

UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA
NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA

Electrónica de Potencia

TP N°5 : “Fuente Conmutada aislada de Medio puente”

Docentes:

Ing. Oros, Ramon Ceferino (Adjunto)
Ing. Avramovich, Javier Alejandro (JTP)

Alumnos:

Cardozo, Emanuel	Leg: 60557
Chiosso, Ezequías	Leg: 59932
Condorí, David	Leg: 60037
Gomez, Maximiliano	Leg: 60558

Curso: 5R2

Índice general

1.	Objetivos	2
2.	Consigna	2
1.	Marco teórico + Explicación	3
1.	Lógica de la Fuente Conmutada o Switching	3
2.	Principio de Funcionamiento	5
2.1.	Diagrama en bloque a implementar	5
2.2.	Circuito propuesto	6
2.	Cálculos	7
1.	ENTRADA	7
1.1.	Diodo Puente	8
1.2.	Divisor Resistivo	8
1.3.	Capacitores	8
2.	CONMUTACIÓN	9
2.1.	Driver de conmutación	9
2.1.1.	Circuito driver <i>PWM</i>	10
2.1.2.	Driver de acondicionamiento y etapa de Potencia	10
2.2.	Transistores de potencia	10
3.	TRANSFORMADOR DE POTENCIA	11
3.1.	Transformador	11
3.1.1.	Cálculo de vueltas	13
3.1.2.	Diámetro de conductores	13
3.2.	Capacitor de acople	13
4.	SALIDA	14
4.1.	Diodos	14
4.2.	Bobina de choque	14
4.3.	Capacitor	15
3.	Circuito real + Señales	16
1.	Circuito Completo	16
2.	Filtro EMI	16
3.	Señales	17
4.	Conclusiones	20
1.	Ventajas	20
2.	Desventajas	20
3.	Construcción	21
5.	Esquemáticos + Hojas de datos	22

1. Objetivos

1. Comprender el funcionamiento de una fuente conmutada estándar.
2. Ver las ventajas y desventajas de trabajo de este dispositivo. Comparación con la fuente lineal.
3. Diseñar y poner en práctica una fuente aislada de medio puente. Cálculos y reajustes propios del circuito real.
4. Señales y formas de onda principales en este tipo de fuentes.

2. Consigna

1. Diseñar y construir una fuente de alimentación tipo off-line (aislada de medio puente) de 50W, con las siguientes especificaciones:

- Línea de alimentación: 220Vef , 50 Hz.
- Frecuencia de conmutación: 80Khz.
- Convertidor medio puente bidireccional.
- Salida: 24V, 2,5A , límite de corriente 3,5A.
- Ripple de salida: 400mVpp , regulación en línea y carga +/- 1 %.
- Eficiencia 75 %.

2. Efectuar las siguientes mediciones:

- Tensión y corriente de salida disponibles.
- Ripple máximo de salida.
- Regulación de línea y carga.

3. Conclusiones

Capítulo 1

Marco teórico + Explicación

1. Lógica de la Fuente Conmutada o Switching

El funcionamiento de una fuente conmutada será explicado con dos circuitos básicos. Para este ejemplo se tomará una entrada de 10 V , para obtener 5 V en la carga. Básicamente poseen un transistor que es el que trabaja en conmutación.

En la figura 1.1 se ve representado por una llave, y se supone que el interruptor es controlado por una onda cuadrada de cierta frecuencia y un ciclo de trabajo conocido. Para este ejemplo se tomará al 50; es decir la mitad del tiempo ésta llave se encontrará cerrada y la otra mitad del tiempo abierta.

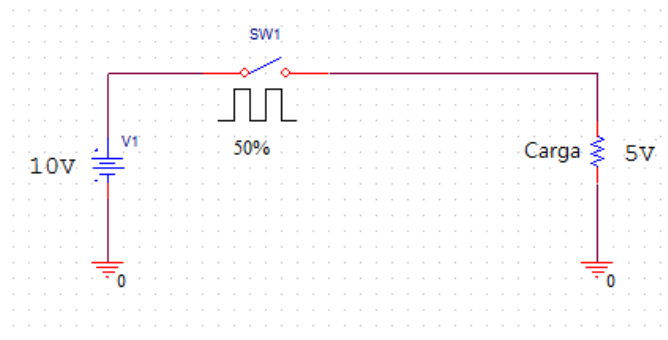


Figura 1.1: Representación básica de conmutación

Lo que se obtiene a la salida del circuito propuesto se muestra en la figura 1.2, en donde la mitad del periodo están presentes los 10 V y la otra mitad 0 V . De esta forma se puede decir que la tensión promedio de ésta señal son exactamente los 5 V . Esto para una carga resistiva no podría traer mayor conflicto, pero al alimentar un circuito electrónico lo más probable es que no funcione correctamente.

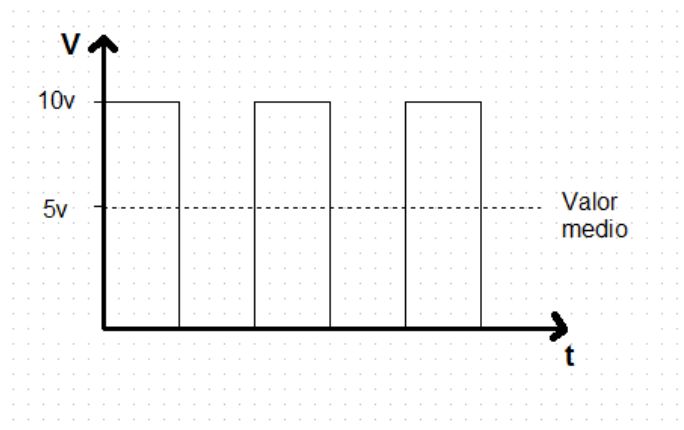


Figura 1.2: Forma de onda en la carga tras la conmutación de la llave

Para solucionar este error se agrega al circuito un inductor en conjunto con un capacitor, osea un filtro LC , y un diodo que servirá para cerrar circuito cuando la llave esté abierta. A continuación en la figura 1.3 se presenta el circuito modificado.

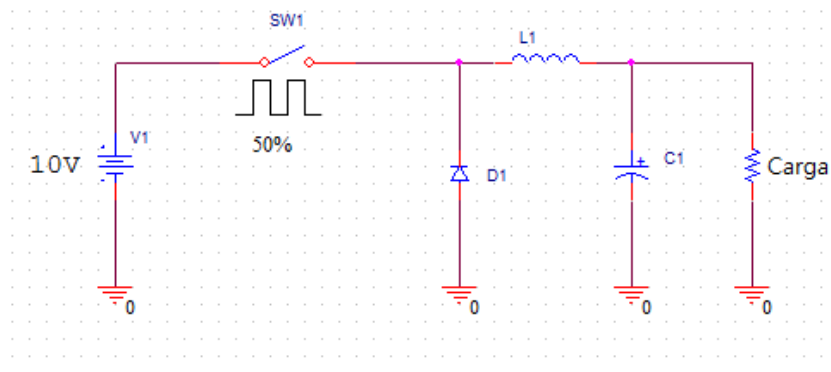


Figura 1.3: Circuito básico de una fuente conmutada

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

En el caso real estos circuitos pierden potencia en:

- Las pérdidas del transistor de conmutación, que dependiendo de la frecuencia con la que se trabaje pueden llegar a ser importantes.
- El diodo, el cual tiene que ser un diodo shockley, rápido y de baja tensión para evitar mayores pérdidas.
- En la resistencia equivalente del inductor.

Se supone en el primer instante la llave cerrada, en donde la corriente circula desde la fuente a través del inductor polarizandolo de la manera que se muestra en la figura 1.4 (a) hasta atravesar la carga, produciendo una caída de tensión en el sentido que se muestra en (a). En el otro instante de tiempo, cuando la llave se encuentra abierta, en el inductor se genera una tensión opuesta a la que tenía de modo que la energía almacenada se descarga a través de la carga con la polaridad que muestra la figura 1.4 (b), cerrando circuito por el diodo.

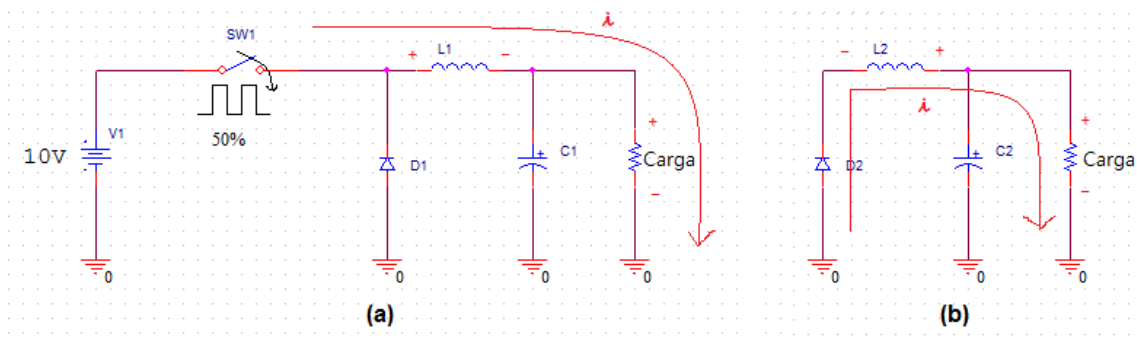


Figura 1.4: (a) Medio periodo con llave cerrada. (b) Medio periodo con llave abierta

Entonces la tensión de salida ya no será $10V$ pero tampoco $5V$, si no que quedará en un valor intermedio más bien "rizada" del modo que se muestra en la figura 1.5.

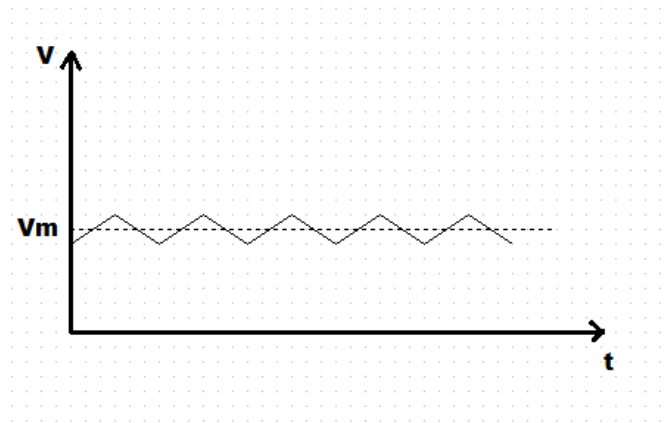


Figura 1.5: Tensión de salida final.

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

2. Principio de Funcionamiento

Con el circuito a implementar lo que se busca es obtener la señal pulsante a la entrada del filtro LC visto anteriormente.

2.1. Diagrama en bloque a implementar

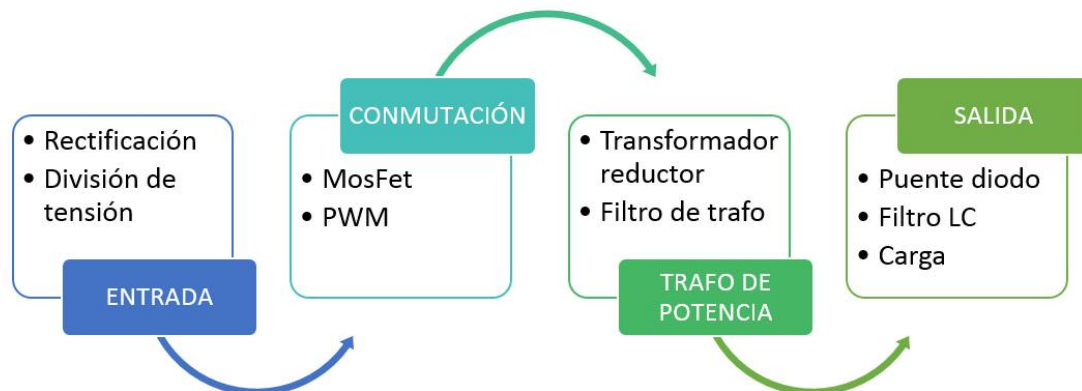


Figura 1.6: Diagrama en bloques.

Nota: Se estudiará el diseño de una fuente de alimentación tipo Off-line forward simétrica en medio puente. El termino Off-Line significa que el regulador (PWM) va en el primario del transformador de potencia y opera en forma independiente de la línea. Aunque, el regulador PWM puede estar conectado en el lado de la carga. Además, no utiliza transformador de alimentación adicional, ya que se rectifica la línea y se convierte a la tensión de salida V_O sin utilizar transformador adicional.

2.2. Circuito propuesto

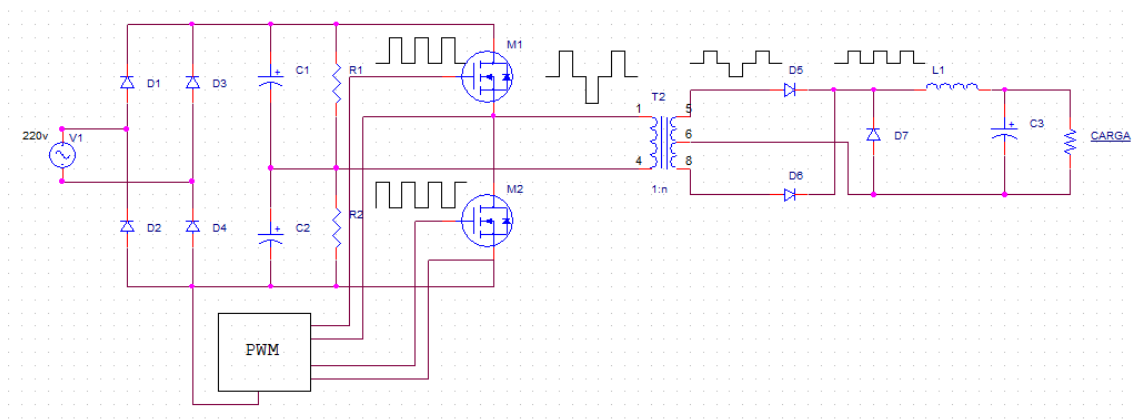


Figura 1.7: Circuito propuesto a implementar

Las resistencias R_1 y R_2 conforman un divisor resistivo con el cual se obtiene la mitad de la tensión de línea de entrada $\frac{V_1}{2} = 110\text{ V}$, que es el valor al cual se cargan los capacitores C_1 y C_2 . Estos son los encargados de almacenar la energía y proporcionar la corriente para el transformador, cuando los mosfet habiliten.

En este circuito se observa que el *PWM* es el encargado de generar un tren de pulsos los cuales excitan a M_1 y otro tren de pulsos desfasados 180° para M_2 . Los mosfet trabajan en corte y saturación con estados opuestos en el mismo instante. Los tiempos en el cual trabaja cada mosfet se controlan regulando el duty o ciclo de trabajo en el *PWM*.

Cuando M_1 conduce, en los bornes del primario del transformador aparece la tensión $+\frac{V_1}{2}$, luego M_2 pasará a conducir, invirtiendo la polaridad en el transformador, haciendo circular la corriente en sentido contrario. Todo esto ocurre con una frecuencia de 80 kHz , utilizada en el circuito *PWM*.

En el primario del transformador es vista una tensión cuya forma de onda se muestra en al figura 1.7, notese que entre pulso positivo y negativo existe un tiempo en cero voltios o "tiempo muerto", el cual es el tiempo en que los dos mosfet se encuentran apagados. De esta forma de onda que se obtiene a la entrada del transformador surge una pregunta. ¿Por qué no conectar las salidas del *PWM* directamente al transformador?. Es un hecho que es posible de realizar, pero para fines prácticos no será de utilidad ya que al demandarse una corriente elevada de salida, que el pequeño circuito integrado no será capaz de proveer. Por este motivo solo se utiliza como driver para el funcionamiento de dispositivos de mayor potencia.

Una vez que la señal ingresa al transformador, éste con una adecuada relación de vueltas se encarga de reducir la tensión a la requerida. En la figura 1.7 se puede apreciar la forma de onda, la cual es del mismo tipo que a la entrada pero de menor amplitud.

Los diodo D_5 y D_6 se encargan de rectificar la señal, obteniéndose una señal pulsante del doble de frecuencia: 160 kHz . En cuanto al circuito del secundario, trabaja de la siguiente manera: cuando M_1 está encendido, la corriente del secundario circulará por D_5 . Cuando M_1 conmuta a corte, la tensión en todos los bobinados cae a cero, pero la corriente en la carga deberá seguir circulando forzada por la descarga de la bobina cerrando circuito por el diodo D_7 . El comportamiento es similar cuando M_2 está encendido, con la corriente circulando por el diodo D_6 .

Se deduce del funcionamiento descrito que si se produjera una conducción simultánea de M_1 y M_2 , incluso por un pequeño intervalo, se producirá un cortocircuito en la tensión de alimentación provocando la destrucción de los semiconductores.

Capítulo 2

Cálculos

En este capítulo se realiza un estudio minucioso de cada etapa, explicando el funcionamiento de cada componente y los cálculos de sus valores. El análisis se realiza desde el inicio del circuito hacia el final, aunque en algunas partes es necesario hacer uso de los valores de salida de diseño para comprender el por qué de los cálculos.

1. ENTRADA

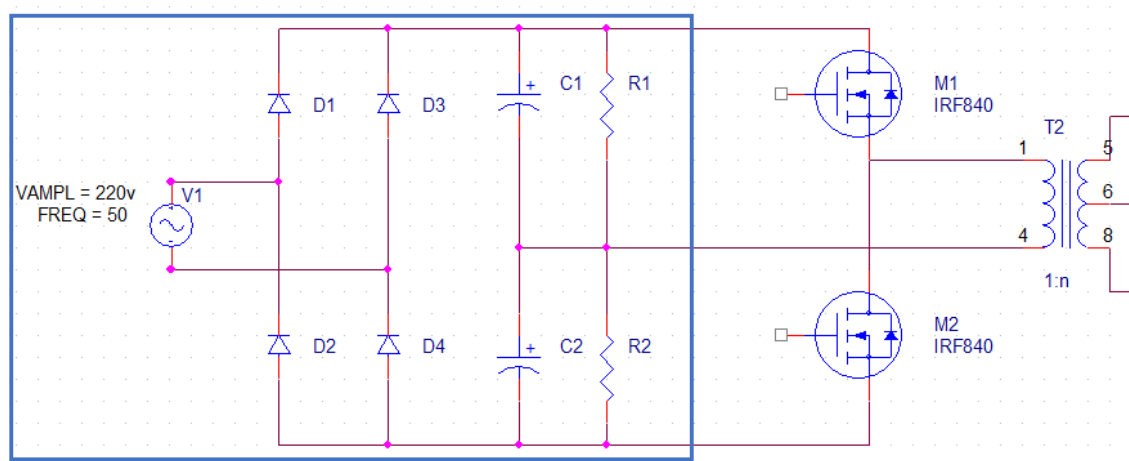


Figura 2.1: Circuito de Entrada

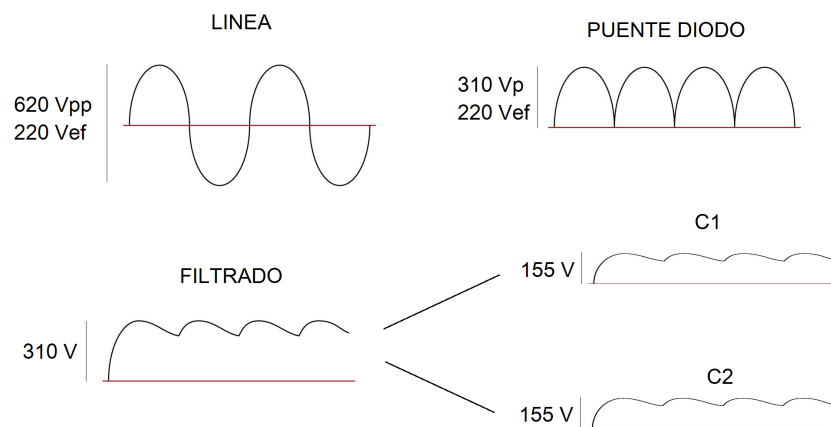


Figura 2.2: Circuito de Entrada

1.1. Diodo Puente

El circuito se alimenta con la tensión de línea monofásica de $620 V_{pp}$ (más conocida como $220 V_{ef}$). Esta tensión se rectifica mediante el puente para obtener una señal pulsante positiva, la cual mediante los capacitores se convierte en una continua de bastante riple.

La corriente que deben soportar estos diodos todavía no se sabe con exactitud debido a que recién se inicia el análisis, pero se puede aproximar mediante los valores de diseño de potencia. Esto es así ya que en el transformador se debe cumplir la ley de conservación de energía, y si en la entrada del trafo hay mayor tensión que en la salida, entonces la corriente a la entrada debe ser menor que a la salida para mantener la relación de potencia.

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}}$$

$$\therefore P_{in} = \frac{P_o}{\eta} = \frac{50W}{0,7} \approx 72W$$

$$P_{in} = V \cdot I \quad \wedge \quad V = 220V$$

$$\therefore I = \frac{P_{in}}{V} = \frac{72W}{220} \approx 0,3A$$

$$I_{puente} \geq 1A$$

Con este valor nos aseguramos que no caliente tanto y no corra riesgo de quemarse.

1.2. Divisor Resistivo

La función de estas resistencias es dividir la tensión que otorga el puente diodo entre los dos capacitores por lo cual deben ser iguales, y lo más exactas posible.

Para no perder potencia innecesariamente deberían ser del orden de los $M\Omega$, pero si así fuera no se cargarían los capacitores en el tiempo requerido y existe más posibilidad de diferencia debido a la tolerancia.

Si se usan valores muy chicos, existe pérdida de potencia debido a que en las dos resistencias cae mucha tensión.

Por las razones expuestas se utiliza resistencias de precisión del orden de los $k\Omega$. En este caso:

$$R_1 = R_2 = 100 k\Omega$$

1.3. Capacitores

Estos tienen la función de filtrar la señal rectificada y almacenar energía para ser entregada cuando el transformador lo requiera. La capacidad máxima necesaria para almacenar energía depende de la corriente que exija el circuito, es decir depende de la corriente de salida que se refleja a la primer etapa mediante el transformador.

Utilizando los valores de diseño de rendimiento y potencia, se puede calcular la corriente necesaria a la entrada. Para simplificar se hará de cuenta que se trata de un sólo capacitor, luego se adaptará para C_1 y C_2 en serie.

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}}$$

$$\therefore P_{in} = \frac{P_o}{\eta} = \frac{50W}{0,7} \approx 72W$$

$$P_{in} = V_{trafo} \cdot I_{trafo} \quad \wedge \quad V_{trafo} = 155V \cdot 0,8 = 124V$$

Donde 0,8 es el ciclo de trabajo máximo que se aplica. Esto se explicará más adelante en la sección del driver.

$$\therefore I_{trafo} = \frac{P_{in}}{V_{trafo}} = \frac{72W}{124V} \approx 0,6 A_{Ef}$$

Esta corriente es la que debe entregar el capacitor cuando se descarga por el transformador.

$$C_T = \frac{I_{trafo}}{V_{riple-pp} \cdot f}$$

Se utiliza una tensión de riple máxima de $30V_{pp}$, valor admisible para este diseño.

$$\therefore C_T = \frac{0,6A}{30V \cdot 100Hz} = 200\mu F$$

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

$$C_T = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \quad \wedge \quad C_1 = C_2 \quad \therefore C_T = \frac{C}{2}$$

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

Con estos valores se asegura que los capacitores puedan entregar la corriente deseada.

2. CONMUTACIÓN

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

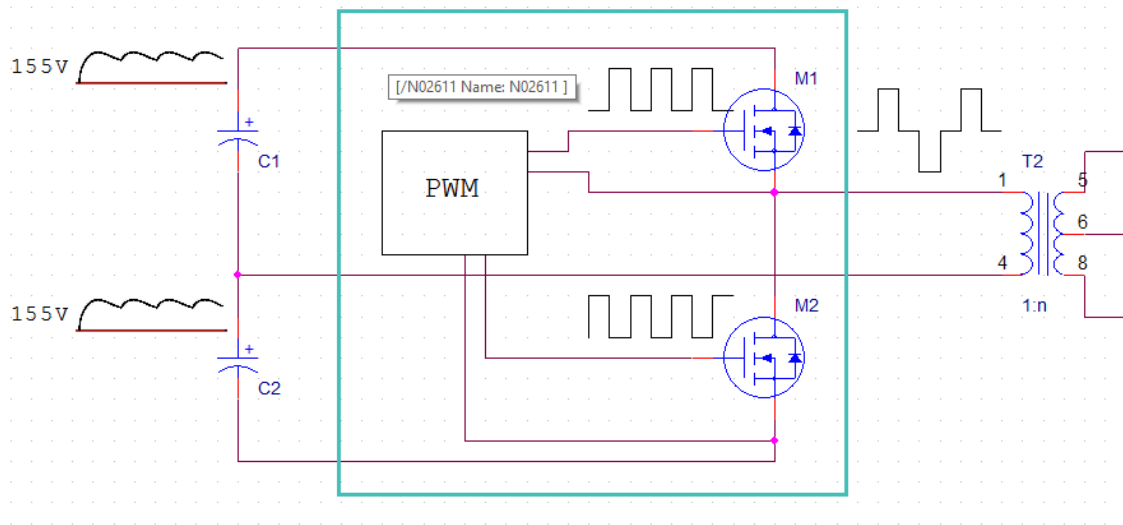


Figura 2.3: Circuito de Entrada

2.1. Driver de conmutación

Como ya se explicó en las secciones anteriores, para controlar la conmutación de los Mosfet se necesita un circuito de control. Se utilizará un *PWM* para la generación de los pulsos en conjunto con un *CI*, IR2110, uno de los más populares en el ámbito de accionamiento del par de semiconductores de potencia. Se emplea el circuito de la figura 2.4 donde existen tres etapas bien definidas. No se explicará cada aspecto del circuito driver ya que no corresponde el objetivo de este informe, pero sí se dará nota de los aspectos importantes para la comprensión del circuito en general.

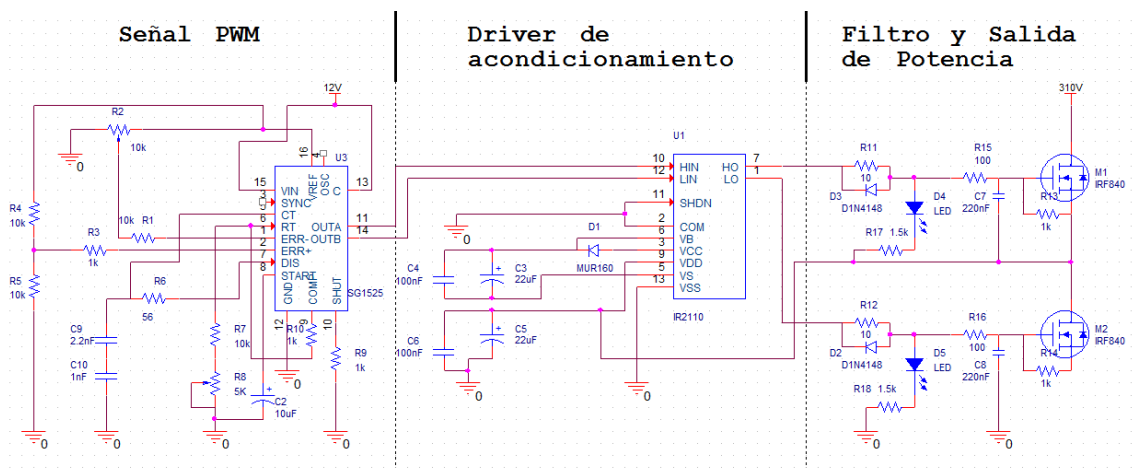


Figura 2.4: Circuito PWM

2.1.1. Circuito driver PWM

Para lograr una señal modulada en ancho de pulso (PWM), se ha utilizado el integrado SG3525. Si se observa su hoja de datos, se puede definir su frecuencia de trabajo mediante una constante de tiempo RC, utilizando la siguiente expresión:

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

En el esquema están representados C_T , R_T , y R_D por:

$$C_T = \frac{C_9 \cdot C_{10}}{C_9 + C_{10}} \quad R_D = R_6 \quad R_T = R_7 + R_8$$

Para una frecuencia establecida de 80 kHz se obtiene:

$$C_T = 0,7 \text{ nF}$$

$$R_D = 56 \Omega$$

$$R_T = 11939 \Omega$$

Se logra el valor de R_T poniendo en R_8 un preset de $5 \text{ k}\Omega$.

Para asegurar que ambos transistores se encuentren apagados cierto intervalo de tiempo, se utiliza un ciclo de trabajo (duty) de $D = 0,4$ en cada señal. Cuando ambas se acoplan para formar una sola señal, se obtiene un $D_T = 0,8$. Este valor se utilizó en los cálculos iniciales.

2.1.2. Driver de acondicionamiento y etapa de Potencia

Para acoplar el circuito de comando, o sea el PWM, al par de transistores de potencia se utiliza el integrado IR2110. A este se le aplica las salidas provenientes del PWM. En el esquema de la figura 2.4 se observa la conexión del medio puente formado por ambos mosfet, en donde el circuito integrado es el encargado de entregar en sus salidas la suficiente tensión para saturar el mosfet que corresponda, dependiendo del nivel lógico presente en sus entradas. Para disparar los mosfet se necesita una tensión en el Gate respecto de Source. Como en el mosfet M1 no es claro lo que se tiene en source, el IR2110 y un circuito de (diodo + capacitor) se utilizan para proporcionar el suministro flotante, o "tierra lógica" para conducirlo.

Para el suministro de la tierra lógica de V_s , como bien se dijo, se utiliza un diodo junto a un capacitor en la configuración denominada Bootstrap. Cuando se satura el mosfet M2, la tensión en V_s es puesta a 0 voltios y el capacitor C_3 se carga a V_{cc} a través del diodo D_1 . Ahora bien, cuando M2 está en corte, el capacitor se encarga de suministrar la tensión flotante y el diodo ahora polarizado inversamente impide que la corriente circule hacia V_{cc} , posibilitando así disparar el mosfet M1.

Fijando la atención en D_1 , 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.

Antes de excitar cada mosfet la señal pasa a través de un filtro RC conformado por R_{15} y C_7 en una rama, y R_{16} y C_8 en la otra, los cuales se encargan de eliminar las frecuencias mayores a 7 MHz , ya que el ruido presente medido era del orden de los 10 MHz .

Los diodos LED D_4 y D_5 se colocan a modo de indicadores, que debido a la alta frecuencia de conmutación se ven siempre encendidos si la señal llega correctamente al mosfet.

2.2. 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 ($I_{in} = 0,6 \text{ A}$), y teniendo en cuenta el ciclo de trabajo de cada uno (Duty). Por lo tanto, corriente máxima:

$$I_{D_{\text{máx}}} \cdot \frac{V_{in}}{2} \cdot D = \frac{P_o}{2 \cdot \eta} \quad \Rightarrow \quad I_{D_{\text{máx}}} = \frac{P_o}{\eta \cdot D \cdot V_{in}} = \frac{I_D}{D}$$

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

$$I_{D_{EF_{\text{máx}}}} = \frac{0,6 \text{ A}}{0,4} = 1,5 \text{ A}_{Ef}$$

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 $V_{in} = V_{in_{máx}} = 310V_P$ ya que cuando un mosfet conmuta, éste aplica su tensión de conmutación al mosfet que se encuentra bloqueado. Por lo tanto para la selección del dispositivo de potencia se debe tener en cuenta que:

$$I_D > 0,25 A \quad A \quad V_{D_{máx}} > 310 V$$

Por lo tanto elegimos el MOSFET *IRF 840* con una corriente $I_{D_{máx}} = 8 A$ y una tensión $V_{DS_{máx}} = 500 A$.

3. TRANSFORMADOR DE POTENCIA

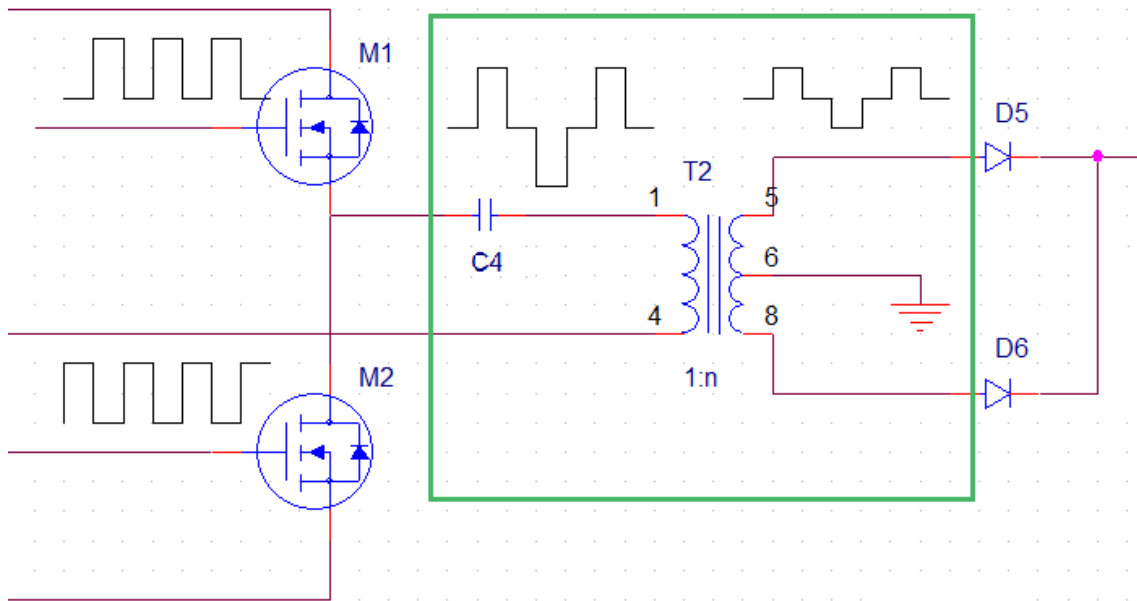


Figura 2.5: Circuito de Entrada

3.1. Transformador

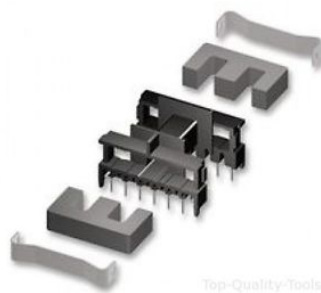


Figura 2.6: Circuito de Entrada

Para el transformador de potencia se utilizará una cazoleta con núcleo de ferrita de formato E. Sus datos constructivos son:

- Núcleo de ferrita N27 (de EPCOS)
- $\mu_{inicial} = 2000$
- Sección central del núcleo: $S_h = 0,7cm \cdot 0,7cm = 0,49cm^2$
- Frecuencia de trabajo: $25 kHz < f < 150 kHz$
- Curvas para diseño:

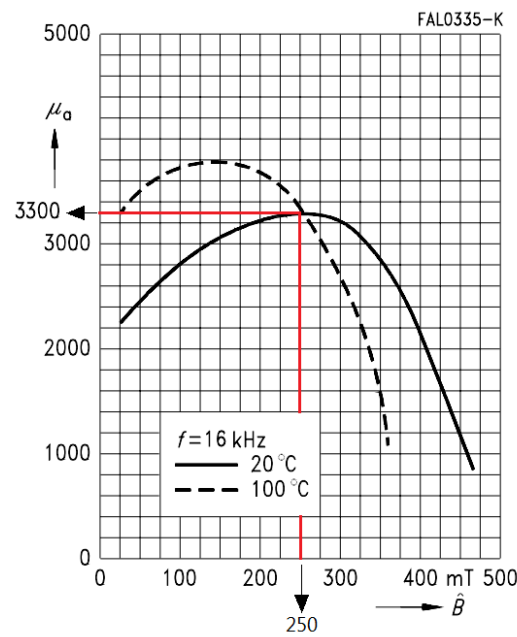


Figura 2.7: Circuito de Entrada

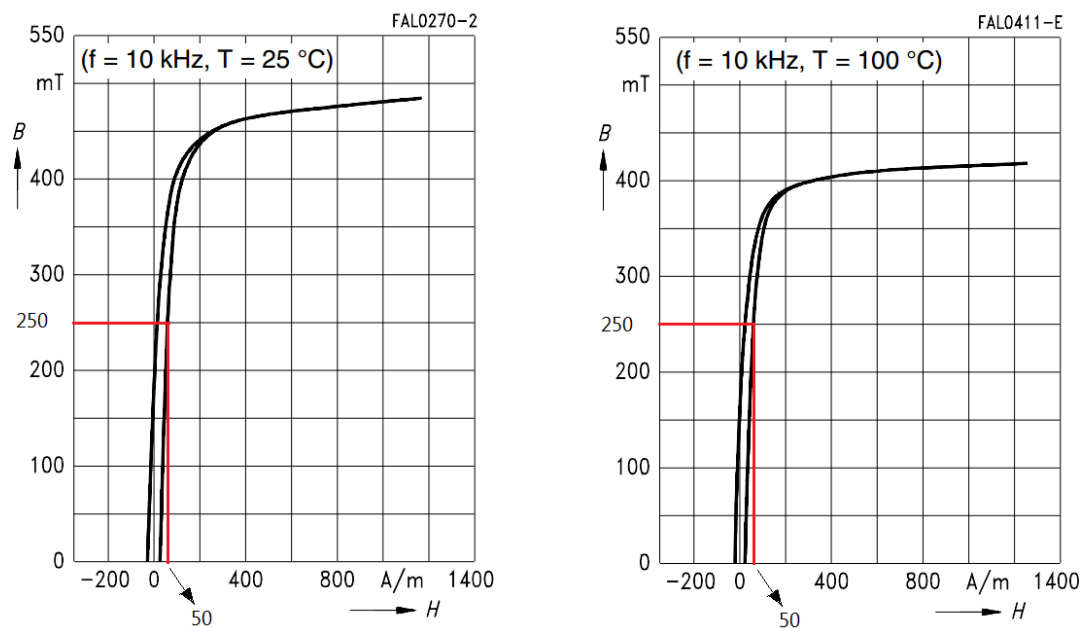


Figura 2.8: Circuito de Entrada

Utilizando las gráficas se elige un $B = 250 \text{ mT} = 2500 \text{ G}$, ya que en ese punto el μ_r del material es bastante estable respecto a la variación de temperatura. Además se encuentra en un valor intermedio de la curva de histéresis, lo cual asegura que el núcleo no se sature en un rango grande de temperatura. Pero al ser un material blando se debe tener cuidado que la intensidad de campo magnético no aumente, ya que si lo hace el núcleo satura: $\therefore H = 50 \frac{\text{A}}{\text{m}}$

Para los cálculos se puede utilizar H o B indistintamente, ya que ambos están relacionados por $B = \mu \cdot H$. Y el valor de μ se mantiene bastante constante en el lugar de diseño elegido.

3.1.1. Cálculo de vueltas

$$V_{\text{primario-Ef}} = 4,44 \cdot f \cdot B \cdot N_p \cdot S_h \cdot 10^{-8}$$

Se tienen todos los valores de esta ecuación, menos el de las vueltas del primario (N_p). Este es el valor a despejar:

- $V_{\text{primario-Ef}} = 155V \cdot 0,8 = 124V$. Es la tensión eficaz aplicada, por el duty máximo posible.
- $f = 80kHz$
- $B = 2500G$
- $S_h = 0,49cm^2$

$$N_p = \frac{124V}{4,44 \cdot 80000Hz \cdot 2500G \cdot 0,49cm^2 \cdot 10^{-8}} \approx 30$$

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{V_s}{V_p}$$

$$N_s = \frac{V_s \cdot N_p}{V_p} = \frac{(2 \cdot 25V) \cdot 30}{124} \approx 12$$

Se multiplica por 2 la tensión de salida deseada, debido a que se trata de una salida con punto medio. Esto significa que se debe utilizar una tensión de 50V en los extremos de la salida, para que en cada bobina haya 25V respecto a masa.

Las vueltas de cada bobinado es 6, dando un total de 12 vueltas en todo el secundario.

3.1.2. Diámetro de conductores

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

$$\phi_p = \sqrt{\frac{4 \cdot I_p}{\pi \cdot J}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,6A_{Ef}}{\pi \cdot 4A/mm^2}} = 0,44mm \approx 0,5mm$$

$$\phi_s = \sqrt{\frac{4 \cdot I_s}{\pi \cdot J}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 1,75A_{Ef}}{\pi \cdot 4A/mm^2}} = 0,74mm \approx 0,75mm$$

3.2. Capacitor de acople

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

Este capacitor de acoplamiento es del tipo sin polaridad. Tiene que ser capaz de poder manejar la corriente del primario y soportar la tensión de entrada.

Un aspecto importante relacionado con el valor de este capacitor es la tensión. Debido a que el capacitor se carga y descarga todos los semiciclos de f_s , la componente en continua se adiciona a $\frac{V_{in}}{2}$.

La tensión de carga del capacitor es:

$$V_C = \frac{I}{C} \cdot \Delta t$$

Siendo:

- $I = I_{trafo}$, la corriente del primario.
- C , capacidad.
- Δt , intervalo de tiempo de carga del capacitor.

$$\Delta t = T \cdot D_{\text{máx}} = t_{on} \quad \wedge \quad T = \frac{1}{f_s}$$

$$\Delta t = \frac{D_{\text{máx}}}{f_s} = \frac{0,8}{80kHz} = 10\mu s$$

La tensión de carga debe tener un valor del 10 % al 20 % de $\frac{V_{in}}{2}$ entonces:

$$0,1 \cdot \frac{V_{in}}{2} < \Delta c < 0,2 \cdot \frac{V_{in}}{2}$$

$$15V < \Delta c < 30V$$

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

Donde I es la corriente promedio del bobinado primario, dt es el intervalo de carga y dV_c es un valor que se encuentra entre los extremos calculados. Se elige el valor medio.

$$C_4 = \frac{I_{trafo} \cdot D_{máx}}{\Delta V_c \cdot 2 \cdot f_s} = \frac{0,23A \cdot 0,8}{23,5V \cdot 2 \cdot 80kHz} = 48,93nF$$

4. SALIDA

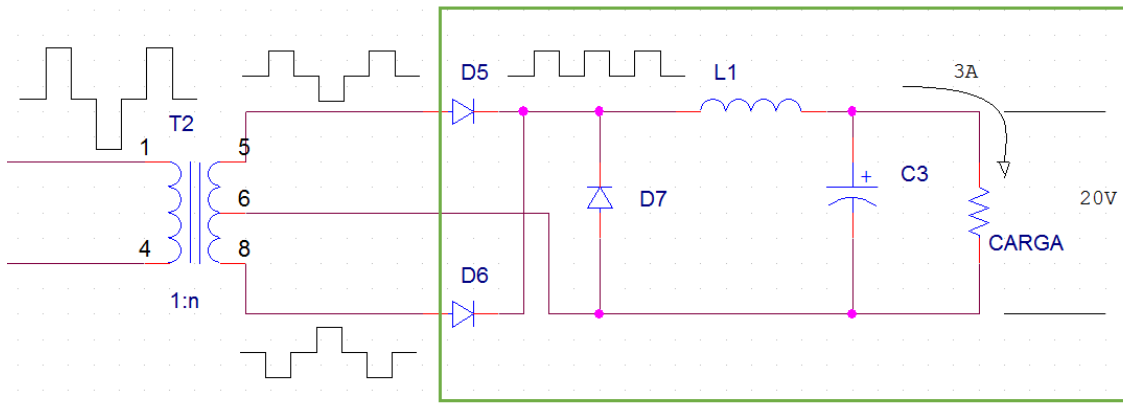


Figura 2.9: Circuito de Salida

4.1. Diodos

Los diodos D_5 y D_6 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: $f_{out} = 160kHz$. Pero los diodos deben trabajar, cada uno, a la mitad de la frecuencia, es decir: $f_{diodo} = 80kHz$.
- La corriente que circula por ellos. Existen dos valores de corriente que permiten la elección del diodo correcto: $I_{ef} \wedge I_p$ (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 (3,5A). Esto se debe a que trabaja un diodo a la vez. Por esta razón el valor elegido es de: $1,75A_{Ef}$. La corriente pico repetitivo 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: $3,5A_p$.
- 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. Como se observa en la figura 2.7, la tensión inversa que debe soportar cada diodo es el doble de la tensión pico del ánodo. Por esto: $V_{pk} = 50V$.

Para D_7 se debe tener en cuenta que éste soporta toda la corriente de la carga cuando la señal pulsante es 0V. Por esto: $I_{D7} = 3,5A$ y $V_{pk} = 25V$.

4.2. Bobina de choque

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.

Cálculos

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

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

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

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

Para calcular el valor de la inductancia primero se necesita saber el tiempo $t_{off_{máx}}$. Conociendo el valor de la frecuencia de la señal en la etapa de salida luego de ser rectificada $f = 160 \text{ kHz}$ se obtiene:

$$t_{off_{máx}} = D_{off} \cdot T = \frac{D_{off}}{f} = \frac{0,2}{160000 \text{ Hz}} = 1,25 \mu\text{seg}$$

Tomando el ΔI_L el 25 % de la corriente de salida $I_{o_{máx}}$, se calcula L .

$$L = \frac{V_o \cdot t_{off_{máx}}}{\Delta I_L} = \frac{25V \cdot 1,25 \mu\text{seg}}{0,25 \cdot 3A} = 41,6 \mu\text{H}$$

Para el calculo de la cantidad de vueltas en un nucleo de geometría toroidal para obtener $41,6 \mu\text{H}$ se tiene que:

$$L = \mu \cdot \frac{N^2 \cdot S}{l} \quad \Rightarrow \quad N = \sqrt{\frac{L \cdot l}{\mu \cdot S}} = \sqrt{\frac{41,6 \cdot 7,85}{4\pi 10^{-7} \cdot 0,8}} = 18 \text{ vueltas}$$

4.3. Capacitor

Para el calculo del capacitor de salida C_3 se fija como tensión de ripple máxima $V_{ripple} = 400 \text{ mV}$, la cual es exigida como diseño en la consigna. Entonces:

$$C_3 = \frac{I_{out}}{V_{ripple-pp} \cdot f}$$

$$C_3 = \frac{3,5 \text{ A}}{0,4 \text{ V}_{pp} \cdot 160 \text{ kHz}} = 54,68 \mu\text{F}$$

Capítulo 3

Circuito real + Señales

1. Circuito Completo

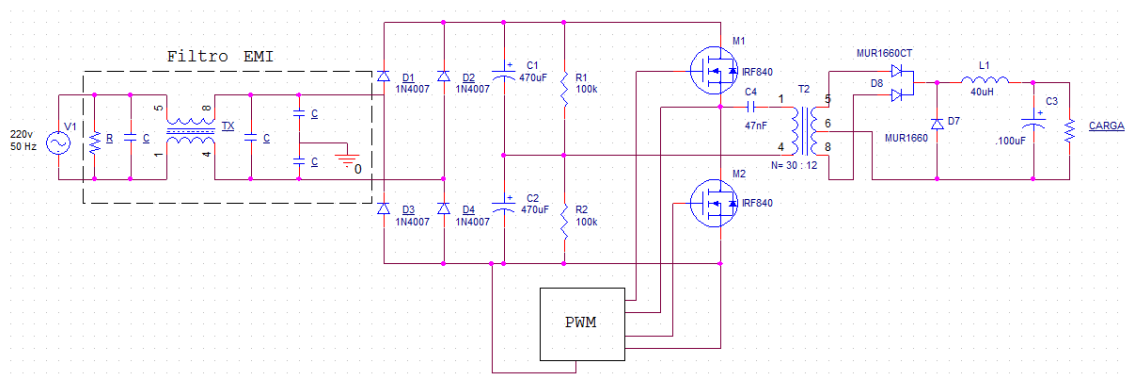


Figura 3.1: Circuito de Salida

2. 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, 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.

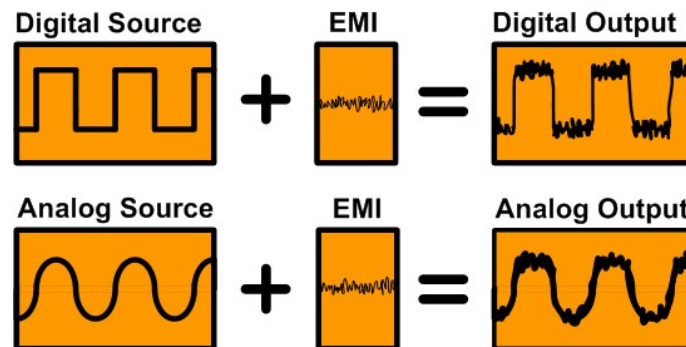


Figura 3.2: Circuito de Salida

Los circuitos conmutados de potencia, como el estudiado en este trabajo, producen gran cantidad de EMI. Es por esta razón que se hace necesario la implementación de un filtro EMI a la entrada para evitar perjudicar otros equipos.

La mayoría de los convertidores CA-CC incorporan filtros EMI dentro del gabinete para suprimir los ruidos en su mayoría. Están basados en sencillos circuitos inductivos que trabajan básicamente en modo diferencial, junto a capacitores que se colocan en paralelo con la línea de alimentación de red. Los circuitos más elaborados, de mayor calidad y costo, incorporan además capacitores referidos a GND que tienen la propiedad de filtrar los ruidos y poseen un trabajo denominado en modo común.

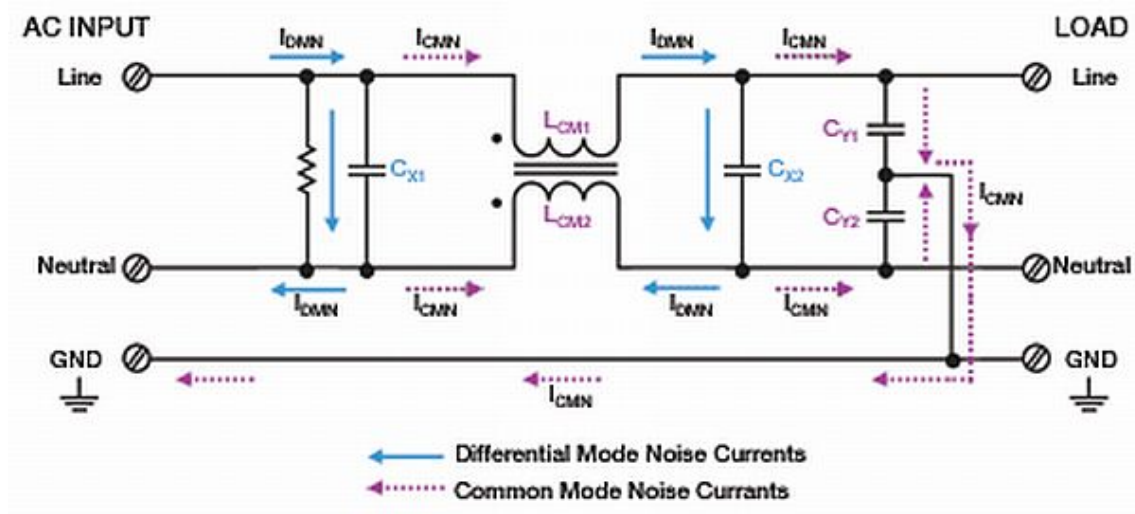


Figura 3.3: Circuito de Salida

3. Señales

A continuación se presentan las gráficas de salida para las **condiciones de:**

- Tensión de salida: $V_o = 22,2\text{ V}$
- Carga: $R = 8,8\Omega$
- Potencia: $P = 57\text{ W}$
- Ripple: $V_{\text{ripple-pp}} = 500\text{ mV}$
- Corriente: $I_o = 2,57\text{ A}$

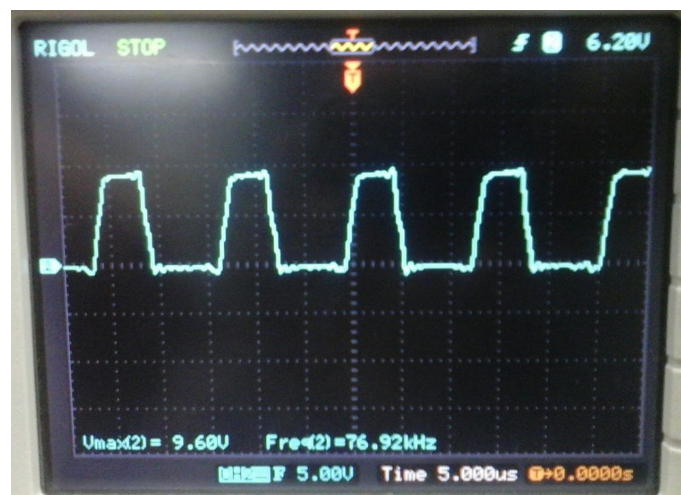


Figura 3.4: Gate de Mosfet 1

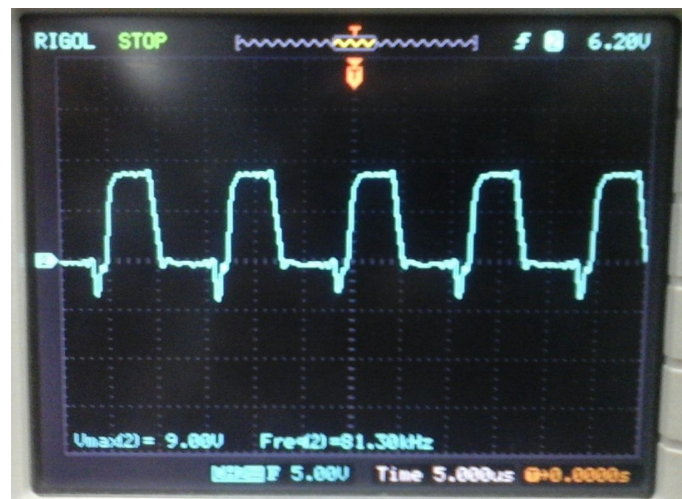


Figura 3.5: Gate de Mosfet 2



Figura 3.6: Tensión en Primario

Señal del secundario del transformador:

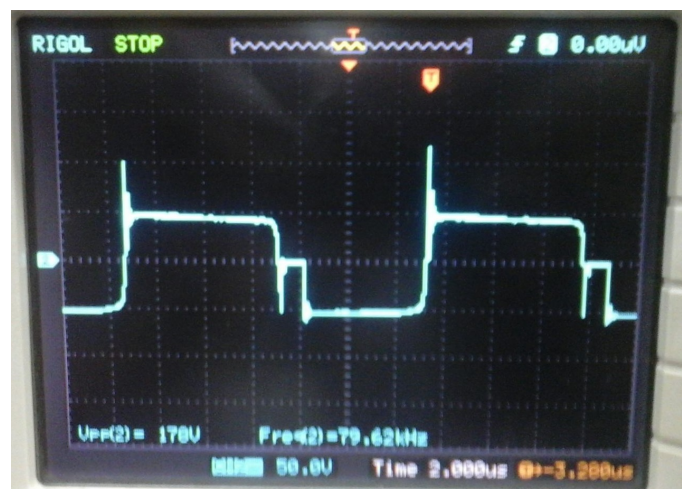


Figura 3.7: Tensión en Secundario



Figura 3.8: Tensión de Salida



Figura 3.9: Riple de Salida

Capítulo 4

Conclusiones

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

1. Ventajas

- **Eficiencia:** está comprendida entre el 68 y el 90 %. Esto reduce el costo de los dispositivos de potencia. Además, los dispositivos de potencia funcionan en el régimen de corte y saturación, haciéndose un uso más eficiente del componente.
- **Versatilidad:** debido a que la tensión de entrada es conmutada en una forma de alterna, y ubicada en un elemento magnético (transformador), se puede variar la relación de transformación logrando trabajar como reductor, elevador, o inversor de tensión con múltiples salidas.
- **Tamaño:** No es necesario el uso del transformador de línea de $50Hz$ (gran tamaño), sino que al conmutar a alta frecuencia ($80kHz$, 1600 veces más rápido) la señal de entrada rectificada, se puede utilizar un transformador de poco porte. Esto también reduce el costo si se trata de una fuente de potencia.
- **Potencia:** el tipo de funcionamiento y de componentes, permite crear fuentes de alta potencia, algo imposible en las fuentes lineales debido al costo del transformador y a las pérdidas.
- **Rizado:** también conocido como riple. Si está bien diseñado, este tipo de fuentes no posee un riple de $50Hz$ como las lineales, sino que es de alta frecuencia. Esto hace que sea casi imperceptible para la mayoría de los circuitos. Además se puede reducir su amplitud mediante filtros LC sucesivos, pero esto tiene como costo la pérdida de reacción de la fuente.

2. Desventajas

- **Diseño:** el diseño de una fuente conmutada puede llevar varias semanas o meses de desarrollo y puesta a punto, dependiendo de los requerimientos. Posee cálculos complejos ya vistos, y muchas variables a tener en cuenta. Sin contar que luego de realizado los cálculos pertinentes, siempre es necesario la puesta a punto y el recálculo de algunos parámetros.
- **Ruido electromagnético:** la corriente en las fuentes conmutadas tiene cambios abruptos, y contiene una proporción grande de componentes espectrales de alta frecuencia (esto se debe a las formas de ondas rectangulares). Esta corriente de alta frecuencia puede generar interferencia electromagnética indeseable. Filtros EMI y blindajes de RF son necesarios para reducir la interferencia.
- **Tiempo de respuesta:** se utilizan proporciones de energía de la entrada mediante pulsos, para transferirlos a la salida en otras condiciones de corriente y tensión. Esto requiere mayor tiempo de restablecimiento al circuito ante variaciones en la entrada. Para compensar este funcionamiento lento, los capacitores de filtro de salida se deberán incrementar para almacenar la energía necesaria por la carga durante el tiempo en que la fuente conmutada se está ajustando.

3. Construcción

Para empezar este análisis final, se debe tener en claro a dónde se apunta cuando se inicia el diseño. Como se explicó en el Capítulo 1, el objetivo es conseguir la señal pulsante de alta frecuencia a la entrada del filtro LC. Teniendo esto como meta, es que se implementan las sucesivas etapas. Debido a que se necesita una buena señal pulsante, se deben hacer cálculos minuciosos en la etapa del PWM, y en el transformador ya que este transmite la señal a la etapa de salida.

Se recomienda hacer un estudio minucioso sobre el funcionamiento de estas fuentes antes de iniciarse el diseño. Aunque esto lleve tiempo al principio, luego permite encontrar fallas de manera rápida, y entender el por qué de ellas, pudiéndose solucionar de manera eficaz.

Hay que tener en cuenta que siempre es necesario reajustar, y que hay ciertas cosas propias de la prácticas que sólo se notan a la hora de poner en funcionamiento el circuito.

Los principales componentes que necesitan reajuste son los electromagnéticos, es decir, el transformador y el inductor de salida. A veces es necesario rediseñar para que la tensión de salida sea mayor, ya que al exigirle corriente al circuito ésta puede caer. Esto se logra agregando vueltas al secundario, lo cual permite mayor tensión, y mayor almacenamiento de energía en el transformador.

Capítulo 5

Esquemáticos + Hojas de datos

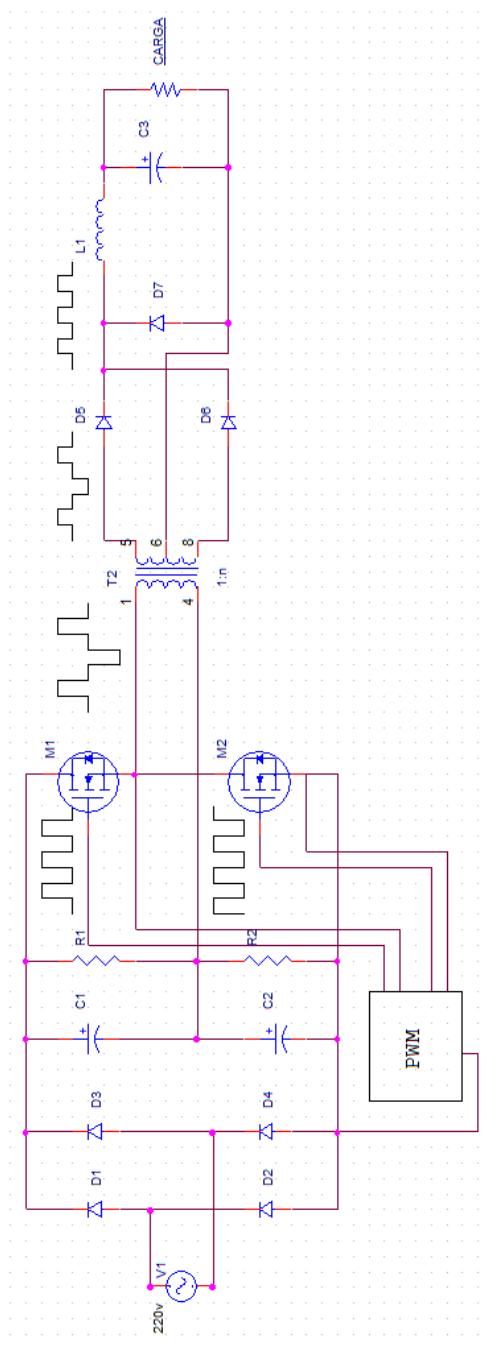


Figura 5.1: Circuito propuesto + señales

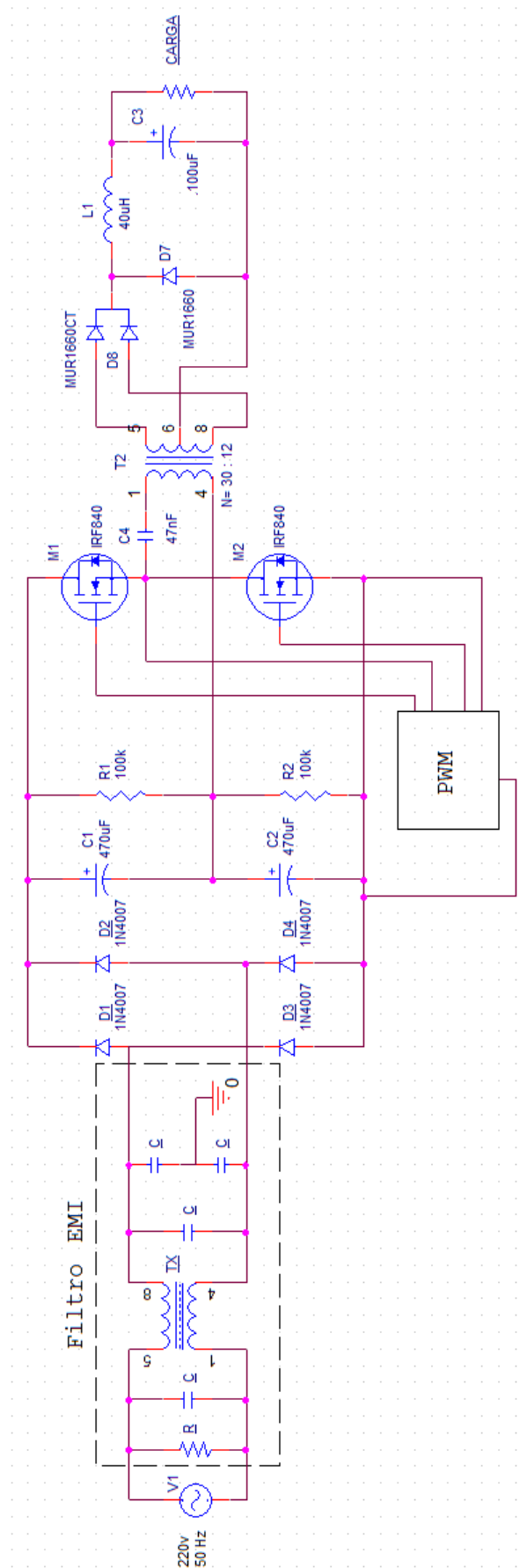


Figura 5.2: Circuito Completo

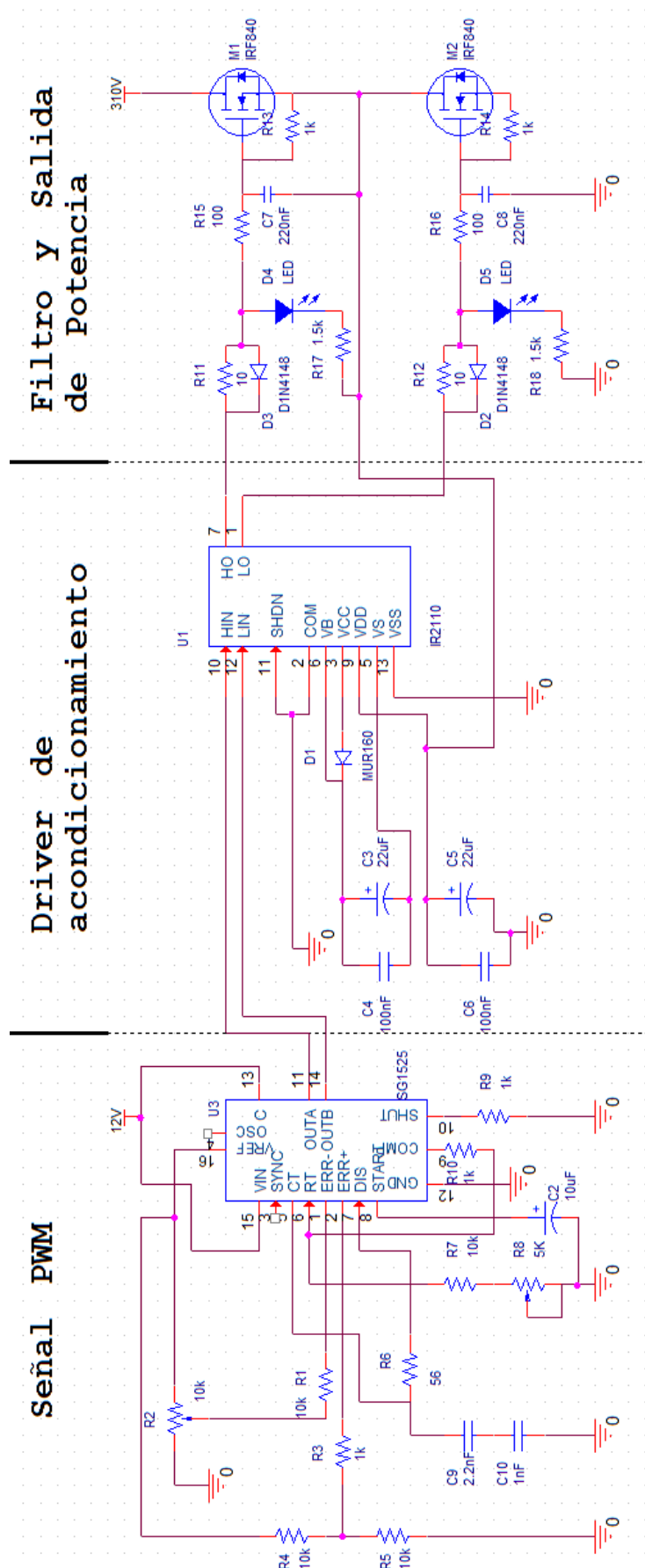


Figura 5.3: Circuito PWM