

TRABAJO PRACTICO N° 5 - FUENTE CONMUTADA DE MEDIO PUENTE AISLADA

Berasategui Darío - Della Santina Lucas - Quevedo Nicolás

5R2

2019

Índice

1. Introducción	3
2. Diseño	4
2.1. Etapa de entrada	4
2.2. Etapa de control	6
2.3. Etapa de conmutación	8
2.4. Transformador aislador con punto medio	10
2.5. Etapa de salida	11
2.6. Diseño del PCB	13
3. Implementación	15
4. Mediciones	16
4.1. Tensión y corriente a la salida	16
4.2. Ripple de tensión a máxima carga	16
4.3. Primario del transformador	16
4.4. Ensayo térmico	17
5. Conclusión	19

1. Introducción

Una fuente commutada es un dispositivo electrónico que transforma energía eléctrica mediante transistores en conmutación. La forma de onda cuadrada resultante es aplicada a transformadores con núcleo de ferrita para obtener uno o varios voltajes de salida de corriente alterna (CA) que luego son rectificados y filtrados para obtener los voltajes de salida de corriente continua (CC).

Las ventajas de este método incluyen menor tamaño y peso del núcleo, mayor eficiencia y por lo tanto menor calentamiento. Las desventajas, comparándolas con fuentes lineales, es que son más complejas y generan ruido eléctrico de alta frecuencia que debe ser cuidadosamente minimizado para no causar interferencias a equipos próximos a estas fuentes.

El proyecto se divide en tres etapas. Una de diseño, donde se encontrarán los cálculos correspondientes a cada bloque de la fuente y como se espera que se comporten. Otra de implementación, donde se mostrará el proceso de construcción y armado de la placa. Y por último, las mediciones correspondientes a lo especificado por la consigna.

Para tener una visión completa de la fuente y como está organizada, se plantea el siguiente diagrama de bloques.

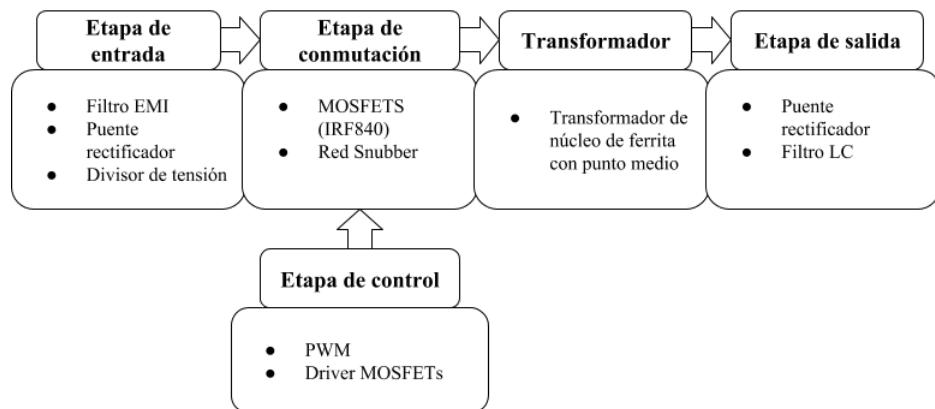


Figura 1: Diagrama de bloques de fuente commutada

2. Diseño

Para este práctico se requiere diseñar y construir una fuente de alimentación aislada de 50W con las siguientes especificaciones:

- Convertidor medio puente bidireccional
- Línea de alimentación: 200 a 240VRMS, 50Hz
- Frecuencia de conmutación: 80KHz
- Salida: 24V / 2,5A - 3,5A; ripple de 400mVpp, regulación en línea y carga de +/- 1 %
- Circuito de protección contra sobre-corriente

2.1. Etapa de entrada

Ésta etapa, figura 2, es la encargada de proporcionar al resto de la fuente, la tensión y corriente con la que se trabajará. Se tiene a la entrada de la fuente la tensión alterna de línea 220VRMS o 310V_p y el primer elemento que se encuentra, entre la línea y los demás componentes de la fuente, es el filtro EMI (filtro de interferencia electromagnética) que evita la interferencia magnética entre dispositivos eléctricos conectados a la misma red de alimentación. Inmediatamente después del filtro EMI, se utiliza como método de protección contra sobre-corriente, un fusible de 500 mA.

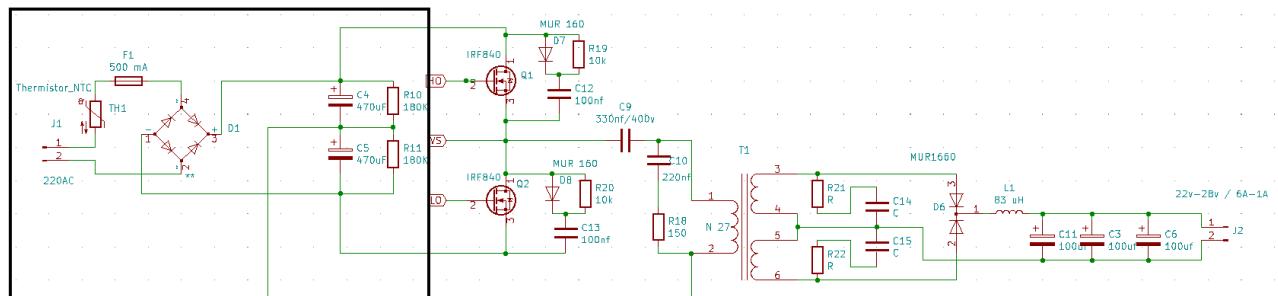


Figura 2: Esquema de etapa de entrada

Termistor NTC de entrada

Como se ve en el esquema, se tienen dos capacitores en serie, entre 310V y masa. Estos capacitores, cuando se enciende la fuente y están descargados, requieren mucha corriente hasta que se carguen. Dicha corriente puede dañar componentes en la etapa de entrada y lo que se hace para prevenirlo es colocar un NTC en serie. El NTC reduce su resistencia con el aumento de la temperatura reduciendo así el pico de corriente en el transitorio. Para saber que modelo de NTC se utilizará, se recurre a una hoja de datos y se verifica cual de los modelos satisface los requisitos de diseño. En la tabla 1, se observan algunos de los valores que se tuvieron en cuenta para seleccionar el modelo.

Rated zero-power resistance	Dissipation factor	Thermal time constant	Maximum current at 25°C	Residual resistance	Temperature range
[Ω]	[mW/°C]	[S]	[A]	[Ω]	[°C]
5	15	68	5.0	0.48	-55 ~ +200

Cuadro 1: Especificaciones NTC 5D13

Puente rectificador

Luego la tensión es rectificada mediante un puente rectificador de diodos y dividida a la mitad (155V) por un divisor resistivo conformado por R10 y R11, seguidos de C4 y C5 que son los capacitores que se encargan de reducir el ripple de tensión y proporcionar la corriente para el transformador cuando los MOSFETs están encendidos.

Para determinar que puente de diodos utilizar, se realiza el siguiente planteo: si se deben entregar 50W a la salida, y se supone un caso donde la eficiencia sea el 65 %, que sería lo suficiente baja como para considerarla un caso «extremo», se tiene

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = 65\%$$

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} = \frac{70[W]}{0,65} = 107.69[W]$$

$$I_{inRMS} = \frac{P_{in}}{V_{inRMS}} = \frac{107.69[W]}{220[V]} = 0.48[A]$$

que es la corriente que tendremos en la etapa de entrada y que deben soportar los diodos. Para evitar el estrés en los diodos y para tener un margen ante cualquier eventualidad, se toma como criterio $I_{puente} \geq 3 \cdot I_{inRMS}$. Se seleccionó, así entonces, el modelo KBL10 por sus características, tabla 2.

Maximum recurrent peak reverse voltage	Maximum RMS voltage	Maximum dc blocking voltage	Maximum forward rectified current	Peak forward surge current	Operating temperature range T _j
[V]	[V]	[V]	[A]	[A]	[°C]
1000	700	1000	4.0	200	-50 ~ +150

Cuadro 2: Especificaciones KBL10

Capacitores de entrada

El siguiente paso es determinar el valor de los capacitores C4 y C5. Se parte desde la tensión sobre el primario del transformador de aislación 155V y por el ciclo de trabajo máximo, que como se verá más adelante, es de 80 %. Entonces se tiene

$$V_{pri} = 155 \cdot 0,8 = 124[V]$$

Si la potencia en la entrada es de 107.69W, la corriente que el capacitor debe entregar al transformador es de

$$I_{pri} = \frac{P_{in}}{V_{pri}} = \frac{107.69[W]}{124[V]} = 0,86[A]$$

Con éstos valores y la tensión de ripple de 30Vpp, valor consultado para este diseño, se calcula la capacitancia total

$$C_T = \frac{I_{pri}}{V_{pp_{ripple}} \cdot f} = \frac{0,86[A]}{30[V] \cdot 100[Hz]} = 289[\mu F]$$

donde f es la frecuencia de ripple. Como se utilizarán dos capacitores en serie se debe calcular

$$C_T = \frac{C_4 \cdot C_5}{C_4 + C_5} = 289[\mu F]$$

$$C_4 = C_5 = C$$

$$C_T = \frac{C^2}{2C} = 289[\mu F]$$

$$C = 446[\mu F]$$

que es el valor de ambos capacitores. Comercialmente éste valor es 470 $[\mu F]$ / 250[V], por lo que se trabajará con esa capacitancia.

Divisor resistivo

Como se aprecia en el esquema entrada, figura 2, se tiene un divisor resistivo con R_{10} y R_{11} iguales para dividir la tensión a la mitad. El valor de estas resistencias se fijó en $150[K\Omega]$, ya que idealmente deberían ser del orden de los $M\Omega$ pero eso requeriría que los capacitores demoren más en cargarse, además de que existen mayores posibilidades de diferencia entre ambas debido a la tolerancia. Por otro lado, si se elige un valor bajo, se estaría desperdiciando energía y por lo tanto potencia. Entonces, antes de los MOSFETs se tienen 155V rectificados listos para la conmutación.

2.2. Etapa de control

En esta etapa, lo que se hará, es generar las ondas rectangulares de tensión, de las que se puede tener un control mediante los drivers de los MOSFETs, para tener una tensión eficaz deseada y por ende, la potencia que se busca a la salida. Los puntos más importantes a tener en cuenta, en el diseño de esta etapa, son:

- Configuración del generador de PWM
 - Configuración del driver de MOSFETs
 - Tipo y modelo de MOSFETs
 - Cálculos para la red Snubber

Fuente de 12V

En primer lugar, para alimentar el generador PWM y el driver, se debe elaborar una fuente de 12V. En la implementación se optó por utilizar una fuente capacitiva, debido a la baja corriente requerida por los dispositivos. De todas formas, no se hará hincapié en la misma debido a que no es de interés para este práctico.

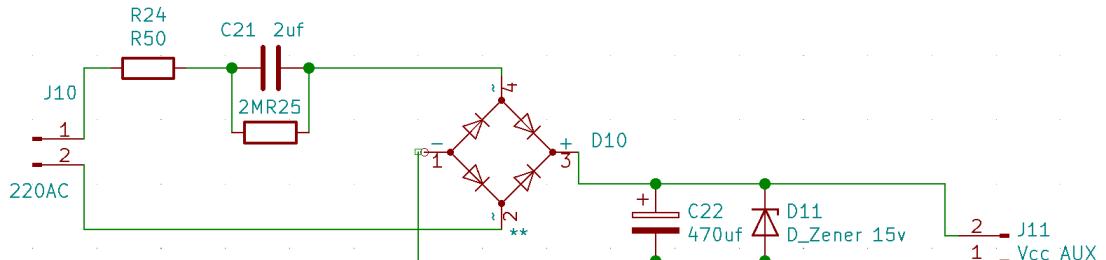


Figura 3: Fuente capacitiva

Generador de PWM

La conmutación comienza desde el generador de PWM, que es la señal con la que se encenderán o apagarán los MOSFETs, cada uno a 80KHz. El componente que se utiliza para esto es el SG3525 y tiene la configuración de la figura 4.

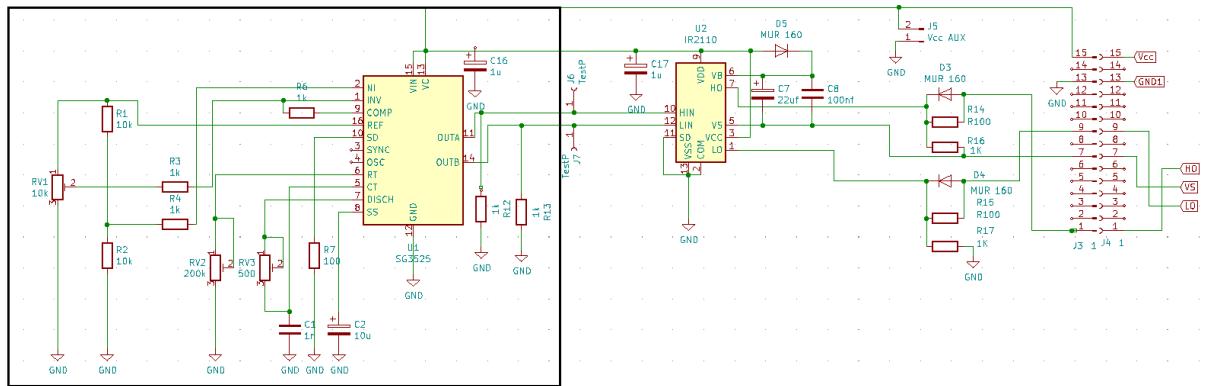


Figura 4: Esquema de etapa de control - Generador PWM

El ciclo de trabajo de la onda se puede incrementar o reducir de acuerdo los niveles de tensión en los pines 1 (INV) y 2 (NI).

La frecuencia de oscilación de PWM depende de la capacitancia de temporizado y de la resistencia de temporizado. El capacitor de temporizado (CT) está conectado entre el pin 5 y GND. La resistencia de temporizado (RT) está conectada entre el pin 6 y GND y la resistencia entre los pines 5 y 7 (RD) determina el tiempo muerto. La frecuencia está dada entonces por la siguiente relación

$$f = \frac{1}{C_T \cdot (0.7 \cdot R_T + 3 \cdot R_D)}$$

Algunas de las condiciones de operación recomendadas por el fabricante son:

- R_T : desde $2[K\Omega]$ hasta $150[K\Omega]$
 - C_T : desde $0,001[\mu F]$ hasta $0,1[\mu F]$
 - R_D : desde $0[\Omega]$ hasta $150[K\Omega]$

Se calcula entonces los valores máximos de las resistencias para 80[KHz] y se fija el valor del capacitor, 1[nF] en este caso. Como R_D no puede superar 500[Ω] se despeja R_T

$$R_T = \frac{1}{0,7} \cdot \left(\frac{1}{80 \times 10^3 \cdot 1 \times 10^{-9}} - 3 \cdot 500 \right) = 15714[\Omega]$$

Para lograr esa resistencia y poder ajustarla se utilizan una resistencia fija de $6,8[K\Omega]$ en serie con una resistencia rotatoria multi-vuelta de $10[K\Omega]$ para su ajuste. Para R_D se utiliza también una resistencia multi-vuelta de $500[\Omega]$. Con esos valores ya se tiene la frecuencia configurada.

Driver de MOSFETs

Para la conmutación se utilizan dos MOSFETs IRF840 que funcionan como switches haciendo caer 155V en el primario del transformador cada vez que uno de ellos está encendido, figura 5. Cuando ambos transistores se encuentran apagados, durante el tiempo muerto, en la conexión entre el surtidor de Q1 y el drenador de Q2 existe una tensión «flotante» VS. Como debe existir una caída entre compuerta y surtidor mayor o igual a 4V (según hoja de datos IRF840), ésta tensión debe estar regulada. Para esto se utiliza el controlador IR2110, figura 6. Este integrado a través del valor recibido de las señales, HO y LO, del generador de PWM, y de la tensión VS, utiliza los capacitores C7, C8 y el diodo D5 para suministrar la tensión necesaria para el disparo del transistor indicado.

Cuando Q2 está saturado $V_S = 0V$, el diodo D5 se polariza en directa y C7 y C8 se cargan a la tensión $VCC - VD1$. Cuando llega el tiempo muerto, Q2 permanece en corte o apagado y D3 se polariza en inversa, por lo que los capacitores ahora entregan esa «tensión flotante» para que Q1 pueda encenderse.

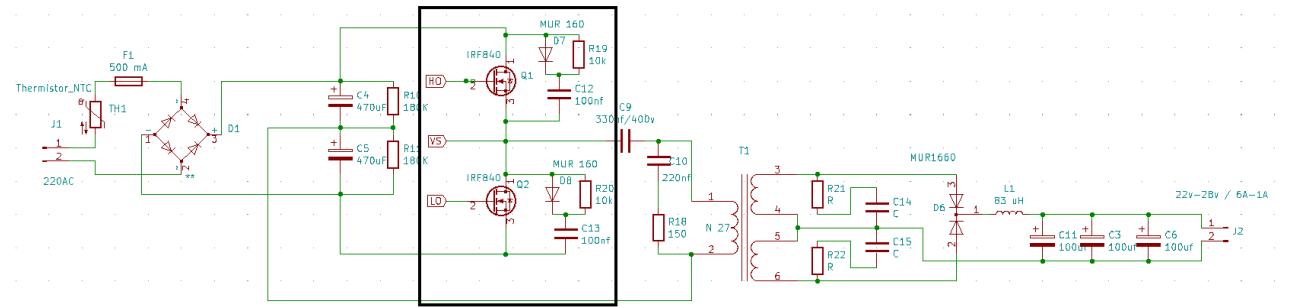


Figura 5: Configuración de los MOSFETs IRF840

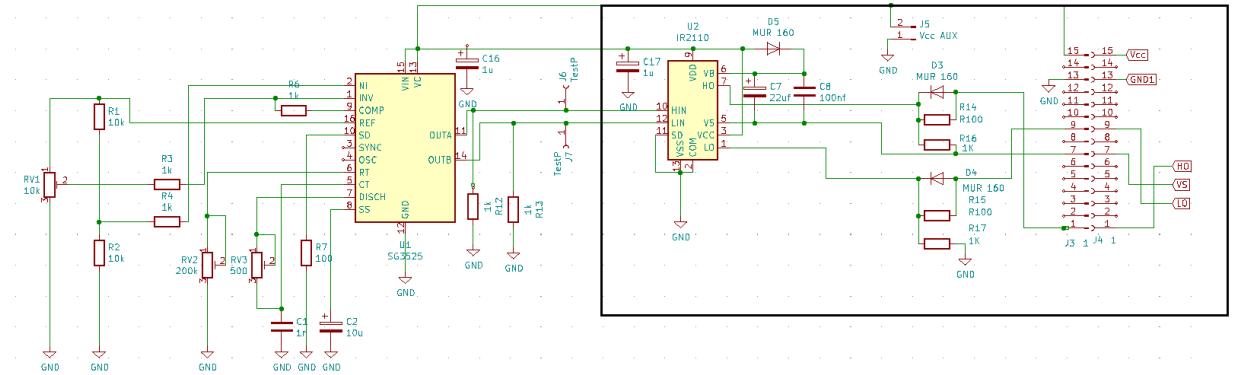


Figura 6: Esquema de etapa de control - Driver MOSFETs

Para fijar el modelo de diodo D3 es indispensable tener en cuenta la tensión de pico inversa repetitiva que debe soportar, ya que, sobre él caerá la señal alterna a una frecuencia de 80KHz. Se elige el diodo MUR160 por su tensión de pico inversa repetitiva de 600V.

Las resistencias R14 y R15 (figura 5) son limitadoras de corriente de la salida del driver y los diodos D3 y D4 ayudan a lograr un menor tiempo de apagado de los transistores descargando las cargas acumuladas por capacitancias parásitas de la compuerta.

R16 y R17 cumplen la función de prevenir encendidos accidentales a causa del efecto Miller entre la compuerta y surtidor.

2.3. Etapa de conmutación

En esta etapa se determinará que modelos de transistores utilizar y se hará el diseño de la red Snubber para el primario del transformador.

MOSFETs

Para elegir que transistor utilizar se debe analizar, en primer lugar, la corriente máxima que circulará a través del dispositivo suponiendo el peor de los casos. Para el cálculo de la corriente en la etapa de entrada, se tenía que la corriente a través del primario del transformador era $I_{pri} = 0,86[A]$, ésta corriente es la misma que circulará por el transistor

$$I_{DMAX} = I_{pri} = 0,86[A]$$

donde I_{DMAX} es la corriente máxima a través del drenador cuando el MOSFET está encendido. Además la tensión drenador-surtidor máxima V_{DSMAX} será 310V. Bajo estas condiciones se podría seleccionar cualquiera de los transistores de la tabla 3. Se selecciona el IRF840 por ser el que mayor corriente de drenador soporta y por su baja resistencia de encendido, lo cual proporciona una mejor eficiencia y menor disipación de potencia.

Tipo	V_{DSS}	$R_{DS(on)}$	I_D
	[V]	[Ω]	[A]
IRF840	500	< 0.85	8
IRF830	500	< 1.5	4.5
IRF820	500	< 3	4

Cuadro 3: Características máximas de algunos MOSFETs para la fuente conmutada

Capacitor de acople

El capacitor C_9 , es un capacitor de acople sin polaridad y su función es impedir el paso de corriente continua al transformador para evitar la saturación. Tiene que ser capaz de manejar la corriente del primario y soportar la tensión de entrada. La tensión de carga del capacitor está dada por la siguiente relación

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

donde Δt es el intervalo de tiempo en que se carga el capacitor, y está dado por el periodo de la señal T y el ciclo de trabajo D

$$\Delta t = T \cdot D = \frac{1}{f} \cdot D = \frac{1}{80 \times 10^3} \cdot 0,8 = 10[\mu s]$$

la tensión de carga V_C debe ser entre el 10% y el 20% de 155V, se plantean 31V, entonces

$$C = \frac{0,86[A]}{31[V]} \cdot 10[\mu s] = 270[nF]$$

se elige entonces un capacitor de 220[nF]/400[V] sin polaridad.

Red Snubber

En la conmutación, durante el tiempo muerto cuando ambos transistores permanecen apagados, entra en juego la inductancia del bobinado primario del transformador, que tiende a mantener la circulación de corriente a través de él produciendo sobre-picos de tensión y eliminando o deformando los tiempos muertos necesarios. Se debe plantear un camino alternativo para que el transformador se descargue en estos tiempos, para eso se diseña una red Snubber, figura 7.

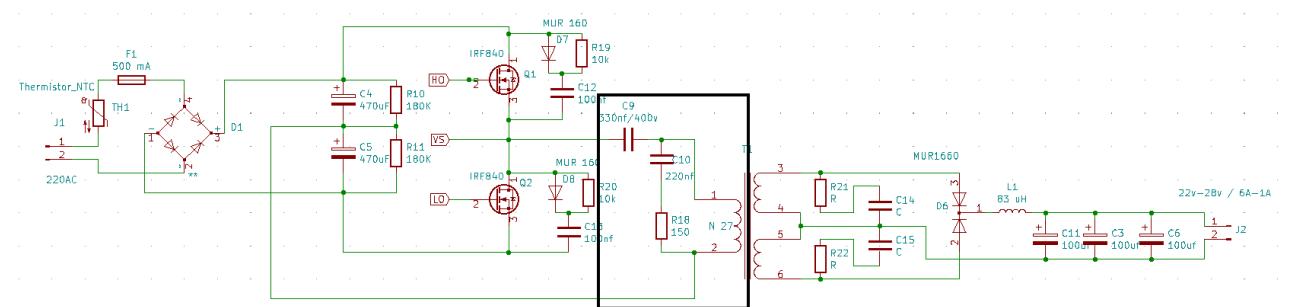


Figura 7: Esquema de etapa de conmutación - Red Snubber

para calcular los valores de C_9 y R_{13} se utilizan dos ecuaciones empíricas

$$R_{snub} = \frac{V_{pri}}{I_{pri}}$$

$$C_{snub} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{snub} \cdot f_{tm}}$$

la resistencia de Snubber es igual a la caída de tensión en el primario del transformador, sobre la corriente que circula a través de él. Se tiene idealmente, para un ciclo de 80%.

$$R_{snub} = \frac{124[V]}{0.86[A]} = 144[\Omega]$$

f_{tm} es la frecuencia de tiempo muerto, que es el doble de la de comutación, entonces el capacitor es.

$$C_{snub} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 144[\Omega] \cdot 160 \times 10^3[Hz]} = 6.9[nF]$$

Por ultimo la potencia disipada por la resistencia es

$$P_{Rsnub} = C_{snub} \cdot V_{pri}^2 \cdot f_{tm} = 6.9 \times 10^{-9}[F] \cdot 124[V] \cdot 160 \times 10^3[Hz] = 17[W]$$

En la esquema, figura 7, se utilizaron

$$R_{snub} = 150[\Omega]/20[W]$$

$$C_{snub} = 2,2[nF]$$

por lo que la potencia se estima que sea

$$P_{Rsnub} = 5,41[W]$$

2.4. Transformador aislador con punto medio

El transformador a utilizar es el previsto por la cátedra, la cazoleta es de tipo E20/10/6 con núcleo de ferrita de material tipo N27, imagen de la figura 8, y su hoja de datos se encuentra en el anexo.

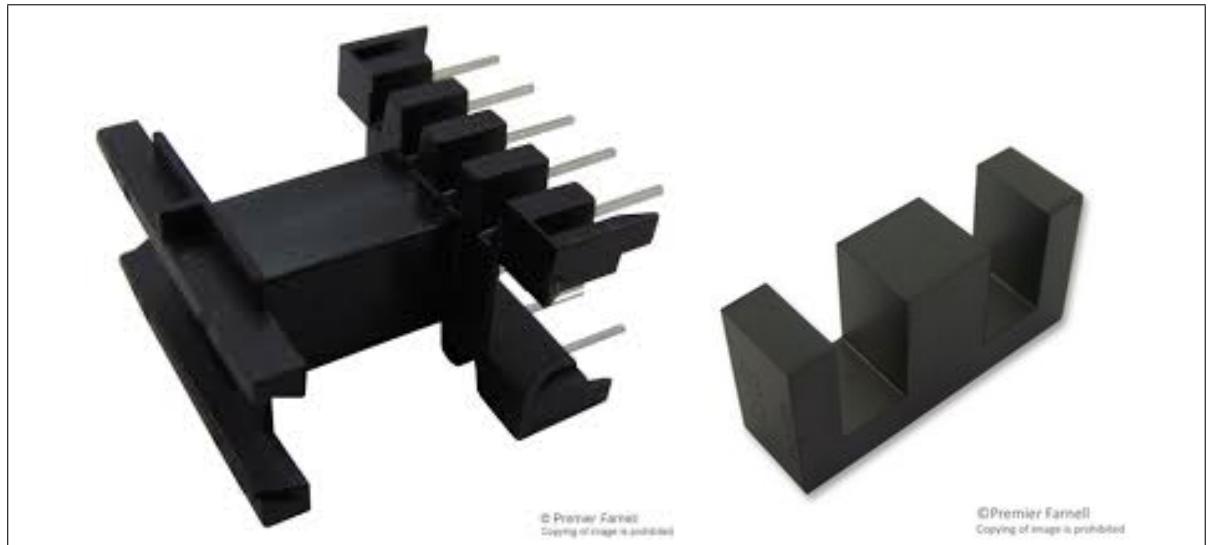


Figura 8: Cazoleta tipo E20/10/6 y núcleo de ferrita N27

Número de vueltas

Utilizando las gráficas de la hoja de datos, se elige un $B = 300[mT] = 3000[G]$ en la curva de magnetización dinámica, ya que es un punto estable con respecto a la variación de temperatura, se calcula el número de vueltas para el primario.

$$V_{pri} = 4,44 \cdot f \cdot B \cdot N_{pri} \cdot A_e \times 10^{-8}$$

$$N_{pri} = \frac{V_{pri}}{4,44 \cdot f \cdot B \cdot A_e \times 10^{-8}} = \frac{124[V]}{4,44 \cdot 160 \times 10^3[Hz] \cdot 3000[G] \cdot 0,321[cm^2] \times 10^{-8}} \approx 28[vueltas]$$

para el secundario se plantea

$$\frac{N_{sec}}{N_{pri}} = \frac{V_{sec}}{V_{pri}}$$

la tensión en el secundario es un poco más de la especificada por el diseño (24V), por posibles pérdidas y caídas de tensión. Se plantea 30V entre punto medio y alguno de los extremos del secundario. Por lo que la tensión del secundario es 2 veces 30V, osea 60V

$$N_{sec} = \frac{V_{sec} \cdot N_{pri}}{V_{pri}} = \frac{60[V] \cdot 18[vueltas]}{124[V]} \approx 9[vueltas]$$

En la práctica se utilizarán 30 vueltas para el primario y 10 para el secundario o 5 vueltas por bobinado, para evitar pérdidas y errores de cálculo.

Diámetro de conductores

Se utiliza una densidad de corriente de $J = 4[A/mm^2]$ para calcular el diámetro del conductor del devanado primario.

$$\Phi_p = \sqrt{\frac{4 \cdot I_{pri}}{\pi \cdot J}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,86[A]}{\pi \cdot 4[A/mm^2]}} = 0,52[mm] \approx 0,5[mm]$$

igual para el secundario pero con la corriente máxima de salida, $I_{sec} = 3[A]$.

$$\Phi_p = \sqrt{\frac{4 \cdot I_{sec}}{\pi \cdot J}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 3[A]}{\pi \cdot 4[A/mm^2]}} = 0,98[mm] \approx 1[mm]$$

2.5. Etapa de salida

En la etapa de salida se rectifica la señal conmutada y se aplica un filtro a la salida para mantener una corriente continua. Los puntos importantes a desarrollar son los diodos rectificadores (MUR1660) y el filtro LC, compuesto por la bobina de «choque» L1 y los capacitores C11, C3, C6 (se utilizó esta configuración de capacitores en paralelo para obtener una ESR más baja), como se ve en la figura 9.

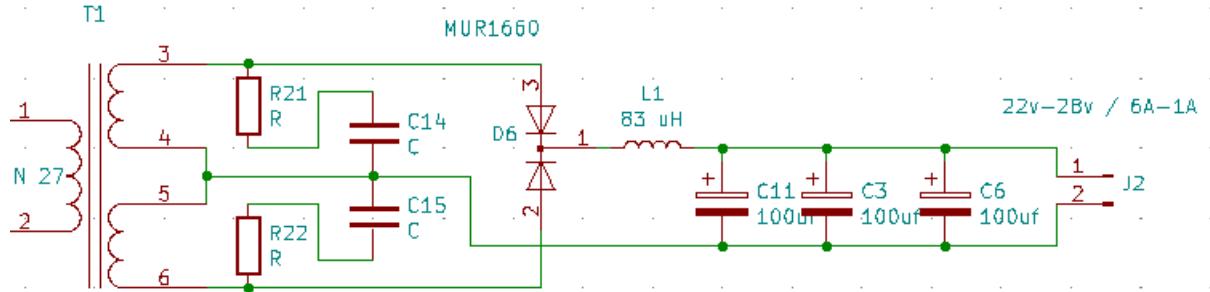


Figura 9: Esquema de etapa de salida

Diodos rectificadores

Para rectificar la señal a la salida, se necesitan dos diodos que soporten la corriente que circulará por la carga y deben ser rápidos para la conmutación. Entonces se utiliza el integrado MUR1660 por sus características, cuadro 4. Este componente viene en encapsulado TO-220, lo que resulta muy cómodo a la hora del ensamblado y es una razón más para utilizarlo.

	V_{RRM} [V]	$I_{F(AV)}$ por diodo [A]	I_{FM} [A]	I_{FSM} [A]	t_{rr} [ns]
MUR1660	600	8	16	100	35

Cuadro 4: Características de MUR1660

Bobina de choque

En el diseño de la bobina de choque se deben tener en cuenta lo siguiente:

- Material del núcleo: debe ser de un material de alto valor de saturación de densidad de flujo, ya que si se satura comenzará a disipar energía en forma de calor.
- Inductancia: debe tener la capacidad de almacenar suficiente energía para que, durante los tiempos t_{off} pueda cumplir con la corriente requerida por la carga.
- Frecuencia de trabajo: 160[KHz]

Para calcular el valor de la inductancia se necesita saber el tiempo muerto máximo t_{offMAX} de la frecuencia de la señal en la etapa de salida, luego de ser rectificada $f = 160[KHz]$. Se puede saber el tiempo muerto máximo, a partir de su ciclo de trabajo, $D_{off} = 20\%$

$$t_{offMAX} = D_{off} \cdot T = \frac{D_{off}}{f} = \frac{0,2}{160 \times 10^3} = 1,25[\mu s]$$

Tomando el ripple de corriente ΔI_L al 15 % de la corriente de salida, se calcula

$$L = \frac{V_o \cdot t_{offMAX}}{\Delta I_L} = \frac{25[V] \cdot 1,25[\mu s]}{3[A] \cdot 0,15} = 69,4[\mu H]$$

Una vez obtenido el valor de inductancia y sabiendo el valor de la frecuencia de trabajo, se procede a elegir el tipo de núcleo, su forma y material. Se elige un núcleo toroidal modelo T106-26B con las siguientes características:

Material mix No.	Reference permeability [μ_o]	Material density [g/cm^3]	Color code
26	75	7.0	Yellow/White

Cuadro 5: Propiedades del material del núcleo

Part No.	A_L	OD	ID	H_t	L	A	V
	[nH/N^2]	[in/mm]	[in/mm]	[in/mm]	[cm]	[cm^2]	[cm^3]
T126-26B	124	1.060/26.9	.570/14.5	.575/14.6	6.49	.858	5.57

Cuadro 6: Dimensiones magnéticas

El siguiente parámetro de diseño es el número de vueltas y está dado por la relación

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{69400[nH]}{124[nH/vueltas^2]}} = 23,65[vueltas] \approx 24[vueltas]$$

Por último se calcula el diámetro del conductor a utilizar.

$$\Phi_L = \sqrt{\frac{4 \cdot I_L}{\pi \cdot J}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 3[A]}{\pi \cdot 4[A/mm^2]}} = 0,98[mm] \approx 1[mm]$$

Capacitores C11, C3, C6

Para el cálculo del capacitor del filtro LC se tiene como dato el valor que debe tener el ripple de tensión a la salida, $V_{ripple} = 400[mV]$ entonces se calcula su capacitancia mediante la siguiente igualdad

$$C = \frac{I_o}{V_{ripple} \cdot f} = \frac{3[A]}{400[mV] \cdot 160[KHz]} = 46,8[\mu F]$$

en la implementación, se utilizaron 3 capacitores en paralelo de $100[\mu F]/63[V]$.

2.6. Diseño del PCB

Después de una vez calculados todos los valores de los componentes y hechos los esquemas de la fuente, se procede al diseño de la placa PCB. Para el diseño del circuito y PCB se utilizó KiCad y se tomaron las siguientes reglas:

- Pistas de 1[mm] para la etapa de control
 - Pistas de 3[mm] para la etapa de potencia
 - Clearence de 0,35[mm]
 - Mechas (o taladro en el programa) desde 0,5[mm] hasta 2[mm] dependiendo el componente

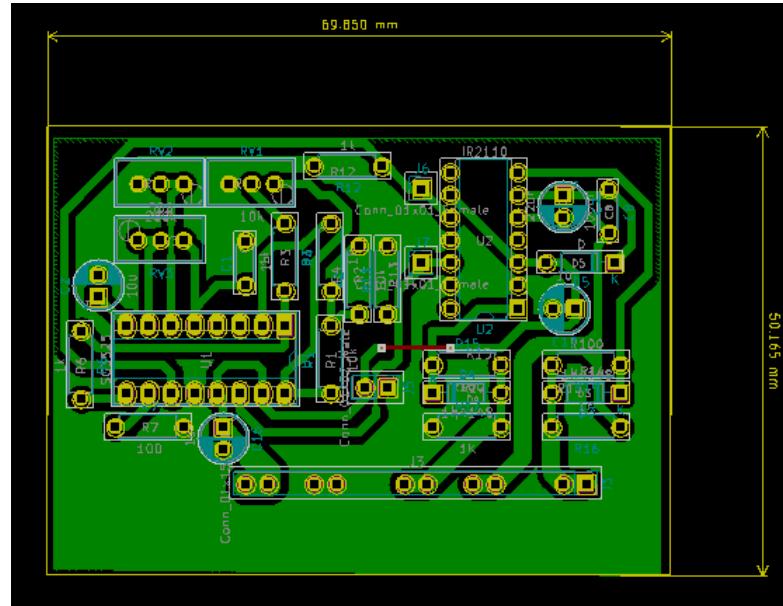


Figura 10: PCB etapa de control

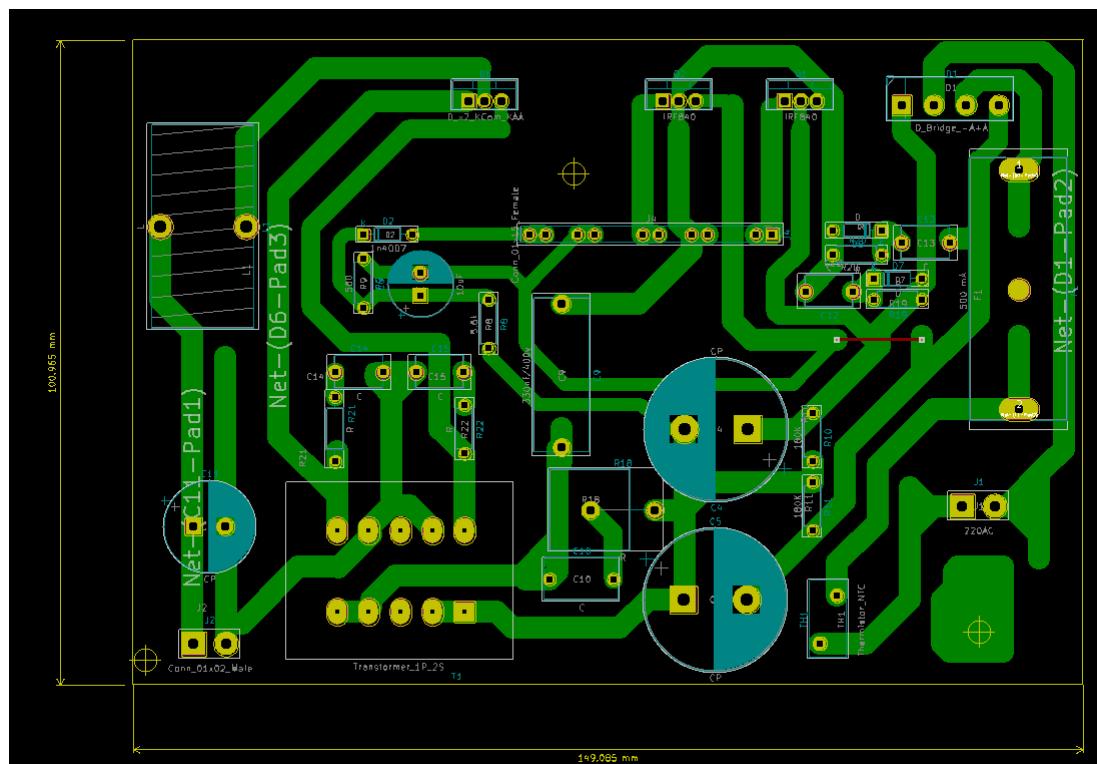


Figura 11: PCB etapa de potencia

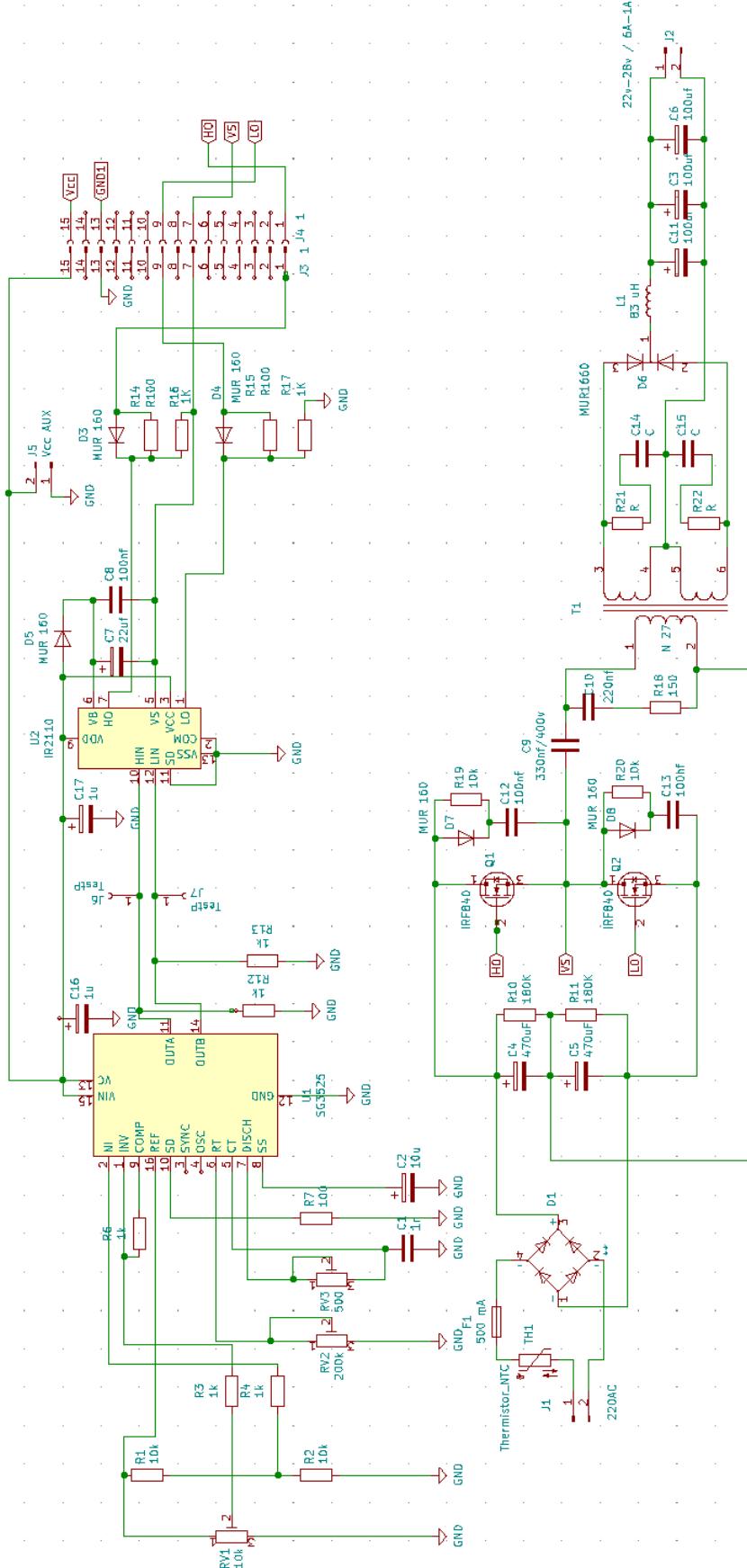


Figura 12: Esquema completo - Fuente conmutada

3. Implementación

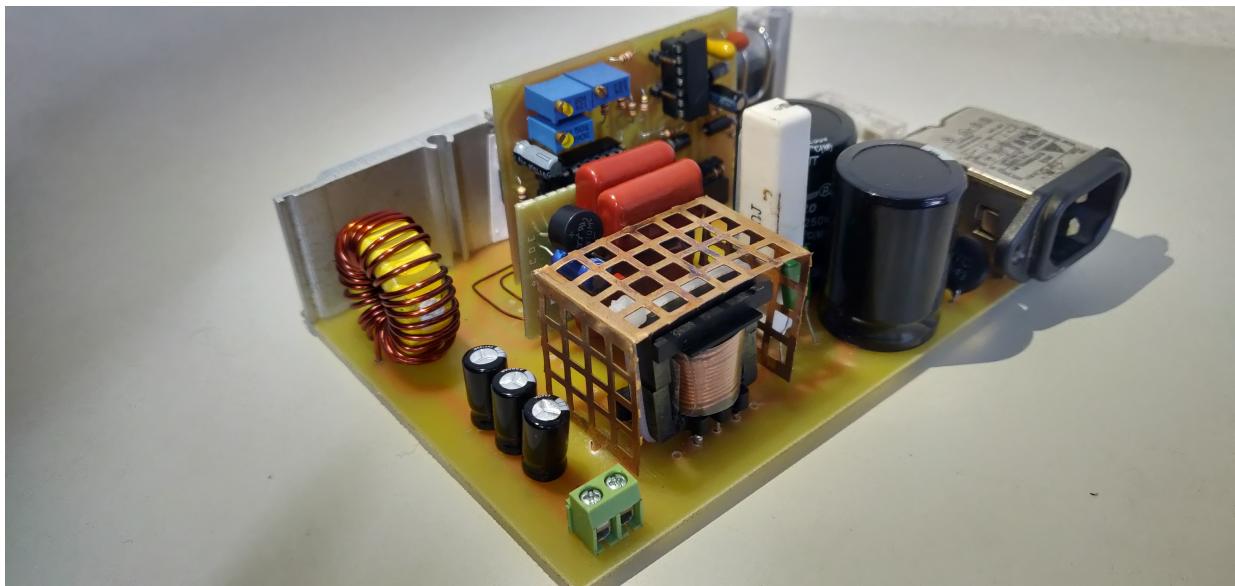


Figura 13: Fuente switching implementada



Figura 14: Fuente switching implementada

4. Mediciones

4.1. Tensión y corriente a la salida

Se realizaron dos experiencias con la fuente encendida durante 60 minutos. La primera con una carga de $12.5[\Omega]$ y luego con una carga de $5.38[\Omega]$. Estos fueron los valores recogidos:

R [Ω]	V_{ef} [V]	I_{cc} [A]	P [W]
12.5	27.5	2.2	60.5
5.38	25.3	4.7	118.91

Cuadro 7: Mediciones de tensión y corriente de salida

Como se observa la fuente supera los $50[W]$ y se aproxima a los valores de tensión y corriente de diseño.

4.2. Ripple de tensión a máxima carga

El ripple de tensión es medido directamente en la carga, la figura 15 muestra la señal en el osciloscopio.



Figura 15: Ripple de tensión de salida a máxima carga

$$\Delta V = 50[mV]$$

4.3. Primario del transformador

Debido a que la red snubber fue calculada para una corriente en el primario aproximada de 250 mA , se aprecia que para dicha corriente, la forma de onda de la tensión a bornes del mismo no presenta tiempo de cola. Contrastando, al hacerle circular una mayor corriente, empieza a aumentar el tail time. A continuación se muestran dos mediciones efectuadas bajo distintas condiciones de carga:

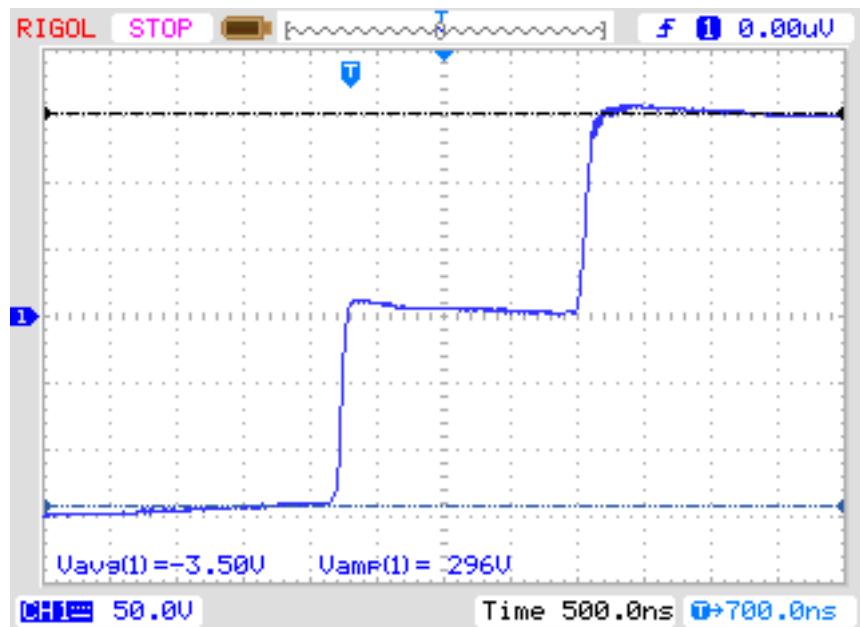


Figura 16: Tensión en el primario del transformador con 3 [A]

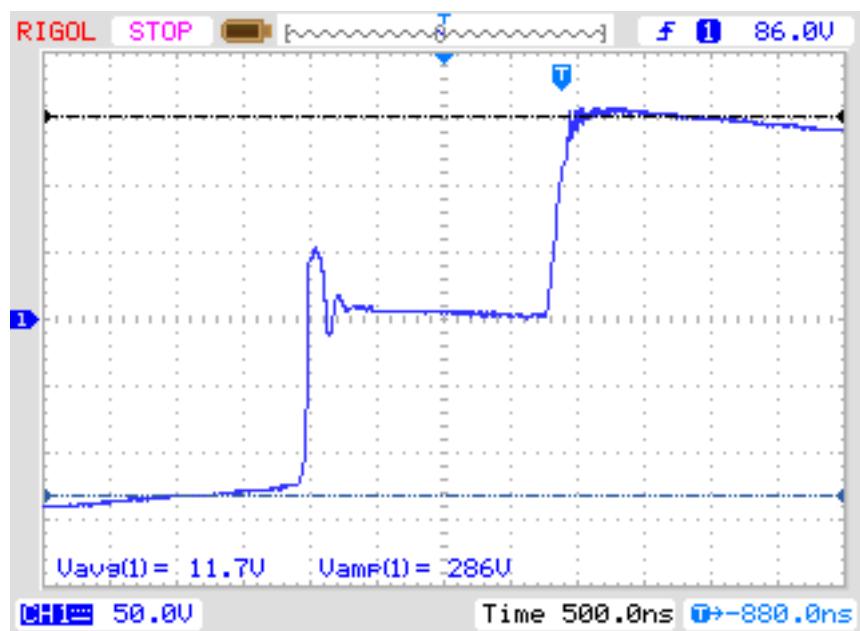


Figura 17: Tensión en el primario del transformador para corriente 300 % mayor a la calculada (9 [A])

4.4. Ensayo térmico

Se utilizó una cámara termográfica (Seek Thermal®) para constatar las temperaturas de operación bajo régimen, con una temperatura del ambiente controlada de 25°C. A continuación se muestran las mismas:

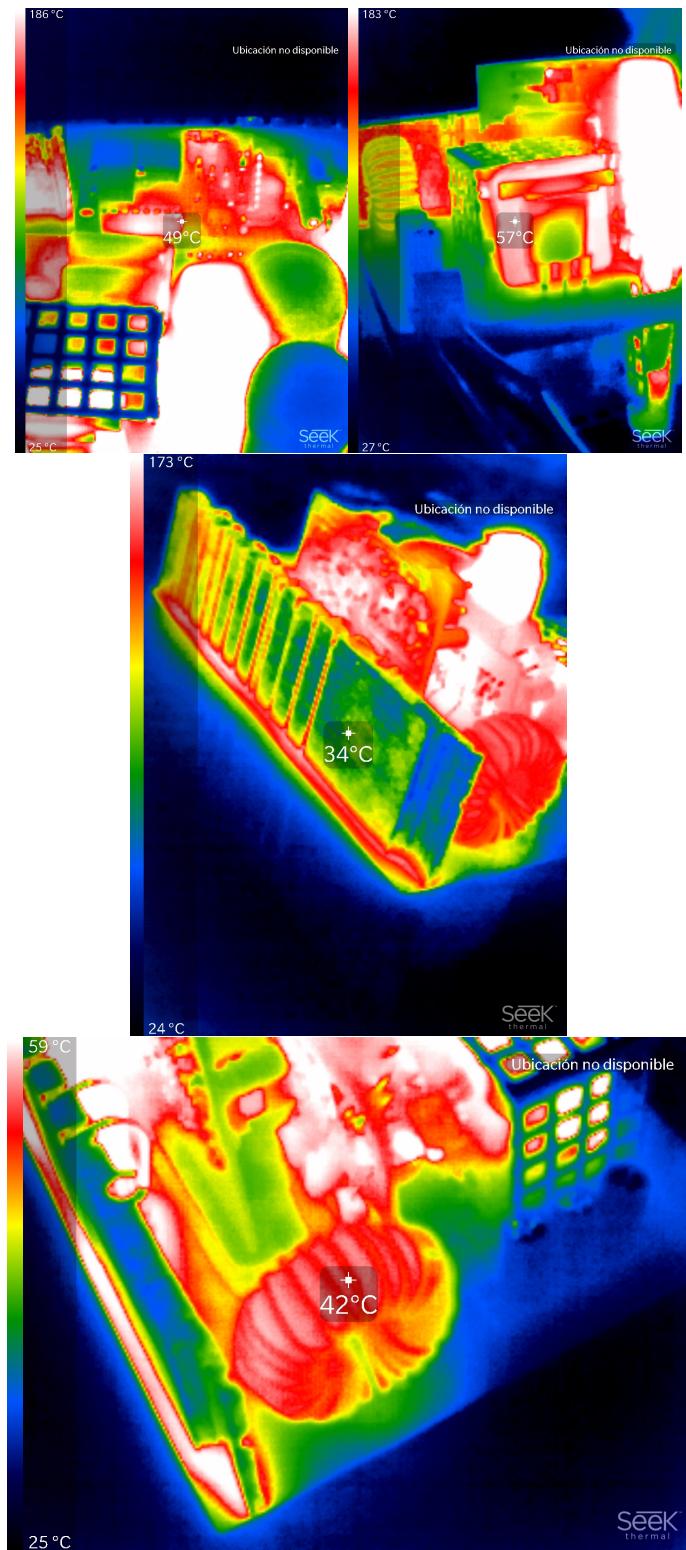


Figura 18: Seek Thermal®

5. Conclusión

El diseño y la construcción de una fuente conmutada, como se vió a lo largo de este informe, posee muchas variantes que no pueden ser dejadas de lado. Su desarrollo lleva un tiempo considerable de semanas o meses, ya que se deben tener en cuenta varios aspectos. Uno de ellos, es que el error en los cálculos y en las mediciones puede echar a perder días de trabajo. Para saber si el diseño funciona y está bien encaminado, es una buena metodología separar la fuente en módulos y probar su funcionamiento por separado, antes del ensamblaje; por este motivo se optó por realizar un módulo de control que se adosa a la placa de potencia. Esto evita que, si se produce una falla en un módulo, esta no afecte a los siguientes y se produzca un daño en cadena. Se debe tener un buen criterio antes de medir algún parámetro, ya que se está trabajando con tensiones de línea y pueden causar lesiones a la persona que esté midiendo si no se toman las precauciones necesarias. Por eso es importante destacar que a la hora de realizar las mediciones se debe hacer un análisis de que se espera obtener y como modifica al circuito la medición.

Los inconvenientes que se presentaron fueron pocos, pero de gran importancia debido a su repercusión en el funcionamiento de la fuente. En principio, hubo un problema con la fuente capacitiva, el cual se solucionó sencillamente recalculando la misma, y con software de simulación. Por otra parte, al no trabajar con la tensión que utilizamos para calcular la misma (ya que se utilizó una fuente de alimentación variable), se detectó un mal funcionamiento del circuito de control. Por ésto, se decidió trabajar con una alimentación externa (fuente del laboratorio) para corroborar el correcto funcionamiento de la etapa de potencia (half-bridge). Terminadas las pruebas, se utiliza la fuente diseñada en la implementación final.

Por otro lado, el problema que más tiempo de análisis demandó, fue un mal funcionamiento del rectificador de salida, el cual se aconseja para próximas implementaciones, tener muy en cuenta la tensión pico inversa y tiempo de recuperación en inversa, debido a que este problema refleja una demanda de elevada corriente en el devanado primario, la cual deforma la onda del medio puente. Esto nos llevó a pensar durante mucho que había problemas en la lógica de control, y/o en los dispositivos de potencia.