

Electrónica de Potencia

Trabajo Práctico N°5

Tema: Fuente Conmutada



Profesores:
Oros, Ramón Ceferino
Avramovich Javier Alejandro

Curso: 5R1

Año 2018

Integrantes:
Cano Schirado, Francisco (67236)
Durante, Matías Nahuel (68276)
Pittaro, Pablo Antonio (67277)
Sánchez, Julio Cesar (66813)



Índice

1. Introducción Teórica	2
1.1. Concepto, ventajas y desventajas de fuentes conmutadas	2
1.2. Circuito básico y su funcionamiento	3
2. Enunciado	7
2.1. Diseño de la fuente conmutada	7
3. Desarrollo del Trabajo Práctico	7
3.1. Diseño del circuito	7
3.1.1. Diagrama en bloques de la topología implementada	7
3.1.2. Etapa de entrada (rectificador y filtro)	8
3.1.3. Control de PWM	11
3.1.4. Circuito de conmutación (Driver MOSFETs)	13
3.1.5. Transistores de Potencia	14
3.1.6. Transformador de Potencia	15
3.1.7. Numero de vueltas	15
3.1.8. Diámetro de conductores	16
3.1.9. Capacitor de Acople C	16
3.1.10. Red Snubber en primario	16
3.1.11. Etapa de salida	17
3.1.12. Bobina de choque L	18
3.1.13. Capacitor Cf	19
4. Imagenes de Mediciones.	20
4.1. Señal PWM.	20
4.2. Señales de entrada del transformador y circuito de salida.	21
4.3. Mediciones de Tensión y Corriente.	22
4.4. Mediciones de Ripple.	24
5. Conclusión.	25
6. Anexo.	26

1. Introducción Teórica

Las fuentes de alimentación son elementos básicos presentes en cualquier laboratorio de electrónica. Desde hace mucho tiempo e incluso actualmente se usan las fuentes de alimentación lineales, pero su eficiencia es su principal punto débil, limitándolas sólo para aplicaciones de baja potencia. Cuando se necesita manejar una potencia media considerable lo más recomendable es el uso de fuentes switching o fuentes conmutadas. El rendimiento de estas fuentes es elevado, comparado a las lineales, debido al principio de funcionamiento que tiene, que es el de la conmutación. Son conversores de energía DC/DC, y ya tiene varios años de investigación y desarrollo teórico existiendo hoy distintos tipos de topologías para potencias medias y altas.

1.1. Concepto, ventajas y desventajas de fuentes conmutadas

Las fuentes conmutadas son sencillamente, convertidores de corriente continua a corriente continua (DC/DC), que transforman un nivel de energía eléctrico de entrada, en otro nivel enviado hacia la carga de salida, a través de la acción de dispositivos de conmutación. Los dispositivos semiconductores de potencia que se encargan de la conmutación, controlan la transferencia dinámica de potencia, desde la fuente de entrada hacia la carga ubicada en la salida. Un esquema simbólico de este tipo de convertidores, es el que se observa en la figura 1.

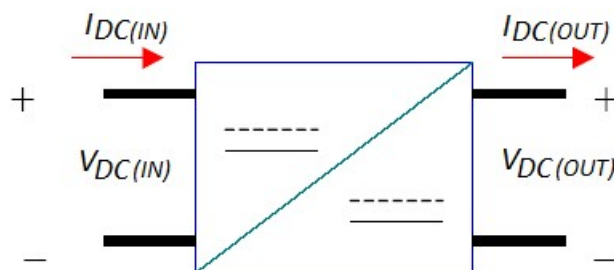


Figura 1 - Esquema en “caja” de un convertidor DC/DC

Las ventajas que presenta este tipo de fuentes de alimentación, respecto a las fuentes convencionales lineales, son:

- Bajos costos de fabricación, si la implementación se plantea a partir de los 10[W]. En caso contrario es conveniente una fuente lineal convencional.
- Debido a la acción conmutadora, los dispositivos de conmutación disipan menor potencia (se hace uso más eficiente de ellos) respecto a los dispositivos de una fuente lineal, y por lo tanto el rendimiento incrementa entre un 68 % y un 90 %; en contrapartida con el rendimiento de una fuente lineal, que debido a los transistores de paso ubicados para la polarización de las etapas de potencia en la salida, ronda pobremente entre 30 % y 60 %.
- Como la acción de conmutación genera una forma alterna a la salida del circuito de conmutación, y como a su vez esta señal se aplica a un elemento magnético (transformador con núcleo de ferrite), entonces a partir de la relación de transformación puede obtenerse tensiones reducidas respecto a la entrada, elevadas, e incluso invertidas, con lo cual es posible lograr múltiples salidas de tensión. En las fuentes lineales solo se pueden realizar aplicaciones de reducción.
- Son versátiles a las fluctuaciones de tensión de entrada, no necesitando normalmente ajustes para su funcionamiento, a diferencia de las fuentes lineales, que suelen padecer a dichas variaciones.

- No es necesario el transformador reductor de tensión de línea, ya que el elemento magnético utilizado a la salida del circuito de conmutación lo reemplaza, y con la ventaja de no ser en 50Hz, si no en altas frecuencias (normalmente mayor a 15KHz), lo cual finalmente disminuye el tamaño del elemento magnético, y consecuentemente disminuyen los costos, el volumen de la fuente completa, y también el peso del equipo completo.

Como desventajas podrían mencionarse las siguientes:

- Requieren de diseños elaborados, siendo en este aspecto muchísimo más sencillo el diseño de una fuente lineal.
- Las fuentes lineales ofrecen una capacidad de manejo suave de la carga, tensión de salida con bajo nivel de ruido, y respuesta dinámica muy rápida ante cambios en la carga. Por el contrario, las fuentes conmutadas poseen un ruido considerablemente mayor, e incluso generan interferencia electromagnética de tipo EMI, tanto en la salida como en la entrada, por lo cual no solamente pueden interferir en la carga, si no también en la línea de alimentación si no se posee el circuito de filtro adecuado.

1.2. Circuito básico y su funcionamiento

La fuente que se pide diseñar es forward bidireccional, de tipo off-line. Este último término quiere decir que la etapa de PWM que se encarga de la conmutación de los dispositivos de potencia, no es dependiente de la tensión de línea, y a su vez el circuito de conmutación se encuentra en la entrada del convertidor, y no en la salida (aunque podría ubicarse en la salida). El esquema general para este tipo de convertidor es el observado en la figura 2.

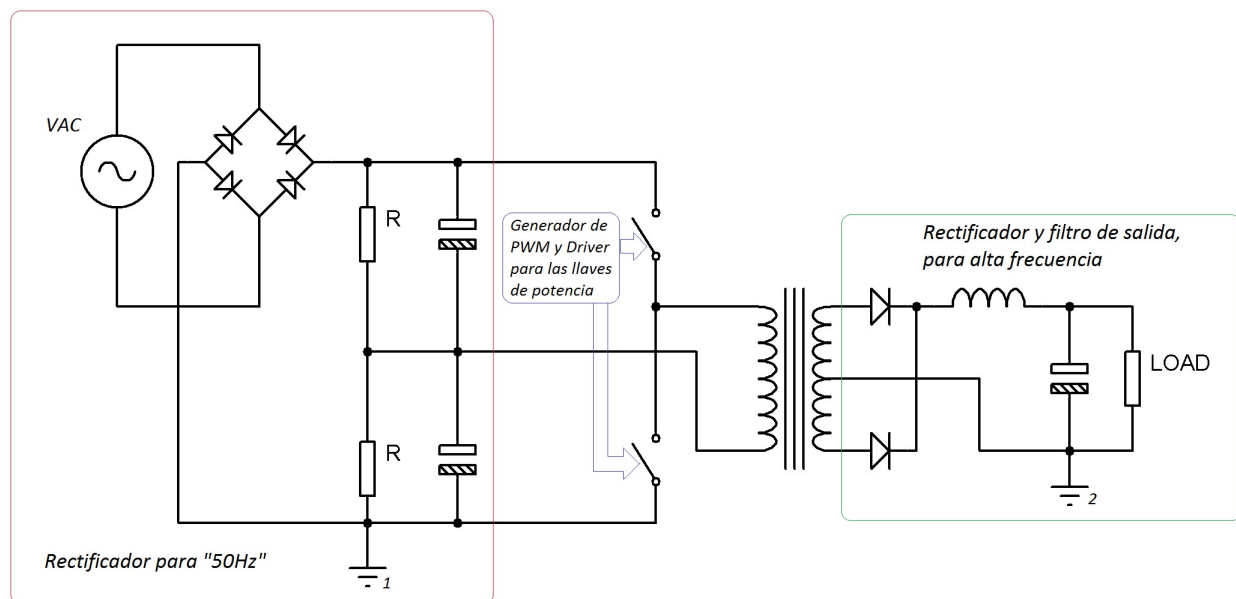


Figura 2 - Esquema general de la topología “off-line” forward bidireccional

En un primer vistazo, se observa que a la entrada del circuito se halla un rectificador para baja frecuencia (50Hz-60Hz). La tensión continua obtenida del rectificador y su consecuente filtro, se aplica a las llaves electrónicas, que serán las encargadas de conmutar esta tensión suministrando cierta energía al transformador. Los circuitos que se encarguen de la conmutación de las llaves, serán conjuntamente: un generador de PWM, y un circuito driver encargado de entregar los niveles adecuados a los terminales de activación de las llaves. Finalmente la etapa de salida posee un rectificador de onda completa preparado para altas frecuencias, con su correspondiente filtro. Cabe por último destacar, que el transformador genera una aislación entre la etapa de rectificación y conmutación de la izquierda, y la etapa de salida. Es por ello que los símbolos de masa se encuentran diferidos con un índice:

- El índice “1”, indica que la masa del circuito de entrada está desvinculada de la del circuito de salida, aunque también es bueno mencionar que está vinculada a la del circuito de control, es decir, a la masa del generador de PWM y del circuito Driver que maneja a las llaves en su conmutación.

- El índice “2”, indica la masa del circuito de salida, la cual es única y exclusiva de esta etapa; físicamente no se vincula con ninguna otra referencia a “0V”.

Si se profundiza un poco más en el concepto de funcionamiento, podría entonces tomarse el esquema presentado en la figura 2, e irlo modificando de modo de clarificar el funcionamiento. En primer lugar, la idea de la conmutación, es suministrar energía por medio de las llaves electrónicas al transformador encargado de la transferencia hacia la etapa de salida. Para ello, normalmente se somete a ambos dispositivos de conmutación, a una frecuencia superior a los 15 [kHz], siendo necesario que al cerrarse uno de estos dispositivos el otro se abra, y que bajo ninguna circunstancia ambos se cierren simultáneamente.

Supóngase que al iniciar el funcionamiento del circuito, se cierra la llave superior mientras la inferior permanece abierta, tal cual se muestra en la figura 3.

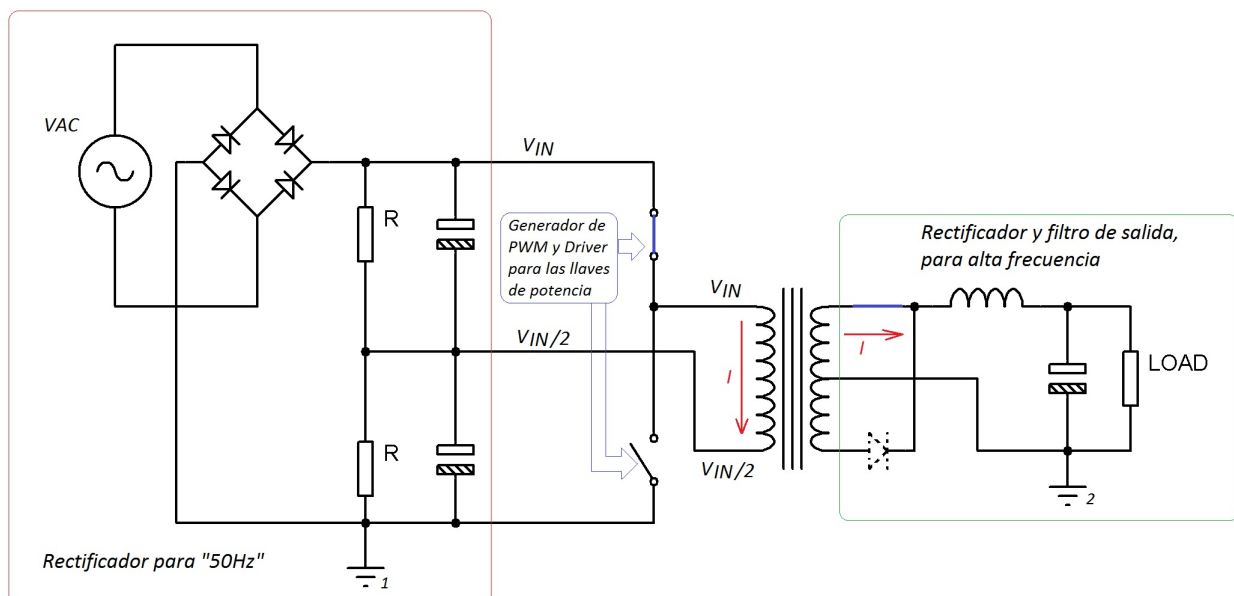


Figura 3 - Circuito con llave superior cerrada

Las resistencias “R” son idénticas en valor, con el fin de asegurar que los dos capacitores también idénticos, logren generar una división de la tensión rectificada exactamente en la mitad. Por lo tanto y como lo ilustra la figura 3, el transformador se encuentra con un extremo del primario conectado al punto medio del divisor resistivo, es decir, tiene aplicada “ $V_{IN}/2$ ”; mientras que el segundo extremo se encuentra al punto de unión entre ambas llaves. Para el caso particular de la figura 3, la llave superior se encuentra cerrada y la inferior abierta; por este motivo es que el extremo del transformador que se conecta a las llaves tendrá aplicada una tensión de “ V_{IN} ” (suponiendo que la llave es ideal y no genera caídas de tensión significativas). En consecuencia, la corriente circulará del modo que las flechas lo indican tanto en primario como en secundario, con la polarización de los diodos también indicada en la figura.

En el ínterin en que la llave superior se abre, pasará algún tiempo (denominado tiempo muerto o “Dead-Time Control”, DTC) durante el cual ambas llaves quedarán abiertas. En este intervalo de tiempo se dará que el transformador, queda con su primario a circuito abierto, tal cual se muestra en la figura 4. Por lo tanto, es importante que durante este tiempo el circuito de salida logre consumir gran parte (o por completo) de la energía que el elemento magnético almacenó en el ciclo anterior al analizado, de modo tal que en la próxima conmutación de las llaves no se encuentre su núcleo saturado por energía almacenada que no ha sido utilizada. La descarga del circuito magnético se realizará a través de uno de los dos diodos de salida, a través del circuito “RLC”.

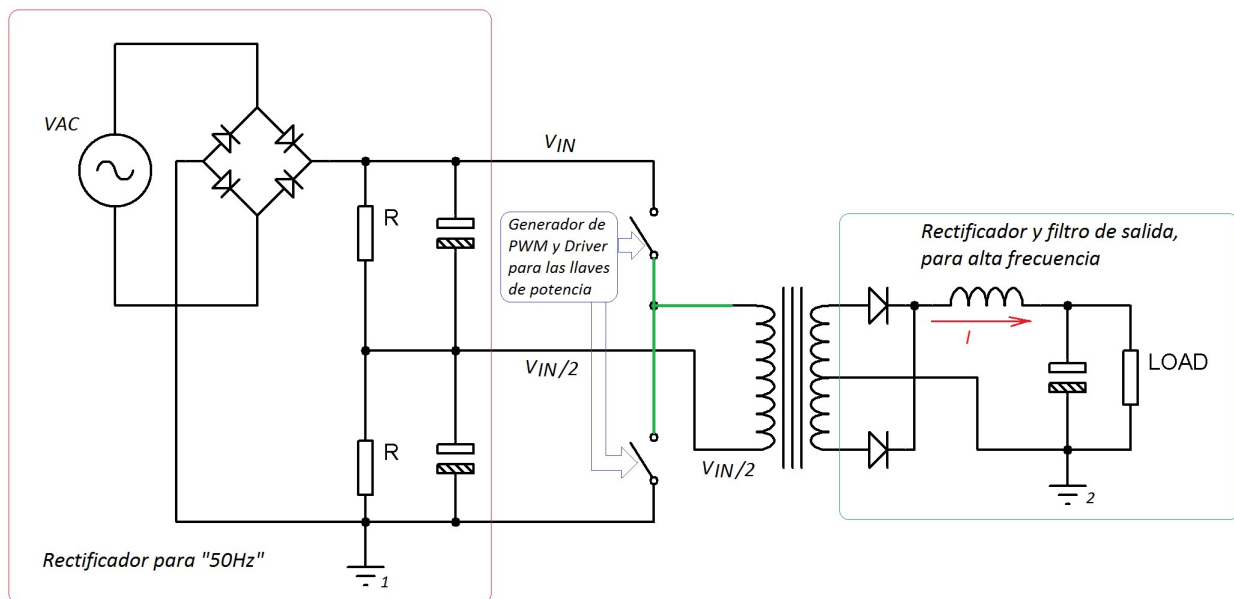


Figura 4 - Circuito con ambas llaves abiertas

El último caso es aquel en que la llave superior se encuentre abierta, y la inferior cerrada. Esto se ilustra en la figura siguiente. En este caso sucede lo contrario a lo visto para la figura 3, es decir, con el estado de conmutación de las llaves, se aplica la referencia a masa por medio de la llave inferior, hacia el transformador. Por este motivo, la corriente que circulará en el primario cambia su sentido tal cual se ve en la figura a continuación, y a la salida del transformador los diodos se polarizan convenientemente a esta circulación.

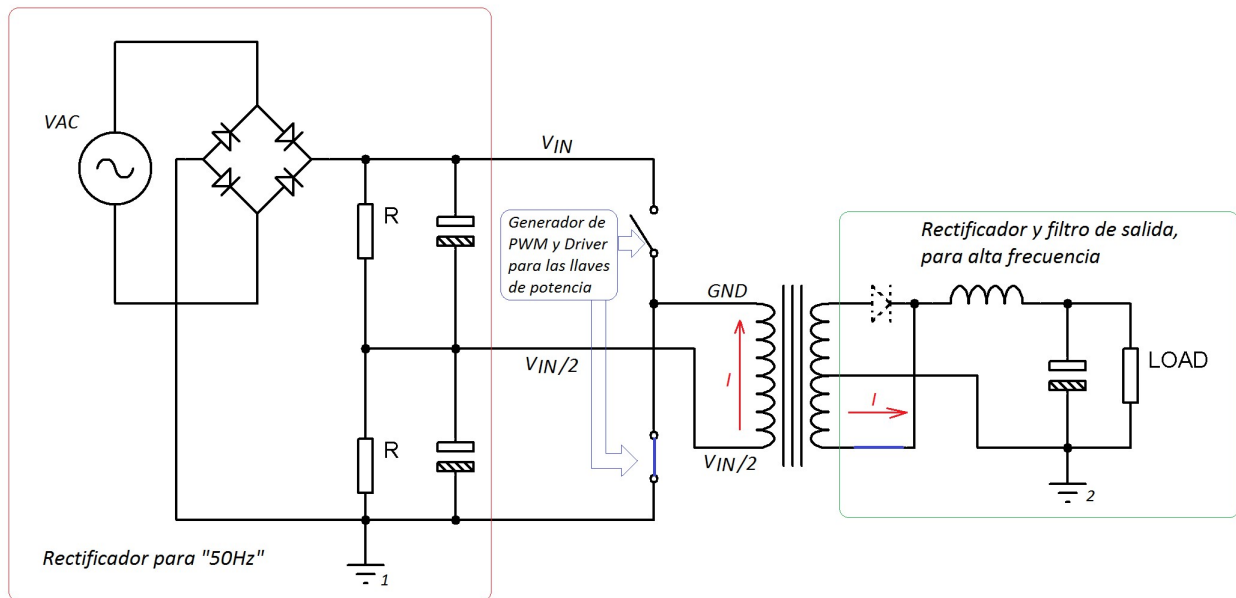


Figura 5 - Circuito con llave inferior cerrada

Luego, todo el ciclo vuelve a repetirse.

2. Enunciado

2.1. Diseño de la fuente conmutada

-Especificaciones:

- Topología: Half Bridge Forward Converter.
- Línea de entrada: 200-240 V_{RMS} -50Hz.
- Tensión de salida: 24 V_{DC}.
- Corriente de salida: 2,5[A] (3,5[A] límite máximo).
- Ripple de tensión: 400mV_{max}.
- Regulación de línea: $\pm 1\%$.
- Regulación en la carga: $\pm 1\%$.
- Eficiencia mínima 75 %.
- Aislación de línea: 2200V.
- Frecuencia de trabajo: 80[kHz].

3. Desarrollo del Trabajo Práctico

3.1. Diseño del circuito

3.1.1. Diagrama en bloques de la topología implementada

Según los requerimientos, el esquema que se ha de utilizar es el siguiente, expresado como diagrama en bloques:

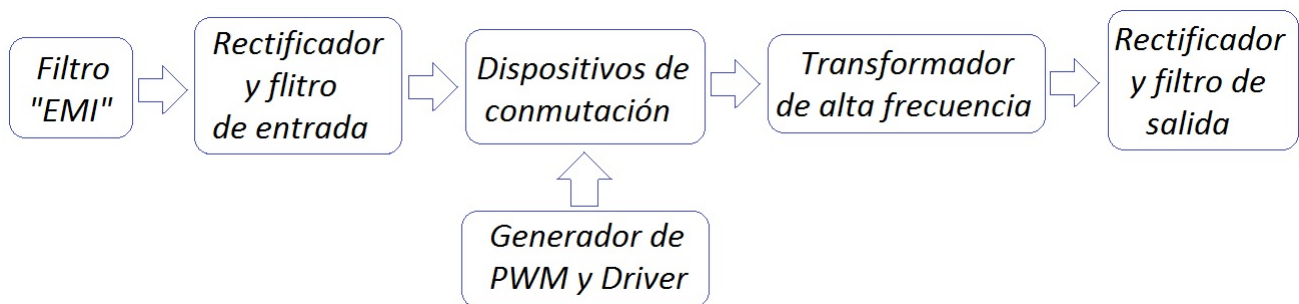


Figura 6 - Diagrama en bloque de topología "off-line"

La topología medio puente es muy utilizada en diseños off-line cuando la tensión de bloqueo de los conmutadores no es similar al doble de la tensión de entrada.

3.1.2. Etapa de entrada (rectificador y filtro)

El circuito de entrada, es tal cual se observa en la siguiente:

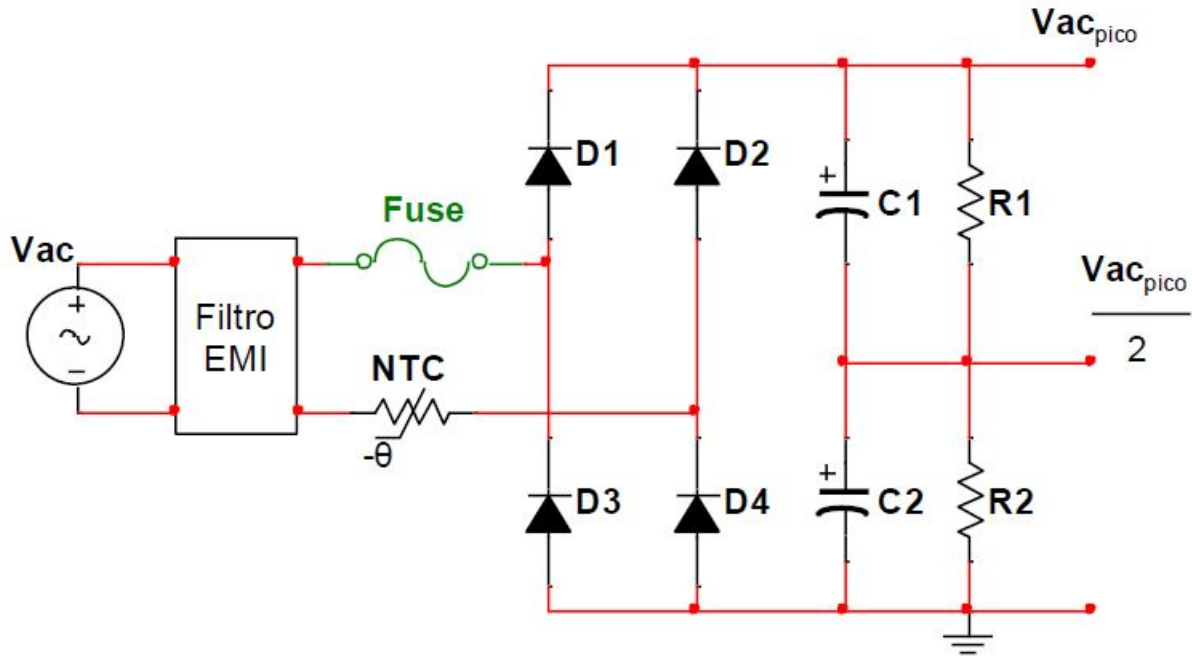


Figura 7 - Circuito de entrada

Este circuito posee varias cuestiones a saber:

- Dadas las características de emisión de ruido que este tipo de fuentes posee, debe generarse un circuito denominado “filtro EMI”, el cual evita que la interferencia electromagnética propia del circuito contamine a la red eléctrica. Puntualmente para este diseño, y tal cual se visualiza en la figura anterior, el filtro EMI se ha colocado de modo externo, es decir, se consiguió un filtro comercialmente elaborado y se lo colocó externamente al PCB.

- En el instante de encendido de la fuente, se genera en condiciones normales, un pico de corriente debido a que los capacitores se encuentran descargados, y consecuentemente la energía entrante los verá como un cortocircuito. Este suceso puede destruir a los diodos del rectificador, en caso de que estos no se sobredimensionen consecuentemente. Sin embargo, para no tener que modificar los diodos en el diseño de régimen nominal, existen otras alternativas para un arranque “suave” que evite este pico de corriente. Una de las opciones para un arranque suave, poco costosa y eficiente, es el empleo de un termistor como por ejemplo un NTC (su conductividad aumenta notoriamente con la temperatura) de baja resistencia. Para este diseño se utilizó un NTC de 10Ω , el cual limita el impacto del pico inicial, y con el paso de tiempo disminuye su resistencia debido a la temperatura que la misma corriente va generando al circular a través de él.

- El fusible de protección se seleccionó con un valor de 750mA, ya que, si el rendimiento de la fuente es teóricamente de 75 % mínimo, y suponiendo un consumo máximo de 2[A] en 30[V] a la salida, entonces:

$$P_{OUT-max} = 30 \text{ [V]} \cdot 2 \text{ [A]} = 60 \text{ [W]} \therefore P_{IN-max} = \frac{60 \text{ [W]}}{75\%} = 80 \text{ [W]}$$



Finalmente la corriente máxima que circulará a la entrada será:

$$I_{IN-max} = \frac{80[W]}{220[V_{AC}]} = 0,3636[A_c]$$

Para el diseño del rectificador se utilizan diodos 1N4007, los cuales soportan una corriente directa de 1[A], y una tensión inversa de 1000[V].

Para el diseño del filtro capacitivo debe tenerse en cuenta, que para este tipo de fuente de alimentación es necesario que el transformador posea en un extremo, la mitad de la tensión de entrada rectificada. Por ello es que se coloca en serie dos capacitores idénticos, y por si hubiese alguna diferencia, se colocan dos resistencias también idénticas en paralelo a estos dos. Por lo tanto, si la necesidad es generar un divisor resistivo con ambas resistencias, entonces estas no deberán generar gran consumo eléctrico innecesariamente. Consecuentemente, se selecciona el valor de 150 [kΩ] para R9 y R10. Considerando que la caída de tensión a bornes del divisor resistivo es de aproximadamente:

$$V_{IN} \cong (V_{AC} - 1,4V_{DIODO}) \cdot \sqrt{2} = 310[V_{DC}]$$

$$V_{IN}/2 = 155[V]$$

Entonces, la corriente que circulará por la rama del divisor resistivo será:

$$I = \frac{V_{IN}}{R_9 + R_{10}} = \frac{310[V]}{300[k\Omega]} = 1,03[mA]$$

Y finalmente la potencia que deberá soportar cada resistencia será:

$$P_{R9} = P_{R10} = I^2 \cdot R = 160,16[mW]$$

Con lo cual, si se utiliza resistencias de 1/2 [W] de carbón, será suficiente para satisfacer estas características de potencia.

Con respecto a los capacitores C3 y C5, sus valores deberán satisfacer determinadas características. Por empezar, la ecuación de corriente de un capacitor es la siguiente:

$$i_C = C \cdot \frac{dv_C}{dt} \quad \therefore \quad C = \frac{\int i_C \cdot dt}{v_C}$$

Si se considera que $i_C = I = \text{cte}$, y que V_C es una variación, entonces:

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

Los valores involucrados son:

- I: corriente que debe proporcionar el rectificador, manteniendo la tensión continua con ripple aceptable.
- t: es el período de suministro del capacitor.
- ΔV_{ripple} : es el valor de ripple máximo, admitido en este rectificador.

Considerando nuevamente las peores condiciones con un rendimiento de 75 %, una potencia de salida de 84W y por ende una potencia de entrada de 112W, y considerando también que el circuito que cargará al rectificador y al filtro se alimenta en conmutación con una diferencia de potencial siempre igual a $V_{IN}/2$:

$$I = \frac{P_{IN}}{V_{IN}/2} = \frac{80W}{155V} = 0,516mA$$



Si el factor de ripple máximo que se admitirá es del 10 %, entonces la tensión de riple será:

$$\Delta V_{ripple} = \frac{10\%}{100} \cdot V_{IN} = 31 [V]$$

A su vez, si la frecuencia de la alimentación es 50 [Hz], y considerando que a la salida del rectificador de onda completa la misma se ha duplicado a 100 [Hz], entonces el período de suministro de energía al capacitor será:

$$t_{suministro} = \frac{1}{f_{rectificador}} = 10 [ms]$$

Finalmente si se aplica la ecuación:

$$C_t = \frac{516[mA] \cdot 10[ms]}{31[V]} = 166,45 [\mu F]$$

$$C = C_t * 2 = 166,45 * 2 = 332,9 [\mu F]$$

$$C_1 = C_2 = 332,9 [\mu F]$$

Para la implementación de los capacitores, se selecciona como valor normalizado: 470 [μF]/250[V], ya que se disponía de ello.

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 elevará 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.

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 sobrepicos de tensión y corriente, que 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 (se evita contaminar la red eléctrica). 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.

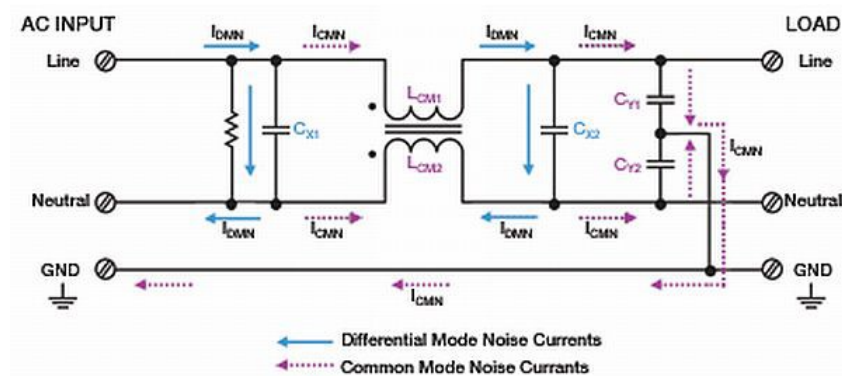


Figura 8 - Estructura Interna Filtro EMI



Figura 9 - Filtro EMI

3.1.3. Control de 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”.

De modo tal, se puede suministrar dos señales de frecuencia $80 [kHz]$ complementarias entre ellas, y con un tiempo muerto entre sí, adecuado para que la conmutación se de con naturalidad y sin el inconveniente de que un transistor se este encendiendo mientras el otro aun no ha terminado de apagarse.

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

12

3.1.4. Circuito de conmutación (Driver MOSFETs)

Para acoplar el circuito de comando, ósea el PWM, al par de transistores de potencia se utiliza el integrado IR2110, los cuales al someterse a conmutación del modo explicado en las figuras del apartado "Circuito básico y su funcionamiento" entregarán a la carga una cierta energía.

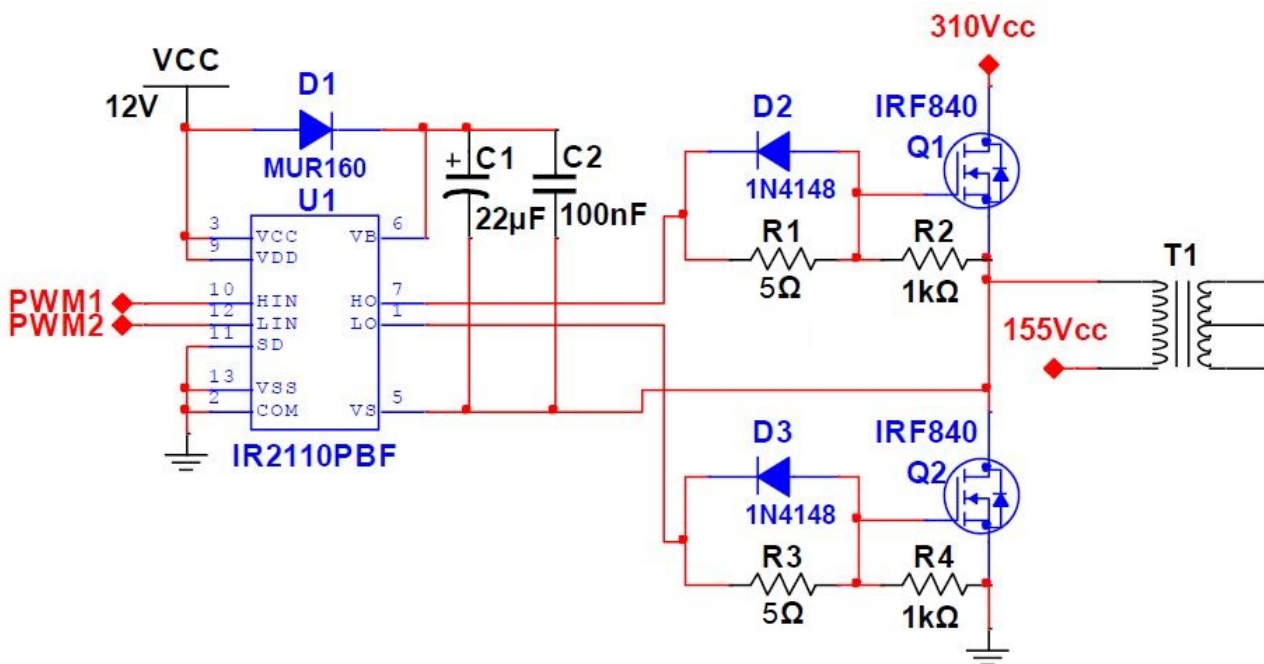


Figura 11 - Manejo de transistores de potencia

A este CI, se le inyectan las señales PWM complementarias provenientes del TL494. 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 Vs del IR2110 es prácticamente 0V y el conjunto C1 y C2 se carga a VCC-VD1 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, 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".

3.1.5. 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:

$$ID_{max} \cdot \frac{V_{in}}{2} \cdot D = \frac{P_o}{2\eta} \rightarrow ID_{max} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_{in} \cdot D}$$

I_D (corriente de d_{drain}) es máxima para D_{min} y V_{in-min} , considerando $D_{min} = D_{max} = 0,4$ se obtiene:

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

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 $V_{in} = V_{in-max} = 310 [V_P]$ 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:

$$I_D > 0,25[A] \quad y \quad V_{Dmax} > 310[V]$$

Por lo tanto elegimos los MOSFET IRF840 con las siguientes características principales:

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{DS}	Drain-source Voltage ($V_{GS} = 0$)	500	V
V_{DGR}	Drain- gate Voltage ($R_{GS} = 20 \text{ k}\Omega$)	500	V
V_{GS}	Gate-source Voltage	± 20	V
I_D	Drain Current (continuous) at $T_c = 25^\circ\text{C}$	8.0	A
I_D	Drain Current (continuous) at $T_c = 100^\circ\text{C}$	5.1	A
$I_{DM}(\bullet)$	Drain Current (pulsed)	32	A
P_{tot}	Total Dissipation at $T_c = 25^\circ\text{C}$	125	W
	Derating Factor	1.0	W/ $^\circ\text{C}$
$dv/dt(1)$	Peak Diode Recovery voltage slope	3.5	V/ns
T_{stg}	Storage Temperature	-65 to 150	$^\circ\text{C}$
T_j	Max. Operating Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$

(\bullet) Pulse width limited by safe operating area

(1) $I_{SD} \leq 8\text{A}$, $di/dt \leq 100 \text{ A}/\mu\text{s}$, $V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}$, $T_j \leq T_{JMAX}$

First Digit of the Datecode Being Z or K Identifies Silicon Characterized in this Datasheet

Figura 12 - Datasheet IRF840

3.1.6. Transformador de Potencia

Para la construcción del transformador, debido a disponibilidad en el laboratorio de los núcleos, 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: 15kHz ¡f ¡120kHz

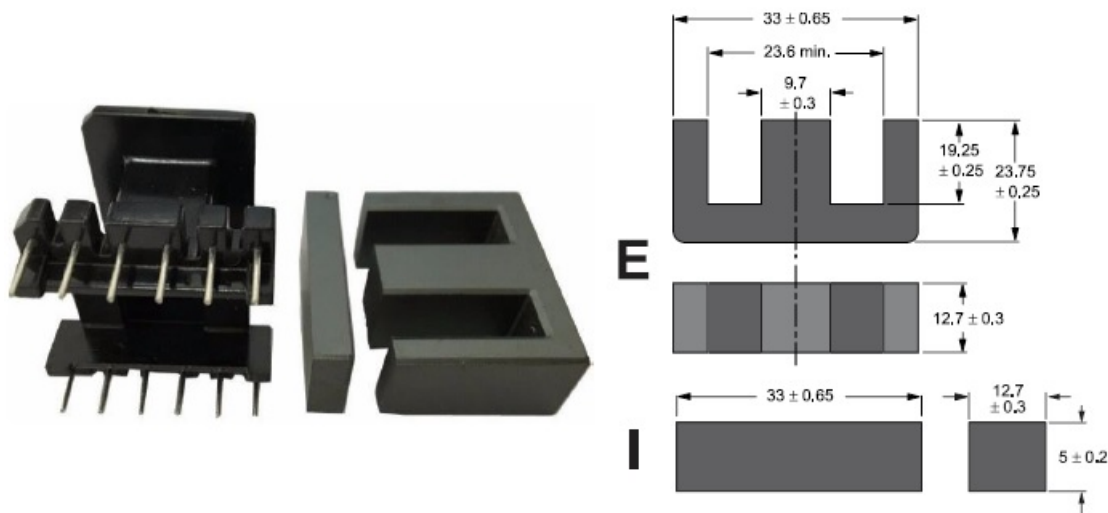


Figura 13 - Núcleo del Transformador

3.1.7. Numero de vueltas

Ahora para realizar el cálculo de vueltas utilizamos:

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

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

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

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

Y sabiendo que:

$$\frac{N_S}{N_P} = \frac{V_S}{V_P} \rightarrow N_S = \frac{N_P * V_S}{V_P} = \frac{19 * 2 * 30[\text{V}]}{124[\text{V}]} \cong 10\text{vueltas}$$

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

3.1.8. Diámetro de conductores

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

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

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

3.1.9. Capacitor de Acople C

Su función es impedir el paso de componente continua al transformador. Esto es así para que no saturé.

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:

$$V_C = \frac{I_C}{C} * \Delta_t = \rightarrow C = \frac{I_C}{V_C} * \Delta_t$$

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

$$\Delta_t = T * D_{max} = \frac{1}{f} * D_{max} = \frac{1}{80[KHz]} * 0,8 = 10\mu s$$

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

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

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

3.1.10. Red Snubber en primario

El capacitor R_S y C_S 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 $R_S=150 \Omega$ y $C_S=2,2 nF$. 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.



3.1.11. Etapa de salida

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 (3 [A]). Esto se debe a que trabaja un diodo a la vez. Por esta razón el valor mínimo deberá ser $1.5 A_{ef}$. 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: $3 A_p$.
- 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: $V_{pk}=50$ [V].
- 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. Debido a disponibilidad se seleccionó el componente F12C20CT, que es un par de diodos de rápida recuperación, con cátodo común y en encapsulado TO-220.

Características:

Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	VRRM	200	400	600	V
Maximum RMS Voltage	VRMS	140	280	420	V
Maximum DC Blocking Voltage	VDC	200	400	600	V
Maximum Average Forward Rectified Current $T_c=100^\circ\text{C}$	IF(AV)	12.0			A
Peak Forward Surge Current, 8.3ms single Half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC method)	IFSM	100			A
Maximum Instantaneous Forward Voltage @ 6.0 A	VF	0.98	1.3	1.7	V
Maximum DC Reverse Current @ $T_J=25^\circ\text{C}$ At Rated DC Blocking Voltage @ $T_J=125^\circ\text{C}$	IR	10.0 250			uA uA
Maximum Reverse Recovery Time (Note 1)	Trr	35			nS
Typical junction Capacitance (Note 2)	CJ	65			pF
Typical Thermal Resistance (Note 3)	RJC	2.2			°C/W
Operating Junction and Storage Temperature Range	TJ, TSTG	-55 to +150			°C

Figura 14 - Datasheet F12C20CT

3.1.12. Bobina de choque L

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 t_{off} 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:

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

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

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

Para calcular el valor de la inductancia, se necesita saber el tiempo t_{offmax} . Conociendo el valor de la frecuencia de la señal en la etapa de salida luego de ser rectificada ($f=160$ [kHz]) se obtiene:

$$t_{offmax} = D_{off} * T = \frac{D_{off}}{f} = \frac{0,2}{160[KHz]} = 1,25\mu s$$

Tomando el Δ_{IL} (ripple de corriente) el 20 % de la corriente de salida I_{omax} , se calcula L:

$$L = \frac{V_o * t_{offmax}}{\Delta_{IL}} = \frac{25[V] * 1,25\mu s}{20 \% * 3[A]} = 52,08\mu H$$



Figura 15 - Núcleo T106-26



Para la construcción de este inductor se utilizó un núcleo toroidal T106-26 de la marca Micrometals con las siguientes características:

Nro. Parte	Material	Dimensiones Físicas				A_L (nH/N ²)	Dimensiones Magnéticas		
		OD (mm/in)	ID (mm/in)	Ht (mm/in)	Sup. (cm ²)		ℓ (cm)	A_s (cm ²)	V (cm ³)
T106-26	-26	26,9 / 1.060	14,5 / .570	11,1 / .437	31.0	93	6,49	0,659	4,28

Figura 16 - Datasheet Núcleo T106-26

Entonces, calculamos:

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

$$N \cong 24vueltas$$

Ahora, solo resta calcular el diámetro del conductor que se utilizará:

$$\phi_c = \sqrt{\frac{4 * I_s}{\pi * J}} = \sqrt{\frac{4 * 2[A]}{\pi * 4 \frac{A}{mm^2}}} = 0,797mm \cong 0,8mm$$

En la implementación se agregaron 3 vueltas más para compensar errores en los cálculos.

3.1.13. Capacitor Cf

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:

$$C_f = \frac{I_o}{V_{ripplepp} * f_s}$$

$$C_f = \frac{2[A]}{0,4[V] * 160[KHz]} = 31,25\mu F$$

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

4. Imágenes de Mediciones.

4.1. Señal PWM.

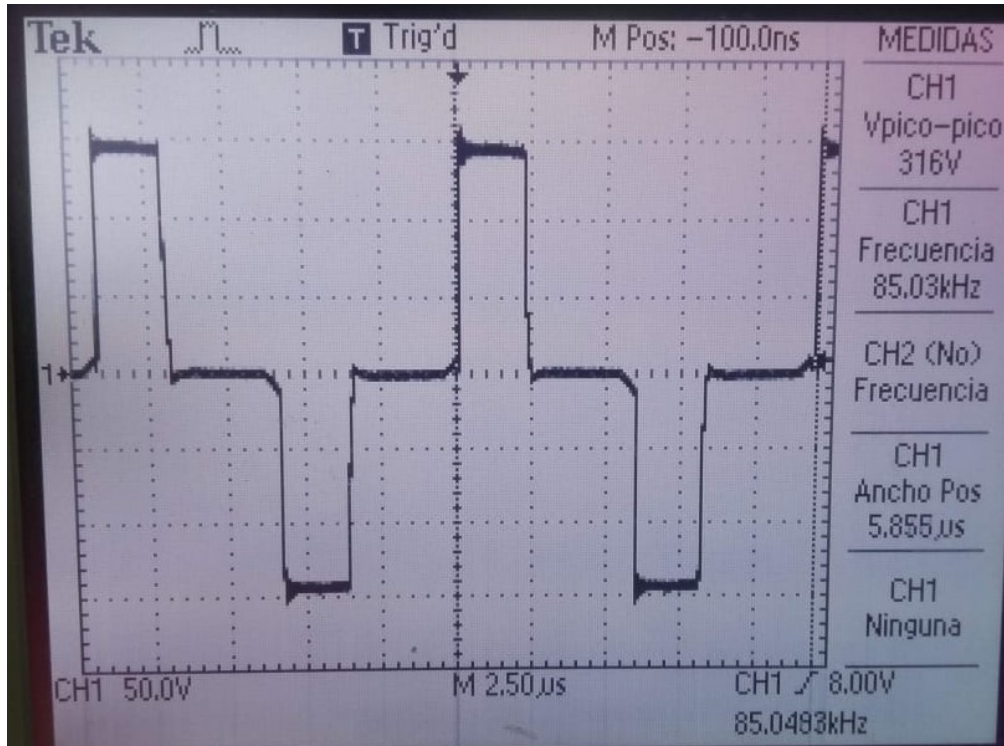


Figura 17 - Señales de PWM

Se puede apreciar que las señales poseen 80kHz, tal cual se ha requerido que fuese. Además son completamente complementarias, y poseen el tiempo muerto entre ambas, condición necesaria para la correcta activación de los transistores de potencia.

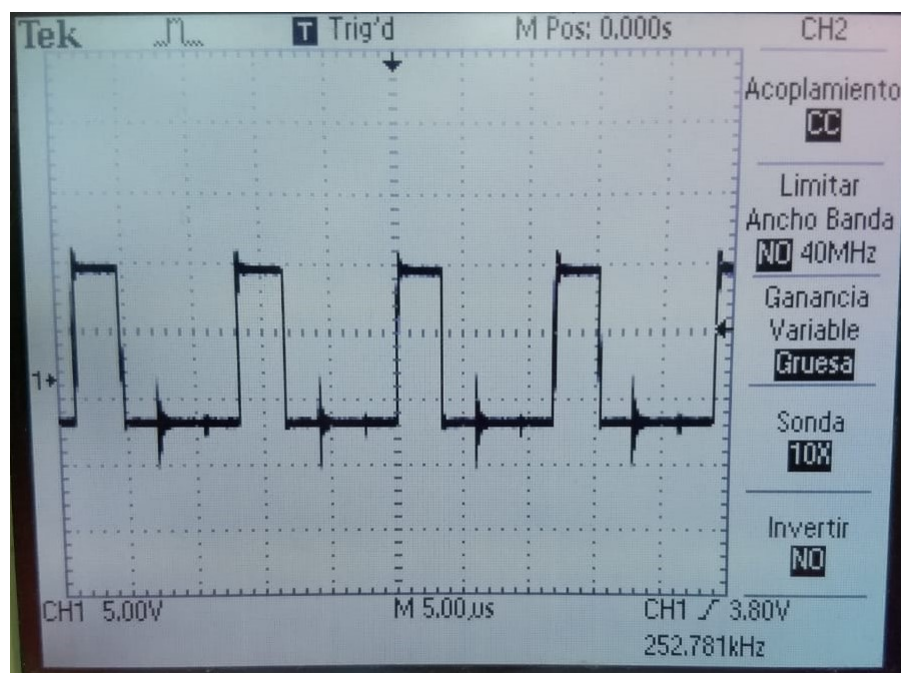


Figura 18 - Señales de PWM

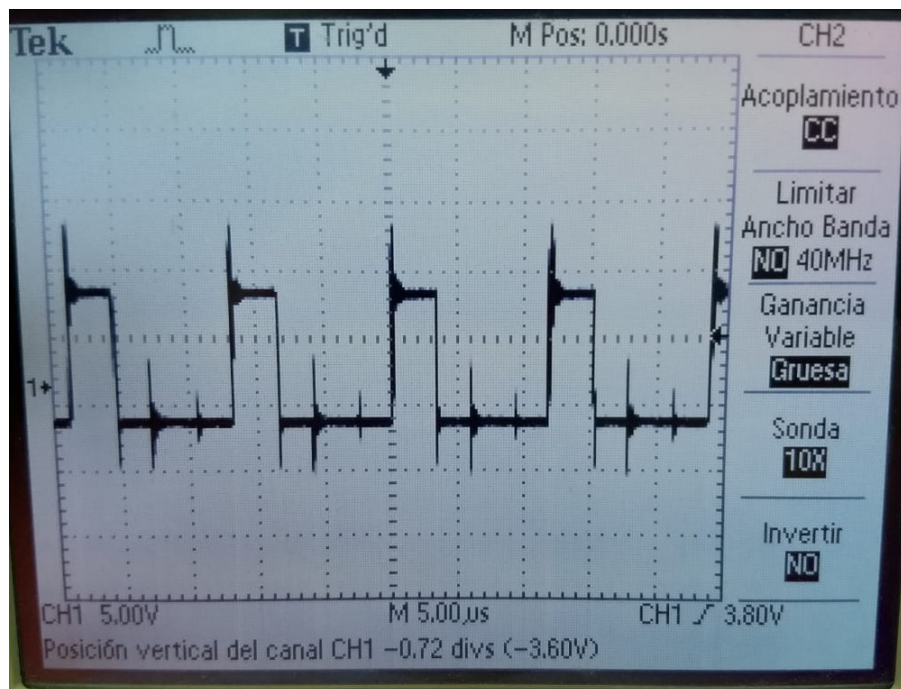


Figura 19 - Señales de PWM

4.2. Señales de entrada del transformador y circuito de salida.

A la entrada se midió la tensión en los bornes del transformador, y a la salida la tensión sobre la carga. La corriente sobre la carga fue monitoreada mediante un multímetro.

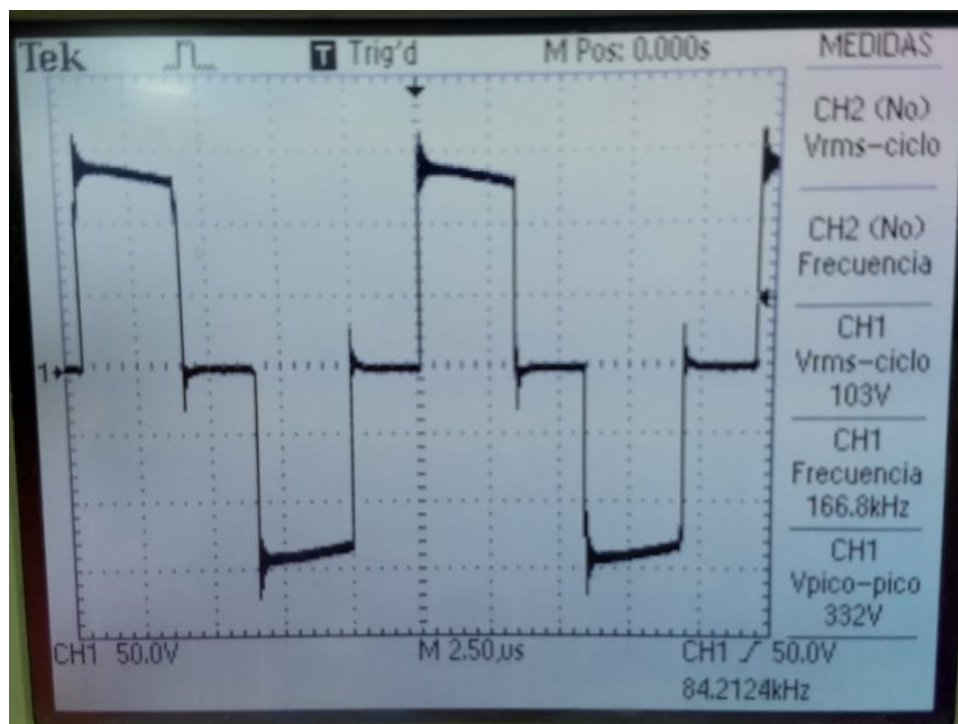


Figura 20 - Señal a la entrada del transformador

4.3. Mediciones de Tensión y Corriente.

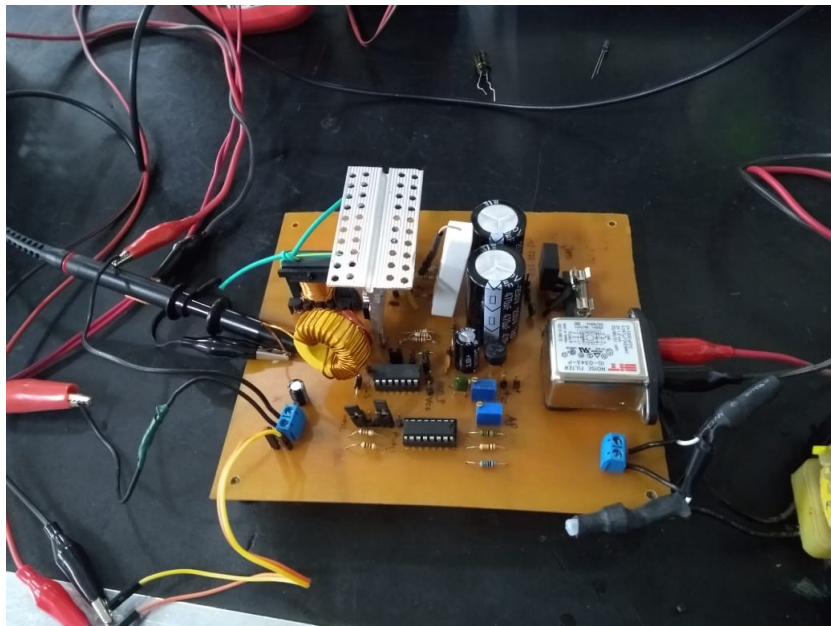
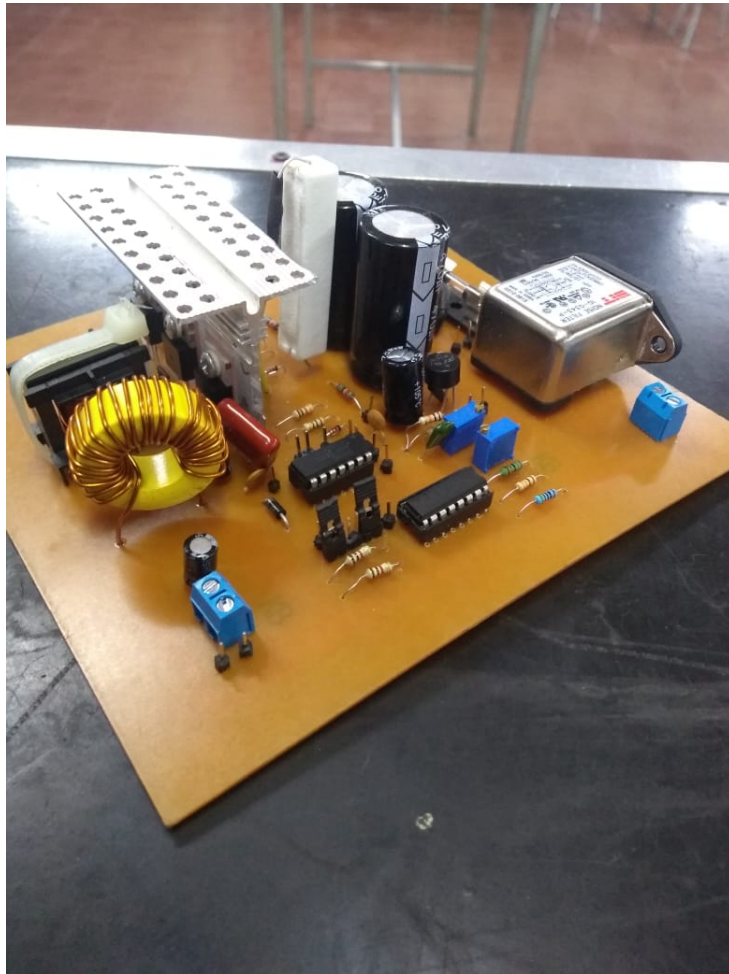


Figura 21 - Diseño de la Fuente

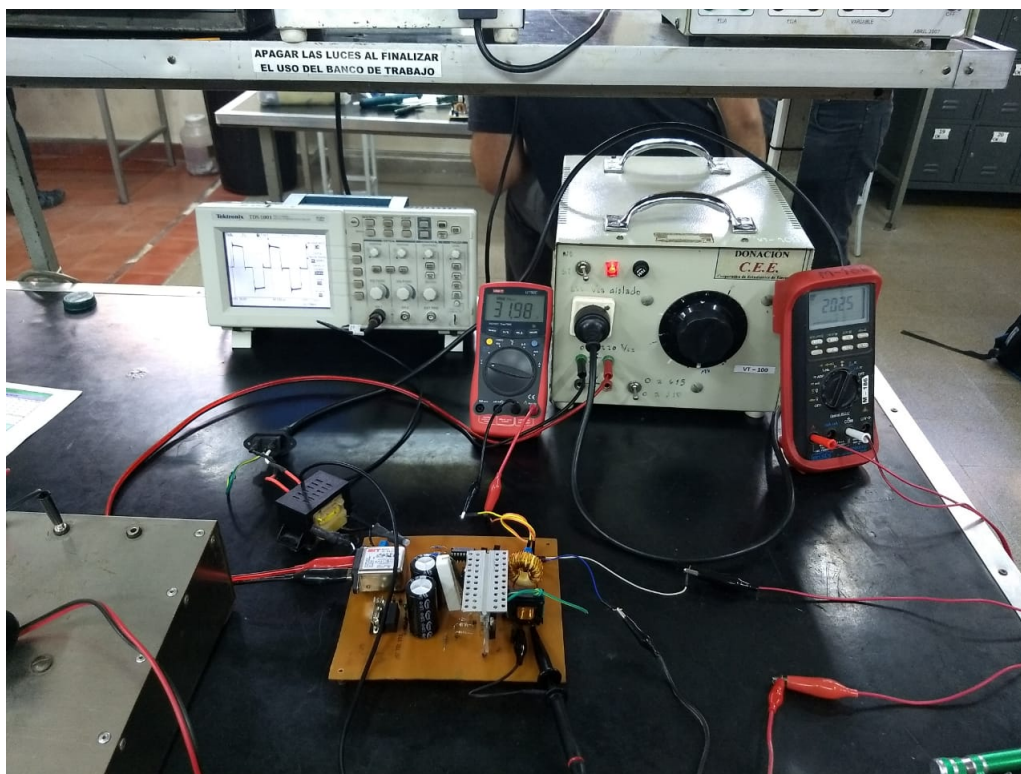


Figura 22 - Prueba de Funcionamiento de la Fuente



Figura 23 - Mediciones Corriente (I_{zq}) Y Tensión (Der)



4.4. Mediciones de Ripple.

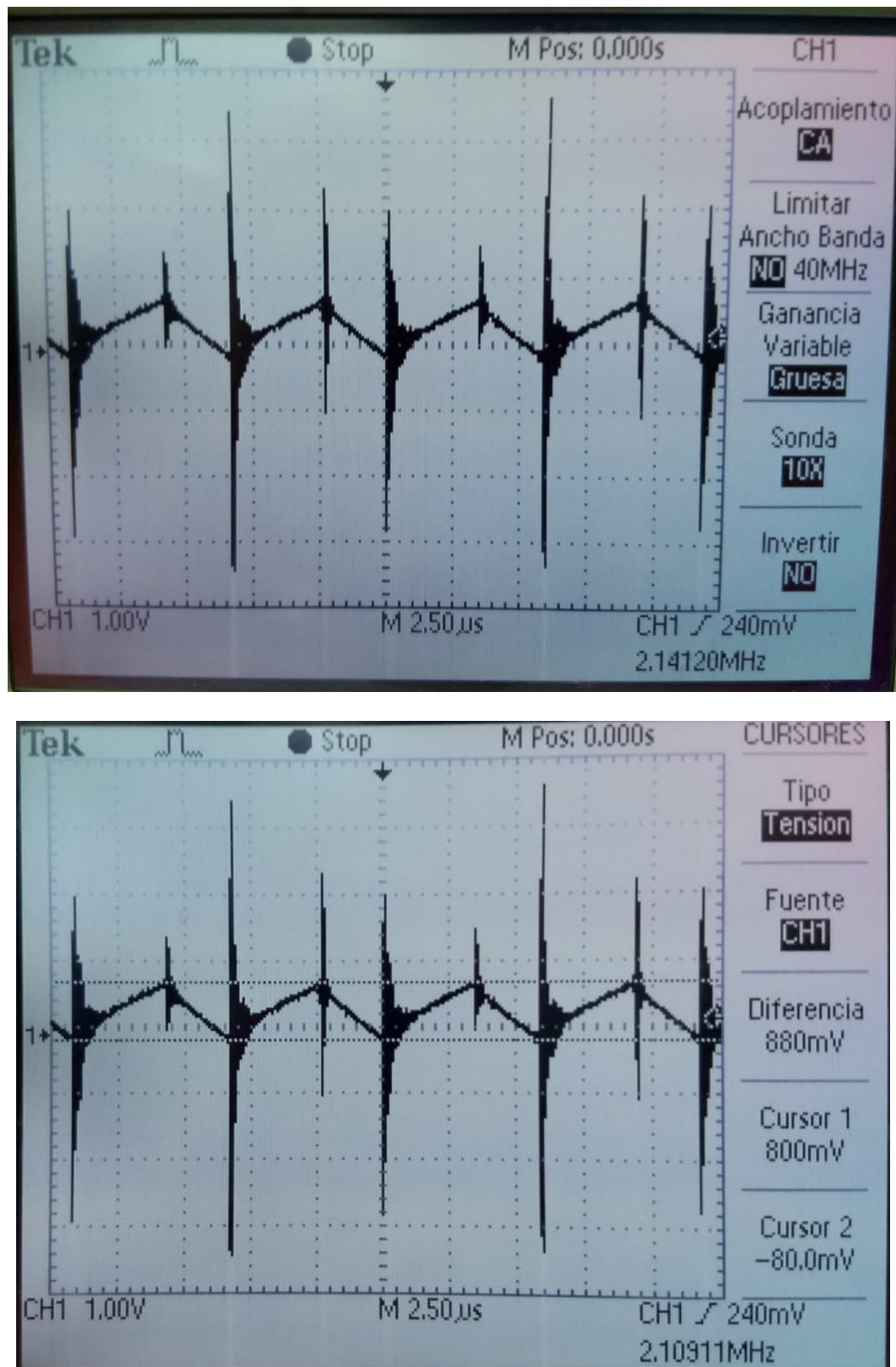


Figura 24 - Mediciones de Ripple



5. Conclusión.

La fuente conmutada tiene su fundamento en utilizar la tensión de línea de la Red para convertirla en una tensión de DC. El diseño de la misma permite obtener valores de P_{out} de 60-70 [W], con el menor ripple posible. En un diseño de fuentes lineales con la misma potencia de salida esto hubiese sido imposible por la sola necesidad de incluir un voluminoso transformador reductor, y grandes disipadores de calor en los reguladores monolíticos correspondientes, y transistores de paso.

La eficiencia del circuito es otro factor a tener en cuenta, pues cuando el transformador de ferrite no se encuentra saturado, y con adecuados disipadores de calor en transistores, el circuito no emite demasiado calor, y esto se refleja en un buen aprovechamiento de la energía como consecuencia evidente de la conmutación en alta frecuencia.

A la hora de llevar a cabo prácticamente la fuente, se encontraron varias discrepancias entre los cálculos analíticos o propios de los datos de los componentes que hacían que la fuente no funcionara de forma correcta, por ejemplo, en el caso del IR2110, las resistencias R1 y R3 originalmente son de 100 Ω pero producen una caída de tensión suficientemente grande para variar el punto medio de tensión, lo cual es sumamente desfavorable.

Un cambio que también se realizó fue el del valor de las resistencias de control del TL494, debido a que se necesitaba un mayor rango de variación tanto en el ancho de los pulsos de salida del pwm como en la frecuencia de los mismos.

Al hablar del momento de realizar el bobinado transformador de potencia, hay que recalcar que si bien la relación de vueltas del primario y secundario son correctas, modificamos el valor del mismo a una relación 24/8-8 del primario y secundario para obtener una mayor tensión, y por ende, mayor potencia a la salida.

Otro factor a tener en cuenta al momento de diseño de la fuente conmutada es el control del ripple de salida. Si bien en nuestro caso se optó por no incluir a la salida más que un solo capacitor de filtro, se podría haber elegido usar varios capacitores en paralelo con distintas tecnologías a fin de reducir el ripple en la continua, teniendo claramente un mejor filtrado.



6. Anexo.