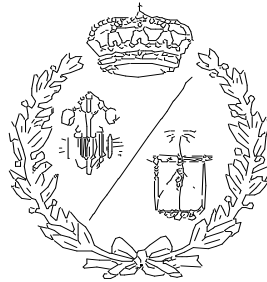


**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN**

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Trabajo Fin de Grado

**Diseño y prototipo demostrador de un
corrector de factor de potencia de 85 W**
(Design and demonstrator prototype of a power
factor corrector of 85 W)

Para acceder al Título de

**GRADUADO EN INGENIERÍA EN
TECNOLOGÍAS INDUSTRIALES**

Autor: David Fernández García

Enero-2017

A mi familia.

A mis amigos y compañeros de clase.

A mi tutor, Dr. Francisco Javier Azcondo Sánchez.

A Javier, Eduardo y Felipe, por su apoyo en el desarrollo del proyecto.

A Sophie.

Índice General

Documento nº 1. Memoria.....	3
Documento nº 2. Anexos.....	12
Documento nº 3. Pliego de condiciones.....	39
Documento nº 4. Mediciones.....	54
Documento nº 5. Presupuesto.....	58

DOCUMENTO N° 1. MEMORIA

Índice Documento nº 1. Memoria

1.1 Objetivo.....	6
1.2 Antecedentes	6
1.3 Alcance.....	6
1.4 Normas y referencias.....	7
1.4.1 Normas.....	7
1.4.2 Referencias	7
1.5 Definiciones.....	8
1.5.1 Glosario de términos	8
1.6 Requisitos básicos	8
1.7 Análisis de soluciones	9
1.8 Resultados finales	10
1.8.1 Descripción del convertidor elevador.....	10
1.8.2 Descripción de la etapa de control	11

Índice de figuras

Figura 1. Diseño esquemático de convertidor Boost	10
Figura 2. Esquemático de la etapa de control. Fuente: Texas Instruments. [2].....	11

1.1 Objetivo

Este proyecto tiene como objetivo el diseño y construcción de prototipo de un circuito corrector de factor de potencia (PFC) de topología elevadora, de manera que se cumplan las especificaciones dadas para el caso de estudio.

1.2 Antecedentes

El número de cargas no lineales conectadas a la red eléctrica ha aumentado considerablemente en los últimos años. La conexión masiva de fuentes de alimentación para cada una de estas cargas deteriora la calidad de la energía suministrada por la red, debido a la inyección de armónicos de corriente por parte de dichas cargas.

Para la regulación y mejora de la calidad de la energía, se ha llegado a una normalización de los valores de factor de potencia exigidos, de manera que la cantidad de armónicos presentes en el suministro sea lo más baja posible

Para adecuar los valores de factor de potencia a la norma, es necesaria la conexión a la red de circuitos que mejoren dicho parámetro, tales como el que se va a diseñar en el presente proyecto.

1.3 Alcance

El proyecto está enfocado como una solución para un caso que debe cumplir unas especificaciones. Por ello, se partirá de las mismas y se comenzará por el desarrollo de un modelo esquemático del circuito.

Después se simulará dicho modelo para comprobar que la respuesta es la esperada, y una vez realizada esta comprobación, se procederá al diseño de la placa PCB mediante software que seguidamente se utilizara para la implementación del circuito.

Tras realizar la PCB, se emplazarán los componentes y se procederá a la toma de medidas experimentales, cotejándolas con las medidas simuladas previamente.

1.4 Normas y referencias

1.4.1 Normas

Para comprobar el correcto funcionamiento del corrector de factor de potencia, los resultados, en términos de factor de potencia y distorsión armónica de la corriente se evaluarán en función de la normativa:

- **IEC61000-3-2:** *"Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase)"*.
- **IEEE 519:** *"Harmonic Control in Electrical Power Systems"*.
- **1100-2005:** *"Recommended Practice for Powering and Grounding Electronic Equipment"*.

1.4.2 Referencias

[1]. Magnetic, *Powder Cores Catalog*. [sitio web]. 2011. Pennsylvania. Disponible en: <https://www.mag-inc.com/>. Última consulta: Noviembre 2016

[2]. Texas Instruments, *UC3854 Application Note*. [sitio web]. 2016. Dallas. Disponible en: <https://www.ti.com/> . Última consulta: Noviembre 2016

1.5 Definiciones

A continuación, se detallan una serie de términos que van a ser recurrentes en el desarrollo del proyecto.

- PWM: Modulador de ancho de pulso (del inglés *Pulse Width Modulator*).
- Feedback: Realimentación.
- Feed-Forward: Anticipación.
- Soft-Start: Sistema de arranque suave.
- PCB: Placa de circuito impreso (del inglés *Printed Circuit Board*)
- Footprint: Huella que dejan los componentes a soldar en la placa.
- DC Bias: Alimentación en continua.
- *Turn-On Snubber*: Circuito de ayuda a la conmutación del MOSFET.

1.5.1 Glosario de términos

Durante el desarrollo del proyecto, se utilizará la siguiente notación:

- Valor variante con el tiempo: $i(t)$
- Valor promediado en período de conmutación: $\langle i \rangle$
- Valor promediado en período de conmutación: I
- Valor de pico: I_{pk}
- Valor en continua: I_{Vdc}

1.6 Requisitos básicos

El circuito que se va a diseñar debe cumplir una serie de especificaciones dadas.

Estas especificaciones serán utilizadas para las pruebas de laboratorio:

- Tensión a la entrada del convertidor:

$$V_{in(RMS)} = 120 \text{ V}$$

- Tensión a la salida del convertidor:

$$V_{out} = 200 \text{ V}$$

- Potencia a la salida del convertidor:

$$P_{out} = 85 \text{ W}$$

- Frecuencia de conmutación:

$$f_s = 100 \text{ kHz}$$

1.7 Análisis de soluciones

Si se tiene en cuenta la diferencia entre las tensiones de entrada y salida, se observa que la tensión a la salida del convertidor es mayor que la tensión a la entrada.

Para que se cumpla dicho requisito, existen varias topologías de convertidores de potencia que se pueden utilizar. Como no se especifica que se necesite un aislamiento, los convertidores tipo *Flyback* quedan descartados. Entre los convertidores tipo *Boost* y *Buck-Boost*, se ha decidido optar por la topología tipo elevador (*Boost*). Este tipo de convertidor tiene la ventaja de usar corriente de entrada continua, el factor de utilización del dispositivo es mayor y el valor de corriente instantánea máxima es menor para un mismo valor de corriente eficaz. Tiene la restricción de que la tensión de salida debe ser mayor que la máxima tensión de entrada

Además, como se verá más adelante, dicho convertidor necesita un circuito que regule el ciclo de trabajo de sus interruptores, de manera que se mantengan los valores de tensión dentro del intervalo requerido.

Si también se desea que el circuito actúe como un corrector de factor de potencia, debemos aunar el control del ciclo de trabajo con dicho aspecto. Para ello, se ha optado por añadir al convertidor un circuito integrado UC3854. Este circuito preregulador cuenta con un PWM capaz de modular señales hasta conseguir un factor de potencia cercano a la unidad, limita

la distorsión de la corriente de línea a valores por debajo del 5%, y tiene regulación *feed-forward*.

De esta forma, el circuito final deberá disponer de una etapa de potencia, que será el propio convertidor elevador, y una etapa de control, que constará del circuito UC3854 y los distintos elementos necesarios para su funcionamiento.

1.8 Resultados finales

1.8.1 Descripción del convertidor elevador

Un convertidor elevador es un circuito DC-DC en cuyos terminales de salida se obtiene una tensión en continua mayor que en sus terminales de entrada.

Se trata de un circuito conmutado, cuyos elementos principales son un almacenador de energía, en este caso una inductancia, y un bloque de conmutación, que constará de un diodo y un transistor MOSFET de potencia.

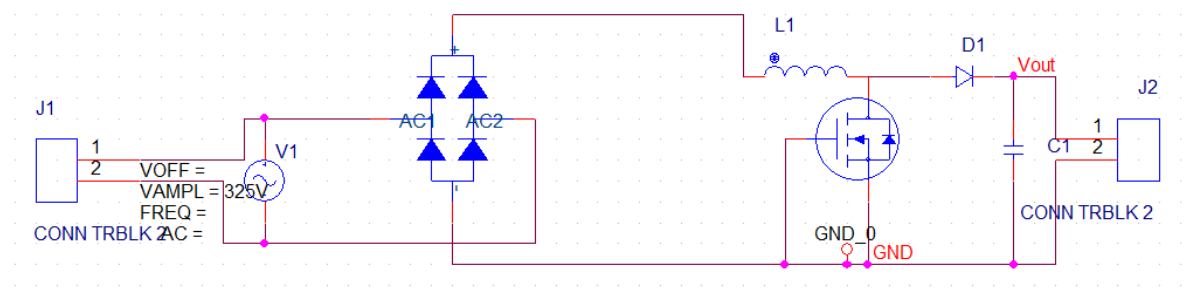


Figura 1. Diseño esquemático de convertidor Boost

La etapa de potencia genera una tensión de salida V_{out} mayor que la tensión de entrada $v_{in}(t)$. La relación de transformación de dicha etapa es la siguiente:

$$M = \frac{V_{out}}{v_{in}(t)} \cdot \frac{1}{1-d} \quad (1)$$

siendo M la relación de transformación y d , el ciclo de trabajo del transistor MOS.

El ciclo de trabajo del transistor se define como la relación entre el tiempo en el que el transistor se encuentra en conducción, y el periodo de conmutación del circuito.

$$d = \frac{t_{on}}{T} \quad (2)$$

1.8.2 Descripción de la etapa de control

Para que el control funcione de la manera deseada, se deben realizar tres lazos distintos:

- Lazo interno de corriente, para controlar la corriente en la inductancia
- Lazo externo de tensión, para controlar la tensión a la salida del convertidor
- Lazo *feed-forward*, para compensar variaciones en la tensión de entrada.

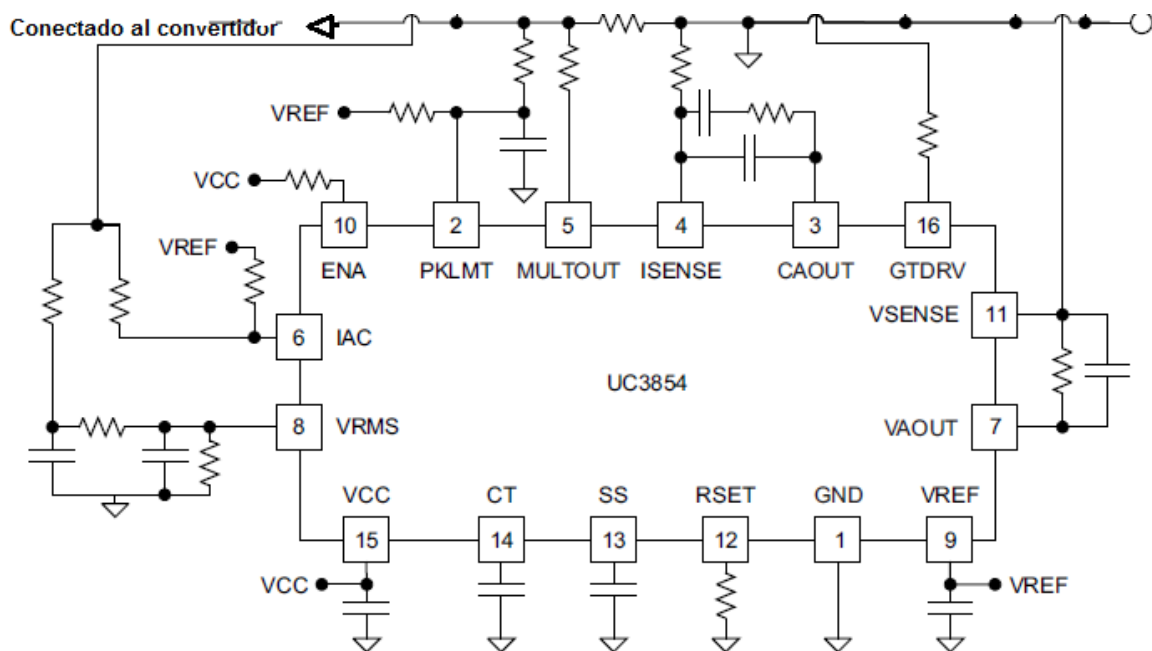


Figura 2. Esquemático de la etapa de control. Fuente: Texas Instruments. [2]

Firma: David Fernández García

DOCUMENTO N° 2. ANEXOS

Índice Documento nº2. Anexos

Anexo 1.Cálculos	15
1.1 Dimensionado y construcción de la inductancia	15
1.2 Dimensionado de componentes necesarios para el correcto funcionamiento del circuito UC3854.	19
1.2.1 Dimensionado del condensador de salida	25
1.2.2 Dimensionado de resistencia de sensado R_s	25
1.2.3 Ajuste del límite de corriente de pico	26
1.2.4 Configuración del multiplicador	27
1.2.5 Ajuste de corriente de entrada al multiplicador	28
1.2.6 Ajuste de la frecuencia del oscilador	30
1.2.7 Compensación del amplificador de error de corriente	30
1.2.8 Estimación de distorsión armónica.....	33
1.2.9 Compensación del amplificador de error de tensión	33
1.2.10 Dimensionado de la red de realimentación.....	34
1.2.11 Dimensionado de condensadores del divisor de tensión en el feed-forward.....	36
1.2.12 Dimensionado del bloque de conmutación	38

Índice de figuras

Figura 3. Punto de elección de núcleo. Fuente: Magnetics.[1].....	16
Figura 4. Gráfica para cálculo de variación de permeabilidad. Fuente: Magnetics.[1].....	17
Figura 5. Tabla de calibres AWG en torno a nuestro punto de trabajo. Fuente: Magnetics. [1]	18
Figura 6. Diagrama de bloques del circuito UC3854.Fuente: Texas Instruments. [2].....	20
Figura 7. Esquema de funcionamiento del UC3854. Fuente: Texas Instruments. [2].....	23
Figura 8. Esquema de lazo de control de corriente. Fuente: Texas Instruments. [2].....	24

Anexo 1. Cálculos

En este capítulo se describe el dimensionado de los distintos componentes que forman el circuito. Se como referencia para el desarrollo el punto cuya tensión es $V_{inRMS}=230 \text{ V}$.

1.1 Dimensionado y construcción de la inductancia

Para dicha tensión, la corriente por la inductancia toma el valor:

$$I_L = \frac{P}{V_{in}} = 1.6 \text{ A} \quad (3)$$

Una vez conocido el valor medio de la corriente por la inductancia, se define un valor de rizado de corriente razonable. Se ha tomado un valor de rizado pico-pico del 50%.

El valor de la inductancia viene dado por la expresión:

$$L = \frac{V_{in} \cdot d}{f_s \cdot \Delta I_{lpp}} \quad (4)$$

Debemos hallar d y ΔI_{lpp} .

$$d = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} = 0.1875 \quad (5)$$

$$\Delta I_{lpp} = I_{max} \cdot 50\% = 0.8 \text{ A} \quad (6)$$

Sustituyendo valores en la expresión de la inductancia:

$$L = \frac{325 \cdot 0.1875}{10^5 \cdot 0.8} = 767.7 \mu H \quad (7)$$

Este es el valor mínimo que debe tomar la inductancia. Una vez conocido dicho valor, se procede a su construcción. Para ello, se optará por un núcleo toroidal, ya que supone un menor tamaño, y menos emisiones electromagnéticas.

Con el fin de conocer el tamaño del núcleo a utilizar, se seguirán una serie de pasos propuestos por el fabricante. [1]

Primero se debe hallar el parámetro relativo a pérdidas en la inductancia:

$$L \cdot \bar{I}^2 = 767.7 \mu\text{H} \cdot 1.6^2 = 1.95 \text{ mAH}^2 \quad (8)$$

Con este valor, y las tablas proporcionadas por el fabricante [1], se obtiene el tipo de núcleo que mejor se ajusta a las especificaciones.

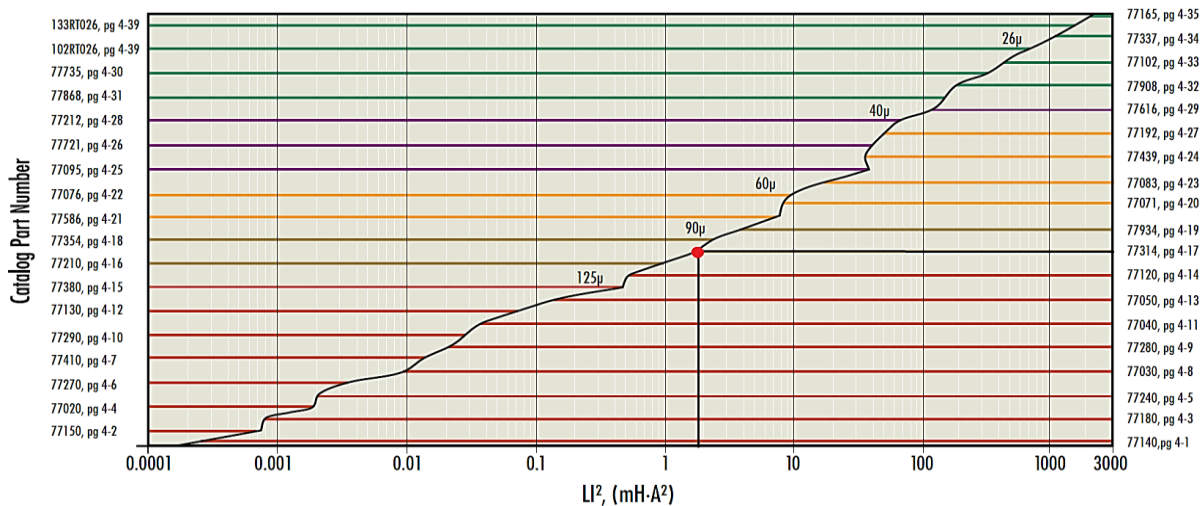


Figura 3. Punto de elección de núcleo. Fuente: Magnetics.[1]

De esa forma, se obtiene un núcleo tipo Kool Mu de permeabilidad 90 μ . Comparando los distintos núcleos del catálogo, se opta por el núcleo 55310A2 de 22.9 mm.

Dicho núcleo tiene las siguientes características:

- $\mu = 90$
- $A_L = 65$ con una tolerancia del 8%
- Área de ventana: $W_A = 139 \text{ mm}^2$
- Área de sección transversal: $A_C = 31.7 \text{ mm}^2$
- Path length: $l_e = 56.7 \text{ mm}$
- Factor de bobinado = 0.7
- Longitud media por vuelta = 40.4 mm

Tras elegir el núcleo, se debe calcular el número de vueltas necesarias para el valor deseado de inductancia.

Se trata de un proceso iterativo:

- 1) Se parte de un número de vueltas inicial:

$$N = \sqrt{\frac{L \cdot 10^3}{A_L}} = 113 \text{ vueltas} \quad (9)$$

tomando como A_L el caso de menor tolerancia

- 2) Se calcula el campo magnético asociado a dicho número de vueltas:

$$H = \frac{N \cdot I}{l_e} = 31.88 \frac{A \cdot T}{cm} \quad (10)$$

- 3) Dicho campo magnético producirá una variación en la permeabilidad del núcleo.

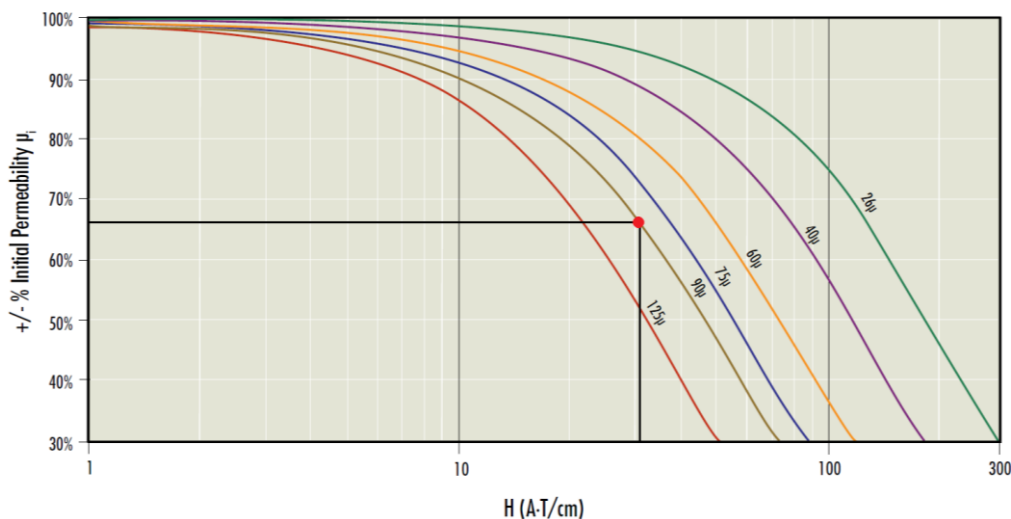


Figura 4. Gráfica para cálculo de variación de permeabilidad. Fuente: Magnetics.[1]

Partiendo de la permeabilidad inicial y del campo magnético, con ayuda de las tablas proporcionadas por el fabricante [1], se calcula dicha variación.

Luego se puede ver que para el número de vueltas inicial y el campo magnético asociado, se produce una disminución en la permeabilidad.

$$\mu' = 0.67 \cdot \mu \quad (11)$$

- 4) Se corrige el número inicial de vueltas con la nueva permeabilidad.

$$N = \frac{113}{0.67} = 169 \text{ vueltas} \quad (12)$$

- 5) Se repiten los pasos 2 y 3 con el nuevo número de vueltas.

Los nuevos valores de campo magnético y permeabilidad son:

$$H = 47.4 \frac{A \cdot T}{cm} \quad (13)$$

$$\mu' = 0.5 \cdot \mu \quad (14)$$

6) Finalmente, se corrige A_L y se calcula la inductancia final:

$$A_L = 0.5 \cdot 59.8 = 29.9 \quad (15)$$

$$L = 853.97 \mu H \quad (16)$$

Vemos que la inductancia final cumple la especificación de inductancia mínima previamente calculada. Una vez calculado el número de vueltas necesario, se procede a la elección del cable a utilizar para la construcción de la inductancia.

Para ello se utiliza la tabla de calibres AWG:

AWG Wire Size	Resistance Ω/meter (x.305= Ω/ft)	Wire O.D. (cm) Heavy Build	Wire Area sq. cm ² (x0.001)	Current Capacity, Amps (listed by columns of Amps/cm ²)				
				200	400	500	600	800
18	.02095	.1095	9.42	1.65	3.29	4.11	4.94	6.58
19	.02640	.098	7.54	1.31	2.61	3.27	3.92	5.22
20	.03323	.0879	6.07	1.04	2.08	2.59	3.11	4.15
21	.04190	.0785	4.84	0.823	1.65	2.06	2.47	3.29
22	.05315	.0701	3.86	0.649	1.30	1.62	1.95	2.59
23	.06663	.0632	3.14	0.518	1.04	1.29	1.55	2.07

Figura 5. Tabla de calibres AWG en torno a nuestro punto de trabajo. Fuente: Magnetics. [1]

Como se ve en la tabla, para una densidad de corriente de 500 A/cm², el cable AWG #21 es capaz de transportar una corriente de 2.06 A, por lo que es capaz de soportar la corriente de nuestro dispositivo.

El siguiente parámetro que se debe obtener es el factor de llenado K_u . Para ello obtenemos de la tabla AWG el área transversal del cable, dado

en la columna *Wire Area*. Dicho dato viene dado en cm^2 , luego se debe convertir a mm^2 .

$$W_{TA} = 4.84 \text{ cm}^2 \times 0.001 = 0.484 \text{ mm}^2 \quad (17)$$

La sección transversal del cable AWG #21 es de 0.484 mm^2 . Si en la inductancia se deben arrollar 169 vueltas de cable, el área ocupada por el cable será de 81.79 mm^2 . En las características del núcleo escogido se da como dato el área de ventana (W_A).

Conocido el área ocupada por el cable, y el área de ventana, podemos obtener el factor de llenado de la inductancia según la expresión:

$$K_U = \frac{\text{Área ocupada por el cable}}{W_A} \times 100 = \frac{81.79 \text{ mm}^2}{139 \text{ mm}^2} \times 100 = 58.88 \% \quad (18)$$

Se observa que el valor de K_U entra dentro de los límites del núcleo anteriormente seleccionado.

En conclusión, para construir la inductancia precisa para el convertidor estudiado, cuyo valor es de $L=853.97 \mu\text{H}$, se debe seleccionar un núcleo 55310A2 de 22.9 mm con 169 vueltas de cable calibre AWG #21.

1.2 Dimensionado de componentes necesarios para el correcto funcionamiento del circuito UC3854.

Como se explicó anteriormente, para que la etapa de potencia funcione de manera deseada, es necesario el dimensionado de una etapa de control.

El núcleo de esta etapa de control es el circuito UC3854. Para que dicho circuito trabaje en el punto designado, se deben realizar una serie de cálculos para dimensionar los componentes que usa.

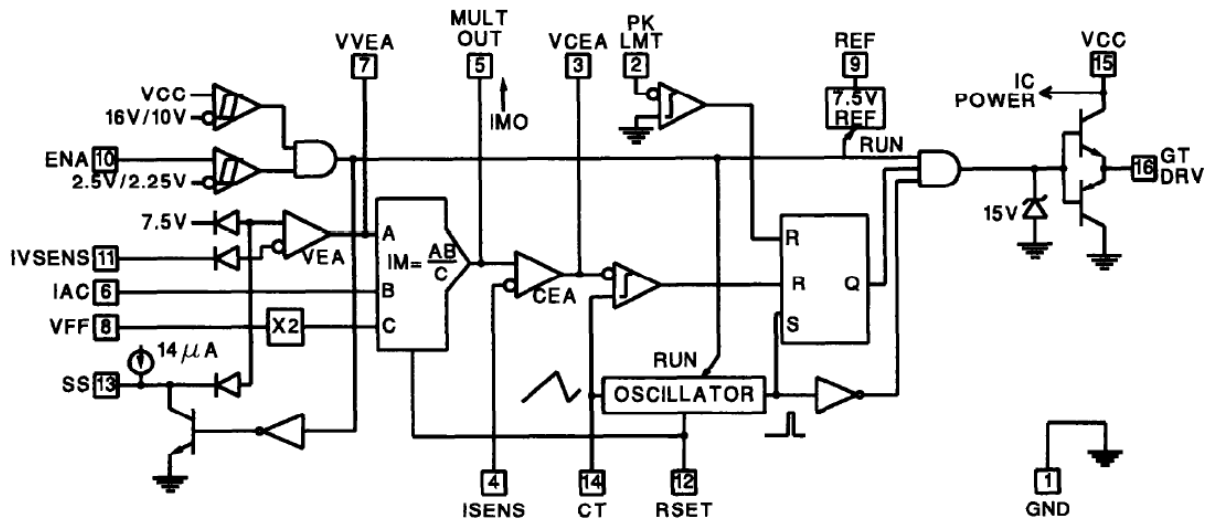


Figura 6. Diagrama de bloques del circuito UC3854. Fuente: Texas Instruments. [2]

Antes de proceder al dimensionado de los componentes, se han de tener en cuenta las especificaciones de tensión y corriente del fabricante para cada pin del circuito integrado, ya que, de no cumplir los valores exigidos, el circuito integrado podría regular erróneamente o incluso dañar o destruir otros componentes.

En base a la figura 4, se va a realizar un estudio pin a pin del circuito integrado, para conocer tanto la función de cada uno como las posibles restricciones de tensión y corriente del fabricante. [2].

- Pin 1: GND. Tierra. Todas las tensiones están medidas respecto a este pin. Los pines V_{CC} (alimentación) y V_{REF} (referencia) deben tener un bypass directamente a GND mediante condensadores cerámicos de al menos $0.1 \mu F$.
- Pin 2: PKLMT. Límite de pico de corriente. El umbral para este pin es 0V. Se debe conectar este terminal al terminal de tensión negativa de la resistencia de sensado de corriente.

Se añade una resistencia a V_{REF} para compensar señales de sensado de corriente negativas a GND.

- Pin 3: CAOUT. Salida del amplificador de corriente. Este pin es la salida del amplificador de amplio ancho de banda que sensa la corriente de línea y ordena al PWM forzar la corriente a su valor correcto. Esta salida oscila en torno a GND, de manera que permite al PWM forzar un ciclo de trabajo nulo si es necesario. La etapa de salida del amplificador de corriente es un transistor de unión bipolar (NPN) emisor-seguidor con una resistencia de $8\text{ k}\Omega$ conectada a tierra.
- Pin 4: ISENSE. Terminal negativo del sensor de corriente. Esta es la entrada inversora al amplificador de corriente. Tanto este terminal, como la entrada no inversora (MULTOUT) permanecen operativos aunque la tensión sea nula. No obstante, dicha tensión no debe llegar a valores por debajo de -0.5 V , ya que está protegido con diodos a GND.
- Pin 5: MULTOUT. Salida del multiplicador y terminal positivo del sensor de corriente. La salida del multiplicador analógico y la entrada no inversora del amplificador de corriente están conectadas a este terminal.

Como la salida del multiplicador es corriente, esta es una entrada de alta impedancia similar a ISENSE, de manera que el amplificador de corriente puede configurarse como amplificador diferencial para evitar ruido por GND.

- Pin 7: VAOUT. Salida del amplificador de tensión. Regula la tensión a la salida. Se mantiene activo aunque I_C este desactivada con VCC o ENA. Por esto, los condensadores de realimentación se mantienen cargados. Si el nivel de tensión baja de 1 V inhibe la salida del multiplicador. Este pin está limitado internamente a $V_{AOUT}=5.8\text{ V}$.
- Pin 8: VRMS. Tensión de línea eficaz. La salida del PWM es proporcional a la corriente de entrada, así que cuando la tensión de

línea en el regulador de tensión del PWM cambia, la salida cambia inmediatamente y lentamente va recuperando su estado regulado.

- Pin 9: VREF. Salida de tensión de referencia. Su valor es de $V_{ref}=7.5\text{ V}$. Es capaz de repartir 10 mA al circuito periférico. Esta limitado internamente para evitar corrientes de cortocircuito. Si VCC o ENA están en bajo, VREF se queda apagado. Debe tener un *bypass* a GND con un condensador de 0.1 μF o más para ganar estabilidad.
- Pin 10: ENA. Enable. Entrada lógica que activa la salida del PWM, la tensión de referencia y el oscilador. Activa también el sistema soft-start (SS). Si no se usa, se debe conectar a una fuente de tensión de 5 V o dejarlo en alto con una resistencia *pull-up* de 22 k Ω .
- Pin 11: VSENSE. Es la entrada al amplificador de tensión inversor. Está conectado a la red Feedback y al convertidor mediante un divisor de tensión.
- Pin 12: RSET. En este terminal se define la corriente de carga del oscilador, así como el límite del multiplicador. Este ajuste se realiza mediante una resistencia (R_{SET}) conectada del terminal a GND. La corriente de salida del multiplicador no debe exceder de 3.75 V dividido entre R_{SET} .
- Pin 13: SS. Soft-Start. Este pin permanece conectado a GND si el circuito está deshabilitado o la tensión de alimentación (V_{CC}) es baja. Este pin eleva la tensión hasta 8 V mediante una fuente de corriente de 14 mA cuando la tensión de alimentación esta activada e I_C está habilitada. Este pin actúa como referencia de entrada al amplificador de tensión si SS es menor que V_{REF} . Con un condensador suficientemente grande conectado desde este pin a GND, la referencia para el amplificador regulador de tensión aumenta lentamente, incrementando el ciclo de trabajo del PWM lentamente.

- Pin 14: CT. Este pin modula la frecuencia del oscilador mediante un condensador.
- Pin 15: VCC. Mediante este pin se alimenta al circuito integrado con una fuente de alimentación de continua. El consumo de corriente es mayor de $I_{BIAS}=20$ mA y aunque el rango admisible de funcionamiento es de 17 a 35 V, para un uso óptimo se recomienda alimentar con 18 V.

Es necesario hacer un bypass de VCC a GND para absorber posibles picos de corriente.

- Pin 16: GTDRV. A través de este pin se envía la señal de control de conmutación al MOSFET. Coincide con la salida del PWM. Esta salida cuenta con una limitación interna de $V_{LMT}=15\text{ V}$ de manera que I_C funcione con VCC de hasta 35 V.

Se recomienda conectar una resistencia de al menos $R_{gate}=5\ \Omega$ entre este pin y la puerta del MOSFET para prevenir la interacción entre impedancia de puerta del mismo y el pin.

A continuación, se explicará brevemente el funcionamiento del regulador, para dar paso a los cálculos para el dimensionado de los componentes necesarios.

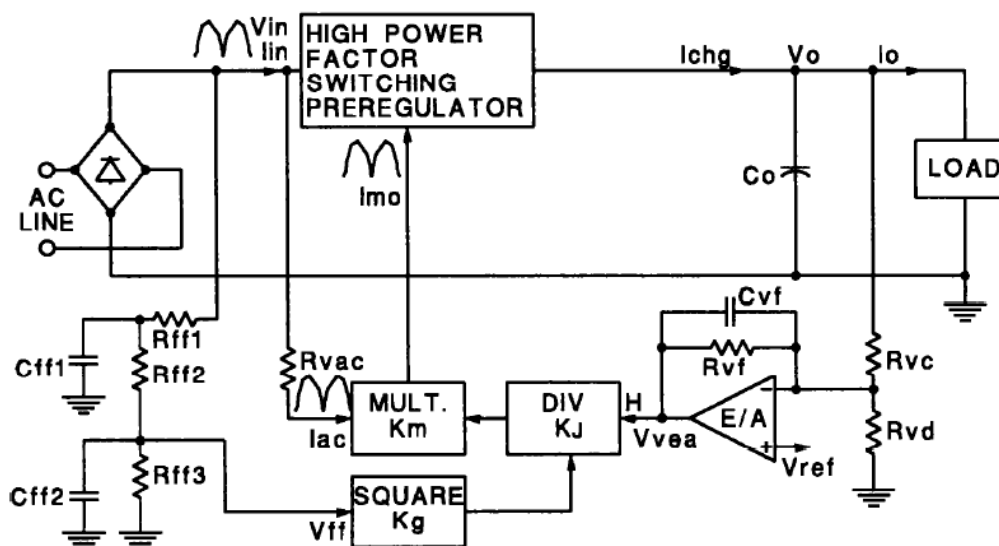


Figura 7. Esquema de funcionamiento del UC3854. Fuente: Texas Instruments. [2]

El elemento más importante en el funcionamiento del UC3854 es el multiplicador.

Este elemento necesita tres parámetros de entrada y devuelve un parámetro de salida. Cada uno de los parámetros se especifica a continuación:

- 1) I_{AC} : Esta corriente se toma a través de la resistencia R_{VAC} y sirve como forma de onda a comparar con la onda diente de sierra en el PWM.
- 2) V_{ff} : Tensión tomada del lazo *feed-forward*.
- 3) V_{vea} : Señal de error a la salida del amplificador.
- 4) I_{SET} : Corriente que entra a través de R_{SET} y limita el máximo de corriente de salida.
- 5) I_{mo} : Corriente de salida que programa el lazo de control de corriente.

El funcionamiento básico se basa en sensar la corriente que circula a través de la resistencia R_s y compararla con la señal de corriente a la salida del multiplicador.

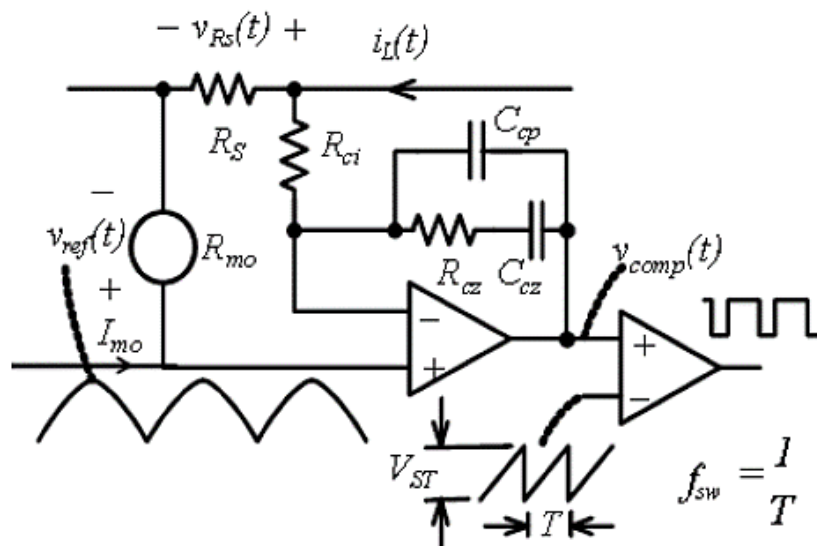


Figura 8. Esquema de lazo de control de corriente. Fuente: Texas Instruments. [2]

El amplificador de error de corriente se configura como un integrador a bajas frecuencias para el control en valor medio de corriente de manera

que la tensión media en la entrada no inversora de dicho amplificador debe ser nula.

Esta entrada actúa como unión para el lazo de control de corriente y añade a la corriente de salida del multiplicador la corriente de sensado. La diferencia entre estos dos valores regula el convertidor.

El lazo *feed-forward* se compara con la tensión a la salida, que debe mantenerse en el valor especificado. En caso de variación en la tensión de entrada, dicho lazo actúa sobre el regulador para mantener la tensión VOUT dentro de los valores establecidos.

Una vez explicado el funcionamiento y las restricciones del fabricante en los valores de tensión y corriente de ciertos pines, se va a proceder al dimensionado de los componentes necesarios para el controlador [2]. Anteriormente se dimensionó la inductancia, cuyo valor será de:

$$L = 853.97 \mu H$$

1.2.1 Dimensionado del condensador de salida

Para calcular el condensador de salida, nos apoyamos en la ecuación:

$$C_o = \frac{2 \times P_{out} \times \Delta t}{V_{out}^2 - V_1^2} \quad (19)$$

donde P_{OUT} es la potencia a la salida, Δt es el tiempo de descarga del condensador y V_{OUT} es la tensión a la salida. Sustituyendo valores:

$$C_o = 450 \mu F$$

1.2.2 Dimensionado de resistencia de sensado R_s

Una vez hallados la inductancia y el condensador, se calcula la corriente de sensado R_S. Para ello, se parte del valor de corriente más alto posible, que se dará cuando la tensión sea más baja. En este caso, el valor más bajo de tensión es V_{RMS} = 80 V.

Para dicha tensión, la corriente toma el valor de:

$$I_{pk} = \frac{P_{in}}{V_{in}} = 4.41 \text{ A} \quad (20)$$

$$I_{pk_{max}} = I_{pk} + \frac{\Delta I}{2} = 5.52 \text{ A} \quad (21)$$

Se debe dimensionar la resistencia de sensado de manera que la caída de tensión por ella sea aproximadamente de 1 V. Luego:

$$R_s = \frac{1 \text{ V}}{I_{pk_{max}}} = 0.18 \Omega \quad (22)$$

Para ajustar este valor con las resistencias disponibles en el laboratorio, se tomará un valor de R_s de 0.22Ω .

Comprobamos el valor de la caída de tensión a través de dicha resistencia:

$$V_{Rs} = R_s \times I_{pk_{max}} = 1.21 \text{ V} \quad (23)$$

El valor de V se aproxima a 1 V, luego se acepta el valor de R_s .

1.2.3 Ajuste del límite de corriente de pico

Ahora se deben dimensionar las resistencias que forman el divisor de tensión entre V_{REF} y R_s para limitar el pico de corriente (pin 2).

Para ello, se parte de dos valores de tensión:

$$V_{Rs} = 1.21 \text{ V}$$

$$V_{REF} = 7.5 \text{ V}$$

El valor de V_{REF} es fijo y viene especificado por el fabricante.

Se deben dimensionar dos resistencias:

$$R_{pk2} = \frac{V_{Rs} \times R_{pk1}}{V_{REF}} \quad (24)$$

Sustituyendo los valores de tensión en la expresión, queda la igualdad:

$$R_{pk2} = 0.162 \times R_{pk1} \quad (25)$$

Un valor recomendado por el fabricante para R_{pk1} es $10 \text{ k}\Omega$. Sustituyendo en la igualdad, $R_{pk2} = 1.6 \text{ k}\Omega$.

Se opta por los valores:

$$R_{pk2} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_{pk1} = 1.5 \text{ k}\Omega$$

De esta forma, la caída de tensión a través de la resistencia de sensado es de 1.125 V, por lo que la corriente de pico máxima es de 5.11 A, menor que el límite superior de trabajo.

Además de estas dos resistencias, se conecta un condensador pequeño, C_{pk} , para añadir inmunidad extra al ruido cuando se opera a baja tensión.

$$C_{pk} = 100 \text{ pF}$$

1.2.4 Configuración del multiplicador

A continuación, se van a calcular los componentes de entrada y salida del multiplicador. Para ello, se parte de la ecuación de la corriente de salida del mismo:

$$I_{mo} = \frac{K_m \times I_{AC} \times (V_{VEA} - 1)}{V_{ff}^2} \quad (26)$$

K_m es una constante del multiplicador y toma el valor $K_m = 1$. Se deben calcular los valores de I_{AC} , V_{VEA} y V_{ff} .

Primero, para calcular el valor de V_{ff} , se parte del valor medio de la tensión a la entrada:

$$V_{in(avg)} = 0.9 \times V_{in(RMS)} = 207 \text{ V} \quad (27)$$

Las tres resistencias y los dos condensadores que se van a calcular forman un filtro paso-bajo de segundo orden, de manera que la salida en continua es proporcional al valor medio de la señal de entrada rectificada.

El divisor de tensión V_{ff} debe cumplir dos condiciones.

Primero, que en el caso de alta tensión de entrada el valor de V_{ff} no sobrepase de 4.5 V. Si esto sucede, el *feed-forward* entra en protección y se deshabilita. La segunda condición es que, en caso de baja tensión

de entrada, el valor de V_{ff} se fije en 1.414 V, en cuyo caso el nodo superior del *feed-forward* tomará un valor de 7.5 V. Además, el valor de V_{ff} debe estar comprendido entre [1.4, 4.5 V]

Partiendo de estas premisas, se plantea el siguiente sistema de ecuaciones, una para la tensión V_{ff} y otra para la tensión del nodo superior, V_{node} :

$$\begin{cases} 1.414 \text{ V} = \frac{V_{in(avg)} \times R_{ff3}}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}} \\ 7.5 \text{ V} = \frac{V_{in(avg)} \times (R_{ff2} + R_{ff3})}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}} \end{cases} \quad (28)$$

$$(29)$$

Para resolver el sistema, fijamos uno de los valores de resistencia. El fabricante recomienda fijar $R_{ff1} = 1 \text{ M}\Omega$. Para este valor, el sistema arroja las siguientes soluciones:

$$R_{ff1} = 1 \text{ M}\Omega$$

$$R_{ff2} = 27 \text{ k}\Omega$$

$$R_{ff3} = 6.8 \text{ k}\Omega$$

Se toman como valores reales disponibles:

$$R_{ff1} = 1 \text{ M}\Omega$$

$$R_{ff2} = 27 \text{ k}\Omega$$

$$R_{ff3} = 8.2 \text{ k}\Omega$$

Para estos valores, la tensión $V_{ff} = 1.63 \text{ V}$ y la tensión en el nodo superior $V_{node} = 7.03 \text{ V}$. Se toman como correctos los valores de resistencia.

1.2.5 Ajuste de corriente de entrada al multiplicador

Una vez halladas las resistencias del *feed-forward*, se procede al cálculo de R_{VAC} . El multiplicador tiene la mejor linealidad a altas corrientes. No obstante, se recomienda ajustar la corriente de entrada a este pin a 0.6 mA. Por lo tanto, se va a dimensionar la resistencia en el caso de mayor tensión, de manera que la corriente se ajuste al valor anterior.

$$R_{VAC} = \frac{V_{pk}}{0.6 \text{ mA}} = \frac{325 \text{ V}}{0.6 \text{ mA}} = 542.11 \text{ k}\Omega \quad (30)$$

Para ajustar el valor a las disponibilidades del laboratorio, se toma el valor:

$$R_{VAC} = 560 \text{ k}\Omega$$

Con este valor de resistencia se debe comprobar el valor de corriente:

$$I_{VAC} = \frac{V_{pk}}{R_{VAC}} = \frac{325 \text{ V}}{560 \text{ k}\Omega} = 0.58 \text{ mA} \quad (31)$$

Se observa que la corriente se aproxima al valor exigido, luego se acepta el resultado.

Además de R_{VAC} , se debe conectar una resistencia entre V_{REF} y el pin 2 para alimentar con una pequeña corriente continua. Dicha resistencia debe de tener un cuarto del valor de R_{VAC} :

$$R_{b1} = \frac{R_{VAC}}{4} = 140 \text{ k}\Omega \quad (32)$$

Para ajustar el valor a las disponibilidades del laboratorio, se toma el valor:

$$R_{VAC} = 150 \text{ k}\Omega$$

Otra limitación para la corriente de salida del multiplicador viene dada por la resistencia R_{SET} . La corriente a la salida I_{mo} no puede ser mayor que el doble del valor de la corriente que pasa por R_{SET} .

Partiendo del valor de I_{AC} anterior, se calcula el valor de R_{SET} para que cumpla dicha condición:

$$I_{AC} = 0.58 \text{ mA} = \frac{3.75 \text{ V}}{R_{SET}} \quad (33)$$

Despejando el valor de la resistencia:

$$R_{SET} = 3232.75 \Omega$$

Para ajustar a disponibilidad del laboratorio, se toma el valor:

$$R_{SET} = 3.3 \text{ k}\Omega$$

Este valor de resistencia fija la corriente I_{AC} a un valor de 0.568 mA, lo cual se acerca a los 0.6 mA requeridos.

El último parámetro necesario para regular I_{mo} es la resistencia a la salida del multiplicador R_{mo} . Se dimensiona dicha resistencia en el caso de mayor tensión a través de la resistencia de sensado.

$$R_{mo} = \frac{V_{RS} \times 1.12}{2 \times I_{AC}} = 1.2 \text{ k}\Omega \quad (34)$$

Este valor de R_{mo} se encuentra disponible, de manera que se toma como real.

1.2.6 Ajuste de la frecuencia del oscilador

Para regular el oscilador, se le envían dos entradas. La corriente que alimenta al oscilador ya está fijada por la resistencia R_{SET} . La frecuencia del oscilador se controla mediante un condensador, cuyo valor viene dado por:

$$C_T = \frac{1.25}{R_{SET} \times f_s} \quad (35)$$

siendo f_s la frecuencia de conmutación del circuito, en nuestro caso, de 100 kHz.

Sustituyendo valores:

$$C_T = 3.8 \text{ nF}$$

Para ajustar a disponibilidad del laboratorio, se toma el valor:

$$C_T = 3.3 \text{ nF}$$

1.2.7 Compensación del error de corriente

La función de transferencia del convertidor elevador a la corriente de entrada tiene una respuesta de polo simple a altas frecuencias. Esto es

debido a que la impedancia de la inductancia del elevador junto con la resistencia de sentido forma un filtro paso-bajo.

La ecuación de la función de transferencia es:

$$\frac{V_{rs}}{V_{CEA}} = \frac{V_{out} \times R_s}{V_s \times sL} \quad (36)$$

Donde V_{CEA} es la tensión a la salida del amplificador, V_s es la tensión pico-pico de la señal rampa, y sL es la impedancia de la bobina. La compensación del amplificador otorga ganancia plana cerca de la frecuencia de conmutación y la descarga de la etapa de potencia del convertidor para compensar correctamente el lazo total.

Un cero a frecuencias bajas en la respuesta del amplificador da ganancia alta que hace que el control de corriente en valor medio funcione.

La ganancia del amplificador cuando se trabaja en frecuencias cercanas a las de conmutación se determina en los puntos de corte de las derivadas de la forma de onda de la corriente por la inductancia con la rampa generada por el oscilador. Si las dos formas de onda no se cortan, el circuito no modula.

Para dimensionar el lazo de control de corriente, primero debemos calcular la ganancia del amplificador.

$$G_{CA} = \frac{V_s}{\Delta V_{RS}} \quad (37)$$

siendo V_s la tensión pico-pico de la rampa, cuyo valor está fijado internamente a 5.2 V, y ΔV_{RS} el rizado de corriente expresado como tensión.

El valor de dicho rizado viene dado por la expresión:

$$\Delta V_{RS} = \frac{V_o \times R_s}{L \times f_s} = 1.03 \text{ Vpk} \quad (38)$$

Por lo tanto, para que ambos valores de tensión tengan el mismo valor, el cual sería el caso límite para un correcto control de corriente, el amplificador debe tener una ganancia de:

$$G_{CA} = \frac{5.2V}{1.03V} = 5.04 \quad (39)$$

Una vez conocida la ganancia, se procede a dimensionar las resistencias de realimentación. Se debe fijar el valor de R_{Ci} al valor de la resistencia a la salida del multiplicador R_{mo} . Una vez fijado el valor de dicha resistencia, el valor de R_{Cz} será el producto de R_{Ci} por la ganancia del amplificador.

$$\begin{aligned} R_{Ci} &= R_{mo} = 1.2 \text{ k}\Omega \\ R_{Cz} &= G_{CA} \times R_{Ci} = 6 \text{ k}\Omega \end{aligned} \quad (40)$$

Para ajustar a disponibilidad del laboratorio, se toma el valor:

$$R_{Cz} = 5.6 \text{ k}\Omega$$

Para estos valores de resistencia, la ganancia toma un valor de 4.6, que es menor que el caso límite, luego se toman los resultados como correctos.

Finalmente, para dimensionar los condensadores del lazo de control de corriente, se parte de la frecuencia de corte de dicho lazo.

Esta frecuencia viene dada por la expresión:

$$f_{Ci} = \frac{V_o \times R_s \times R_{Cz}}{V_s \times 2 \times \pi \times L \times R_{Ci}} = 14.7 \text{ kHz} \quad (41)$$

Si se coloca un cero en la respuesta del amplificador de corriente, debe ser en una frecuencia igual o menor a la frecuencia de corte. Si la frecuencia escogida coincide con la de corte, el margen de fase será de 45° . Si es menor, el margen de fase aumentará. Un margen de fase de 45° tiene bajo sobreimpulso y buena tolerancia a variación de componentes. Se decide poner el cero en la frecuencia de corte para que

la impedancia del condensador a esa frecuencia coincide con R_{Cz} . El valor de dicho condensador viene dado por:

$$C_{Cz} = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{Cz} \times f_{Ci}} = 1.93 \text{ nF} \quad (42)$$

Para ajustar el valor a las disponibilidades del laboratorio, se toma el valor:

$$C_{Cz} = 2 \text{ nF}$$

Se debe añadir un polo a la respuesta del amplificador cerca de la frecuencia de conmutación. Si el polo está alrededor de la mitad del valor de la misma, no afectará a la respuesta en frecuencia del lazo de control.

$$C_{Cp} = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{Cz} \times f_s} \quad (43)$$

Sustituyendo valores:

$$C_{Cp} = 280 \text{ pF}$$

1.2.8 Estimación de distorsión armónica

En este paso se debe decidir el máximo valor de THD y las contribuciones de cada armónico. Se opta por un valor del 3% del tercer armónico de alterna. Este porcentaje se divide entre la tensión de entrada al *feed-forward* (1.5%) y la tensión a la salida del amplificador V_{VAO} (1.5%).

1.2.9 Compensación del amplificador de error de tensión

Para la compensación del amplificador de error de tensión, se parte del valor de rizado de tensión a la salida:

$$V_{opk} = \frac{P_{in}}{2 \times \pi \times C_o \times V_o \times f_r} = 1.89 \text{ Vdc} \quad (44)$$

siendo f_r la frecuencia de rizado del segundo armónico, cuyo valor es de 100 Hz.

Una vez conocido el rizado de tensión a la salida del convertidor, se debe ajustar la ganancia y el rizado de tensión a la salida del amplificador. Para ello, se reduce el valor de V_{opk} al permitido en la salida del amplificador.

Para el UC3854, $\Delta V_{VAO} = 4V$, ya que viene fijado por el fabricante. En 2.1.2.8, se estimó un 1.5 % de rizado. La ganancia será entonces:

$$G_{VA} = \frac{\Delta V_{VAO} \times 1.5\%}{V_{opk}} = 0.03 \quad (45)$$

1.2.10 Dimensionado de la red de realimentación

EL primer paso en el diseño de la red de realimentación es escoger el valor de R_{vi} . El criterio a seguir para obtener dicho valor es el siguiente. Se debe tomar un valor:

- Lo suficientemente bajo para que la corriente de alimentación del amplificador no afecte a la red.
- Lo suficientemente alto para que no disipe demasiada potencia.

La elección puede ser arbitraria, mientras se cumplan dichas restricciones. Por lo tanto, se escoge una resistencia de 560 kΩ.

A continuación, se debe dimensionar el condensador de realimentación. Dicho condensador ajusta la ganancia de la frecuencia de rizado del segundo armónico y debe dimensionarse de manera que el amplificador tenga la ganancia correcta.

Su valor viene dado por la ecuación:

$$C_{vf} = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{vi} \times G_{VA} \times f_r} \quad (46)$$

Sustituyendo valores, el valor de C_{vf} será de 70 nF. Para ajustar a la disponibilidad del laboratorio, se toma como valor

$$C_{vf} = 47 \text{ nF}$$

Una vez calculado el condensador de realimentación, se debe ajustar la tensión de salida en continua. Para ello se utiliza un divisor de tensión formado por R_{vi} y R_{vd} . El valor de R_{vi} ha sido calculado anteriormente, luego se procede a calcular el valor de R_{vd} .

Para ello, se debe tomar un valor que cumpla las especificaciones de valor de tensión a la salida del convertidor (400Vdc) y el valor de tensión de referencia V_{REF} (7.5Vdc).

La expresión para hallar R_{vd} es la siguiente:

$$R_{vd} = \frac{R_{vi} \times V_{REF}}{V_o - V_{REF}} \quad (47)$$

Sustituyendo por los valores dados:

$$R_{vd} = 10.7 \text{ k}\Omega$$

Para ajustar a la disponibilidad de laboratorio, se tomará el valor de 10 $\text{k}\Omega$.

La frecuencia del polo del amplificador de error de tensión se halla igualando la ecuación de ganancia del lazo a uno, y despejando la frecuencia. La ganancia del lazo de tensión es el producto de la ganancia del amplificador y la de la etapa de potencia, que puede expresarse en términos de potencia de entrada. Esto permite expresar la ganancia de la etapa de potencia de la siguiente forma:

$$G_{bst} = \frac{P_{in} \times X_{Co}}{\Delta V_{vea} \times V_o} \quad (48)$$

siendo X_{Co} la impedancia del condensador de salida, ΔV_{vea} el rango de tensión a la salida del amplificador (4 V para el UC3854) y V_o es la tensión de continua a la salida.

La ganancia del amplificador sobre el polo en su respuesta en frecuencia viene dada por la expresión:

$$G_{VA} = \frac{X_{cf}}{R_{vi}} \quad (49)$$

siendo X_{cf} la impedancia del condensador de realimentación.

La ganancia total del lazo de tensión será el producto de G_{bst} y G_{va} :

$$G_V = \frac{P_{in} \times X_{Co} \times X_{cf}}{\Delta V_{vea} \times V_o \times R_{vi}} \quad (50)$$

Para hallar la frecuencia de ganancia unitaria, se iguala esta expresión a uno, despejando dicha frecuencia:

$$f_{vi}^2 = \frac{P_{in}}{\Delta V_{vea} \times V_o \times R_{vi} \times C_o \times C_{vf} \times 4 \times \pi^2} \quad (51)$$

Sustituyendo, la frecuencia toma el valor:

$$f_{vi} = 17.88 \text{ Hz}$$

El valor de R_{vf} se halla ajustándolo a la impedancia de C_{vf} a la frecuencia anterior.

$$R_{vf} = \frac{1}{2 \times \pi \times f_{vi} \times C_{vf}} = 189.4 \text{ k}\Omega \quad (52)$$

Para ajustar a la disponibilidad del laboratorio, se toma el valor:

$$R_{vf} = 180 \text{ k}\Omega$$

1.2.11 Dimensionado de condensadores del divisor de tensión en el feed-forward

Los condensadores del divisor de tensión en el *feed-forward* atenúan el rizado de tensión en la entrada rectificada.

El rizado del segundo armónico en la entrada de tensión alterna es de 66.2%. La cantidad de atenuación requerida, o ganancia del filtro, coincide con la distorsión del tercer armónico, que fue fijada anteriormente a 1.5%, dividida entre 66.2%:

$$G_{ff} = \frac{\% THD}{66.2 \%} = 0.0227 \quad (53)$$

Los dos polos del filtro son colocados en la misma frecuencia para conseguir el mayor ancho de banda. La ganancia total es el producto de las ganancias de los dos filtros.

A continuación, en base a la ganancia del filtro, se calcula la frecuencia de corte, necesaria para hallar los valores de capacidad de ambos condensadores.

$$f_p = \sqrt{G_{ff}} \times f_r = 15 \text{ Hz} \quad (54)$$

Una vez hallada la frecuencia de corte, se procede a calcular las capacidades:

$$C_{ff1} = \frac{1}{2 \times \pi \times f_p \times R_{ff2}} \quad (55)$$

$$C_{ff2} = \frac{1}{2 \times \pi \times f_p \times R_{ff3}} \quad (56)$$

Sustituyendo valores, las capacidades toman el valor de:

$$C_{ff1} = 327 \text{ nF}$$

$$C_{ff2} = 1 \text{ }\mu\text{F}$$

Para ajustar a disponibilidad en el laboratorio, se toman los valores:

$$C_{ff1} = 680 \text{ nF}$$

$$C_{ff2} = 1 \text{ }\mu\text{F}$$

Una vez hallado el valor de los condensadores, la etapa de dimensionado de componentes se da por finalizada. A continuación, se procede a la comprobación del comportamiento del circuito mediante simulaciones.

1.2.12 Dimensionado del bloque de conmutación

Para la elección del diodo y del MOSFET, se debe tener en cuenta tanto el nivel de tensión y corriente que han de soportar, como la velocidad de conmutación que son capaces de resistir. Aunque nuestro punto de trabajo es de 120 V y 0.7 A, se sobredimensionarán los interruptores, de manera que sean más seguros, y funcionen correctamente en aplicaciones posteriores con mayores valores de tensión y corriente.

Por lo tanto, se ha optado por un diodo de potencia RHRP860, capaz de soportar 600 V y 17 A, y un MOSFET 18NM80, capaz de soportar 800 V y 17 A.

DOCUMENTO N° 3. PLIEGO DE CONDICIONES

Índice Documento nº3. Pliego de condiciones

3.1 Especificaciones de materiales	42
3.2 Simulaciones en PSPICE.....	42
3.3 Diseño de la PCB.....	44
3.4 Ensayo de prototipo	49

Índice de figuras

Figura 9. Esquemático del PFC en entorno PSPICE.	43
Figura 10. Corriente rectificada a través de la inductancia.	44
Figura 11. Tensión rectificada a la entrada del elevador.....	44
Figura 12. Esquema de capa TOP. Componentes y rutas.....	46
Figura 13. Esquema de capa BOTTOM. Componentes y rutas	47
Figura 14. Esquema de PCB con relleno de cobre.....	48
Figura 15. Capa superior de PCB	49
Figura 16. Capa inferior de PCB.....	50
Figura 17. Conexión del prototipo	50
Figura 18. Corriente de entrada con corrección de factor de potencia. 0.65 A.....	51
Figura 19. Tensión en continua a la salida. 196 V	51
Figura 20. Pulso generado por PWM.....	52
Figura 21. Tensión en nodo intermedio de feed-forward	52
Figura 22. Tensión y corriente a la entrada	52
Figura 23. Factor de potencia. 0.982.....	53
Figura 24. Corriente de entrada y componentes armónicos.	53

3.1 Especificaciones de materiales

Cuando se pone en funcionamiento el prototipo, la zona cuyo comportamiento es más crítico es el bloque de conmutación.

El transistor y el diodo deben ser rápidos en la conmutación, ya que de lo contrario podrían destruirse y dañar el resto del circuito. Los valores límite de tensión y de corriente que deben soportar dependen de los requisitos de diseño del convertidor. En este proyecto, el bloque de conmutación debe soportar al menos $I_L=0.7$ A y $V_{out}=200$ V.

El condensador de salida C_o se va a someter a tensiones altas, de manera que debe soportar al menos $V_{out}= 400$ V.

La carga a conectar será de $R_{load}= 640 \Omega$, pero ha de estar formada por resistencia de potencia. El circuito va a estar recibiendo $P_{in}= 85$ W de potencia, luego dichas cargas deben soportar por lo menos dicho valor. Para evitar un aumento excesivo de temperatura en las cargas, se utilizarán resistencias capaces de soportar hasta 1 kW.

La resistencia de sensado (R_s), al estar conectada a la etapa de potencia, va a soportar valores de tensión y corriente mayores que las conectadas a la etapa de control. Por ello, se debe conectar una resistencia de al menos $P_{Rs}= 5$ W. La resistencia de senado conectada soporta una potencia de hasta $P_{Rs}= 7$ W.

3.2 Simulaciones en PSPICE

Para comprobar que todos los componentes están bien dimensionados, y que el comportamiento del circuito es el esperado, se realiza una simulación en entorno OrCAD PSpice, como paso previo al diseño de la PCB. Para ello, se ha utilizado un modelo promedio del convertidor, que nos permite verificar el efecto de los controladores, aunque no tiene en cuenta los efectos de rizado.

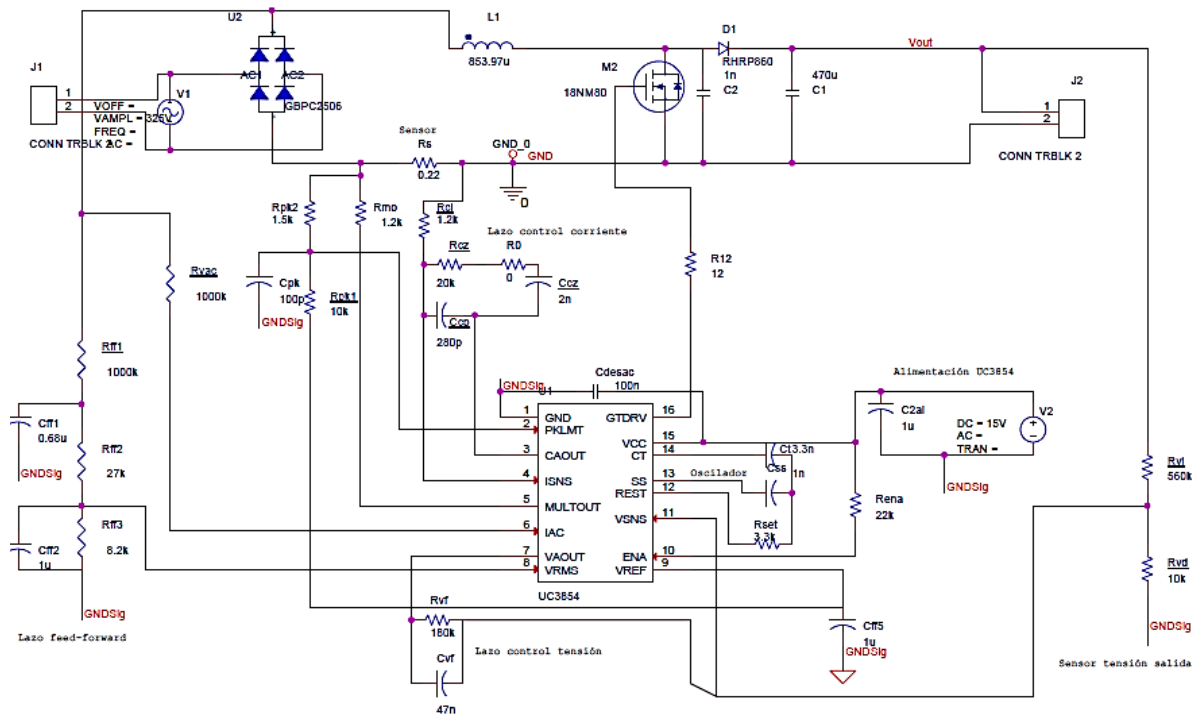


Figura 9. Esquemático del PFC en entorno PSPICE.

Como se observa en la figura, al modelo se le ha añadido un rectificador de puente de diodos, para rectificar la forma de onda a la entrada. También se han colocado un condensador de desacoplo entre los pines 1 y 15 del UC3854, y una red *Turn-On Snubber* en el MOSFET, para mejorar la respuesta del circuito.

Los parámetros que se van a simular son la tensión a la entrada y la corriente a través de la inductancia, es decir, la corriente de entrada.

Parámetros a introducir:

$$V_{in(RMS)} = 120 \text{ V}$$

Las formas de onda obtenidas de la simulación son las siguientes:

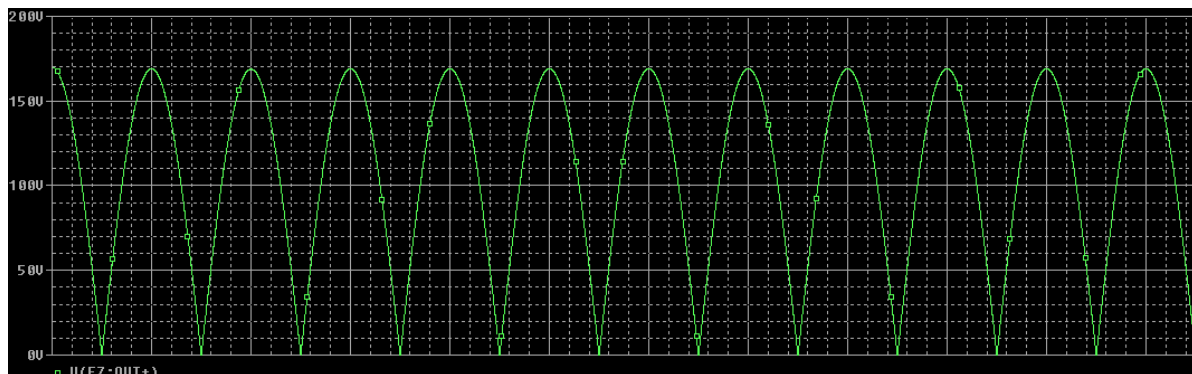


Figura 10.. Tensión rectificada a la entrada del elevador.

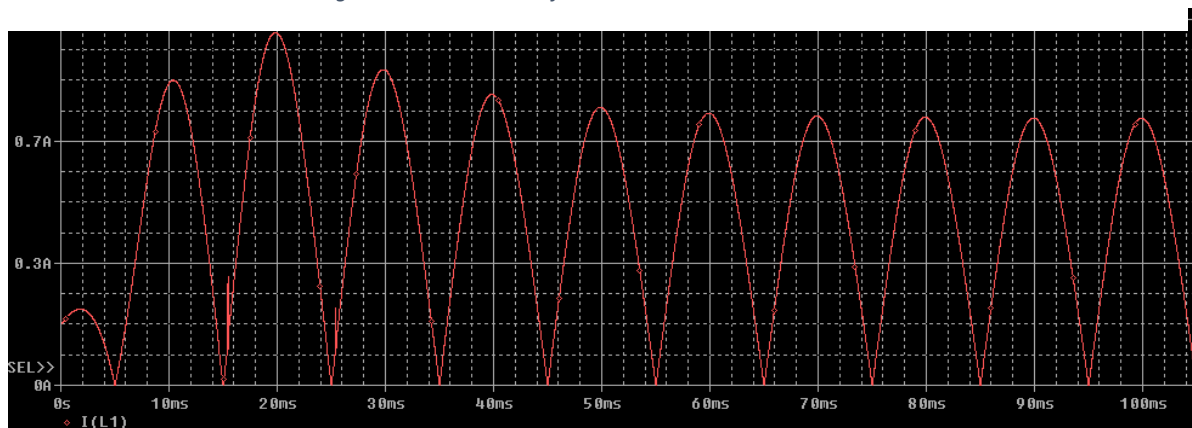


Figura 11. Corriente rectificada a través de la inductancia.

Como se puede apreciar en las figuras 10 y 11, la forma de onda de tensión está rectificada, y tras un breve transitorio de 30 milisegundos, la forma de onda de corriente se pone en fase con la tensión, siendo su valor proporcional. De esta forma se puede decir que el circuito está correctamente dimensionado, ya que el control se está realizando de la forma exigida.

3.3 Diseño de la PCB

Para el correcto diseño de la placa de circuito impreso (PCB), se deben seguir una serie de pautas que se detallan a continuación.

- Reducir la longitud de ruteado.
- Limitar los vértices de las pistas a 45°, ya que si los giros se producen a 90°, pueden ejercer como “antenas” e introducir ruido al circuito.

- La inductancia, el transistor y el diodo deben estar lo más cerca posible entre ellos, para mejorar el funcionamiento.
- Evitar los lazos de pista cerrados.
- Se debe dejar un espacio suficiente entre pistas próximas para evitar el arco eléctrico.
- Para facilitar el soldado, se tratarán de situar los componentes en la capa superior, dejando las pistas en la capa inferior.
- Se deben diseñar los planos de tierra para la etapa de potencia y la etapa de control por separado. A la hora de proceder al soldado, se unen ambos planos mediante un cable auxiliar, de manera que ambos circuitos estén conectados a una tierra común.

En las figuras 12,13 y 14 se puede ver el layout de los componentes en la PCB.

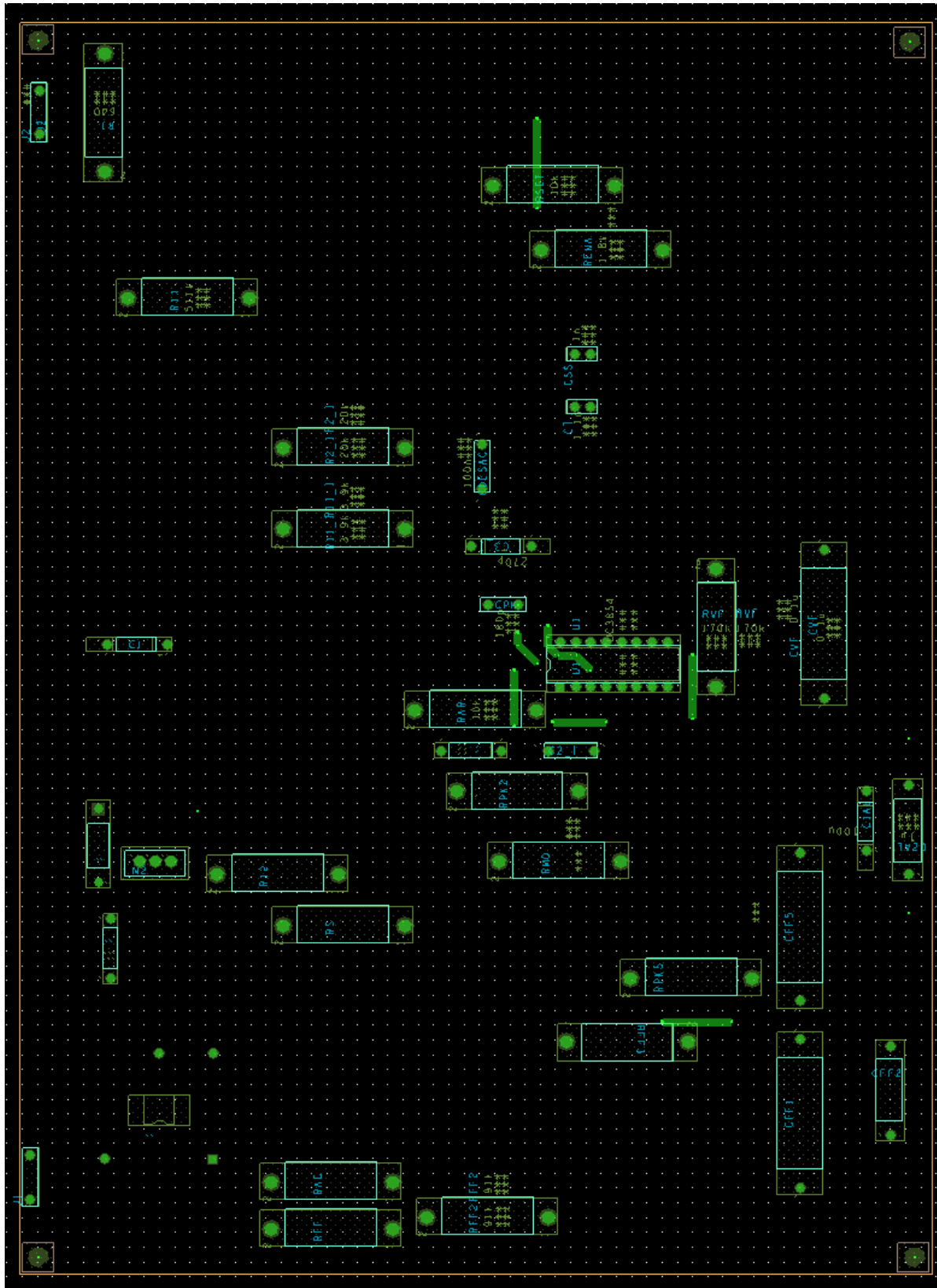


Figura 12. Esquema de capa TOP. Componentes y rutas

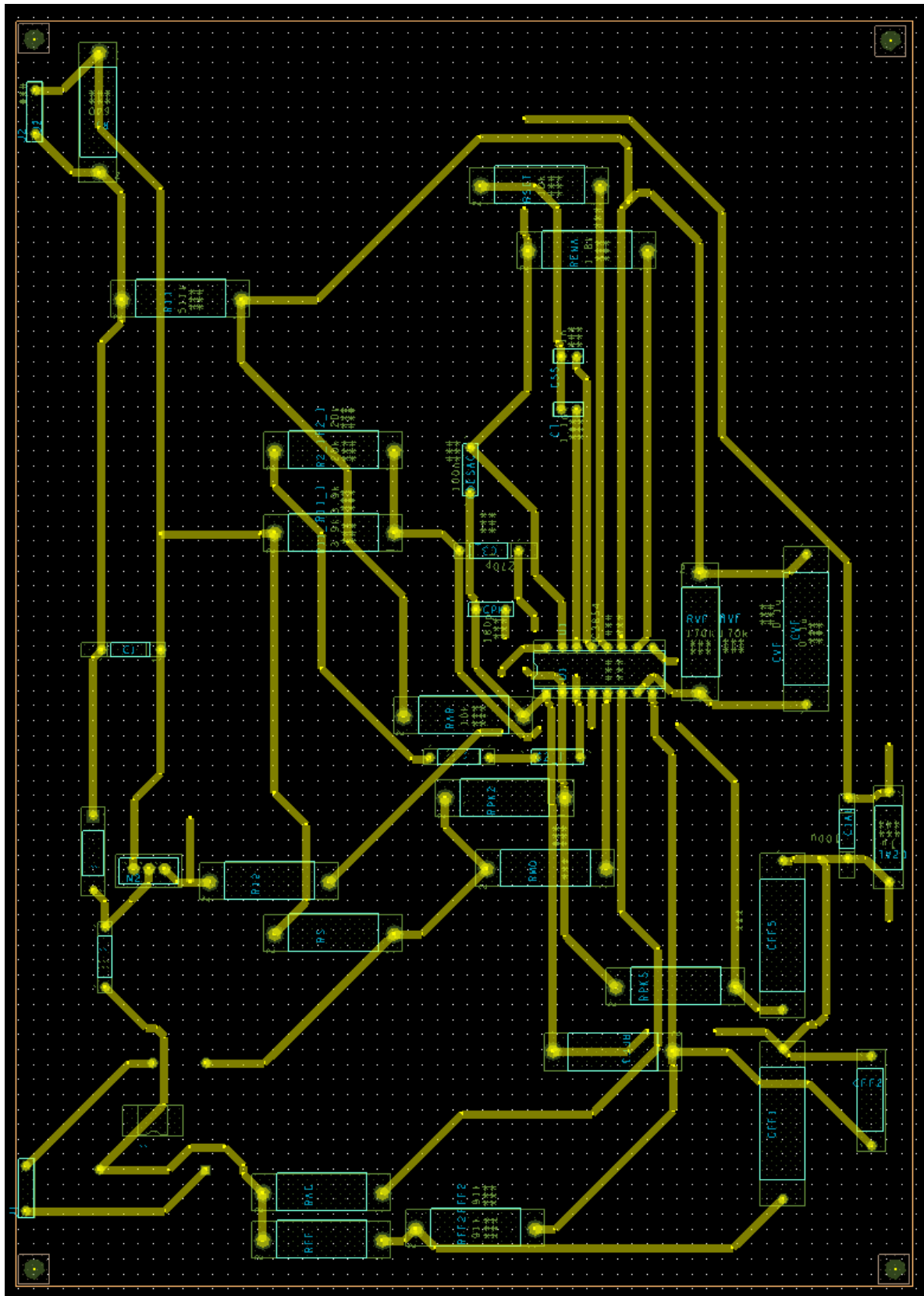


Figura 13. Esquema de capa BOTTOM. Componentes y rutas

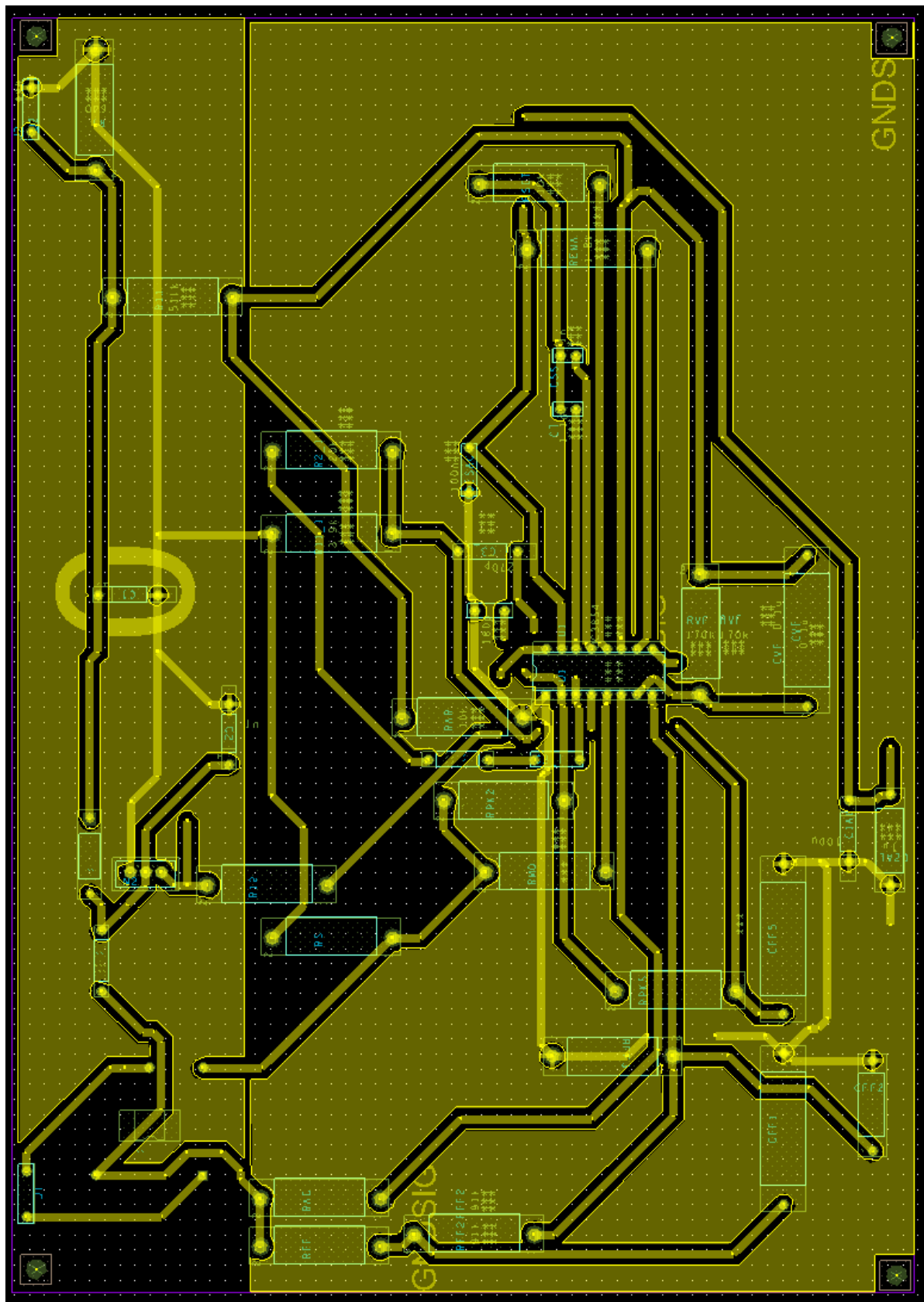


Figura 14. Esquema de PCB con relleno de cobre.

3.4 Ensayo de prototipo

Una vez implementado el diseño, se va a proceder al ensayo del prototipo (figuras 12 y 13) en el punto de trabajo designado. Para ello se utilizarán, además del prototipo, los siguientes elementos:

- Fuente de tensión alterna (Agilent 6813B)
- Fuente de tensión continua (TTI CL355T)
- Osciloscopio (Tektronix MSO 2014)
- Sonda de corriente con pinza amperimétrica (Agilent N2780A)
- Sonda de osciloscopio (ISOTEST DP200 PRO)

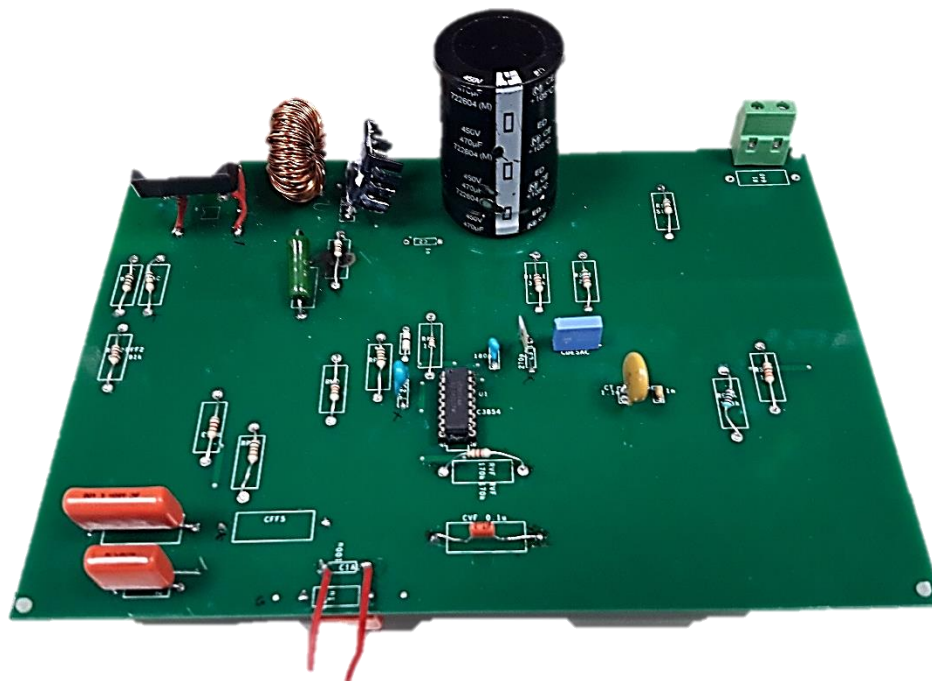


Figura 15. Capa superior de PCB

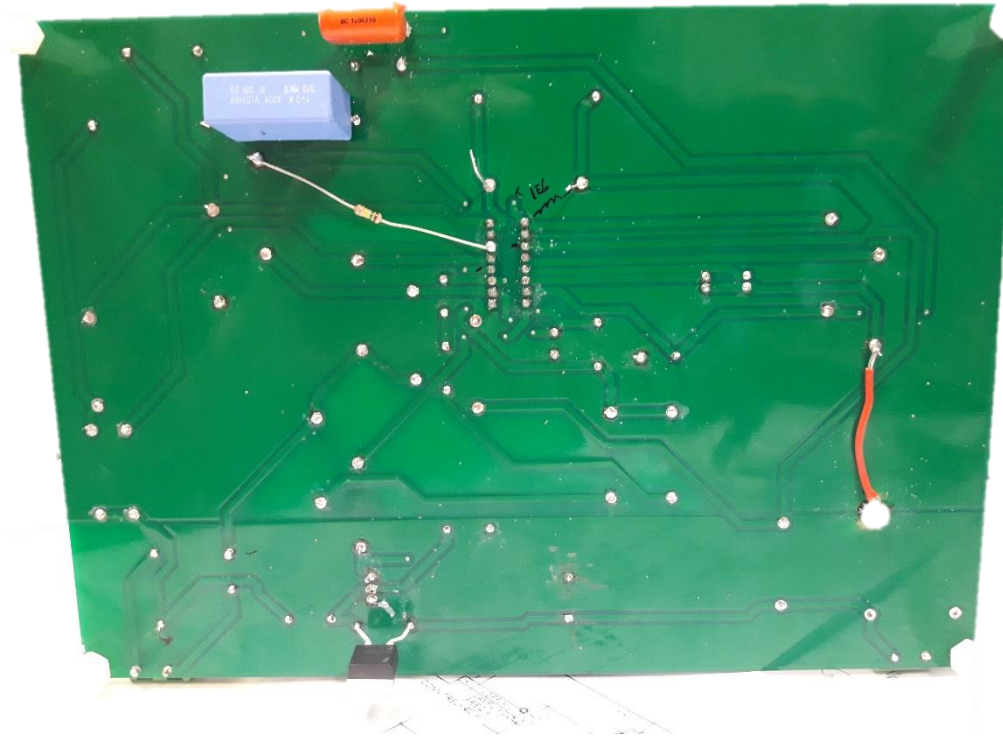


Figura 16. Capa inferior de PCB

Antes de alimentar al circuito, se debe configurar la fuente de tensión principal con una serie de parámetros de protección, de manera que si el circuito está mal dimensionado, el comportamiento del mismo no es el esperado, o se llega a un cortocircuito, el cuadro de protección de la fuente se activa y desconecta la misma.

Una vez correctamente configurado, se procede a la conexión (figura 17).



Figura 17. Conexión del prototipo

Los parámetros que se van a medir son los siguientes:

- Tensión de entrada
- Corriente a través de la inductancia sin corregir.
- Corriente a través de la inductancia corregida.
- Tensión a la salida en continua.
- Pulso generado por el PWM.
- Tensión en el nodo intermedio del *feed-forward*

A continuación, se presentan las formas de onda de cada parámetro por orden de enumeración.

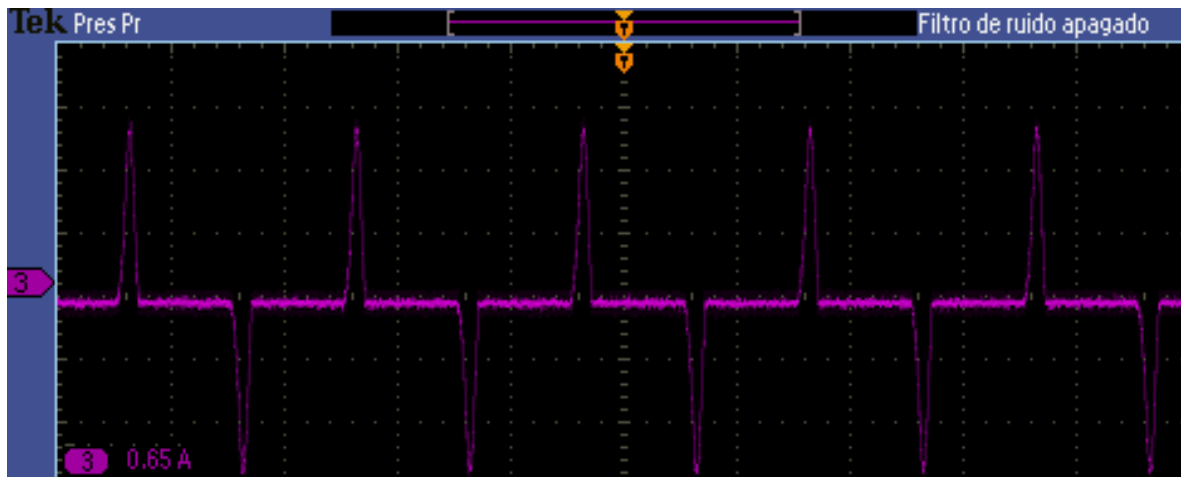


Figura 18. Corriente de entrada sin corrección de factor de potencia. 0.65 A

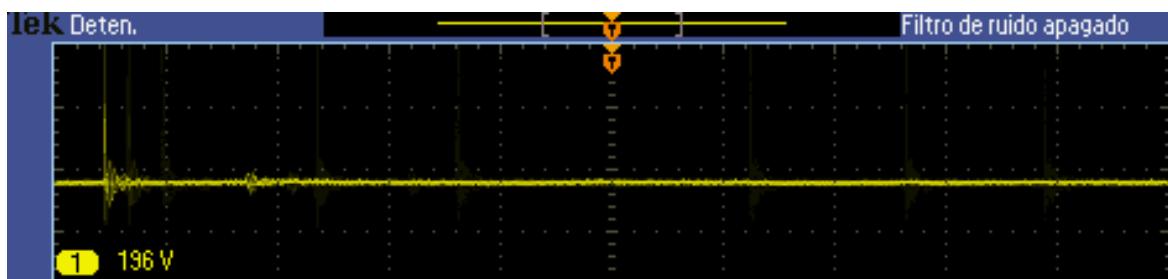


Figura 19. Tensión en continua a la salida. 196 V

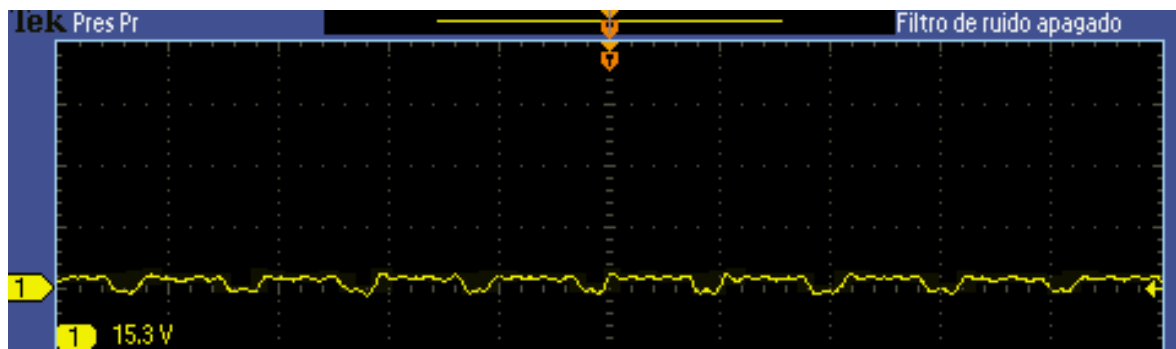


Figura 20. Pulso generado por PWM

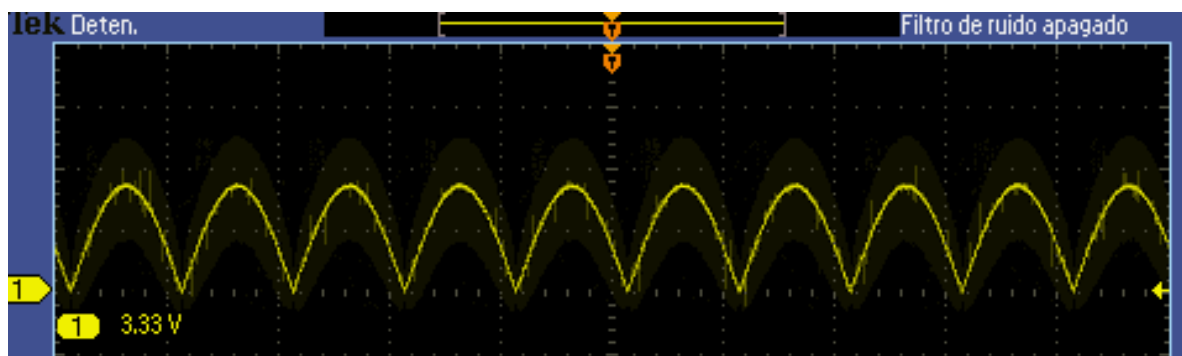


Figura 21. Tensión en nodo intermedio de feed-forward.

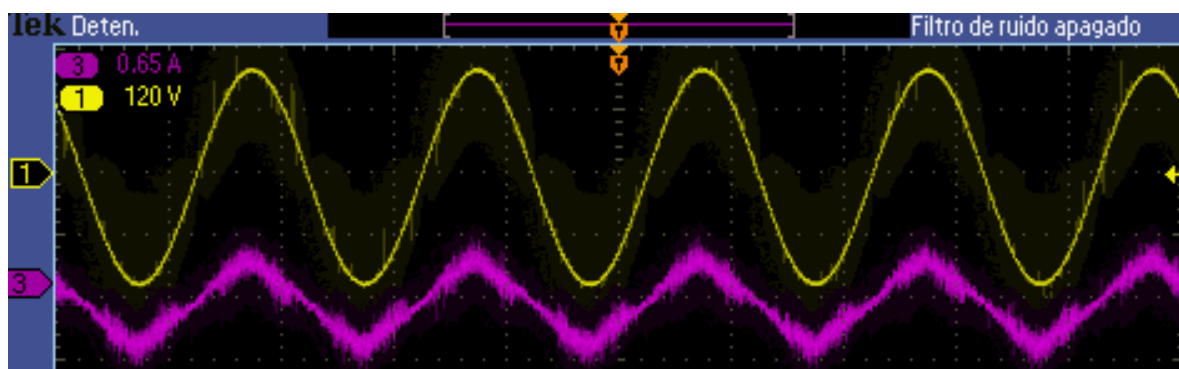


Figura 22. Tensión y corriente a la entrada

Como se observa en las figuras, se han conseguido las especificaciones de los requisitos de diseño.

En la figura 22 se comparan la forma de onda de la corriente, una vez corregida, con la forma de onda de la tensión de entrada. Se puede observar que ambas se encuentran en fase y el valor de la corriente es proporcional a la tensión.

Como última comprobación de funcionamiento, se medirá el valor de los armónicos en el osciloscopio y el factor de potencia.



Figura 23. Factor de potencia. 0.982

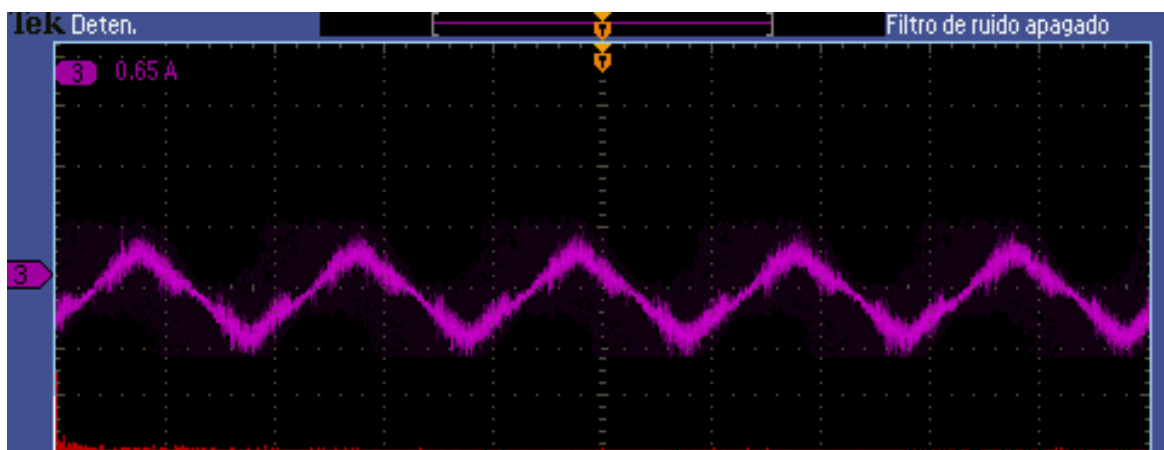


Figura 24. Corriente de entrada y FFT (en rojo)

Firma: David Fernández García

DOCUMENTO nº 4. MEDICIONES

Índice Documento nº4. Mediciones

1 Unidades de obra.....	56
-------------------------	----

4.1 Unidades de obra

A continuación se detallan las unidades de obra necesarias para la fabricación del prototipo.

Designación	Componente	Fabricante	Referencia	Cantidad
L1	Núcleo de inductancia	Magnetics	5531OA2	1
U2	Puente de diodos	Vishay	GBPC2506W	1
M2	Mosfet de potencia	ST Microelectronics	18NM80	1
D1	Diodo de potencia	Fairchild	RHRP860	1
J1,J2	Jumpers 2 terminales	Phoenix Contact	1713024	2
UC3854	Circuito integrado	Texas Instruments	UC3854	1
C1	Condensador	Panasonic	TS-ED	1
Cff1	Condensador	AVX	SkyCap® SR series	1
Cff2	Condensador	Vishay	BFC2368330473	1
Cff5	Condensador	Vishay	BFC237321105	1
Cdesac	Condensador	Vishay	BFC237357104	1
Ct	Condensador	Vishay	F332K69Y5RN63K 7R	1
Css	Condensador	Vishay	F102K39Y5RN6UK 5R	1

Cvf	Condensador	BCComponents	K473K20X7RH53 H5	1
Cpk	Condensador	Vishay	K101J15C0GH5TH 5	1
Ccz	Condensador	Vishay	X5F	1
Ccp	Condensador	Vishay	X7R	1
Rs	Resistencia	Vishay	RWM0410R220JR 15E1	1
Rgate	Resistencia	TE/Neohm	12R	1
Rena	Resistencia	TE/Neohm	22k	1
Rvd,Rpk1	Resistencia	TE/Neohm	10k0	2
Rvi,Rvac	Resistencia	TE/Neohm	560k0	2
Rset	Resistencia	TE/Neohm	3k3	1
Rvf	Resistencia	TE/Neohm	180k0	1
Rcz	Resistencia	TE/Neohm	5k6	1
Rpk2	Resistencia	TE/Neohm	1k5	1
Rff1	Resistencia	TE/Neohm	1M	1
Rff2	Resistencia	TE/Neohm	27k	1
Rff3	Resistencia	TE/Neohm	8k2	1
Rb1	Resistencia	TE/Neohm	150k	1
Rmo,Rci	Resistencia	TE/Neohm	1k2	2
-	Placa de circuito impreso	Mint Tek	-	1

DOCUMENTO nº 5. PRESUPUESTO

Índice Documento nº 5. Presupuesto

5.1 Cuadro de precios nº 1. Precios unitarios	60
5.1.1 Componentes	60
5.1.2 Proceso de montaje	61
5.2 Presupuestos parciales	61
5.2.1 Componentes	61
5.2.2 Proceso de montaje	63
5.3 Presupuesto de ejecución material	63
5.4 Presupuesto total parcial	63
5.5 Presupuesto final	63

5.1 Cuadro de precios nº 1. Precios unitarios

5.1.1 Componentes

Componente	Precio en cifras	Precio en letras
Núcleo de inductancia	1.01 €	Un euro y un céntimo
Puente de diodos	4.29 €	Cuatro euros y veintinueve céntimos
Mosfet de potencia	2.70 €	Dos euros y setenta céntimos
Diodo de potencia	0.3466 €	Treinta y cuatro céntimos
Jumpers 2 terminales	1.024 €	Un euro y veinticuatro céntimos
Circuito integrado	4.38 €	Cuatro euros y treinta y ocho céntimos
Condensador	8.95 €	Cinco euros y sesenta y dos céntimos
Condensador	0.484 €	Cuarenta y ocho céntimos
Condensador	0.556 €	Cincuenta y cinco céntimos
Condensador	1.06 €	Un euro y seis céntimos
Condensador	0.764 €	Setenta y seis céntimos
Condensador	0.456 €	Cuarenta y cinco céntimos
Condensador	0.133 €	Trece céntimos
Condensador	0.172 €	Diecisiete céntimos
Condensador	0.442 €	Cuarenta y cuatro céntimos
Condensador	0.6 €	Sesenta céntimos
Condensador	0.512 €	Cincuenta y un céntimos
Resistencia	0.968 €	Noventa y seis céntimos
Resistencia	0.036 €	Tres céntimos

Resistencia	0.11 €	Once céntimos
Resistencia	0.014 €	Un céntimo
Resistencia	0.02 €	Dos céntimos
Resistencia	0.033 €	Tres céntimos
Resistencia	0.11 €	Once céntimos
Resistencia	0.01477 €	Un céntimo
Resistencia	0.12 €	Doce céntimos
Resistencia	0.21 €	Veintiún céntimos
Resistencia	0.17 €	Diecisiete céntimos
Resistencia	0.135 €	Trece céntimos
Resistencia	0.134 €	Trece céntimos
Placa de circuito impreso	95.49 €	Noventa y cinco euros y cuarenta y nueve céntimos

5.1.2 Proceso de montaje

Concepto	Precio por hora	Precio en letras
Horas de trabajo de ingeniero	17 €	Diecisiete euros

5.2 Presupuestos parciales

5.2.1 Componentes

Componente	Cantidad	Precio unitario	Precio total
Núcleo de inductancia	1	1.01 €	1.01 €

Puente de diodos	1	4.29 €	4.29 €
Mosfet de potencia	1	2.70 €	2.70 €
Diodo de potencia	1	0.3466 €	0.3466 €
Jumpers 2 terminales	2	1.024 €	2.028 €
Circuito integrado	1	4.38 €	4.38 €
Condensador	1	8.95 €	5.62 €
Condensador	1	0.484 €	0.484 €
Condensador	1	0.556 €	0.556 €
Condensador	1	1.06 €	1.06 €
Condensador	1	0.764 €	0.764 €
Condensador	1	0.456 €	0.456 €
Condensador	1	0.133 €	0.133 €
Condensador	1	0.172 €	0.172 €
Condensador	1	0.442 €	0.442 €
Condensador	1	0.6 €	0.6 €
Condensador	1	0.512 €	0.512 €
Resistencia	1	0.968 €	0.968 €
Resistencia	1	0.036 €	0.036 €
Resistencia	1	0.11 €	0.11 €
Resistencia	2	0.014 €	0.028 €
Resistencia	2	0.02 €	0.04 €
Resistencia	1	0.033 €	0.033 €
Resistencia	1	0.11 €	0.11 €
Resistencia	1	0.01477 €	0.01477 €

Resistencia	1	0.12 €	0.12 €
Resistencia	1	0.21 €	0.21 €
Resistencia	1	0.17 €	0.17 €
Resistencia	1	0.135 €	0.135 €
Resistencia	1	0.134 €	0.134 €
Placa de circuito impreso	1	95.49 €	95.49 €
TOTAL			126.47 €

5.2.2 Proceso de montaje

Concepto	Sueldo (€/hora)	Horas	Total (€)
Trabajo de ingeniero	17 €/h	300	5100

5.3 Presupuesto de ejecución material

$$\text{Presupuesto de ejecución material (PEM)} = \sum \text{Presupuestos parciales} = 5226.47€$$

El presupuesto de ejecución material asciende a: Cinco mil doscientos veintiséis euros y cuarenta y siete céntimos.

5.4 Presupuesto total parcial

Concepto	Valor (€)
Presupuesto de ejecución material (PEM)	5226.47
Gastos generales (14 % PEM)	731.70
Beneficio industrial (6% PEM)	313.58
TOTAL	6271.75

El presupuesto total parcial asciende a: Seis mil doscientos setenta y un euros y setenta y cinco céntimos.

5.5 Presupuesto final

$$\text{Presupuesto final} = \text{Presupuesto total parcial} + \text{I.V.A (21\%)}$$

Concepto	Valor (€)
Presupuesto final	6271.75
I.V.A (21%)	1317.07
Total	7588.81

El presupuesto final asciende a: Siete mil quinientos ochenta y ocho euros con ochenta y un céntimos.

Firma: David Fernández García