

# ELECTRÓNICA DE POTENCIA

TRABAJO PRACTICO N° 5: Fuente conmutada aislada de medio  
puente-Off-Line

PROFESORES:           Ing. Oros, Ramón  
                              Ing. Avramovich, Javier (JTP)

INTEGRANTES:

Bardón, Gastón	Leg: 53964
Costilla, Guillermo	Leg: 43324
Olea, Maximiliano	Leg: 54202
Santillán, David	Leg: 50789

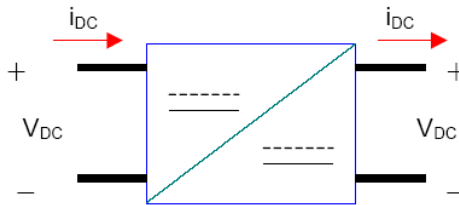
CURSO: 5R2

AÑO: 2015



## Introducción

Las fuentes conmutadas son básicamente convertidores de corriente continuas a corriente continua (DC/DC), que convierten un nivel de energía eléctrico, enviando a la carga otro nivel a través de la acción de la conmutación. Dicha conmutación es producida por semiconductores de potencia controlando la transferencia dinámica de potencia desde una fuente de entrada DC hacia la carga.



### Comparación entre fuentes conmutadas y fuentes lineales

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

#### Ventajas de las Fuentes Lineales

- Simplicidad de diseño.
- Operación suave y capacidad de manejar cargas, bajo ruido de salida y respuesta dinámica muy rápida.
- Para potencias menores a 10 W, el costo de los componentes es mucho menor que el de las fuentes conmutadas.

#### Desventajas de las Fuentes Lineales

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



### Ventajas de las Fuentes Conmutadas

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

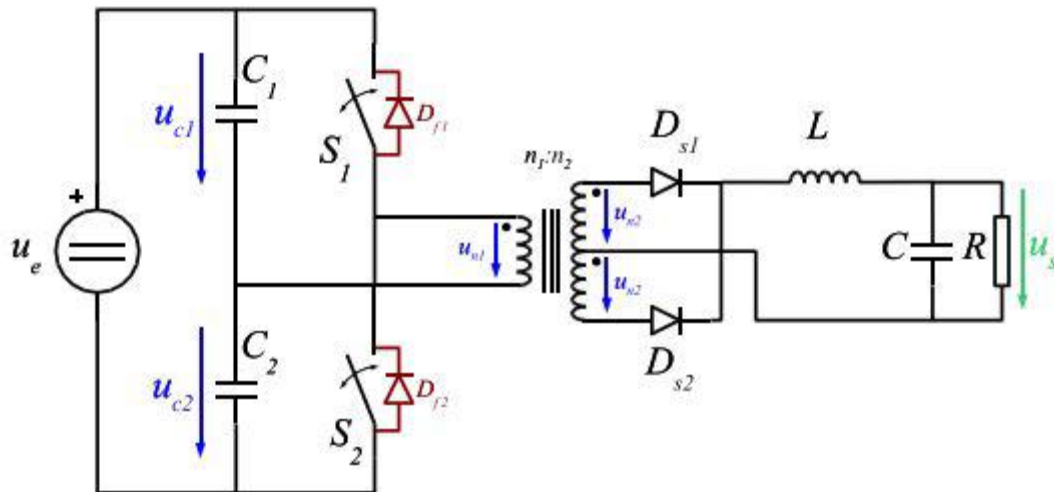
### Desventajas de las Fuentes Conmutadas

- Requieren de un diseño más elaborado.
- El ruido es mayor que el de las fuentes lineales. En la salida y entrada, irradia interferencia electromagnética y de radiofrecuencia que puede dificultar el control.
- La fuente conmutada toma proporciones de energía de la entrada en pulsos de tiempos limitados para transferirlo a la salida en otras condiciones de corriente y tensión, por lo que le llevará mayor tiempo de restablecimiento al circuito para soportar variaciones en la entrada. Esto se llama “respuesta transitoria en el tiempo”. Para compensar este funcionamiento lento, los capacitores de filtro de salida se deberán incrementar para almacenar la energía necesaria por la carga durante el tiempo en que la fuente conmutada se está ajustando.



La fuente de alimentación conmutada a realizar es del tipo off-line, lo que significa que el modulador de ancho de pulso (PWM) va en el primario del transformador de potencia, y opera en forma independiente de la línea, aunque puede estar conectado en el lado de la carga. Otra característica de las fuentes tipo off-line es que la tensión continua es obtenida de forma directa de la línea alterna, sin pasar por un transformador de red.

Para comprender el principio funcionamiento se puede usar el siguiente esquema ideal.



El convertidor de medio puente permite convertir una tensión continua de entrada  $u_e$  en otra de salida  $u_s$ , mayor o menor en función de la relación de espiras del transformador y de la duración de  $t_1$ .

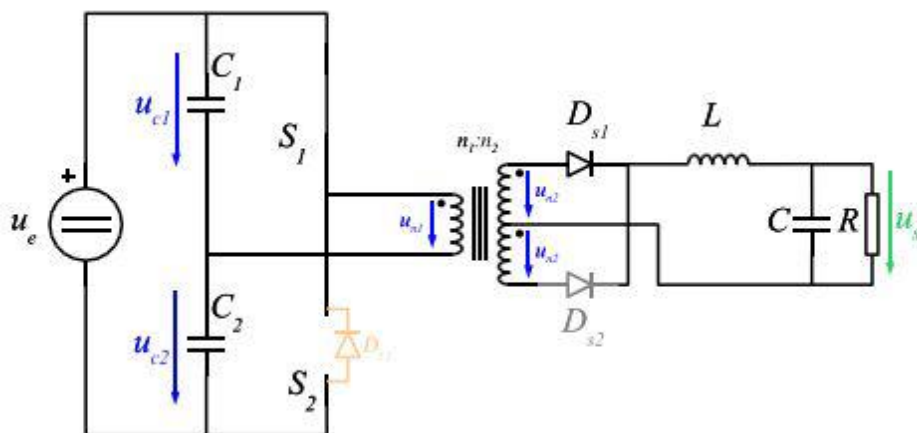
El circuito presenta a la entrada dos interruptores controlados  $S_1$  y  $S_2$ , que vendrían a representar los transistores MOSFET, con sus respectivos diodos en anti paralelo ( $D_{f1}$  y  $D_{f2}$ ) para permitir la circulación de la corriente de pérdidas.

Los capacitores  $C_1$  y  $C_2$  de capacidad elevada e igual, forman un divisor de tensión de tal forma que la caída de potencial en cada uno de ellos se puede considerar constante e igual a  $u_e/2$ .

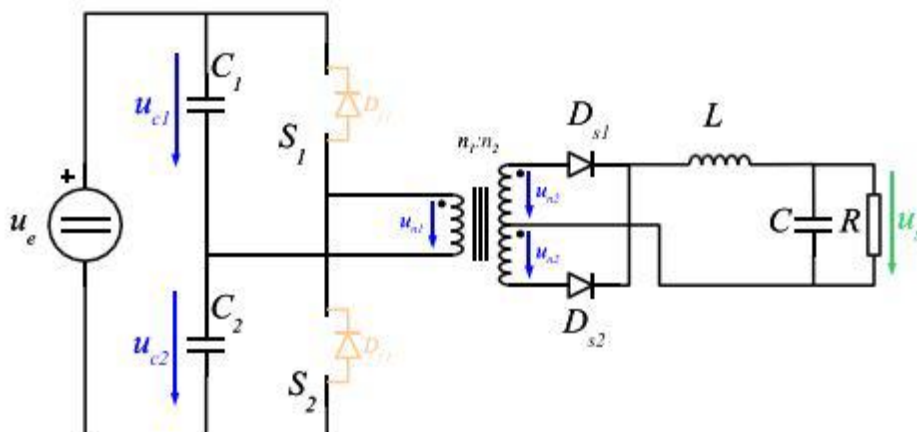
Los diodos  $D_{s1}$  y  $D_{s2}$  tienen como función permitir la circulación de corriente en el circuito de salida únicamente para que ésta aporte energía al circuito LCR de salida, además de permitir la des magnetización del conjunto de bobinas acopladas.



Cuando el interruptor  $S_1$  está cerrado aplica la tensión del condensador  $C_1$  a la bobina  $L_1$ , que en el secundario se convierte en una tensión  $u_{n2}$  de signo positivo, que polariza directamente el diodo  $D_{s1}$  e inversamente el diodo  $D_{s2}$ , como se muestra en la siguiente figura. Esto implica una transferencia de energía desde  $C_1$  hacia el circuito LCR de salida.

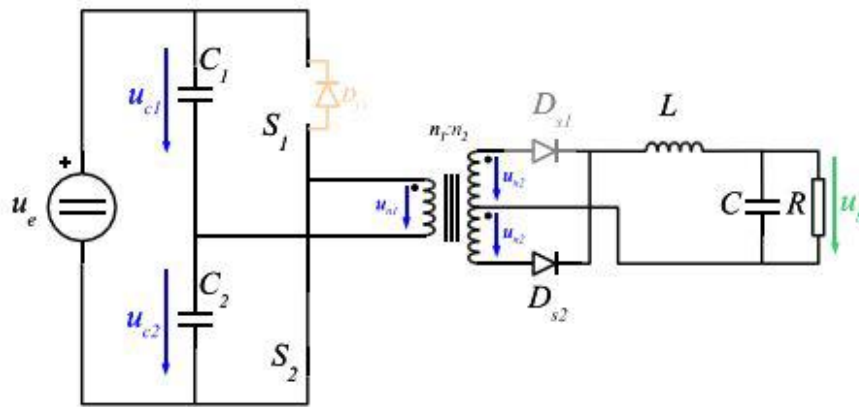


Cuando se abre el interruptor  $S_1$  la tensión aplicada a la bobina  $L_1$  se anula, y los diodos  $D_{s1}$  y  $D_{s2}$  siguen permitiendo la circulación de la corriente, polarizados directamente por el cambio de polaridad en la bobina  $L$ .





Cuando el interruptor  $S_2$  está cerrado aplica la tensión del condensador  $C_2$  a la bobina  $L_1$ , con polaridad inversa a la que se aplicaba en el ciclo anterior, que en el secundario se convierte en una tensión  $u_{n2}$  de signo negativo, que polariza directamente el diodo  $D_{s2}$  e inversamente el diodo  $D_{s1}$ . Esto implica una transferencia de energía desde  $D_{s1}$  hacia el circuito LCR.





## Armado de la fuente

Se estudiará el diseño de una fuente de alimentación tipo off-line forward bidireccional en medio puente de potencia 50W.

### Especificaciones:

**Topología:** Half Bridge Forward Converter (Convertidor medio puente simétrico Forward)

**Línea de entrada:** 200V a 240V RMS, 50 Hz

**Salida:** ***Tensión:*** 20V DC (puede ser de otro valor)

***Corriente:*** 2,5A (puede ser de otro valor)

**Límite de corriente:** 3.5A

**Ripple de tensión:** 400mV<sub>PP</sub> Máx

**Regulación de línea:**  $\pm 1\%$ .

**Regulación en la carga:**  $\pm 1\%$ .

**Eficiencia:** 70% mínimo.

**Aislación de línea:** 2200V.

**Frecuencia de conmutación:** 80kHz.

Se armó una fuente conmutada aislada, cuyo diagrama en bloques es el siguiente:



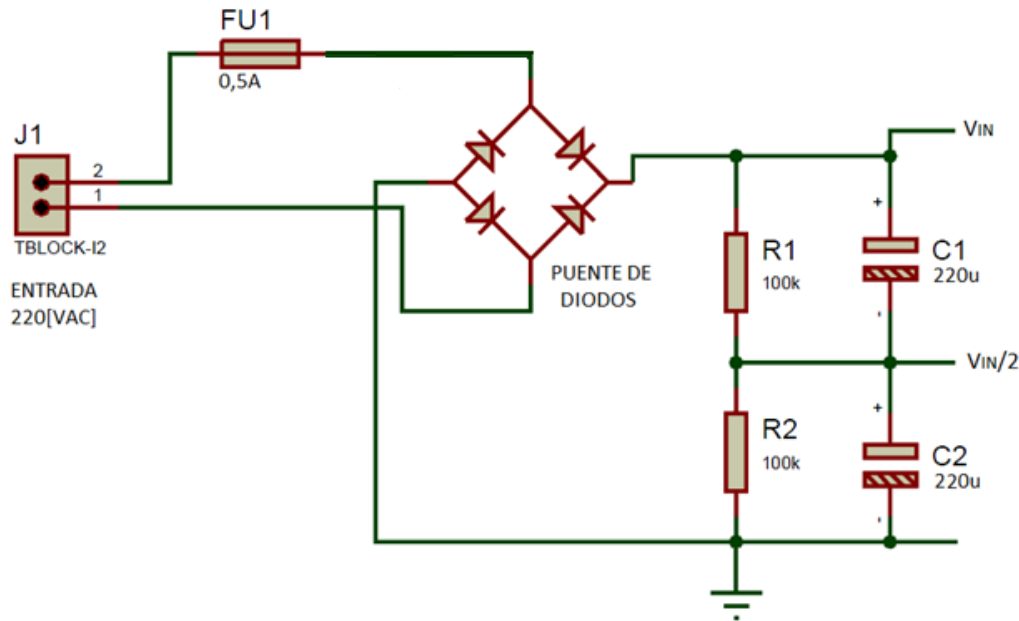
La topología empleada es la de medio puente, la cual es muy utilizada en convertidores off-line debido a que la tensión de bloqueo de los transistores no es el doble de la alimentación, como en el caso de otros convertidores.



## **Bloque I - Etapa rectificadora**

Esta etapa se encarga de rectificar la corriente alterna tomada de la línea entregando al final de esta dos tensiones continuas,  $V_{IN}$  y  $V_{IN}/2$ , a través de un divisor resistivo y los capacitores  $C_1$  y  $C_2$  que deberán tener igual valor.

El circuito empleado se observa a continuación:



El Filtro EMI (Electromagnetic Interference) se puede agregar al circuito con el fin de aislar la fuente de los ruidos eléctricos de la red de alimentación, así como también evitar que los ruidos eléctricos generados por la fuente interfieran la red de alimentación.

También es posible colocar una NTC, la cual es una resistencia de coeficiente térmico negativo (su conductividad aumenta notablemente con la temperatura). El fin de la misma es hacer que en el instante inicial en el cual los capacitores del filtro de entrada están descargados no produzcan un gran pico de corriente para cargarse, hecho que puede ocasionar la ruptura del puente rectificador.

En el caso de nuestro práctico no se ha implementado el filtro EMI, ya que su uso era opcional; y el arranque suave de la fuente lo generábamos a partir de un variador de tensión alterna.

El fusible utilizado fue de 0,5A, ya que satisface las condiciones normales de trabajo.

Se utiliza un rectificador de onda completa, para convertir la señal alterna de entrada  $V_{AC}$  en una señal continua de 310V y 155V. El puente de diodos es un rectificador de onda completa. Se ha seleccionado como puente de diodos el KBL10, el cual tiene una  $V_{RRM} = 1000[V]$  y una  $I_{(AV)} = 4[A]$ .





### Cálculo de C1 y C2:

Esta parte cumple la función de proporcionar al driver de los transistores, una tensión de aproximadamente 320V y la mitad de este valor, es decir 160V.

Para lograr esto se implementa un divisor resistivo con las resistencias  $R_1$  y  $R_2$ , donde por Thevenin sabemos que sus valores deben ser iguales para así lograr que en cada una caiga la mitad de la tensión máxima.

Ahora se calcula el valor de capacitancia de  $C_1$  y  $C_2$  para que puedan cumplir con una serie de criterios de diseño y con las exigencias que les impone el circuito. Se comienza a partir de la siguiente expresión:

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

Donde:

- $I$  es la corriente de carga.
- $t$  el tiempo de suministro de corriente.
- $\Delta V_{RIPPLE}$  es la máxima tensión de Ripple.

Considerando el rendimiento de la fuente de  $\eta = 70\%$  con una potencia de conmutación de 50W se calcula:

$$P_{IN} = \frac{P_O}{\eta} = \frac{50[W]}{0,7} = 71,5[W]$$

Esta sería la potencia que está consumiendo la fuente de la red, por lo tanto la corriente de carga la obtenemos de la siguiente manera:

$$I_{CARGA} = \frac{P_{IN}}{V_{IN}} = \frac{71,5[W]}{320[VAC]} = 0,22[A]$$

Por otro lado, se considerará un ripple máximo de 30[V] y que el capacitor deberá suministrar corriente durante un semiperíodo (10ms para 50Hz):

$$C_{1-2} = \frac{0,22[A] \times 10[ms]}{30[V]} = 73,33[\mu F]$$

La tensión pico que deberán soportar en el peor caso sería de 160V.

En base a esto se colocaron ambos capacitores de 220 $\mu$ F y 400V.

El circuito además cuenta con las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  que cumplen una doble función; por un lado son las encargadas de que ante cualquier diferencia en la carga inicial de los capacitores ambos se carguen a una tensión igual  $V_{IN}/2$ , por otro lado también son las encargadas de descargar estos capacitores cuando la fuente es desconectada de la red. Los valores escogidos para estas resistencias son 100k $\Omega$ .

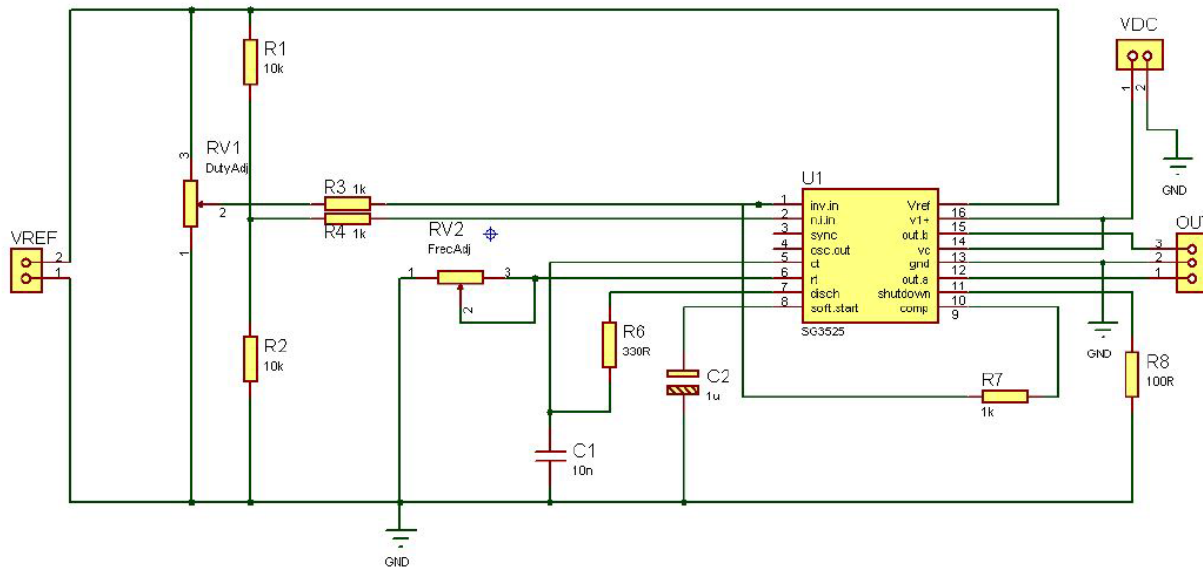


## **Bloque II - Driver de control**

Este bloque es el encargado de generar la señal de pulso que excitará el primario del transformador de potencia. Para ello deberá hacer conmutar entre corte y saturación a dos transistores MOSFET. Está compuesto por un modulador de ancho de pulso PWM que proporciona la señal de control, mientras que otro integrado se encargará de aislar dicho circuito de la parte de alta tensión.

### Modulador de ancho de pulso PWM

Para controlar la conmutación de los transistores de potencia se implementó un circuito PWM en base al SG3525, que es un integrado creado para tales fines. El circuito empleado es el siguiente:



La configuración del SG3525 usada es la push-pull, la cual utiliza dos salidas que trabajan de modo que cuando una está en alto la otra está en bajo. Además se controlan los tiempos muertos para que cuando una salida pase a bajo se espere un pequeño instante antes de que pase a alto la otra, de esta manera se reduce la posibilidad de que ambos transistores entren en conducción al mismo tiempo.

De la hoja de datos obtenemos que la frecuencia de trabajo del PWM esté dada por la siguiente ecuación:

$$f = \frac{1}{C_T \cdot (0,7 \cdot R_T + 0,3 \cdot R_D)}$$

Se estableció  $R_D = [0\Omega]$  y se fijó un valor de  $C_T = 10[nF]$ . Por lo que se puede despejar  $R_T$ .

$$R_T = \frac{1}{0,7 \cdot f \cdot C_T} = \frac{1}{0,7 \cdot 80KHz \cdot 10nF} = 1785,71\Omega$$

Debido a que la ecuación que determina la frecuencia de trabajo del PWM es orientativa (y no exacta) al armar el circuito con este valor de  $R_T$  no obteníamos la frecuencia requerida. Por esta razón optamos por el uso de una resistencia variable para que podamos ajustar con precisión la frecuencia de trabajo. Una vez obtenido los 80KHz se reemplazo al potenciómetro



por el valor correspondiente de resistencia. Así  $R_T \cong 640\Omega$  por lo que se colocaron 2 resistencias en serie de  $560\Omega$  y  $68\Omega$ .

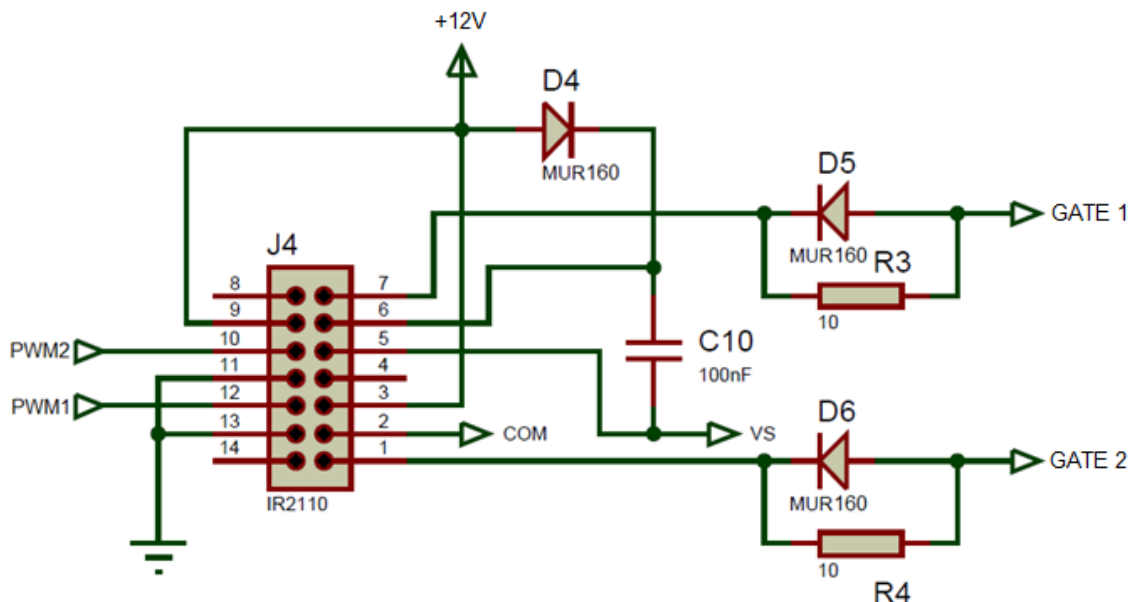
Para regular el ciclo de trabajo utilizamos un potenciómetro de 5K obteniendo un duty de un 45% aproximadamente.

### Aislamiento de señal y transistores de potencia

Debido a cómo van conectados los transistores de potencia (en serie), no es posible utilizar directamente las salidas del PWM para excitar las compuertas de los MOSFET ya que Q1 tiene su surtidor a un nivel de tensión flotante. Por ello usamos el IR2110, un integrado que funciona como un buffer y que nos entrega una salida referenciada a GND (que usaremos en VGS del Q2) y otra referenciada a una tensión flotante (que proporcionará VGS del Q1).

Además de solucionar este inconveniente de tener el surtidor de uno de los transistores referenciado a una tensión flotante, el IR2110 tiene una mayor corriente de salida que el SG3525 (2A contra 200mA), lo que nos permitirá encender y apagar los transistores a mayor velocidad.

El circuito de implementación del IR2110 es el que se muestra a continuación:



Como se puede ver se conectan las salidas del PWM a las entradas *LIN* y *HIN* del IR2110 (patas 10 y 12) que se reflejarán en las salidas *LO* y *HO* (patas 1 y 7). Para obtener la tensión flotante entre *HO* y *VS* se utiliza un diodo y un capacitor en la configuración Bootstrap, así cuando Q2 está al corte el capacitor se carga con una tensión aproximadamente igual a *VDD*, cuando Q2 se satura el capacitor brindará la tensión suficiente para encender Q1, y el diodo impedirá que el capacitor se descargue por *VDD*. De esta manera ahora tenemos un driver que nos entrega dos señales de control para las compuertas de los transistores (una referida a GND y otra flotante) que pueden brindar hasta 2A sin problemas.



En la nota de aplicación del fabricante se brinda una fórmula para calcular el capacitor de Bootstrap que es la siguiente:

$$C \geq \frac{2 \left[ 2Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(leak)}}{f} \right]}{V_{cc} - V_f - V_{LS} - V_{Min}}$$

where:

$Q_g$  = Gate charge of high-side FET

$f$  = frequency of operation

$I_{Cbs(leak)}$  = bootstrap capacitor leakage current

$I_{qbs(max)}$  = Maximum  $V_{BS}$  quiescent current

$V_{CC}$  = Logic section voltage source

$V_f$  = Forward voltage drop across the bootstrap diode

$V_{LS}$  = Voltage drop across the low-side FET or load

$V_{Min}$  = Minimum voltage between  $V_B$  and  $V_S$ .

$Q_{ls}$  = level shift charge required per cycle (typically 5 nC for 500 V/600 V MGDs and 20 nC for 1200 V MGDs)

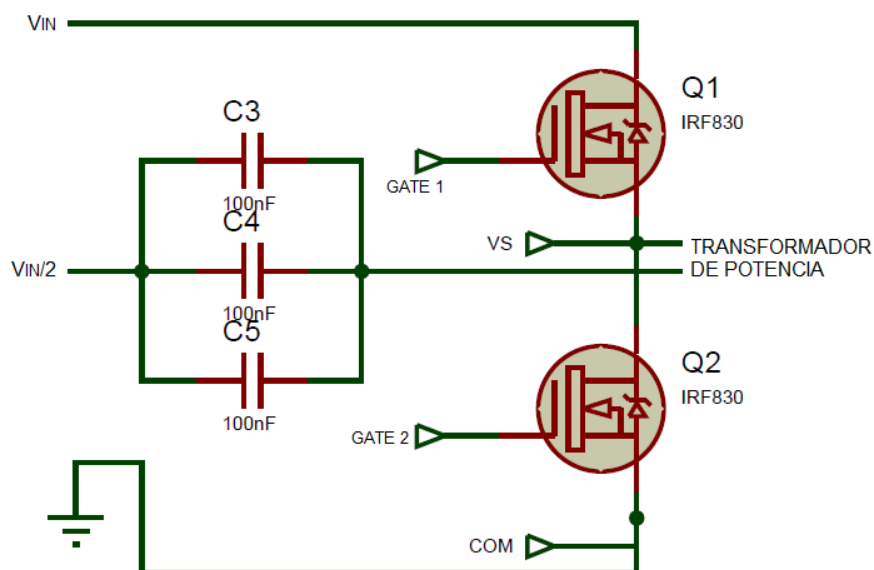
El resultado que se obtiene de dicha fórmula es el valor mínimo de capacidad que puede tener este capacitor, por lo que se debe elegir uno varias veces más grande. Al hacer el cálculo nos dio aproximadamente 0.4nF por lo que se utilizó un valor mayor. Se colocó un capacitor de 0,1µF.

Además se utilizan diodos ultra rápidos MUR160 en los gate de cada MOSFET. Esto tiene el fin de acelerar el proceso de conmutación de los mismos. Las resistencias entre gate-surtidor producen una caída de tensión necesaria para polarizar los transistores.

### Transistores de potencia

Usamos dos transistores MOSFET de canal "N", lo cuales serán controlados por el circuito PWM que hará que conmuten a 80kHz. Como se puede observar los MOSFET están en serie por lo que se debe prestar especial atención de no encender los 2 transistores al mismo tiempo, por lo que es imprescindible que haya un tiempo muerto en la señal de conmutación.

La forma de trabajo de los mismos será: se enciende Q1, luego se apaga Q1, se enciende Q2 y luego se apaga Q2 para luego recomenzar el ciclo.





Debido a las características de trabajo impuestas por el circuito se debieron seleccionar transistores que cumplieren con las siguientes condiciones:

$I_D \geq 0,6[A]$ , corriente a la cual deberían conmutar los transistores la cual está dada por la corriente de carga calculada en el bloque rectificador

$V_{DS} \geq 320[V]$ , tensión máxima que deberán soportar los MOSFET cuando la tensión de entrada sea máxima.

Se opta entonces por utilizar el IRF830, ya que cumple lo solicitado, teniendo una corriente máxima de  $I_D = 4,5[A]$  a  $25^\circ\text{C}$ , y una tensión máxima de  $V_{DS} = 500[V]$ .

Estos MOSFET soportan una disipación de potencia de hasta 74W para una temperatura de carcasa de hasta  $25^\circ\text{C}$ . De todas formas se coloca un disipador para evitar una sobre elevación de temperatura en los transistores.

### Cálculo del Capacitor de Acoplamiento

La topología medio puente es muy usada en convertidores off-line, debido a que la tensión de bloqueo de los transistores no es el doble de la alimentación como en el caso de los convertidores forward de simple switch y la topología push-pull. Otra ventaja de esta topología es que permite balancear los voltios por segundo de cada transistor en conmutación automáticamente para prevenir la saturación, utilizando un método sencillo de balanceo del intervalo de cada transistor sin emplear núcleos con entrehierro, y sin correctores de simetría. Esto se debe hacer debido a que los capacitores  $C_1$  y  $C_2$  no son exactamente iguales.

El capacitor de acoplamiento es normalmente del tipo sin polaridad, capaz de manejar la corriente del primario. Deberá además tener un valor bajo de ESR para evitar el calentamiento, por lo que hemos implementado el mismo con capacitores en paralelo.

Un aspecto muy importante relacionado con el valor del capacitor de acoplamiento es la tensión de carga de este. Debido a que el capacitor se carga y descarga en todos los semiciclos de la frecuencia de trabajo ( $f_s$ ), la componente en continua se adicionará a  $V_{IN}/2$ .

La tensión de la carga en el capacitor es:

$$V_C = \frac{I}{C} \cdot \Delta_t$$

Donde:

- $I$  es la corriente en el primario.
- $C$  el valor del capacitor.
- $\Delta_t$  el intervalo de tiempo de carga del capacitor.

$$\Delta_t = T \cdot D_{MAX} = t_{on} \therefore T = \frac{1}{f_s}$$

$$\Delta_t = T \cdot D_{MAX} = \frac{D_{MAX}}{f_s} = \frac{0.45}{80[kHz]} = 5.62[\mu s]$$

La tensión de carga deberá tener un valor máximo razonable, del 10% al 20% de  $V_{IN}/2$ . Esto es, si  $V_{IN}/2 = 150V$  NOMINAL, entonces:

$$15[V] < \Delta V_C < 30[V]$$



Entonces despejando de la primer fórmula:

$$C_3 = I \cdot \frac{dt}{dV_c}$$

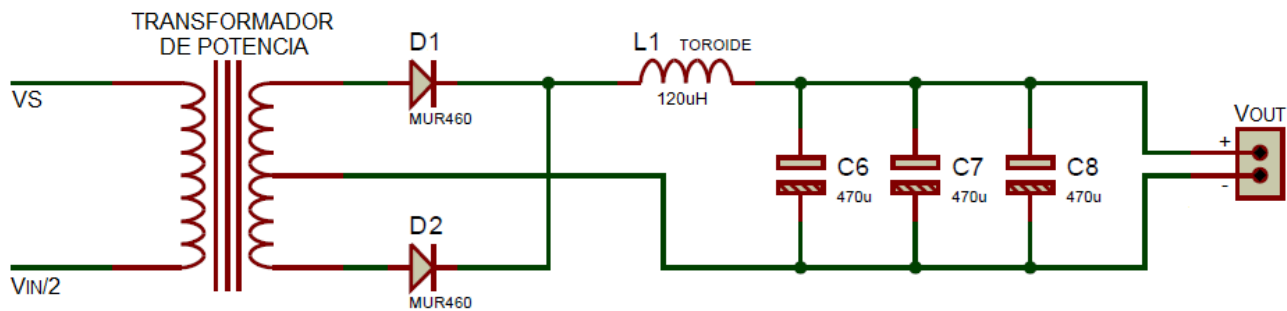
Se puede calcular C con el valor de la corriente de drenador máxima.

$$C_3 = \frac{I_{Dmax} \cdot \Delta t}{\Delta V_c} = \frac{0.625A \cdot 5.62\mu s}{15V} = 234.37[nF]$$

Como se ve en la figura anterior, en nuestro circuito se colocaron 3 capacitores en paralelos de 100nF y 400V cada uno.

### **Bloque III – Transformador de potencia, rectificador y filtro**

Este bloque tiene como objetivo aislar eléctricamente la entrada, atenuar la tensión de la misma, rectificarla y filtrarla, para luego obtener en la salida una tensión de continua.

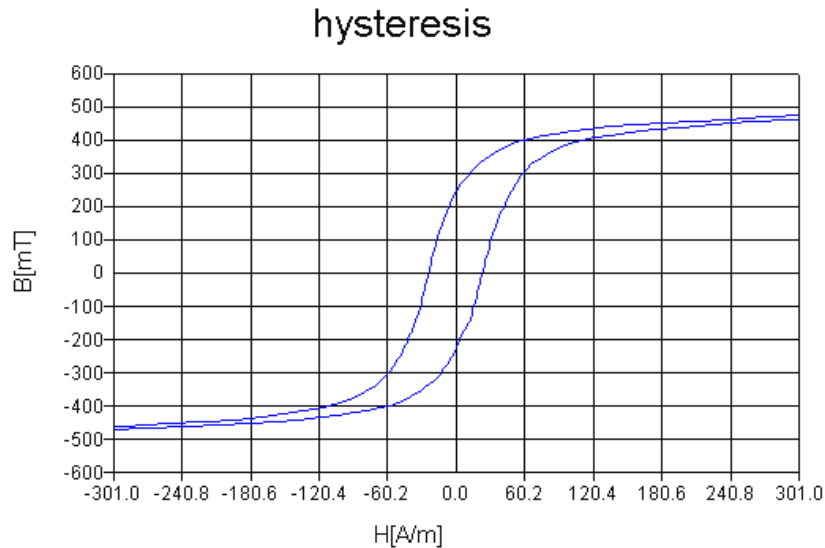


#### **Transformador de potencia**

Para el armado del mismo se utilizó el núcleo CF196/N27.

El material N27 tiene un rango de frecuencia de trabajo que va desde los 25KHz hasta los 150kHz.

Para determinar la excursión de la densidad de flujo se debe tener en cuenta que el transformador se deberá diseñar para operar en el mayor valor de  $\Delta B$  posible, resultando una cantidad de vueltas menor en el devanado, incrementando el rango de potencia y obteniéndose menores pérdidas de inductancia debidas al devanado. El valor máximo de  $\Delta B$  está limitado por el valor de saturación. Del manual Siemens SIFERRIT, para el tipo de material N27 (para 25kHz y a 25°C) es el siguiente.



Debido a que a medida que aumenta la frecuencia se debe reducir la excursión máxima de densidad de flujo, se utilizará un  $\Delta B$  de 250mT. Para determinar el tamaño de la cazoleta se debe realizar un procedimiento iterativo que permitirá seleccionar un núcleo específico que sea capaz de soportar los voltios por segundos sin saturar y con pérdidas en el núcleo y en el devanado aceptables.

Un método útil es aplicar la ecuación del “área de producto, AP” que es el producto del área de la ventana del núcleo  $A_w$  multiplicada por el área efectiva del núcleo  $A_e$ . El valor de AP del núcleo seleccionado deberá ser mayor o igual al requerido.

$$AP_{delnucleo} = A_w A_e$$

$$AP_{requerido} = \frac{11,1 \cdot P_{OUT}}{\eta \cdot K \cdot f_t \cdot \Delta B} [cm^4] = \frac{11,1 \cdot 1,50 [W]}{0,7 \cdot 0,165 \cdot 80 [kHz] \cdot 250 [mT]} = 0,2402 [cm^4] = 2402 [mm^4]$$

El valor de  $K=0.165$  es el valor típico para fuentes de medio puente. Por lo tanto

$$AP \geq 2402 mm^4$$

Según la hoja de datos de la cazoleta EI-33 para material CF196 esta tiene una  $A_w = 0.74 cm^2$  y una  $A_e = 1.181 cm^2$  por lo que el área del producto del núcleo es:

$$AP_{delnucleo} = A_w A_e = 0.74 cm^2 \cdot 1.181 cm^2 = 0.8739 cm^2 = 8739 mm^2$$

Por lo que la cazoleta cumple con las necesidades de la fuente.



### Cálculo del bobinado

La corriente que circulará por el inductor va a generar un flujo magnético cuya densidad (el flujo dividido por la sección del núcleo elegido) no debe saturarlo, y a la vez, la ventana del núcleo debe tener espacio suficiente para alojar el bobinado.

Utilizando la Ley de Faraday hacemos:

$$N_p = \frac{\left(\frac{D_{MAX}}{2}\right) \cdot \left(\frac{V_{IN}}{2}\right) \cdot 10^9}{f_s \cdot \Delta B_{MAX} \cdot A_{min}} = \frac{0,235.155.5[V] \cdot 10^9}{80[kHz] \cdot 250[mT] \cdot 108[mm^2]} \cong 17 [Vueltas]$$

$$N_s = \frac{(V_{OUT} + V_{DIO DO}) \cdot N_p}{V_{Primario-MIN} \cdot D_{MAX}} = \frac{(48[V] + 1,3 [V]) \cdot 17}{258[V] \cdot 0.47} \cong 6 [Vueltas]$$

Multiplicamos estos números por 2 para realizar el bobinado, nos queda  $N_p = 34vueltas$  y  $N_s = 12vueltas$ .

Se armó el transformador con 38 vueltas en el primario y 12 vueltas en cada uno de los secundarios, ya que se debe hacer un secundario con punto medio. Se corrigió el número de vueltas en el primario debido a que la tensión de salida no era la solicitada en el práctico corrigiéndola hasta obtener el resultado adecuado.

Para calcular el diámetro de los conductores a utilizar suponemos una densidad de corriente de  $4,2\left[\frac{A}{mm^2}\right]$ , y sabiendo que por los IRF830 circula una corriente  $I = 0.6[A]$ , tenemos:

$$\phi_p = \sqrt{\frac{4 \cdot I}{\pi \cdot J}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,6[A]}{\pi \cdot 4,2\left[\frac{A}{mm^2}\right]}} = 0,42[mm]$$

$$I_s = 2,5 \cdot \sqrt{\frac{D_{MAX}}{2}} = 2,5 \cdot \sqrt{\frac{0,47}{2}} = 1,21[A]$$

$$\phi_s = \sqrt{\frac{4 \cdot I}{\pi \cdot J}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 1,21[A]}{\pi \cdot 4,2\left[\frac{A}{mm^2}\right]}} = 0,60[mm]$$

Tanto el primario como el secundario lo bobinamos con alambre  $0,3[mm]$ .

### Rectificadores de salida

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

$$I_{f(AV)} \geq \frac{I_{Dmax}}{2} = \frac{2,5A}{2} = 1,25A$$

Ya que la suministran los 2 diodos.

Se utilizaron diodos ultra rápido de potencia MUR460, con una corriente eficaz máxima de  $I_{F(AV)} = 4[A]$ , y una tensión inversa de  $V_{RRM} = 600[V]$ .



Cálculo del la bobina de choque y los capacitores de salida

Debe tener las siguientes características:

- Material de alto valor de saturación de densidad de flujo.
- Alta capacidad de almacenamiento de energía.
- Entrehierro inherente y calibrado (en caso que fuese necesario), ya que el mismo opera en CC.

El inductor operara con CC superpuesta que no se anulara, y además en un solo cuadrante del ciclo B-H. Típicamente se diseña con una capacidad del 50% más que la que requiere la carga durante el ciclo de operación.

En cuanto a los cálculos para realizar la bobina se considera que la frecuencia aplicada en L es el doble que la aplicada en la conmutación por lo que:

$$t_{off-MAX} = \frac{1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}}{2 \cdot f} = \frac{1 - \frac{24[V]}{48[V]}}{2 \cdot 2.80[kHz]} = 3,125[\mu s]$$

$$L = \frac{V_{OUT} \cdot t_{off-MAX}}{0,25 \cdot I_{OUT}} = \frac{24[V] \cdot 3,125[\mu s]}{0,25 \cdot 2,5[A]} = 120[\mu H]$$

El toroide utilizado es T94 con material N26 con un  $A_L = 60nH/vueltas^2$ .

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{120.000nH}{60nH/vueltas^2}} = 44.72 vueltas \cong 45 vueltas$$

$$\phi_s = \sqrt{\frac{4 \cdot I}{\pi \cdot J}} = \sqrt{\frac{4.1,58[A]}{\pi \cdot 4,2 \left[ \frac{A}{mm^2} \right]}} = 0,69[mm]$$

Se armó la boina con alambre de cobre de sección  $0.84mm^2$ , dándole 42 vueltas hasta medir una inductancia de aproximadamente  $120[\mu H]$ .

Capacitor de salida

El valor del capacitor de salida está dado por:

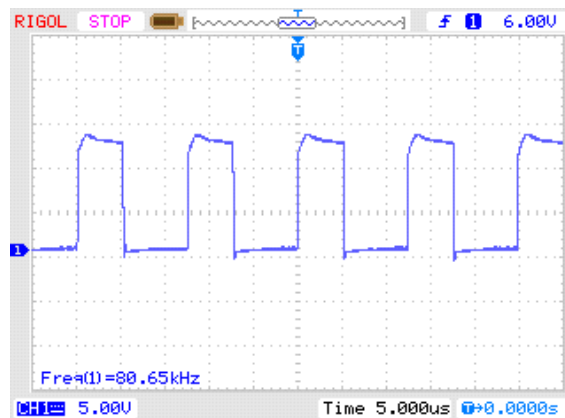
$$C_{MIN} = \frac{I_{OUT} \cdot t_{off}}{V_{ripple}} = \frac{2,5[A] \cdot 3,125[\mu s]}{400[mV]} = 19,35[\mu F]$$

En la práctica se colocaron 3 capacitores en paralelo de  $470\mu F$  y 50V cada uno. Los mismos fueron dispuestos para disminuir la ESR (Resistencia serie equivalente) y el ripple.



## Mediciones

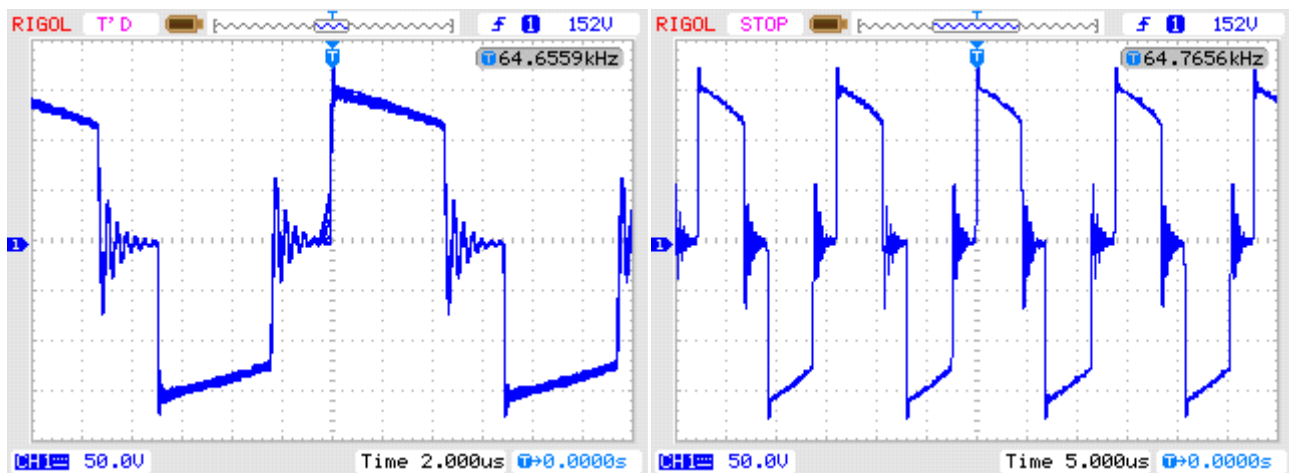
### PWM



### Primario del Transformador

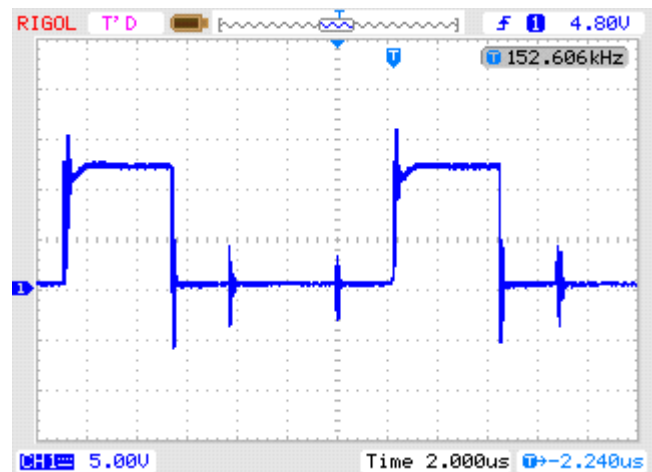
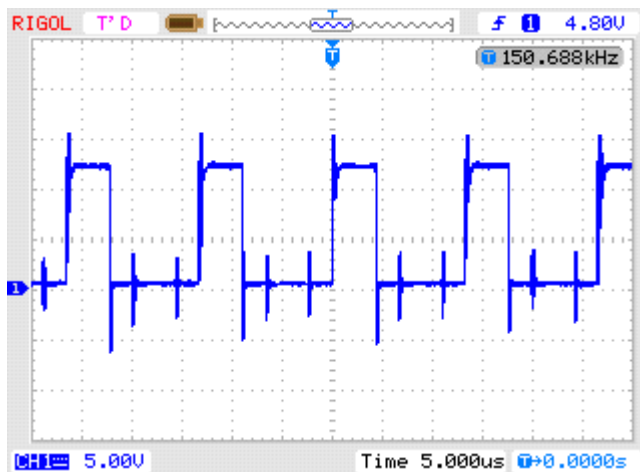
La señal tomada en el primario del transformador corresponde a la conmutación de los MOSFET, en la cual se puede observar que los tiempos muertos y de conducción se corresponden con las salidas del IR2110.

En los tiempos muertos, aparece una distorsión debida a la energía remanente el bobinado, que se observa como una señal sub amortiguada.





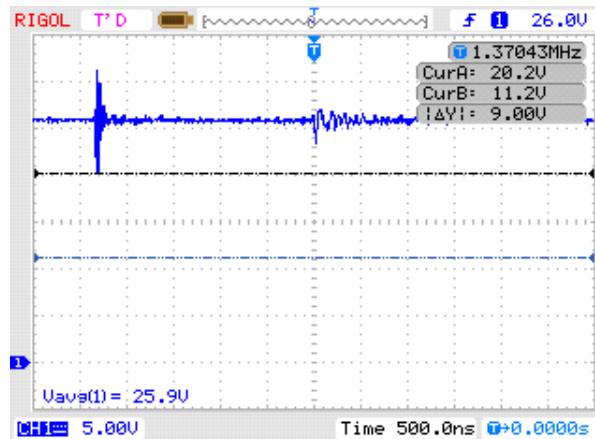
## Diodos de salida



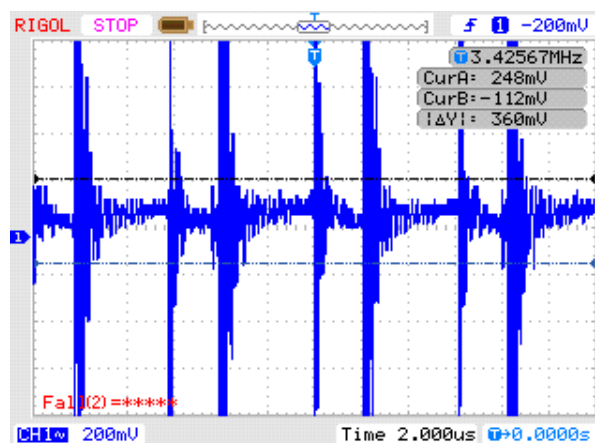
## Ripple de salida

La fuente se mantuvo en funcionamiento por más de 40 (cuarenta) minutos, con una carga  $R_L = 15[\Omega]$ , una tensión  $V_{OUT} = 26.6[V]$  y una corriente de salida  $I_{OUT} = 2.04[A]$ , por lo cual nos entregó una potencia de salida  $P_{OUT} = 54.26[W]$ .





En cuanto al ripple obtuvimos una tensión de  $V_{RIPPLE-PP} = 360[mV]$ . Los picos que se observan se deben a la respuesta del transformador a la conmutación.



En la imagen se pueden ver los instantes en que conduce uno de los MOSFET y se produce la carga de la bobina. Luego el tiempo muerto en el cual ambos MOSFET están apagados y la bobina descarga su energía almacenada.

Si se quisiera disminuir el ripple habría que aumentar el valor de la bobina. Sin embargo a mayor valor aumentará su valor de reactancia inductiva por lo que disminuirá la tensión disponible en la carga. De esta forma hay que evaluar el uso que se le va dar a la fuente para tener un ripple lo más bajo que se necesite o un rendimiento alto.



## **Conclusiones**

Con la realización de este práctico pusimos en práctica múltiples conocimientos adquiridos en el teórico de la materia y durante la carrera en los últimos años, además, en la realización, pudimos apreciar y comprobar experimentalmente varias características (tanto ventajas como desventajas) de las fuentes conmutadas respecto a las fuentes lineales, las cuales fueron mencionadas en el comienzo del trabajo.

Para el armado, nos pusimos en el dilema, de utilizar para aislar el pwm del resto del circuito, un trafo de aislamiento o un driver como el ir2110, decidimos utilizar este último, siendo relativamente sencilla su utilización, pero a un precio considerable.

Para el transformador de potencia de aislamiento, entre la salida y la entrada, utilizamos un núcleo que adquirió la CEE con características conocidas, observando un poco pequeño su tamaño para bobinarlo (cómodamente) con alambre 0.4 y 0.6 (según los cálculos obtenidos), para que no sea exigido el material, pese a todos estos pensamientos y cálculos utilizamos alambre de devanar de 0.3mm.

Tuvimos inconvenientes en reducir la distorsión en los tiempos muertos (con picos muy altos), motivo que hubiera causado la destrucción de los MOSFET, al intentar conectar un dispositivo mientras el otro se mantenía activado, para subsanar el problema colocamos un capacitor en los bornes del primario del transformador, reduciendo significativamente estos picos de distorsión, pero no eliminándolos por completo. Por suerte no tuvimos demasiadas complicaciones, durante la puesta en marcha de la fuente, pero si con respecto al ripple de la misma, modificando varias veces, y ya de forma empírica la bobina con respecto a la calculada, reduciendo de esta forma la amplitud del mismo, superando así la consigna del práctico, pero pensando también que se podría haber optimizado la salida de la misma, filtrando aun más la señal de entrada y la de salida, para reducir los picos de los tiempos de conmutación y bajar aun más el ripple de la misma.

Durante el funcionamiento de la fuente a plena potencia (54 w) el transformador calentó demasiado, podríamos haberlo ayudado colocándole un cooler para bajar la temperatura y de esta manera aumentar aún más la potencia disipada por la fuente. (No sabíamos que se podía utilizar esa ayuda extra).

Más allá de todas estas experiencias, nos quedan los conocimientos sobre el funcionamiento de una fuente conmutada, y sobre todo, de las tecnologías de conmutación, que han revolucionado la electrónica de potencia.