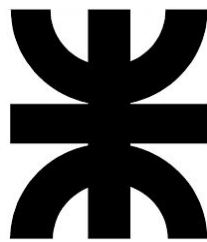


# TRABAJO PRÁCTICO

## Nº 5: “Fuente conmutada Half-Bridge”



Profesor: Ing. Ramón Oros.

J.T.P: Ing. Javier Avramovich.

Integrantes:

- |                           |               |
|---------------------------|---------------|
| - Martín, Gabriel Nicolás | Legajo: 68484 |
| - González, Alexis        | Legajo: 68317 |
| - Gagnotto, Micaela       | Legajo: 67276 |
| - Rametta, Julián         | Legajo: 67930 |

Curso: 5R1

Año: 2018

▫ **Objetivos:**

- Diseñar, calcular, implementar y medir un convertidor DC/DC que entregue una potencia mínima de 50[W] utilizando topología aislada de medio puente.
- Comprender los lineamientos de diseño y el funcionamiento general de fuentes conmutadas de topología aislada.

▫ **Introducción:**

Un convertidor DC/DC o fuente “conmutada” puede definirse como un dispositivo electrónico que transforma energía eléctrica de características constantes (corriente continua) de una magnitud en otro nivel de magnitud por medio de la acción de transistores en conmutación. Básicamente, trabajan en períodos de tiempo, gracias a la acción de un ciclo de trabajo, durante el cual se toma energía por un período de tiempo mientras la señal está a la salida y luego en el tiempo restante se la libera de forma de establecer un flujo prácticamente continuo de energía hacia la carga.

Estos convertidos surgen como alternativa a sus contrapartes (fuentes) lineales, ya que éstas últimas presentan una gran cantidad de desventajas funcionales y constructivas a medida que la potencia de salida se incrementa.

El presente documento se aboca en varias etapas al diseño, cálculo e implementación de un convertidor DC/DC de topología aislada y su posterior medición de forma de corroborar el proceso de desarrollo que da origen al circuito.

▫ **Marco teórico:**

**Funcionamiento de topología “forward”:**

Se analizará este modo de funcionamiento porque es el principio fundamental en el que se basa la topología del convertidor implementado. La figura (1) describe la configuración básica del circuito en modo “forward”:

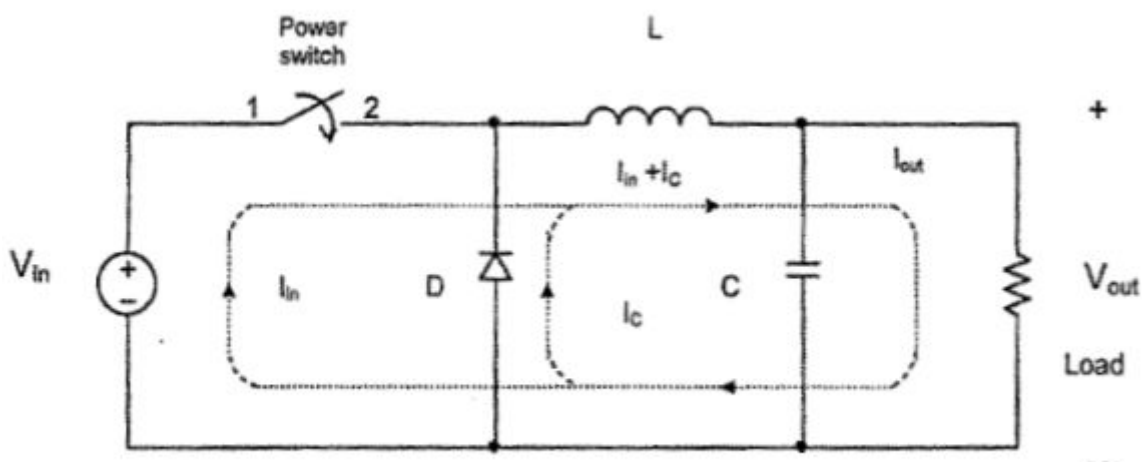


Figura 1: Fuente tipo "forward".

Un convertidor directo o “forward” consta de cuatro elementos básicos: una llave de potencia que trabaja en el modo corte-saturación, que es comandada por un modulador de ancho de pulsos (PWM) un rectificador de potencia de alta velocidad de conmutación, un inductor en serie, y un capacitor de bajo ESR.

Depende de las especificaciones de diseño, pero entre el transistor de potencia puede haber un transformador de aislación (como es el caso de la fuente implementada) que brinda la posibilidad al convertidor de funcionar como elevador/reductor además de la aislación entre etapas.

El diodo en paralelo, el inductor en serie y el capacitor en paralelo constituyen el circuito de reserva de energía, cuya función será de entregar la energía almacenada para evitar la discontinuidad de corriente cuando el transistor de potencia está bloqueado.

El modo “forward” puede analizarse en dos períodos: durante el encendido o intervalo “ton”, y durante el apagado o intervalo “toff”.

- Durante “ton”, la corriente de la fuente se aplica directamente a la carga a través del inductor L y retorna por el circuito de masa. Durante este período de tiempo, el diodo se polariza inversamente.
- Durante el “toff”, la rampa positiva de corriente del inductor (debido a la onda cuadrada de tensión o continua aplicada a la bobina en el paso anterior) se convierte en rampa negativa ante la ausencia de excitación de modo de evitar la discontinuidad de corriente que habría en el circuito de carga por el apagado del transistor. La energía almacenada en el inductor es ahora entregada a la carga a través del diodo D que, ahora se polariza directamente.
- Durante el nuevo “ton”, cuando el transistor se satura nuevamente, la tensión presentada en el circuito de filtro sirve para bloquear en forma inversa el diodo D. Pero la corriente permanece fluyendo por el inductor.

Tal y como se observa, la cantidad de energía entregada a la carga está controlada por el ciclo de trabajo (duty cycle) del transistor de potencia. Este puede variar como valores teóricos extremos entre el 0 y el 100%, pero prácticamente aplicables entre 0 y 95%.

Dada la forma de onda de la corriente en el inductor de salida y una carga resistiva, la acción de conmutación determinará a la salida una tensión con una componente continua y una componente alterna. La primera es el resultado deseado y la segunda es el efecto inherente de la acción de conmutación.

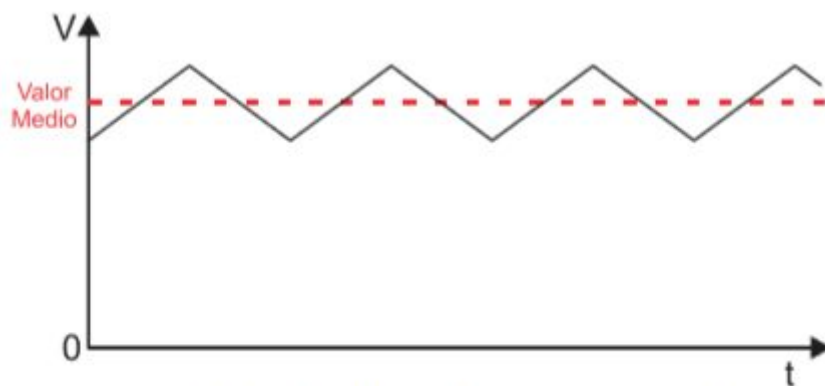


Figura 2: Salida final luego de la conmutación continua.

### Funcionamiento de la topología de medio puente (Half-Bridge):

De la misma forma que se analiza la configuración circuital anterior, puede realizarse un análisis cualitativo para la topología implementada en el convertidor requerido por el trabajo práctico. La figura (3) muestra el esquema básico del convertidor:

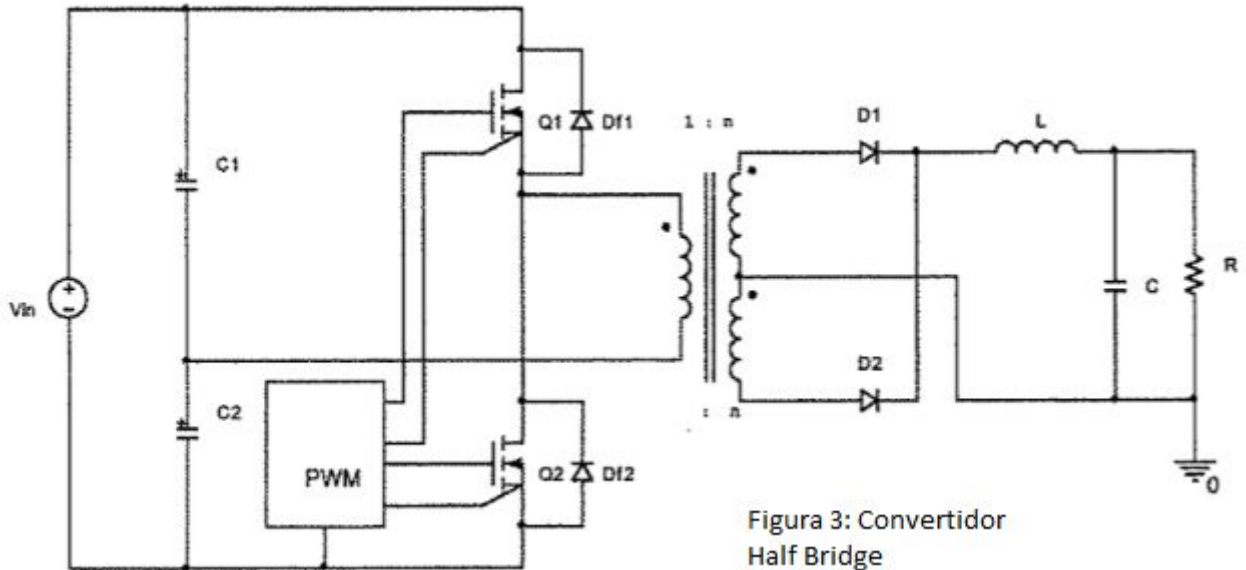


Figura 3: Convertidor Half Bridge

El comportamiento básico del convertidor se entiende de mejor manera cuando se vislumbran las magnitudes eléctricas involucradas.

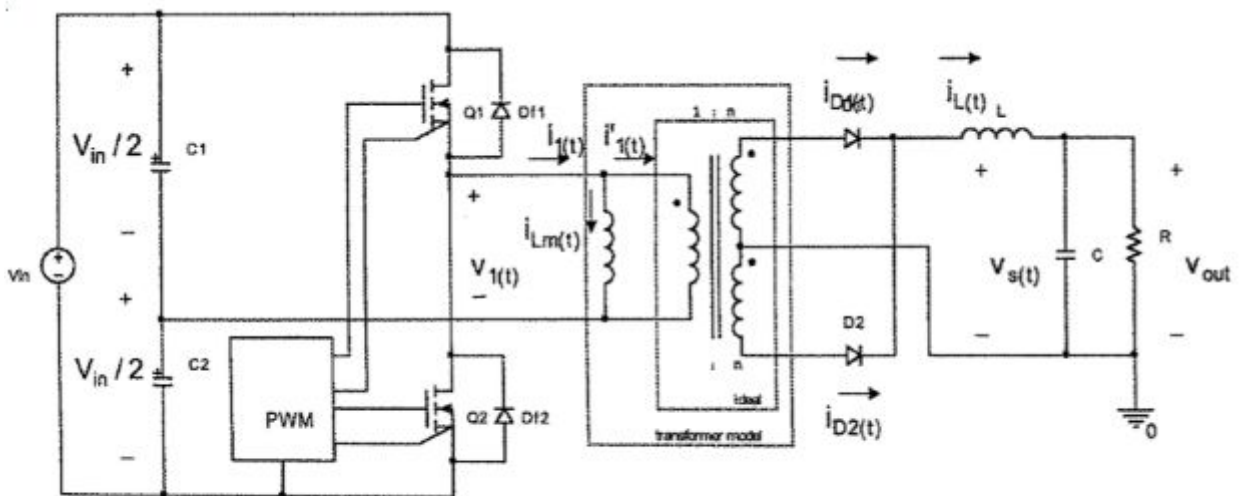


Figura 4: Corrientes y tensiones en el convertidor medio puente básico.

Inicialmente se asume que los condensadores C1 y C2 se cargan a la misma tensión continua que sale del rectificador, por tanto, como la tensión pico en el "serie" es de 311[V] ambos capacitores se cargarán a un valor medio  $V_{in}/2$ , de aproximadamente 155[V]. Esta tensión establece el nivel en uno de los terminales del primario y por medio del circuito común a este devanado aparece de forma similar en el punto medio de los dos transistores.

Cuando Q1 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 Q1 conmuta a corte. Luego Q2 pasará a conducción, habiendo esperado un tiempo entre el apagado de Q1

llamado “tiempo muerto” para así invertir la polaridad en los bornes del primario y haciendo que la corriente circule en sentido contrario.

Por otro lado, el circuito del secundario trabaja de la siguiente manera: cuando Q1 está encendido, la corriente del secundario circulará por D1. Cuando Q1 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 Q2 está encendido, con la corriente circulando por el diodo D2.

Tal y como se menciona, entre el tiempo de activado de un transistor y del otro siempre debe haber un tiempo muerto, garantizando que ninguno conduzca simultáneamente, porque dicha condición ocasionaría un cortocircuito de la tensión de alimentación. De ello se desprende que teóricamente, el ciclo de trabajo jamás puede ser mayor o igual que 0,5 para los transistores.

#### ▫ **Desarrollo: diseño y mediciones.**

Esta sección del documento se centrará exclusivamente en la presentación y descripción de funcionamiento del circuito de “dimmer” a implementar, además de indicar los cálculos y criterios de diseño.

El trabajo práctico plantea las siguientes consideraciones de diseño:

- Topología del convertidor: aislada de medio puente bidireccional.
- Línea de alimentación: 200 a 240 [Vrms] en 50[Hz].
- Frecuencia de conmutación: 80[kHz].
- Salida: 24[V] a 2,5[A] con un límite de corriente de 3,5[A].
- Salida: ripple de 400[mVpp] y regulación de línea y carga de +/-1%.
- Circuito de protección contra sobrecorriente.

El diagrama esquemático de la figura (5) enseña el circuito propuesto del convertidor de topología de medio puente junto con los demás subsistemas de funcionamiento. Del mismo puede derivarse de forma simplificada el siguiente diagrama de bloques presentado en la figura (6), que permite identificar todas las etapas constituyentes.

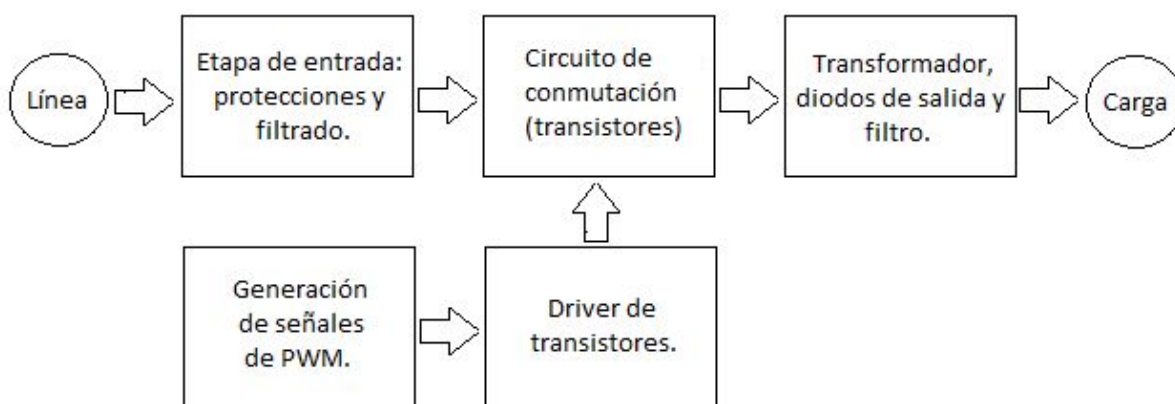


Figura 6: Diagrama de bloques del circuito completo.

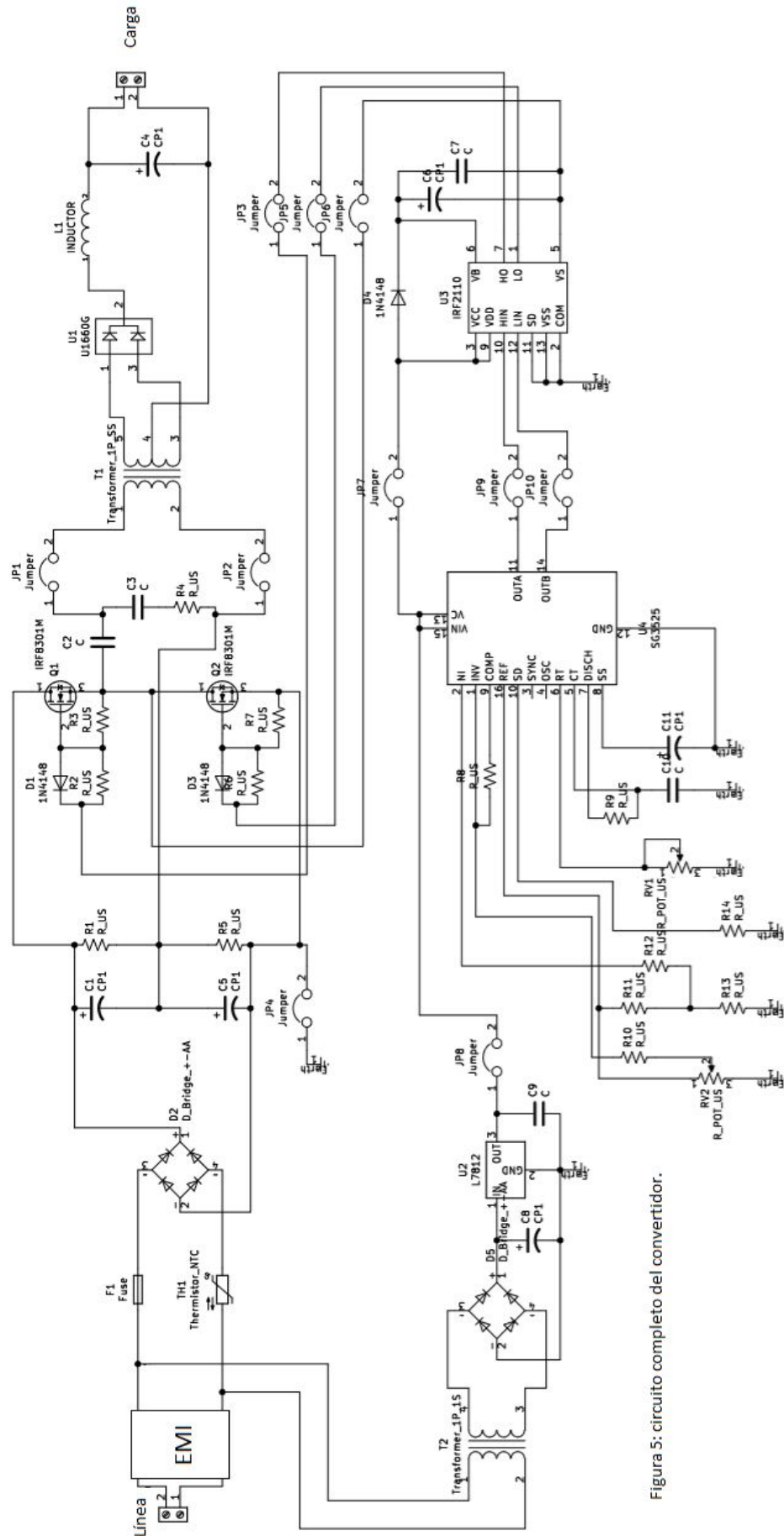


Figura 5: circuito completo del convertidor.

# 1) Cálculo y elección de los componentes:

## 1.1. Etapas de entrada:

La etapa de entrada comprende tanto a las protecciones iniciales contra interferencias electromagnéticas y de valores en exceso por transitorios de encendido como al circuito de rectificación y las etapas de división de tensión resistivas y capacitivas necesarias para el convertidor. La siguiente figura muestra los componentes asociados a la etapa de entrada:

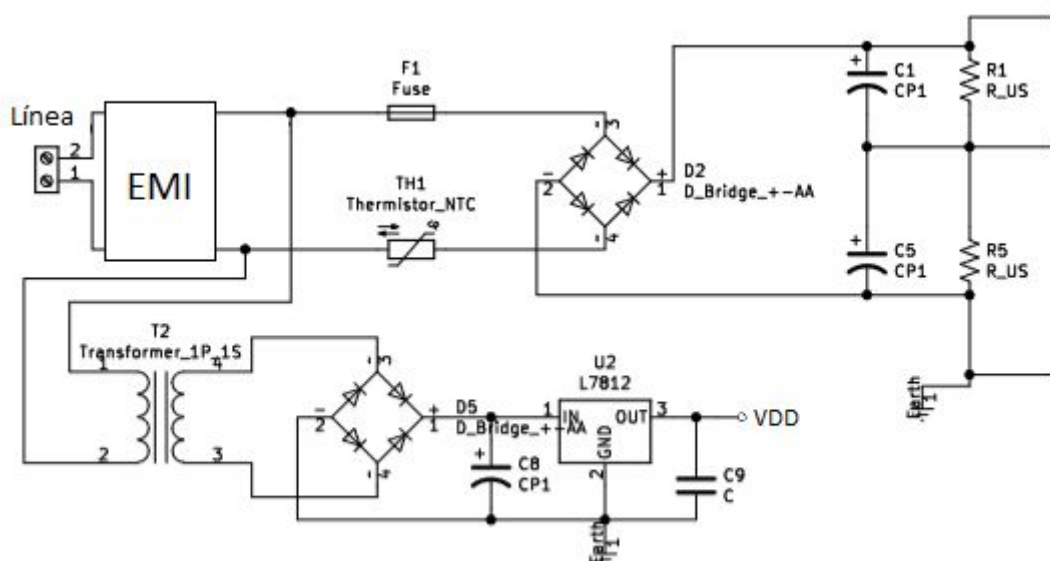


Figura 7: circuito de entrada.

### Filtro EMI:

La interferencia electromagnética es la perturbación que ocurre en cualquier circuito, componente o sistema electrónico causada por una fuente de radiación electromagnética externa o interna.

Este dispositivo inmediatamente a la entrada de la tensión monofásica se utiliza como filtro de línea para aquellas perturbaciones relacionadas con las altas frecuencias propios de los campos electromagnéticos y de señales de radiofrecuencia. Se los utiliza normalmente para evitar interferencias entre dispositivos pero aquí específicamente son empleados para atenuar las interferencias hacia la red producto del proceso de conmutación.

La mayoría de los circuitos AC/DC incorporan filtros EMI en el interior del gabinete para suprimir los ruidos e interferencias. Estos dispositivos se basan 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 masa ("ground" o GND) que tienen la propiedad de filtrar los ruidos y poseen una operación denominada en "modo común". La figura (8) muestra el filtro EMI empleado y el diagrama circuital interno del dispositivo.

Más allá de las características funcionales del filtro EMI su aplicación es consecuencia directa de normas de diseño internacional y nacionales para dispositivos que utilicen conmutación o sean susceptibles de generar interferencia hacia otros dispositivos



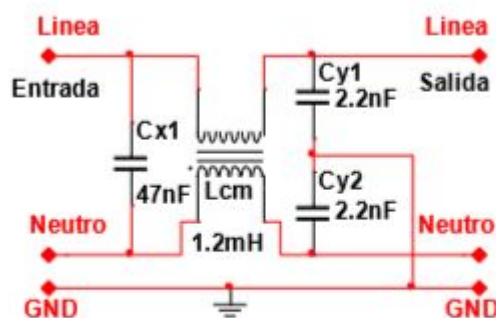


Figura 8: Filtro EMI empleado. Circuito interno.

### Rectificador de entrada (puente de diodos):

El circuito del convertidor se alimenta con tensión alterna de la línea monofásica de 220[V] eficaces (o 311[V] de tensión pico). Esta tensión es rectificada mediante el puente de diodos a la entrada (D1, D2, D3 y D4) para obtener una señal pulsante con valor medio positivo. El conjunto de capacitores de entrada se encargará de la rectificación final para obtener un voltaje de continua útil para aplicar a los transistores y al transformador.

Para seleccionar el dispositivo rectificador pueden hacerse estimaciones en base a cálculos de la corriente de entrada y las potencias necesarias para el proceso de conversión. El transformador debe cumplir la “Ley de Conservación de Energía” y por tanto si su tensión de entrada es grande, de modo de mantener la relación de potencia, su corriente de entrada debe ser pequeña. Como la potencia de salida requerida a la salida es de 50[W] y suponiendo una eficiencia del convertidor del 70%, entonces se tiene:

$$\eta = P_{out}/P_{in} \rightarrow P_{in} = P_{out}/\eta = 50[W]/0,7 \approx 72[W]$$

Por tanto:

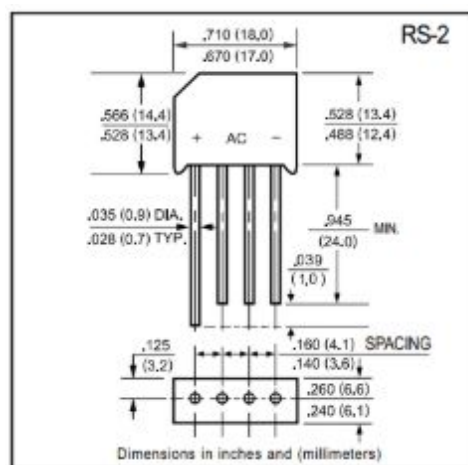
$$P_{in} = V_{in}.I_{in} \rightarrow I_{in} = P_{in}/V_{in} = 72[W]/220[V] \approx 0,33[A]$$

De forma de garantizar la durabilidad del componente y evitar el estrés térmico y de tensión inversa aplicada se selecciona una corriente de funcionamiento nominal máximo para el puente como:

$$I_{rectificador} \geq 3.I_{in} \approx 1[A]$$

Por lo que un dispositivo con corriente máxima directa de 1[A] ya cumple con solvencia los valores de corriente directa requerida. Se utiliza un puente rectificador KBP08 con las siguientes características:





		KBP08	
	SYMBOL	RS206	UNITS
Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	$V_{RRM}$	800	Volts
Maximum RMS Bridge Input Voltage	$V_{IRMS}$	560	Volts
Maximum DC Blocking Voltage	$V_{DC}$	800	Volts
Maximum Average Forward Output Current $T_A = 50^\circ\text{C}$	$I_O$	2.0	Amps
Peak Forward Surge Current 8.3 ms single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC Method)	$I_{FSM}$	50	Amps
Maximum Forward Voltage Drop per element at 1.0A DC	$V_F$	1.0	Volts
Maximum DC Reverse Current at Rated DC Blocking Voltage per element	$I_R$	10	$\mu\text{Amps}$
		500	
$I^2t$ Rating for Fusing ( $I < 8.3\text{ms}$ )	$I^2t$	10	$\text{A}^2\text{Sec}$
Typical Junction Capacitance (Note1)	$C_J$	15	pF
Operating Temperature Range	$T_J$	-55 to +125	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{STG}$	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

Figura 9: Especificaciones de puentes de diodos empleado.

### Divisor de tensión resistivo y capacitivo:

Si bien el divisor de tensión de capacitores debe generar y utilizar la tensión de línea a la mitad, se colocan un divisor resistivo con elementos de precisión de forma de forzar la tensión a la mitad sobre cada capacitor y evitar así desigualdades entre los niveles de tensión aplicados a los drenadores de los IRF840. La magnitud elegida es de 150[kΩ] de forma de garantizar baja pérdida de corriente en los elementos resistivos y excesiva disipación, con una constante de tiempo accesible.

Los capacitores de entrada tienen la importante función de filtrar la señal rectificada por el puente y consecuentemente almacenar energía para ser entregada cuando el transformador lo requiera. La capacidad máxima necesaria que será la encargada de almacenar energía depende de la corriente que solicite el circuito, es decir, depende de la corriente de salida que se refleja a la primera etapa mediante el transformador. Utilizando los valores de diseño de rendimiento y potencia de salida, puede calcularse la corriente necesaria en el circuito de entrada. Por simplificación se efectuará el cálculo para un capacitor que realice la contribución solicitada y luego por reglas de relación de capacidades se constituirán C1 y C2.

En primera instancia, el voltaje aplicado al transformador vía saturación de cualquiera de los IRF840 es igual a la mitad de la magnitud del pico de tensión a la entrada del circuito de capacitores, es decir:

$$V_{trafo} = 0,5 \cdot V_{pent} = 0,5 \cdot 311[V] \approx 155[V]$$

Sin embargo, los transistores no están saturados continuamente, sino que actúan por conmutación a una frecuencia impuesta por el PWM. Por tanto, considerando la contribución de ambos transistores en saturación asimismo presuponiendo un límite máximo de duty combinado para ambos (ver sección generación PWM) la entrada estimada en el transformador durante la operación en estado estacionario es:

$$V_{trafo} = 0,5 \cdot V_{ent} \cdot D_{m\acute{a}x} = 155[V] \cdot 0,8 \approx 124[V]$$

Puesto que los valores a la salida del transformador deben diseñarse por encima de los valores efectivos requeridos a la salida, de modo de sobredimensionar y compensar las pérdidas, por tanto la potencia estimada a su salida será mayor que la real aplicada en la carga. Utilizando un valor aproximado de 72[W] (da una relación de unos 30[V] a la salida con 2[A] aproximadamente) y por conservación de la energía, se tiene:

$$P_{in} = I_{in} \cdot V_{trafo} \rightarrow I_{in} = P_{in} / V_{trafo} = 72[W] / 124[V] = 0,6[A]$$

Esta es la corriente efectiva que debe entregar el capacitor cuando se descarga por medio del transformador. Asumiendo una magnitud de ripple pico a pico de 30[V] (no más del 10% del total) luego de la rectificación para que el filtrado se encargue y con una frecuencia de entrada de 100[Hz] debido a la rectificación de onda completa, se tiene:

$$C_T = I_{in} / (V_{ripple} \cdot f) = 0,6[A] / (30[V] \cdot 100[Hz]) = 200[\mu F]$$

Como el análisis fue efectuado para un solo capacitor, de forma de llevarlo a un subcircuito con dos se aplican las reglas de asociación de ambos cuando la capacidad efectiva total está en serie, por tanto cada capacidad individual será:

$$C_1 = C_2 = 200[\mu F] \cdot 2 = 400[\mu F]$$

Para la implementación se opta por capacitores electrolíticos de 470[μF]/250[V].

### Protección contra corriente de arranque (inrush current):

Durante el transitorio de encendido de la fuente, los capacitores y las inductancias a la entrada están descargados, por lo que se genera un pico de corriente de magnitud elevada con el fin de cargarlos. Esta corriente de arranque (inrush), puede dañar severamente componentes individuales de la fuente en sí, o a la línea donde esta se conecta. Una manera de aplacar este problema es mediante la utilización de dispositivos de protección como resistores NTC, los cuales disminuyen su resistencia a medida que se eleva su temperatura. La figura (9) exhibe el fenómeno de sobrecorriente inicial descrito anteriormente.

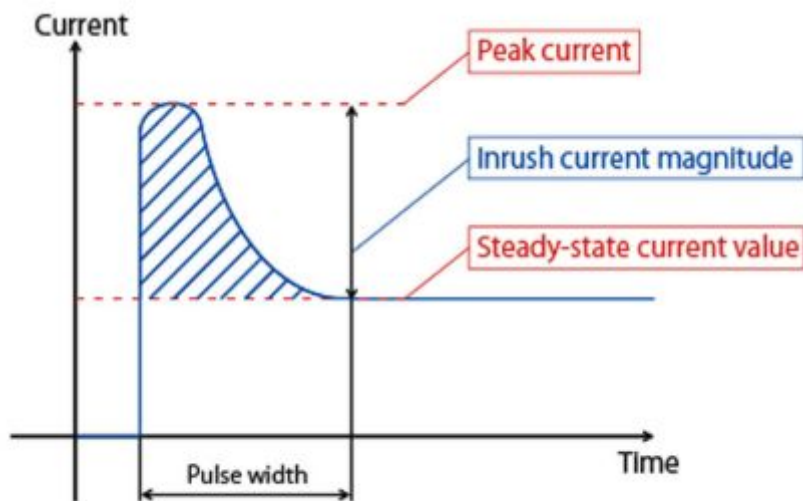


Figura 10: transitorio de corriente ("inrush current").

Al colocarse un termistor en serie con la entrada del circuito, previo al encendido, éste se encontrará a temperatura ambiente con un valor de resistencia elevado (el nominal). Al encender la fuente, el resistor NTC limitará el paso de la corriente estableciendo una magnitud inicial máxima por ley de Ohm, y con la circulación continua de ésta, el termistor elevará su temperatura por efecto joule y disminuirá progresivamente su resistencia hasta un valor poco significativo, permitiendo el paso "sin restricciones" de la corriente demandada por el circuito en estado estacionario. La acción del resistor NTC garantiza el fenómeno conocido como "arranque suave".

De forma de calcular la magnitud aproximada de la resistencia NTC se utiliza el valor de la corriente no repetitiva máxima ( $I_{FSM}$ ) que admite el puente de diodos en un límite del 40%, por tanto:

$$Z = NTC = V_{in(máx)} / 0,4 \cdot I_{FSM} = 311[V] / 0,4 \cdot 4,50[A] = 15,55[\Omega]$$

Por cuestión de disponibilidad y debido a que se consigue igualmente el efecto de protección y de arranque suave, además de utilizarse una fuente de alterna variable en la línea para asegurar esto último, se implementa el circuito con un resistor NTC de 30[Ω] genérico.

#### **Protección contra sobrecorriente y cortocircuitos:**

Se selecciona un fusible estándar de 500[mA], un valor lo suficiente por encima de la corriente de régimen y capaz de soportar el transitorio rápido de la corriente de pico de arranque sin llegar a la fusión.

#### **Subcircuito de fuente de alimentación para la etapa de conmutación:**

De la figura (5) se observa una derivación vía transformador reductor de la tensión de línea para la excitación de un circuito de fuente lineal que tiene como misión proveer el voltaje de alimentación para los circuitos integrados que generan las señales de PWM y realizan la excitación de los transistores.

El subsistema en sí no requiere de muchos cálculos para los que manejan un nivel básico de Electrotecnia. El transformador es reductor de 220[V] a 12[V] con 500[mA] máximos a la salida (nivel suficiente) seguido de un rectificador integrado B80C 1000 (80[V] máximos con salida de 1[A] máxima) suficiente para la aplicación. El filtrado es llevado a cabo por un capacitor de 2200[μF]/25[V] y a su salida se coloca un regulador monolítico LM7812 con los correspondientes capacitores de estabilización y filtrado, de forma de garantizar que los circuitos de control tengan una tensión de alimentación prácticamente continua y con un ripple despreciable para no afectar la calidad de las señales.

#### **1.2. Etapas de conmutación:**

Dentro de la “etapa de conmutación” se considera tanto el subcircuito de generación de los pulsos de disparos desfasados y modulables con técnica PWM así como como el subcircuito de etapa de driver que establece las referencias adecuadas para excitar las compuertas. Del sistema general, la etapa de conmutación está conformada por los elementos a la izquierda de los transistores en la siguiente figura:

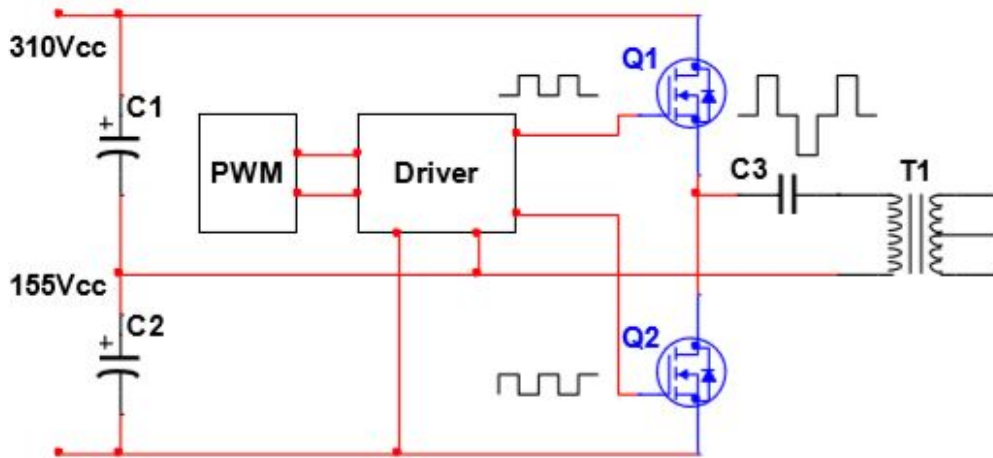


Figura 11: circuito general de la etapa de conmutación y driver.

### Circuito de generación de señales PWM:

De la figura (5) es notable que los elementos que rodean al integrado SG3525 constituyen el circuito de generación de las señales de PWM desfasadas, puesto debe estar antes del driver para que pueda efectuarse el comando correcto de los transistores, según el esquema de la figura (6). La figura (12) muestra un vistazo más cercano del subsistema:

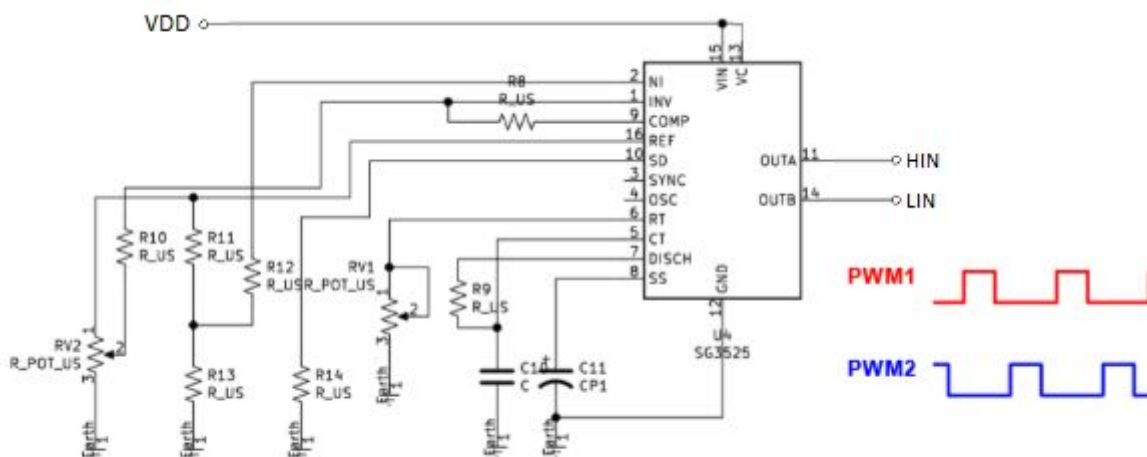


Figura 12: circuito de generación de señales de PWM basado en SG3525.

El valor de R9 es de  $330 [\Omega]$ , el de R8, R1 y R12 es de  $1000 [\Omega]$  y el del potenciómetro RV1 es de  $100 [k\Omega]$ , el cual es el encargado de regular la frecuencia de conmutación. El valor de las resistencias R11 y R13 es de  $10 [k\Omega]$  y el de R14 es de  $100 [\Omega]$ . El capacitor C10 es de  $1 [nF]$  y el de C11 es de  $10 [\mu F]$ . El potenciómetro RV2 es el encargado de manejar el ancho de pulso de la señal de salida y su valor es de  $10 [k\Omega]$ .

Se utiliza el circuito integrado SG3525 puesto que ha sido diseñado para controlar los disparos de convertidores de potencia conmutados de diferentes topologías y ofrece la ventaja de generar las señales necesarias. Tal y como se observa en el ejemplo de la figura, el ciclo de trabajo de ambas señales se regula por igual y los valores de resistencias escogidos permiten la variación con la existencia siempre de un tiempo muerto para evitar el solapamiento temporal de los disparos de los transistores.

### Driver de los transistores:

De la conexión de los transistores al primario del transformador se observa en la figura (12) la forma de onda de la señal esperada en dicho devanado que es acorde al funcionamiento de la topología. Es claro también que el nivel de tensión durante el “tiempo muerto” corresponde al del punto medio del divisor luego de pasar por la red “snubber” y el valor más bajo de tensión es de casi 0[V] por la saturación de Q2 y el más alto es el que corresponde al extremo superior del divisor (salida del rectificador). Todos estos niveles dan como resultado la necesidad de establecer una masa flotante que define la referencia para poder gatillar la compuerta del transistor superior. La siguiente figura muestra el circuito de driver.

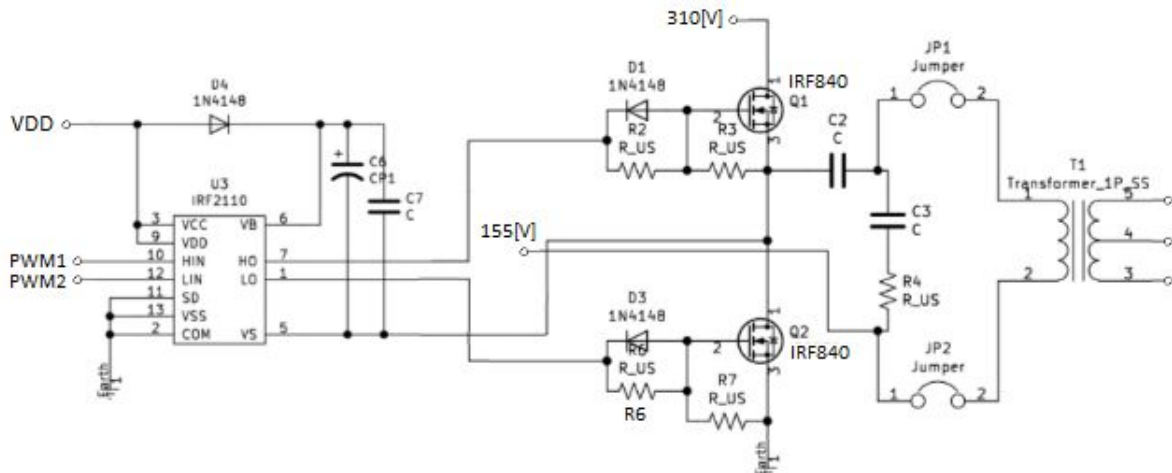


Figura 13: circuito de driver y transistores de potencia, con las conexiones al transformador de potencia.

Para disparar los MOSFET se necesita una tensión  $V_{GS}$  suficiente. Como en Q1 el potencial entre compuerta y surtidor es indeterminado, el integrado IR2110 y el conjunto diodo-capacitor (D4, C6 y C7) se utilizan para proporcionar el suministro de “tensión flotante” necesario para saturar a Q1. Esta configuración se conoce como “Bootstrap”. Cuando se satura Q2, la tensión  $V_s$  del IR2110 es prácticamente 0V y el conjunto C6 y C6 se carga a  $V_{CC}-V_{D4}$  a través del diodo D4. Ahora bien, cuando Q2 está en corte, los capacitores se encargan de suministrar la “tensión flotante” y el diodo D4 ahora polarizado inversamente impide que la corriente circule hacia VCC, posibilitando así disparar el MOSFET Q1. Fijando la atención en D4, 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. Las resistencias R2 y R6 cumplen la función de limitar la corriente a través de la salida del driver. Mientras que los diodos D1 y D3 de la figura, ayudan a lograr un tiempo de apagado menor de los MOSFETs, permitiendo la descarga rápida (evitando el paso por las resistencias R2 y R6) de las cargas acumuladas en las capacidades parásitas de la compuerta. Las resistencias R3 y R7, cumplen la función de prevenir encendidos accidentales de los MOSFETs a causa de “ruidos externos”. Esto, usualmente se da en el encendido, cuando las compuertas están “flotantes”. No hay que olvidar que el MOSFET posee capacidades de “Miller” entre el terminal Drain y Source, que pueden almacenar una cierta carga y mantenerlo encendido si estas no se evacuan correctamente. Por tal motivo se emplea R3 y R7 actuando como resistencias de “pull-down”.

### Transistores de potencia:

La etapa final y la razón de existencia de los dos circuitos anteriores son los transistores de potencia que al ser disparados, conmutan y hacen al funcionamiento del convertidor. La



naturaleza del transistor dependerá de muchos factores, pero entre los más importantes se pueden encontrar: los niveles de tensión y de corriente empleados, la frecuencia de conmutación, la naturaleza del driver, entre otros.

Para la selección del transistor, en este caso se emplearán MOSFETs, se realiza una estimación con la peor condición posible (corriente máxima). Esta corriente máxima se orienta desde el valor de corriente media que deben conducir hacia el transformador (cuya magnitud se determina en la sección de cálculo de los capacitores de entrada) fijado en  $I_{in} = 0,6[A]$  y tomando en cuenta el aporte de cada transistor dado por el ciclo de trabajo. Por lo tanto, la corriente de drenador máxima puede estimarse teniendo en cuenta la caída de tensión en un solo transistor en:

$$I_{Dmax} \cdot (V_{in}/2) \cdot D = P_o / (2\eta) \rightarrow I_{Dmax} = P_o / (\eta \cdot V_{in} \cdot D)$$

Es notable que la corriente máxima en el drenado se dará cuando la tensión de entrada sea mínima y el duty D sea mínimo. Como la relación entre la potencia de salida, el rendimiento y la tensión de entrada ya se estableció constante en  $0,6[A]$ , el ciclo de trabajo es el único que varía. Asumiendo un ciclo de trabajo en el extremo de  $0,4$  para el funcionamiento normal (como máximo) de la fuente, se tiene:

$$I_{Dmax(ef)} = 0,6[A] / 0,2 = 1,5[A]$$

Esta es la corriente en las condiciones consideradas; además, se supone que se manifiesta en pulsos de corriente aproximadamente rectangulares durante la conmutación. De esta forma, la potencia máxima disipada en un MOSFET se presentará cuando aparecen los  $310[V]$  sobre un solo transistor (el bloqueado) debido a la saturación del otro. Por tanto, considerando estas dos condiciones extremas:

$$I_{Dmax} > 1,5[A] \text{ y } V_{DSmax} > 310[V]$$

En consecuencia, se seleccionan los MOSFETs del modelo IRF840, según:



[www.vishay.com](http://www.vishay.com)

**IRF840, SiHF840**

Vishay Siliconix

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T <sub>C</sub> = 25 °C, unless otherwise noted)						
PARAMETER			SYMBOL	LIMIT	UNIT	
Drain-Source Voltage			V <sub>DS</sub>	500	V	
Gate-Source Voltage			V <sub>GS</sub>	± 20	V	
Continuous Drain Current	V <sub>GS</sub> at 10 V	T <sub>C</sub> = 25 °C	I <sub>D</sub>	8.0	A	
		T <sub>C</sub> = 100 °C		5.1		
Pulsed Drain Current <sup>a</sup>			I <sub>DM</sub>	32		
Single Pulse Avalanche Energy <sup>b</sup>			E <sub>AS</sub>	510		
Repetitive Avalanche Current <sup>a</sup>			I <sub>AR</sub>	8.0	A	
Repetitive Avalanche Energy <sup>a</sup>			E <sub>AR</sub>	13	mJ	
Maximum Power Dissipation	T <sub>C</sub> = 25 °C		P <sub>D</sub>	125	W	
Peak Diode Recovery dV/dt <sup>c</sup>			dV/dt	3.5	V/ns	
Operating Junction and Storage Temperature Range			T <sub>J</sub> , T <sub>stg</sub>	-55 to +150	°C	
Soldering Recommendations (Peak temperature) <sup>d</sup>		for 10 s	300			

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS		MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Drain-Source On-State Resistance	R <sub>DS(on)</sub>	V <sub>GS</sub> = 10 V	I <sub>D</sub> = 4.8 A <sup>b</sup>	-	-	0.85	Ω

Figura 14: especificaciones de IRF840.

### 1.3. Transformador de potencia:

El transformador de potencia es el corazón de los convertidores de topologías que incluyen aislación. Es el elemento encargado de hacer la transferencia de energía desde la fuente de

continúa de entrada hacia la carga y el nivel de la tensión que aparece en la misma es función directa de la relación de vueltas. La siguiente figura (15) muestra el bloque que acompaña al transformador con las señales esperadas a su salida.

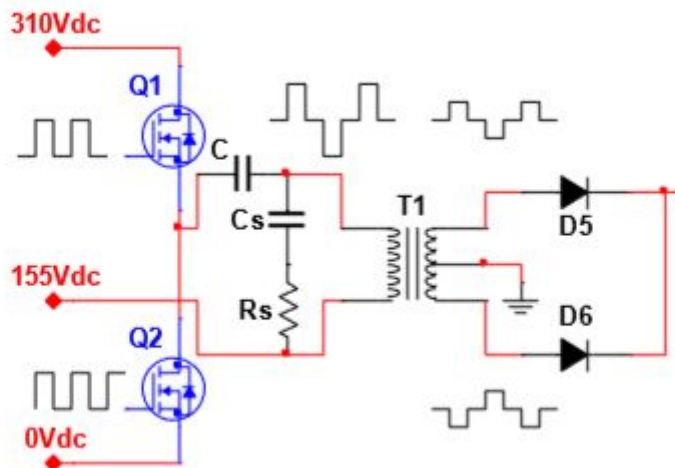


Figura 15: circuito del transformador, elementos aledaños y forma de las señales esperadas.

#### Transformador:

Para la construcción del transformador se emplea la cazoleta brindada por la cátedra del tipo E-E de dimensiones 25-13-7[mm] de material N87 que funciona en el rango entre 25[kHz] hasta 500[kHz].

Utilizando las gráficas de permeabilidad contra densidad de flujo, en la figura (16), y las de curvas de histéresis de la figura (17) en el primer cuadrante (el tercer cuadrante es simétrico, recordando que la excitación del núcleo bidireccional) se escogen los puntos de trabajo del circuito magnético. De la figura (16) se toma una excitación de núcleo en densidad de flujo de 260[mT] puesto que este punto está en el entorno del pico para 25[°C] representando una zona estable y de poca variación. Asimismo, es un valor cercano al punto de pico de la curva de 100[°C] lo que también garantiza que una excursión tenga efectos mínimos, ya que la derivada es más baja que en las zonas externas de la curva. Además, respecto a las gráficas de la figura (17) el punto en 260[mT] se ubica en una región intermedia de la curva de histéresis lo que garantiza que el núcleo no llegará a saturación para condiciones de funcionamiento normal y de temperatura.



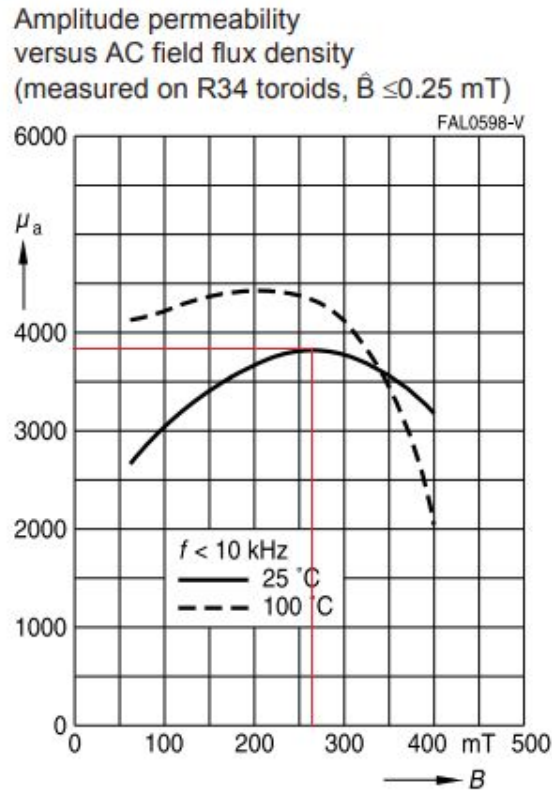


Figura 16: permeabilidad contra densidad de flujo.

El número de vueltas puede determinarse de la ecuación de la fuerza electromotriz inducida en el primario según:

$$V_{\text{primario}} = 4,44 \cdot f \cdot B \cdot N_p \cdot A_e \cdot 10^{-8} [V]$$

De las características del núcleo escogido y de los valores de funcionamiento normal, se tienen los siguientes datos:

$$B = 2600 [\text{Gauss}]; f = 80 [\text{kHz}]; A_e = 52,5 [\text{mm}^2]$$

El voltaje del primario se determina con el duty máximo para cada transistor y tomando el aporte de ambos como  $D_{\text{máx}} = 0,8$ . Entonces:

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

De esta manera, puede despejarse el número de vueltas del primario como:

$$N_p = V_{\text{primario}} / (4,44 \cdot f \cdot B \cdot A_e \cdot 10^{-8})$$

$$N_p = 124 [V] / (4,44 \cdot 80 [\text{kHz}] \cdot 2600 [\text{Gauss}] \cdot 0,525 [\text{cm}^2] \cdot 10^{-8}) = 25,57 \approx 26 [\text{vueltas}]$$

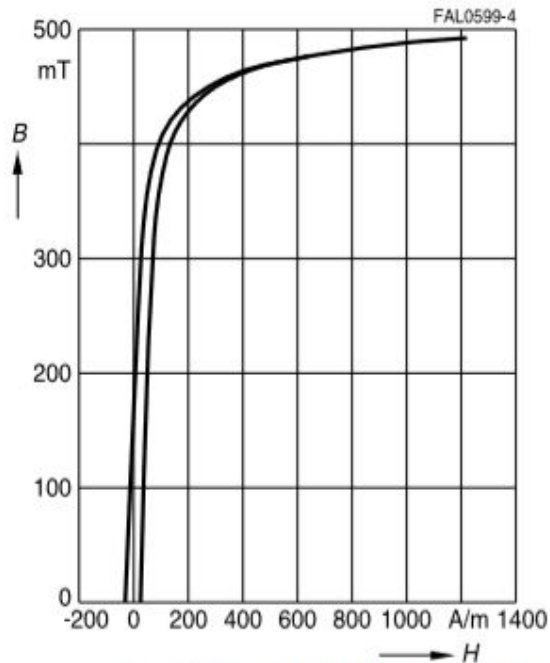
Asimismo de la relación de transformación se tiene:

$$N_s/N_p = V_{\text{sec}}/V_{\text{primario}} \rightarrow N_s = (N_p \cdot V_{\text{sec}})/V_{\text{primario}} = (26 \cdot 2.30 [V])/124 [V] = 12,6 \approx 13 [\text{vueltas}]$$

La tensión asumida en el secundario es mayor a la que realmente se necesita a la salida de modo de compensar caídas de tensión y posibles pérdidas en el circuito de salida, por ello se emplea  $V_{\text{sec}} = 30 [V]$  y como es un transformador de punto medio se multiplica por dos. De esta manera, el secundario consiste en dos bobinados de 6,5[vueltas].

Una vez implementado y tras diversos ensayos se encuentra que la relación óptima práctica de vueltas considerando el orden primario-secundario-secundario es 30-9-9.

Dynamic magnetization curves  
(typical values)  
(f = 10 kHz, T = 25 °C)



Dynamic magnetization curves  
(typical values)  
(f = 10 kHz, T = 100 °C)

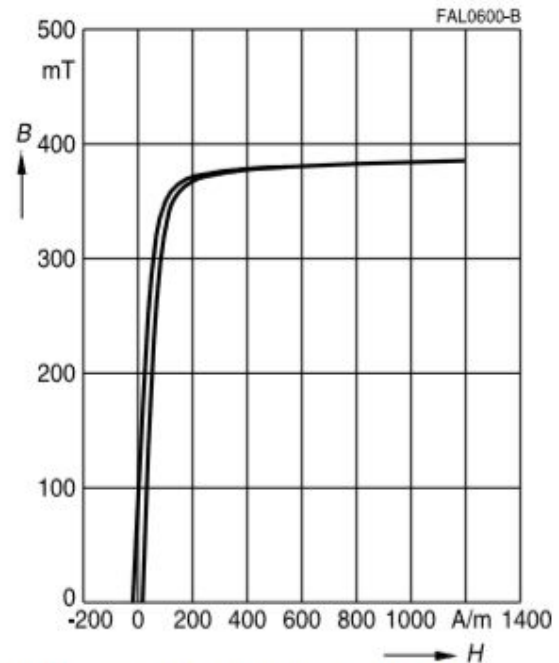


Figura 17: curvas de histéresis en primer cuadrante para dos temperaturas diferentes.

El diámetro de los conductores de alambre se calcula tomando una densidad de corriente de  $J = 4[A/mm^2]$ . Por tanto, sobredimensionando se obtiene:

$$\Phi_p = \sqrt{4.I_p / (\pi.J)} = \sqrt{4.0,6[A] / (\pi.4[A/mm^2])} = 0,44[mm] \approx 0,5[mm]$$

$$\Phi_s = \sqrt{4.I_s / (\pi.J)} = \sqrt{4.3[A] / (\pi.4[A/mm^2])} = 0,98[mm] \approx 1[mm]$$

### Capacitor de acople:

La función básica de este condensador es la de evitar el pasaje de la componente continua hacia el transformador, evitando la saturación. Se trata de un condensador sin polaridad pero cuyas prestaciones deben permitirle soportar tanto la corriente como la tensión de entrada. Además, debe tener una baja ESR para evitar el calentamiento.

La tensión de carga del capacitor es:

$$V_c = (I_c \cdot \Delta t) / C \rightarrow C = (I_c \cdot \Delta t) / V_c$$

Siendo  $I_c = I_{in} = I_{transformador}$ , es decir, la corriente que circula por el devanado primario. Los demás valores son la capacidad y el intervalo de tiempo en el cual se carga. De esta manera:

$$\Delta t = T.D_{m\acute{a}x} = (D_{m\acute{a}x} / f) = 0,8/80[kHz] = 10[\mu s]$$

Suponiendo que la tensión de carga  $V_c$  debe tener un valor del 10% al 20% de  $V_{in}/2$ , entonces:

$$C = (10[\mu s].0,6[A]) / 20[V] = 300[nF] \approx 330[nF] / 500[V]$$

### Red "snubber" en el primario:

El capacitor  $C_s$  y la resistencia  $R_s$  de la figura (15) o  $C_3$  y  $R_4$  de la figura (13) son utilizados para brindar asistencia en el apagado de los transistores  $Q_1$  y  $Q_2$ . Cuando alguno de los MOSFETs se apaga (bloquea), la inductancia del transformador tenderá a mantener el flujo de

corriente existente a través de ella generando sobrepicos de tensión y transitorios subamortiguados “eliminando” (más bien deformando) los tiempos muertos necesarios. Por tanto, ante tal fenómeno se aplica una red “snubber” que provee un camino alternativo para la circulación de la corriente y previene los picos de tensión excesivos que disminuyen la vida útil de los componentes.

Se utiliza una resistencia de  $47[\Omega]/5[W]$  y un capacitor de  $470[pF]/300[V]$ , como resultado de procesos experimentales.

#### 1.4. Malla de salida:

La figura (18) muestra el esquema del subcircuito de la etapa final del convertidor con las señales implicadas en los diodos de potencia.

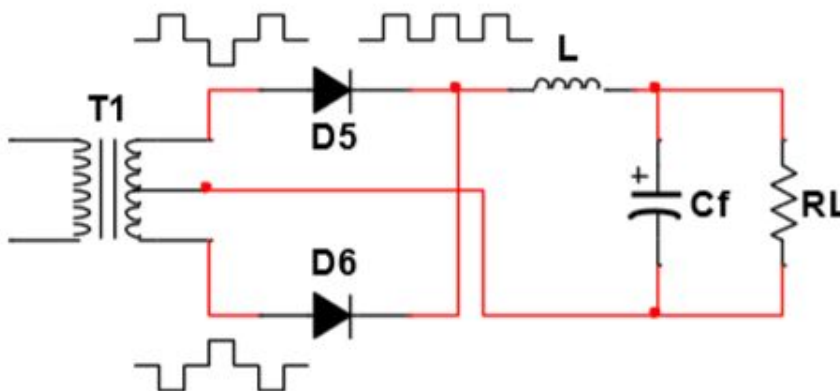


Figura 18: Circuito de etapa de salida.

#### **Circuito de diodos de salida:**

Los diodos D5 y D6 (figura 18) cumplen la función de rectificar la señal alterna cuadrada proveniente del transformador estableciendo un flujo unidireccional siempre hacia la carga, incluso durante los tiempos muertos. Estos permiten obtener la señal pulsante que se aplica al inductor de salida para obtener la corriente de salida. Dadas las características de las formas de onda de tensión y de corriente que se aplicarán sobre ellos, para su elección deben tenerse en cuenta ciertos factores:

- La frecuencia de salida de la señal pulsante debido al proceso de rectificación completa será el doble de la frecuencia de conmutación de las salidas PWM, con un valor de  $160[kHz]$ , sin embargo, los diodos trabajarán a la frecuencia de conmutación.
- La tensión pico inversa que deben soportar es el doble de la tensión pico aplicada a cada ánodo, que según las especificaciones de potencia rondará el valor de  $50[V]$ .
- La caída de tensión en directa es un valor importante, puesto que es una causa de pérdidas común en las fuentes conmutadas. El potencial a vencer ya se sobredimensiona en el cálculo de las vueltas del secundario.
- La corriente que circula por ellos es uno de los factores más importantes. Tanto el valor eficaz de corriente que soportan como el valor pico son importantes. El primero, aunque si bien dependerá del ciclo de trabajo aplicado en el peor de los casos ambos diodos deberán soportar conjuntamente toda la corriente de salida ( $3[A]$  sobredimensionada). Esto implicaría un límite mínimo de  $1,5[A]$ . La corriente pico repetitiva que deberán soportar depende de la carga y por tanto la corriente que ella requiera, pero como valor límite se utiliza el máximo sobredimensionado de  $3[A]$ .

Así los diodos seleccionados son los embebidos en el modelo monolítico UA1660 con las siguientes características:

**MAXIMUM RATINGS** (Per Leg)

Rating	Symbol	Value	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	$V_{RRM}$ $V_{RWM}$ $V_R$	600	Volts
Average Rectified Forward Current Total Device, (Rated $V_R$ , $T_C = 150^\circ\text{C}$ )	Per Diode Per Device $I_{F(AV)}$	8 16	Amps
Peak Repetitive Forward Current (Rated $V_R$ , Square Wave, 20 kHz), $T_C = 150^\circ\text{C}$	$I_{FM}$	16	Amps
Non-repetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions halfwave, single phase, 60 Hz)	$I_{FSM}$	100	Amps
Operating Junction and Storage Temperature	$T_J, T_{stg}$	- 65 to +150	$^\circ\text{C}$
RMS Isolation Voltage ( $t = 1$ second, R.H. $\leq 30\%$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ ) (Note 3.)	Per Figure 3. Per Figure 4. (Note 2.) Per Figure 5.	$V_{iso1}$ $V_{iso2}$ $V_{iso3}$	4500 3500 1500
			Volts

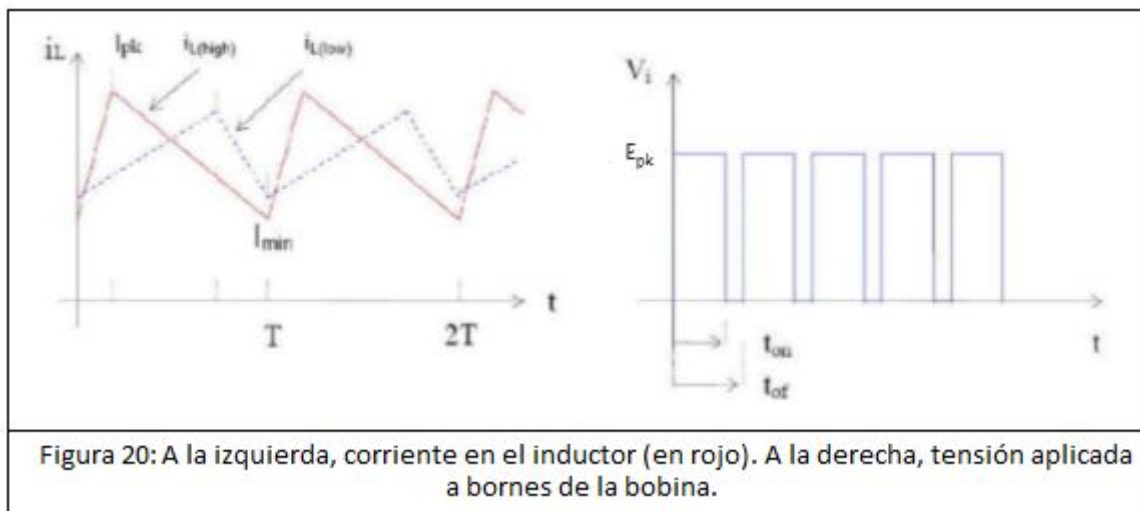
**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (Per Leg)

Characteristic	Symbol	Value	Unit
Maximum Instantaneous Forward Voltage (Note 4.) ( $I_F = 8.0$ Amp, $T_C = 150^\circ\text{C}$ ) ( $I_F = 8.0$ Amp, $T_C = 25^\circ\text{C}$ )	$V_F$	1.20 1.50	Volts
Maximum Instantaneous Reverse Current (Note 4.) (Rated dc Voltage, $T_C = 150^\circ\text{C}$ ) (Rated dc Voltage, $T_C = 25^\circ\text{C}$ )	$I_R$	500 10	$\mu\text{A}$
Maximum Reverse Recovery Time ( $I_F = 1.0$ Amp, $di/dt = 50$ Amp/ $\mu\text{s}$ ) ( $I_F = 0.5$ Amp, $I_R = 1.0$ Amp, $I_{REC} = 0.25$ Amp)	$t_{rr}$	60 50	ns

Figura 19: características diodos de salida MUR1660G.

**Inductancia de choque:**

El objetivo de este trabajo práctico es la construcción del inductor con núcleo de salida para el convertidor DC/DC topología "Medio Puente". En primera instancia, es necesario determinar el valor de inductancia, la cual es función de los tiempos de estado estacionario ( $t_{on}$  y  $t_{off}$ ), de la corriente media de salida y de su ripple. Como la topología impone el mayor esfuerzo a la bobina durante el tiempo de apagado, puesto que es en ese período cuando debe entregar por su propia acción la corriente de diseño, es el lineamiento que lleva a la utilización de la expresión que le tiene como variable. Por tanto, se toma como base a las formas de ondas que por funcionamiento teórico deben darse para el inductor de salida, según la siguiente figura:



Los criterios de diseño que determinan la salida buscada son los siguientes:

- Frecuencia de conmutación: 80[kHz].
- Salida: 24[V] - 2,5 [A] con un límite de corriente de 3,5[A].
- Salida: ripple de 400 [mVpp], con regulación de carga y de línea de +/- 1%.

Se utilizará una corriente media de 3[A], para compensar pérdidas probables y garantizar un valor aproximado a los 2,5[A] mínimos a la salida.

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

$$\Delta E = 0,5.L.(i_{pk} - i_{min})^2$$

Donde la cantidad de energía remanente en el núcleo estará dada por:

$$E_{rem} = 0,5.L.i_{min}^2$$

De modo de calcular el valor de inductancia de salida necesaria para el convertidor, es menester conocer el tiempo de apagado mínimo  $t_{offmin}$ , el cual se obtiene como contraparte del tiempo de encendido máximo  $t_{onmax}$ . Este último valor es derivado de la suma de los ciclos de trabajo simétricos de los dos transistores en el caso límite, antes de que las señales se solapen, lo que corresponde para nuestro caso en  $D_{on} = 0,8$ . Por tanto, sabiendo que la frecuencia de salida es el doble de la de conmutación por el efecto de la rectificación, se obtiene:

$$t_{offmin} = D_{off}.T = D_{off}/(2.f) = (1 - 0,8)/(2.80[kHz]) = 1,25[us]$$

Con este valor temporal y asumiendo una magnitud de ripple de corriente  $\Delta I_L$  (el cual siempre es necesario para el funcionamiento de cualquier convertidor de CC) de un 20% del valor de la corriente nominal de salida  $I_o$ , se tiene empleando la relación de salida durante el tiempo de apagado el valor de inductancia:

$$L = (V_{out} * t_{offmin}) / \Delta I_L = (24[V] * 1,25[us]) / (0,2 * 3[A]) = 50[uH]$$

Para la determinación del número de vueltas del inductor, debe atenderse a la energía con la que el mismo trabajará, la cual es una medida indicativa directa de la región del ciclo de histéresis donde el núcleo tendrá la excursión de funcionamiento. De la ecuación de energía de un inductor:

$$E = 0,5 * L * I_o^2 = 0,5 * 50[uH] * 3^2[A^2] = 225[uJ]$$

Este valor, debe introducirse en la gráfica del fabricante indicada por la figura (21) de forma de afectar a dicha energía de un “rendimiento” en función de la posición del cuadrante en que se le utiliza (respecto del origen del ciclo de histéresis).



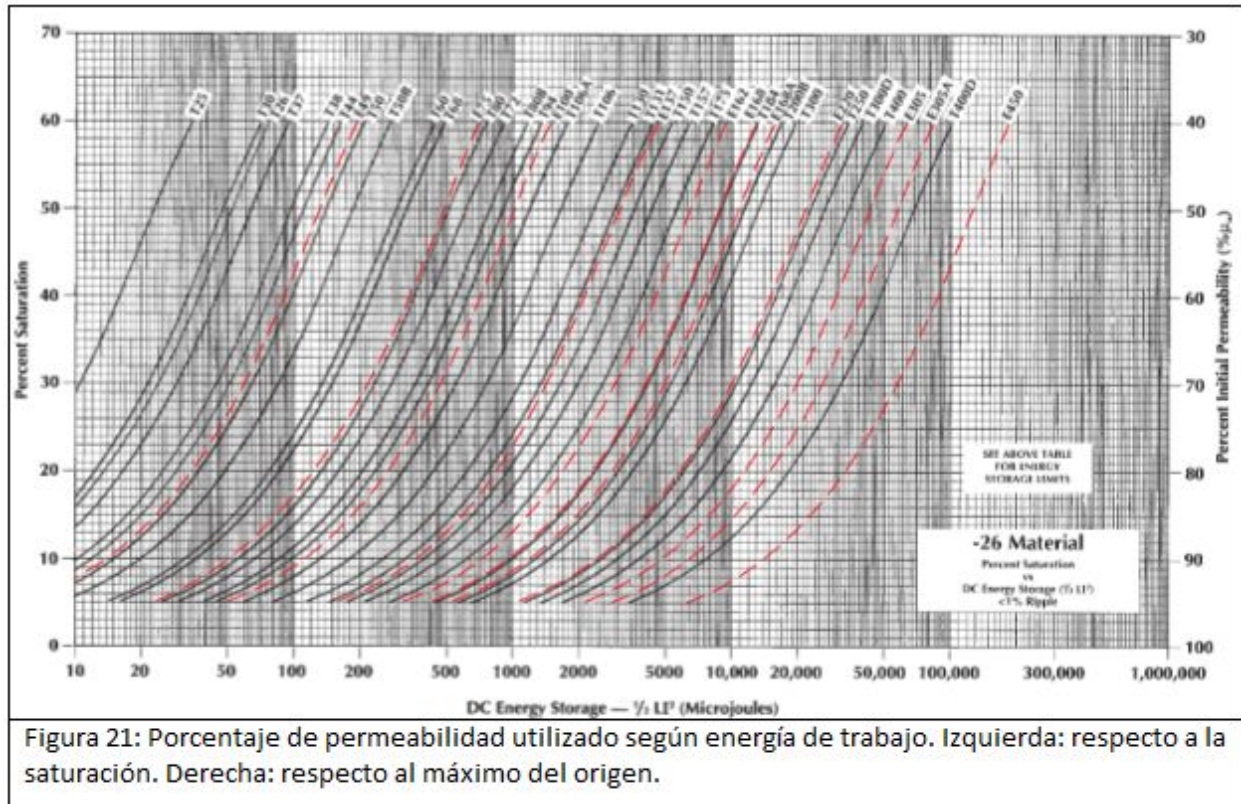


Figura 21: Porcentaje de permeabilidad utilizado según energía de trabajo. Izquierda: respecto a la saturación. Derecha: respecto al máximo del origen.

De aquí, para el toroide T-94-26 se obtiene de “Percent Initial Permeability” un valor de aproximadamente 80% del total. La importancia de este porcentaje está dada por que afecta directamente al valor del “Factor de Inductancia  $A_L$ ” del núcleo, según:

$$A_{LA} = \mu(\%) * A_L = 0,8 * 60 [nH/vueltas^2] = 48 [nH/vueltas^2]$$

Con ello, el número de vueltas para lograr 50[uH] es:

$$N = \sqrt{L_A / (A_{LA})} = \sqrt{50000 / 48} = 32,27[vueltas] \approx 33[vueltas]$$

Este paso es el ideal para obtener las vueltas, dado que si bien la elección del punto correcto en la curva de la gráfica (21) puede tener error apreciable, el hecho de afectar al factor de inductancia con un rendimiento garantizará que no se sature el núcleo bajo ninguna condición.

Por último sólo resta calcular las dimensiones del alambre, en este caso tomando una densidad de corriente de  $J = 4 [A/mm^2]$ , según:

$$S_C = I / J_A = 3[A] / 4 [A/mm^2] = 0,75 [mm^2]$$

$$\Phi_C = \sqrt{(4 * I) / (\pi * J_A)} = \sqrt{(4 * 3) / (\pi * 4)} = 0,98[mm] \approx 1[mm]$$

### Capacitor de salida:

Para el cálculo del capacitor de salida que actuará como filtro para el ripple junto con la bobina, se fija una tensión de rizado en función de las especificaciones en 400[mV] de excursión total. Por tanto:

$$C_f = I_o / (V_{ripple(pp)} * 2f_s) = 2,5[A] / (0,4[V] * 160000[Hz]) = 39,0625[uF]$$

Se utiliza por disponibilidad y buen desempeño un capacitor de 33[uF]/35[V]. Sin embargo, de forma de mejorar las prestaciones sería adecuado colocar varios capacitores en paralelo de

menor valor de forma que el equivalente resulte en la capacidad necesaria logrando así la disminución de la ESR (resistencia serie equivalente).

## 2) Mediciones:

Las mediciones pertinentes se hicieron en condiciones de cumplimiento de la potencia de diseño ( $P_o \geq 50[W]$ ). La figura (22) muestra la consecución de dicho nivel:



Figura 22: obtención de los niveles de potencia requeridos, aquí en 56,64 [W] en la carga.

## Señales de control del circuito de PWM, a la salida del IR2110 (HO-LO):

La figura (23) ilustra las señales de control generadas por el integrado SG3525 como trenes de pulsos desfasados que permitirán excitar las compuertas de ambos IRF840 cuando han pasado por el circuito de driver. Debe observarse que la posición relativa es siempre la misma.



Figura 23: medición diferencial de las señales desfasadas necesarias para la conmutación.



### Entrada (primario) del transformador:

Se observa en la figura (24) la ocurrencia de los pulsos de cada MOSFET, desfasados y con polaridad inversa como una señal codificada con retorno a cero. La punta está atenuada en un factor X10 y la amplitud menor a la esperada es resultado de la carga de la medición.



Figura 24: señal tipo RZ en el primario del transformador. Punta X10.

### Señal de entrada de compuerta en MOSFETs:

Las señales generadas con desfase por el circuito del SG3525 pasan a través del IR2110 para obtener las características necesarias para actuar como disparador de los transistores. Se presentan entre compuerta y surtidor tal y como indica la siguiente imagen (25).

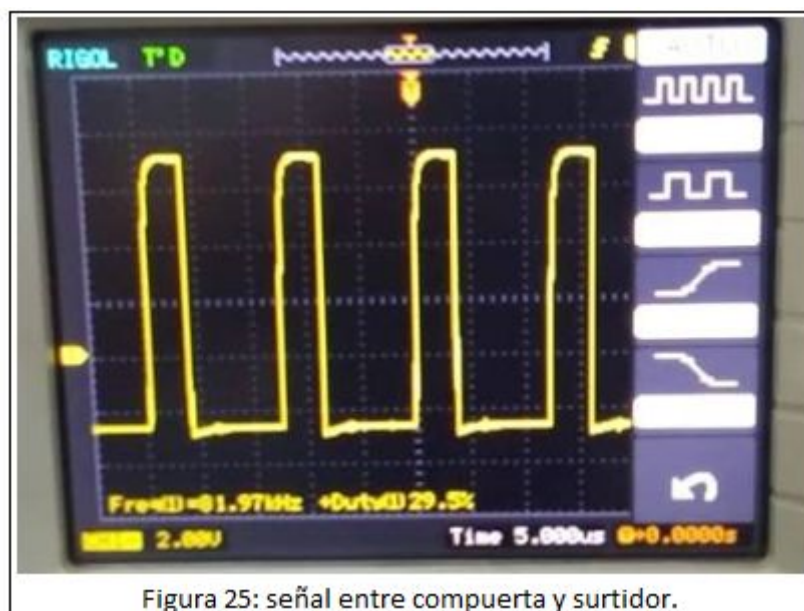


Figura 25: señal entre compuerta y surtidor.

### Ripple de tensión en la carga:

Con una visualización cercana a la tensión “continua” en la carga, se observa la variación de tensión inherente al proceso de conmutación como una componente alterna montada al valor continuo. La figura (26) indica que su magnitud puede limitarse a uno 500 [mV] de excursión en los picos de discontinuidad más violentos; o si se consideran los impulsos de discontinuidad intermedios, el valor máximo de excursión ronda los 150[mV]. El caso teórico, sólo consideraría la onda triangular, dejando un ripple menor a 50[mV].

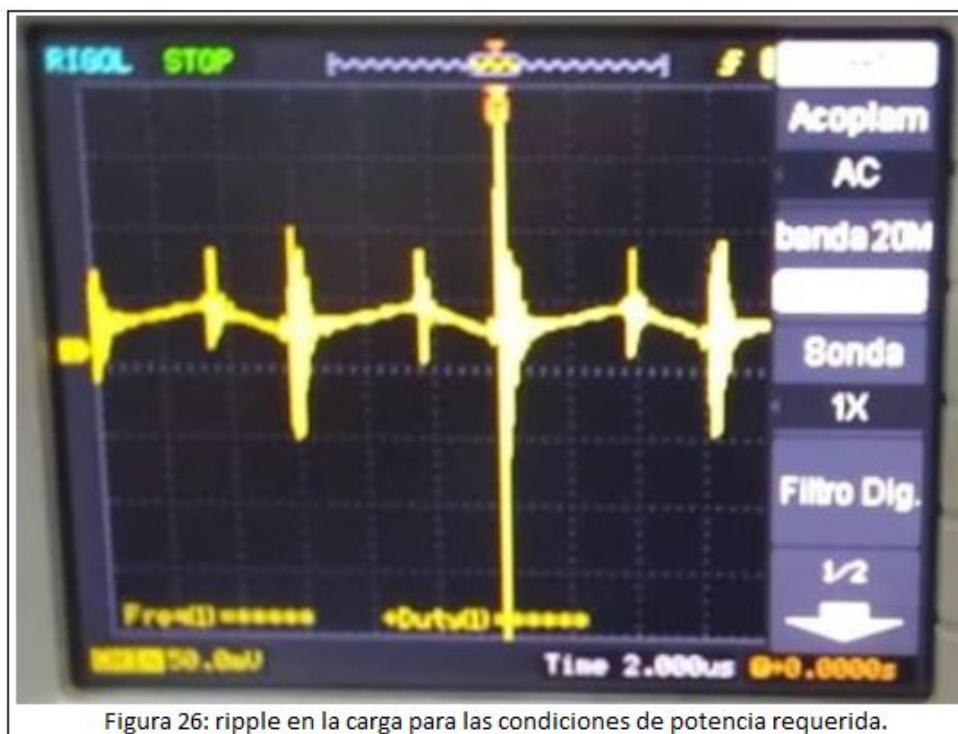


Figura 26: ripple en la carga para las condiciones de potencia requerida.

### ▪ Conclusión:

En base a las mediciones finales la primera observación directa es que la fuente funciona correctamente y por encima del mínimo requerido, y si bien se realiza el ensayo hasta 56[W], es susceptible de entregar aún más potencia, puesto que el duty es intermedio y aún hay rango de variación, lo que se suma al hecho de que los diodos de salida y los transistores aún no calientan.

Desde la perspectiva de “fuente conmutada” se pueden derivar ciertas observaciones a modo de ventajas del diseño frente a una fuente lineal.

- **Tamaño:** el diseño obtenido lleva claramente la delantera respecto al concepto de utilización de espacio, puesto que en una placa del tamaño de un gabinete estándar de fuente se puede alojar un sistema capaz de entregar por lo menos 50[W] a su salida. Si se tratase de una fuente “lineal”, desde la primera instancia es necesario el empleo de un transformador de línea que por la potencia es de costo y tamaño excesivo frente a la aplicación. Esto resalta el hecho de que conmutar más rápidamente, permite la reducción de los componentes del circuito ya que utilizan más eficientemente la energía y con una simple rectificación se elimina completamente el transformador inicial.
- **Eficiencia:** es conocida que para fuentes conmutadas ronda entre el 68% y 90%. El hecho de emplear a los dispositivos de potencia en corte y saturación, efectuados cada cambio en alta frecuencia, permite una elevada eficiencia en la transferencia de energía

hacia la carga, reduciendo las pérdidas en el circuito conversor, abaratando el costo de los dispositivos empleados y elevando la eficiencia individual.

- A diferencia de los reguladores de tensión convencionales, una fuente conmutada puede tener múltiples salidas con un mismo dispositivo (transformador).
- Por su característica de funcionamiento, debido a que la tensión de entrada es conmutada en forma de alterna y ubicada en un elemento magnético almacenador de energía, se puede variar la relación de transformación pudiendo funcionar como reductor, elevador, o inversor de tensión con múltiples salidas. La relación de vueltas del transformador permite elegir entre estas últimas características, lo que brinda a estos sistemas de una gran versatilidad a la hora del diseño.
- **Rizado:** a diferencia de las fuentes lineales que tras el proceso de rectificación, filtrado y paso a través de un regulador que también estabiliza la tensión continúan teniendo una característica ondulatoria a la frecuencia de línea (de 50[Hz]) montada a la salida continua; la fuente conmutada posee ripple inherente a la conmutación con la diferencia fundamental de que es de alta frecuencia, por lo que es prácticamente imperceptible y su amplitud puede ser reducida por filtros LC que ralentizan las características dinámicas.

De la misma forma, también se desprenden ciertas desventajas.

- Una de las más fáciles de notar es que el diseño de una fuente conmutada es bastante elaborado, puesto que para lograr una perfecta armonía en las acciones de conmutación así como una calidad notable en la señal de salida se requieren múltiples circuitos individuales de cierta complejidad que deben diseñarse correctamente.
- Respecto a las fuentes lineales, la fuente conmutada presenta un mayor ruido. Tanto en la salida como en la entrada, se radia interferencia electromagnética y de radiofrecuencia. Como esto puede dificultar el control interno, no debe ser ignorado durante la fase de diseño y por ello es necesario el agregado de circuitos de protección, de arranque suave y filtros de línea adicionales como etapas previas. Así también se aumenta la complejidad del circuito general.
- Un tercer factor es el relacionado al fenómeno de “respuesta transitoria en el tiempo”. Esto se debe a que la fuente conmutada toma porciones de energía de la entrada en períodos establecidos por pulsos de tiempos limitados para transferirla a la salida en otras condiciones de corriente y de tensión, por lo que, le llevará mayor tiempo de restablecimiento al circuito para soportar las variaciones en la entrada. Por tanto, para compensar este funcionamiento “lento”, los capacitores del 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.

Durante el proceso de medición y puesta a punto se desprende de la práctica un lineamiento de gran relevancia, que indica que para asegurar el éxito del convertidor el correcto diseño del circuito magnético es imprescindible. En este circuito los dos elementos constituyentes son el transformador de potencia y el inductor de choque a la salida.

El primero es el corazón del convertidor y si bien los cálculos comprobables determinan una relación de vueltas definida, la práctica indica que habrá siempre una limitación en la potencia, puesto que si se aumenta la corriente por la carga disminuye la tensión y viceversa. Ello conlleva a sobredimensionar y por tanto para su fabricación en serie o simple



construcción individual este hecho no debe pasarse por alto. Asimismo, es muy importante la calidad de la construcción del devanado, puesto que irregularidades pueden llevar a la deformación de las señales intervinientes o a una falta de simetría. Es muy importante que el transformador esté bien bobinado.

Respecto al segundo, el inductor de salida, su valor de inductancia no es tan crítico si se mantiene en un entorno razonable cercano por exceso al valor del cálculo. Su importancia radica en que es el elemento de almacenaje de energía al final, que mientras los transistores estén disparados cada uno en su lapso y por tanto el transformador entregue directamente energía a la carga el inductor se cargará y actuará como filtro LC junto con el capacitor cercano. No obstante, cuando ninguno de los transistores conduce, durante el “tiempo muerto” el inductor debe ser capaz de entregar energía para salvar la discontinuidad de la corriente y asegurar un flujo de energía continuo hacia la carga. El diseño del mismo determina qué tan exitoso es en esta acción y con el filtrado en sí.

El diseño logrado e implementado tiene una gran limitación para su producción en serie, puesto que es muy difícil que funcione en el primer intento tras el armado. Así, requiere una gran cantidad de tiempo en su puesta a punto y los cambios a realizar, si bien siguen una tendencia, son tan variados que hacen prácticamente imposible unificar una solución general que funcione para todos los casos.

## **ANEXO:**

### **Implementación:**

Todo el conjunto del sistema es implementado en un PCB compacto, con el filtro EMI montado por fuera y capaz de caber perfectamente en gabinetes convencionales de fuentes de computadora (muy fáciles de conseguir). Se puede utilizar el ventilador de esos gabinetes añadiendo fácilmente dos terminales al circuito.

El trazado de las pistas de la placa, queda determinado como:

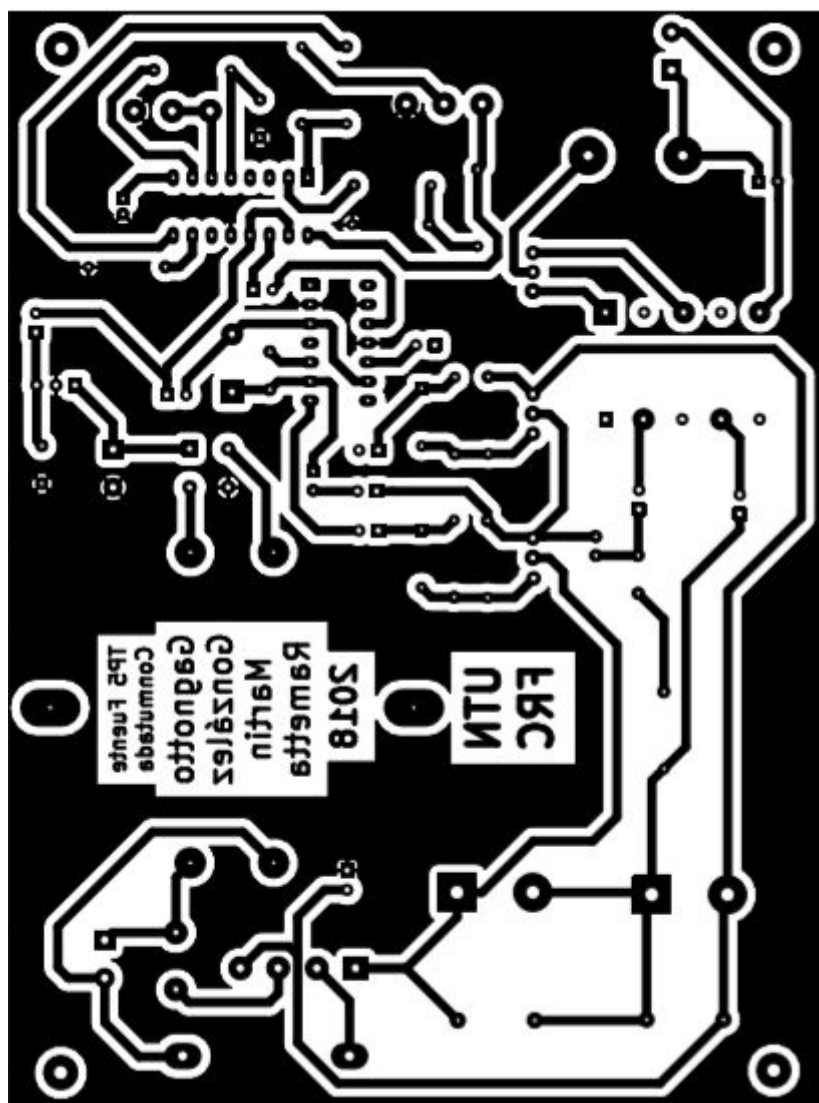


Figura 27: diseño de las pistas de la fuente.

La máscara para el montaje de los componentes se observa en la siguiente figura (28). Debe notarse que el filtro EMI debe montarse en el gabinete que contendrá al sistema.

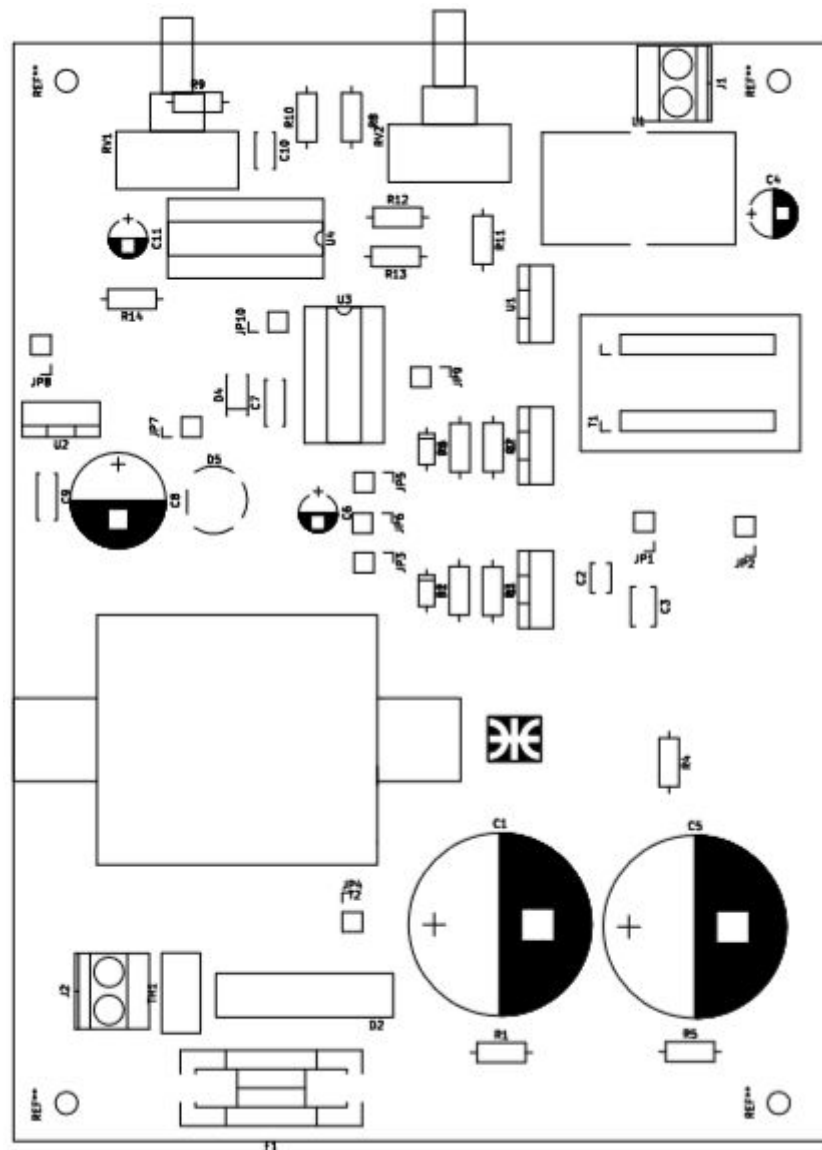


Figura 28: máscara de componentes.