

TRABAJO PRACTICO DE ELECTRONICA DE POTENCIA

Tema: Fuente conmutada

Integrantes:

Astigarraga, Nicolás Leg: 54.146

Montes, Andrés Leg: 48.135

Segovia, Franco Leg: 60085

Valdez,

Curso: 5R1

Año:2019

Introducción

El funcionamiento de una fuente conmutada será explicado con dos circuitos básicos. Para este ejemplo se tomará una entrada de 10V, para obtener 5 V en la carga. El funcionamiento de estas fuentes se basa en una llave controlada que trabaja conmutando la tensión de entrada entre los estados de encendido y apagado. En la figura 1 podemos observar la representación básica de un circuito como el descrito anteriormente, donde se cuenta con una fuente de tensión continua V , una carga RL y una llave Sw que es controlada por una onda cuadrada de cierta frecuencia y un ciclo de trabajo conocido. Para este ejemplo se tomará al el ciclo de trabajo del 50%, es decir la mitad del tiempo ésta llave se encontrará cerrada y la otra mitad del tiempo abierta. La tensión que se obtiene en RL se muestra en la figura 2, en donde la mitad del periodo están presentes los 10V y la otra mitad 0V. Entonces, se puede decir que la tensión promedio de ésta señal son exactamente 5V. Esta tensión de salida no presentaría mayores conflictos para una carga resistiva, pero si queremos alimentar con esta tensión, un circuito electrónico que requiera una tensión estable, lo más probable es que este no funcione correctamente. Para solucionar este problema, se agrega al circuito un inductor en conjunto con un capacitor, ósea un filtro LC, y un diodo que servirá para cerrar circuito cuando la llave esté abierta. A continuación en la figura 3 se presenta el circuito modificado.

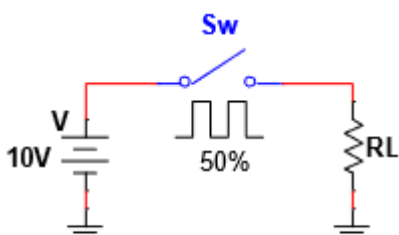


Figura 1: Representación básica de una fuente conmutada.

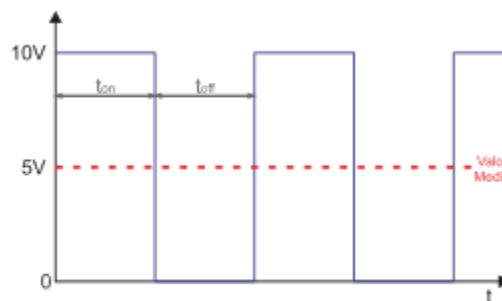


Figura 2: Tensión de salida tras conmutación.

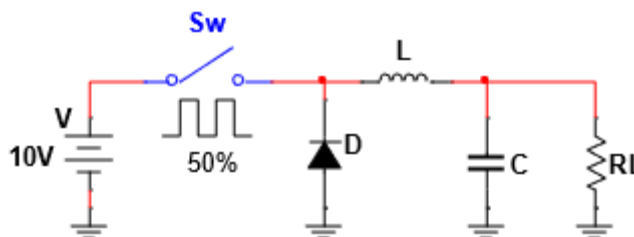


Figura 3: Circuito básico de una fuente conmutada

Un punto a favor de éste circuito es la gran eficiencia, en caso teórico es del 100 %. Ya que cuando el interruptor esté abierto cae ahí toda la tensión de entrada y no tenemos circulación de corriente, por lo tanto la potencia disipada es cero; en el momento que la llave se encuentra cerrada se tiene la máxima corriente a través de ella y la caída de tensión igual a cero, por lo tanto la potencia disipada también es nula.

En la realidad, estos circuitos presentan pérdidas de potencia en:

* El/los transistor/es de conmutación, que dependiendo de la frecuencia con la que se trabaje pueden llegar a ser importantes.

* El diodo, el cual tiene que ser un diodo shockley, rápido y de baja tensión para evitar mayores pérdidas.

* La resistencia equivalente del inductor.

Se supone en el primer instante la llave cerrada, en donde la corriente circula desde la fuente a través del inductor polarizándolo de la manera que se muestra en la figura 4 (a) hasta atravesar la carga, produciendo una caída de tensión en el sentido que se muestra en (a). En el otro instante de tiempo, cuando la llave se encuentra abierta, en el inductor se genera una tensión opuesta a la que tenía de modo que la energía almacenada se descarga a través de la carga con la polaridad que muestra la figura 4 (b), cerrando circuito por el diodo.

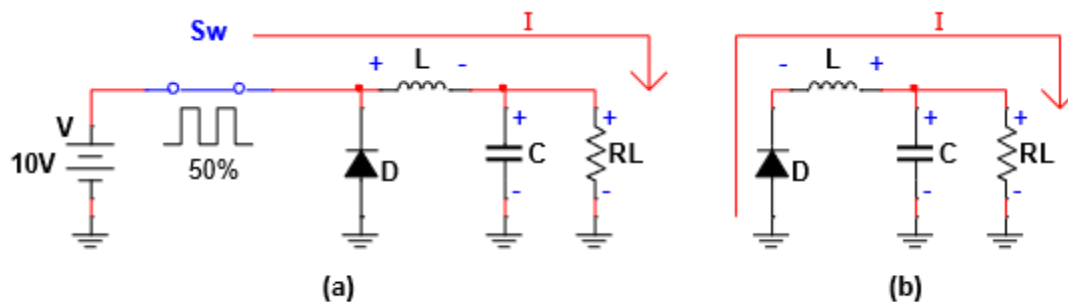


Figura 4: (a) Medio periodo con llave cerrada y (b) medio periodo con llave abierta

Entonces la tensión de salida ya no será 10V pero tampoco 5V, si no que quedará en un valor intermedio más bien “rizada” del modo que se muestra en la figura 5.

Este ruido o rizado que se puede producir en la salida depende de los valores utilizados en el par bobina -capacitor, en algunos casos para mejorar esto se puede agregar otro filtro LC.

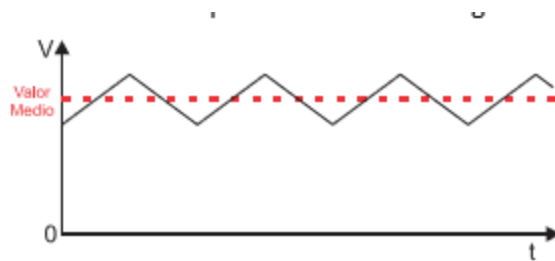


Figura 5: Tensión de salida final

Desarrollo

Se estudiará el diseño de una fuente de alimentación tipo Off-line forward simétrica en medio puente. El termino Off-Line 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. Además, no utiliza transformador de alimentación adicional, ya que se rectifica la línea y se convierte a la tensión de salida VO sin utilizar transformador adicional

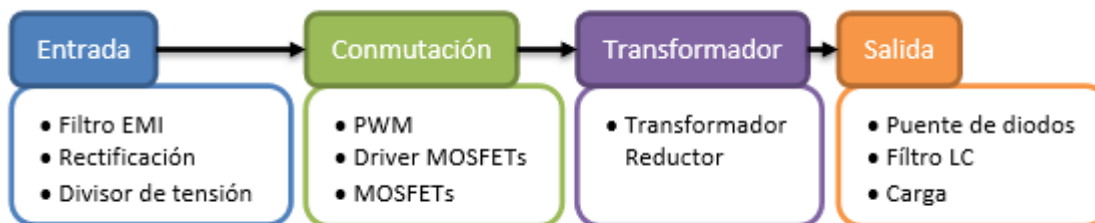


Figura 6: Diagrama en bloques.

Circuito Propuesto y Funcionamiento

Como entrada tenemos la tensión alterna de línea de 220VRMS Vac, que pasa por un filtro EMI y es rectificada por el puente de diodos conformado por D1, D2, D3 y D4 obteniendo una tensión pulsante $V_{acPico}=310VP$. Luego las resistencias R1 y R2 conforman un divisor resistivo, con el cual se obtiene la mitad de la tensión pico de línea de entrada $V_{acPico}/2 = 155V$, que es el valor al cual se cargan los capacitores C1 y C2. Estos son los encargados de almacenar la energía y proporcionar la corriente para el transformador, cuando los MOSFETs habiliten. En este circuito se observa que el PWM es el encargado de generar un tren de pulsos que excita a Q1 y otro tren de pulsos desfasado 180° respecto al anterior para excitar a Q2. Los MOSFETs trabajan en corte y saturación con estados opuestos en el mismo instante. Los tiempos en el cual trabaja cada MOSFET se controlan regulando el ciclo de trabajo (Duty) en el PWM. Cuando Q1 conduce, en los bornes del primario del transformador aparece la tensión VP, luego Q2 pasará a conducir, invirtiendo la polaridad en el transformador, haciendo circular la corriente en sentido contrario. Todo esto ocurre con una frecuencia de 80 kHz, utilizada en el circuito PWM. En el primario del transformador es vista una tensión cuya forma de onda se muestra en la figura 7, nótese que entre pulso positivo y negativo existe un tiempo en cero voltios o “tiempo muerto”, el cual es el tiempo en que los dos MOSFETs se encuentran apagados. Se deduce del funcionamiento descrito que si se produjera una conducción simultánea de Q1 y Q2, incluso por un pequeño intervalo, se producirá un cortocircuito en la tensión de alimentación provocando la destrucción de los semiconductores. Una vez que la señal ingresa al transformador, éste con una adecuada relación de vueltas, se encarga de reducir la tensión a la requerida. En la figura 7, sobre el secundario del transformador se puede apreciar la forma de onda, la cual es del mismo tipo que en el primario, pero de menor amplitud. Los diodos D5 y D6 se encargan de rectificar la señal, obteniéndose una señal pulsante del doble de frecuencia (160 kHz). En cuanto al circuito del secundario, trabaja de la siguiente manera: cuando Q1 está encendido, la corriente del secundario circulará por D5. Cuando Q1 conmuta a corte, la tensión en todos los bobinados cae a cero, pero la corriente en la carga deberá seguir circulando forzada por la descarga de la bobina cerrando circuito por el punto central del devanado secundario. El comportamiento es similar cuando Q2 está encendido, con la corriente circulando por el diodo D6.

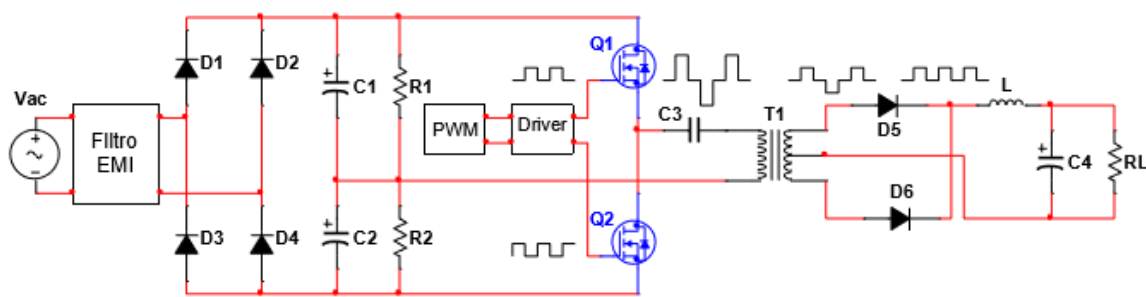


Figura 7: Circuito propuesto a implementar

A continuación se detalla la etapa de entrada

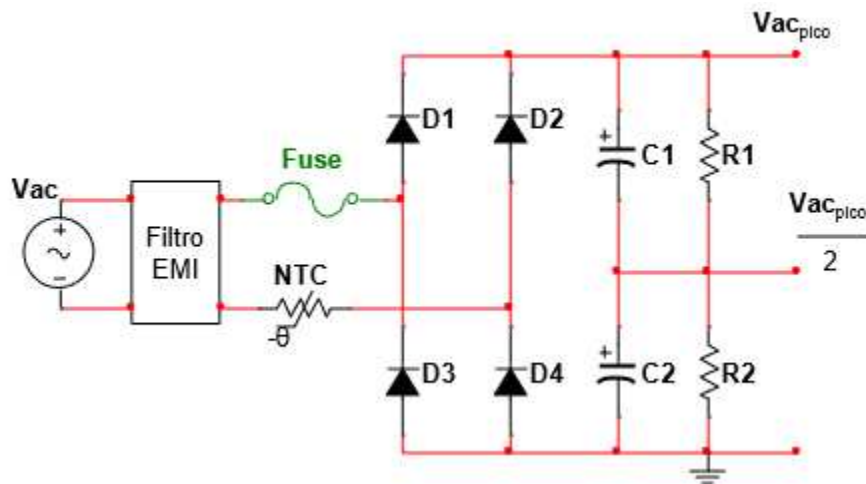
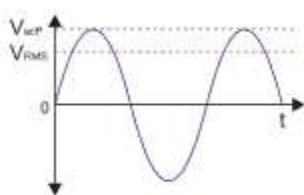
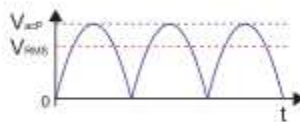


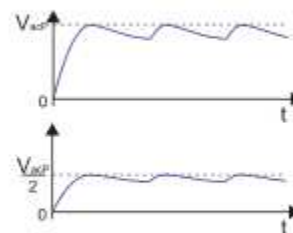
Figura 8: Circuito d entrada.



(a)



(b)



(c)

Figura 9: Formas de onda circuito de entrada. (a) Tensión alterna de entrada, (b) Tensión Rectificada (continua pulsante), (c) Tensión continua filtrada.

Puente de diodos

El circuito se alimenta con la tensión alterna de línea monofásica de 220VRMS (310Vpico o 620VPP) figura 9a. Esta tensión se rectifica mediante el puente de diodos (D1, D2, D3 y D4) para obtener una señal pulsante positiva (figura 9b), la cual, posteriormente es filtrada con el conjunto de capacitores (C1 y C2) que la convierte en una continua (figura 9c), “algo más”

constante. La corriente que deben soportar estos diodos todavía no se sabe con exactitud debido a que recién se inicia el análisis, pero se puede aproximar mediante los valores de diseño

de potencia. Esto es así ya que en el transformador se debe cumplir la ley de conservación de energía, y si en la entrada del transformador hay mayor tensión que en la salida, entonces la corriente a la entrada debe ser menor que a la salida para mantener la relación de potencia. Sabiendo que se requiere una potencia de 50W a la salida y suponiendo que la eficiencia de nuestra fuente será $\eta=70\%$, entonces:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \rightarrow P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} = \frac{50W}{0,7} \cong 72W$$

$$P_{in} = V \cdot I \rightarrow I_{in} = \frac{P_{in}}{V} = \frac{72W}{220V} = 328mA$$

$$I_{puente} \geq 3 \cdot I_{in}$$

Por lo que se toma que $I_{puente} \geq 1A$, para tener un margen de seguridad considerable ante cualquier eventualidad y evitar el estrés térmico sobre estos componentes. Otro de los aspectos a tener en cuenta, es el pico de corriente máximo no repetitivo IFSM que sucede al conectar la fuente a la línea de tensión cuando los capacitores están descargados.

Este valor se deduce mediante una simulación luego del cálculo de C1, C2 y la resistencia NTC realizado en puntos posteriores.

Divisor Resistivo

R1 y R2 La función de estas resistencias, es dividir en 2 la tensión continua que otorga el puente de diodos. Los capacitores C1 y C2 se cargaran a el valor tensión que etas resistencias dicten, por lo que estas deben tener el mismo valor ser lo más exactas posible. Para no perder potencia innecesariamente deberían ser del orden de los mega Ω , pero si así fuera no se cargarían los capacitores en el tiempo requerido y existe más posibilidad de diferencia debido a la tolerancia. Si se usan valores muy chicos de resistencia, existirán pérdidas innecesarias de potencia, debido a que en las dos resistencias circulara una mayor corriente. Por las razones expuestas anteriormente, se utilizaran resistencias de precisión del orden de kilo Ω . En este caso:
R1=R2=150K Ω

Capacitores

C1 y C2 Estos tienen la función de filtrar la señal rectificada y almacenar energía para ser entregada cuando el transformador lo requiera. La capacidad máxima necesaria para almacenar energía depende de la corriente que exija el circuito, es decir depende de la corriente de salida que se refleja a la primera etapa mediante el transformador. Utilizando los valores de diseño de rendimiento y potencia, se puede calcular la corriente necesaria a la entrada. Para simplificar se hará de cuenta que se trata de un sólo capacitor, luego se adaptará para C1 y C2 en serie. De cálculos y análisis anteriores, sabemos que la tensión sobre el transformador será:

$$\frac{V_{pico}}{2} = 155V \rightarrow V_{trans} = 155V \cdot 0,8 = 124V$$

Donde, 0,8 es el ciclo de trabajo máximo que se aplica (Esto se explicará más adelante en la sección del driver.) Por otro lado, también estimamos una potencia de 72W necesaria en la entrada, entonces:

$$P_{in} = V_{trans} \cdot I_{trans} \rightarrow I_{in} = \frac{P_{in}}{V_{trans}} = \frac{72W}{124V} \cong 600mA_{ef}$$

Esta corriente es la que debe entregar el capacitor cuando se descarga por el transformador. Entonces, utilizando una tensión de riple máxima de 30Vpp (valor admisible para este diseño) y sabiendo que la señal rectificada tiene una frecuencia de $f=100Hz$:

$$C_T = \frac{I_{trans}}{V_{pp\ ripple} \cdot f} = \frac{0,6A}{30V \cdot 100Hz} = 200\mu F$$

Este sería el valor si se tratara de un sólo capacitor. En este caso se utilizan 2 para dividir la tensión, y al estar en serie y sabiendo que ambos deben ser iguales:

$$C_T = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \quad y \quad C_1 = C_2 \quad \rightarrow \quad C = C_T \cdot 2 = 400\mu F$$

$$C_1 = C_2 = 400\mu F$$

Se seleccionaron 2 capacitores de 470 μF (valor comercial más cercano) con una tensión máxima de 200V ya que cada uno se cargará a 155V. Con estos valores se asegura que los capacitores puedan entregar la corriente deseada.

Protección contra corriente de arranque (inrush)

Cuando se enciende la fuente y los capacitores de filtrado están descargados, se genera un pico de corriente bastante elevado (de varios amperes) hasta que estos se cargan. Esta corriente de arranque (inrush), puede dañar severamente componentes individuales en la fuente en sí, o a la línea donde esta se conecta. Una manera de mitigar este problema es mediante la utilización de resistores NTC, los cuales disminuyen su resistencia a medida que se eleva su temperatura. Si colocamos un termistor en serie en la entrada del circuito, previo al encendido, este se encontrará a temperatura ambiente con un valor de resistencia elevado. Al encender la fuente, el NTC limitará el paso de la corriente, pero con la circulación de ésta, el termistor elevara su temperatura por efecto joule y disminuirá su resistencia a un valor poco significativo, permitiendo el paso “sin restricciones” de la corriente demandada por el circuito. Para estimar el valor del pico máximo de corriente que tendremos en la entrada, se realizó una simulación del sistema mostrado en la figura 8, sin ningún tipo de protección ni filtro, donde se obtuvo el resultado mostrado en la figura 10. Aquí observamos un pico máximo de 23A aproximadamente.

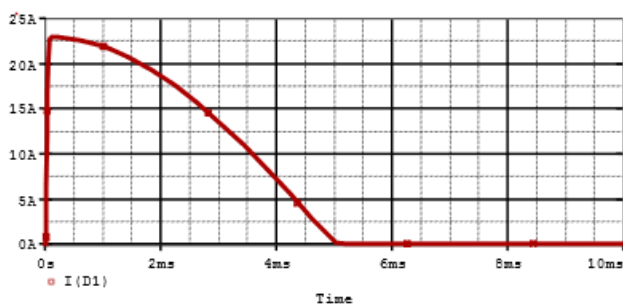


Figura 10: Simulación de pico de corriente en encendido SIN termistor NTC. $I_{Max}=23A$

Para la disminución de este pico a una cifra un poco “más tolerable”, se seleccionó (por razones de disponibilidad) un termistor SCK 15-303 cuya resistencia a 25°C es de 30Ω. Este disminuirá su resistencia con el paso de la corriente llegando aproximadamente a un valor de 5Ω para una corriente RMS estimada de 400mA.

Protección contra sobre corriente (fusible)

Se seleccionó un fusible estándar de 500mA, que se destruya ante una eventual elevación constante de corriente, pero que SI soporte el pico máximo de arranque (poco tiempo) sin destruirse.

Filtro EMI

Las siglas EMI corresponden a “ElectroMagnetic Interference” en inglés, y se refiere a la interferencia electromagnética producida por un circuito. Este ruido electromagnético, compuesto por sobre picos de tensión y corriente, se filtra a la red perjudicando otros equipos conectados a la misma. Las EMI son imposibles de eliminar, aunque con esfuerzo y un buen diseño pueden disminuirse. Es por esta razón que se utilizan filtros para evitar que el restante de este ruido pase a la red. Los circuitos conmutados de potencia, como el estudiado en este trabajo, producen gran cantidad de EMI. Es por esta razón que se hace necesario la implementación de un filtro EMI a la entrada para evitar perjudicar otros equipos. La mayoría de los convertidores CA-CC incorporan filtros EMI dentro del gabinete para suprimir los ruidos en su mayoría. Están basados en sencillos circuitos inductivos que trabajan básicamente en modo diferencial, junto a capacitores que se colocan en paralelo con la línea de alimentación de red. Los circuitos más elaborados, de mayor calidad y costo, incorporan además capacitores referidos a GND que tienen la propiedad de filtrar los ruidos y poseen un trabajo denominado en modo común.

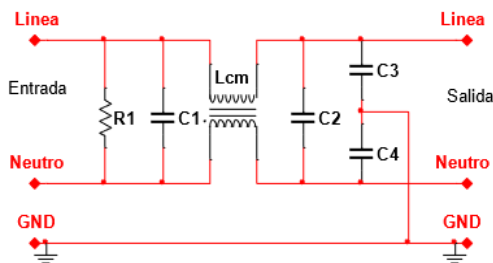


Figura 13: estructura Filtro EMI.

Etapa de Conmutación

Esta etapa se encarga de proporcionar al transformador las señales rectangulares de potencia, las cuales luego serán usadas en la etapa de salida para excitar el filtro LC.

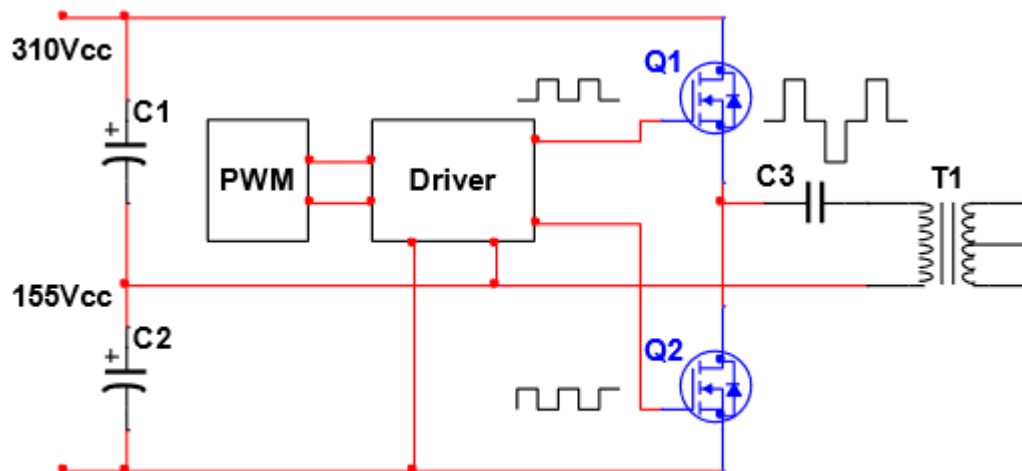


Figura15: Esquema generalizado de circuito de Conmutación

PWM

Para lograr una señal modulada en ancho de pulso (PWM), se utilizó el integrado TL494. El mismo cuenta en su salida con 2 transistores con colector y emisor abierto, cuyas bases pueden ser excitadas en modo "único" o "complementario". Dicho integrado se configuro e implementó según el esquemático de la figura 16:

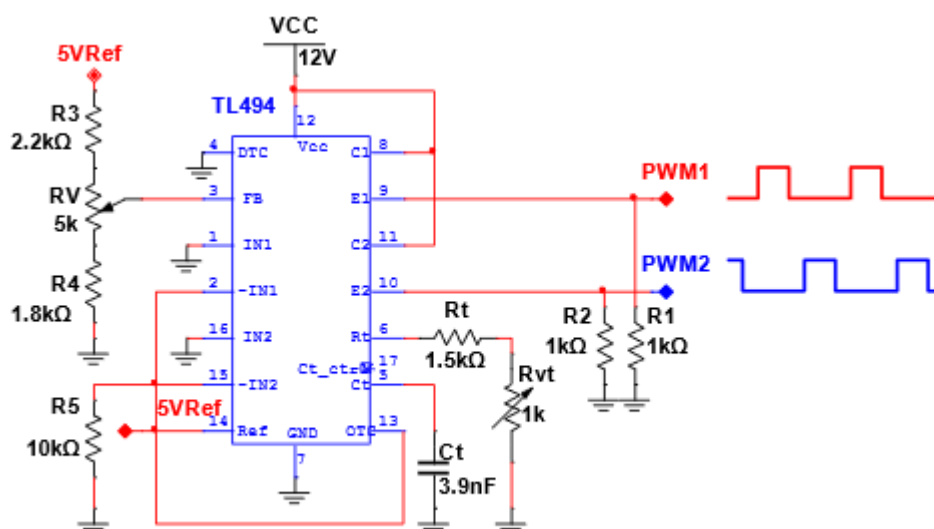


Figura 16: Generador de PWM TL494 en modo complementario.

La frecuencia de oscilación del integrado se fija con dos componentes externos, el capacitor Ct y la resistencia Rt. La fórmula para obtener sus valores es la siguiente:

$$\text{Modo Complementario} \rightarrow f_0 = \frac{1}{2 * R_t * C_t}$$

Sabiendo que se utilizará una frecuencia de conmutación de 80KHz, podemos fijar un valor de nuestra conveniencia para C_t ($C_t = 3,9\text{nF}$), con lo que calculamos los valores de resistencia requeridos para lograr dicha frecuencia deseada ($R_t = 1,6\text{k}\Omega$). Teniendo en cuenta la tolerancia de los componentes, se utiliza una resistencia de valor fijo $R_t = 1,5\text{k}\Omega$ y una resistencia variable $R_{vt} = 1\text{k}\Omega$ en serie para un ajuste preciso de la frecuencia requerida. Las resistencias R_3 , R_4 y R_V generan un divisor resistivo que permite controlar el ciclo de trabajo (duty) del PWM.

Driver MOSFETs

Para acoplar el circuito de comando, ósea el PWM, al par de transistores de potencia se utiliza el integrado IR2110 configurado como se muestra en la figura 17.

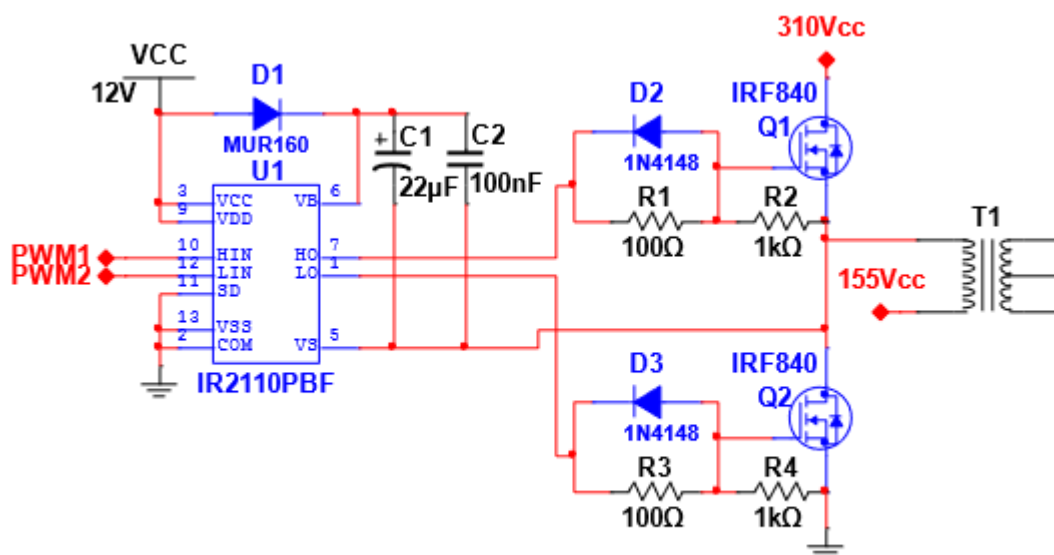


Figura 17: Driver para MOSFETs IR2110 y transistores de conmutación.

A este CI, se le inyectan las señales PWM complementarias provenientes del TL494. En el esquema de la figura 17 se observa la conexión del medio puente formado por ambos MOSFETs, en donde el circuito integrado es el encargado de entregar en sus salidas la suficiente tensión para saturar el transistor que corresponda, dependiendo del nivel lógico presente en sus entradas Hin y Lin. Para disparar los MOSFET se necesita una tensión en el gate respecto de source. Como en Q1 no es claro lo que se tiene en source, el IR2110 y un conjunto diodo-capacitor (D1, C1 y C2) se utilizan para proporcionar el suministro de “tensión flotante” necesario para saturarlo. Esta configuración se denomina Bootstrap. Cuando se satura Q2, la tensión V_s del IR2110 es prácticamente 0V y el conjunto C1 y C2 se carga a $V_{CC} - V_{D1}$ a través del diodo D1. Ahora bien, cuando Q2 está en corte, los capacitores se encargan de suministrar la “tensión flotante” y el diodo D1 ahora polarizado inversamente impide que la corriente circule hacia VCC, posibilitando así disparar el MOSFET Q1. Fijando la atención en D1,

se tiene que tener en cuenta la tensión de pico repetitivo inversa soportada, ya que, sobre él caerá directamente la señal alterna con una frecuencia de 80 kHz, siendo este último valor un parámetro fundamental a la hora de su elección. Las resistencias R1 y R3 cumplen la función de limitar la corriente a través de la salida del driver. Mientras que los diodos D2 y D3 de la figura 17, ayudan a lograr un tiempo de apagado menor de los MOSFETs, permitiendo la descarga rápida (evitando el paso por las resistencias R1 y R3) de las cargas acumuladas en las capacidades parasitas de la compuerta. Las resistencias R2 y R4, cumplen la función de prevenir encendidos accidentales de los MOSFETs a causa de “ruidos externos”. Esto, usualmente se da en el encendido, cuando las compuertas están “flotantes”. No hay que olvidar que el MOSFET posee capacidades de “Miller” entre el terminal Drain y Source, que pueden almacenar una cierta carga y mantenerlo encendido si estas no se evacuan correctamente. Por tal motivo se emplea R2 y R4 actuando como resistencias de “pull-down”.

Transistores de Potencia

Como se debe tomar la peor condición posible, se escogen los mosfet para una corriente máxima. Ésta se determina mediante la corriente media que deben conmutar ($I_{trans} = 0,6 \text{ A}$), y teniendo en cuenta el ciclo de trabajo de cada uno (Duty). Por lo tanto, corriente máxima:

$$I_{Dmax} \cdot \frac{V_{in}}{2} \cdot D = \frac{P_o}{2\eta} \rightarrow I_{Dmax} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_{in} \cdot D}$$

ID (corriente de drain) es máxima para Dmin y Vin min, considerando Dmin = Dmax = 0,4 se obtiene:

$$I_{D\text{ ef } max} = \frac{0,6A}{0,4} = 1,5A_{ef}$$

Se suponen que los pulsos de corriente son aproximadamente rectangulares durante la conmutación. Por lo tanto la tensión máxima que deberán soportar los MOSFET es cuando Vin=Vin max= 310VP ya que cuando un MOSFET conmuta, éste aplica su tensión de conmutación al otro que se encuentra bloqueado. Por lo tanto para la selección del dispositivo de potencia se debe tener en cuenta que: $ID > 0,25 \text{ A}$ y $VDmax > 310 \text{ V}$

Transformador

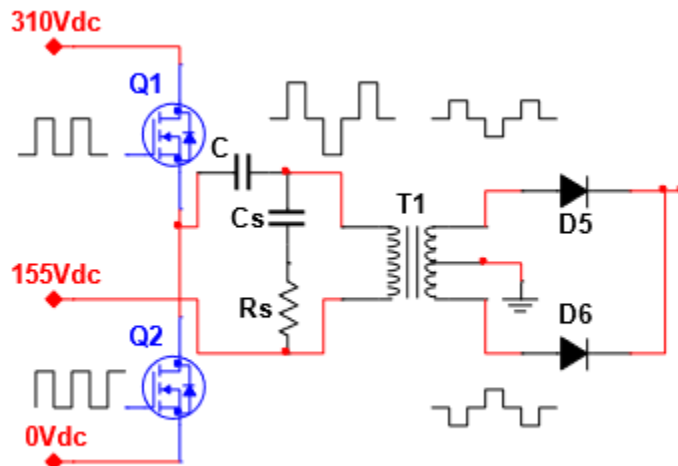


Figura 18: Esquema de transformador de potencia

Para la construcción del transformador, debido a disponibilidad, se utilizó una cazoleta con núcleo de ferrita formato EI con las siguientes características: Núcleo: EI 33/23/13 (Ferroxcube) Material: 3C90 Área efectiva de Nucleo: $A_e = 1,18 \text{ cm}^2$ Frecuencia de trabajo: $15 \text{ kHz} < f < 120 \text{ kHz}$

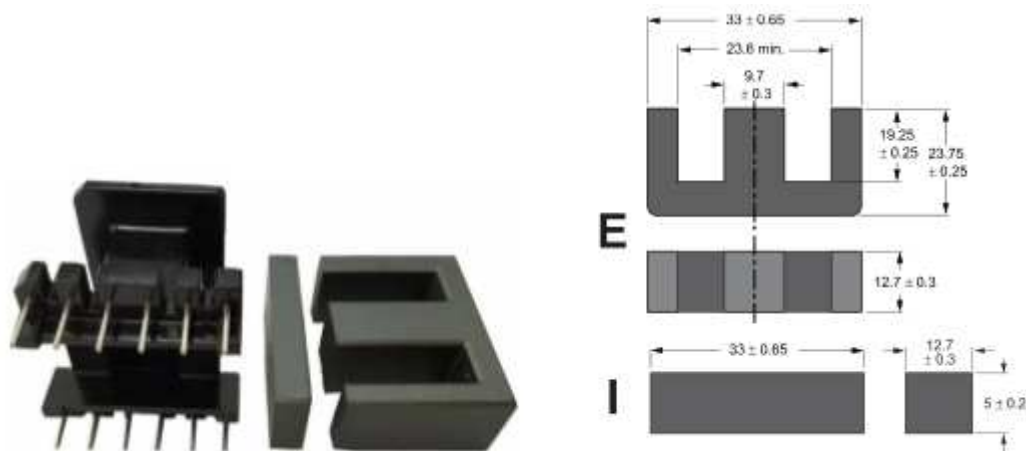


Figura 19: Fotografía y Dimensiones Núcleo EI33

Utilizando las gráficas del material se elige un $B = 220 \text{ mT} = 2200 \text{ G}$, ya que en ese punto el μ del material es bastante estable respecto a la variación de temperatura. Además se encuentra en un valor intermedio de la curva de histéresis, lo cual asegura que el núcleo no se sature en un rango grande de temperatura. Pero al ser un material blando se debe tener cuidado que la intensidad de campo magnético no aumente, ya que si lo hace el núcleo satura. Para los cálculos se puede utilizar H o B indistintamente, ya que ambos están relacionados por $B = \mu \cdot H$. Y el valor de μ se mantiene bastante constante en el lugar de diseño elegido

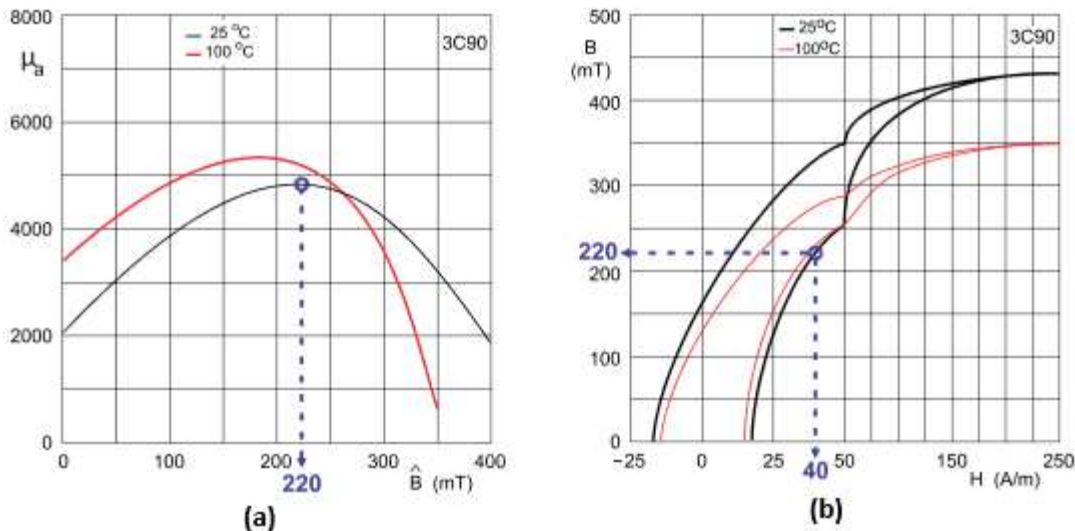


Figura 20: Material 3C90. (a) Curvas Permeabilidad vs Densidad de flujo pico. (b) Curvas B-H.

Numero de vueltas

Ahora para realizar el cálculo de vueltas utilizamos: $V_{primario} = 4,44 \cdot f \cdot B \cdot N_p \cdot A_e \cdot 10^{-8}$

Entonces, sabiendo que:

$V_{primario} = 155V \cdot 0,8 = 124V$ (tensión eficaz aplicada, por el duty máximo posible), $f = 80kHz$, $B = 2200G$ y $A_e = 1,18cm^2$

$$N_p = \frac{V_{primario}}{4,44 \cdot f \cdot B \cdot A_e \cdot 10^{-8}}$$

$$N_p = \frac{124V}{4,44 \cdot 80kHz \cdot 2200G \cdot 1,18cm^2 \cdot 10^{-8}} \cong 19 \text{ vueltas}$$

Y sabiendo que:

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{V_s}{V_p} \rightarrow N_s = \frac{N_p \cdot V_s}{V_p} = \frac{19 \cdot 2 \cdot 30V}{124V} \cong 10 \text{ vueltas}$$

Debido a que debemos utilizar una tensión de secundario superior a la requerida para compensar posibles pérdidas y caídas de tensión, utilizamos $V_s = 30V$, y al ser un transformador con punto medio, debemos multiplicar por 2. Con lo que deberemos hacer 2 bobinados de 5 vueltas cada uno.

Diámetro de conductores

Utilizando una densidad de corriente de $J = 4A/mm^2$

$$\Phi_p = \sqrt{\frac{4 \cdot I_p}{\pi \cdot J}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,6A}{\pi \cdot 4 \frac{A}{mm^2}}} = 0,44mm \cong 0,5mm$$

$$\Phi_s = \sqrt{\frac{4 \cdot I_s}{\pi \cdot J}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 3A}{\pi \cdot 4 \frac{A}{mm^2}}} = 0,98mm \cong 1mm$$

Capacitor de Acople C

Su función es impedir el paso de componente continua al transformador. Esto es así para que no sature. Este capacitor de acoplamiento es del tipo sin polaridad. Tiene que ser capaz de poder manejar la corriente del primario y soportar la tensión de entrada. Un aspecto importante relacionado con el valor de este capacitor es la tensión. Debido a que el capacitor se carga y descarga todos los semiciclos de fS, la componente en continua se adiciona a $V_{in}/2$. La tensión de carga del capacitor es:

$$V_C = \frac{I_C}{C} \cdot \Delta t \rightarrow C = \frac{I_C}{V_C} \cdot \Delta t$$

Siendo $I_C = I_{trans}$, la corriente que circula en el primario, C la capacidad y Δt el intervalo de tiempo en que el capacitor se carga.

$$\Delta t = T \cdot D_{max} = \frac{1}{f} D_{max} = \frac{1}{80kHz} \cdot 0,8 = 10\mu s$$

Si la tensión de carga V_C debe tener un valor del 10 % al 20 % de $V_{in}/2$ entonces:

$$C = \frac{0,6A}{20V} \cdot 10\mu s = 300nF$$

Por lo que se elige el capacitor de valor comercial más cercano de 330nF/400V, el cual no tiene polaridad.

Red snubber en primario

El capacitor RS y CS son utilizados para asistir en el apagado de los transistores de alta tensión Q1 y Q2. Cuando alguno de los MOSFETs se apaga, la inductancia del transformador tendera a mantener el flujo de corriente existente a través de él, generando sobre picos de tensión y eliminando los tiempos muertos necesarios. Aquí es donde entra en juego la red snubber, proveyendo un camino alternativo para la circulación de la corriente y previniendo los picos de tensión excesivos que disminuyen la vida útil de los componentes. Se utilizó una RS=150 y CS=2,2nF. Los valores de estos componentes surgieron de la experimentación sobre el circuito y del análisis de fuentes conmutadas de similares características a la que se está diseñando.

Etapa de salida

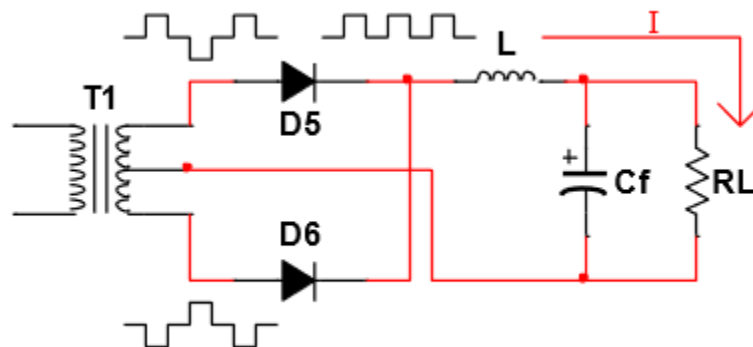


Figura 21: Esquema de etapa de salida

Diodos rectificadores

Los diodos D5 y D6 cumplen la función de rectificar la señal alterna cuadrada proveniente del transformador. Estos permiten obtener la señal pulsante deseada vista al principio. Para la elección de estos diodos se debe tener en cuenta:

- * La frecuencia de trabajo. Debido a la rectificación, la frecuencia de la señal pulsante saliente de la etapa de rectificación es el doble de la existente en el transformador, es decir: $f_{out} = 160\text{kHz}$. Pero los diodos deben trabajar, cada uno, a la mitad de la frecuencia, es decir: $f_{diodo} = 80\text{kHz}$.
- * La corriente que circula por ellos. Existen dos valores de corriente que permiten la elección del diodo correcto: I_{ef} e I_p (valor eficaz y valor pico). La corriente eficaz que circula por los diodos depende del ciclo de trabajo de la señal, pero en el peor de los casos estos deben soportar la mitad de corriente de la salida (3A). Esto se debe a que trabaja un diodo a la vez. Por esta razón el valor mínimo deberá ser $1,5A_{ef}$. La corriente pico repetitiva que deben soportar depende de la carga y de la corriente que requiera la etapa de salida. Este valor se puede aproximar al valor máximo de salida, es decir: $3A_p$.
- * La tensión inversa de pico repetitivo que deben soportar. La tensión inversa que existe en los bornes de cada diodo depende de la tensión del secundario. la tensión inversa que debe soportar cada diodo es el doble de la tensión pico del ánodo. Por esto: $V_{pk} = 50V$
- * Caída de tensión en el diodo V_F . Esta, es importante tenerla en cuenta, debido a que es la causante de una de las pérdidas más grandes en las fuentes conmutadas, gracias a las grandes corrientes que pueden entregar.

Inductor

Conceptos teóricos a tener en cuenta para la determinación de la bobina de choque

- * Material de alto valor de saturación de densidad de flujo en el material, ya que si se satura existirá un punto en donde el campo magnético no sufrirá cambios significativos ante variaciones

importantes de la intensidad del campo magnético. Traduciéndose en energía disipada en forma de calor.

*Alta capacidad de almacenamiento de energía, para que durante los tiempos toff pueda cumplir con la corriente requerida por la carga.

* Se diseña con una capacidad del 50 % más que la que requiere la carga, durante el ciclo de operación.

Con esto presente procedemos a calcular el valor de dicho inductor.

La cantidad de energía que almacena el inductor durante cada ciclo es:

$$\Delta E = \frac{1}{2} \cdot L \cdot (i_{pk} - i_{min})^2$$

La cantidad de energía remanente en el núcleo se encuentra dada por:

$$E_{rem} = \frac{1}{2} \cdot L \cdot i_{min}^2$$

Para calcular el valor de la inductancia, se necesita saber el tiempo toffmax. Conociendo el valor de la frecuencia de la señal en la etapa de salida luego de ser rectificada (f=160kHz) se obtiene:

$$t_{offmax} = D_{off} \cdot T = \frac{D_{off}}{f} = \frac{0,2}{160kHz} = 1,25\mu s$$

Tomando el ΔI_L (ripple de corriente) el 20 % de la corriente de salida Iomax, se calcula L:

$$L = \frac{V_o \cdot t_{offmax}}{\Delta I_L} = \frac{25V \cdot 1,25\mu s}{20\% \cdot 3A} = 52,08\mu H$$

Para la construcción de este inductor se utilizó un núcleo toroidal T106-26:

$$N = \sqrt{\frac{L [nH]}{A_L [nH/vueltas^2]}} = \sqrt{\frac{52080 [nH]}{93 [nH/vueltas^2]}} = 23,66 vueltas$$

$$\boxed{N \cong 24 vueltas}$$

$$\Phi_c = \sqrt{\frac{4 \cdot I_s}{\pi \cdot J}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 3A}{\pi \cdot 4 \frac{A}{mm^2}}} = 0,98mm \cong \boxed{1mm}$$

Capacitor C_f

Para el cálculo del capacitor de salida C3 se fija como tensión de ripple máxima V_{ripple} = 400mV, la cual es exigida como diseño en la consigna. Entonces:

$$C_f = \frac{I_o}{V_{ripple\ pp} \cdot f_s}$$
$$C_f = \frac{3A}{0,4V \cdot 160kHz} = \boxed{46,88\mu F}$$

El valor comercial más cercano es de 47 μ F, pero por cuestiones de disponibilidad se utilizó un capacitor electrolítico de 100 μ F/35V.

Circuito final

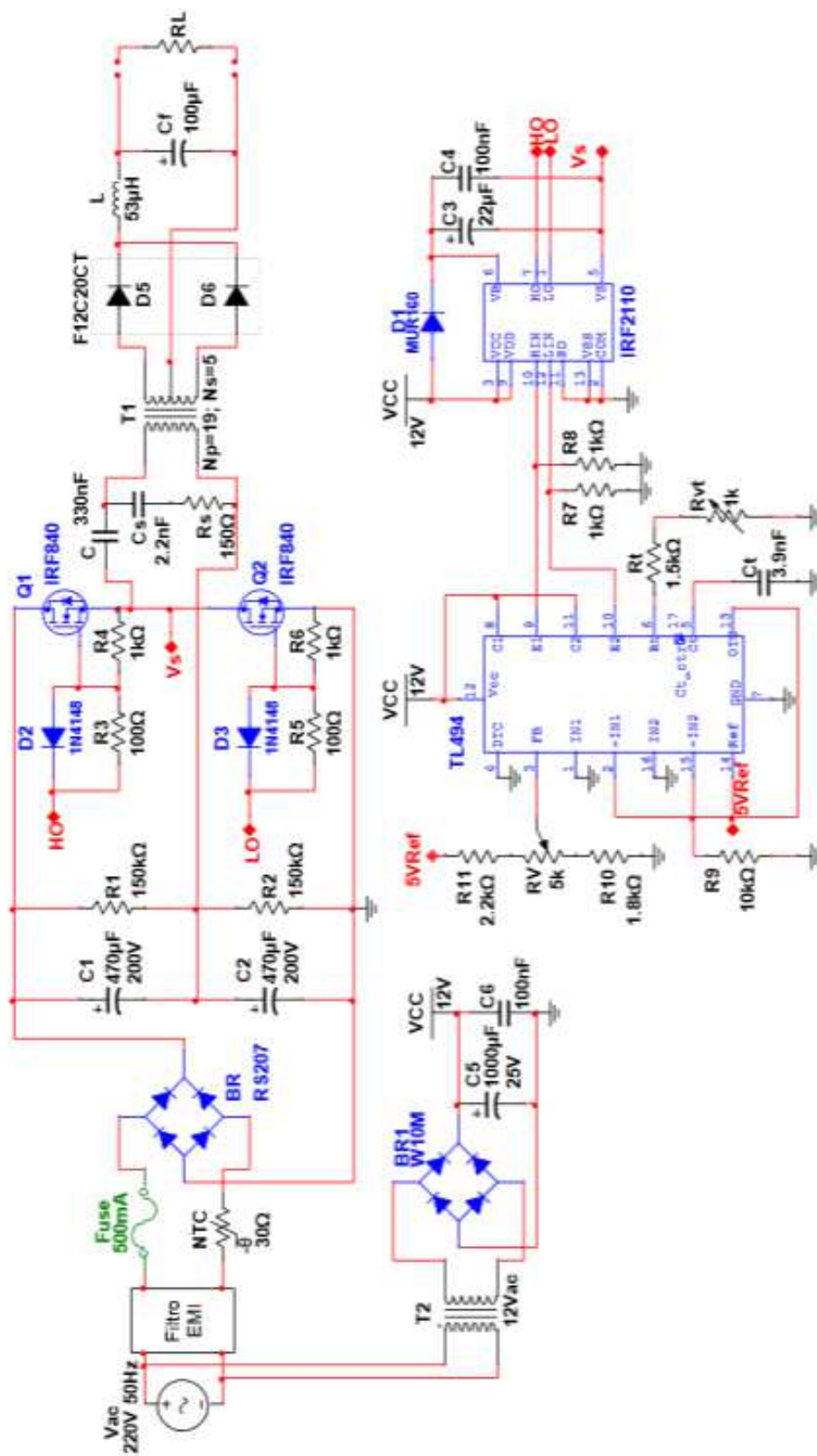
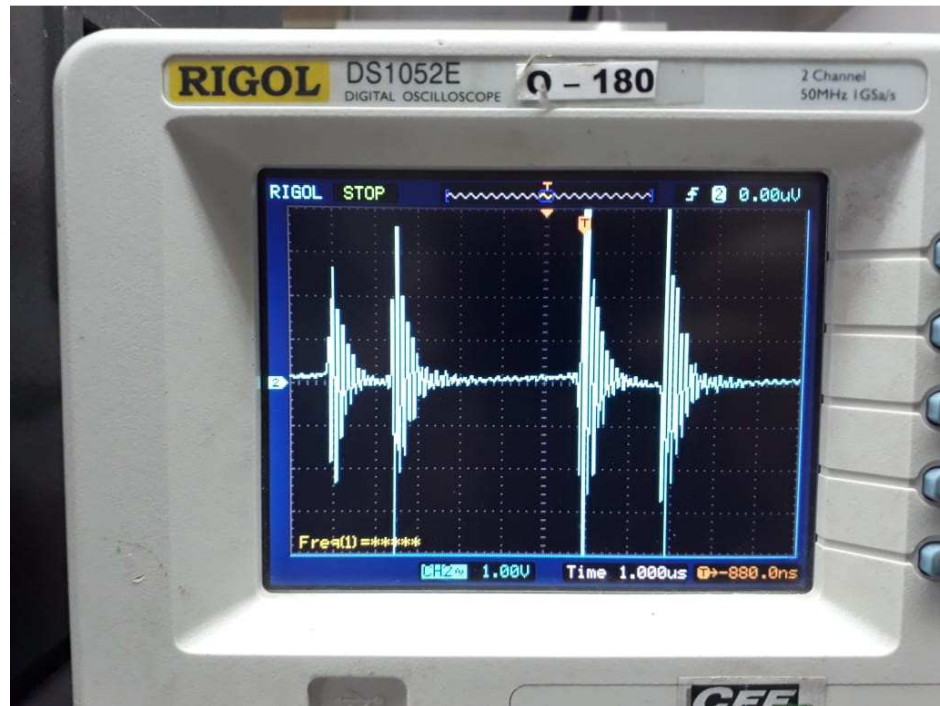


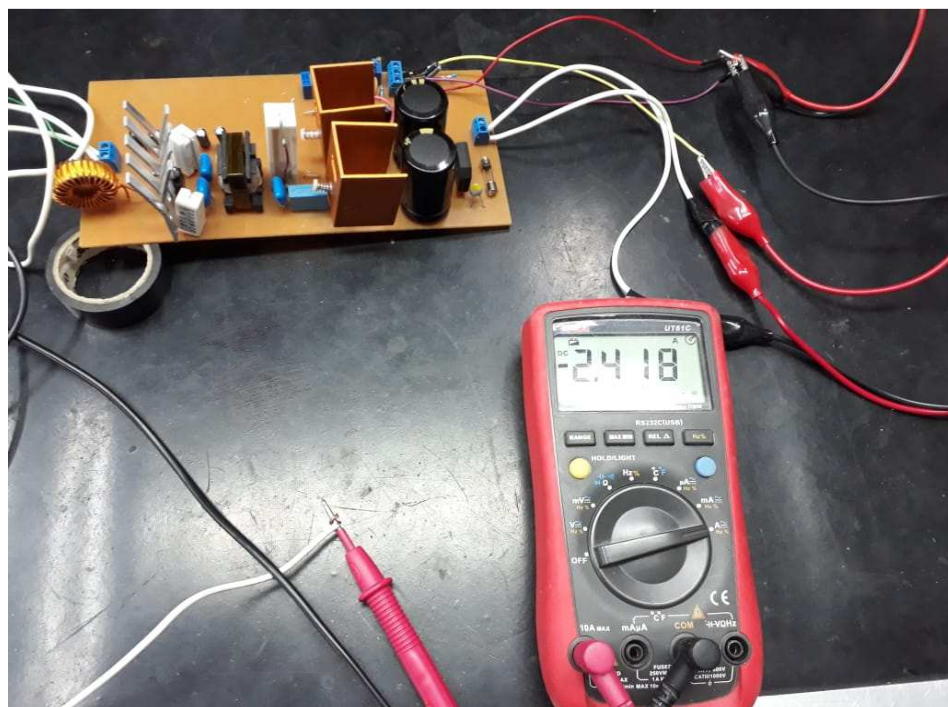
Figura 23: Circuito Final implementado

Mediciones

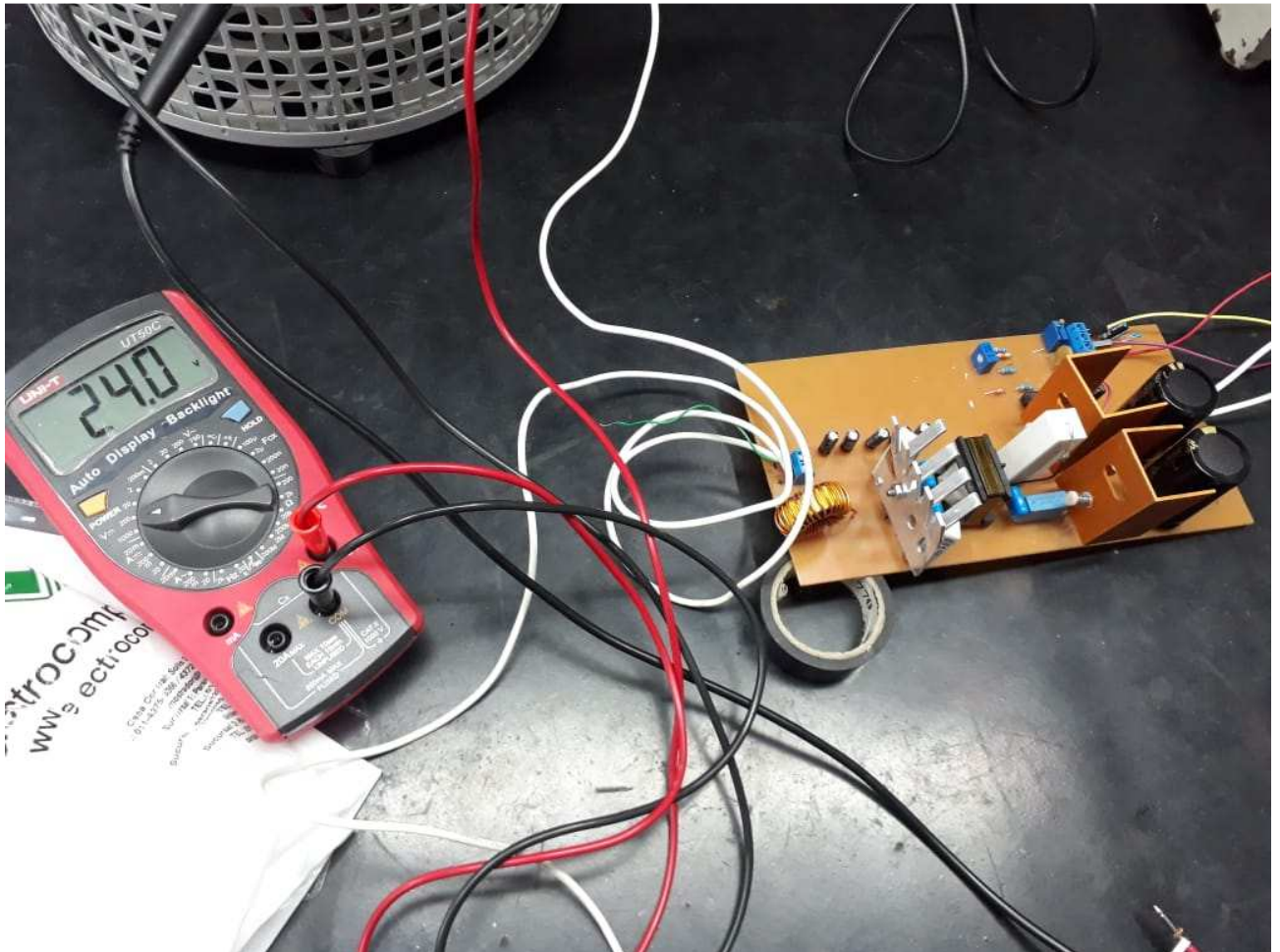
Ripple



Corriente



Tension



Conclusión

En esta etapa de cierre se analizará las ventajas y desventajas de la fuente conmutada, y puntos a tener en cuenta a la hora de la construcción.

Ventajas

* Eficiencia: está comprendida entre el 68 y el 90 %. Esto reduce el costo de los dispositivos de potencia. Además, los dispositivos de potencia funcionan en el régimen de corte y saturación, haciéndose un uso más eficiente del componente.

* Versatilidad: debido a que la tensión de entrada es conmutada en una forma de alterna, y ubicada en un elemento magnético (transformador), se puede variar la relación de transformación logrando trabajar como reductor, elevador, o inversor de tensión con múltiples salidas.

* Tamaño: No es necesario el uso del transformador de línea de 50Hz (gran tamaño), sino que al conmutar a alta frecuencia (80kHz, 1600 veces más rápido) la señal de entrada rectificada, se puede utilizar un transformador de poco porte. Esto también reduce el costo si se trata de una fuente de potencia.

* Potencia: el tipo de funcionamiento y de componentes, permite crear fuentes de alta potencia, algo imposible en las fuentes lineales debido al costo del transformador y a las pérdidas.

* Rizado: también conocido como ripple. Si está bien diseñado, este tipo de fuentes no posee un ripple de 50Hz como las lineales, sino que es de alta frecuencia. Esto hace que sea casi imperceptible para la mayoría de los circuitos. Además se puede reducir su amplitud mediante filtros LC sucesivos, pero esto tiene como costo la pérdida de reacción de la fuente.

Desventajas

* Diseño: el diseño de una fuente conmutada puede llevar varias semanas o meses de desarrollo y puesta a punto, dependiendo de los requerimientos. Posee cálculos complejos ya vistos, y muchas variables a tener en cuenta. Sin contar que luego de realizado los cálculos pertinentes, siempre es necesario la puesta a punto y el recalcado de algunos parámetros.

* Ruido electromagnético: la corriente en las fuentes conmutadas tiene cambios abruptos, y contiene una proporción grande de componentes espectrales de alta frecuencia (esto se debe a las formas de ondas rectangulares). Esta corriente de alta frecuencia puede generar interferencia electromagnética indeseable. Filtros EMI y blindajes de RF son necesarios para reducir la interferencia.

* Tiempo de respuesta: se utilizan proporciones de energía de la entrada mediante pulsos, para transferirlos a la salida en otras condiciones de corriente y tensión. Esto requiere mayor tiempo de restablecimiento al circuito ante variaciones en la entrada. 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.