

Trabajo Práctico N°5

Fuente Conmutada de Medio Puente Aislada

Universidad Tecnológica Nacional – FRC

Profesor Adjunto: Ing. Oros, Ramón Ceferino

JTP: Ing. Avramovich, Javier Alejandro

Alumnos:

| | |
|------------------------------|-------|
| Paez Alemañy, Ernesto Miguel | 60511 |
| Arguello, Jesús Emanuel | 66746 |
| Biava, José Luis | 46242 |
| Segarra, Jose Enrique | 48503 |

Contenido

| | |
|--|----|
| Introducción | 3 |
| Práctica de Laboratorio | 4 |
| Especificaciones | 4 |
| Etapa de entrada | 4 |
| PWM..... | 6 |
| Driver de Control de los MOSFET | 6 |
| Etapa de Conmutación | 7 |
| Etapa de Salida | 10 |
| Calculo del rectificador de salida | 10 |
| Calculo del inductor de choque de salida | 11 |
| Calculo de capacitores..... | 12 |
| Mediciones | 14 |
| Tensión de salida con acoplamiento CA..... | 14 |
| Tensión en la entrada del MOSFET | 15 |
| Tensión en el Primario del Transformador | 16 |
| Corriente a la salida de la Fuente..... | 16 |
| Tensión a la salida de la Fuente | 17 |
| Conclusión | 18 |

Introducción

En primer lugar, se llama fuente de alimentación a todo circuito electrónico que convierte la tensión alterna en una tensión continua estable, con el fin de proveer de energía de forma segura a otros circuitos.

Existen básicamente dos tipos de fuente de alimentación:

- Fuentes de Alimentación Lineales.
- Fuentes de Alimentación Conmutadas.

La elección del uso de una fuente de alimentación conmutada, o una fuente lineal en un diseño particular está basada en las necesidades de la aplicación. Ambos tipos tienen sus ventajas y desventajas. En este informe se hará referencia solamente a las fuentes conmutadas.

Las fuentes conmutadas presentan las siguientes ventajas:

- La eficiencia de las fuentes conmutadas está comprendida entre el 68 y el 90 %. Esto hace reducir el costo de los dispositivos de potencia. Además, los dispositivos de potencia funcionan en el régimen de corte y saturación, haciendo de estos un uso más eficiente.
- Debido a que la tensión de entrada es conmutada en 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 50/60Hz, sino en alta frecuencia de conmutación, reduciendo el tamaño del transformador y en consecuencia, de la fuente; reduciendo el peso, y el coste. 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.

Las desventajas de las fuentes conmutadas son:

- Diseño más elaborado: Un diseño de una fuente conmutada puede llevar varias semanas o meses de desarrollo y puesta a punto, dependiendo de los requerimientos.
- El ruido es mayor que el de las fuentes lineales. En la salida y entrada, radia interferencia electromagnética y de radiofrecuencia. Esto puede dificultar el control y no deberá ser ignorado durante la fase de diseño. Por éste motivo se deberán agregar circuitos de protección, de arranque suave, y filtros de línea adicionales como etapas previas.

Puede decirse que las fuentes conmutadas son básicamente convertidores de corriente continua a corriente continua. Son sistemas electrónicos que convierten un nivel de energía eléctrico en otro que es enviado a la carga por medio de la acción de la conmutación. Pueden clasificarse en dos grupos, dependiendo si tienen aislación galvánica o no entre la entrada de alimentación y el circuito de salida. A su vez los convertidores aislados (off-line) se clasifican según la excitación del núcleo magnético B-H en: unidireccionales o asimétricos, cuando permanecen siempre en un solo cuadrante del ciclo magnético; y bidireccionales o simétricos, cuando se utilizan los dos cuadrantes (I y III) en forma alternada.

En el presente Trabajo Práctico se estudiará el diseño de una fuente de alimentación tipo *off-line forward* bidireccional en medio puente de 50W de potencia.

Práctica de Laboratorio

Especificaciones

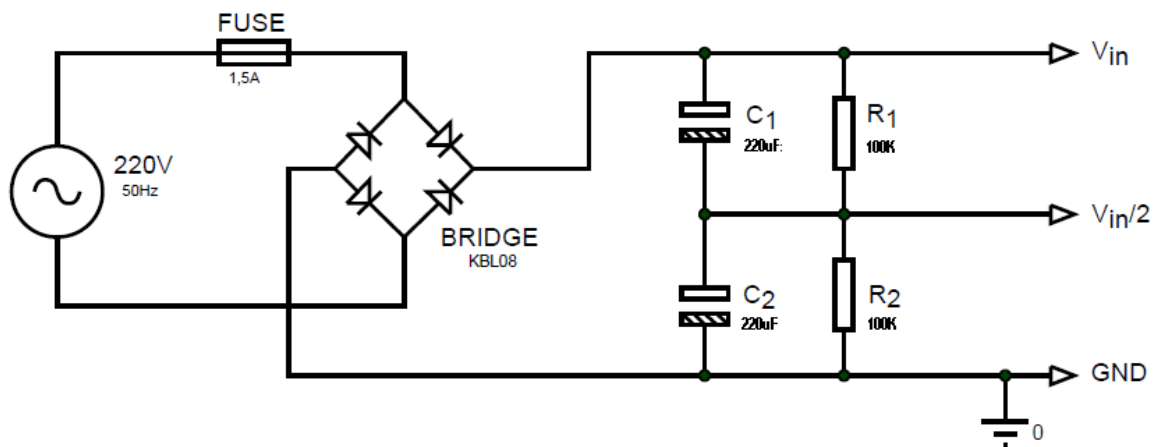
Se debe diseñar una fuente de alimentación conmutada con las siguientes características:

- Convertidor medio puente bidireccional.
- Línea de alimentación: 200 a 240V RMS, 50Hz.
- Frecuencia de conmutación: 80KHz.
- Salida: 24V, 2.5 A, límite de corriente 3.5 A.
- Salida: Ripple de 400mVpp, regulación en línea y carga $\pm 1\%$.

Etapas de entrada

Las fuentes conmutadas son convertidores cc-cc, por lo que la red debe ser previamente rectificada y filtrada con una amplitud de rizado aceptable.

Así, la etapa de entrada es la encargada de convertir la tensión alterna de la línea en una tensión continua. Para ello se utiliza un rectificador de onda completa y un conjunto de capacitores que actúan de filtro disminuyendo el ripple. Al utilizar dos capacitores idénticos en serie, el circuito permite obtener una tensión media continua ($V_{in}/2$), que es utilizada después para el funcionamiento del medio puente en la etapa de potencia. En la Figura se muestra el circuito de entrada.



Etapas de Entrada

Cálculo de los capacitores del filtro

Para el cálculo de los capacitores del filtro de entrada, se debe tener en cuenta que la fuente conmutada trabajara a 220Vac, 50Hz y que entregará una potencia mínima de 50W. Por lo tanto, si se considera en el peor caso un rendimiento del 70 %, la potencia de entrada será:

$$P_{in} = \frac{I * t}{\Delta V_{ripple}} = 71.42W$$

El valor de los capacitores viene dado por la expresión:

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

Dónde:

- I: Corriente de Carga.
- t: Tiempo en que el capacitor suministra corriente.
- ΔV_{ripple} : Máxima tensión de ripple permitido.

La tensión pico de entrada:

$$V_{in} = 220V * \sqrt{2} = 311.12V$$

Luego la corriente de los capacitores será:

$$I = \frac{P_{in}}{V_{in}} = \frac{71.42W}{311.12V} = 0.23A$$

A su vez, el ciclo de carga y descarga de los capacitores, corresponde al semiperiodo de los 50Hz. Es decir:

$$t = \frac{1}{2 * 50Hz} = 10ms$$

Por último, asumiendo un ripple de 15V, se pueden calcular los capacitores con la expresión tal como se muestra a continuación:

$$C_1 = C_2 = \frac{0.23A * 10ms}{15V} = 153.33\mu F$$

Se toma $C_1 = C_2 = 220\mu F \times 200V$.

Cálculo del puente rectificador

En el caso del puente de diodos, se debe tener en cuenta la tensión pico inversa y la corriente máxima que éstos deberán soportar. La corriente máxima corresponde a la corriente de carga media de los capacitores:

$$I_{media} = \frac{I_{carga}}{2} = 0.115A$$

Si hacemos referencia a la tensión pico inversa repetitiva de los diodos, deberá ser al menos la tensión pico de entrada, ósea 311,12V.

Se eligieron diodos de propósito general diodo 1N4007.

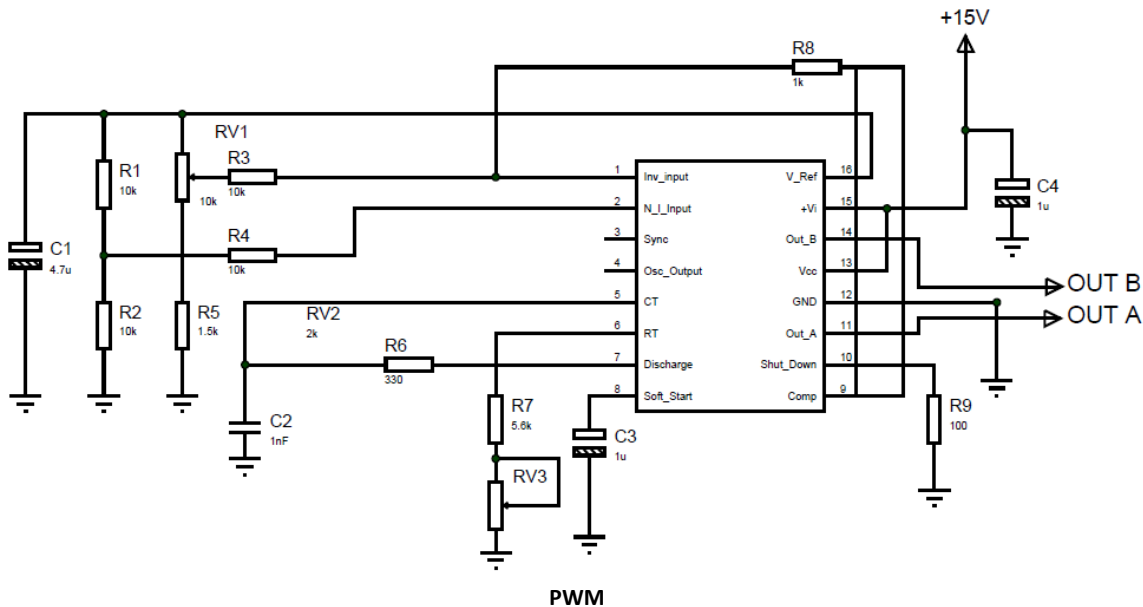
PWM

Se utilizó un sistema basado en el integrado SG3525, el cual es capaz de generar pulsos modulados en su ancho, es decir, un tren de pulsos que puede variar tanto su frecuencia como su ciclo de trabajo.

De acuerdo a la hoja de datos, este integrado, es capaz de proporcionar un ciclo útil que va del 0% al 49 %. La frecuencia de oscilación está determinada por la siguiente ecuación:

$$f_0 = \frac{1}{C_T(0.7R_T + 3R_D)}$$

Donde los valores de C_T , R_T , R_D son elegidos para proporcionar una frecuencia de oscilación de 80KHz.

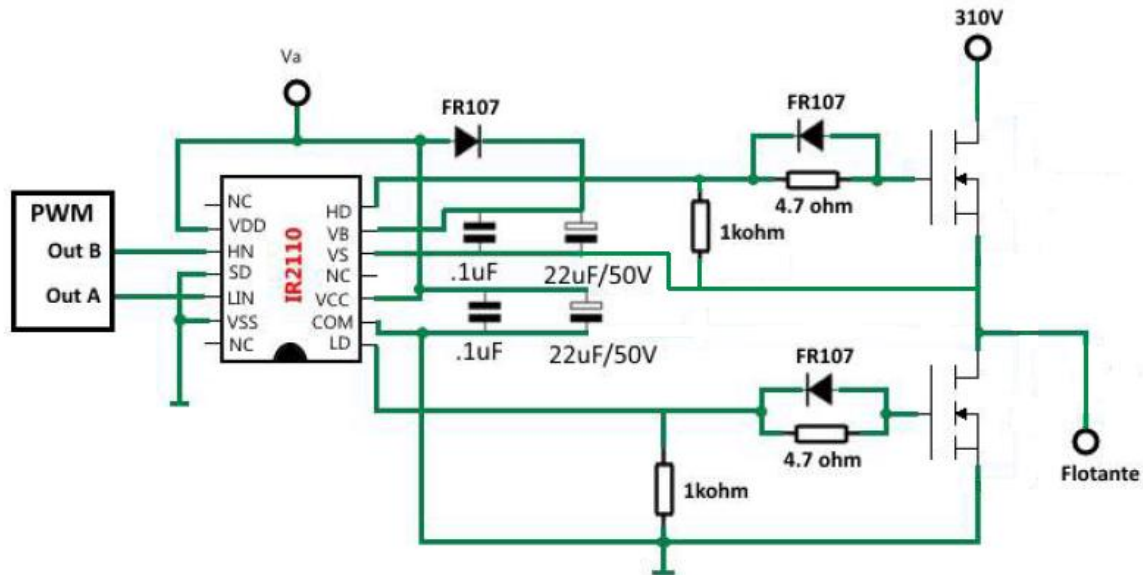


Driver de Control de los MOSFET

La señal del generador de PWM, no puede ser aplicada directamente a los transistores de conmutación, ya que se necesitaría referenciar la señal a niveles altos de tensión para lograr una correcta V_{GS} que permita encender los MOSFETs. Por esta razón se coloca un circuito driver intermedio, que entre otras funciones, adapta los niveles de tensión.

Lo más común sería utilizar un transformador de aislamiento, pero, en su lugar se decidió emplear el circuito integrado IR2110. Se trata de un driver de alta velocidad y potencia integrado, que obtiene los niveles de tensión necesarios.

En la Figura se observa la conexión del driver al medio puente formado por ambos transistores, en donde el circuito integrado entregara suficiente tensión para saturar el MOSFET correspondiente cuando en cualquiera de sus dos entradas (HIN o LIN) exista un nivel alto.

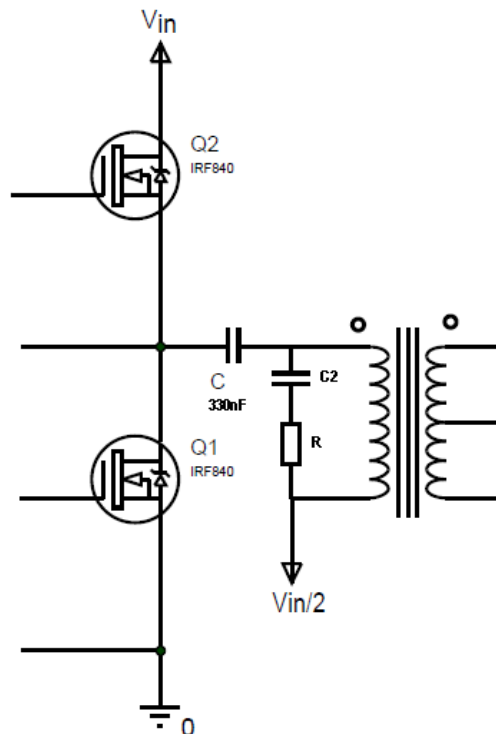


Driver de Control de los MOSFET

Etapa de Conmutación

La etapa de conmutación, es la etapa donde se combinan la elevada tensión proveniente de la etapa de entrada, y la alta frecuencia de la señal de control del generador de PWM, para obtener una señal pulsante que es aplicada al primario de un transformador.

En la Figura, se observa el esquema de la etapa de conmutación.



Etapa de Conmutación

Cuando Q_2 entra en conducción, una tensión igual a $V_{in}/2$ aparece en los bornes del primario. Después de un tiempo fijado por el control (circuito PWM), el transistor Q_2 conmuta a corte, mientras que Q_1 pasará a conducción, invirtiendo la polaridad en los bornes del primario y circulando la corriente en sentido contrario.

En cuanto al circuito del secundario cuya figura se encuentra en el informe en la etapa de salida, trabaja de la siguiente manera: cuando Q_2 está encendido, la corriente del secundario circulará por D_1 . Cuando Q_2 conmuta a corte, la tensión en todos los bobinados cae a cero, pero la corriente deberá seguir circulando por los diodos del secundario forzada por la descarga de la corriente en el filtro de salida. El comportamiento es similar cuando Q_1 está encendido, con la corriente circulando por el diodo D_2 .

Se deduce del funcionamiento descrito que si se produjera una conducción simultánea de Q_1 y Q_2 , incluso por un pequeño intervalo, se producirá un cortocircuito en la tensión de alimentación provocando la destrucción de los semiconductores.

Selección de MOSFET

A la hora de elegir los MOSFET que formarán el medio puente, debe tenerse en cuenta las siguientes consideraciones:

- Durante el encendido, la corriente de drenador máxima que deberán soportar los transistores depende de la corriente de carga calculada anteriormente y del ciclo de trabajo con que estos operen. Así:

$$I_D = \frac{2P_0}{nD_{max}V_{in}}$$

Para:

$$n = 0.8$$

$$D_{max} = 0.8$$

$$I_D = 0.66A$$

- Por otro lado, cuando el transistor este bloqueado deberá soportar la $V_{in(max)}$, dado que el otro transistor se encuentra conduciendo. Por lo tanto:

$$V_{DS} = 311.12V$$

De esta manera, se decide elegir transistores MOSFET *IRF840*, que tienen un $V_{DS(max)} = 500V$ y una $I_{D(max)} = 8A$.

Filtro RC en Primario Para Filtrar Picos

- $t_c = 100ns$ proveniente del Toff del MOSFET.
- $5\tau = 100ns$ tiempo de carga hasta el 99%.

$$5 * C_2 * R = 100ns$$

Para:

$$R=47K\Omega \text{ y } C_2=470pF$$

$$\tau = 110ns$$

Cálculo del Transformador de Potencia

El núcleo del transformador de potencia elegido fue adquirido en el pañol del laboratorio central de electrónica. A continuación se realizarán una serie de cálculos y aclaraciones para garantizar que éste funcionara correctamente en nuestra aplicación. En primer lugar, se presentan las características proporcionadas por el fabricante.

- Material N27.
- Rango de frecuencias de trabajo: entre 25 y 150kHz.
- Potencia máxima: 151W.
- $A_{min} = 51.5mm^2$.

Si

- $D_{max} = 0.8$
- $B_s \text{ } 25^\circ C \text{ } |_{10KHz} = 500mT$.
- $B_s \text{ } 100^\circ C \text{ } |_{10KHz} = 400mT$.
- $\Delta B_s = 300mT$.

$$N_p \geq \frac{0.225 * V * 10^9}{f * \Delta B_s * A_{min}} = 29.13 \text{ vueltas} \approx 30 \text{ vueltas}$$

$$N_s \geq \frac{V_{out} + V_{f_{diodo}} N_p}{V_{min} * D_{max}} = 5.45 \text{ vueltas} \approx 6 \text{ vueltas}$$

$$\Phi_p = \frac{4I}{\pi J}$$

Con:

$$J = 4.2 \frac{A}{mm^2}$$

$$\Phi_p = \frac{4 * 0.66}{\pi * 4.2} = 0.447mm \approx 0.45mm$$

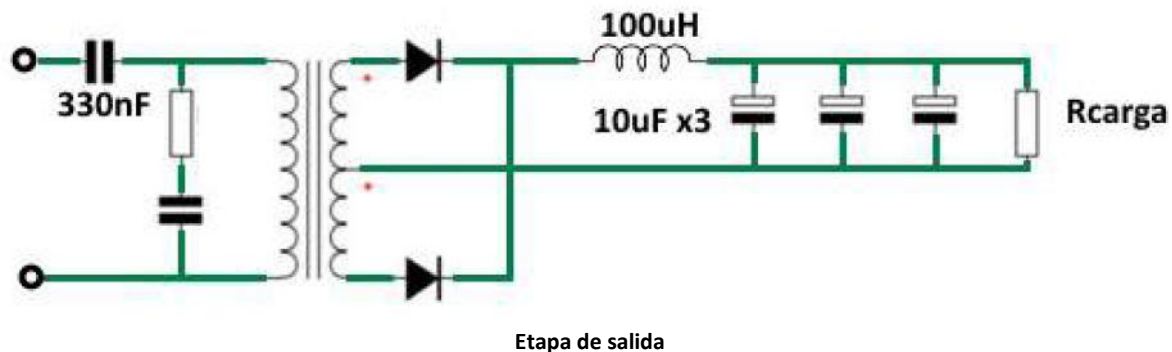
$$I_{out} = 2.5A$$

$$I_{RMS} = 2.5 * \frac{D_{max}}{2} = 1.58A$$

$$\Phi_p = \frac{4 * 1.58}{\pi * 4.2} = 0.69mm \approx 0.7mm$$

Etapa de Salida

Al igual que en el rectificador de entrada, donde se convierte la tensión alterna de 220V en aproximadamente 310V de continua, en la etapa de salida se utiliza nuevamente un rectificador junto a un filtro, para convertir la corriente alterna pulsante, generada por la etapa de conmutación, en la corriente continua de salida. Para ello se emplea un circuito tal como el presentado en la Figura.



Cálculo del rectificador de salida

Las principales cuestiones a tener en cuenta a la hora de elegir los diodos que formarán el rectificador de salida, son la corriente máxima y el tiempo de recuperación inversa. Esto último es sumamente importante, ya que dada la alta frecuencia de la corriente, no es posible utilizar diodos rectificadores normales. De hacerlo éstos tardarían demasiado tiempo en dejar de conducir. Para esta función se utilizan diodos rápidos de potencia.

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

$$I_{f(AV)} = \frac{I_{out}}{2} = \frac{2.5A}{2} = 1.25A$$

En la práctica, finalmente se eligió un *MUR1640*, el cual posee dos diodos de potencia de alta velocidad integrados.

Cálculo del inductor de choque de salida

Para determinar la inductancia necesaria se deben tener en cuenta las siguientes cuestiones:

- La cantidad de energía que almacena el inductor en cada ciclo.
- La cantidad mínima de energía remanente en el núcleo está dada por:

$$E = \frac{1}{2} L I_{max}^2$$

- La frecuencia aplicada a L es el doble que la de la fuente conmutada. Por lo tanto el t_{off} máximo será aproximadamente:

$$t_{off(max)} = \frac{1 - \frac{V_{out}}{V_{in}}}{2 * f} = \frac{1 - \frac{24V}{40V}}{160 * 10^3} = 2.5\mu H$$

Luego, para el cálculo de la inductancia se utiliza la siguiente ecuación, basada en la relación de tensión y corriente en un inductor.

$$L = \frac{V_0 * t_{off}}{0.25 * I_{out}} = 96\mu H \approx 100\mu H$$

Conocida la inductancia se procede a calcular la energía que debe almacenar el inductor:

$$E = \frac{1}{2} L I_{max}^2 = 0.5 * 100 * 10^{-6} * 2.5^2 = 0.3125mJ$$

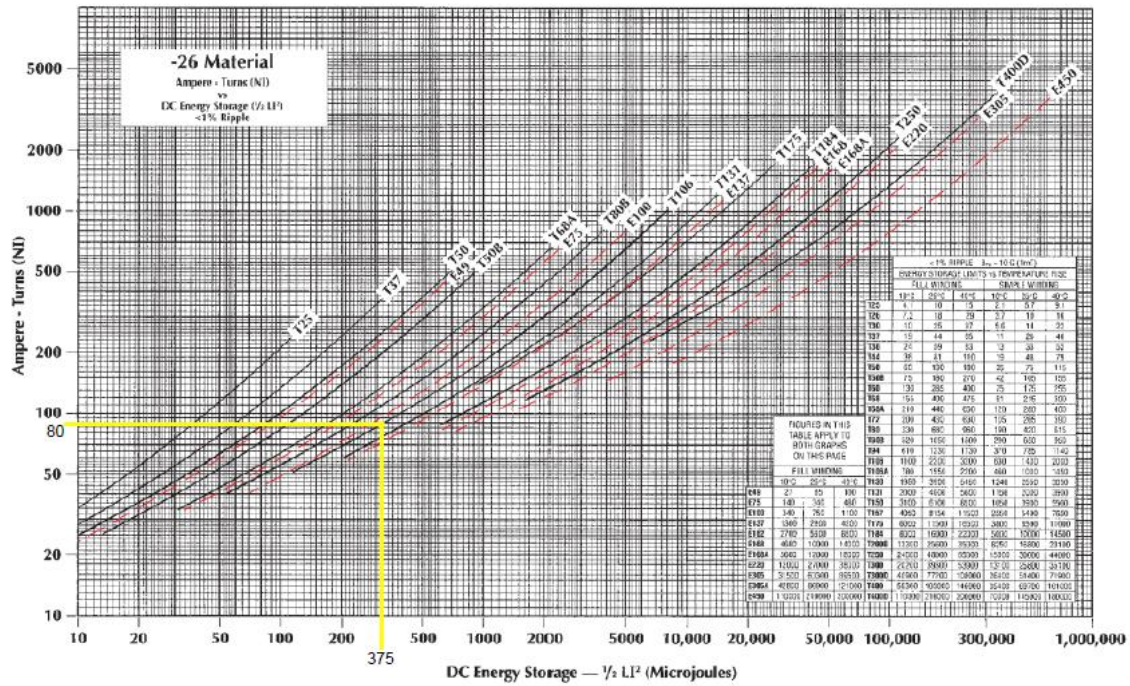
Con este dato se puede elegir el tipo de núcleo mediante las gráficas proporcionadas por los fabricantes.

Sin embargo, se omitió este paso ya que en la práctica se usó un toroide extraído de una fuente conmutada de pc.

Las características del núcleo son:

- Tipo de núcleo: T – 106.
- Color: Amarillo-Blanco.
- Material: Polvo de hierro, No 26.
- Composición: Especial.
- $A_L = 93 \frac{nH}{N^2}$.

Una vez elegido el núcleo y conocida la energía necesaria se determina el N necesario, según la Figura.



Así, de acuerdo al gráfico resulta $NI = 80Av$, por lo tanto:

$$N = \frac{80Av}{2.5A} = 32 \text{ vueltas}$$

Luego, se debe determinar el diámetro del alambre a utilizar. Así, considerando una densidad de corriente J y un ciclo de trabajo máximo D_{max} , la corriente eficaz que circulará por el inductor es:

$$I_{RMS} = 2.5 * \frac{D_{max}}{2} = 1.58A$$

Por lo tanto el diámetro del conductor es:

$$\phi_p = \frac{4 * 1.58}{\pi * 4.2} = 0.69mm \approx 0.7mm$$

Cálculo de capacitores

Según la fórmula:

$$C_{min} = \frac{I_{out} * t_{off}}{V_{ripple(max)}} = \frac{2.5A * 2.5us}{400mV} = 15.625uF$$

$$\Delta t = TD_{max} = \frac{1}{80KHz} * 0.8 = 10\mu s$$

$$16V \leq \Delta V_c \leq 32$$

Para $\Delta V_c = 20$.

$$C = \frac{I_{Dmax} * D_{max} * \Delta t}{\Delta V_c} = 264nF$$

Se puede elegir 270 o 330nF.

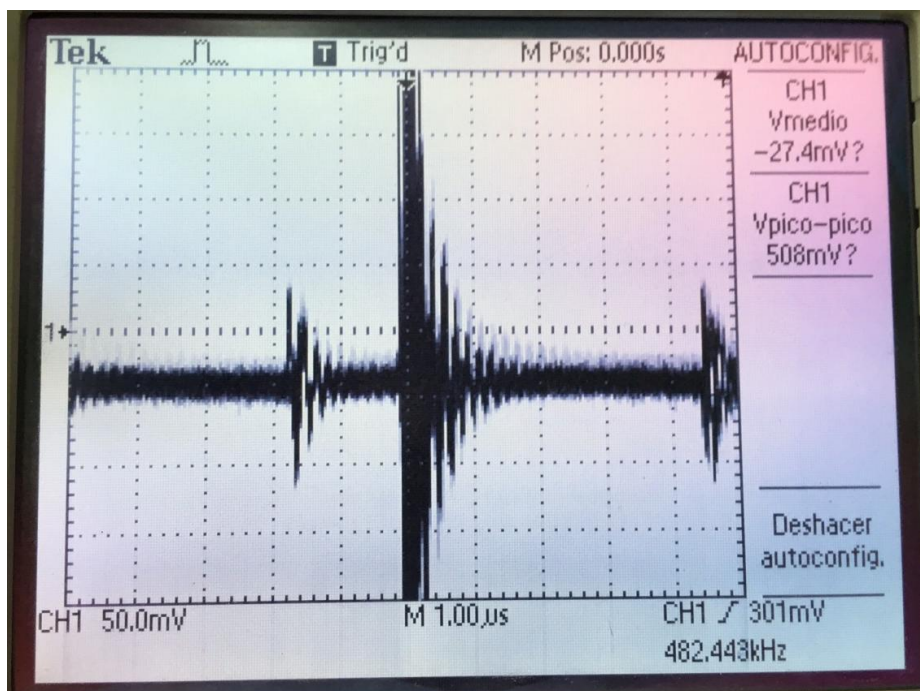
Mediciones

En esta sección se presentan las mediciones del circuito completo bajo las siguientes condiciones de funcionamiento:

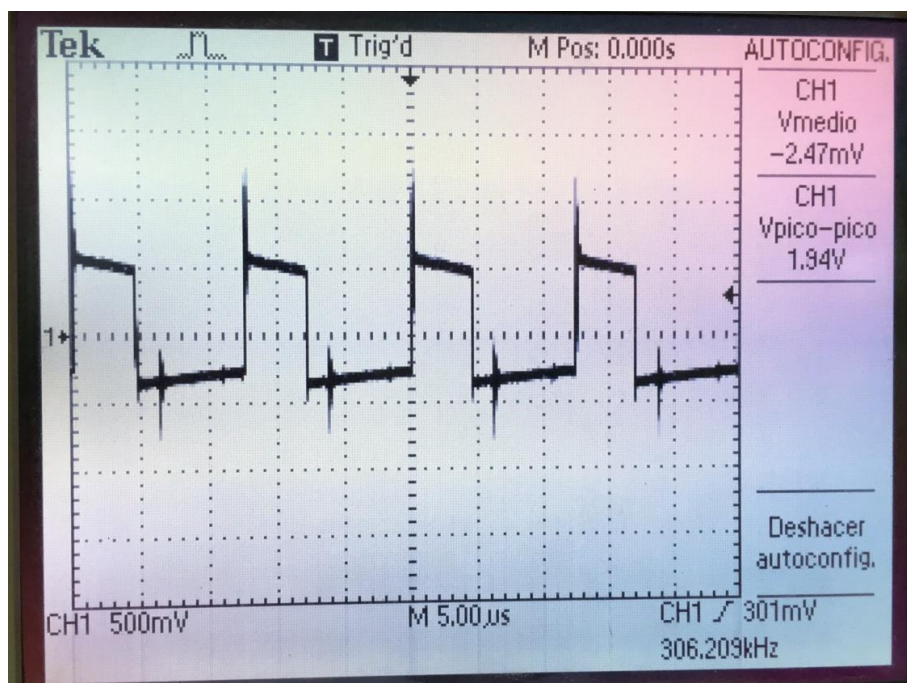
- Tensión de salida: 22.9V.
- Corriente de salida: 3.48A.
- Carga: 7.2Ω .
- Potencia: 79.69W.
- Tiempo de funcionamiento: Aproximadamente 40 minutos.

Tensión de salida con acoplamiento CA.

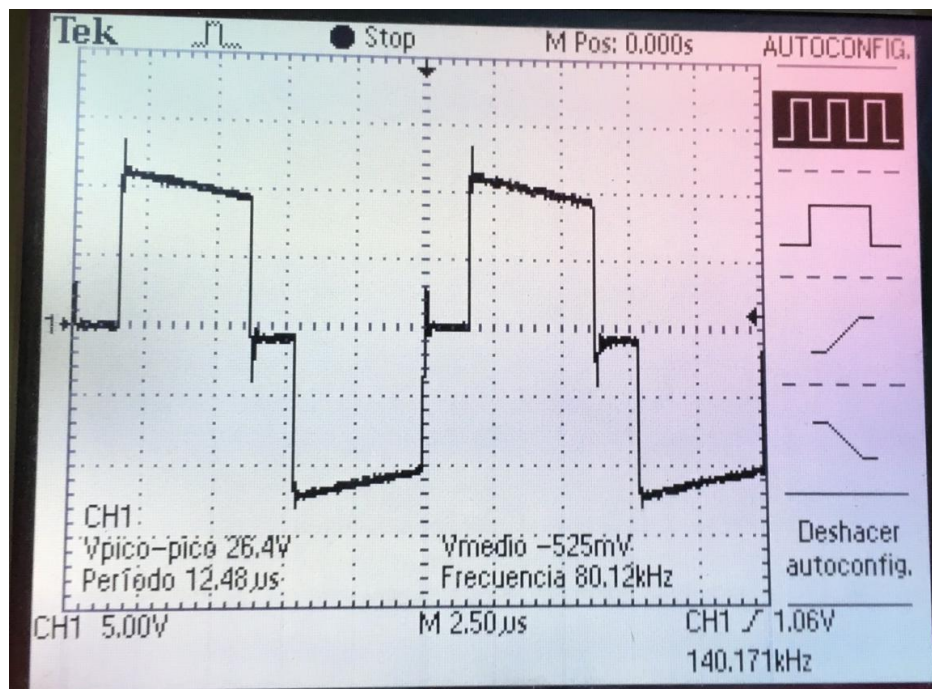




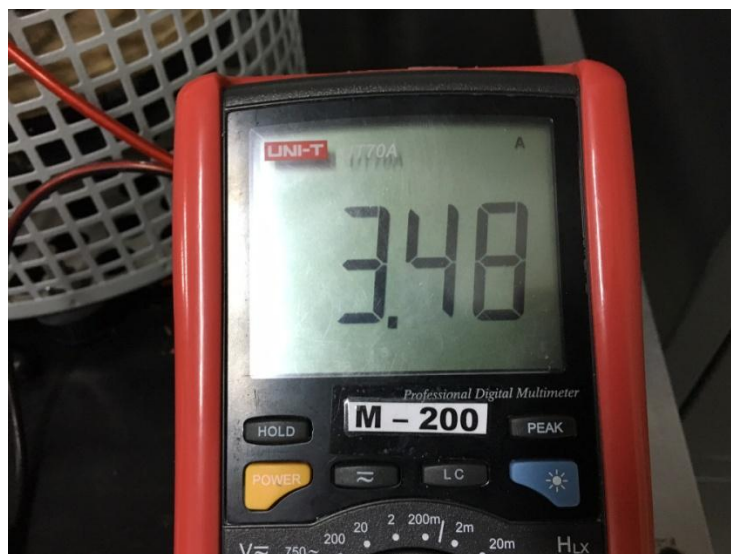
Tensión en la entrada del MOSFET



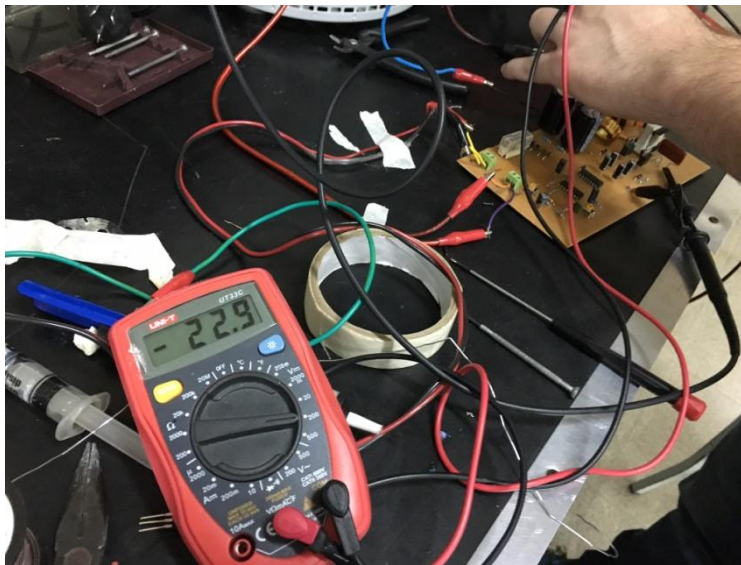
Tensión en el Primario del Transformador



Corriente a la salida de la Fuente



Tensión a la salida de la Fuente



Conclusión

A lo largo del informe se presentó el diseño y posterior medición de una fuente conmutada aislada de medio puente.

Se emplearon conocimientos analizados en el TP3 en donde se implementó un driver aislado para la excitación de transistores MOSFET. A diferencia del práctico anterior se utilizó el integrado IR2110, el cual permite efectuar la conmutación de dos transistores en configuración PUSH-PULL. Este integrado tiene la ventaja de poder aislar la fuente de control y la de potencia mediante un diodo, por lo que deben tenerse en cuenta los rangos de voltaje para garantizar la correcta aislación. Otro aspecto a tener en cuenta es el sistema de carga del capacitor de BOOTSTRAP y los valores ideales para la correcta conmutación de transistor superior. El sistema PWM debe tener la capacidad de proveer un tiempo muerto superior al tiempo de apagado de los MOSFET de potencia para no producir la conmutación simultánea y por ende un cortocircuito.

El inductor es uno de los componentes principales de nuestro circuito, dado que durante un nivel alto de la señal de salida se cargara de energía para luego entregarla al presentarse el nivel bajo. En base a esto podemos decir que se comporta como un filtro de corriente. A medida que aumentamos el número de espiras aumenta la caída de tensión en los bornes de la misma, pero disminuye el ripple de corriente.

En condiciones normales de funcionamiento se consiguió una salida de 24V y 3A lo que da unos 72W de potencia. Cuando se procedió a aumentar la potencia entregada a la carga se redujo la resistencia aumentando el flujo de corriente a 3.5A manteniendo los 24V de salida, pero a medida que paso el tiempo la fuente subió la temperatura disminuyendo la tensión entregando así una potencia final de 79.69W.

La principal dificultad que se presentó en el montaje del circuito diseñado fue el calentamiento del diodo rectificador de potencia: Dado la elevada frecuencia de conmutación del sistema y la potencia manejada, cobra gran importancia el tiempo de recuperación inversa, cuyo problema se solucionó agregando un disipador de calor.