

# Diseño de Circuitos Electrónicos - Proyecto Final - Rev.1

Brian Fuentes - Elías Urquiza - José F. González - Mauro Nacachian

Julio 2021

## Índice

<b>1. Especificaciones</b>	<b>2</b>
<b>2. Topología</b>	<b>2</b>
<b>3. Diseño Teórico</b>	<b>2</b>
3.1. Frecuencia de Conmutación . . . . .	2
3.2. Ciclo de Trabajo . . . . .	3
3.3. Inductancia del Primario . . . . .	4
<b>4. Componentes</b>	<b>4</b>
4.1. Lista . . . . .	4
4.2. Elección detrás de los elementos . . . . .	4
4.3. Capacitores . . . . .	6
4.4. MOSFET . . . . .	6
4.5. Diodo . . . . .	6
<b>5. Simulaciones</b>	<b>7</b>
5.1. Inductancias Parásitas . . . . .	7
5.2. Regulación de carga . . . . .	9
<b>6. Diseño del PCB</b>	<b>10</b>
<b>7. Referencias</b>	<b>11</b>

- **Rev.1** Se definen las especificaciones.

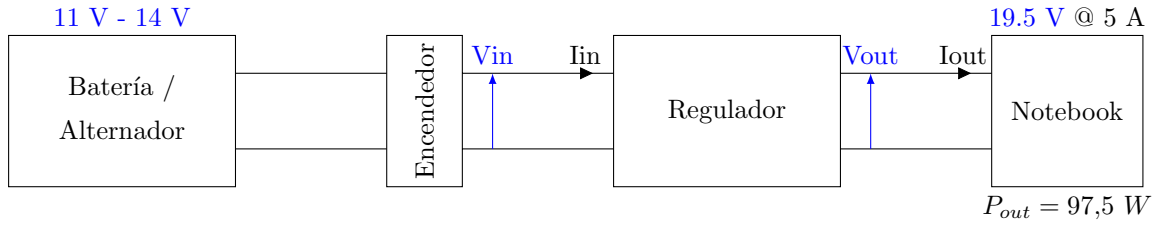


Figura 1: Diagrama de Bloques con Especificaciones.

## 1. Especificaciones

Nos interesa diseñar un regulador conmutado para alimentar Notebooks conectadas al enchufe 'encendedor' de un automóvil como se muestra en la Figura 1. La tensión a regular proviene de la batería de valor nominal 12 V y debe elevarse al estandar de cargadores de notebook 19,5V@5A, luego la topología de conmutación deberá ser elevadora.

Las especificaciones a cumplir se resumen en el Cuadro 1.

	Entrada	Salida	Regulador
Tensión	11 V - 14 V	19.5 V	
Corriente	9.2A	5 A	
Potencia	110 W	98,5 W	
Eficiencia	91 %		

Cuadro 1: Especificaciones del regulador.

## 2. Topología

Para la selección de la topología se revisaron los estándares adoptados por la industria y resumidos en la Figura 2. El punto de operación elegido está levemente fuera de los estándares que tomamos como referencia, pero teniendo en cuenta que estos estándares fueron definidos empíricamente en 1990, y determinados por el estrés que pueden soportar los transistores de conmutación, consideramos que con las frecuencias de conmutación de los controladores actuales es posible salir de ese estándar de forma segura. En ese caso elegimos la fuente Flyback por su simplicidad y bajo costo, según los consejos de la cátedra.

## 3. Diseño Teórico

En la Figura 3 se muestra el esquemático simplificado de un regulador Flyback aislado. En un análisis preliminar se espera que el transistor de conmutación deberá soportar las siguientes condiciones

$$\begin{cases} I_{Dp} & \approx 5,5 \times \frac{P_{out}}{V_{in}} = 5,5 \times \frac{100 \text{ W}}{11 \text{ V}} = 50 \text{ A}_p \\ V_{Dp} & \approx V_{out_{max}} \frac{N_1}{N_2} + V_{in} = 30 \text{ V}_p \end{cases} \quad (1)$$

### 3.1. Frecuencia de Conmutación

La selección de la frecuencia está dada por una relación de compromiso entre los tamaños de los inductores y cuanto pérdida por conmutación se puede admitir. Mayores inductores aumentan la eficiencia pero son físicamente más grandes y costosos.

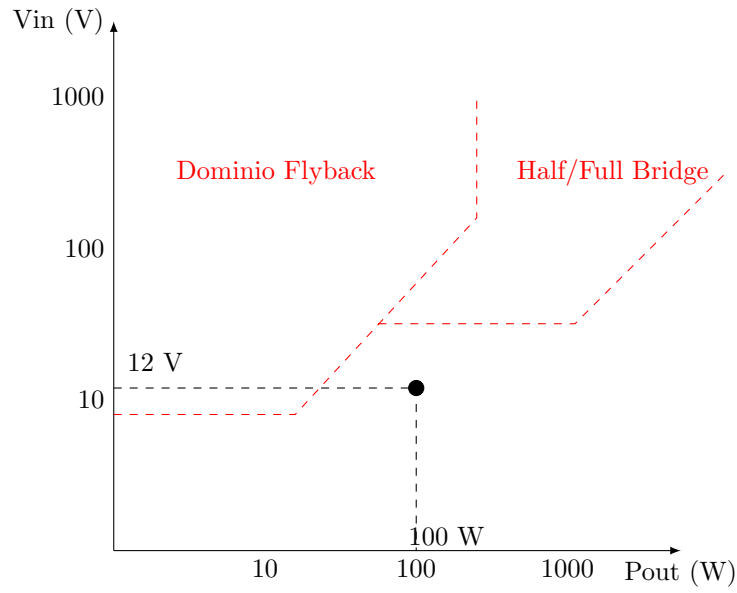


Figura 2: Diagrama de topologías adoptadas por la industria según la aplicación. Fuente: Practical Switching Power Supply Design – Marty Brown – Motorola. 1990

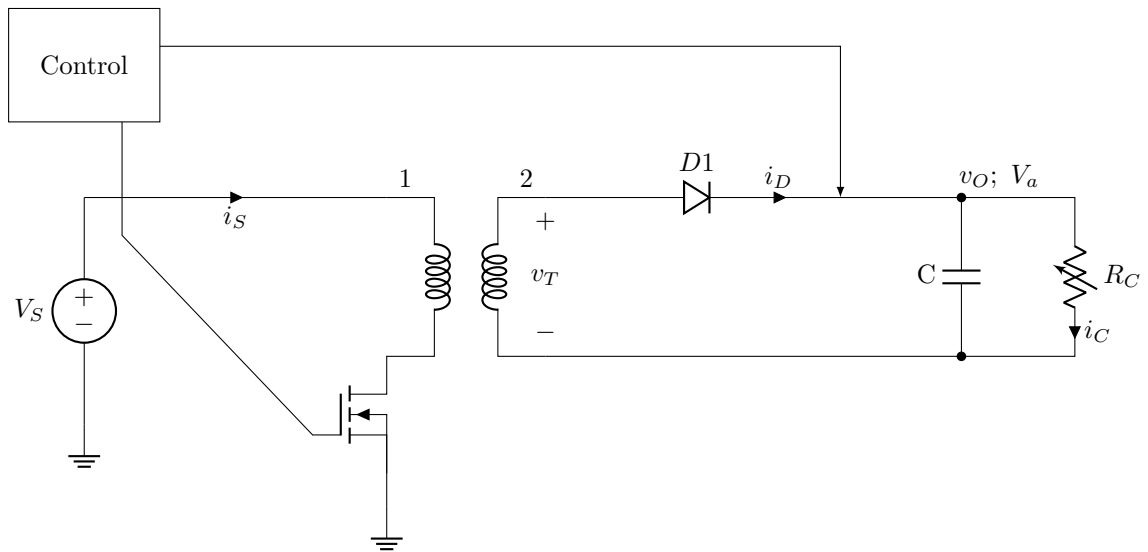


Figura 3: Esquemático simplificado de un regulador Flyback aislado.

### 3.2. Ciclo de Trabajo

Cuando se opera al límite entre modo continuo y discontinuo el ciclo de trabajo relaciona la tensión de entrada con la salida según

$$D = \frac{V_{out} \cdot \frac{N_1}{N_2}}{V_{in} + \frac{N_1}{N_2} V_{out}} \quad (2)$$

Cuando la tensión de entrada es mínima - 11 V - el ciclo de trabajo es máximo. Podemos fijar ese ciclo máximo a un 60 % y obtener una relación

$$\frac{N1}{N2} = 0,85 \quad (3)$$

### 3.3. Inductancia del Primario

El punto límite de funcionamiento es cuando la tensión de entrada es mínima y la corriente por el primario llega a un pico de

$$I1p = (1 - \frac{\Delta I_{IN}}{2.I_{INavg}}).P_{out} \cdot \frac{V_{in} + V_{out} \cdot N}{V_{in} \cdot V_{out} \cdot \eta \cdot N} = 14A \quad (4)$$

Este valor condiciona a la tecnología de componentes para el dispositivo semiconductor y los inductores. Determina también la máxima dimensión del primario, luego la inductancia primaria a mínima entrada y máxima potencia de salida es

$$L1 = \frac{V_{inmin} \times D_{max}}{\Delta I1 \times f} = 62 \mu F \quad (5)$$

$$L2 = N^2 \cdot L1 = 70 \mu F \quad (6)$$

$$\begin{cases} V_{pri} &= V_{sec} \times \frac{N1}{N2} \\ V_{sec} &= V_D + V_{out} \end{cases} \quad (7)$$

## 4. Componentes

### 4.1. Lista

Controlador	LTC1871	
$R_{RUN}$	1 M $\Omega$	-
$R_1$	20 k $\Omega$ 1 %	-
$R_2$	1,3 k $\Omega$ 1 %	-
$R_3$	250 k $\Omega$	
$R_4$	20 k $\Omega$	
$R_{SENSE}$	9 m $\Omega$ 1 %	IRC / TT Electronics
$R_4$	20 k $\Omega$	-
$C_1$	35 nF	-
$C_2$	4.7 $\mu$ F 10V	X5R Kemet
$C_{In}$	33 $\mu$ F 35V	Tántalo
$C_{Out1}$	330 $\mu$ F 35V	Electrolítico
$C_{Out2}$	330 $\mu$ F 35V	Electrolítico
$C_{Out3}$	10 $\mu$ F 35V	X5R Kemet
$C_{Out4}$	10 $\mu$ F 35V	X5R Kemet
Diodo Schottky	MBR20100CT	TO-263
MOSFET	BSC035N04LS	-

### 4.2. Elección detrás de los elementos

En base al circuito propuesto de la figura 3 elegimos aquellos componentes reales, y la mayoría de ellos fácilmente adquiribles en el país, que nos permiten trabajar en el rango de entrada/salida propuesto.

Primeramente. elegimos el circuito integrado que actuará como controlador, decidiéndonos por el LTC1871 puesto que es apto para trabajar en modo de operación flyback, y requiere pocos

componentes. Además, puede sensar al transistor de conmutación de dos formas distintas, una de ellas exclusiva para este controlador, pero finalmente decidimos manejarnos con el método de sensado tradicional, colocando el pin de sensado en el source.

Por otro lado, los transistores MOSFET elegidos son los BSC035N04LS, puesto que estos logran trabajar correctamente a la frecuencia de conmutación requerida, aunque para evitar que disipen demasiada potencia, se determinó que utilizar dos de ellos en paralelo era la opción óptima. Cabe destacar que estos componentes son los únicos que no se encuentran fácilmente en el país, por lo que en caso de no adquirirlos proponemos como reemplazo el transistor AOD4184.

Otro componente de importancia es el diodo a utilizar, dado que este tendrá una cierta caída de tensión entre sus bornes y debe ser capaz de soportar la corriente de salida y la frecuencia de conmutación de esta. Nos decidimos por el modelo MBR20100CT, el cual son 2 diodos Schottky en paralelo y tienen una caída de tensión en directa de aproximadamente 0.8 V a la corriente instantánea de salida (10A). Una observación respecto a este componente, es que en el país se consigue fácilmente con encapsulado TO-220, pero nosotros decidimos utilizar con montaje superficial, por lo tanto en caso de no conseguirlo se lo puede reemplazar por el modelo mencionado.

Finalmente, basándonos en el diseño del inductor acoplado, elegimos utilizar un núcleo E42/21/20-3F3-E250 de ferrite, para el cual se puede conseguir un carretel para colocarlo en el circuito.

A continuación se puede ver un esquema del circuito completo, seguido de una descripción de los componentes pasivos utilizados.

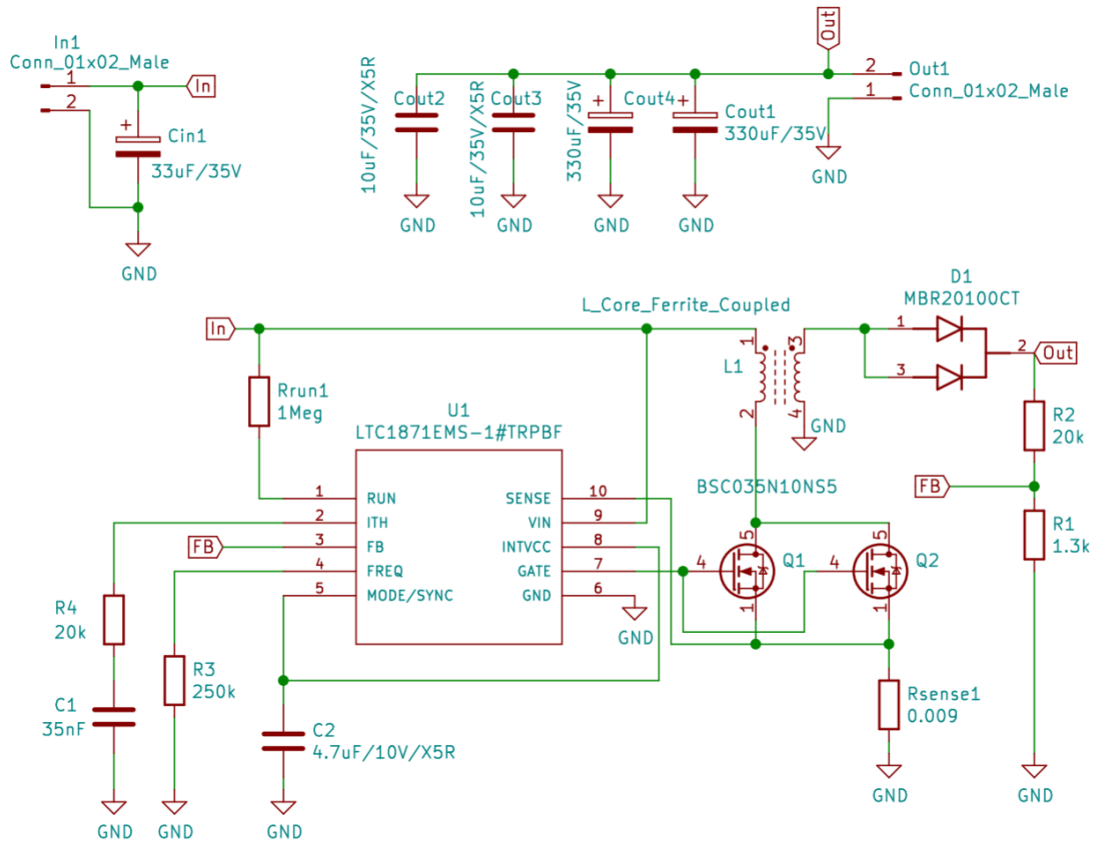
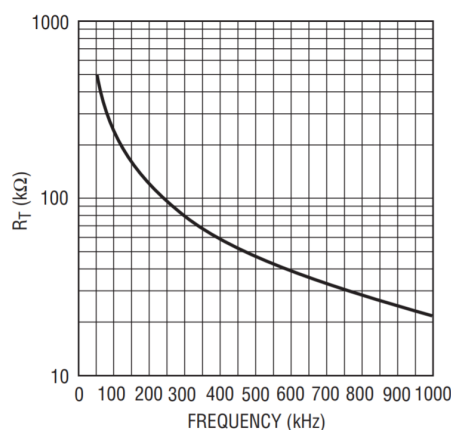


Figura 4: Esquema en Kicad del circuito diseñado.

La resistencia  $R_3$  se eligió en base a la siguiente curva del LTC1871 de manera de obtener 100 kHz.



### 4.3. Capacitores

Los capacitores de salida los elegimos basándonos en la hoja de datos del LTC1871. Buscamos que todos los capacitores soporten una tensión de 35 V como mínimo. Para satisfacer la capacidad mínima ( $C_{OUT} > \frac{I_{OUT_{max}}}{0,01V_{OUT}f} = 250\mu F$ ) seleccionamos dos capacitores electrolíticos Panasonic de 330 $\mu F$  en paralelo, junto con otros 2 capacitores de bajo ESR. Para estos últimos capacitores buscamos que su dieléctrico sea del tipo X5R marca Kemet, con un valor de 10 $\mu F$ , de este modo podemos lograr una ESR (del orden de los 5 m $\Omega$ ) baja (con un ripple de salida del 2 %).

Basándonos en la nota de aplicación de la hoja de datos, la elección del capacitor de entrada no es crítica, por lo tanto decidimos utilizar un electrolítico de Tántalo 33 $\mu F$  y 35V.

### 4.4. MOSFET

Tal como se mencionó, utilizamos el modelo BSC035N04LS. A continuación se muestra la tabla de características máximas:

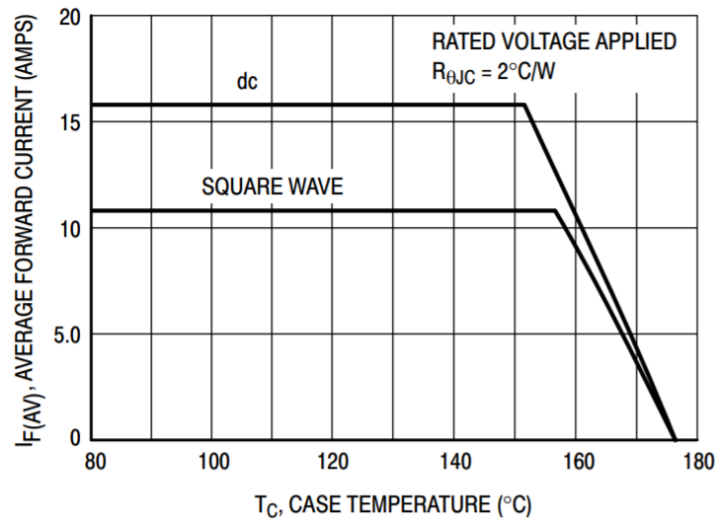
**Table 2 Maximum ratings**

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note / Test Condition
		Min.	Typ.	Max.		
Continuous drain current <sup>1)</sup>	$I_D$	-	-	112 71 92 58 21	A	$V_{GS}=10\text{ V}$ , $T_C=25\text{ }^\circ\text{C}$ $V_{GS}=10\text{ V}$ , $T_C=100\text{ }^\circ\text{C}$ $V_{GS}=4.5\text{ V}$ , $T_C=25\text{ }^\circ\text{C}$ $V_{GS}=4.5\text{ V}$ , $T_C=100\text{ }^\circ\text{C}$ $V_{GS}=10\text{ V}$ , $T_A=25\text{ }^\circ\text{C}$ , $R_{\theta JA}=50\text{ K/W}^2)$
Pulsed drain current <sup>3)</sup>	$I_{D,pulse}$	-	-	448	A	$T_C=25\text{ }^\circ\text{C}$
Avalanche current, single pulse <sup>4)</sup>	$I_{AS}$	-	-	50	A	$T_C=25\text{ }^\circ\text{C}$
Avalanche energy, single pulse	$E_{AS}$	-	-	65	mJ	$I_D=50\text{ A}$ , $R_{GS}=25\text{ }\Omega$
Gate source voltage	$V_{GS}$	-20	-	20	V	-
Power dissipation	$P_{tot}$	-	-	69 2.5	W	$T_C=25\text{ }^\circ\text{C}$ $T_A=25\text{ }^\circ\text{C}$ , $R_{\theta JA}=50\text{ K/W}^2)$
Operating and storage temperature	$T_J$ , $T_{stg}$	-55	-	150	$^\circ\text{C}$	IEC climatic category; DIN IEC 68-1: 55/150/56

En el circuito se incorporan 2 transistores en paralelo para aliviar la disipación de potencia en cada transistor. Por otro lado, se integró la potencia en 1 segundo en cada transistor para verificar si necesitan disipador, y en base al resultado se concluyó que no es necesario.

### 4.5. Diodo

El diodo que proponemos es de tipo Schottky, y el modelo en particular es el MBR20100CT, que viene con 2 diodos en paralelo. A partir del gráfico siguiente de la hoja de datos:



Integramos la corriente que circula por el diodo para obtener en promedio de un segundo, el resultado da aproximadamente 5 A, lo cual esta por debajo de los 10 A, entonces podemos concluir que para su correcto funcionamiento no requiere un disipador.

## 5. Simulaciones

### 5.1. Inductancias Parásitas

Para estimar las inductancias parásitas de las pistas del circuito se utiliza la ecuación de inductor según las distintas áreas del PCB

$$L = \frac{\mu N^2 A}{l} \approx 1,256 \frac{\mu H}{l} A \quad (8)$$

Simulaciones sin considerar los efectos parasitos de las pistas y sin el agregado del snubber:

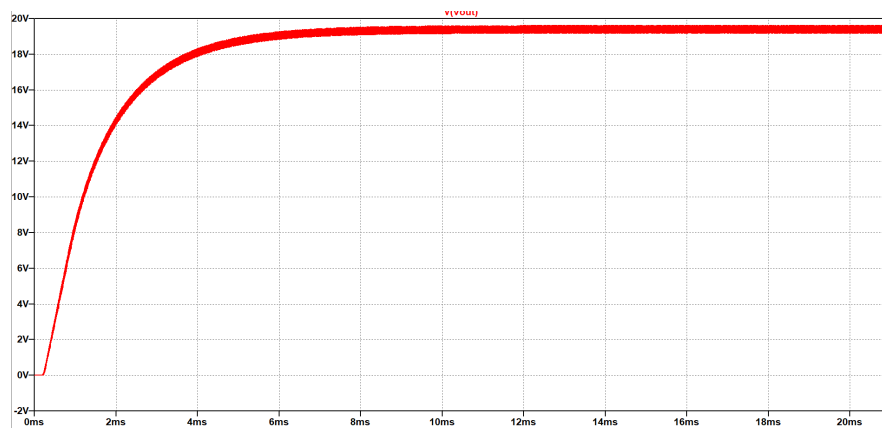


Figura 5: Tensión a la salida.

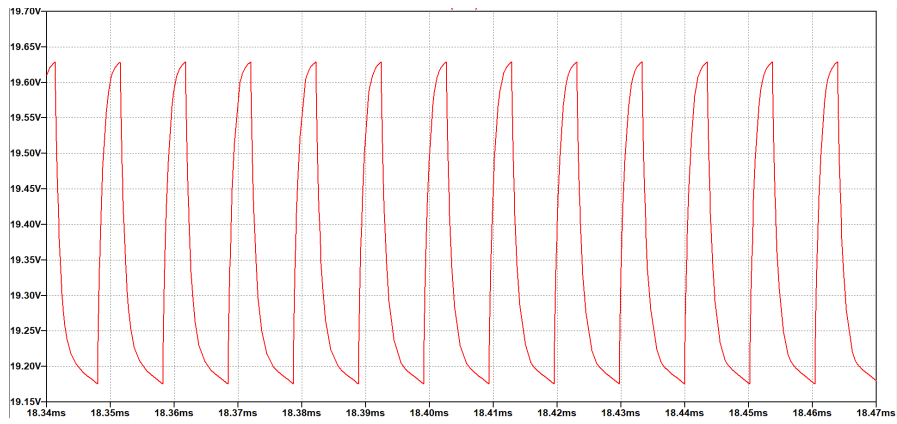


Figura 6:  $V_{ripple}$  observado a la salida.

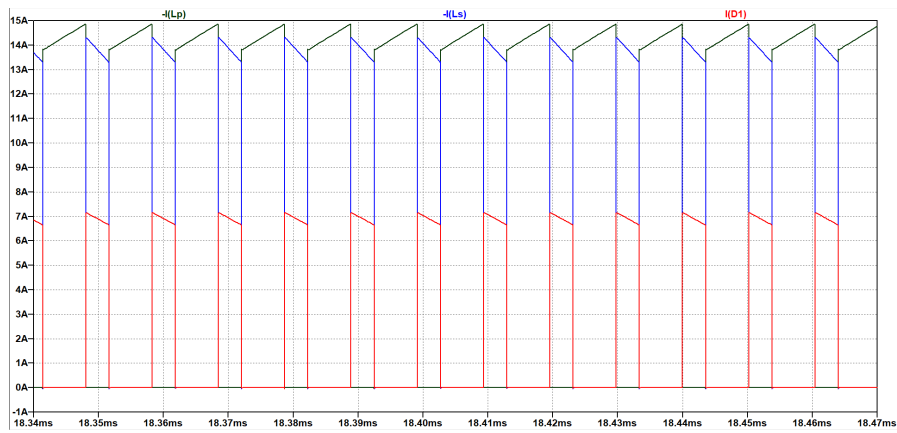


Figura 7: Corrientes - (negro) primario - (azul) secundario - (rojo) diodo.

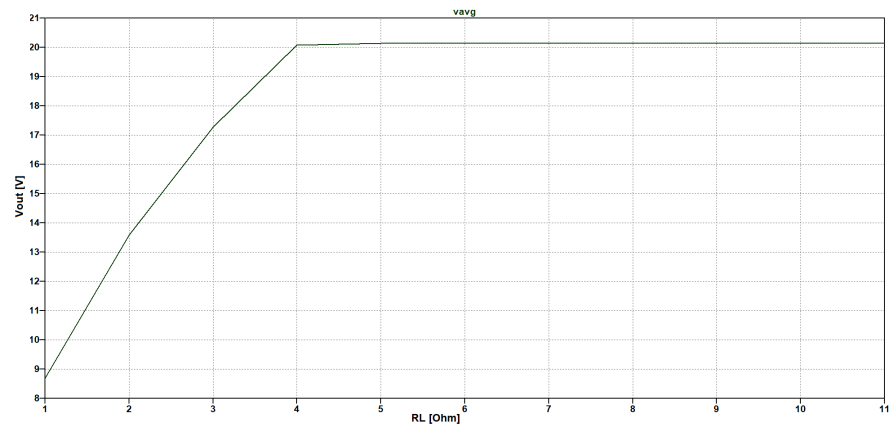


Figura 8: Regulación de Carga para 1 a 11  $\Omega$ .



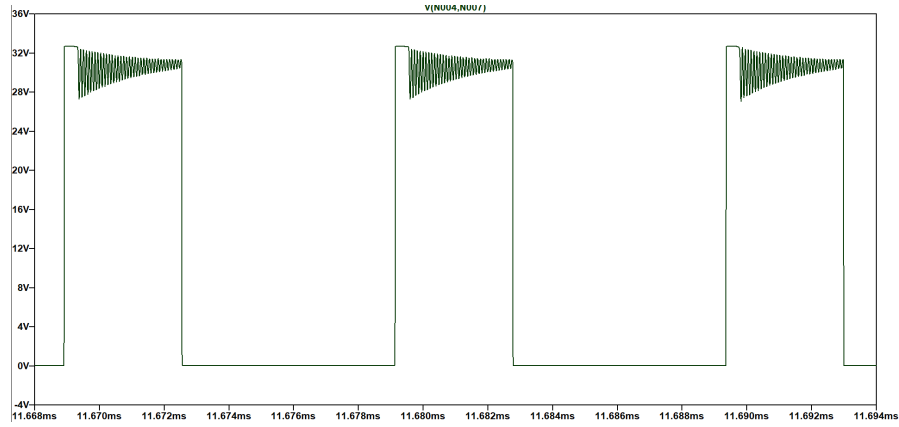


Figura 9: Ringing en la tensión  $V_{DS}$  del Mosfet incluyendo efectos parásitos.

## 5.2. Regulación de carga

En las siguientes simulaciones pudimos corroborar que el regulador es capaz de estabilizar su comportamiento rápidamente ante variaciones de entrada o de la carga.

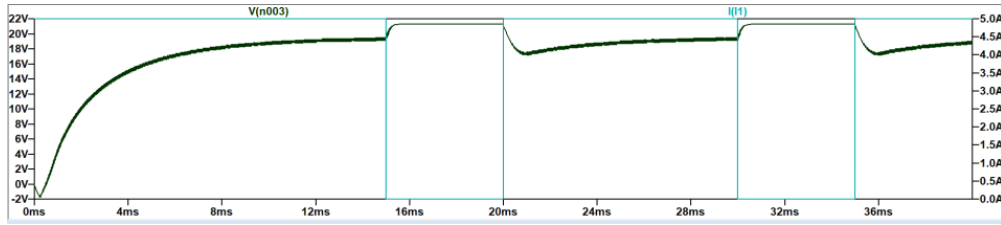


Figura 10: En este caso se simula con una fuente de 5A que se apaga a los 10ms y se vuelve a encender 5ms después.

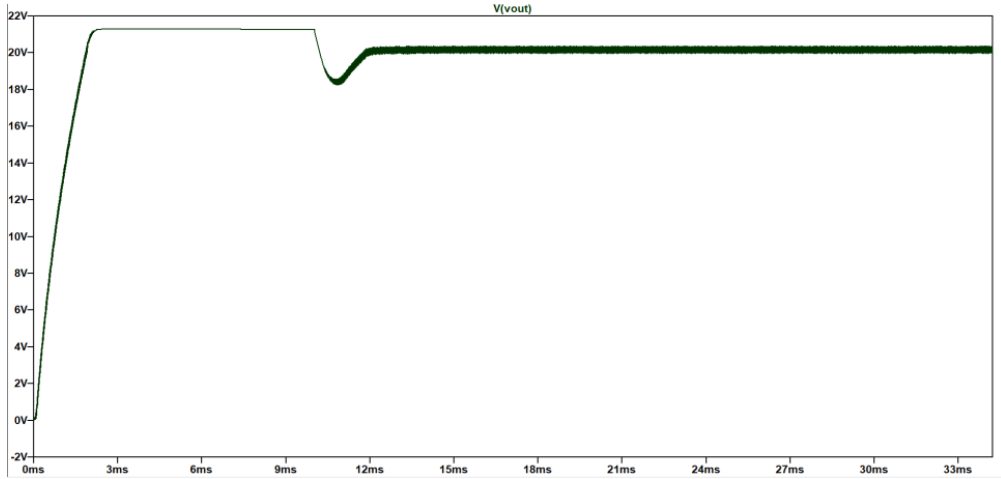


Figura 11: Simulación colocando una carga de  $4\Omega$  después de 10ms.

## 6. Diseño del PCB

Para poder diseñar el PCB, se tuvo que diseñar el footprint del carrete sobre el cual se colocaría el núcleo de ferrita, basándonos en la información provista por el fabricante. De esta forma se pudo determinar el recorrido de las pistas. Tuvimos también en cuenta la posibilidad de inductancias parásitas al colocar el plano de tierra debajo del inductor, por lo que se eligió no cubrir la zona debajo de este.

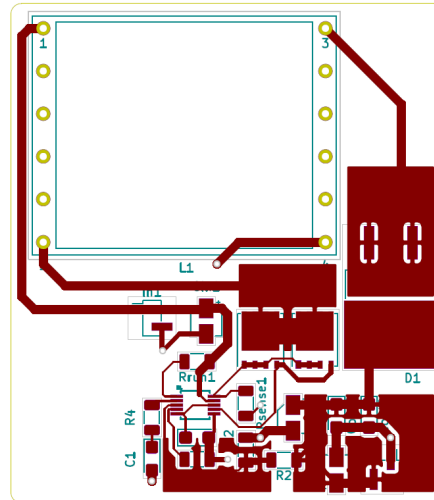


Figura 12: Diseño de PCB mostrando únicamente las pistas frontales.

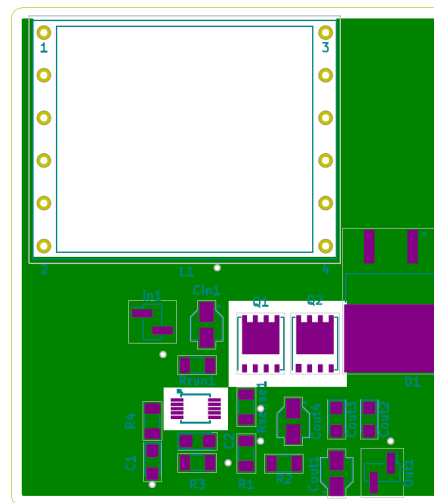


Figura 13: Diseño de PCB mostrando únicamente las pistas dorsales.

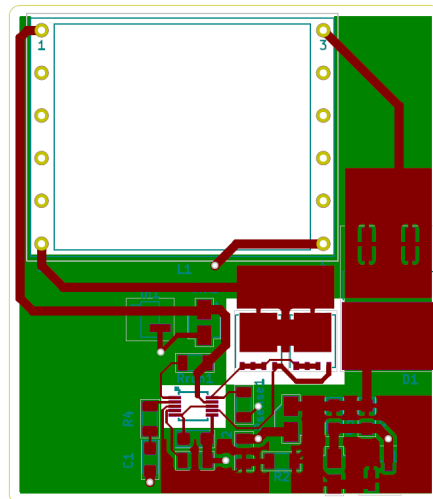


Figura 14: Diseño de PCB mostrando las pistas de ambos lados.

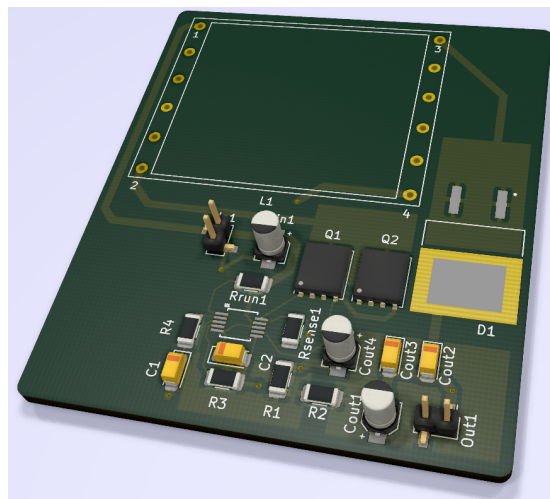


Figura 15: Modelo en tres dimensiones del PCB diseñado.

## 7. Referencias

- Practical switching power supply design I Marty Brown
- Texas Instrument - Application Note - How to Design Flyback Converter With LM3481 Boost
- Texas Instrument - Application Note - How to design an Isolated Flyback using LM5155
- On Semi - Application Note - Design Guidelines for Flyback Converters Using FSQ-series Fairchild Power Switch (FPS™)
- Power Electronics Handbook - Muhammad Rashid - 3rd. edition Controller
- Notas de Cátedra.