

Electrónica de Potencia

Trabajo Práctico Nº 5

Fuente Conmutada

Profesor:

Ing. Avramovich Javier

Curso 5R2

Alumnos:

Alcázar, Diego J. Leg.: 52331

Marcos, Gonzalo J. Leg.: 56055

Nievas, Sergio R. Leg.: 61861

Vazquez, Edgar G. Leg.: 52398

12 de octubre de 2017

Índice

1. Marco teórico	3
1.1. Concepto, ventajas y desventajas de fuentes conmutadas	3
1.2. Circuito básico y su funcionamiento	4
2. Diseño de la fuente conmutada	7
2.1. Especificaciones requeridas	7
2.2. Diseño del circuito	8
2.2.1. Diagrama en bloques de la topología implementada	8
2.2.2. Etapa de entrada (rectificador y filtro)	8
2.2.3. Control de <i>PWM</i>	10
2.2.4. Circuito de conmutación	11
2.2.5. Rectificador de salida	14
2.2.6. Calculo del capacitor de acoplamiento C_{16}	15
2.3. El transformador de Potencia	16
2.3.1. Determinación del núcleo de ferite	16
2.4. El filtro EMI	19
3. Mediciones	20
3.1. Señal de <i>PWM</i>	21
3.2. Señales de entrada del transformador y circuito de salida	21
3.3. Ripple en la salida	26
4. Conclusión	27

1. Marco teórico

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

1.1. Concepto, ventajas y desventajas de fuentes conmutadas

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

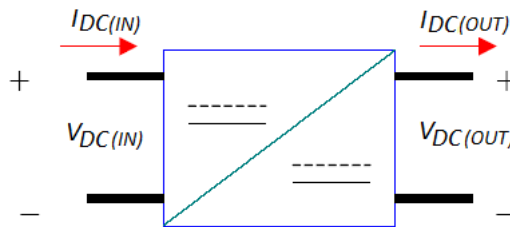


Figura 1: Esquema en “caja” de un convertidor DC/DC

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

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

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

Como desventajas podrían mencionarse las siguientes:

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

1.2. Circuito básico y su funcionamiento

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

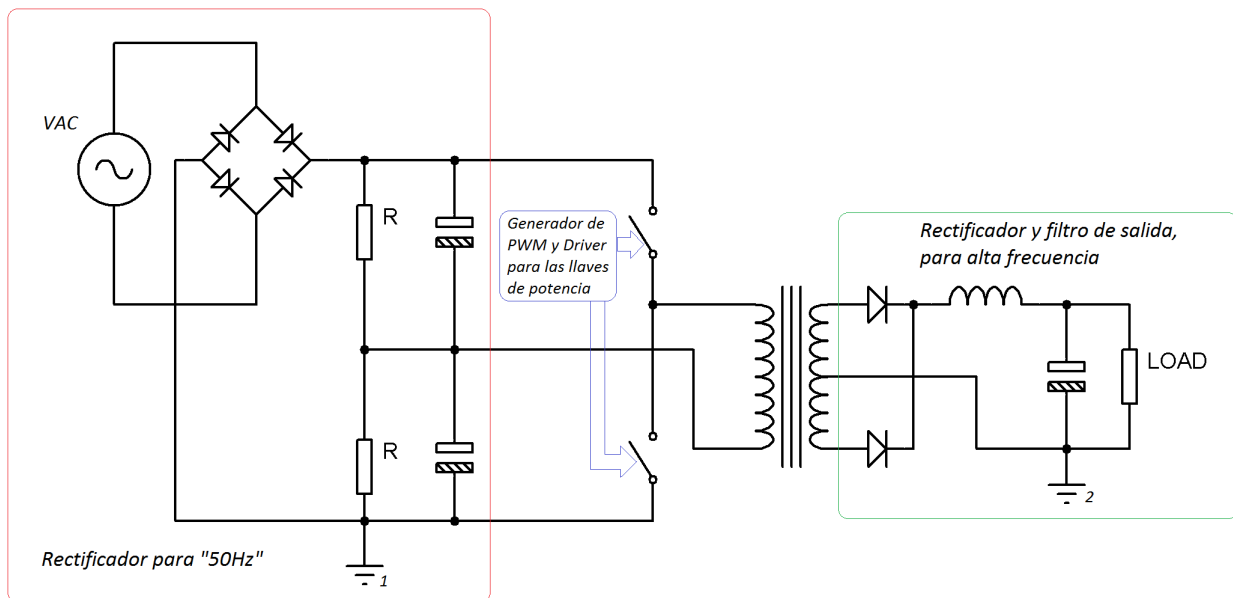


Figura 2: Esquema general de la topología “*off – line*” *forward* bidireccional

En un primer vistazo, se observa que a la entrada del circuito se halla un rectificador para baja frecuencia ($50Hz - 60Hz$). La tensión continua obtenida del rectificador y su consecuente filtro, se aplica a las llaves electrónicas, que serán las encargadas de conmutar esta tensión suministrando cierta energía al transformador. Los

circuitos que se encarguen de la conmutación de las llaves, serán conjuntamente: un generador de *PWM*, y un circuito driver encargado de entregar los niveles adecuados a los terminales de activación de las llaves. Finalmente la etapa de salida posee un rectificador de onda completa preparado para altas frecuencias, con su correspondiente filtro. Cabe por último destacar, que el transformador genera una aislación entre la etapa de rectificación y conmutación de la izquierda, y la etapa de salida. Es por ello que los símbolos de masa se encuentran diferidos con un índice¹.

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

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

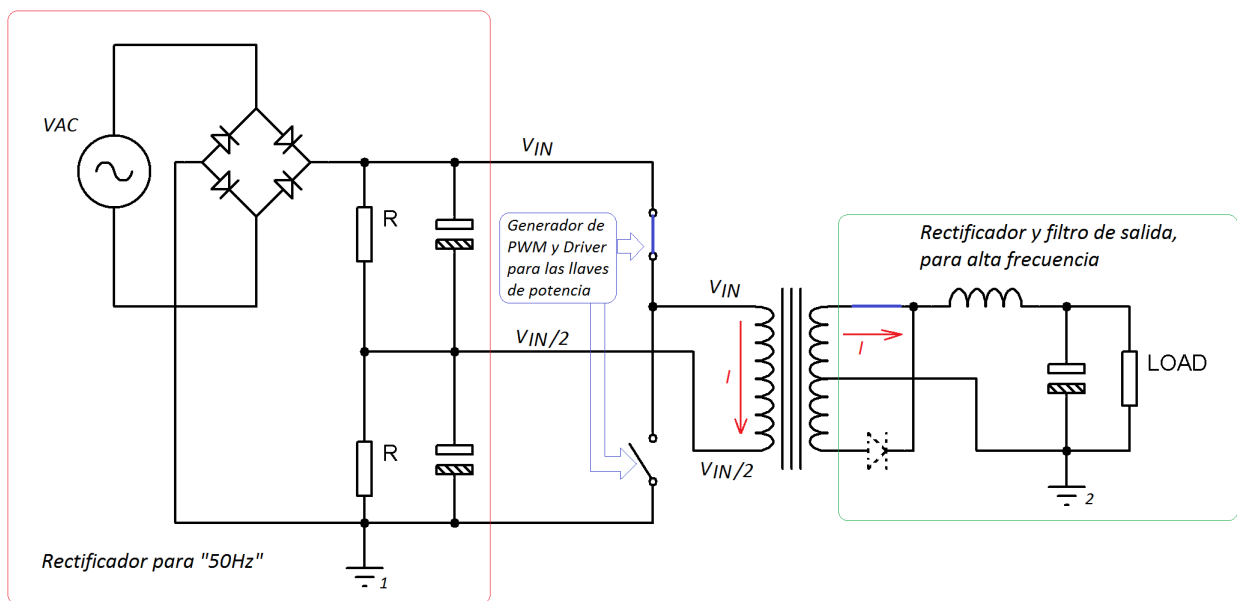


Figura 3: Circuito con llave superior cerrada

Las resistencias "*R*" son idénticas en valor, con el fin de asegurar que los dos capacitores también idénticos, logren generar una división de la tensión rectificada exactamente en la mitad. Por lo tanto y como lo ilustra

1

- El índice "1", indica que la masa del circuito de entrada está desvinculada de la del circuito de salida, aunque también es bueno mencionar que está vinculada a la del circuito de control, es decir, a la masa del generador de *PWM* y del circuito *Driver* que maneja a las llaves en su conmutación.
- El índice "2", indica la masa del circuito de salida, la cual es única y exclusiva de esta etapa; físicamente no se vincula con ninguna otra referencia a "0V".

la figura 3, el transformador se encuentra con un extremo del primario conectado al punto medio del divisor resistivo, es decir, tiene aplicada " $V_{IN}/2$ "; mientras que el segundo extremo se encuentra al punto de unión entre ambas llaves.

Para el caso particular de la figura 3, la llave superior se encuentra cerrada y la inferior abierta; por este motivo es que el extremo del transformador que se conecta a las llaves tendrá aplicada una tensión de " V_{IN} " (suponiendo que la llave es ideal y no genera caídas de tensión significativas). En consecuencia, la corriente circulará del modo que las flechas lo indican tanto en primario como en secundario, con la polarización de los diodos también indicada en la figura.

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

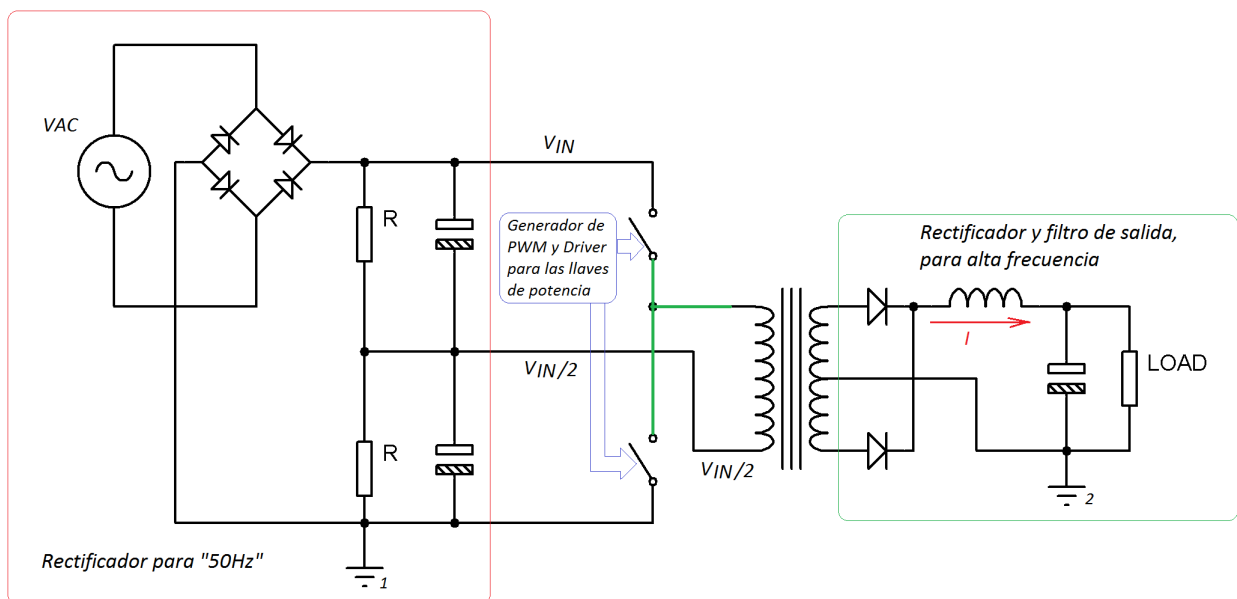


Figura 4: Circuito con ambas llaves abiertas

El último caso es aquel en que la llave superior se encuentre abierta, y la inferior cerrada. Esto se ilustra en la figura 5.

En este caso sucede lo contrario a lo visto para la figura 3, es decir, con el estado de conmutación de las llaves, se aplica la referencia a masa por medio de la llave inferior, hacia el transformador. Por este motivo, la corriente que circulará en el primario cambia su sentido tal cual se ve en la figura 5, y a la salida del transformador los diodos se polarizan convenientemente a esta circulación.

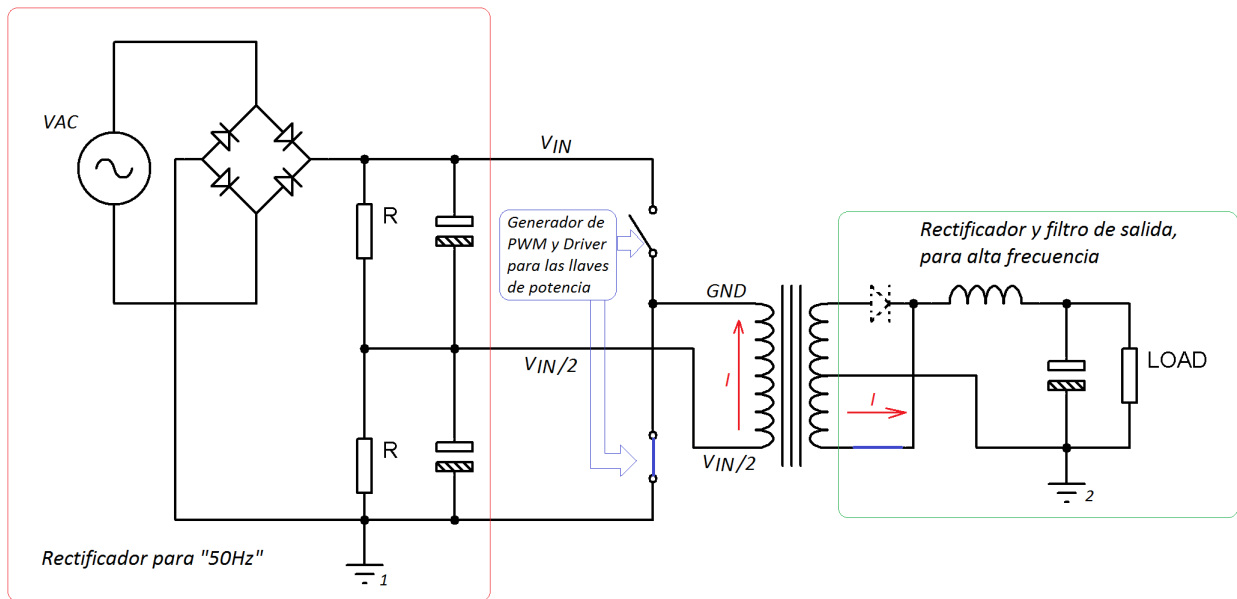


Figura 5: Circuito con llave inferior cerrada

Luego, todo el ciclo vuelve a repetirse.

2. Diseño de la fuente conmutada

2.1. Especificaciones requeridas

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

2.2. Diseño del circuito

2.2.1. Diagrama en bloques de la topología implementada

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

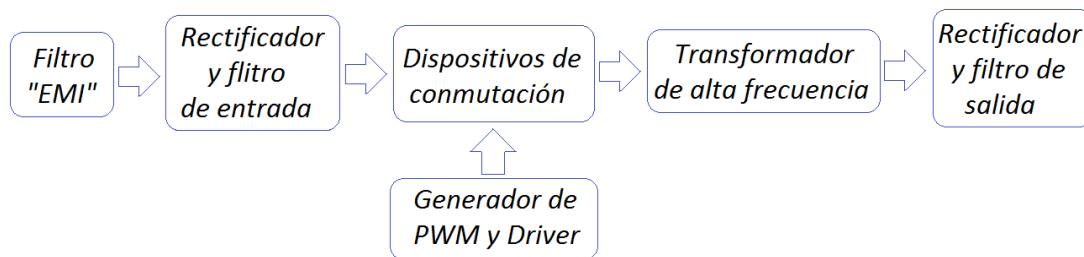


Figura 6: Diagrama en bloque de topología “*off – line*”

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

2.2.2. Etapa de entrada (rectificador y filtro)

El circuito de entrada, es tal cual se observa en la figura 7.

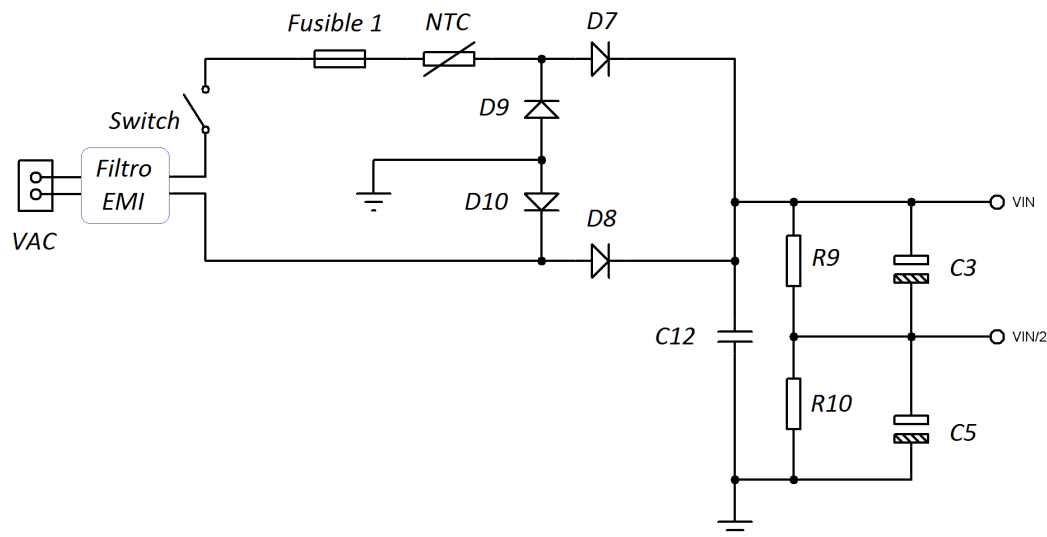


Figura 7: Circuito de entrada

Este circuito posee varias cuestiones a saber:

- Dadas las características de emisión de ruido que este tipo de fuentes posee, debe generarse un circuito denominado “filtro *EMI*”, el cual evita que la interferencia electromagnética propia del circuito contamine

a la red eléctrica. Puntualmente para este diseño, y tal cual se visualiza en la figura 7, el filtro *EMI* se ha colocado de modo externo, es decir, se consiguió un filtro comercialmente elaborado y se lo colocó externamente al *PCB*.

- En el instante de encendido de la fuente, se genera en condiciones normales, un pico de corriente debido a que los capacitores se encuentran descargados, y consecuentemente la energía entrante los verá como un cortocircuito. Este suceso puede destruir a los diodos del rectificador, en caso de que estos no se sobredimensionen consecuentemente. Sin embargo, para no tener que modificar los diodos en el diseño de régimen nominal, existen otras alternativas para un arranque “suave” que evite este pico de corriente. Una de las opciones para un arranque suave, poco costosa y eficiente, es el empleo de un termistor como por ejemplo un *NTC* (su conductividad aumenta notoriamente con la temperatura) de baja resistencia. Para este diseño se utilizó un *NTC* de 10Ω , el cual limita el impacto del pico inicial, y con el paso de tiempo disminuye su resistencia debido a la temperatura que la misma corriente va generando al circular a través de él.
- El fusible de protección se seleccionó con un valor de $750mA$, ya que, si el rendimiento de la fuente es teóricamente de 75 % mínimo, y suponiendo un consumo máximo de $3,5 [A]$ en $24 [V]$ a la salida, entonces:

$$P_{OUT-max} = 24 [V] \cdot 3,5 [A] = 84 [W] \quad \therefore \quad P_{IN-max} = \frac{84 [W]}{75 \%} \cdot 100 \% = 112 [W]$$

Finalmente la corriente máxima que circulará a la entrada será:

$$I_{INmax} = \frac{112 [W]}{220 [V_{AC}]} = 0,5 [A_C]$$

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

Para el diseño del filtro capacitivo debe tenerse en cuenta, que para este tipo de fuente de alimentación es necesario que el transformador posea en un extremo, la mitad de la tensión de entrada rectificada. Por ello es que se coloca en serie dos capacitores idénticos, y por si hubiese alguna diferencia, se colocan dos resistencias también idénticas en paralelo a estos dos. Por lo tanto, si la necesidad es generar un divisor resistivo con ambas resistencias, entonces estas no deberán generar gran consumo eléctrico innecesariamente. Consecuentemente y al azar, se selecciona el valor de $100 [k\Omega]$ para $R9$ y $R10$.

Considerando que la caída de tensión a bornes del divisor resistivo es de aproximadamente:

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

Por lo tanto:

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

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

$$I = \frac{V_{IN}}{R9 + R10} = \frac{310 [V]}{200 [k\Omega]} = 1,55 [mA]$$

Y finalmente la potencia que deberá soportar cada resistencia será:

$$P_{R9} = P_{R10} = I^2 \cdot R = 240,25 [mW]$$

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

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

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

Si se considera que $i_C = I = cte$, y que v_C es una variación, entonces:

$$C = \frac{I \cdot t}{\Delta V_{ripple}} \quad (2.1)$$

Los valores involucrados son:

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

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

$$I = \frac{P_{IN}}{V_{IN}/2} = \frac{112W}{155V} = 722mA$$

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

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

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

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

Finalmente si se aplica la ecuación 2.1:

$$C = \frac{722 [mA] \cdot 10 [ms]}{31 [V]} = 232 [\mu F]$$

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

2.2.3. Control de PWM

Dada la esencia de este tipo de fuente, y como se ha mencionado anteriormente, es necesario un sistema de modulación de ancho de pulso que permita conmutar a los dispositivos propios de conmutación, que serán quienes le suministren en la medida adecuada la energía necesaria al elemento magnético que transfiere dicha energía hacia el circuito de salida.

El circuito generador de PWM utilizado se basa en el integrado TL494. El mismo ha sido configurado según el esquema de la figura 8, de modo tal de suministrar dos señales de frecuencia 80 [kHz] complementarias entre ellas, y con un tiempo muerto entre sí, adecuado para que la conmutación se de con naturalidad y sin el inconveniente de que un transistor se este encendiendo mientras el otro aun no ha terminado de apagarse.

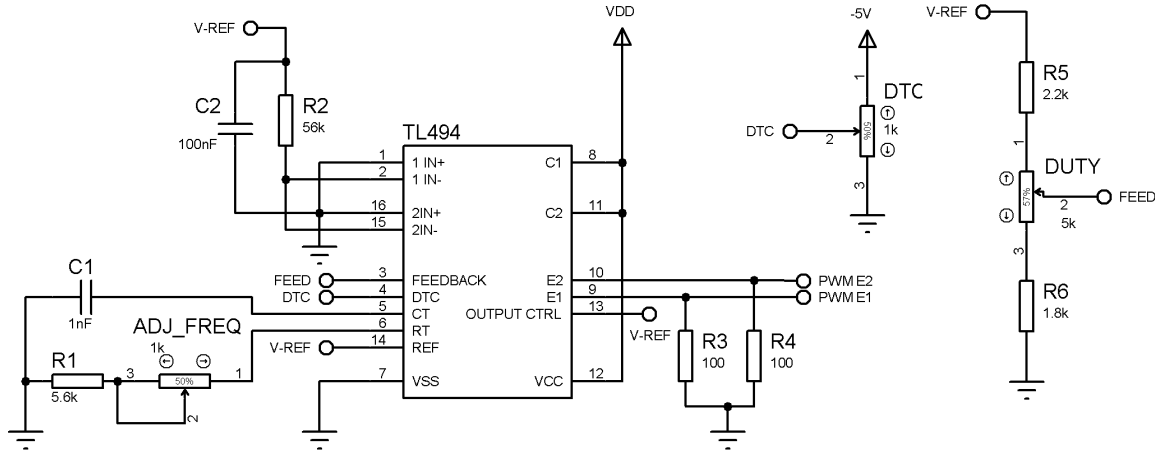


Figura 8: Generador de *PWM* con *TL494*

El ajuste del tiempo muerto entre las dos señales complementarias, se efectúa con el *trimpot* *DTC*, considerando que el tiempo entre el descenso de una señal y el ascenso de su complementaria, nunca debe ser menor que la derivada de la tensión respecto al tiempo, que poseen los transistores según su hoja de datos. Es decir, dependiendo el manejo de tensión que se requiera, los transistores tardarán mas o menos tiempo en establecer la tensión de corte o de saturación (en realidad la transición en un sentido u otro), y esto es esencial para que no se activen los dispositivos simultáneamente.

En la implementación práctica se agregó un regulador de tensión, varios *jumper* para deshabilitar el paso de las señales *PWM* a las siguientes etapas del circuito por una cuestión de control y posible necesidad de chequeo y reparación, y también algunos “*test point*”.

La frecuencia del circuito se ajusta con el *trimpot* “*ADJ – FREQ*”, aunque el valor intrínseco (considerando que el *trimpot* no estuviese) se da por R_1 y C_1 , según la siguiente expresión dada por la hoja de datos del integrado:

$$f = \frac{1}{R_1 \cdot C_1}$$

2.2.4. Circuito de conmutación

El circuito de conmutación es el que da fundamento a la fuente conmutada en si. El mismo se compone básicamente por dos transistores *MOSFET* del tipo *IRF840*, los cuales al someterse a conmutación del modo explicado en las figuras 3, 4 y 5 entregarán a la carga una cierta energía.

A la hora de plantear el manejo de estos transistores, y como se ha estudiado en el trabajo práctico 3, los mismos necesitan un circuito driver adecuado. Dicho circuito debe ser capaz de generar un rápido cierre y apertura del dispositivo considerando que la frecuencia de esta acción es de $80kHz$. A su vez, cabe recordar que estos transistores se encuentran dispuestos según la figura 9, y que por lo tanto el disparo del transistor superior no puede realizarse con una V_G referida a masa, sino que debe estar referida al surtidor de este transistor, el cual se encuentra en un punto de “masa flotante” (pues no habrá cero voltios en este punto, en todo momento).

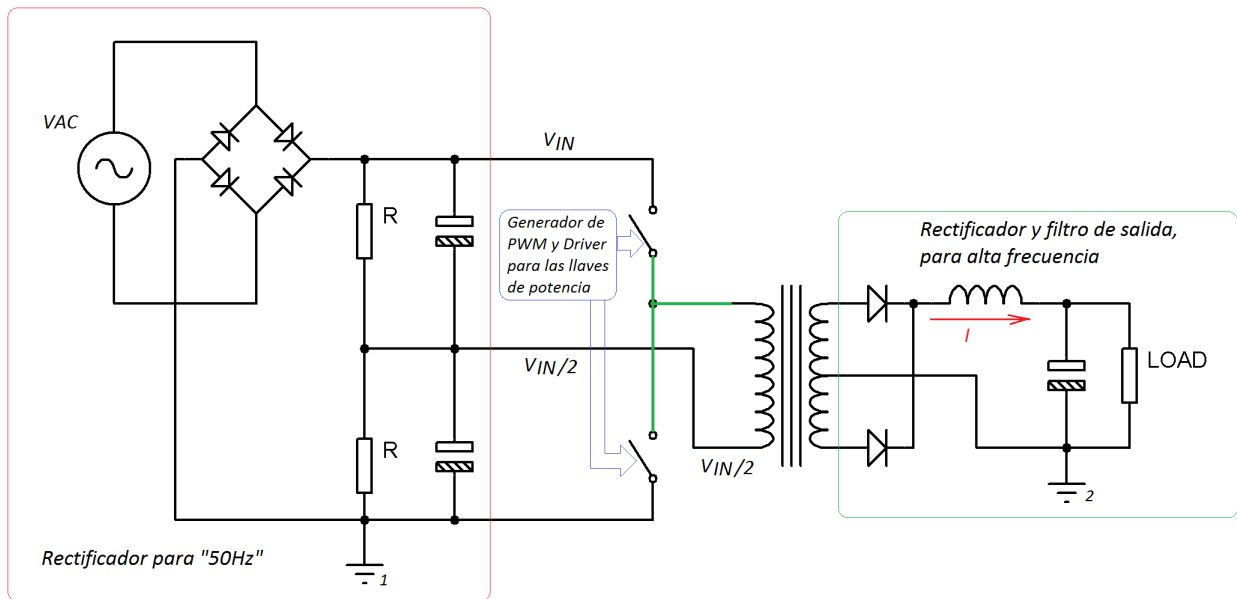


Figura 9: Disposición de los transistores (esquema de llaves)

La solución al esquema planteado en el párrafo anterior se da a partir de un circuito integrado, el *IR2110*, que es un driver diseñado para operar con los transistores *MOSFET IRF84X*, ya que entregan una tensión a la compuerta que los satura completamente para ofrecer su menor $R_{DS_{ON}}$. Este circuito debe ser alimentado con una tensión de control que en este caso será de $15[V]$, pudiendo la carga ha manejar, poseer una tensión distinta de esta (por ejemplo $155[V_{CC}]$ como será este caso). El circuito se ve en la figura 10.

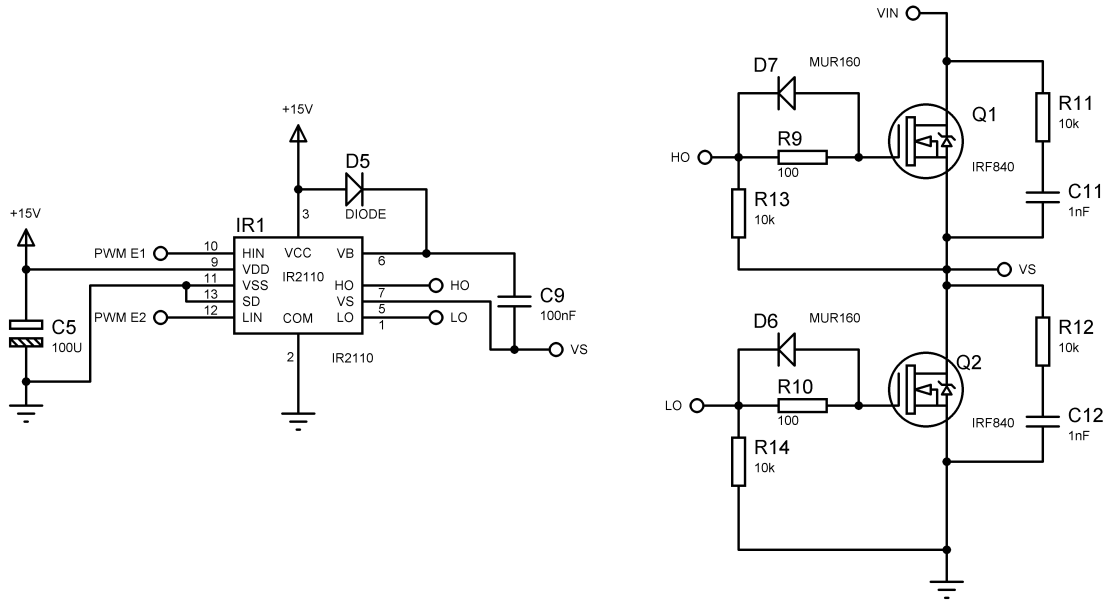


Figura 10: Manejo de transistores de potencia

El conexionado en general es indicado en la hoja de datos del fabricante, y también existen ciertas notas de aplicación con recomendaciones a la hora del diseño del *layout* del circuito, los cálculos pertinentes para el capacitor de *bootstrap*, entre otros.

Analizando un poco el esquema de la figura 10, se hace notar que el integrado *IR2110* posee dos salidas. Una denominada como *HO* y otra como *LO*. Dichas salidas entregan a ambos transistores las tensiones de gate adecuadas para el disparo (cada una de ellas referenciada al correspondiente surtidor), y las formas de estas señales de salidas se corresponderán respectivamente con *HIN* y *LIN*, que son las entradas para aplicar las señales complementarias del generador de *PWM*.

Respecto a la etapa de salida, se ve que el circuito *IR2110* posee un capacitor *C9* y un diodo *D5*, los cuales son los encargados de generar la tensión respecto a la masa flotante para activar la compuerta del transistor *Q1*. Es decir, cuando el transistor *Q2* se encuentre saturado el punto flotante *VS* se encontrará a “masa”, y consecuentemente el capacitor *C9* se cargará por medio del diodo *D5* a “ $V_{DD} - 0,7 [V]$ ”. Posteriormente cuando *Q2* se encuentre en corte, *VS* estará en un punto de tensión superior a “masa” (aproximadamente $V_{IN}/2$) y por lo tanto el capacitor se descargará según el diagrama de la figura 11 (considerando que este capacitor se conecta entre $VB - VS$, y que *HIN* esta activando el circuito para disparar a *HO*), de modo tal que alimente al gate de *Q1* y siendo el diodo el que impida que el capacitor se descargue en dirección a *VDD*. Finalmente cabe aclarar que el diodo *D5* junto con el capacitor *C9* se disponen aquí en una configuración denominada “*bootstrap*”.

1. $RDS_{(ON)} = 0,85\Omega$ para una $VGS = 10V$
2. $VDS_{(MAZ)} = 500V$
3. $IDS_{(MAX)} = 8A$ para una temperatura de $25^{\circ}C$

[illegible]

2.2 Diseño del circuito

Los diodos que se han utilizado son los *MUR820* en encapsulado *TO220*, ya que estos soportan hasta 8A.

Los filtros capacitivos se han calculado según el siguiente criterio:

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

En el circuito que se llevaría finalmente a la práctica se contemplo el agregado de un capacitor de cerámico de 10 [nF] para absorber picos en altas frecuencias, y algunos espacios para capacitores electrolíticos que ayuden al filtrado.

Respecto al inductor, el utilizado se calculo especialmente en la materia tecnología electrónica para ser aplicado a la fuente conmutada en cuestión. El informe del mismo se adjuntará a este trabajo.

2.2.6. Cálculo del capacitor de acoplamiento C_{16}

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. La figura13 muestra el diagrama en bloques del convertidor de medio puente simétrico.

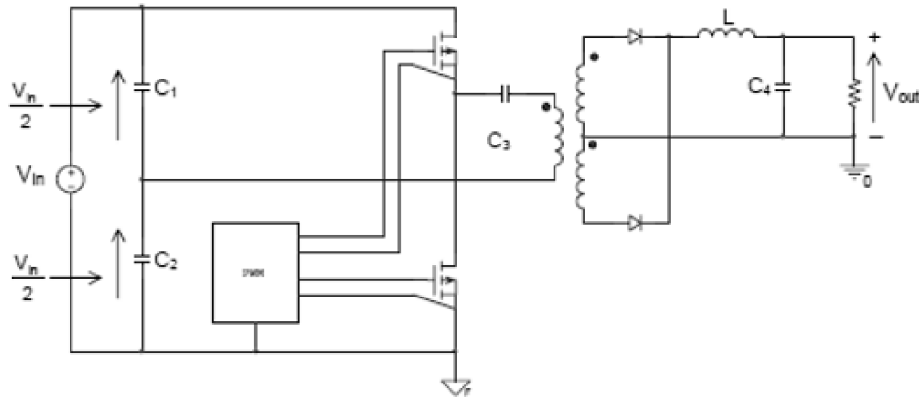


Figura 13: Circuito general con capacitor de acoplamiento

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. 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 todos los semiciclos de la frecuencia de trabajo (f_s), la componente en continua se adicionara a $V_{in}/2$. La tensión de carga en el capacitor es:

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

Donde I es la corriente en el primario, C el valor del capacitor y Δt el intervalo de tiempo de carga del capacitor.

$$\Delta t = T \cdot D_{max} = t_{on} \quad \therefore \quad T = \frac{1}{f_s}$$

$$\Delta t = \frac{1}{f_s} \cdot D_{max} = \frac{0,9}{80Khz} = 11,25\mu s$$

La tensión de carga debe tener un valor del 10 al 20 % de $V_{in}/2$.

$$0,1 \cdot \frac{V_{in}}{2} \leq \Delta V_C \leq 0,2 \cdot \frac{V_{in}}{2}$$

$$0,1 \cdot \frac{310}{2} \leq \Delta V_C \leq 0,2 \cdot \frac{310V}{2}$$

$$15,47 \leq \Delta V_C \leq 30,94$$

$$C = I \frac{dt}{dV_C}$$

Donde I es la corriente promedio del bobinado primario, dt es el intervalo de carga y dVc es un valor que se encuentra entre los extremos calculados (elegimos el valor medio).

$$c_{16} = \frac{I_{Dmax} \cdot D_{max} \cdot \Delta t}{\Delta V_C} = \frac{0,618A \cdot 0,9 \cdot 11,25 \times 10^{-6}s}{23,2V} = 269,709nF$$

En nuestro circuito utilizamos un capacitor de 300nF x 400V.

2.3. El transformador de Potencia

Este bloque tiene el objetivo de acoplar al bloque propio de conmutación, con el circuito de salida. Se procede en primer lugar a diseñar el transformador que será el elemento magnético dedicado a la entrega de energía hacia la carga. Para ello debe considerarse que el mismo debe ser reductor, pues la tensión de salida debe ser de 24V (aunque también la tensión de salida dependerá no solo de la relación de transformación, si no del ciclo de trabajo con que se conmuten los transistores de potencia) y como se lo utiliza en alta frecuencia, tampoco debe olvidarse que la tecnología de dicho transformador es de ferrite.

El transformador de ferrite por ser un elemento magnético sometido a alta frecuencia, será un dispositivo de alta reactancia inductiva, y esto entre otros factores lo dota de poder tener un tamaño reducido a diferencia de un transformador que será sometido a 50Hz. El diseño se elabora a continuación.

2.3.1. Determinación del núcleo de ferite

Para determinar las dimensiones del núcleo se emplea la ecuación del área de producto AP , que resulta de multiplicar el área de ventana del núcleo A_w y el área efectiva del núcleo A_e . El valor de AP del núcleo seleccionado deberá ser mayor al obtenido en los cálculos para evitar la saturación. Existen dos ecuaciones de AP , la Ec.2 se emplea cuando el valor de ΔB está limitado por el valor de saturación, y la Ec.3 que se utiliza cuando ΔB está limitado por las pérdidas en el núcleo.

$$AP = A_w A_e = \left(\frac{P_{out} \times 10^4}{\eta \times K_t \times K_u \times K_p \times J \times \Delta B \times 2f_t} \right)^{1,31} [cm^4] \quad (2)$$

$$AP = A_w A_e = \left(\frac{P_{out} \times 10^4}{\eta \times K_t \times K_u \times K_p \times J \times \Delta B \times 2f_t} \right)^{1,58} \times (K_h \times f_t + K_e \times f_t^2)^{0,66} [cm^4] \quad (3)$$

en donde:

- K_t : Constante que relaciona las corrientes del primario y del secundario, para esta topología vale 1,0.
- K_u : Factor de utilización de la ventana, para esta topología vale 0,40.
- K_p : Factor que relaciona el área del primario con el resto de los devanados, para esta topología vale 0,41.
- K_e : Coeficiente de corriente de Eddy, 4×10^{-10} .
- K_h : Coeficiente de histéresis, 4×10^{-5} .

- J : Densidad de corriente, $420[A/cm^2]$.
- f_t : Frecuencia de operación del transformador.

Para una potencia de salida P_{out} de $50[W]$, eficiencia η del 75 y frecuencia de trabajo del transformador f_t de $80[kHz]$, las Ec. 2 y 3 dan como resultado las magnitudes $0,2087[cm^4]$ y $0,2811[cm^4]$ respectivamente. Para un ΔB de $200[mT]$.

Se toma como valido la magnitud de AP de mayor orden y se busca un núcleo cuyas dimensiones cumplan con lo antes mencionado mediante el software *EPCOS - Ferrite Magnetic Design Tool*. Se obtiene que el núcleo de material *N27* y dimensiones *25/13/7* cumple con las necesidades de esta aplicación ya que $AP = 0,3202[cm^4]$. En la Fig.14 se encuentra una captura del software antes nombrado donde se indican las dimensiones del área efectiva y del área de ventana.

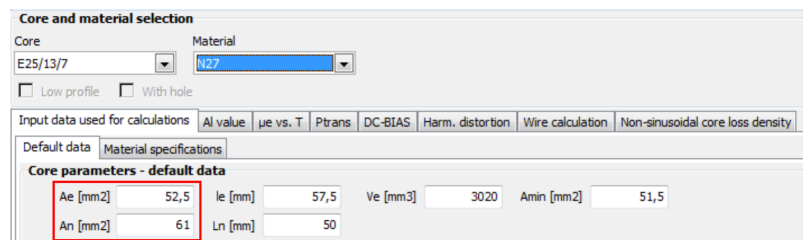


Figura 14: Captura del Software EPCOS

Para el armado del transformador se utilizó un núcleo de ferrite “*CF196/N27*”, en la figura15 puede apreciarse parte de la hoja de datos. Este núcleo posee un rango de operación respecto a frecuencia, que va desde los $25kHz$ hasta los $150kHz$, razón por la cual es útil para nuestro caso en solo $80kHz$.

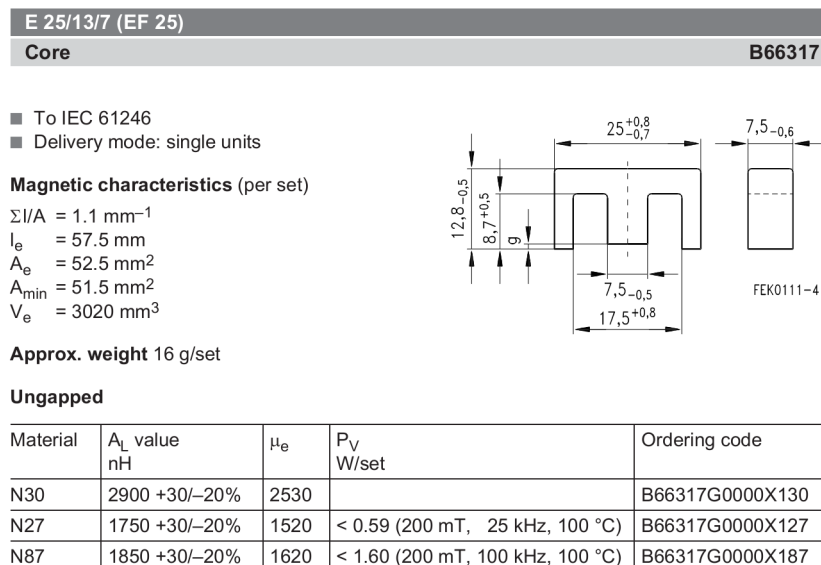


Figura 15: Núcleo EE25/13/7

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 ΔB 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 ΔB está limitado por el valor de saturación. Del manual Siemens *SIFERRIT*, para el tipo de material *N27* (para $25kHz$ a $25^{\circ}C$) la curva de histéresis es la siguiente:

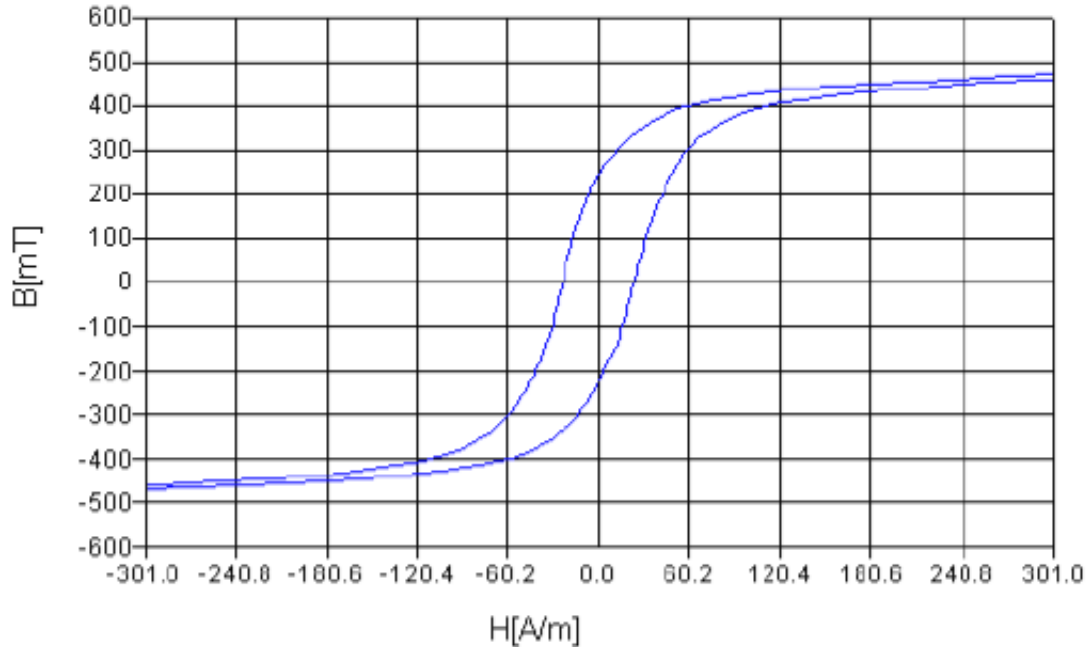


Figura 16: Curva de histéresis para núcleo “N27”

Debido a que a medida que aumenta la frecuencia se debe reducir la excursión máxima de densidad de flujo, se utilizará un ΔB de $200mT$.

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 segundo sin saturar y con pérdidas en el núcleo y en el devanado, que resulten aceptables.

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

Ahora resta realizar los cálculos de los devanados. Para ello debe saberse que la corriente que circulará por el inductor va a generar un flujo magnético cuya densidad de flujo (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. Por lo tanto y como primer paso, utilizando la ley de *Faraday*:

$$N_{PRIMARIO} = \frac{D_{MAX} \cdot V_{IN}}{2 \cdot f \cdot \Delta B \cdot A_{MIN}}$$

en donde se aplica un factor de 1×10^9 para corrección de unidades

$$N_{PRIMARIO} = \frac{D_{MAX} \cdot V_{IN} \cdot 10^9}{2 \cdot f \cdot \Delta B_{MAX} \cdot A_{MIN}} = \frac{0,45 \cdot 155 [V] \cdot 10^9}{80 \times 10^3 [Hz] \cdot 200 [mT] \cdot 51,5 [mm^2]} \approx 40 [vueltas]$$

$$N_{SECUNDARIO} = \frac{(V_{OUT} + V_{DIODO}) \cdot N}{V_{PRIMARIO} \cdot D_{MAX}} = \frac{(24 + 1,4) [V] \cdot 40}{155 [V] \cdot 0,45} \approx 15 [vueltas]$$

Finalmente se determino el diámetro del cobre que utilizaría el transformador considerando una densidad de corriente de $4,2 \left[\frac{A}{mm^2} \right]$, y conociendo que la corriente máxima de entrada es de $I = 0,6A$:

$$\Phi_p = \sqrt{\frac{4 \cdot I}{\pi \cdot J}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,6}{3,14 \cdot 4,2}} = 0,42 [mm]$$

Ahora la corriente en el secundario:

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

Por lo que la corriente de secundario será:

$$\Phi_p = \sqrt{\frac{4 \cdot I}{\pi \cdot J}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 1,21}{3,14 \cdot 4,2}} = 0,6 [mm]$$

Finalmente cabe destacar que estos cálculos se realizaron respetando la guía con los valores nominales, pero en la práctica el cobre se reforzó con alambre de $0,5 [mm]$ para el primario y de $0,75 [mm]$ para el secundario, considerando la posibilidad de que la corriente de salida ascienda al orden máximo de $3,5 [A]$.

2.4. El filtro EMI

Cabe nuevamente aclarar, que el filtro *EMI* que se colocó, es externo al diseño del *PCB*. El mismo se ve en la figura 17.



Figura 17: Filtro *EMI*

El circuito interno que este filtro posee, es el que se ve en la figura 18.

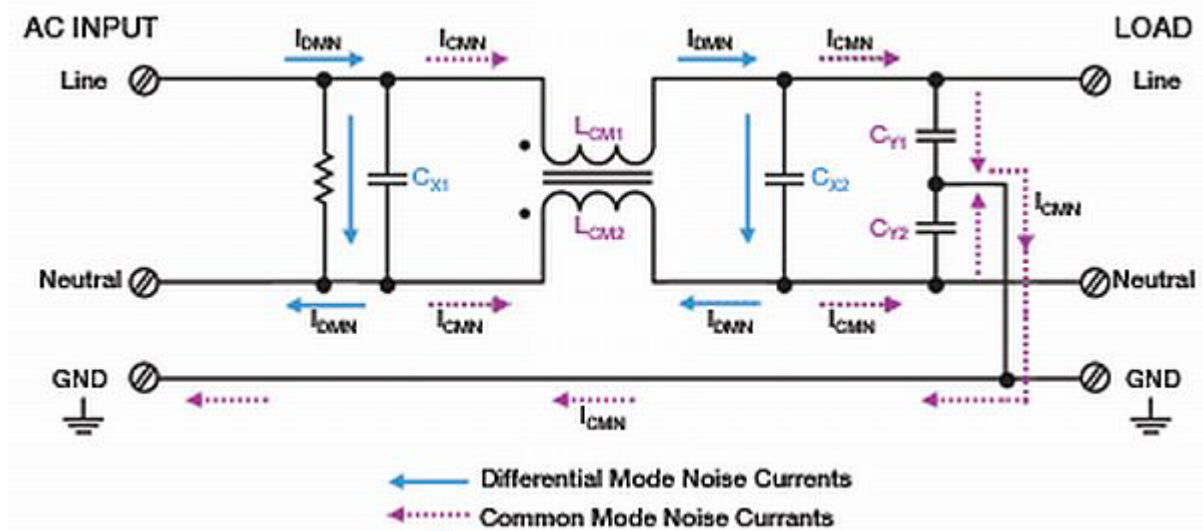


Figura 18: Esquema eléctrico de filtro *EMI*

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 sobre picos de tensión y corriente, que se filtra a la red perjudicando otros equipos conectados a la misma. Las *EMI* son imposibles de eliminar, aunque con esfuerzo y un buen diseño pueden disminuirse. Es por esta razón que se utilizan filtros para evitar que el restante de este ruido pase a la red.

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

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

3. Mediciones

Finalmente al implementar el circuito impreso completo, se realizaron las mediciones pertinentes según se solicitó para este trabajo práctico. En las siguientes *subsecciones* se detallan las gráficas.

3.1. Señal de *PWM*

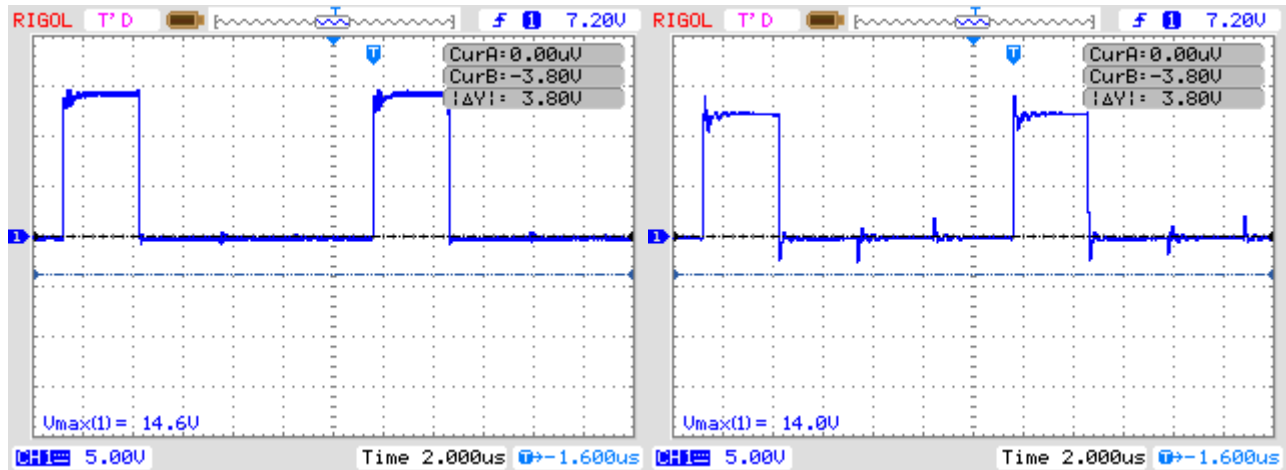


Figura 19: Señales de *PWM*

Como se ve en los cursores, las señales poseen $80kHz$, tal cual se ha pedido que fuese. Además son completamente complementarias, y poseen el tiempo muerto entre ambas, condición necesaria para la correcta activación de los transistores de potencia.

3.2. Señales de entrada del transformador y circuito de salida

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

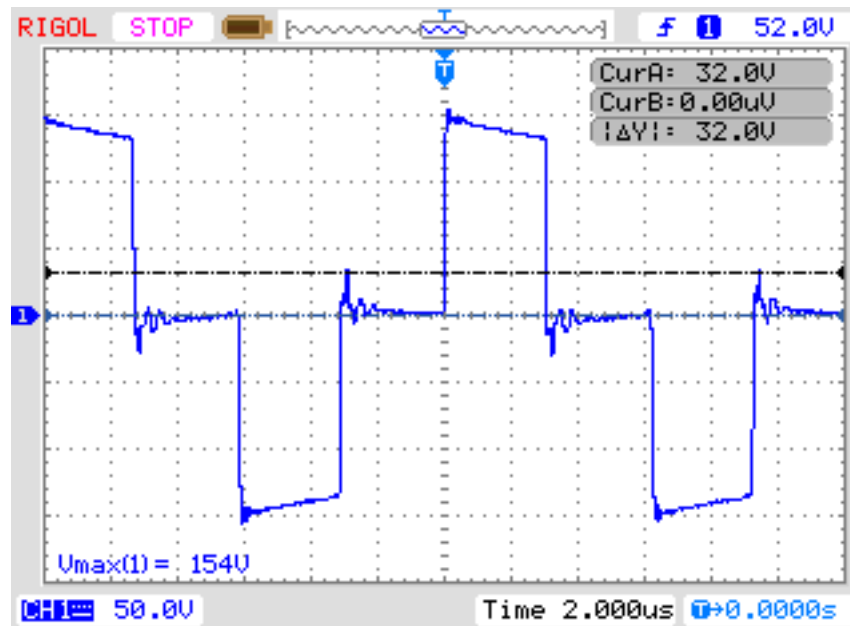


Figura 20: Señal a la entrada del transformador

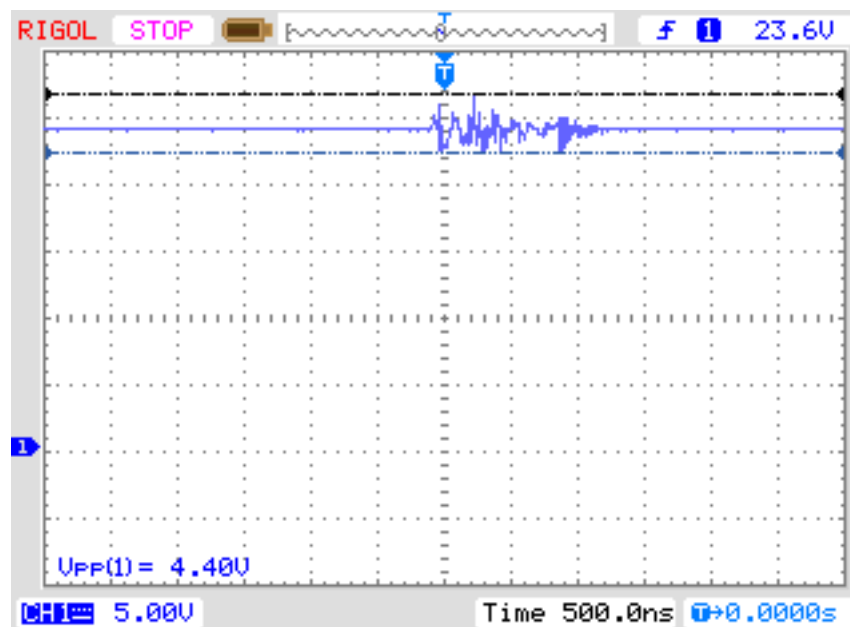


Figura 21: Señal a la salida del rectificador sobre la carga

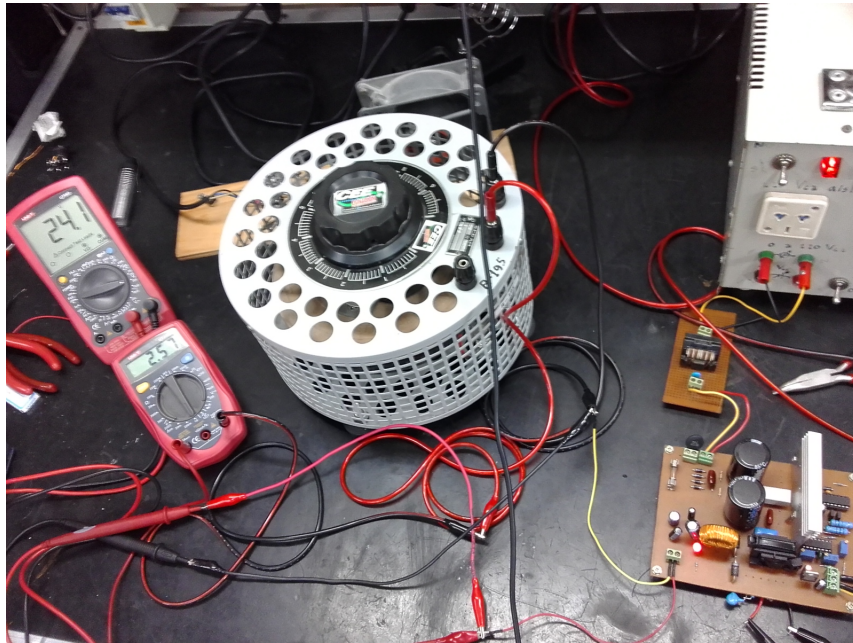


Figura 22: Mediciones de corriente máxima sobre la carga (reostato)

La figura22 corresponde a funcionamiento normal de la fuente, se estaban sacando 61,94W a una carga de 9,38 Ohm. Tiempo de prueba 1h20min



Figura 23: Mediciones de corriente máxima sobre la carga (reostato) exigiendo a la fuente

La figura23 corresponde a una exigencia impuesta a la fuente, con el fin de evaluar si ésta la soportaba, obteniendo 71W. Tiempo de prueba unos 15min.



Figura 24: Medición de Potencia a la entrada

La figura24 corresponde a la medición de potencia de entrada (del lado de la red) unos 72,08W, con el fin de evaluar la eficiencia de la fuente de alimentación. Del lado de salida, se obtenía la potencia ilustrada en la figura22, por lo que la eficiencia era de 85,93 %. Es una buena eficiencia, pero no en términos actuales, que se pueden conseguir fuentes conmutadas con eficiencias del orden de mayor al 90 %.

3.3. Ripple en la salida

El ripple medido a corriente máxima sobre la carga ($2,57A$), se ve en la figura siguiente.

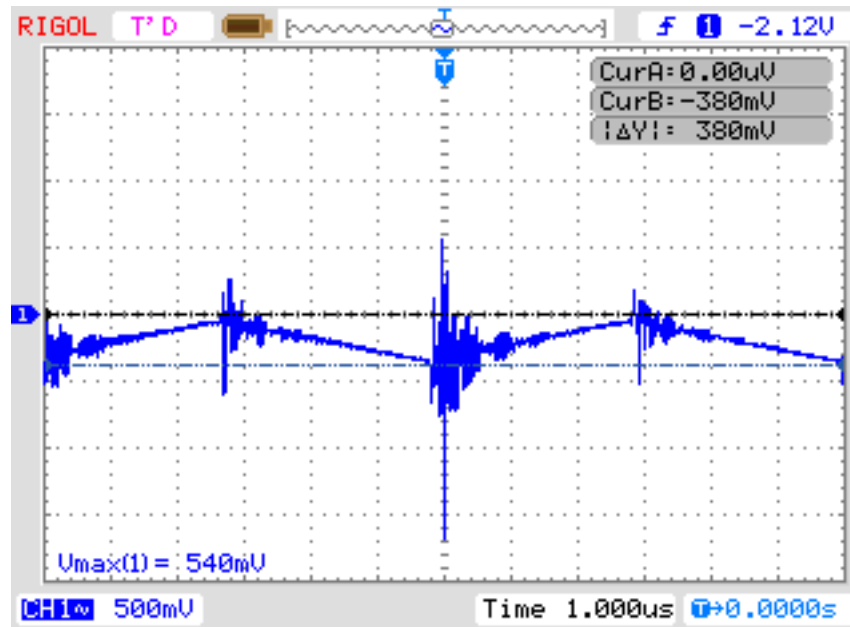


Figura 25: Ripple de la tensión de salida

4. Conclusión

En la actualidad las fuentes conmutadas forman parte de la mayoría de los dispositivos electrónicos, siendo de vital importancia por su eficiencia y características constructivas que se ven reflejadas en el tamaño y por consiguiente en el precio.

Con respecto al diseño del PCB se siguieron rigurosas indicaciones dadas por los fabricantes. En el caso de la conexión entre el generador de PWM y el dispositivo driver, se realiza una interconexión por pistas lo más simétricas posibles y sin nodos. Para el caso de la conexión entre el driver y los respectivos transistores, las pistas además de conservar una simetría en espejo son de igual longitud y lo más cortas posible.

Considerando el diseño realizado, existen determinados factores que pueden resaltarse como grandes ventajas en este tipo de fuentes de alimentación. En primer lugar, el diseño ocupa una dimensión de $15\text{ [cm]} \times 10\text{ [cm]}$, considerando en el centro del *PCB* la inclusión del transformador. En un diseño de fuentes lineales con la misma potencia de salida esto hubiese sido imposible por la sola necesidad de incluir un voluminoso transformador reductor, y grandes disipadores de calor en los reguladores monolíticos correspondientes, y transistores de paso. La eficiencia del circuito es otro factor a tener en cuenta, pues cuando el transformador de ferrite no se encuentra saturado, y con adecuados disipadores de calor en transistores, el circuito no posee un gran desprendimiento de calor, y esto se refleja en un buen aprovechamiento de la energía como consecuencia evidente de la conmutación en alta frecuencia.

Otro factor a tener en cuenta es la posibilidad de manejar el factor de rizado mediante capacitores y el inductor en cuestión, que fue diseñado exactamente para esta aplicación. Si bien la señal de salida posee ruido, este podría ser majorado aún más con filtros más especializados tal cual lo hacen en circuitos de fuentes para *PC*.

Finalmente cabe aclarar también entre los factores a tener en cuenta algunas desventajas. Entre las mas notorias se encuentra el hecho de que la tensión de salida deba ser manualmente calibrada, pues el diseño es a lazo abierto. Por otro lado, la generación de ruido de tipo “*EMI*” debe ser un factor a tener en cuenta pues puede contaminar la línea eléctrica. Para que el funcionamiento sea óptimo, a diferencia de un *PCB* para fuentes lineales que es más sencillo y menos laborioso, se debe tener en cuenta el ruteado de las pistas y la cantidad de componentes .

Los beneficios de realizar una sola placa modular, donde cada conjunto de componentes que forma un bloque se encuentran dentro de un mismo perímetro, mejorando el nivel de ruido de las señales, observando una baja distorsión.