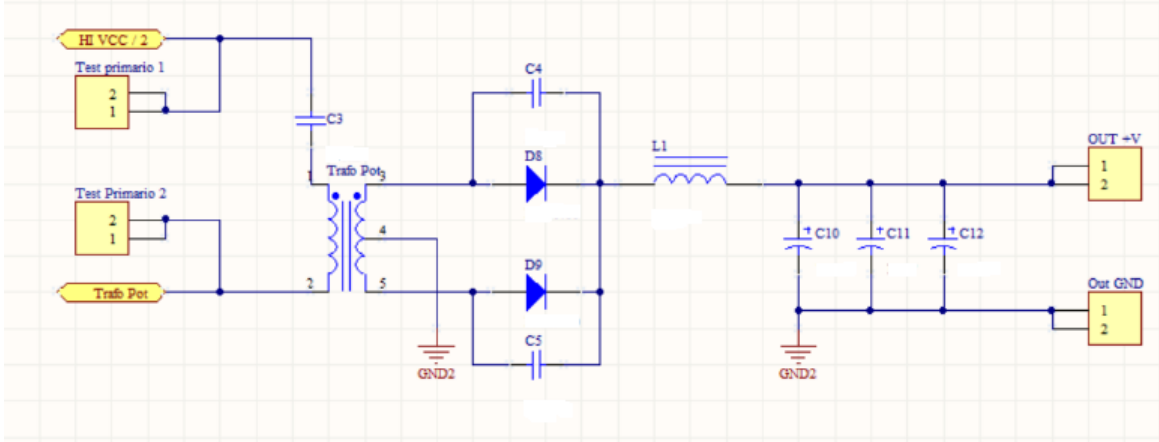


Figura 8: Circuito de salida, transformador, rectificación y filtro

Considerando la peor condición posible se escogen los transistores para una corriente máxima determinada por la corriente que deben conmutar y teniendo en cuenta el ciclo de trabajo de cada uno. La corriente de carga se calculó y es $I_{carga} = 459mA$, la corriente máxima por el drenador resulta:

$$I_{Dmax} = \frac{I_{carga}}{D} = \frac{459mA}{0,45} = 1,02A$$

La tensión que deben soportar debe ser mayor a la tensión V_{INmax} , esto es por que en cada momento que el transistor se bloquea cae toda la tensión que entrega el divisor capacitivo. Los valores son:

$$I_{Dmax} = 1,02A$$

$$V_{DSmax} = 155,5Vp$$

El IRF830 posee una $V_{DSmax} = 500V$ y una $I_{Dmax} = 5,9A$.

El capacitor que se muestra en la figura es de acoplamiento y sin polaridad el cual soporta la corriente que circula por el trafo. Como el capacitor se carga y descarga en todos los semiciclos de la frecuencia de conmutación, la componente de continua se suma a $V_{CC}/2$. La tensión del capacitor es:

$$\Delta V_C = I \cdot \frac{\Delta t}{C}$$

Donde I es la corriente del primario, Δt el intervalo de tiempo de carga del capacitor y C el valor del capacitor. El intervalo de tiempo se encuentra como:

$$\Delta t = \frac{D_{max}}{f} = \frac{0,45}{80KHz} = 5,62\mu s = t_{ON}$$

La tensión de carga debe tener un valor del 10 % al 20 % de $V_{CC}/2$, esto es:

$$15V \leq \Delta V_C \leq 30V$$

Despejando C se obtiene el valor del capacitor:

$$C = I \cdot \frac{\Delta t}{\Delta V_C} = \frac{1,02A \cdot 5,62\mu s}{15V} = 382,5nF$$

Por lo que el valor comercial más próximo es de 470nF/400V.

3.4. Transformador

El transformador que se usa es el proporcionado por la cooperativa de estudiantes electrónicos CEE, el cual tiene un rango de trabajo en frecuencia que va desde los 25KHz hasta los 150KHz, el material del núcleo es el N27 y la cazoleta EI25/13/7 la cual es útil para aplicaciones de mediana-baja potencia.

El diseño del trafo debe ser tal que pueda operar en un gran rango de ΔB posible. Se debe tener en cuenta su curva de histéresis.

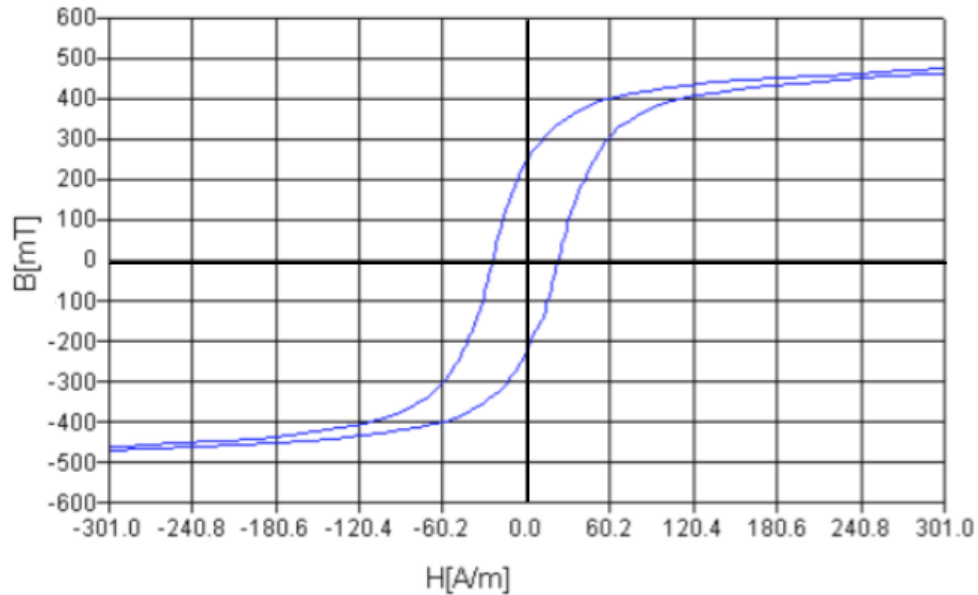


Figura 9: Curva de histéresis

Esto dará resultado a una cantidad de vueltas menor en el devanado, incrementando el rango de potencia y obteniendo menores pérdidas de inductancia por el devanado. Éste valor máximo de la densidad de flujo magnético está limitado por el valor de saturación.

El cálculo más crítico es de las vueltas del primario, por lo que se debe ajustar un valor definitivo por ensayo y error en el laboratorio. La cazoleta EI25 tiene un $A_{min} = 25,5mm^2$, se escoge un valor de densidad de flujo de $300mT$ y utilizando la fórmula de Faraday modificada, se tiene que:

$$N_P = \frac{\frac{D_{max}}{2} \cdot 10^9 \cdot V_P}{f_s \cdot \Delta B_{max} \cdot A_{min}} = \frac{0,2 \cdot 10^9 \cdot 155,5V}{80KHz \cdot 300mT \cdot 25,5mm^2} = 50,8$$

Por lo tanto se pueden tomar 51 vueltas en el primario. Debido a que en el secundario se necesita una tensión de 50V para la bobina de choque se debe tener una relación de $155/50 = 3.1$ entre el primario y secundario, lo que da como resultado una cantidad de vueltas de $N_S = 16$ para el secundario.

Para calcular la sección del alambre para el primario se adopta una densidad de corriente de $4,2A/mm^2$ y se tiene que:

$$\Phi_p = \sqrt{\frac{4 \cdot I}{\pi} \cdot J} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,58}{\pi \cdot 4,2}} = 0,41$$

Por lo tanto el diámetro para el primario es de $0,4mm^2$. Para el secundario, resulta que:

$$I_{RMS} = I_o \cdot \sqrt{\frac{D_{max}}{2}} = 2,5 \cdot \sqrt{\frac{0,45}{2}} = 1,18A$$

$$\Phi_s = \sqrt{\frac{4 \cdot I_{RMS}}{\pi \cdot J}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 1,18}{\pi \cdot 4,2}} = 0,59$$

Por lo tanto el diámetro para el alambre del secundario es de $0,6mm^2$

3.5. Rectificación y Filtro

En el secundario del transformador se encuentran dos diodos que rectifican la onda en forma completa, ya que es de punto medio. Éstos diodos son MUR840 y son capaces de soportar hasta 8A de corriente directa y 400V en conducción, éstos valores presentan una exageración para el diseño pero aseguran el perfecto funcionamiento en la etapa de salida.

La corriente media máxima para los diodos está definida como la mitad de la corriente máxima de salida:

$$I_{fav} \geq \frac{I_{Dmax}}{2} = \frac{4A}{2} = 2A$$

Debido a este valor se habla de una exageración. Pero utilizando diodos que trabajen al límite como el MUR640 que soporta hasta 4A se corre el peligro de que al quemarse dañen permanentemente los componentes utilizados antes del transformador.

Para el inductor se tomó el diseño que se debe realizar en la cátedra de Tecnología Electrónica donde se escoge un tipo de toroide y consultando sus características en la catálogo guía del fabricante se procede a elegir la sección del alambre y la cantidad de vueltas necesarias para el diseño en la fuente.

Este inductor trabaja en un sólo cuadrante de la curva de histéresis, ya que siempre será positiva la corriente. El núcleo deberá trabajar con un alto valor de saturación de densidad de flujo y una alta capacidad de almacenamiento de energía.

Luego de ser recificada la tensión, se obtiene una forma de onda cuadrada como la que se muestra en la figura 10 y cae sobre la bobina provocando una forma de corriente triangular que se opone a los cambios.

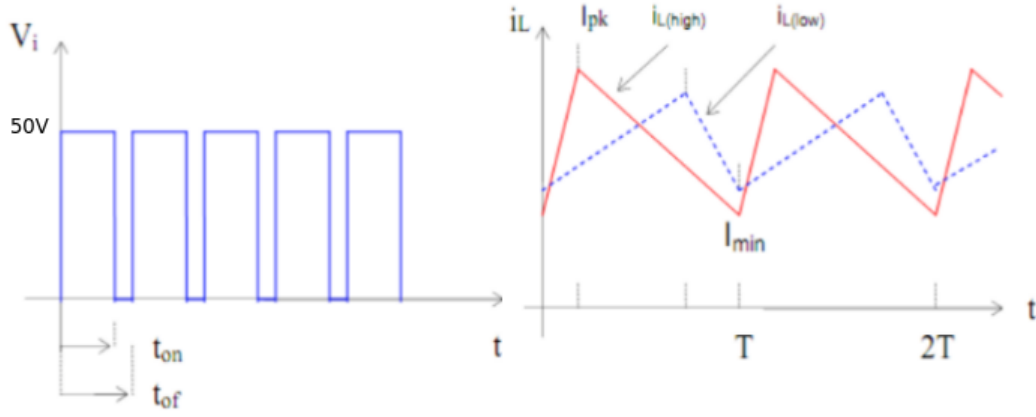


Figura 10: Voltaje y corriente en el inductor

Para el diseño de la bobina se debe tener en cuenta que la tensión de entrada es de 50V, mientras que la tensión de salida es de 25V, provocando así una caída de 25V, con estos datos se encuentra el t_{offmax} y luego el valor de inductancia:

$$t_{offmax} = \frac{1 - \frac{V_i}{V_o}}{2 \cdot f_s} = \frac{1 - \frac{25}{50}}{2 \cdot 80KHz} = 3,125us$$

$$L = \frac{V_o \cdot t_{offmax}}{0,25 \cdot I_{Omax}} = \frac{25 \cdot 3,125us}{0,25 \cdot 2,5} = 125uHy$$

El toroide de polvo de hierro es T90-26 y el factor de inducción es de $70nHy/v^2$, por lo tanto despejando el numero de vueltas se obtiene que:

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{125uHy}{70nHy/v^2}} = 42,25$$

De ésta forma se adopta un número de vueltas de 43. La sección será:

$$I_{RMS} = I_o \cdot \sqrt{\frac{D_{max}}{2}} = 2,5 \cdot \sqrt{\frac{0,45}{2}} = 1,18A$$

$$\Phi_s = \sqrt{\frac{4 \cdot I_{RMS}}{\pi \cdot J}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 1,18}{\pi \cdot 4,2}} = 0,59$$

Es decir $0,6mm^2$.

Los capacitores actuarán como filtros y mejorarán el ripple de salida:

$$C = \frac{I_{Omax} \cdot t_{offmax}}{V_{ripple}} = \frac{2,5 \cdot 3,125us}{0,4V} = 19,53uF$$

En la práctica se usaron capacitores en paralelo para disminuir la ESR. Se agregaron capacitores de 470uF/50V, 33nF/100V.

4. MEDICIONES

Las mediciones que se tomaron en pleno funcionamiento a la carga de valor final $R_L = 9\Omega$ fueron de 3,55A de corriente y 22V de tensión, resultando así una potencia de 78,1W.

La señal de salida del IR2110 que saturaba al transistor se observa en la figura 11.

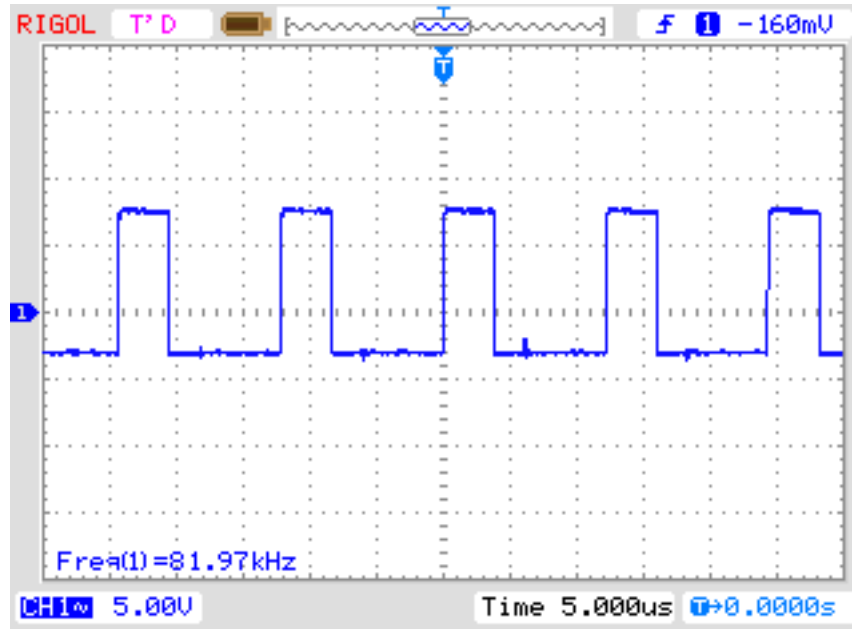


Figura 11: Salida Lo IR2110

Donde se puede observar que la frecuencia es de 80KHz.

La señal obtenida en el primario del transformador, luego de la conmutación de los mosfet, se observa en la figura 12.

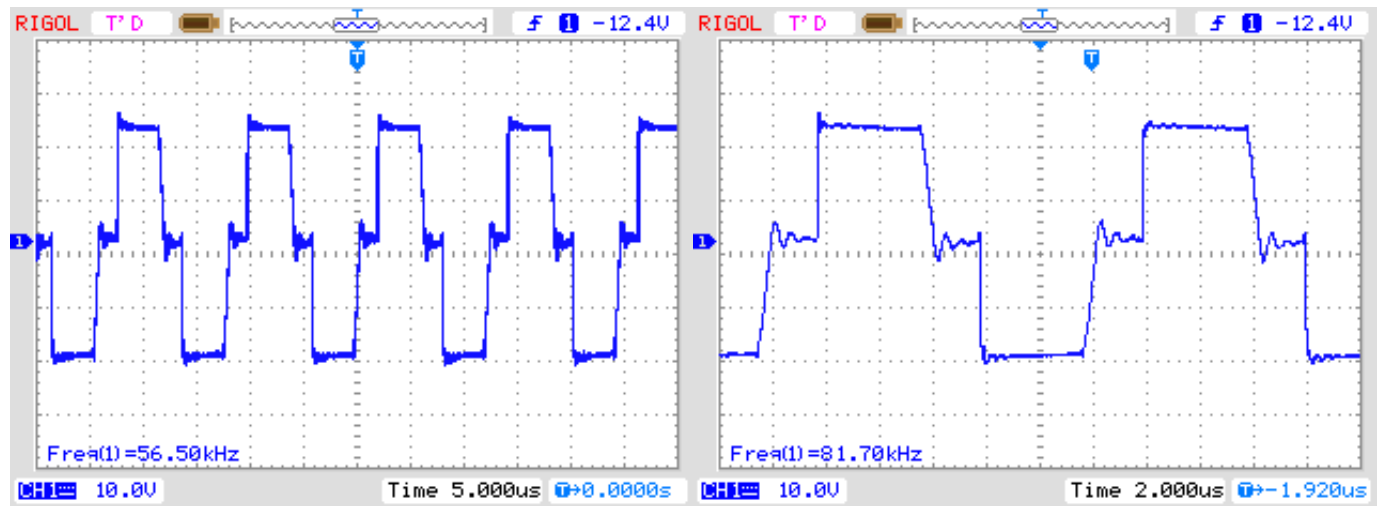


Figura 12: Primario del transformador

En la bobina de choque se puede ver la tensión que cae y midiendo la tensión en una resistencia sensora de 10Ω que esté en serie se puede observar la forma de onda de la corriente, esto se muestra en la figura 13.

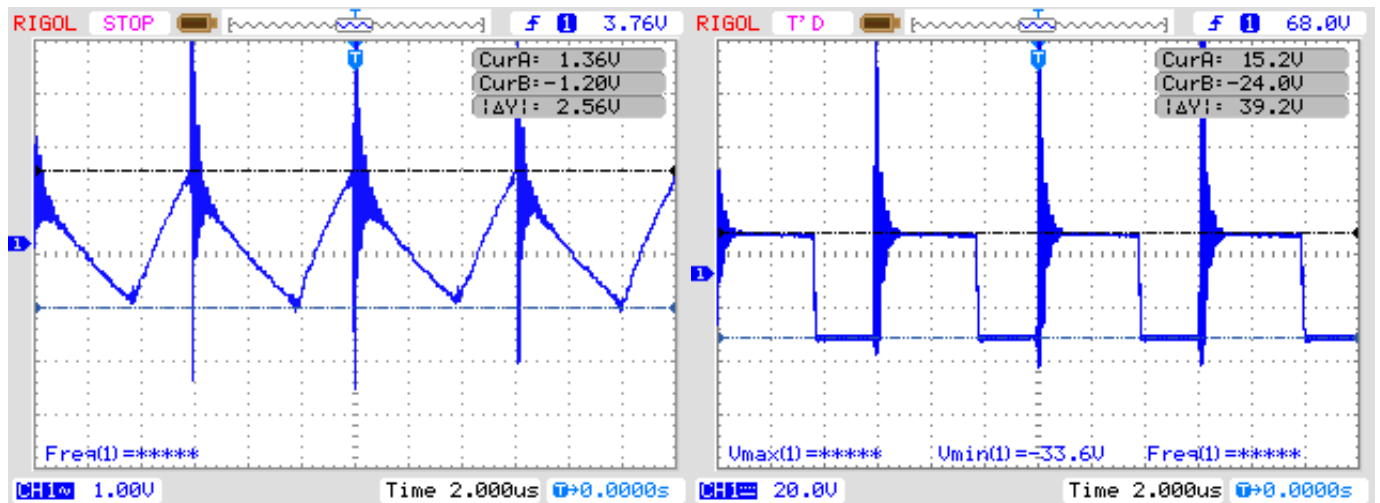


Figura 13: Forma de onda de corriente (izquierda) y tensión (derecha) en el inductor

Por último la tensión en la carga, un valor continuo sumado un pequeño ripple se observa en la figura 14.

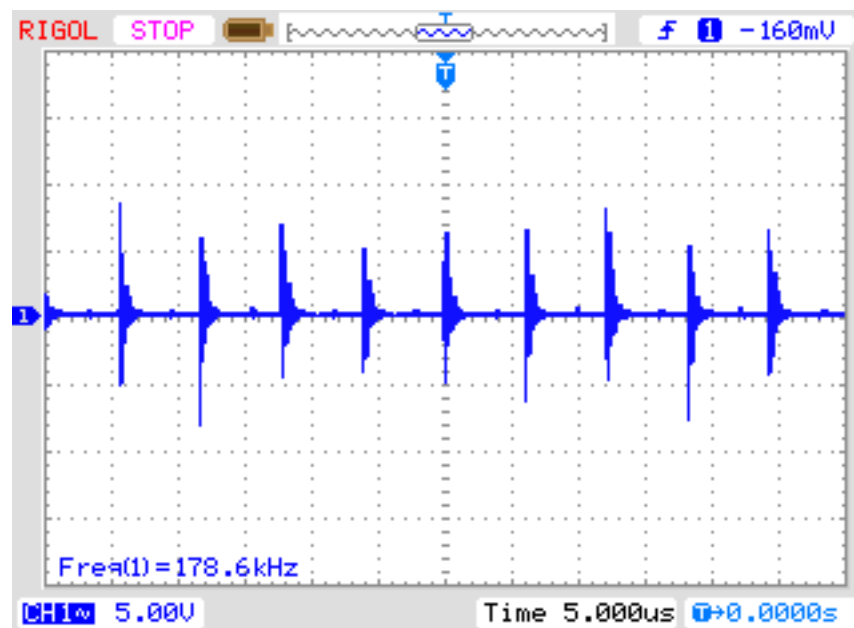


Figura 14: Tensión en la carga

El valor de ripple variaba entre los 250mV y 400mV, se podía apreciar una frecuencia aproximada de 160KHz, los que se obtienen luego de la rectificación.

5. CONCLUSIONES

El desarrollo de este práctico fue una labor frustrante debido a que luego de implementar el diseño no se obtuvieron los resultados esperados, y esto implicó recurrir a procedimientos de prueba y error. El primer problema se debió al cálculo del capacitor de bootstrap para el IR2110, el cual es muy arbitraria la elección del valor, con capacidades por encima de los microfaradios no lograba en forma correcta la conmutación del mosfet, se solucionó utilizando centenas de nanofaradios.

En el diseño del transformador hubo problemas con la señal esperada en el primario, donde se encontraba una señal cuadrada sin el tiempo muerto necesario, el núcleo superior no estaba bien alineado con el inferior y agregando un pequeño entrehierro se pudo ver la señal que se buscaba.

Para el diseño de la bobina de choque no hubo inconveniente alguno, al haberla diseñado con especificaciones de ayuda en un práctico de la cátedra de Tecnología Electrónica, respondió en forma adecuada sin hacerle ningún tipo de cambio.

Los diodos rectificadores de la salida que se sacaron de una fuente de PC se quemaron provocando el cortocircuito en el secundario y quemando los componentes de la etapa anterior, es decir, del primario del transformador. Utilizando los MUR460 que podían soportar hasta 4A de corriente se estaba trabajando al límite ya que se calentaban mucho y no llegarían a las especificaciones de la fuente, por último se utilizaron diodos MUR840 que soportaban hasta 8A y 400V, una exageración para los propósitos prácticos fueron suficientes para el funcionamiento correcto de la fuente.