

**Grado en Ingeniería Electrónica de Comunicaciones**



**Trabajo Fin de Grado**

Análisis y diseño de una fuente de alimentación conmutada con  
enfoque EMC



ESCUELA POLITECNICA

**Autor:** David Jordán Marcos

**Tutor/es:** Francisco Javier Meca Meca



# UNIVERSIDAD DE ALCALÁ

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

**Grado en Ingeniería Electrónica de Comunicaciones**

Trabajo Fin de Grado

**Análisis y diseño de una fuente de alimentación conmutada  
con enfoque EMC**

**Autor:** David Jordán Marcos

**Tutor:** Francisco Javier Meca Meca

**TRIBUNAL:**

**Presidente:** Luciano Boquete Vázquez

**Vocal 1º:** Carlos Luna Vázquez

**Vocal 2º:** Francisco Javier Meca Meca

**FECHA:** Marzo 2017



## AGRADECIMIENTOS

En primer lugar agradecer a mi familia el apoyo durante estos años. En los momentos en los que únicamente quería tirar la toalla, me dieron ánimos para luchar por lo que siempre he querido. Muchísimas gracias.

En segundo lugar, gracias a todos los compañeros de carrera por aguantar mi genio cuando todo se torcía y por apoyarme siempre. El camino habría sido mucho más duro y por supuesto, mucho menos gratificante.

Finaliza una etapa muy bonita, y nada sería igual sin todos ellos.

Para finalizar, agradecer a mi tutor, Francisco Javier Meca toda la ayuda prestada y la paciencia que ha tenido conmigo. Sin duda, he aprendido mucho de un gran profesor.

Muchas gracias a todos.

*“No te fíes del espejo, es un mentiroso, muestra lo que todavía eres. Pero lo que realmente te define es lo que quieres llegar a ser. Lucha”.*



# ÍNDICE GENERAL

ÍNDICE GENERAL.....	6
RESUMEN DEL PROYECTO .....	10
ABSTRACT.....	12
INTRODUCCIÓN .....	14
1. Presentación .....	14
2. Objetivos .....	15
BASE TEÓRICA .....	16
1. Introducción a las fuentes de alimentación conmutadas .....	16
1.1. Fuentes de alimentación lineales .....	16
1.2. Fuentes de alimentación conmutadas.....	16
2. Introducción a la Compatibilidad Electromagnética .....	19
2.1. EMI de acoplo capacitivo .....	21
2.2. EMI de acoplo inductivo .....	23
2.3. EMI de acoplo por impedancia común o conducido .....	25
2.4. EMI radiadas .....	27
DISEÑO DE LA FUENTE CONMUTADA.....	28
1. Introducción .....	28
2. Circuito.....	28
3. Selección de componentes.....	30
3.1. Controlador.....	30
3.2. Frecuencia de trabajo.....	32
3.3. Ciclo de trabajo .....	33
3.4. Tensión de salida .....	33
3.5. Corriente de salida.....	34
3.6. Inductor .....	35
3.7. Diodo.....	36
3.8. Condensadores de entrada .....	37
3.9. Condensadores de salida.....	38
3.10. Filtro RC. Condensador de Bypass .....	39
3.11. Transistor de potencia.....	40
3.12. Disipador de potencia .....	41
3.13. Choque modo común CMC.....	43

4.	Funcionamiento.....	44
4.1.	Interruptor cerrado (MOSFET en saturación).....	45
4.2.	Interruptor abierto (MOSFET en corte).....	45
4.3.	Control por modulación del ancho de pulso. ....	46
5.	Puntos críticos de diseño.....	48
5.1.	Conexión de masa.....	48
5.2.	Bucles de corriente.....	50
5.3.	Transistor Mosfet.....	51
<b>IMPLEMENTACIÓN EN CIRCUITO IMPRESO.....</b>		<b>54</b>
1.	Introducción.....	54
2.	Decisiones de diseño.....	54
2.1.	Tamaño de la PCB.....	54
2.2.	Ubicación de componentes.....	56
2.2.1.	Alimentación y carga.....	56
2.2.2.	Condensadores de entrada. ....	57
2.2.3.	Condensadores de salida.....	58
2.2.4.	Controlador LM3478.....	58
2.2.5.	Transistor – Diodo – Inductor.....	59
2.2.6.	Filtro RC. Condensador de Bypass.....	61
2.2.7.	Ajuste de frecuencia (RFA).....	62
2.2.8.	Tensión de salida (RFBB / RFBT).....	62
2.2.9.	Limitador de corriente (RSN / CSN).....	63
2.2.10.	Unión de Masas.....	64
2.2.11.	Compensación.....	65
2.3.	Ruteado manual.....	66
2.3.1.	Conexiones de masa.....	66
2.3.2.	Alimentación.....	68
2.3.3.	Transistor – Inductor - Diodo.....	69
2.3.4.	Filtro RC – Condensador de Bypass.....	71
2.3.5.	Bucles de corriente.....	72
<b>MEDIDAS EXPERIMENTALES.....</b>		<b>74</b>
1.	Resultados de laboratorio.....	74
1.1.	Tensión de entrada.....	74
1.2.	Tensión de salida en corriente continua.....	75
1.3.	Tensión de salida en corriente alterna.....	76
2.	Pruebas CATECHOM.....	78

2.1. Antena vertical .....	79
2.2. Antena horizontal .....	82
CONCLUSIONES .....	86
PLANOS Y DIAGRAMAS .....	88
A. Esquema eléctrico .....	88
B. Diseño en PCB .....	89
B.1. Ubicación de componentes y vías .....	89
B.2. Ruteado.....	90
PLIEGO DE CONDICIONES .....	92
1. Lista de Materiales .....	92
2. Software utilizado .....	93
PRESUPUESTO .....	94
1. Coste de equipamiento .....	94
2. Coste de mano de obra .....	95
3. Coste total .....	95
MANUAL DE USUARIO .....	96
BIBLIOGRAFÍA .....	98
ANEXOS .....	100
ANEXO I – Técnicas para reducir acoplo capacitivo. ....	100
ANEXO II – Técnicas para reducir el acoplo inductivo. ....	104
ANEXO III – Técnicas para reducir el acoplo por impedancia común y conducido. ....	106
ANEXO IV – Footprints .....	110



## **RESUMEN DEL PROYECTO**

La finalidad del proyecto es poner en práctica los aspectos básicos de diseño hardware minimizando los problemas que se generan debido a interferencias electromagnéticas.

Se aplicarán los conocimientos adquiridos acerca de compatibilidad electromagnética con los que se disminuirá el ruido y las interferencias del sistema, teniendo en cuenta el acoplo capacitivo, acoplo inductivo, conducido y por impedancia común.

Se diseñarán dos sistemas, uno siguiendo las buenas prácticas de diseño de sistemas electrónicos y otro sin utilizarlas, realizando un diseño más estético.

Cuando ambos diseños estén terminados y montados sobre una placa PCB, se realizarán medidas en un laboratorio de certificación de compatibilidad electromagnética.



## **ABSTRACT**

The purpose of the project is to put into practice the basic aspects of hardware design minimizing the problems that are generated due to electromagnetic interference.

The acquired knowledge about electromagnetic compatibility will be applied in order to reduce the noise and the interferences of the system, will be considered capacitive coupling, inductive coupling, and by common impedance.

Two systems will be designed, one following the good practices of electronic systems design and another without using them, making a more aesthetic design.

When both designs are finished and mounted on a PCB board, measurements will be taken in an electromagnetic compatibility certification laboratory.



# INTRODUCCIÓN

## 1. Presentación

Cuando se realiza el diseño de un equipo electrónico, normalmente se tienen en cuenta tensiones, corrientes y cargas para que funcione correctamente.

Cuando se lleva este diseño a un entorno real, se demuestra que los componentes que se han utilizado para el diseño inicial no se comportan de una manera ideal, sino que introducen una gran cantidad de efectos parásitos en el circuito.

Debido a esto, es importante tener en cuenta que los circuitos son sensibles a las señales electromagnéticas externas, viéndose afectados por interferencias electromagnéticas que podrían alterar el funcionamiento del mismo.

También se debe tener en cuenta que el propio circuito actúa como un generador de señales electromagnéticas que podrían afectar tanto a otros circuitos cercanos como al propio circuito.

En este proyecto se realizará el diseño y montaje en una placa PCB de un circuito electrónico teniendo en cuenta las buenas prácticas en el diseño de circuitos desde el punto de vista de las interferencias.

Para poder demostrar que utilizando esas técnicas de diseño el circuito final funcionará mejor, se diseñará en paralelo otro circuito con los mismos componentes, pero en este caso sin tener en cuenta dichas técnicas, y centrándose en el aspecto visual.

El circuito que se ha propuesto para realizar el proyecto, es una **fente de alimentación conmutada**. Esto es debido a que las conmutaciones que se producen en los transistores de potencia son un foco de interferencias muy importante.

## 2. Objetivos

El objetivo principal es demostrar que, utilizando los mismos componentes, puede haber diferencias significativas entre dos diseños desde el punto de vista de interferencias electromagnéticas.

Para ello, se seguirán los siguientes pasos:

- Seleccionar el circuito sobre el que se va a realizar el diseño. Deberá tener las siguientes características:
  - Entrada a 5V
  - Tensión de Salida a 12V
  - Corriente de salida 1.5 A
  - Frecuencia de trabajo 1 MHz
  - Controlador con transistor externo
  
- Seleccionar los componentes que se utilizarán para la fuente de alimentación conmutada.
- Diseñar los footprints de los componentes para su implementación en un circuito impreso.
- Tomar de forma paralela las decisiones del diseño y ruteado del mismo. Se compararán ambos circuitos.
- Tomar medidas en un laboratorio. Se observarán los puntos críticos del sistema.
- Estudio de compatibilidad electromagnética realizado en un laboratorio autorizado.

# BASE TEÓRICA

## 1. Introducción a las fuentes de alimentación conmutadas

En este apartado se dará una visión general acerca de las fuentes de alimentación conmutadas, así como los tipos de configuraciones de las mismas y las principales diferencias con las fuentes lineales.

### 1.1. Fuentes de alimentación lineales

Las fuentes de alimentación lineales, dominaron el mercado debido a que son fuentes muy simples y fáciles de usar.

Este tipo de fuentes de alimentación presentan una serie de problemas:

- Utilizan transformadores que operan a unos 50 Hz, esto eleva el coste del sistema y aumenta su tamaño y peso.
- Presentan problemas de rendimiento en la conversión
- Generan pérdidas de potencia por generación de calor debido a esos problemas de rendimiento.

Estos problemas, llevaron al nacimiento de las fuentes de alimentación conmutadas.

### 1.2. Fuentes de alimentación conmutadas

Las fuentes de alimentación conmutadas nacieron en los años 70 como solución a los problemas que presentaban las fuentes de alimentación convencionales.

Este tipo de fuentes presentan un rendimiento muy superior al de las fuentes convencionales (normalmente superior a un 80%). Disipan una menor cantidad de energía en forma de calor.

Utilizan componentes de un tamaño más reducido, de modo que el tamaño será inferior, abaratando el coste final del producto.

Son capaces de suministrar unas tensiones de salida tanto mayores como menores que el voltaje de entrada, incluso con una polaridad opuesta a la de entrada.

En conclusión, las fuentes de alimentación conmutadas presentan una serie de **ventajas** con respecto a las fuentes convencionales:

- Volumen y peso reducido
- Mejor rendimiento debido a menores pérdidas de energía en forma de calor.

Pero también tienen algunos **inconvenientes**:

- El funcionamiento es más complejo
- Debido a la conmutación del transistor, se deben realizar un buen diseño para evitar interferencias electromagnéticas (EMI)

### Configuraciones básicas

Una fuente de alimentación conmutada es un convertidor DC/DC capaz de convertir un voltaje de entrada en un voltaje de salida superior o inferior.

Las configuraciones básicas que puede tener la fuente de alimentación son:

- **Buck (Step-Down)**
- **Boost (Step-Up)**

### Configuración Buck (Step Down)

Este tipo de regulador actúa como un transformador reductor, de manera que el voltaje que entrega a la salida será inferior al voltaje de entrada.

El esquema básico de una configuración tipo Buck es el siguiente:

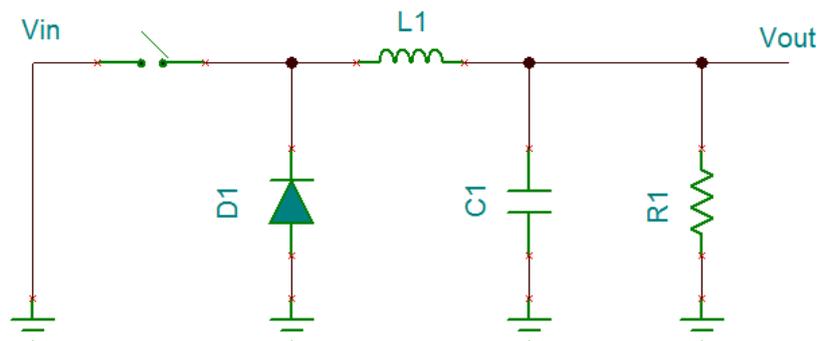


Figura 1.1 – Configuración Buck

### Configuración Boost (Step Up)

Con este tipo de regulador, se consigue que los voltajes que se obtienen a la salida sean superiores a los proporcionados en la entrada.

El esquema básico de una configuración tipo Boost es el siguiente:

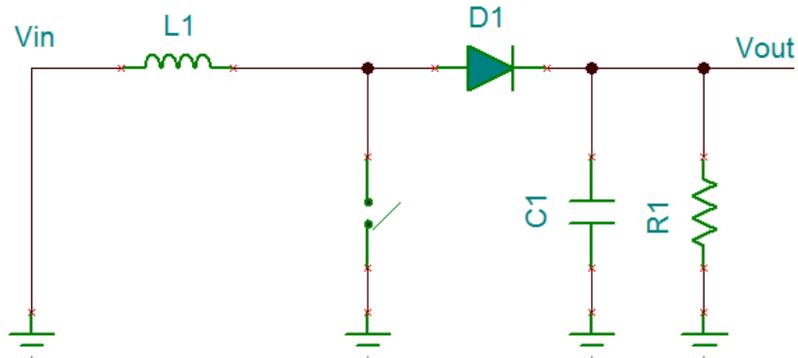


Figura 1.2 – Configuración Boost

Esta es la configuración sobre la que se realizará el proyecto.

## 2. Introducción a la Compatibilidad Electromagnética

La compatibilidad electromagnética (EMC) se encarga de estudiar los mecanismos para disminuir los acoplamientos entre un sistema electrónico y su entorno. Se basa en una serie de normas y regulaciones que aseguren la fiabilidad y seguridad del propio sistema y los sistemas del entorno.

Un sistema se considerará compatible si es capaz de funcionar en un ambiente electromagnético y no produce interferencias, o las produce por debajo de un cierto umbral que dependerá del tipo de sistema. Para la realización del proyecto, además de tener clara la definición de compatibilidad electromagnética, se deben tener en cuenta los siguientes términos.

- **EMI:** Interferencia Electromagnética. Es una perturbación causada por una radiación electromagnética interna o externa al propio circuito. Su origen puede ser natural o artificial.
- **Inmunidad / Susceptibilidad Electromagnética:** Es la capacidad de un sistema para trabajar correctamente en un entorno con perturbaciones electromagnéticas.
- **Acoplo:** Se produce cuando se establece una transferencia de energía entre circuitos. Si esta transferencia se produce a través de elementos físicos (conductores, componentes,...) se denomina **acoplo conducido**. Si se produce a través de un camino no eléctrico, se denomina **acoplo radiado**.

Según el modo de acoplo se puede realizar una clasificación de las interferencias electromagnéticas que sufrirá el sistema en:

- **EMI de acoplo capacitivo:** Son producidas por campo eléctrico. Los puntos donde se producen grandes variaciones de tensión son críticos.
- **EMI de acoplo inductivo:** Son producidas por campo magnético. Se generan en los bucles de corriente.
- **EMI conducidas en red eléctrica:** Un equipo puede introducir interferencias a la red eléctrica y llegar a otro equipo conectado a ella.
- **EMI de acoplo por impedancia común:** Debido a que fuente y receptor comparten una impedancia común, esta impedancia tiene un equivalente inductivo y por tanto las corrientes de uno afectan a las tensiones del otro.
- **EMI Radiadas:** Se generan debido a la generación de ondas electromagnéticas.

El tipo de acoplo (conducido o radiado) depende directamente de la frecuencia de trabajo. A frecuencias elevadas ( $>30\text{MHz}$ ) el tipo de interferencia predominante será radiada, mientras que a frecuencias bajas, predominará el acoplo conducido.

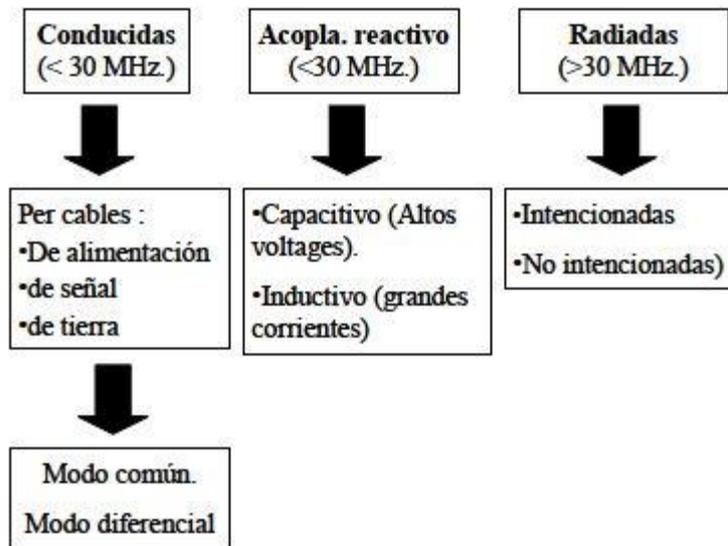


Figura 2.1 – Tipos de acoplo

## 2.1. EMI de acoplo capacitivo

Si un campo eléctrico atraviesa otro conductor cercano, se induce en éste una corriente parásita, la cual provocará una tensión parásita. Este tipo de acoplo se denomina también diafonía capacitiva.

La variación de tensión en un conductor genera una variación en el segundo. Se genera entonces una capacidad parásita entre los conductores y el dieléctrico que los separa.

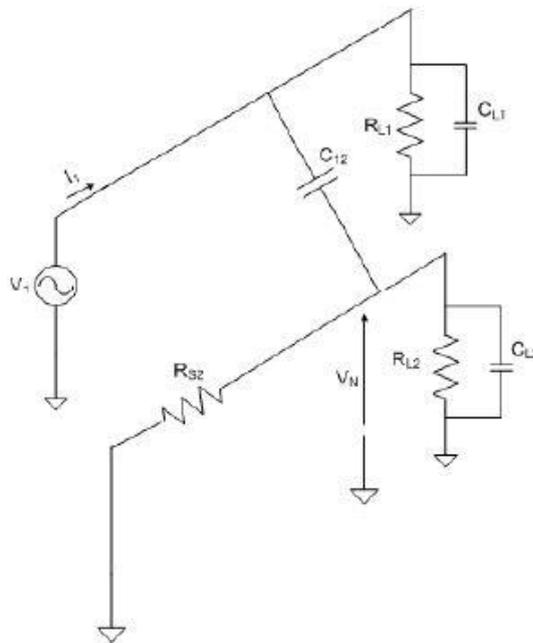


Figura 2.2 – Modelo de acoplo capacitivo

En la figura se observa un ejemplo de acoplo capacitivo debido al acoplo de  $V_1$  sobre la línea 2. Si se aplica una diferencia de potencial  $V_1$ , se acoplará una corriente parásita en la línea 2 y la capacidad parásita  $C_{12}$ .

- $C_{L2}$ : Capacidad total de la línea interferida.
- $R_{L2}$ : Resistencia de carga de la línea.
- $R_{S2}$ : Resistencia de fuente de la línea.
- $C_{12}$ : Capacidad parásita de acoplo

El equivalente del circuito de la figura será el siguiente. Donde  $R_2$  será el paralelo de resistencias formado por  $R_{S2}$  y  $R_{L2}$

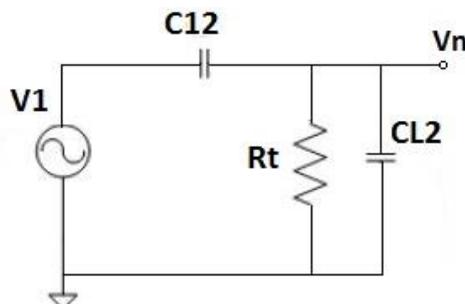


Figura 2.3 – Modelo eléctrico de acoplo capacitivo

El valor de la tensión de ruido  $V_n$  será aproximadamente:

$$\frac{V_n}{V_1} = \frac{s \cdot R_2 \cdot C_{12}}{1 + s \cdot R_2 (C_{12} + C_{L2})}$$

El nivel del acoplo capacitivo depende de:

- **La variación de la tensión** ( $V_1$ ) con respecto al tiempo, cuanto mayor sea, mayor será el acoplo conducido.
- **La frecuencia**. Cuanto mayor sea la frecuencia, mayor será el acoplo.
- **Distancia entre conductores**. Cuanto menor sea la distancia entre el conductor fuente y la víctima, mayor será el acoplo.
- **Longitud de los circuitos**. Cuanto mayor sea la longitud de los circuitos, mayor será el acoplo entre ellos.

## 2.2. EMI de acoplo inductivo

Cuando circula corriente por un conductor se produce un campo magnético. Si la corriente que circula es variable, el campo magnético también lo será. Del mismo modo, si la corriente es fija, el campo magnético también.

Si un segundo conductor se encuentra en el interior del campo magnético, se induce una tensión que se calculará aplicando la ley de Faraday.

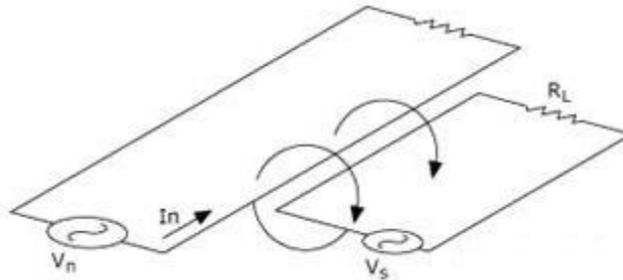


Figura 2.4 – Modelo de acoplo inductivo

En la figura se observa un ejemplo de acoplo inductivo debido al campo magnético generado por la corriente. Según la ley de Faraday, la fuerza electromotriz inducida es proporcional a la variación respecto al tiempo del flujo magnético generado.

En el modelo de baja frecuencia, la tensión inducida se puede calcular mediante el concepto de inductancia mutua  $M_{12}$ .

$M_{12}$ : Es la inductancia mutua entre el bucle interferente y el interferido

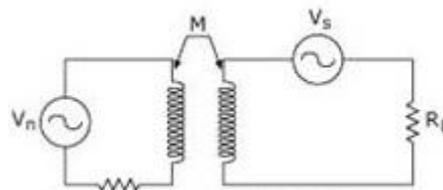


Figura 2.5 – Modelo eléctrico de acoplo inductivo

Este tipo de interferencia se produce cuando existe un flujo magnético. El módulo de la tensión inducida sigue la expresión:

$$|V_m| = w \cdot B_0 \cdot A \cdot \cos\theta ; |V_m|_{MAX} = w \cdot B_0 \cdot A$$

Donde “A” es el área del bucle interferido, “B” es el flujo de campo magnético y “ $\theta$ ” es el ángulo formado por el vector unitario del campo magnético y el vector normal a la superficie de la espira.

$$\theta = \hat{B} - \hat{n}$$

El nivel del acoplo inductivo depende de:

- **El valor de la corriente.** Cuanto mayor sea la corriente que circula por una línea, mayor será el campo magnético generado y por tanto mayor será la fuerza electromotriz inducida en la línea interferida, por lo tanto el acoplo será mayor.
- **Área del bucle.** Cuanto mayor sea el área del bucle, mayor será el flujo magnético que atraviesa la línea interferida
- **Distancia.** Las líneas de campo magnético pierden intensidad con la distancia, por tanto, cuanto menor sea la distancia entre la línea perturbadora y la interferida, el acoplo inducido será mayor.

## 2.3. EMI de acoplo por impedancia común o conducido

### Acoplo por impedancia común

Este tipo de acoplamiento se produce debido a que fuente y receptor comparten una impedancia común, esta impedancia tiene un equivalente inductivo y por tanto las corrientes de uno afectan a las tensiones del otro.

Un conductor tiene como equivalente eléctrico una resistencia y una inductancia, siendo la parte inductiva la más importante. Esto se muestra en la figura 2.6.

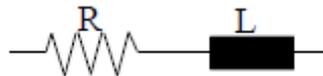


Figura 2.6 – Equivalente eléctrico de un cable.

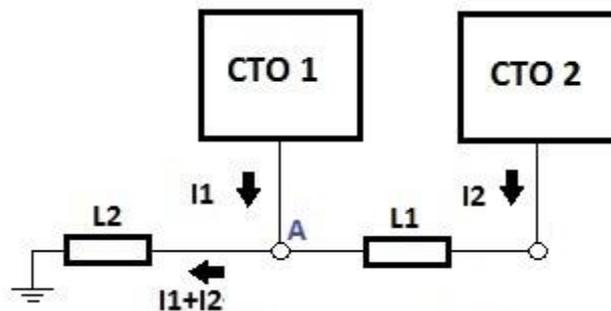


Figura 2.7 – Impedancia común

En la figura 2.7 se muestra el esquema de un acoplo por impedancia común. La corriente que circula por el circuito 2 produce una caída de tensión en el punto A debido a la inductancia.

Las líneas de alimentación y masa son los caminos más habituales de acoplo por impedancia común entre circuitos.

- **En circuitos digitales**, las variaciones producidas en la alimentación y la masa producen efectos en el funcionamiento del circuito, modificando en ocasiones los niveles lógicos.
- **En circuitos analógicos** se debe diferenciar entre el acondicionamiento diferencial y el no diferencial.
  - Acondicionamiento diferencial: Los ruidos de masa se ven en modo común y se atenúan mediante el CMR. Los ruidos en la alimentación también son atenuados por el CMR y las interferencias por el PSR de los dispositivos
  - Acondicionamiento no diferencial: Los ruidos producidos en la masa se suman directamente a la información

## Acoplo conducido en la red eléctrica

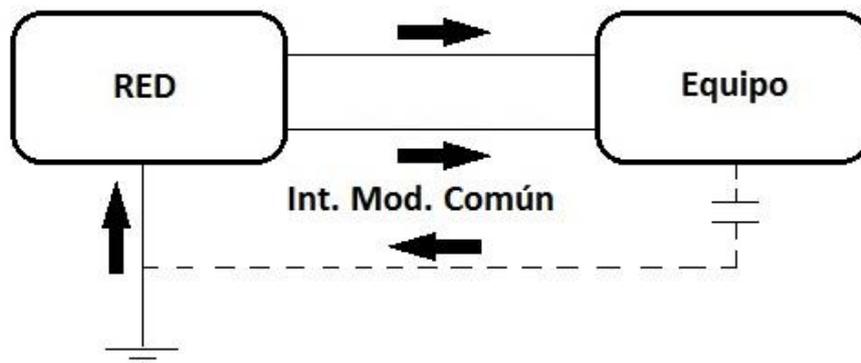
Se refiere al acoplo producido a través de la red eléctrica AC. Un cierto sistema, puede introducir señales interferentes a la red eléctrica y llegar a otro equipo. Estas señales pueden llegar a generar un mal funcionamiento en estos equipos externos.

Las interferencias en modo diferencial, se producen por una variación de corriente solicitada por la fuente de alimentación. Este modo produce interferencias entre línea y neutro.



*Figura 2.8 – Interferencias en modo diferencial*

Las interferencias en modo común (se propagan tanto por conductores como por la tierra del sistema). Se producen por los ruidos entre la referencia del circuito y la tierra de la instalación. Se propagan por acoplamientos capacitivos, por lo que lo harán en aquellos puntos con grandes diferencias de potencial con respecto a tierra.



*Figura 2.9 – Interferencias en modo común*

## 2.4. EMI radiadas

Las interferencias electromagnéticas radiadas se llaman también de **campo lejano**. Se considera interferencia radiada siempre y cuando la distancia entre fuente y víctima de la radiación se encuentra a una distancia superior a la indicada por la siguiente ecuación.

$$D \geq \frac{\lambda i}{2\pi}$$

Cuando la distancia entre el emisor y el receptor no cumple esta característica, se considera **acoplamiento reactivo**. En este caso, se trataría de **campo cercano**.

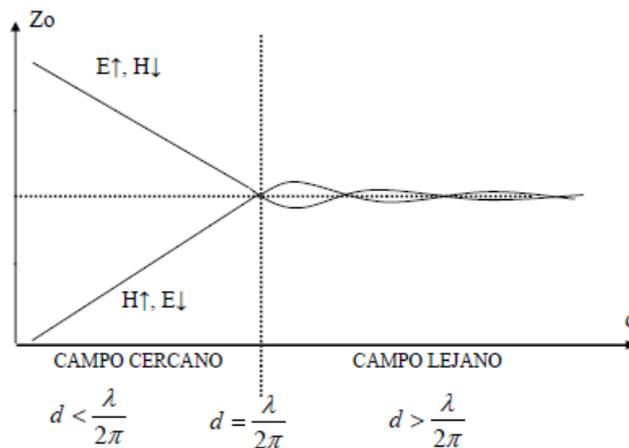


Figura 2.10 – Modelo de Interferencias radiadas

En campo cercano, las grandes variaciones de tensión con respecto al tiempo ( $\frac{dV}{dt}$ ), provocan **acoplamientos capacitivos** y las grandes variaciones de intensidad con respecto al tiempo ( $\frac{di}{dt}$ ), provocan **acoplamientos inductivos** que deben ser estudiados y solucionados por separado.

En campo lejano, el campo eléctrico y el magnético se tratan como radiación electromagnética.

# DISEÑO DE LA FUENTE CONMUTADA

## 1. Introducción

En este capítulo se expondrá el circuito final y las principales diferencias entre ambos circuitos.

También, se justificará la selección de los componentes para que el circuito funcione correctamente atendiendo a los requisitos proporcionados en el datasheet del controlador LM3478.

Para finalizar, se explicará el funcionamiento general de la fuente de alimentación conmutada y los puntos críticos de la misma.

## 2. Circuito

Las principales características que tendrán en común ambos circuitos son las siguientes:

- **Alimentación:** Ambos circuitos se alimentarán utilizando un cargador de móvil. Estos cargadores proporcionan una entrada de 5V. Esta alimentación llegará al circuito a través de un Mini USB.  
Para el caso de un cargador de móvil común, no sería capaz de proporcionar una potencia de salida máxima de 18W. Un cargador común, proporciona una corriente de entrada de 1 A, la corriente que se entregará a la salida será de 350 mA aproximadamente, obteniendo una potencia aproximada a la salida de 4.2 W. Por tanto, para obtener la máxima potencia a la salida, la corriente de entrada debería ser de 4.3A.
- **Filtrado de alimentación:** Se utilizarán dos condensadores en cada circuito. Los condensadores serán electrolíticos de 47  $\mu\text{F}$  y 150  $\mu\text{F}$
- **Filtrado de salida:** Para la etapa de filtrado de salida se utilizarán tres condensadores electrolíticos de 47  $\mu\text{F}$  cada uno.
- **Carga:** Se utilizará para la carga resistencias de potencia capaces de soportar los valores de potencia que se obtendrán a la salida. Esta resistencia no será fija y podrá ser modificada mediante un conector de inserción a la salida.

A continuación se observan unos esquemas del circuito final que se montará tanto para el circuito protegido contra interferencias electromagnéticas como para el circuito en el que no se tendrá en cuenta los métodos de diseño.

También se exponen las diferencias de diseño que habrá en cada uno de los circuitos.

- **Circuito A:** Circuito diseñado siguiendo las buenas prácticas de diseño electrónico desde el punto de vista de interferencias electromagnéticas.
  - **Separación de masas:** Se ha realizado únicamente en el circuito que se diseñará siguiendo las buenas prácticas de diseño.
  - **Choque en modo común:** situado en la entrada de alimentación.

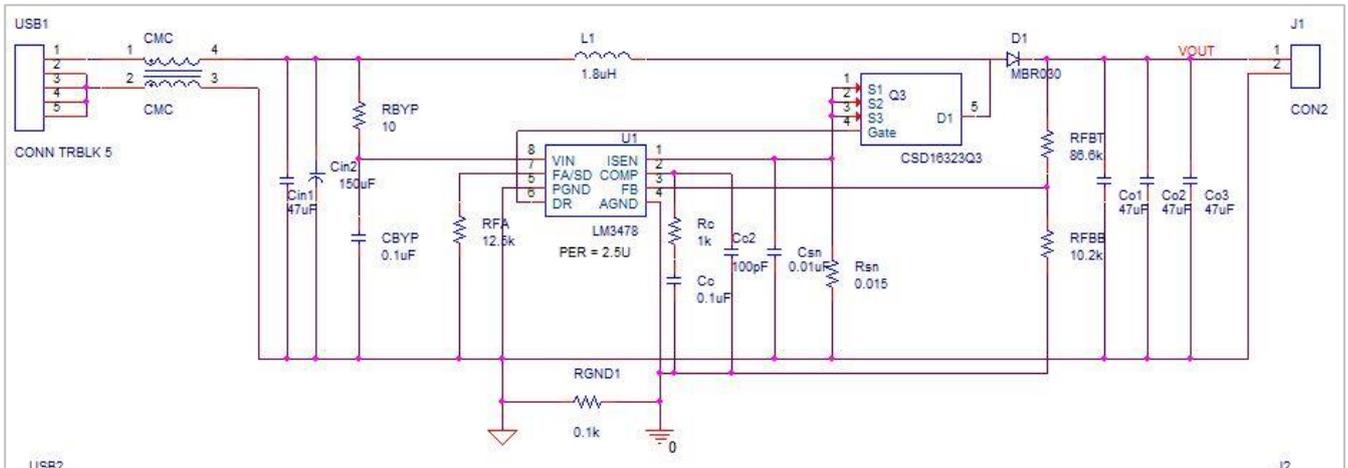


Figura 3.1 – Esquema eléctrico circuito A

- **Circuito B:** Circuito diseñado siguiendo una estética más comercial pero sin tener en cuenta las interferencias electromagnéticas.
  - No se realiza separación de masas
  - Se elimina el choque en modo común en la alimentación

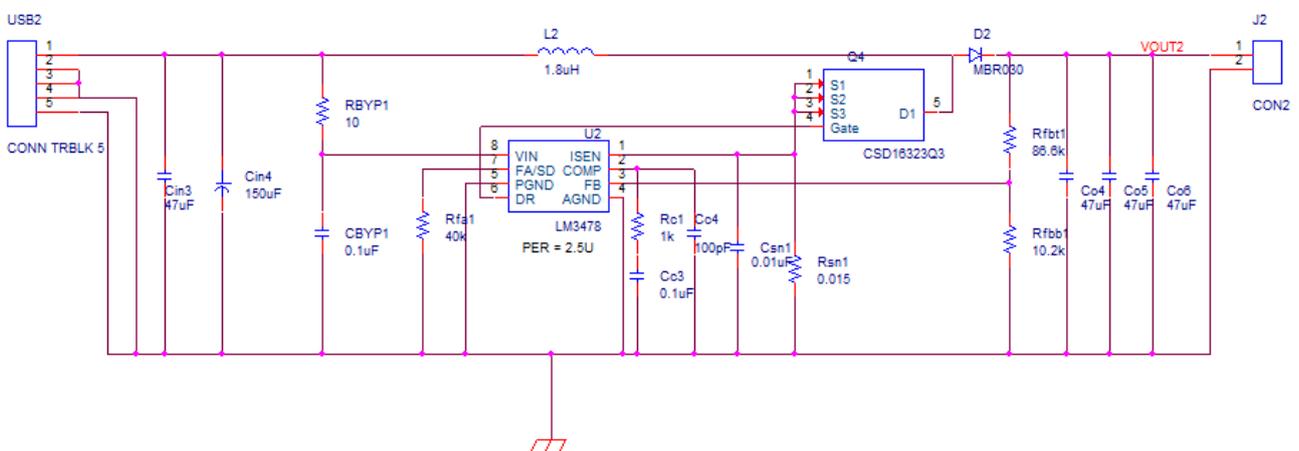


Figura 3.2 – Esquema eléctrico circuito B

### 3. Selección de componentes

#### 3.1. Controlador

El sistema sobre el que se desea realizar la práctica tendrá una tensión de entrada de 5V y una tensión de salida de 12V.

El diseño se realizará en torno a un controlador de tipo que permita una configuración tipo Boost.

El controlador no debe incluir el transistor dentro del integrado. Se selecciona así debido a que las conmutaciones del transistor serán un aspecto a tener muy en cuenta en el diseño final del circuito y es interesante realizar un estudio de esa etapa.

El controlador **LM3478** cumple todas las características deseadas, se trata de un controlador que permite una configuración tipo Boost, el transistor es externo al integrado, se puede alimentar con 5V y mediante resistencias externas ajustar la tensión de salida al valor deseado.

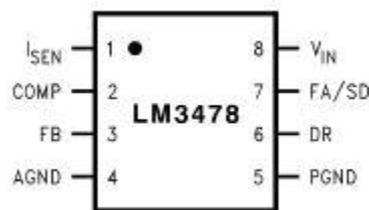


Figura 3.3 – Patillaje del integrado LM3478

El LM3478 es un controlador para reguladores de conmutación. Es adecuado para topologías en las que se utiliza un transistor Mosfet tipo N.

Puede funcionar a una frecuencia de conmutación elevada. El rango de frecuencias a los que el sistema puede funcionar puede ajustarse entre 100KHz y 1MHz.

La frecuencia de trabajo se ajustará mediante una resistencia externa.

- **I<sub>sen</sub>**: Es un Pin de entrada de detección de corriente. La tensión que se genera a través de una resistencia se introduce en él.
- **COMP**: Es un Pin de compensación. Una combinación de una resistencia y un condensador proporcionan compensación para el bucle de control.
- **FB**: Pin de realimentación. La tensión de salida se ajusta mediante un divisor resistivo según la siguiente fórmula:

$$V_{out} = V_{ref} \left( \frac{R_{F1}}{R_{F2}} + 1 \right)$$

Donde **V<sub>ref</sub> = 1.26V**

- **DR**: Drive. La puerta del Mosfet se conecta a este Pin, es el encargado de controlar la conmutación del transistor.

- **FA/SD:** Ajusta la frecuencia del oscilador. Típicamente, un alto nivel durante más de 30  $\mu\text{s}$  apagará el dispositivo. El dispositivo consumirá entonces menos de 10  $\mu\text{A}$
- **AGND:** Pin de tierra analógica
- **PGND:** Pin de tierra digital

En la siguiente imagen se observa el diseño básico propuesto por el fabricante del controlador LM3478.

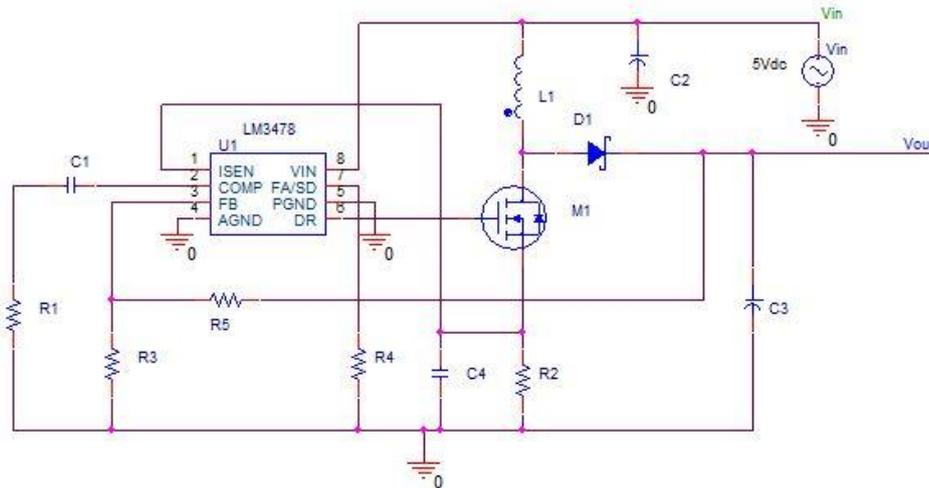


Figura 3.4 – Esquema eléctrico básico del LM3478

### 3.2. Frecuencia de trabajo

Se desea que la frecuencia de trabajo del sistema sea de 1MHz, la frecuencia viene marcada por el Pin FA/SD (Pin 7) del **LM3478**.

Para ello, el Pin FA/SD se conecta a la masa del circuito a través de una resistencia cuyo valor determinará la frecuencia de trabajo.

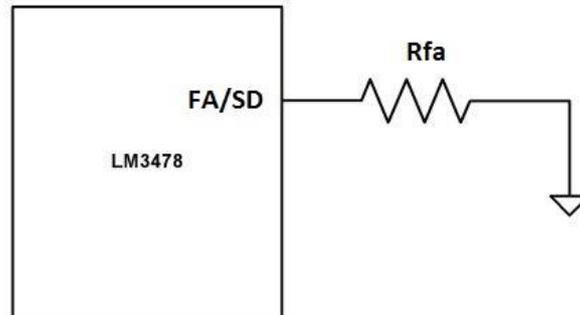


Figura 3.5 – Pin de selección de frecuencia de trabajo

El datasheet del LM3478 incluye una gráfica en la que se observa la Frecuencia de trabajo en función de la resistencia seleccionada. Por tanto, para la frecuencia  $F=1\text{MHz}$ , se utilizará una  **$R = 12.5\text{K}\Omega$**

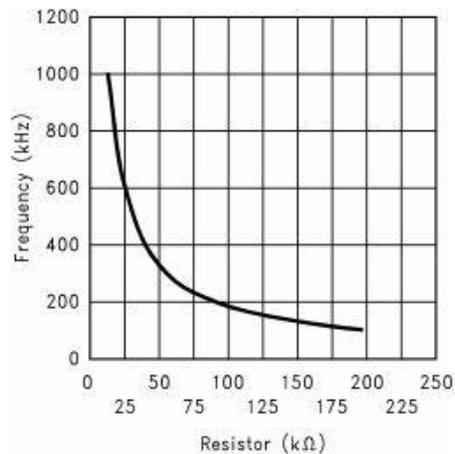


Figura 3.6 – Gráfica de selección de Frecuencia ( $F-R_{FA}$ )

### 3.3. Ciclo de trabajo

Un convertidor tipo Boost (*elevador*), convierte un cierto voltaje de entrada en una tensión de salida superior. El regulador opera en dos estados.

En el primero, el transistor se activa y la energía se almacena en el inductor. Durante este estado, el diodo se polariza en inverso y la corriente de carga es suministrada por el condensador de salida.

En el segundo estado, el transistor está apagado. La energía almacenada en el inductor se transfiere a la carga y al condensador de salida.

La relación de ciclo de trabajo en la que el transistor cambia de un estado a otro viene determinada por la siguiente ecuación:

$$D = 1 - \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} = 1 - \frac{5\text{ V}}{12\text{ V}} = 0.583$$

### 3.4. Tensión de salida

El voltaje de salida se puede programar utilizando un divisor resistivo entre la salida y el pin de feedback. El valor de las resistencias se seleccionará teniendo en cuenta que el valor de tensión en el Pin de feedback es de 1.26V.

Se desea que la tensión de salida del circuito sea de 12V, por lo tanto, y utilizando la fórmula:

$$V_{OUT} = V_{FB} \left( 1 + \frac{R_{FBT}}{R_{FBB}} \right)$$

$$\text{Siendo } V_{FB} = 1.26\text{V}$$

Por tanto la relación entre las resistencias deberá ser la siguiente:

$$\frac{R_{FBT}}{R_{FBB}} = \frac{V_{OUT}}{V_{FB}} - 1 = \frac{12}{1.26} - 1 = 8.52$$

Se seleccionan por tanto unos valores de resistencias que cumplan con esa relación:

$$R_{FBT} = 86.6\text{ K}\Omega$$

$$R_{FBB} = 10.2\text{ K}\Omega$$

### 3.5. Corriente de salida

La corriente máxima que puede ser entregada a la carga la fija la resistencia  $R_{SEN}$ .

De la hoja de características del componente, se deduce que el valor de la resistencia se calcula mediante la fórmula:

$$R_{SEN} = \frac{V_{SENSE} - (D \cdot V_{SENSE} \cdot V_{SLRATIO})}{ISW_{LIMIT}}$$

$$ISW_{LIMIT} = \left[ \frac{I_{OUT}}{(1-D)} + \frac{D \cdot V_{IN}}{2 \cdot f_s \cdot L} \right]$$

$$ISW_{LIMIT} = \left[ \frac{1.5[A]}{(1-0.583)} + \frac{0.583 \cdot 5[V]}{2 \cdot 1[M_{HZ}] \cdot 1.8[\mu H]} \right] = 4.37[A]$$

$$R_{SEN} = \frac{V_{SENSE} - (D \cdot V_{SENSE} \cdot V_{SLRATIO})}{ISW_{LIMIT}}$$

Del datasheet del componente (LM3478) se obtienen los datos:

$$V_{SENSE} = 0.156 [V]$$

$$V_{SLRatio} = 0.49 [V]$$

$$R_{SEN} = \frac{0.156[V] - (0.583 \cdot 0.156[V] \cdot 0.49[V])}{4.37[A]}$$

$$R_{SEN} = 0.025\Omega$$

Para verificar que el valor de la resistencia seleccionado es el correcto, se utiliza la siguiente fórmula:

Del datasheet del componente (LM3478) se obtienen:

$$V_{SL} = 0.0092 [V]$$

$$R_{SEN} < \frac{2 \cdot V_{SL} \cdot F_s \cdot L}{V_o - (2 \cdot V_{IN})}$$

$$R_{SEN} < \frac{2 \cdot 0.0092[V] \cdot 1[M_{HZ}] \cdot 1.8[\mu H]}{12[V] - (2 \cdot 5[V])}$$

$$R_{SEN} < 0.016\Omega$$

Por tanto, el valor seleccionado de la resistencia debe ser inferior a 0.016 ohmios

$$R_{SEN} = 0.015\Omega$$

### 3.6. Inductor

El inductor es uno de los dos elementos de almacenamiento de energía en un convertidor. En la siguiente figura se observa como varía la corriente del inductor durante un ciclo de conmutación.

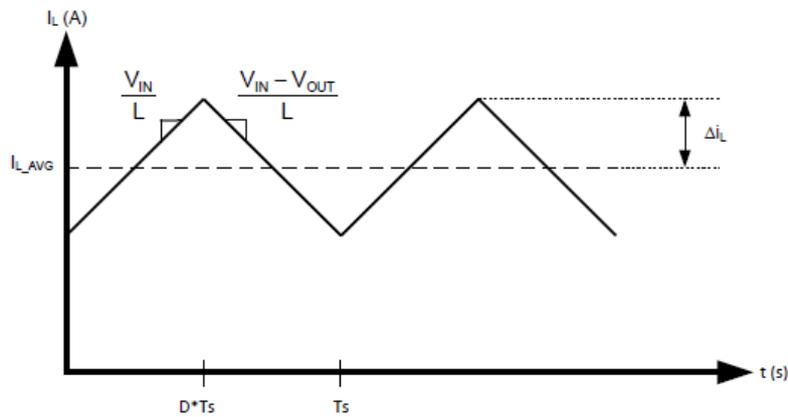


Figura 3.7 – Variación de la corriente del inductor

El valor de la inductancia debe cumplir con la siguiente ecuación:

$$L > \frac{D(1 - D) \cdot V_{IN}}{2 \cdot I_{OUT} \cdot f_s}$$

$$L > \frac{0.583(1 - 0.583) \cdot 5[V]}{2 \cdot 1.5[A] \cdot 1[MHz]}$$

$$L_{MIN} > 0.4 \mu H$$

Finalmente se selecciona una inductancia de un valor de  $L = 1.8 \mu H$

En la elección final del inductor, se deben tener en cuenta los valores de intensidad máximos que éste podrá soportar.

$$I_{LMAX} = \frac{I_{OUT}}{(1 - D)} = \frac{1.5[A]}{(1 - 0.583)} = 3.59[A]$$

$$AI_{LMAX} = \frac{D \cdot V_{IN}}{(2 \cdot f_s \cdot L)} = \frac{0.583 \cdot 5}{(2 \cdot 1MHz \cdot 1.8\mu H)} = 0.809[A]$$

$$I_{LPICO} = I_{LMAX} + AI_{LMAX} = 4.4[A]$$

Por tanto, se debe seleccionar una inductancia capaz de soportar esos picos de intensidad.

### 3.7. Diodo

El diodo debe ser capaz de soportar la corriente media máxima suministrada a la salida. La corriente máxima que circula a través del inductor, es la corriente de pico del diodo. Éste debe ser capaz de soportar una corriente superior a la de pico.

La corriente de pico a través del inductor se puede calcular mediante la siguiente fórmula:

$$\Delta_{IL} = \frac{V_{IN} \cdot D}{2 \cdot L \cdot f_s} = \frac{5[V] \cdot 0.583}{2 \cdot 1[M_{HZ}] \cdot 1.8[\mu H]} = 0.81[A]$$

$$I_{D(Pico)} = \frac{I_{OUT}}{(1 - D)} + \Delta_{IL} = I_{D(Pico)} = \frac{1.5[A]}{(1 - 0.583)} + 0.81 =$$

$$I_{D(Pico)} = 4.407[A]$$

Por tanto, el diodo seleccionado debe ser capaz de soportar esa intensidad.

El pico de tensión en inversa para convertidores de tipo boost (elevadores), es igual a la tensión de salida regulada. El diodo seleccionado debe ser capaz de soportar ese voltaje.

La tensión de salida regulada son **12V**, por tanto, el diodo deberá soportar esa tensión.

Se selecciona el diodo Schottky **PMEG3030EP**. Este diodo es capaz de soportar una tensión de 30V.

La corriente media que es capaz de soportar es de 3A y picos de corriente puntuales de hasta 50A. Muy superiores a la corriente media que circulará por él (0.81A) y los picos de corriente que pueden producirse en el circuito (4.407A).

### 3.8. Condensadores de entrada

La forma de onda de la corriente de entrada será la corriente que circula por el inductor. La forma de onda de la corriente se puede observar en la figura 3.7. Esto es debido a la presencia de un inductor a la entrada del convertidor.

Éste inductor asegura una corriente de ondulación muy baja en los condensadores de entrada del sistema.

La corriente RMS que circulará por los condensadores de entrada viene dada por la siguiente ecuación:

$$I_{\text{CIN(RMS)}} = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3}} \cdot \left( \frac{V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN}}}{V_{\text{OUT}} \cdot L \cdot f_{\text{S}}} \right) \cdot V_{\text{IN}}$$

$$I_{\text{CIN(RMS)}} = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3}} \cdot \left( \frac{12[\text{V}] - 5[\text{V}]}{12[\text{V}] \cdot 1.8[\mu\text{H}] \cdot 1[\text{MHz}]} \right) \cdot V_{\text{IN}}$$

$$I_{\text{CIN(RMS)}} = \mathbf{0.467 \text{ [A]}}$$

Los condensadores de entrada seleccionados deben ser capaces de manejar esa corriente.

Se deben seleccionar unos valores de condensadores superiores a 10  $\mu\text{F}$ . Utilizar condensadores con valores inferiores puede provocar que los problemas de impedancia y ruido de conmutación afecten al LM3478.

Se utilizarán 2 condensadores de entrada de valores:

$$C_{\text{IN1}} = \mathbf{47 \text{ } [\mu\text{F}]}$$

$$C_{\text{IN2}} = \mathbf{150 \text{ } [\mu\text{F}]}$$

### 3.9. Condensadores de salida

El condensador de salida se encarga de proporcionar toda la corriente a la carga cuando el inductor se está cargando.

Debido a esto, sufre corrientes de ondulación elevadas. El condensador utilizado debe ser capaz de manejar la corriente RMS máxima.

Esta corriente puede calcularse mediante la siguiente ecuación:

$$I_{\text{Cout(RMS)}} = \sqrt{(1 - D) \cdot [I_{\text{OUT}}^2 \cdot \frac{D}{(1 - D)^2} + \frac{\Delta_{\text{IL}}^2}{3}]}$$

Dónde:

$$\Delta_{\text{IL}}^2 = \frac{D \cdot V_{\text{IN}}}{2 \cdot L \cdot F_{\text{S}}}$$

$$\Delta_{\text{IL}}^2 = \frac{D \cdot V_{\text{IN}}}{2 \cdot L \cdot F_{\text{S}}} = \frac{0.583 \cdot 5[\text{V}]}{2 \cdot 1.8 [\mu\text{H}] \cdot 1[\text{MHz}]} = 0.81 [\text{A}]$$

$$I_{\text{Cout(RMS)}} = \sqrt{(1 - D) \cdot [I_{\text{OUT}}^2 \cdot \frac{D}{(1 - D)^2} + \frac{\Delta_{\text{IL}}^2}{3}]} = \sqrt{(1 - 0.583) \cdot [1.5^2 \cdot \frac{0.583}{(1 - 0.583)^2} + \frac{0.81^2}{3}]}$$

$$I_{\text{Cout(RMS)}} = 1.8 [\text{A}]$$

Por lo tanto, los condensadores seleccionados deben ser capaces de soportar esa corriente.

La resistencia serie equivalente (ESR) y la inductancia serie equivalente (ESL) de los condensadores de salida controlarán la ondulación. Se deben utilizar condensadores con bajo ESL y ESR para obtener una mayor eficacia y para que la ondulación de salida sea lo más pequeña posible.

El datasheet del LM3478 recomienda condensadores de tantaló o electrolíticos de polímero para la etapa de salida.

En este caso se han utilizado tres condensadores electrolíticos de 47  $\mu\text{F}$  cada uno a la salida.

$$C_{\text{OUT1}} = C_{\text{OUT2}} = C_{\text{OUT3}} = 47 [\mu\text{F}]$$

### 3.10. Filtro RC. Condensador de Bypass

La línea que conecta la alimentación con la entrada  $V_{IN}$  del LM3478 tendrá una resistencia y una inductancia parásitas como se puede ver en la figura 2.8.

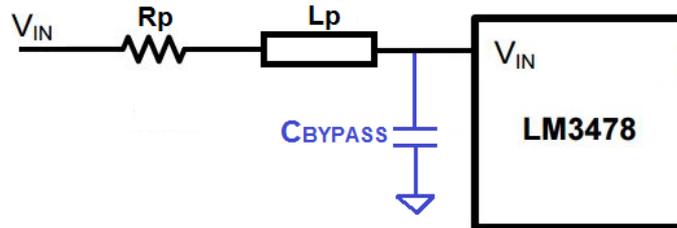


Figura 3.8 – Resistencias e inductancias parásitas

Si el integrado pide corriente a la fuente rápidamente debido a la conmutación de sus transistores, ésta inductancia no dejará pasar la corriente rápidamente, por tanto la tensión en la entrada caerá y se generará un ruido en la entrada de alimentación del LM3478.

El condensador de Bypass se utiliza para evitar el ruido en la entrada del integrado, para suplir la intensidad necesaria en los cambios que se produce en los transistores del componente y minimizar los problemas por ruido.

Este condensador debe ubicarse lo más cerca posible de la entrada de alimentación. Cuanto más larga sea la pista de unión del condensador con la referencia, mayor será la inductancia parásita y el ruido aumentará.

Para mejorar el rendimiento, especialmente con tensiones de entrada inferiores a 8V, el datasheet del LM3478 recomienda utilizar una resistencia de  $10\Omega$  para proporcionar un filtro RC.

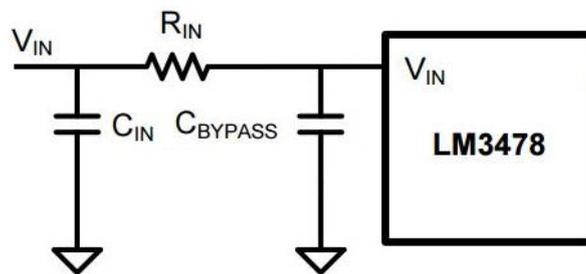


Figura 3.9 – Esquema de ubicación del condensador de Bypass

Como se observa en la figura 3.9, ésta resistencia debe colocarse en serie con el pin  $V_{in}$ , El valor del condensador de Bypass será de  $0.1\mu\text{F}$ . Por tanto:

$$C_{BYP} = 0.1 [\mu\text{F}]$$

$$R_{BYP} = 10 [\Omega]$$

### 3.11. Transistor de potencia

El transistor utilizado normalmente para este tipo de circuitos es un transistor MOSFET de potencia. Estos dispositivos aparecen en el mercado para sustituir a los BJT en aplicaciones de elevada frecuencia.

Es un dispositivo de tres terminales, puerta que será el encargado de controlar la corriente del dispositivo, el terminal de drenaje y la fuente.

El control que se realiza en un transistor MOSFET de canal N es un control de tensión de puerta. Se controlará el estado del transistor cargando y descargando la puerta desde el elemento controlador.

El Pin del Drive del LM3478 debe conectarse a la puerta del transistor. El voltaje de entrada del Drive del transistor depende de la tensión de entrada.

Como se puede observar en la gráfica proporcionada en el datasheet del controlador LM3478, para una tensión de entrada de 5V, la tensión recomendada para el pin Drive del transistor será 5V.

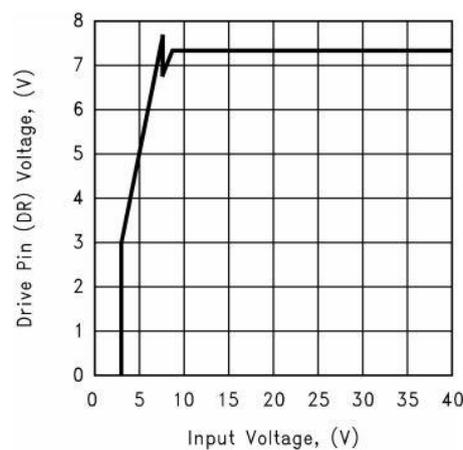


Figura 3.10 – Tensión de entrada Pin DR

Se selecciona para el circuito un transistor MOSFET (*CSD16323Q3*). Este transistor está optimizado para una entrada al pin drive de 5V.

**Soporta una tensión fuente drenador  $V_{DS} = 25[V]$ , una intensidad  $I_D = 60 [A]$  y su resistencia  $R_{DS} = 4.4m\Omega$**

### 3.12. Disipador de potencia

Las potencias que manejan dispositivos semiconductores como los transistores suele ser elevada. Teniendo en cuenta que los transistores de montaje superficial (SMD) son de unas dimensiones muy pequeñas, este problema se agrava.

Cualquier elemento que conduce una energía eléctrica pierde parte de esa energía en forma de calor debido al efecto Joule.

Si la temperatura en un componente es lo suficientemente alta, puede llegar a inutilizar el dispositivo. En dispositivos de potencia elevada, la superficie del encapsulado no es suficiente para evacuar todo el calor necesario, por lo que se necesita una superficie adicional (disipador) para evacuar el calor.

Las pérdidas de potencia en los transistores se pueden separar en pérdidas por conducción y en pérdidas por conmutación.

Los transistores disipan potencia durante la conmutación. Los dispositivos que trabajen a bajas frecuencias de trabajo, las pérdidas por conducción serán superiores a las de conmutación.

Pero en los dispositivos cuya frecuencia de trabajo sea elevada, las pérdidas de conducción serán despreciables con respecto a las pérdidas de conmutación.

Las pérdidas por conducción se pueden calcular mediante la siguiente fórmula:

$$P_{\text{COND}} = I^2 \cdot R_{\text{dsON}} \cdot D$$

$$P_{\text{COND}} = 1.5^2 [\text{A}] \cdot 4.4 [\text{m}\Omega] \cdot 0.583$$

$$P_{\text{COND}} = 5.8 \text{ mW}$$

Las pérdidas por conmutación son difíciles de calcular debido a las corrientes parásitas de un transistor en funcionamiento. Mediante las siguientes ecuaciones se puede realizar una aproximación de las pérdidas por conmutación del transistor.

$$P_{\text{SW}} = \frac{I_{\text{LMAX}} \cdot V_{\text{OUT}}}{2} \cdot f_{\text{SW}} \cdot (t_{\text{LH}} + t_{\text{HL}})$$

$$t_{\text{LH}} = \left[ Q_{\text{gd}} + \frac{Q_{\text{gs}}}{2} \right] \cdot \frac{R_{\text{drON}}}{V_{\text{DR}} - V_{\text{Gsth}}}$$

En el datasheet del componente no vienen indicados los datos necesarios para calcular el tiempo de subida. Tampoco se indica el modo de calcular el tiempo de bajada. Por tanto, se utilizarán los datos proporcionados por el fabricante para unas condiciones determinadas para poder aproximar las pérdidas por conmutación.

$$t_{\text{LH}} = t_{\text{R}} = 15 \text{ ns}$$

$$t_{\text{HL}} = t_{\text{F}} = 6.3 \text{ ns}$$

Por tanto:

$$P_{SW} = \frac{3.59[A] \cdot 12}{2} \cdot 10[M_{Hz}] \cdot (15[ns] + 6.3[ns])$$

$$P_{SW} \approx 0.46W$$

Como se esperaba, la potencia disipada por conmutación es muy superior a la potencia disipada por conducción. La potencia total será la suma de ambas.

$$P_{TOTAL} = P_{COND} + P_{SW}$$

$$P_{TOTAL} = 0.0058[W] + 0.46[W]$$

$$P_{TOTAL} \approx 0.46W$$

Sabiendo la potencia que disipará el transistor, se calculará la superficie necesaria en la PCB mediante la calculadora e **Texas Instruments (TI PCB Thermal Calculator)**

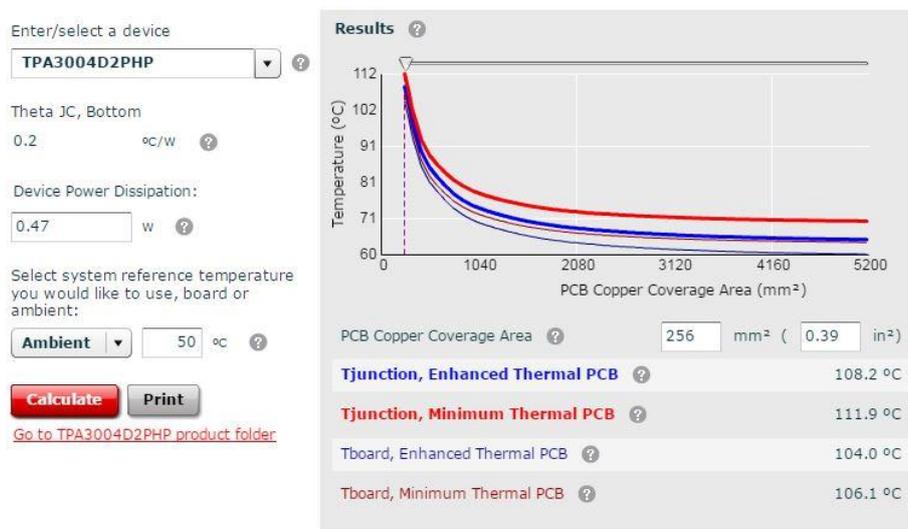


Figura 3.11 – Gráfica de selección de área de disipación

El calculador no ofrece la posibilidad de realizar un cálculo con el transistor que se utilizará en el proyecto, por tanto, se busca un componente que tenga unos componentes térmicos similares.

Realizando diversas aproximaciones, se decide utilizar una superficie de disipación de 100mm<sup>2</sup>. Mediante esta superficie, disipando una potencia de 0.47W en una temperatura ambiente de 50°C, la temperatura máxima que alcanzará la unión será de unos 120°C aproximadamente.

Esta temperatura está lejos de los 150°C que permite como máximo el transistor. La temperatura ambiente en la que se utilizará el sistema será inferior a los 50°C con los que se han realizado las aproximaciones, por lo tanto esa superficie de disipación debe ser suficiente.

### 3.13. Choque modo común CMC

Un problema frecuente desde el punto de vista de compatibilidad electromagnética es tener demasiadas corrientes en modo común en los conductores del sistema.

Estos problemas pueden solucionarse colocando un choque al modo común en la entrada de la alimentación, de este modo se podrán atenuar dichas corrientes.

Una ventaja de los choques en modo común es que presentan una alta impedancia en serie a las corrientes en modo común que pudiera haber en el circuito. Además, ésta impedancia presentada, no influye a las señales diferenciales.

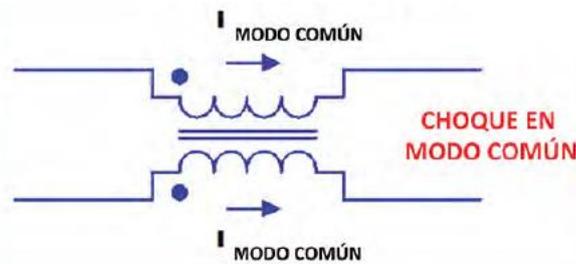


Figura 3.12 – Esquema básico choque CMC

En un choque CMC, las señales en modo diferencial pasan sin ser atenuadas de ningún modo, mientras que las señales en modo común se atenúan debido a esa impedancia.

La corriente de alimentación que proporcionará la alimentación será de 1 [A]. La corriente de salida estará limitada a 1.5 [A]. Se deberá seleccionar un Choque capaz de soportar esa corriente.

Se selecciona un choque WE-SL2, cuya corriente nominal serán 1.6 [A] y una impedancia en modo común de 920 [ $\Omega$ ].

## 4. Funcionamiento

Como se ha comentado anteriormente, se utilizará una configuración tipo Boost (Step – UP). Lo que significa que el voltaje a la salida será superior que el voltaje suministrado a la entrada.

En las fuentes de alimentación convencionales, el elemento de control es un transistor que está siempre conduciendo. Esto provoca las pérdidas de energía y por tanto de eficiencia de las que se hablaron en anteriores apartados.

En las **fuentes de alimentación conmutadas**, el elemento de control también es un transistor. La ventaja de éstas es que, en este caso el transistor funciona en **saturación y corte**. Por lo tanto el transistor no se encuentra siempre conduciendo.

El esquema básico de esta configuración es el siguiente:

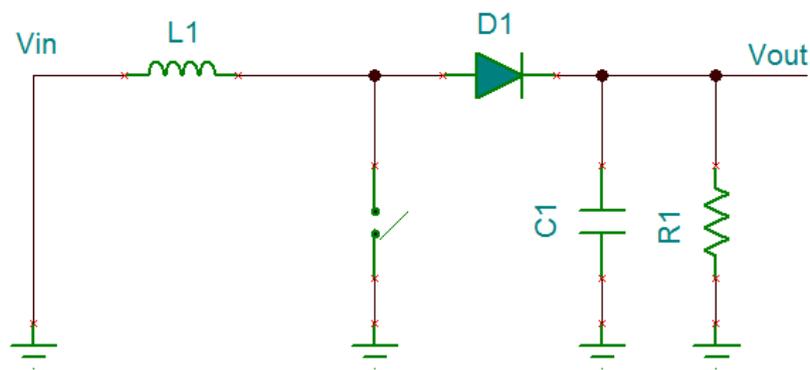


Figura 3.13 – Esquema básico fuente de alimentación conmutada

En el funcionamiento de una fuente de alimentación conmutada se pueden diferenciar dos estados. Cuando el MOSFET está en saturación y cuando está en corte.

#### 4.1. Interruptor cerrado (MOSFET en saturación)

Cuando el interruptor está cerrado, la corriente circula a través del **inductor** y almacena su energía en él.

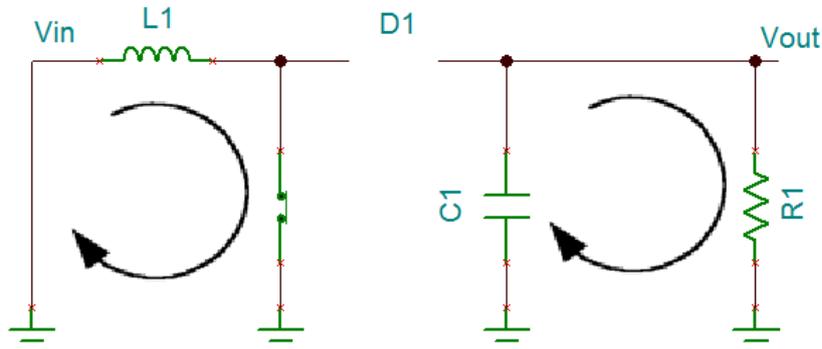


Figura 3.14 – Funcionamiento FAC MOSFET en saturación

El **Diodo** se polariza en inversa, por lo que no deja circular la corriente por él. De este modo el voltaje de entrada no llega a la **carga**. La corriente en la carga se suple por el **condensador de salida**.

#### 4.2. Interruptor abierto (MOSFET en corte)

Cuando el interruptor está abierto, el voltaje de la inductancia invierte la polaridad, lo que hace que el **diodo** se polarice en directo.

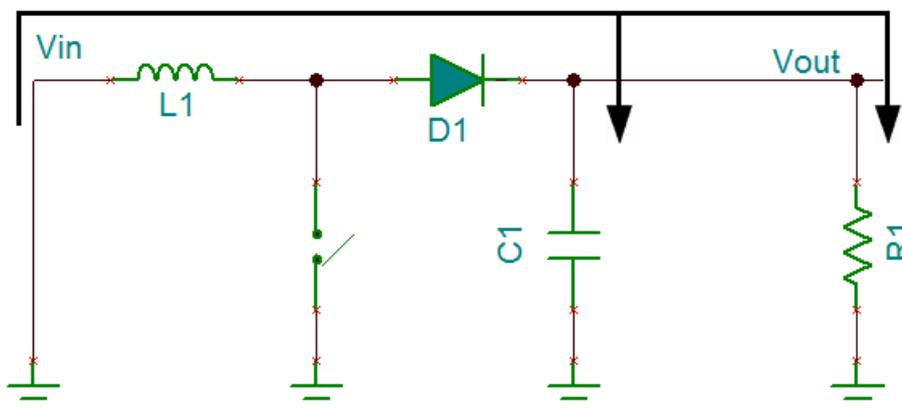


Figura 3.15 – Funcionamiento FAC MOSFET en corte

Cuando el **diodo** se polariza en directo, la corriente fluye a través de él. Esto hace que la corriente fluya también a través del **condensador de salida** y suministre esta corriente a la **carga**.

Se consigue que la tensión de salida sea superior a la de entrada debido a que el voltaje del inductor se suma al voltaje de entrada.

Cuanto mayor sea el tiempo de encendido del MOSFET, menor será el voltaje en extremos de la inductancia ( $V_L$ ), por lo que menor será el voltaje de salida.

Por lo tanto, cuando menor sea el tiempo de encendido del MOSFET, el voltaje en extremos de la inductancia será más grande y mayor será el voltaje de salida ( $V_{OUT}$ ).

### 4.3. Control por modulación del ancho de pulso.

El sistema de control será por modulación de ancho de pulso, también llamado control de tensión, debido a que la muestra se toma directamente a la salida del circuito.

El funcionamiento básico es que, esta tensión de salida se introduce en un amplificador de error, junto con una tensión de referencia. A esta tensión se le resta la compensación interna y se introduce en un comparador PWM.

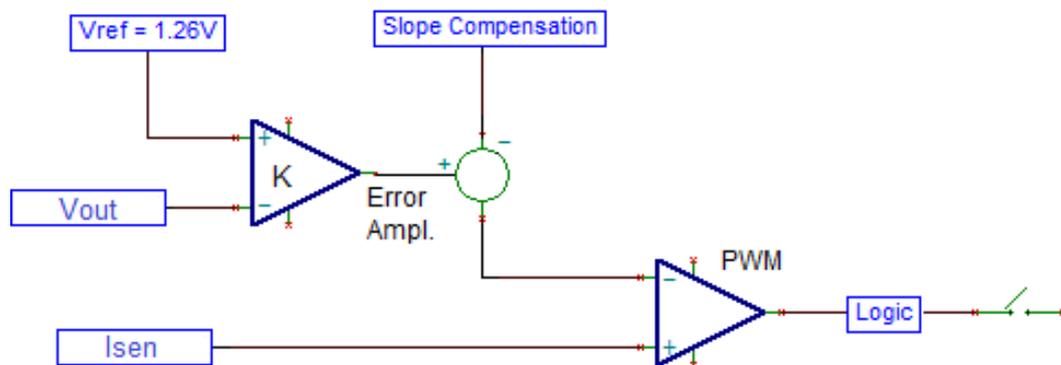


Figura 3.16 – Esquema básico control por modulación de ancho de pulso

Cuando se produce un pico de corriente a través del MOSFET, se detecta en una resistencia externa ( $R_{SN}$ ). La tensión generada en dicha resistencia se introduce en el Pin del controlador  $I_{SEN}$ . Este voltaje se introduce también en la entrada positiva del comparador PWM.

El voltaje de salida ( $V_{OUT}$ ) se detecta en el divisor resistivo y se introduce en el Pin FB (conectado con el amplificador de error). La salida del comparador de error se añade a la rampa de compensación de pendiente y se introduce en la entrada negativa del comparador PWM.

Cuando se genera un nivel alto en el Pin DR (Al inicio de un ciclo de conmutación), se enciende el MOSFET. Cuando el voltaje a la entrada positiva del comparador PWM supera a la entrada negativa el MOSFET se apaga.

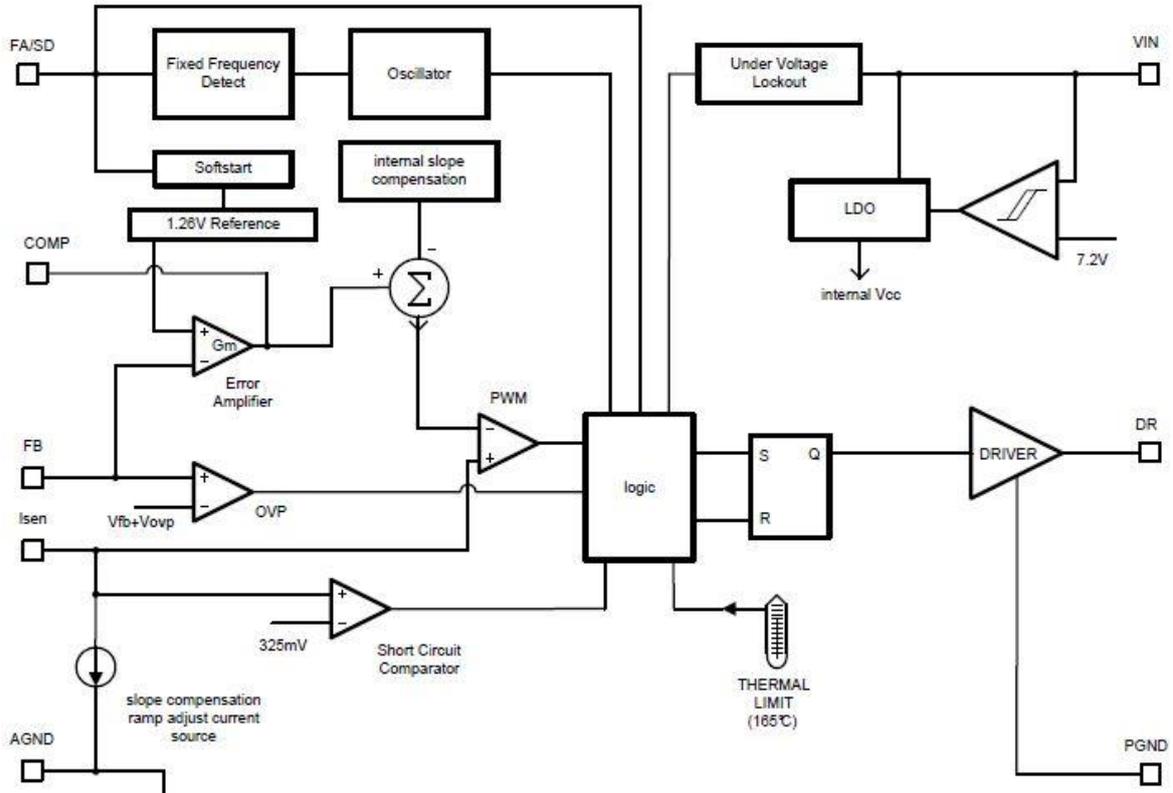


Figura 3.17 – Esquema interno LM3478

## 5. Puntos críticos de diseño

En las fuentes de alimentación conmutadas hay ciertos puntos críticos sobre los cuales se debe tener especial cuidado al realizar el circuito impreso y seleccionar cuidadosamente la colocación y ruteado de los componentes que los afectan.

Una buena toma de decisiones a la hora de ubicar y rutear estos puntos críticos, puede marcar la diferencia entre un circuito bueno desde el punto de vista de interferencias electromagnéticas y uno malo.

### 5.1. Conexión de masa

La conexión de los diferentes componentes a la masa del circuito es muy importante a la hora de minimizar las interferencias en un circuito. Se opta por utilizar una conexión a masa centralizada en serie.

Se utiliza esta distribución debido a que no es necesario utilizar planos exclusivos de masa y alimentación. De este modo el coste final del producto será inferior.

La conexión a masa en serie provoca problemas de impedancia común debido a que se producen pequeñas tensiones entre las uniones a masa. Esto podría solucionarse utilizando una conexión en paralelo, pero se añadirían problemas de interferencias electromagnéticas provocados por la longitud de los cables.

En la siguiente figura se observa el esquema básico de conexión de masas en serie.

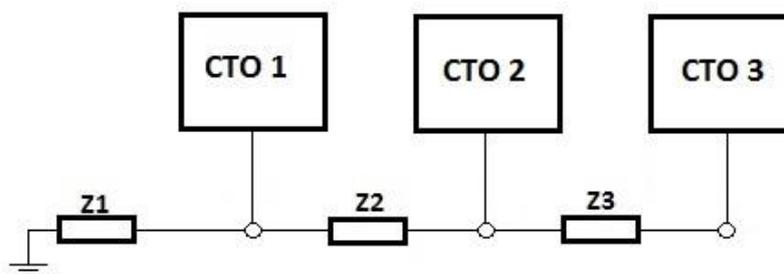


Figura 3.18 – Conexión de masas en serie

Finalmente, se opta por la conexión en serie en lugar de una conexión en paralelo.

### Separación de masas (Potencia - Analógica)

Un circuito puede contener tanto componentes analógicos como de potencia. Las principales fuentes de ruido en los componentes analógicos son externas. Por lo tanto, compartir masa con un circuito de potencia que genera gran cantidad de ruido puede provocar graves problemas de ruido.

Una solución común es separar una placa PCB en varias partes aisladas entre sí. De este modo, se solventarían los problemas de ruido provocados por los componentes de potencia.

En ocasiones no es posible dividir una placa en partes, en este caso, se puede realizar una separación de masas. Esto puede realizarse utilizando dos sistemas de masa, uno para la masa analógica y otro para la de potencia.

Si no es posible introducir más capas en el diseño final de la placa PCB, se puede realizar una separación de masas conectando los componentes de potencia a su correspondiente masa, y los analógicos a la suya.

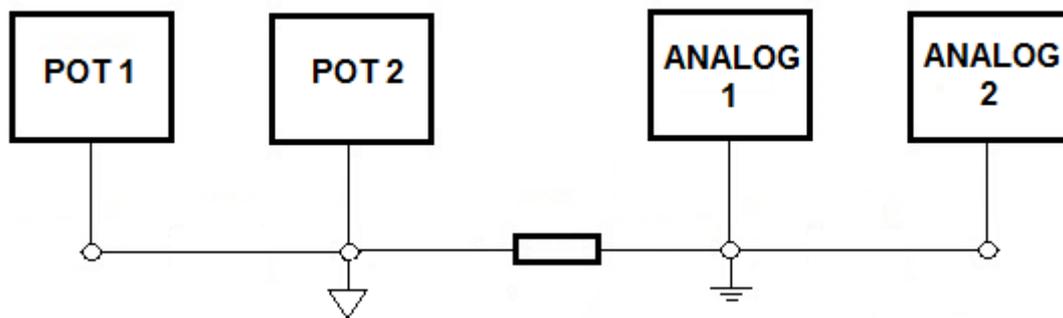


Figura 3.19 – Conexión de masas en paralelo

En el imagen anterior se puede ver un esquema sencillo de la conexión de masas de potencia y analógica entre sí, utilizando una distribución de masas en serie y su posterior unión.

## 5.2. Bucles de corriente

Cuando una corriente atraviesa un conductor, en este caso, una pista de un circuito impreso, se produce un campo magnético a lo largo del conductor. Si la corriente que circula por el conductor es variable, el campo magnético que lo atraviesa también lo será. Este campo magnético, induce una tensión en los conductores que se encuentran dentro de él.

Esto provoca un **acoplo inductivo** que será necesario minimizar. La mejor forma de minimizarlo es reducir el área del bucle que recorre la corriente.

En una fuente de alimentación conmutada, los bucles de corriente más importantes que deben tenerse en cuenta son los que se producen debido a la conmutación del transistor.

### MOSFET ON

Cuando por el pin Drive (DR) del LM3478 llega un nivel alto, el transistor se cierra provocando dos bucles.

El primero desde la alimentación, pasando por la inductancia y por el transistor y cerrándose por la línea de masa.

El segundo debido a que corriente en la carga es suplida por el **condensador de salida** ( $C_{OUT}$ ). El bucle pasa por el condensador de salida, la carga y se cierra por la línea de masa.

En la figura se observa el recorrido de ambos bucles.

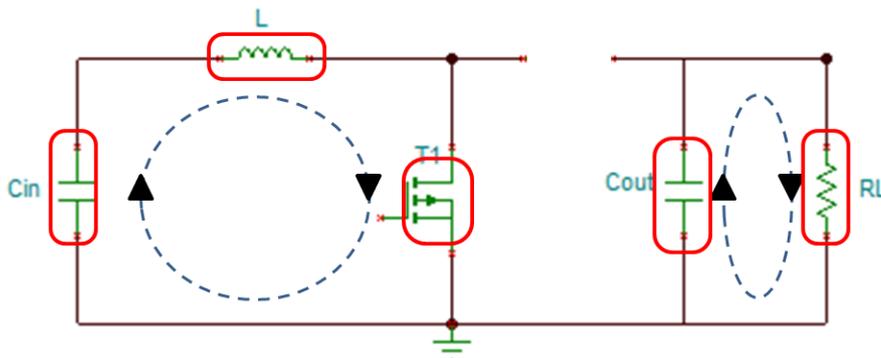


Figura 3.20 – Bucles de corriente MOSFET ON

### MOSFET OFF

Cuando el MOSFET no conduce debido a que la carga demanda corriente, se produce un bucle que circula desde la alimentación, pasando por la inductancia, el diodo y la etapa de salida formada por los condensadores de salida y la resistencia de carga ( $C_{OUT}$  y  $R_L$ ).

En la siguiente figura puede observarse el bucle de corriente generado.

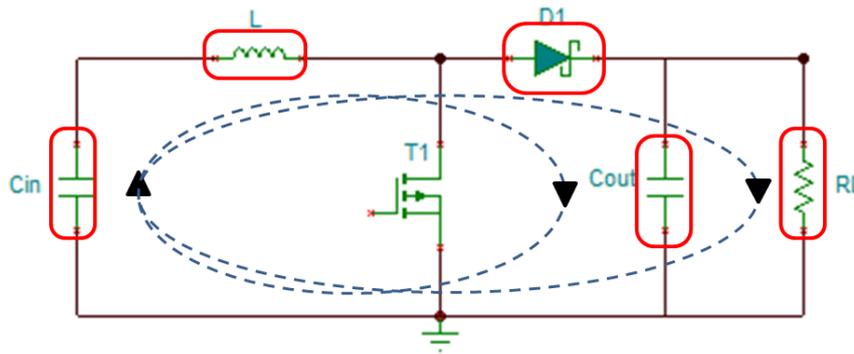


Figura 3.21 – Bucles de corriente MOSFET OFF

Para resolver el problema de los bucles de corriente se reducirán los bucles generados ubicando los componentes lo más cerca posible y trazando una buena red de masas para minimizar el recorrido de la corriente.

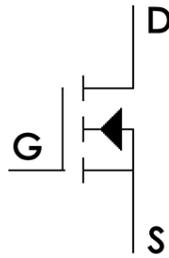
### 5.3. Transistor Mosfet

El transistor MOSFET es el un elemento muy a tener en cuenta desde el punto de vista de un buen diseño de un circuito frente a interferencias electromagnéticas.

Se utilizan estos dispositivos debido a:

- **Alta impedancia de entrada:** Característica muy interesante debido a que el control del transistor se puede realizar utilizando dispositivos de baja potencia.
- **Buena estabilidad térmica**
- **Velocidad de conmutación muy elevada:** Esta es la principal razón de su utilización. Es capaz de conmutar a velocidades muy elevadas.

Estos transistores, generan impulsos de gran amplitud cuando se realizan las conmutaciones, lo que puede provocar interferencias. Esto es debido a la frecuencia a la que se realizan las conmutaciones y al nivel de las intensidades que conmutan.



*Figura 3.22 – MOSFET canal N*

Se producirá entonces un campo eléctrico que podrá inducir corrientes parásitas en otros conductores, debido a capacidades parásitas entre ellos.

Las conmutaciones generadas por el paso del transistor de corte a conducción, generan armónicos que se distribuyen por un amplio espectro.

En el circuito, el MOSFET se encuentra unido por el drenador al diodo y a la inductancia. En ese punto, se producirán variaciones bruscas de tensión producidas por el cambio de estado del transistor de corte a saturación.

Como se verá más adelante, se utilizará una superficie de cobre situada en la capa inferior bajo el transistor, unida a la masa del circuito para que el ruido generado por el transistor se cierre a través de esa línea de masa y afecte lo mínimo posible al resto del circuito.



# IMPLEMENTACIÓN EN CIRCUITO IMPRESO

## 1. Introducción

En este apartado se llevará a cabo la realización del circuito impreso. Se realizarán los footprints de los componentes, se tomarán las decisiones de diseño para cada uno de los circuitos y se realizará el ruteado manual de la placa PCB.

## 2. Decisiones de diseño

En este apartado se realizará la implementación en circuito impreso del sistema diseñado anteriormente. Se decidirá un tamaño para la placa, la ubicación de los componentes y el ruteado de los mismos teniendo en cuenta los puntos críticos del circuito así como decisiones importantes para mejorar el diseño desde el punto de vista de las interferencias electromagnéticas.

### 2.1. Tamaño de la PCB

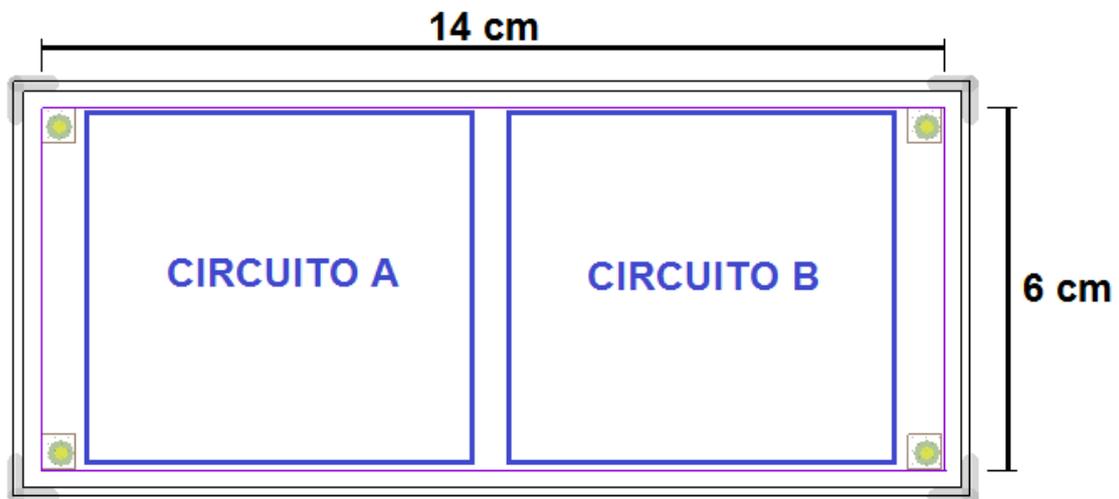
La primera decisión que se debe tomar es el tamaño que tendrá la placa diseñada. No se debe diseñar un circuito en el que el tamaño de la placa esté muy sobredimensionado porque influirá en el precio final del prototipo.

Por lo tanto es importante seleccionar un tamaño que se adapte a cada uno de los diseños.

Se estima que para cada uno de los circuitos sería necesaria una placa con unas dimensiones de 8cm de largo x 6cm de ancho.

Debido a que la finalidad del proyecto es realizar una comparación entre dos circuitos, es interesante ubicarlos ambos dentro de la misma placa, de este modo el precio final será inferior y se podrá realizar una comparación visual.

De este modo, el tamaño final es de 14cm de largo por 6cm de ancho. Reservando un área de  $42\text{cm}^2$  aproximadamente para cada ambos los circuitos.



*Figura 4.1– Dimensiones placa PCB*

## 2.2. Ubicación de componentes

En este apartado se expondrán los pasos seguidos a la hora de colocar los componentes de cada uno de los circuitos en la placa PCB. El sistema de la izquierda (A) será el diseñado teniendo en cuenta las buenas prácticas desde el punto de vista de interferencias electromagnéticas, mientras que en el circuito B se tomarán decisiones sin criterio para poder realizar la comparación.

### 2.2.1. Alimentación y carga

El primer paso es decidir desde donde se alimentará cada uno de los circuitos, así como dónde se colocará el conector de salida.

Para el circuito A, se ubican relativamente cerca, con vistas a que, en un futuro el recorrido de entrada a salida sea más corto.

En el caso del circuito B, se coloca la alimentación en el lado opuesto a la carga.



Figura 4.2 – Ubicación de componentes de alimentación y carga

Se ubican lo más cerca posible del borde de la placa, de ese modo será más fácil alimentar el circuito y colocar la resistencia de carga.

### 2.2.2. Condensadores de entrada.

A continuación se colocarán los condensadores de entrada. Deben colocarse lo más cerca de la alimentación posible.

En el circuito A, se coloca además un choque al modo común. Este elemento, también debe estar situado lo más cercano posible a la alimentación. Se colocará el choque y justo a continuación se colocarán los dos condensadores de entrada de 47  $\mu\text{F}$  y 150  $\mu\text{F}$ .

En el circuito B, la mayor diferencia en cuanto a la alimentación es que no contará con el choque. Esto debería empeorar la etapa de entrada con respecto al otro circuito, inyectando más interferencias conducidas. Los condensadores se colocan también cerca de la alimentación pero más separados entre sí.

El bucle de entrada cuando el transistor MOSFET esté encendido será superior en el circuito B.

En la siguiente imagen se observa la colocación de los condensadores de entrada de ambos circuitos.

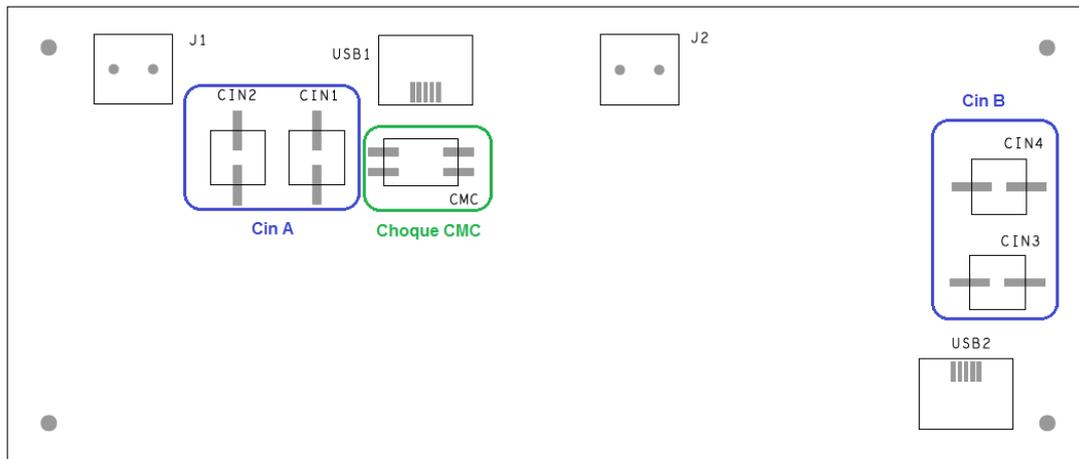


Figura 4.3 – Ubicación de condensadores de entrada y CMC

### 2.2.3. Condensadores de salida.

En este apartado se colocará la etapa de condensadores de salida. Estos condensadores serán los encargados de filtrar la señal. Su ubicación es importante, deben filtrar los ruidos producidos por la conmutación del transistor de potencia.

En el circuito A, se colocan juntos y muy cerca del conector de salida. Los condensadores de salida del circuito B ocupan más espacio, lo que provocará que el bucle de salida cuando el MOSFET esté conduciendo sea superior con respecto al circuito A. En la siguiente imagen se observa la ubicación de los condensadores de salida de ambos circuitos.

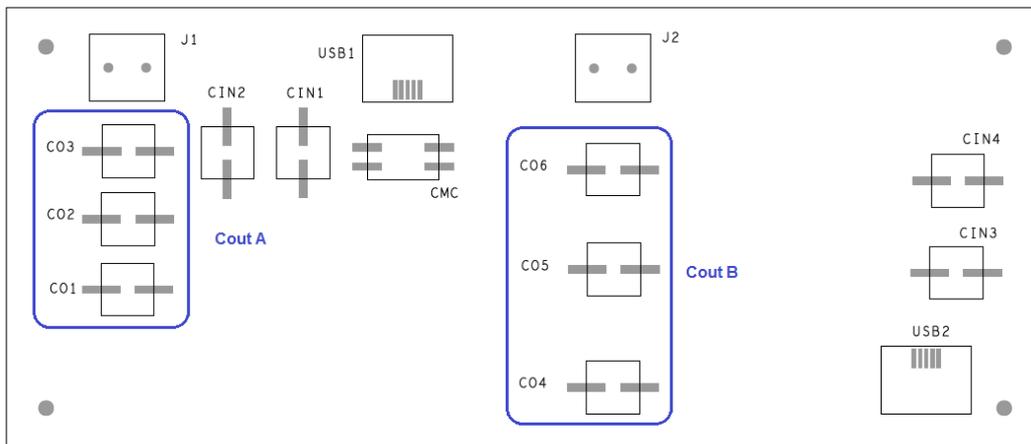


Figura 4.4 – Ubicación de condensadores de salida

### 2.2.4. Controlador LM3478

A continuación se colocará el controlador LM3478. Su colocación no es tan vital, pero sí lo serán los componentes que se ubiquen a su alrededor.

En la siguiente imagen se observa la colocación de los dos componentes.

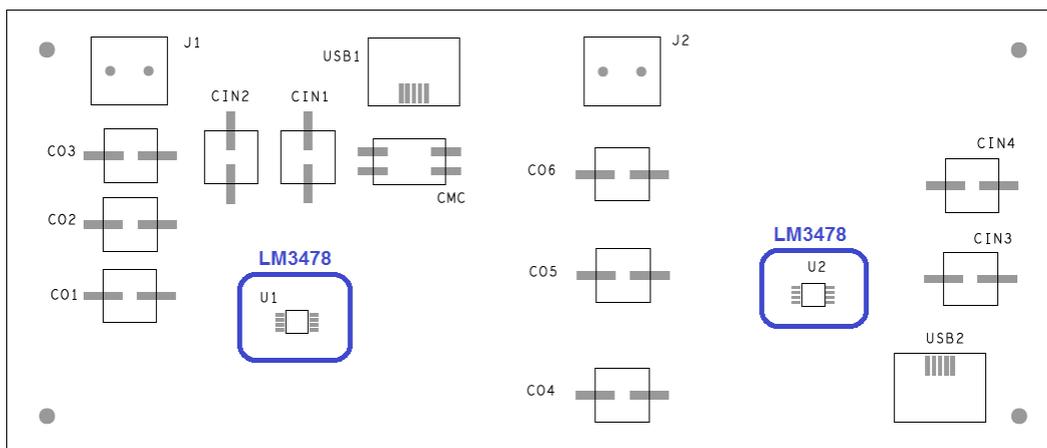


Figura 4.5 – Ubicación de LM3478

### 2.2.5. Transistor – Diodo – Inductor

Esta es la parte más importante del diseño de ambos sistemas. El punto situado entre el transistor, el diodo y la inductancia sufrirá variaciones bruscas de tensión. Esto producirá que en el punto que une los tres componentes sea un punto crítico desde el punto de vista de ruido por campo eléctrico.

En el circuito A, se ubican los tres componentes lo más cerca posible entre sí. Al producirse variaciones bruscas de tensión, es muy importante ubicar estos componentes lo más cerca posible entre sí.

Se utiliza la superficie de disipación del transistor como punto de unión de los componentes, colocando una de las patillas de la inductancia dentro de esta superficie, así como el ánodo del diodo.

En el circuito B, estos componentes se colocan muy distantes entre sí. La superficie que ocupa el punto de unión es muy superior, por lo que desde el punto de vista de interferencias electromagnéticas, ubicar estos componentes a mucha distancia es una mala decisión.

La unión que se realizará entre estos dos componentes será utilizando una pista lo más ancha posible debido a la superficie de disipación, lo cual aumentará todavía más la superficie radiante.

En la siguiente imagen se muestra la ubicación del transistor MOSFET, inductancia y diodo en ambos circuitos.

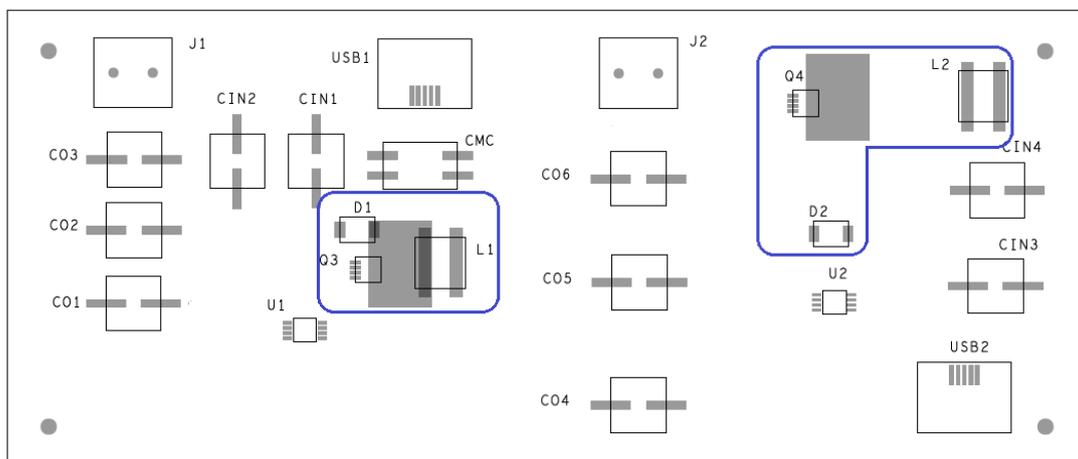


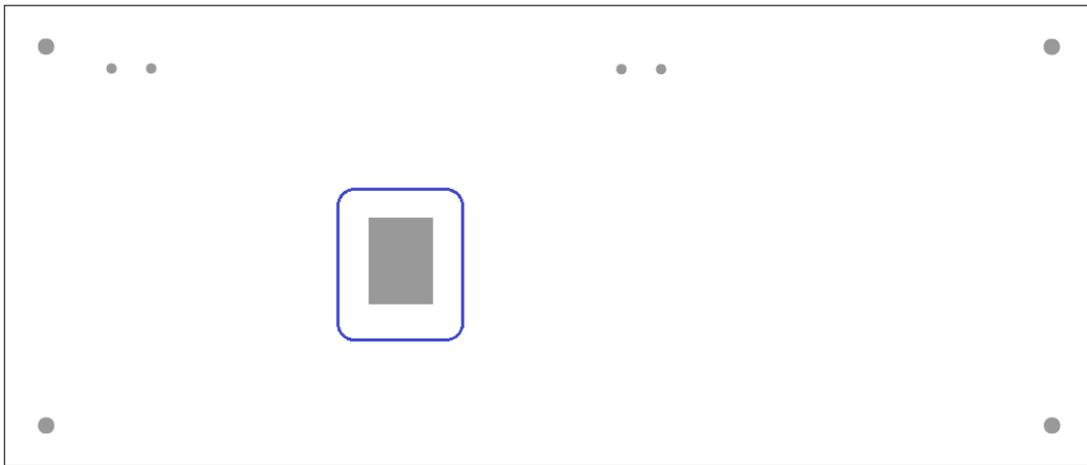
Figura 4.6 – Ubicación de Transistor – Inductor y diodo

En el circuito A, se toma la decisión de ubicar algún tipo de protección contra las interferencias capacitivas generadas por la superficie de disipación que une a esos tres componentes.

Como solución, se opta por ubicar otra superficie de iguales dimensiones en la parte inferior de la placa, que coincida en ubicación con la zona de disipación del transistor

Esta nueva superficie, se conectará a la masa del circuito para que las líneas de campo eléctrico se cierren por ella.

En la siguiente imagen se puede observar la superficie creada en la cara inferior de la PCB.



*Figura 4.7 – Zona de cobre plano Bottom*

Las conmutaciones del transistor se controlan desde el pin DR del LM3478. Es importante que la línea que une el Drive del controlador y la puerta del transistor sea lo más corta posible para evitar interferencias radiadas.

Se observa que en el circuito A, la distancia entre el componente LM3478 y el transistor MOSFET es considerablemente inferior a la distancia entre estos dos elementos en el circuito B.

Esta decisión provocará que en el primer circuito las interferencias acopladas y radiadas por esa línea de señal sean inferiores.

### 2.2.6. Filtro RC. Condensador de Bypass

El filtro RC se utiliza para minimizar el ruido que se introduce por la entrada de alimentación del integrado. El condensador debe colocarse lo más cerca posible de la alimentación del integrado.

Cuanto más larga sea la pista de unión del condensador con la referencia, en este caso el PIN AGND del LM3478, mayor será la inductancia parásita y el ruido aumentará.

En el circuito A, se ubican los componentes del filtro RC ( $C_{BYP}$  y  $R_{BYP}$ ) muy cercanos al Pin 8 de alimentación del integrado LM3478.

Realizando una buena conexión de los componentes a masa, el filtro puede resultar muy eficiente.

Por el contrario, en el circuito B, se ubican considerablemente más alejados del pin de alimentación del integrado. De este modo, la inductancia parásita aumentará e introducirá mayor cantidad de ruido al LM3478.

En la imagen se observa la ubicación del filtro RC en ambos circuitos.

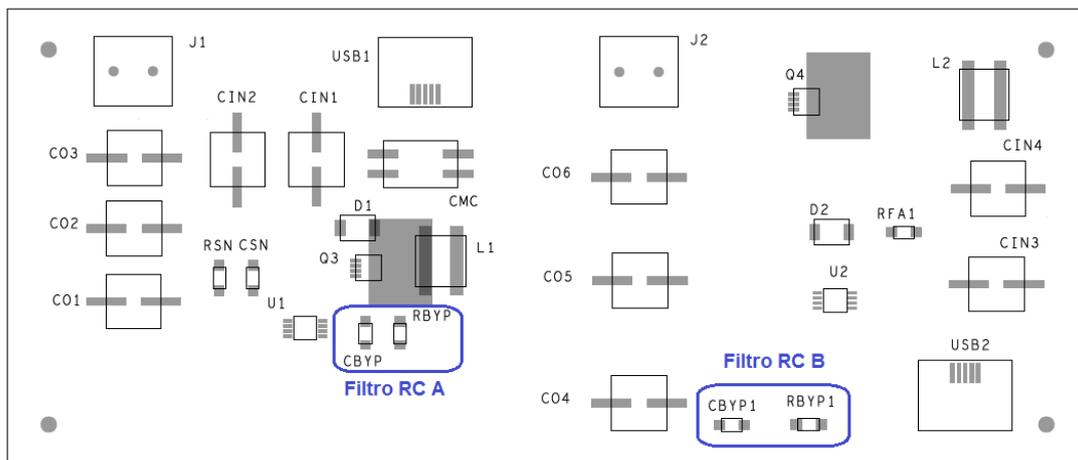


Figura 4.8 – Ubicación de filtro RC

### 2.2.7. Ajuste de frecuencia (RFA)

La frecuencia del sistema se seleccionará mediante la resistencia RFA. Esta resistencia se conecta al LM3478 mediante el PIN FA/SD.

Es interesante que esta resistencia se ubique lo más cerca posible del Pin y que la conexión a tierra no sea muy larga. En la imagen inferior, se observa la colocación de las resistencias en cada uno de los circuitos. El ruteado determinará la buena colocación de ambos componentes.

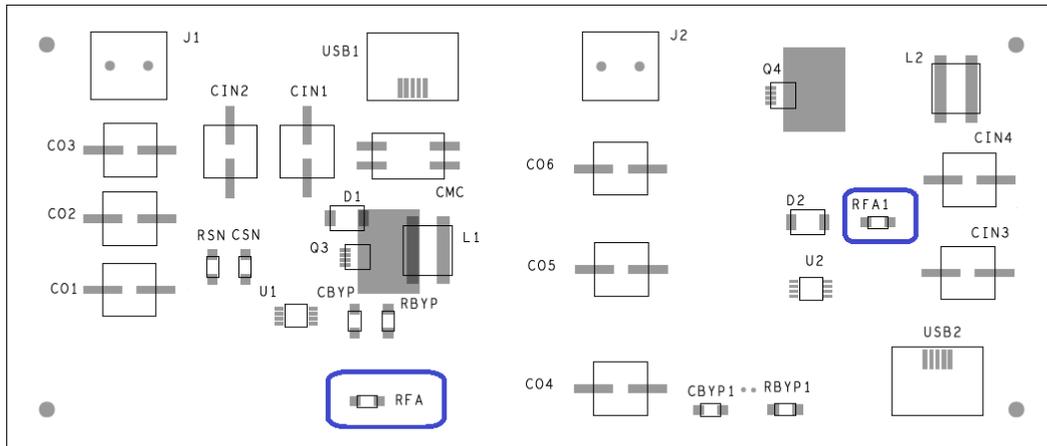


Figura 4.9 – Ubicación de resistencia  $R_{FA}$

### 2.2.8. Tensión de salida (RFBB / RFBT)

La tensión de salida se regula mediante un divisor resistivo conectado al pin de Feedback del LM3478.

Se recomienda ubicar el divisor resistivo entre el PIN FB del controlador y la masa del circuito utilizando el camino más corto posible. En la imagen inferior se observa la colocación de las resistencias de Feedback para ambos circuitos.

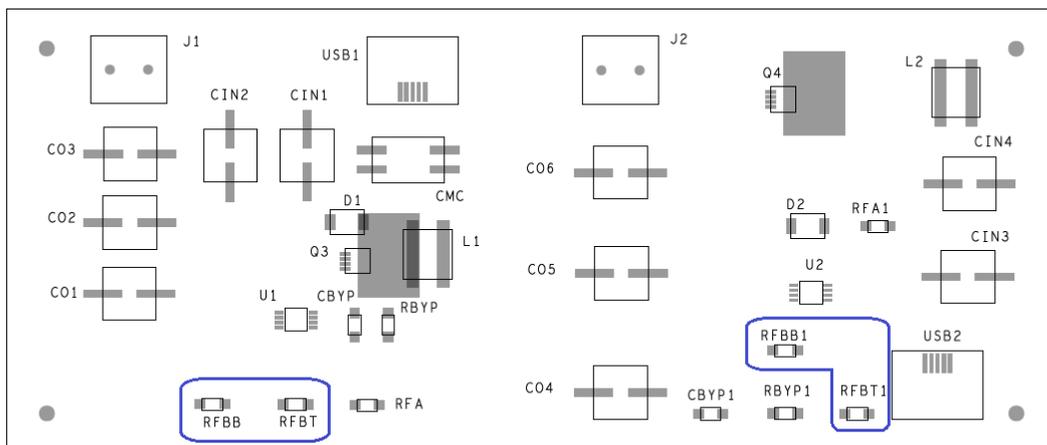


Figura 4.10 – Ubicación resistencias de Feedback

### 2.2.9. Limitador de corriente (RSN / CSN)

La corriente de salida se limita utilizando la resistencia RSN conectada entre el Pin  $I_{SEN}$  y la fuente del transistor MOSFET.

En paralelo con la resistencia se coloca un condensador ( $C_{SEN}$ ). Este condensador debe colocarse lo más cercano posible al Pin  $I_{SEN}$ .

En el circuito A, ambos componentes se ubican cerca del integrado LM3478, de este modo, se podrá realizar un ruteado en el que el condensador esté lo más cerca posible del Pin y la masa del circuito.

En la figura se observa la ubicación del limitador de corriente en los dos circuitos.

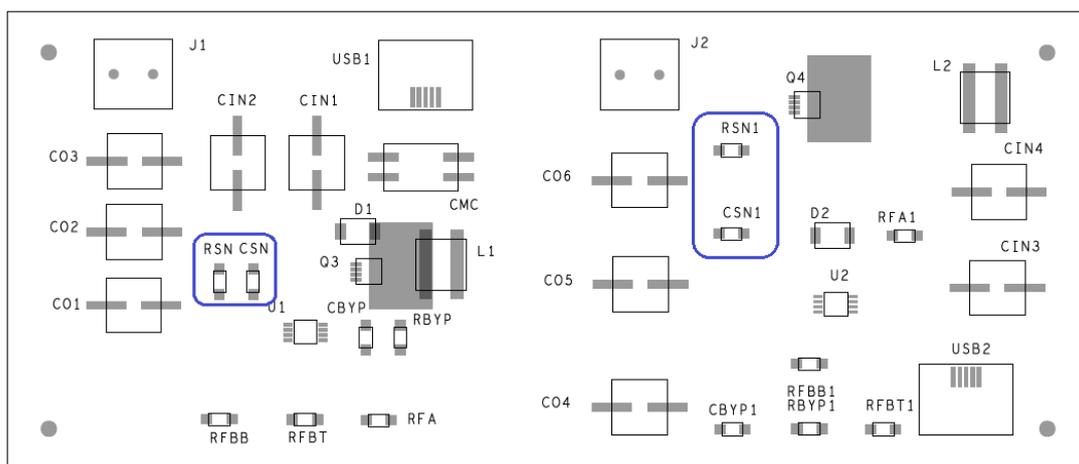


Figura 4.11 – Ubicación limitador de corriente

### 2.2.10. Unión de Masas

En el circuito A, se realizará una separación de masas entre masa analógica, y masa de potencia.

El integrado LM3478 tiene un Pin destinado a cada una de esas masas. El PIN 4 para AGND y el Pin 5 para PGND. Por tanto, cada una de las líneas de masa del circuito terminará en el pin correspondiente.

Las masas se unirán en un mismo punto marcado por la resistencia RGND. Se ubicará lo más cerca posible del integrado.

Esta separación no se realizará en el circuito B, por lo que no será necesario este componente.

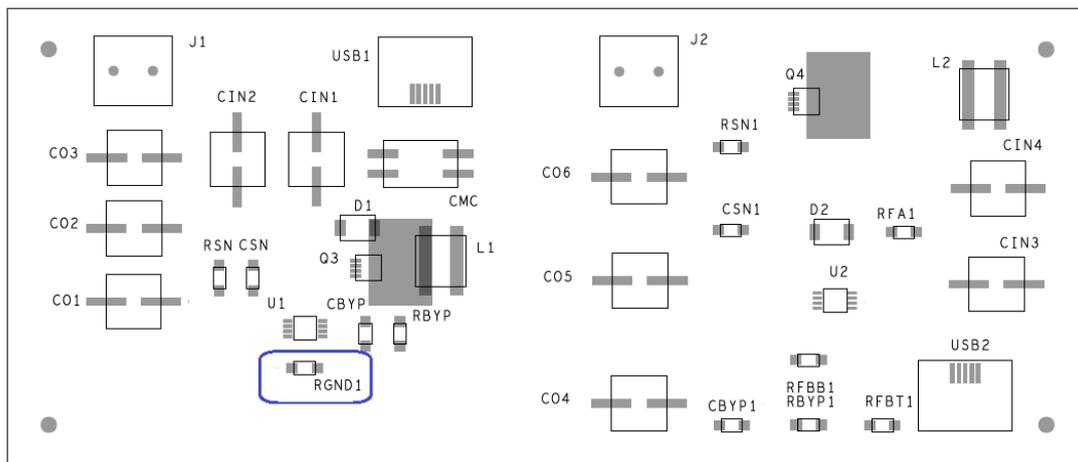


Figura 4.12 – Ubicación unión de masas



## 2.3. Ruteado manual

En este apartado se realizará el ruteado de los componentes de cada uno de los diseños. Se tendrán en cuenta los puntos críticos de una fuente de alimentación conmutada y se realizará una comparación entre cada uno de los circuitos con cada una de las decisiones tomadas.

### 2.3.1. Conexiones de masa

La conexión de la masa del circuito es un punto muy importante a tener en cuenta a la hora de realizar el ruteado del sistema

En ambos casos se utilizará una masa centralizada y se opta por una conexión en serie. De este modo, como ya se ha explicado en apartados anteriores, se aumentarán los problemas por impedancia común que implica este tipo de conexión, pero se evitarán los problemas de interferencias que podría provocar una masa centralizada en paralelo debido a la longitud y número de líneas de masa.

Por tanto, la principal diferencia que existe entre ambos diseños será que, en el primero se realizará una separación de masas (potencia y analógica).

#### Separación de masas

En el circuito A, se conecta a la masa analógica el sistema de compensación formado por la resistencia  $R_C$  y los condensadores  $C_C$  y  $C_{C2}$ . Así como la masa del divisor resistivo formado por las resistencias  $R_{FBT}$  y  $R_{FBB}$ .

Interesa que estos componentes no se vean afectados por las interferencias que podría provocar estar unidos a la masa de potencia.

El resto de conexiones a masa se realizan a la masa de potencia, de este modo se evita introducir ruidos no deseados a la compensación y a la línea que marca la tensión de salida del circuito.

Cada una de las masas se conecta al correspondiente punto del LM3478 (Pin 4 AGND y pin 5 PGND).

En la siguiente figura se observa el ruteado realizado para la masa del circuito. La pista roja indica la masa de potencia (*En el segundo caso, será simplemente la masa del circuito*), y la pista azul indica la conexión de la masa de potencia.

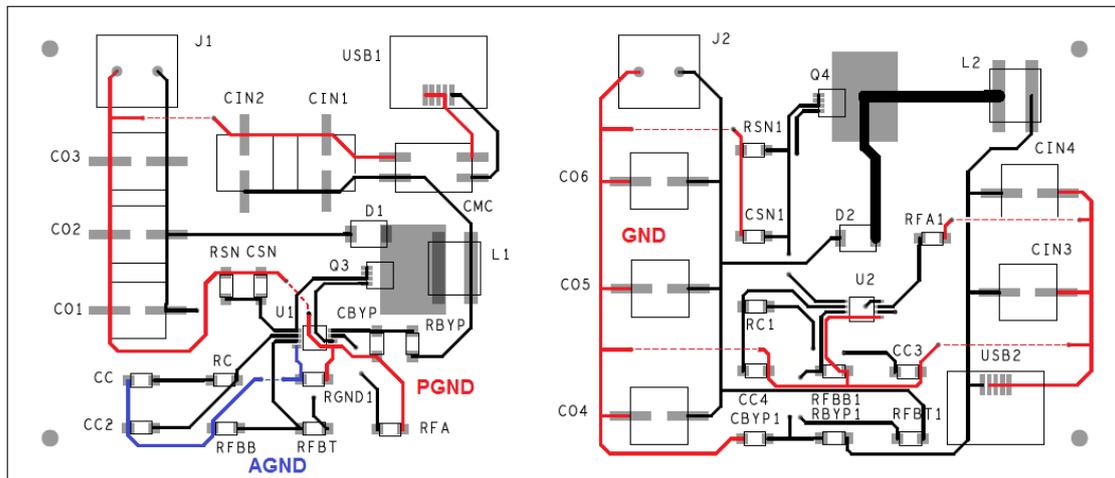


Figura 4.14 – Ruteado líneas de masa

En el circuito A, se observa la separación de masas realizada. Las líneas de masa se conectan de modo que tengan la menor longitud posible para reducir su inductancia.

En el circuito B, se ubican las pistas más alejadas de los componentes, aumentando así la longitud de las mismas.

Se observa también que, en el primer circuito, las líneas de masa se mantienen alejadas del sistema de compensación (Pin 2 del LM3478).

Por el contrario, en el segundo circuito, la línea de masa cruza la unión de la compensación con el LM3478, lo que podría producir problemas de acoplo de la línea de masa a la de compensación.

### 2.3.2. Alimentación

La conexión de la alimentación de ambos sistemas es idéntica salvo por la colocación a la salida del USB de un choque al modo común en el circuito A.

De este modo, se controlarán las corrientes en modo común que pudieran ser producidos por capacidades parásitas presentando una alta impedancia en serie con las corrientes de interferencia en modo común.

El choque se coloca entre la alimentación por USB y los condensadores de entrada  $C_{IN}$ .

En la siguiente figura se observa con un ruteado azul las líneas de alimentación del circuito.

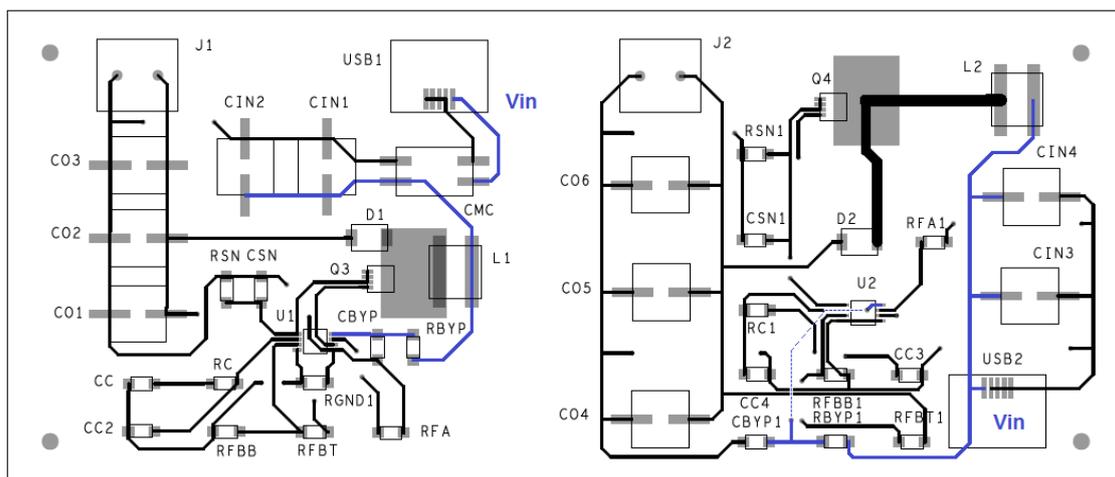


Figura 4.15 – Ruteado líneas de alimentación

Se observa que, la longitud del ruteado en el circuito A es inferior a la del circuito B, esto es debido a que el filtro de paso (formado por  $C_{BYP}$  y  $R_{BYP}$ ) situado entre la alimentación y el Pin  $V_{IN}$  del LM3478 está muy alejado del Pin, lo que hace la longitud del que ruteado sea superior.

También se introduce una vía en la línea de alimentación. Como se ha visto anteriormente, introducir una vía en una línea de alimentación, masa o señal no es una buena idea desde el punto de vista de interferencias electromagnéticas.

### 2.3.3. Transistor – Inductor - Diodo

Uno de los puntos más críticos en una fuente de alimentación conmutada de tipo Boost es el transistor, y su unión con el diodo y la inductancia.

En el punto de unión entre ambos componentes se producirán variaciones de tensión producidas por el cambio de estado del transistor de corte a saturación.

Esto provocará un campo eléctrico que podrá inducir corrientes parásitas en otros conductores, como consecuencia de las capacidades parásitas entre ellos.

En la figura inferior se observa el ruteado realizado para cada uno de los circuitos. Se utiliza el ruteado en color azul para indicar la unión realizada entre transistor, inductancia y diodo.

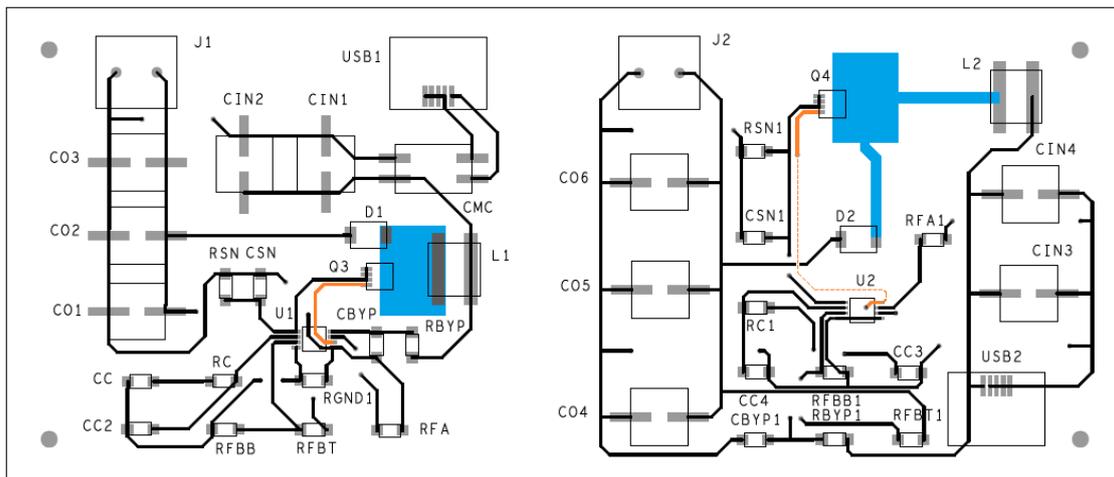


Figura 4.16 – Ruteado unión Transistor - diodo - inductor

En el circuito A, la unión se realiza a través de la superficie de disipación del transistor, por lo que la zona afectada por las variaciones de tensión será únicamente esa superficie.

En el circuito B, aparte de la zona de disipación de calor del MOSFET, la inductancia, el diodo y el propio transistor se unen mediante pistas considerablemente más anchas. El área en la cual se producen variaciones de corriente es superior, lo que provocará que el acoplo inductivo sea superior.

Cuanto menor y más estrecha sea la pista en la cual se produce la variación brusca de tensión, menor será el campo eléctrico y por tanto menor será el acoplo capacitivo, por tanto, el ruteado realizado entre el inductor y el diodo con el drenador del transistor en el circuito B provocará un aumento del acoplo capacitivo.

### **Pin Drive del LM3478**

Otro punto muy importante a tener en cuenta es la unión entre el driver del LM3478 y el transistor. Mediante este pin, se controlan las conmutaciones del transistor, por lo tanto, es recomendable que esta línea se vea lo menos afectada posible por interferencias externas.

En el primer circuito, la línea que une el pin DR del transistor y la puerta del MOSFET es pequeña, por tanto, las interferencias del circuito no afectarán a la señal.

En el segundo circuito, no sólo la línea del driver es mucho más larga, sino que además se utiliza una vía para salvar la línea del diodo. Desde el punto de vista de acoplo de interferencias no es recomendable utilizar una vía en una línea de control.

Ésta línea podría verse afectada por interferencias y no llevar la señal de activación al Mosfet correctamente.

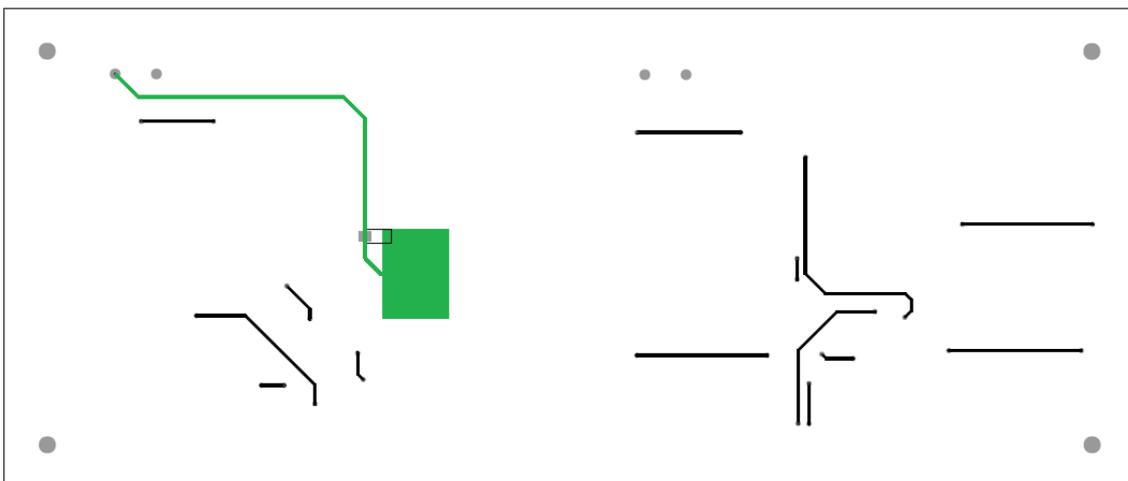
En la figura anterior se muestra la línea de conexión entre el driver y la puerta del MOSFET mediante un ruteado en color naranja.

### **Superficie de cobre plano bottom**

Para proteger al circuito contra los acoplos capacitivos provocados por las conmutaciones del transistor, se decide ubicar una superficie de cobre del mismo tamaño que la superficie de disipación del transistor donde se une el drenador del MOSFET, el diodo y el inductor

Esta superficie debe conectarse a la masa del sistema, de este modo, las líneas de campo provocadas por las conmutaciones del transistor, se cerrarán por esta superficie y afectarán en menor medida al resto de componentes

En la figura 4.17 se observa el plano bottom con la superficie de cobre unida a la masa. Esta superficie se ubicará únicamente en el circuito A.



*Figura 4.17 – Ruteado unión Transistor - diodo - inductor*

### 2.3.4. Filtro RC – Condensador de Bypass

El filtro RC formado por el condensador  $C_{BYP}$  y la resistencia  $R_{BYP}$  proporcionan un filtro a la entrada de alimentación integrado del LM3478.

Como ya se vio en anteriores apartados, es recomendable que el condensador se encuentre lo más cerca posible del pin de alimentación para reducir de ese modo la inductancia parásita que se introduce a la alimentación.

Cuanto más larga sea la pista de unión del condensador con la referencia, mayor será la inductancia parásita y el ruido aumentará.

La línea azul corresponde a la conexión del condensador y la resistencia al pin  $V_{IN}$  del LM3478 y la línea roja el retorno a masa.

En la siguiente figura se muestran los ruteados del filtro.

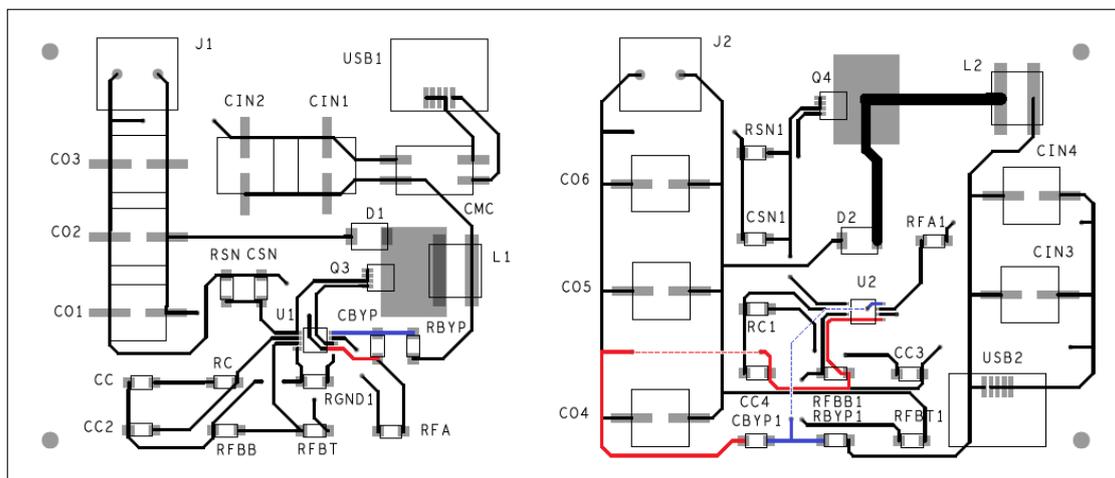


Figura 4.18 – Ruteado filtro RC

A simple vista se puede observar que en el circuito A, el filtro se ubica muy cerca del Pin de alimentación del integrado.

En el circuito B, la conexión no está bien realizada. El condensador está muy alejado del integrado. La línea que une el condensador con el pin  $V_{IN}$  cuenta con una vía para salvar las líneas intermedias y llegar al integrado. Las vías no son “transparentes” es decir, introducen una inductancia que, en un condensador de Bypass es recomendable evitar.

Se observa también que el retorno al Pin de masa del integrado es muy largo.

### 2.3.5. Bucles de corriente

En una fuente de alimentación conmutada, se producen bucles de corriente dependiendo del transistor. Una corriente que atraviesa un conductor genera un campo electromagnético que induce una tensión.

Por lo tanto, los bucles de corriente deben minimizarse en la medida de lo posible.

Los bucles de corriente varían dependiendo de la posición en la que se encuentre el transistor MOSFET (Corte o saturación).

#### MOSFET en saturación

Como se ha visto en anteriores capítulos, cuando el transistor está en saturación, se comporta como un circuito cerrado, por lo que la corriente circula a través del inductor almacenando su energía en él (el diodo está polarizado en inversa, por lo que no permite pasar la corriente). La corriente pasa a la fuente del transistor y se cierra a masa a través de la resistencia  $R_{SN}$ .

En la siguiente imagen, se muestra el bucle de corriente indicado en el párrafo anterior mediante un ruteado en color verde. El ruteado realizado en color rojo indica el retorno a masa.

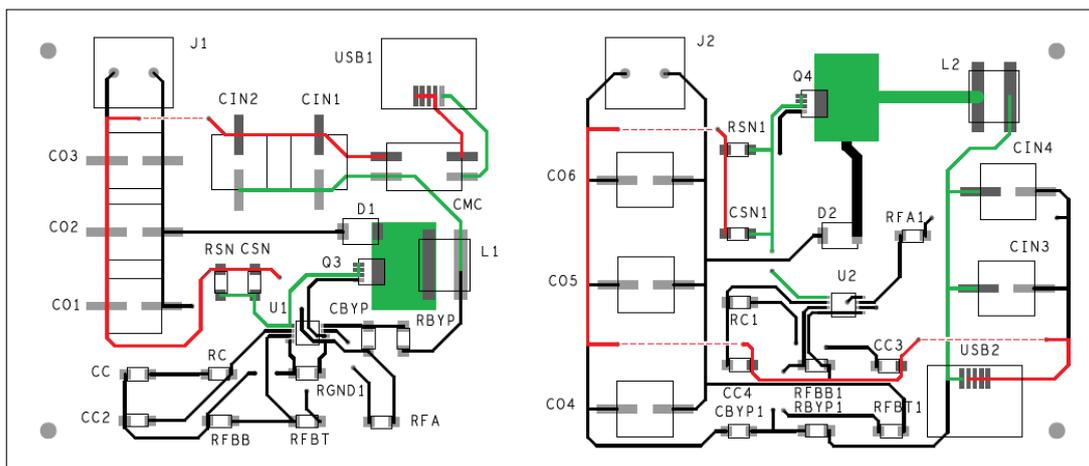


Figura 4.19 – Bucle de corriente – MOSFET saturación

Comparando ambos circuitos, se observa que el bucle generado en el circuito A es considerablemente más pequeño que el del segundo diseño.

Éste bucle ocupa en el segundo caso casi la totalidad del circuito.



# MEDIDAS EXPERIMENTALES

## 1. Resultados de laboratorio

En este apartado se mostrarán las imágenes tomadas en un laboratorio utilizando un osciloscopio. Se tomarán medidas en la alimentación y a la salida del circuito.

### 1.1. Tensión de entrada

En las imágenes mostradas a continuación, se observa a simple vista que la tensión de alimentación del circuito B tiene más variaciones que la alimentación en el circuito diseñado con criterio, por lo que los cables de alimentación radiarán más interferencias.

En la figura 5.1, correspondiente a la entrada del circuito A, la amplitud de las variaciones de tensión que se producen es de aproximadamente 0.4V.

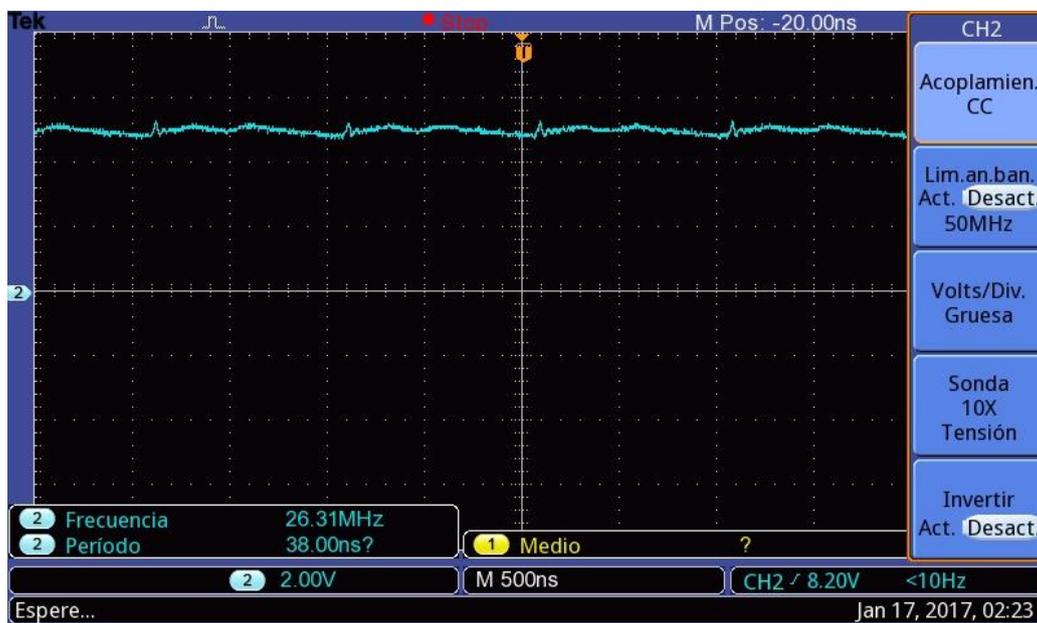
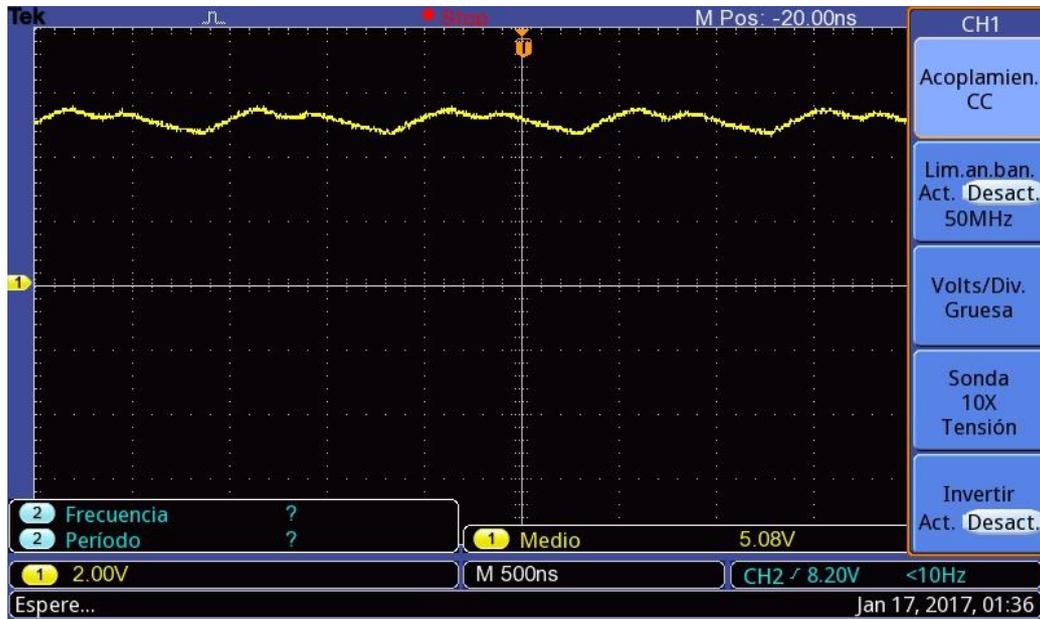


Figura 5.1 – Tensión de entrada CTO A – CC

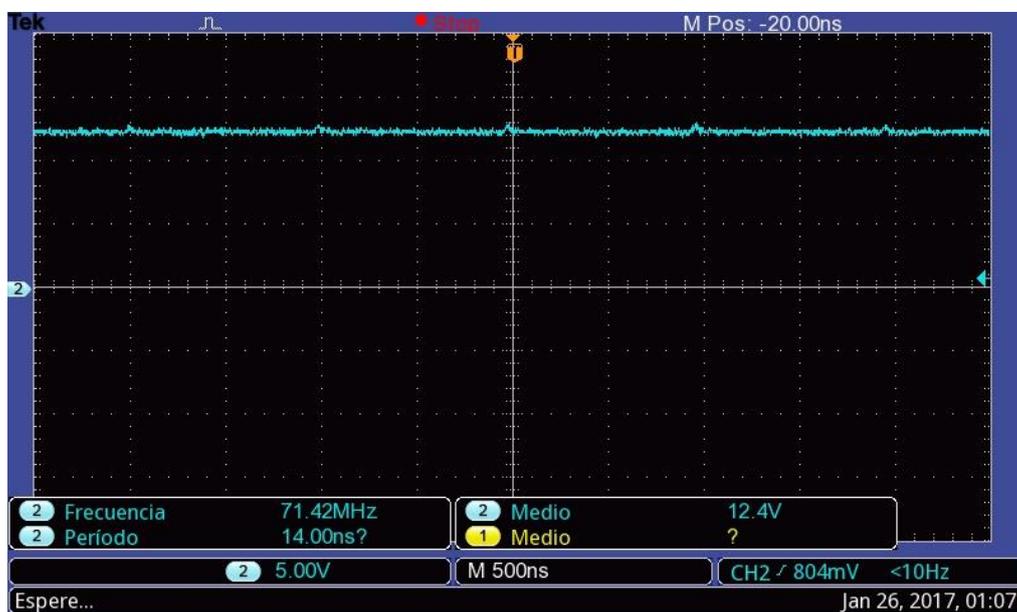
En la *Figura 5.2 – Tensión de entrada CTO B - CC*, que corresponde con la alimentación del circuito B, la amplitud de las variaciones de tensión de 0.9V aproximadamente, que es más del doble.



*Figura 5.2 – Tensión de entrada CTO B - CC*

## 1.2. Tensión de salida en corriente continua

En este apartado se muestra la tensión de salida de ambos circuitos en corriente continua. La imagen 5.3 (línea azul) corresponde al circuito A y la imagen 5.4 al circuito B (línea amarilla).



*Figura 5.3 – Tensión de salida CTO A - CC*

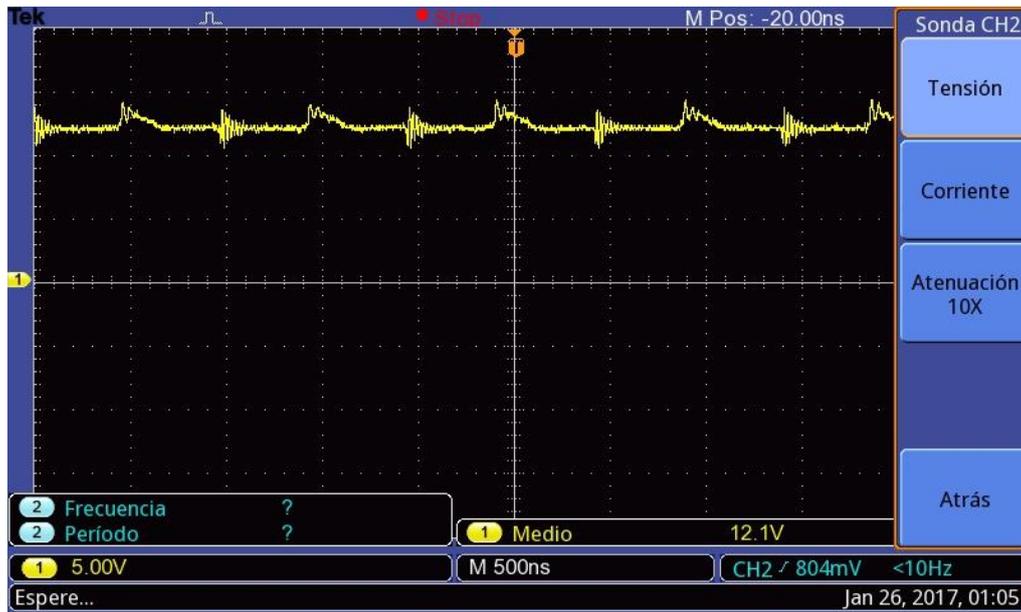


Figura 5.4 – Tensión de salida CTO B - CC

A simple vista, se puede observar que la tensión de salida en corriente continua del circuito A es mucho más limpia. En el circuito B se observan unos picos de hasta 3V de amplitud, mientras que la gráfica 5.3 las variaciones son despreciables.

### 1.3. Tensión de salida en corriente alterna

Por último se muestra la tensión de salida de ambos circuitos con acoplamiento en corriente alterna. La imagen 5.3 (línea azul) corresponde al circuito A y la imagen 5.4 al circuito B (línea amarilla). En estas imágenes se observa el ruido obtenido a la salida del sistema.

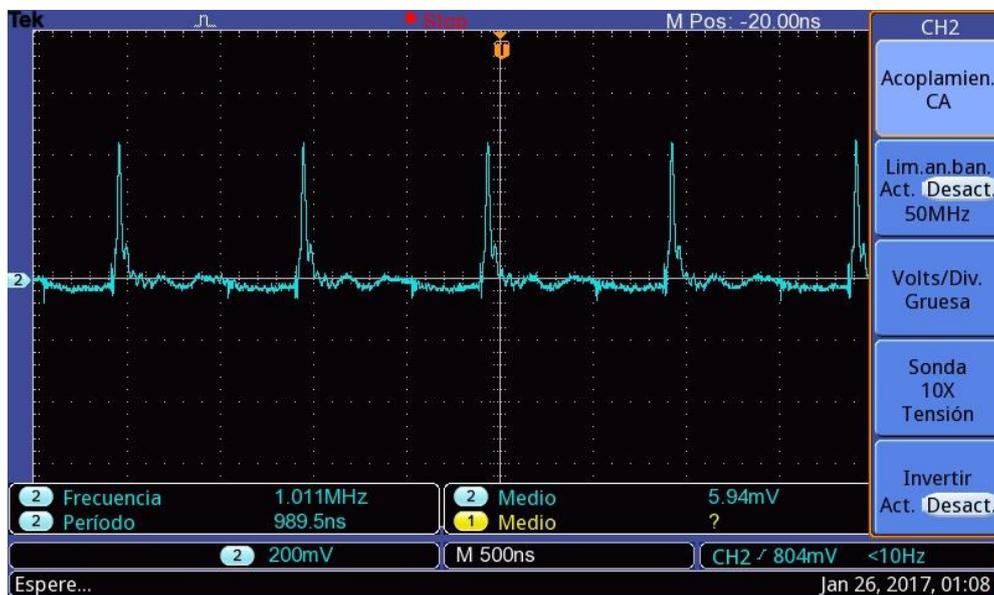


Figura 5.5 – Tensión de salida CTO A - CA

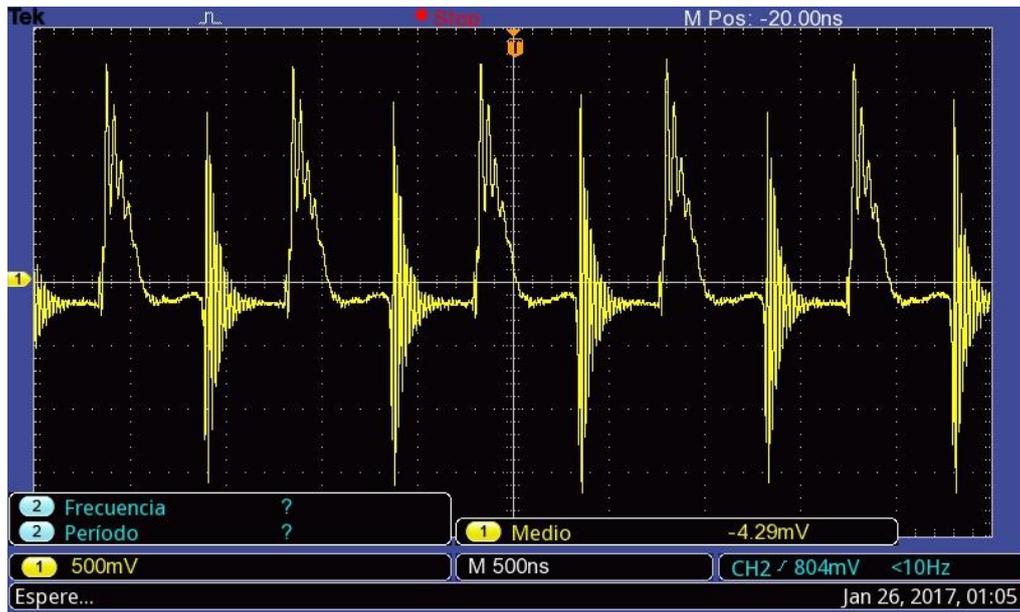


Figura 5.6 – Tensión de salida CTO B - CA

Tras visualizar las imágenes, se determina que la salida del circuito A, aun teniendo componentes de ruido, son muy inferiores a las del circuito B.

La amplitud de estas componentes de ruido es de 400mV en el circuito A, y de hasta 2V en el circuito B.

## 2. Pruebas CATECHOM

En este apartado se mostrarán los resultados obtenidos en el laboratorio de certificación CATECHOM. Se realizará un ensayo de **emisión radiada** en una cámara semianecóica.

La antena se ubicará a una altura de 1 metro con respecto al suelo y a 3 metros con respecto a la ubicación del circuito. En total, se tomarán ocho medidas para cada uno de los circuitos, manteniendo la altura de la antena y modificando la orientación del circuito.

Todas las medidas se realizan entre 30MHz y 1GHz con saltos de frecuencia de 60KHz. Las medidas se realizan tanto en polarización vertical como en polarización horizontal.

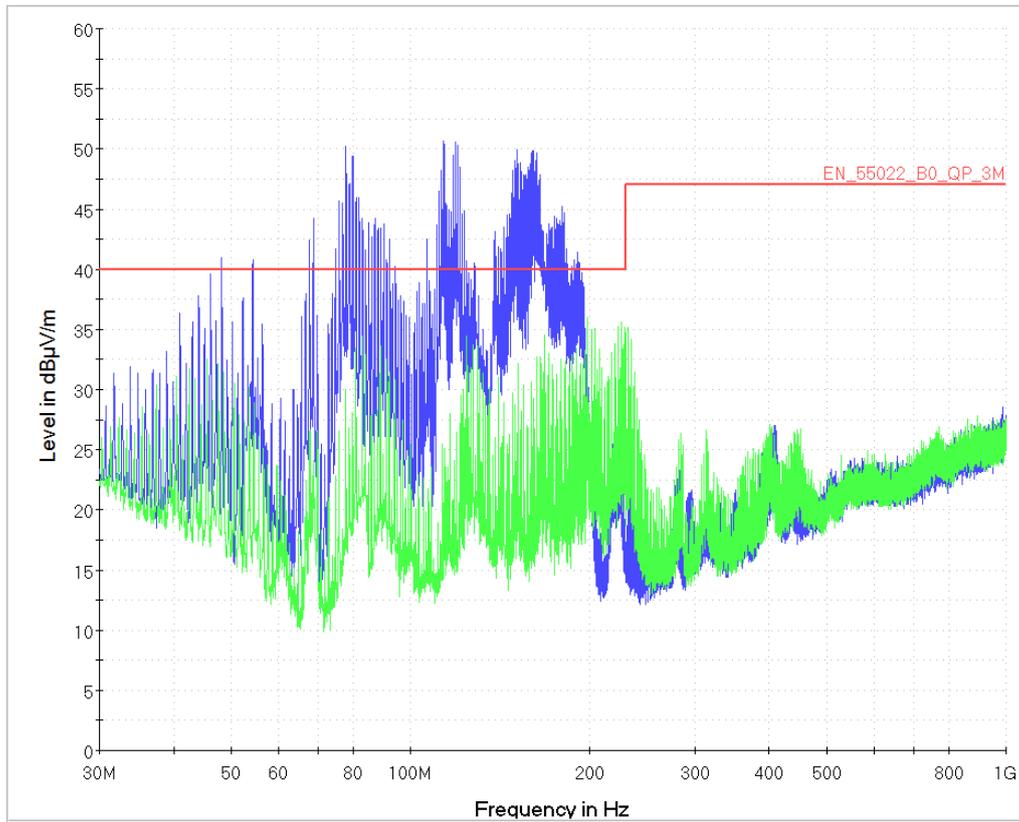
La siguiente imagen muestra la cámara semianecóica en la que se han realizado las medidas. Al fondo de la misma, sobre la mesa, se ubica el circuito.



*Figura 5.7 – Cámara semianecóica*

## 2.1. Antena vertical

En las siguientes imágenes, se realiza una comparativa de ambos circuitos con la antena polarizada en posición vertical. En todas las gráficas, el color azul corresponde al circuito diseñado sin criterio, y el color verde al diseñado siguiendo las buenas prácticas de diseño de circuitos.



*Figura 5.8 – Antena vertical – circuito 0 Grados*

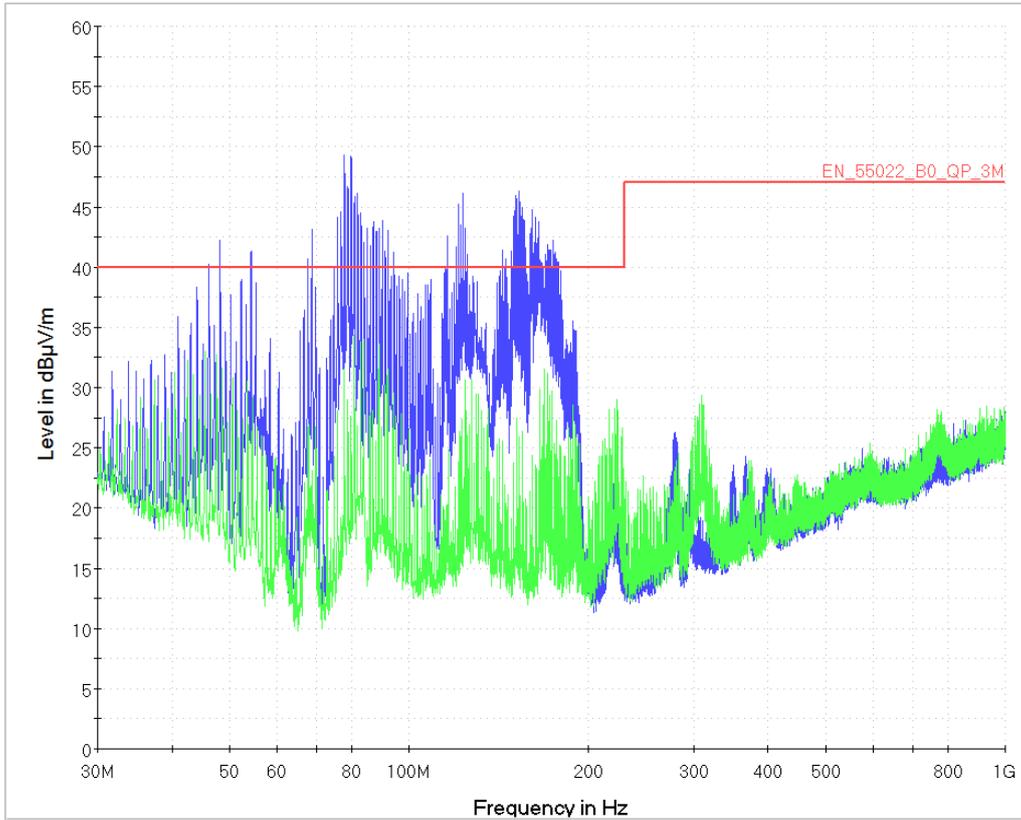


Figura 5.9 – Antena vertical – circuito 90 Grados

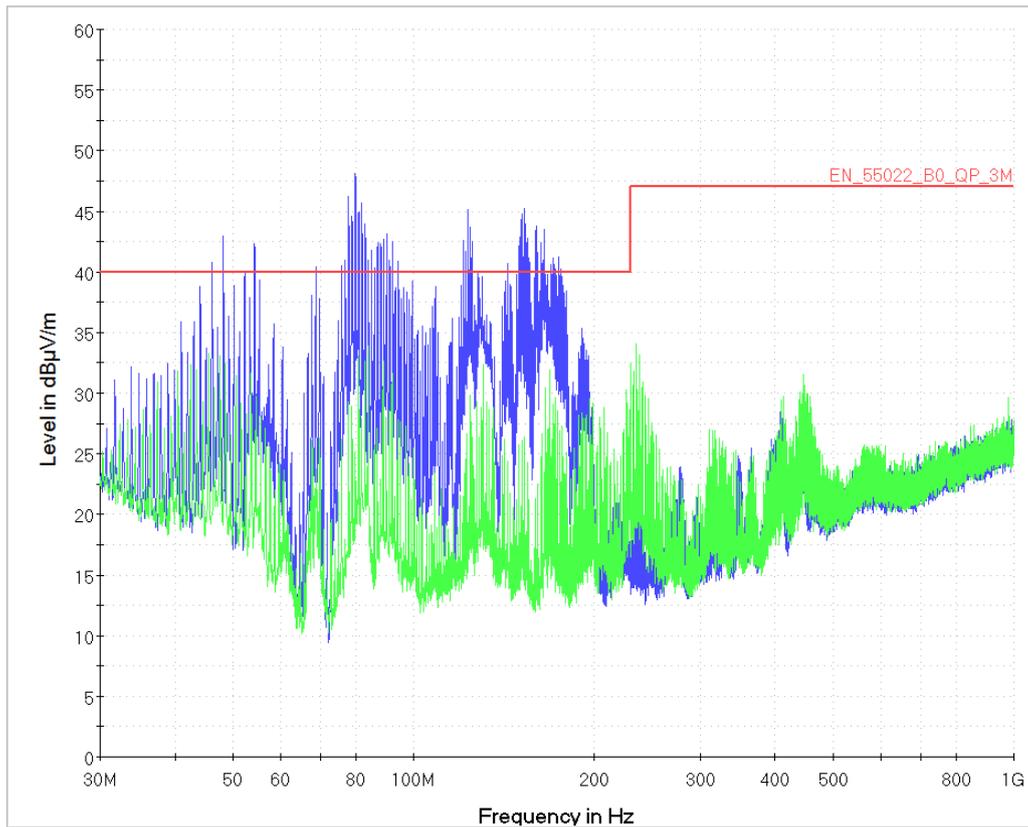
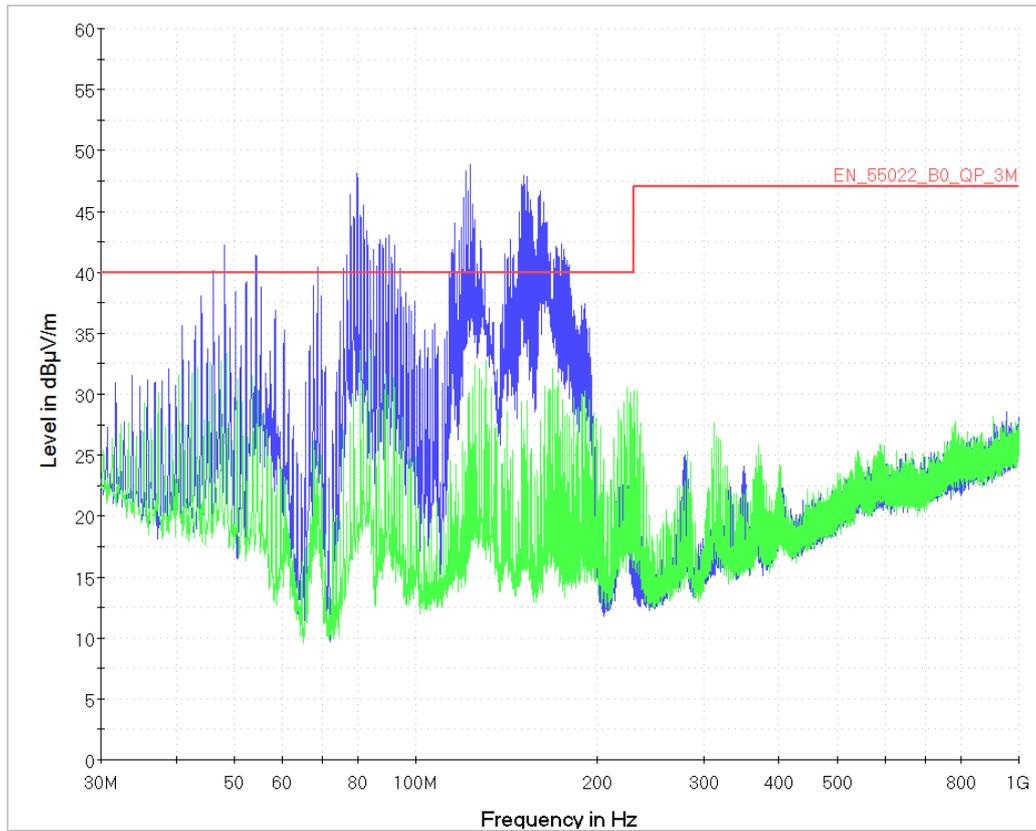


Figura 5.10 – Antena vertical – circuito 180 Grados



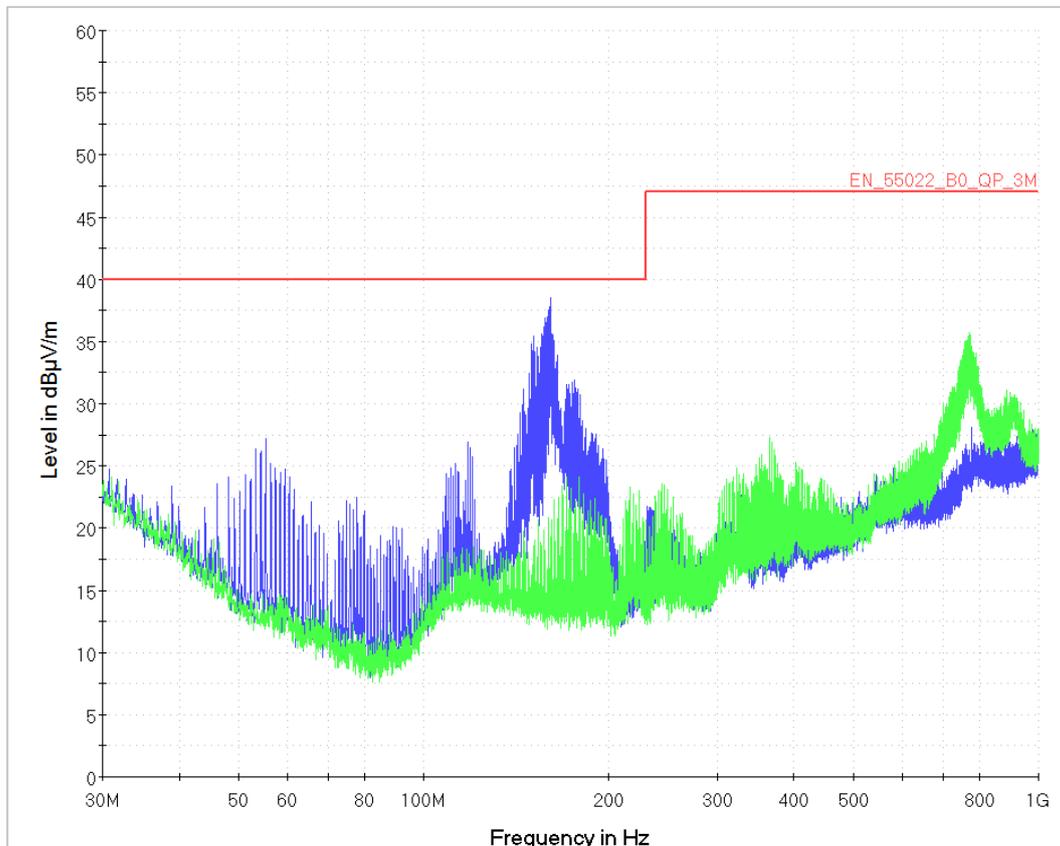
*Figura 5.11 – Antena vertical – circuito 270 Grados*

Se observa que la línea azul, no cumple en ninguna de las medidas tomadas con la antena en horizontal, mientras que el circuito diseñado siguiendo las técnicas de buen diseño de circuitos impresos cumple con la normativa.

En las medidas con la antena polarizada en vertical, se capta más la radiación del cable de alimentación, y no tanto los bucles propios de la placa.

## 2.2. Antena horizontal

En las siguientes imágenes, se realiza una comparativa de ambos circuitos con la antena polarizada en posición horizontal. Igual que en las imágenes anteriores, el color azul corresponde al circuito diseñado sin criterio, y el color verde al diseñado siguiendo las buenas prácticas de diseño de circuitos.



*Figura 5.11 – Antena horizontal – circuito 0 Grados*

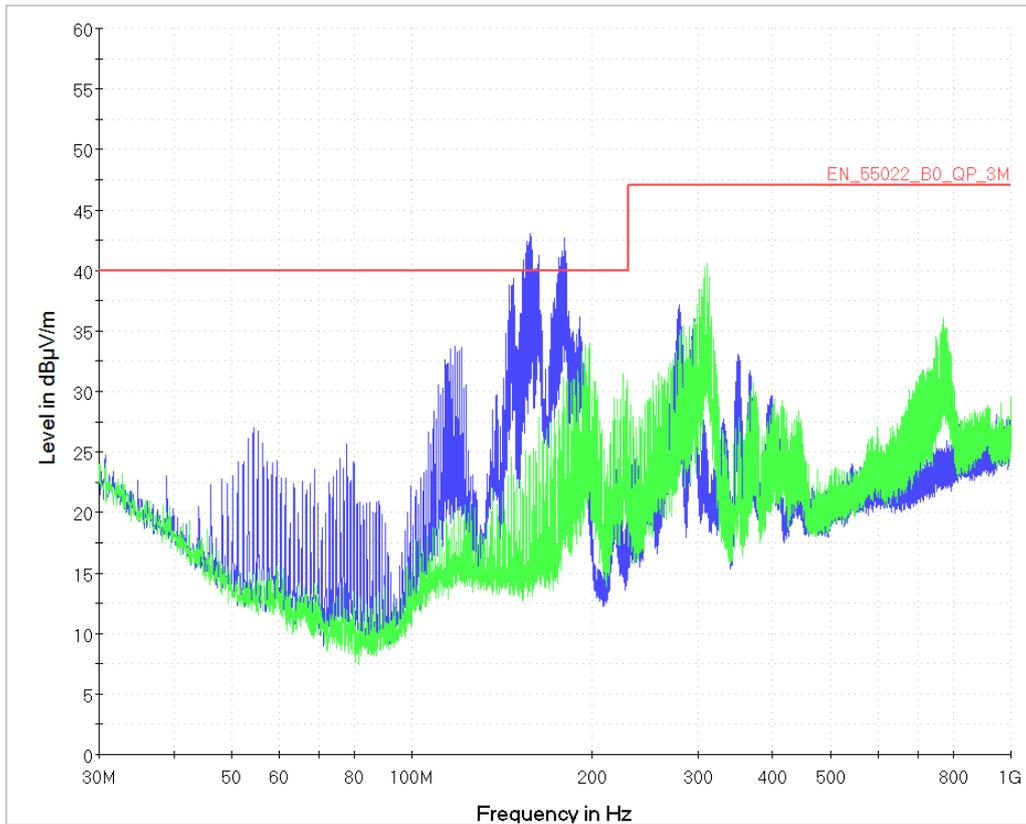


Figura 5.12 – Antena horizontal – circuito 90 Grados

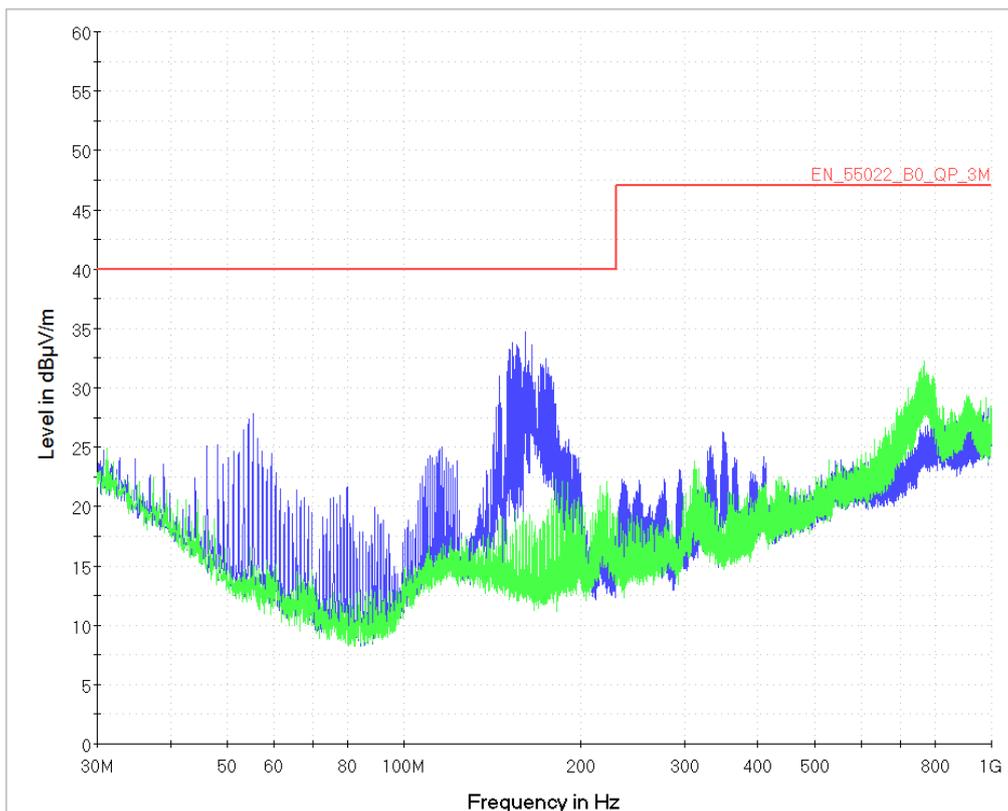


Figura 5.13 – Antena horizontal – circuito 180 Grados

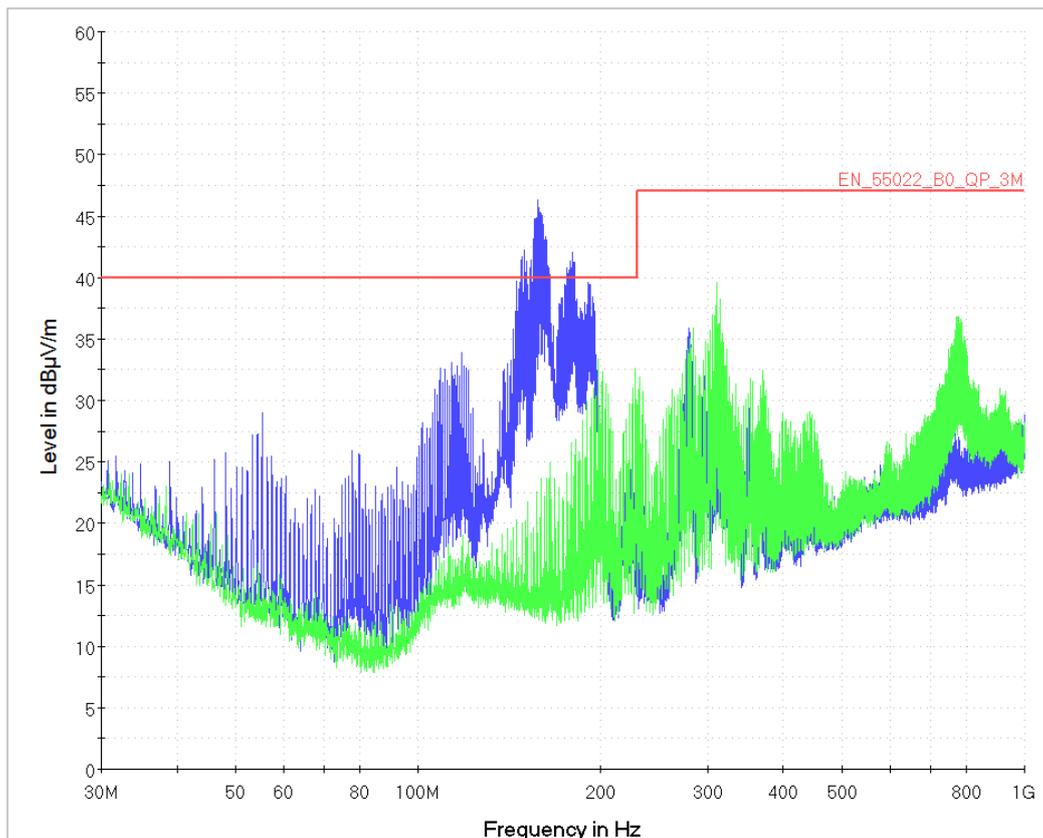


Figura 5.14 – Antena horizontal – circuito 270 Grados

En las gráficas se observa que en tres de las cuatro gráficas comparativas, el diseño realizado sin criterio (línea azul) no cumple con la normativa debido a que se producen picos de radiación por encima del límite.

En cambio, la línea verde cumple en todos los casos. A altas frecuencias se observan picos de radiación que, aunque cumplen sobradamente, son más elevados en el buen diseño.

Esto es debido a que, al realizar las medidas con la antena en polarización horizontal, capta con más intensidad los bucles de corriente. Al reducir los bucles de corriente, acortando las pistas problemáticas, la frecuencia de resonancia de ese bucle aumenta. Por eso, a altas frecuencias se observan esos picos de radiación.



# CONCLUSIONES

En primer lugar, se ha realizado una breve introducción a las fuentes de alimentación conmutadas, indicando la razón por la cual estas sustituyen a las fuentes lineales. También se realiza una introducción a la compatibilidad electromagnética, tipos de interferencias y causas que las producen.

En segundo lugar se realiza el diseño de la fuente, tomando la decisión del diseño que se va a realizar y justificando la selección de cada uno de los componentes utilizados. Se indica también el funcionamiento de la fuente de alimentación conmutada indicando los puntos críticos que deberán tenerse en cuenta en pasos futuros.

En tercer lugar se realiza la implementación del circuito en placa. Primero se selecciona la ubicación de los componentes en la placa, y después se realiza el ruteado de la misma. En este punto se tendrá muy en cuenta el funcionamiento de la fuente y los puntos críticos mencionados anteriormente para diferenciar entre los dos diseños que se realizarán.

Para finalizar, se realizan pruebas en un laboratorio para comprobar el funcionamiento de ambos diseños, así como pruebas de interferencias radiadas en un laboratorio de certificación.

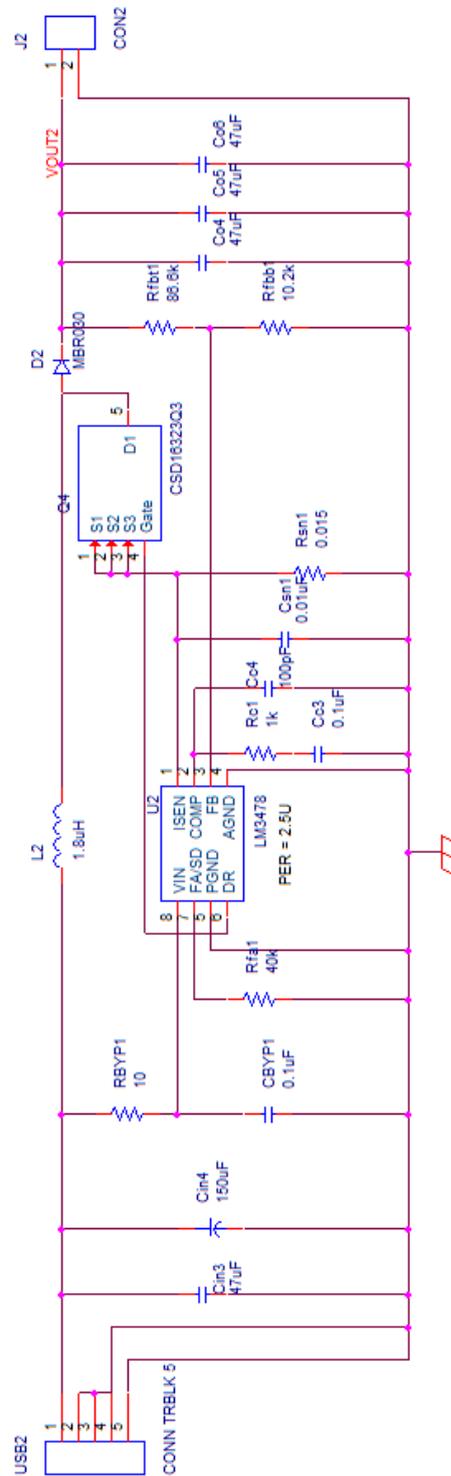
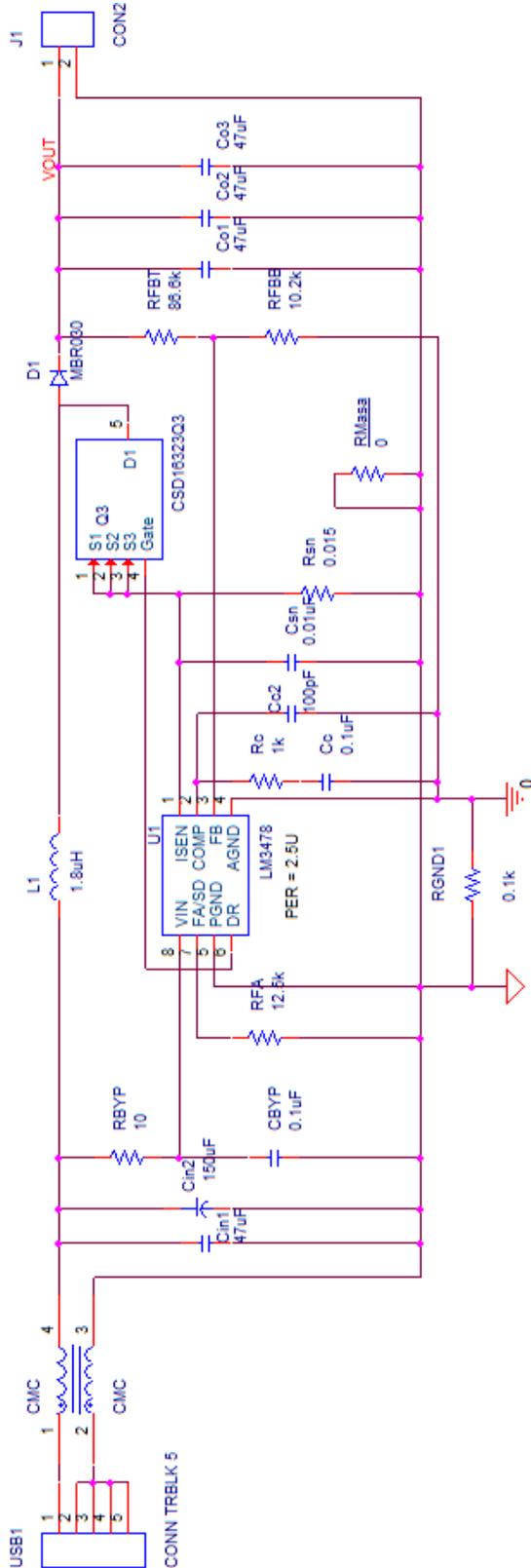
Tras observar los resultados obtenidos tanto en las primeras pruebas realizadas en el laboratorio como posteriormente los resultados obtenidos en el laboratorio de certificación, se llega a la conclusión de que se ha conseguido el objetivo principal del proyecto.

Queda demostrado que, dos sistemas diseñados utilizando los mismos componentes pueden obtener unos resultados desde el punto de vista de ruido e interferencias muy diferentes.



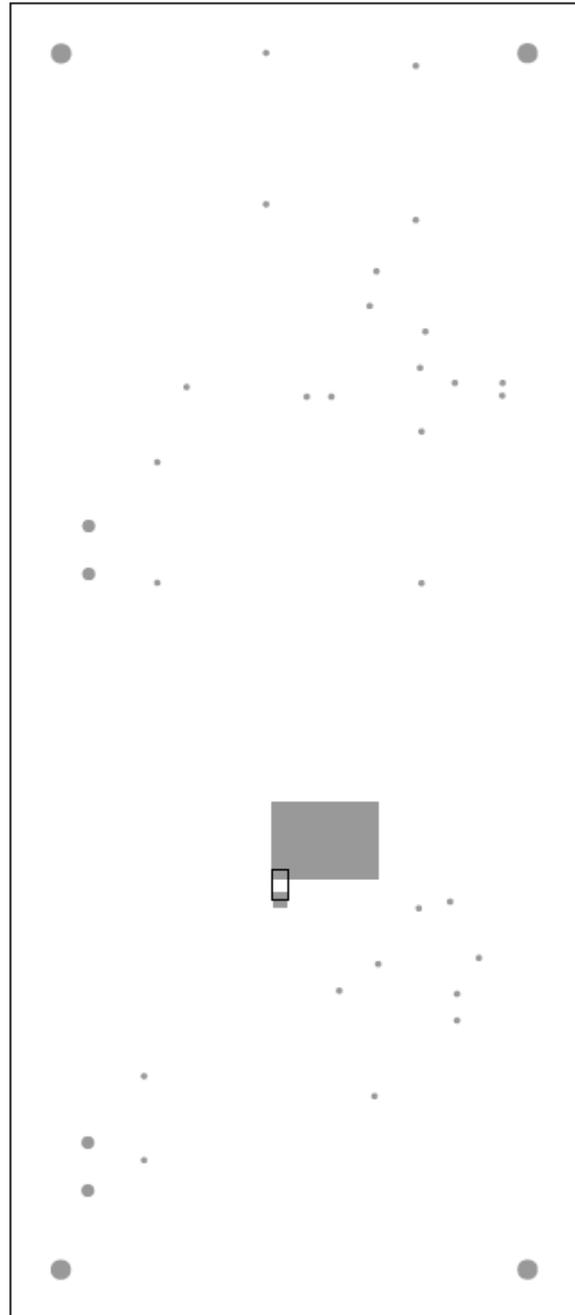
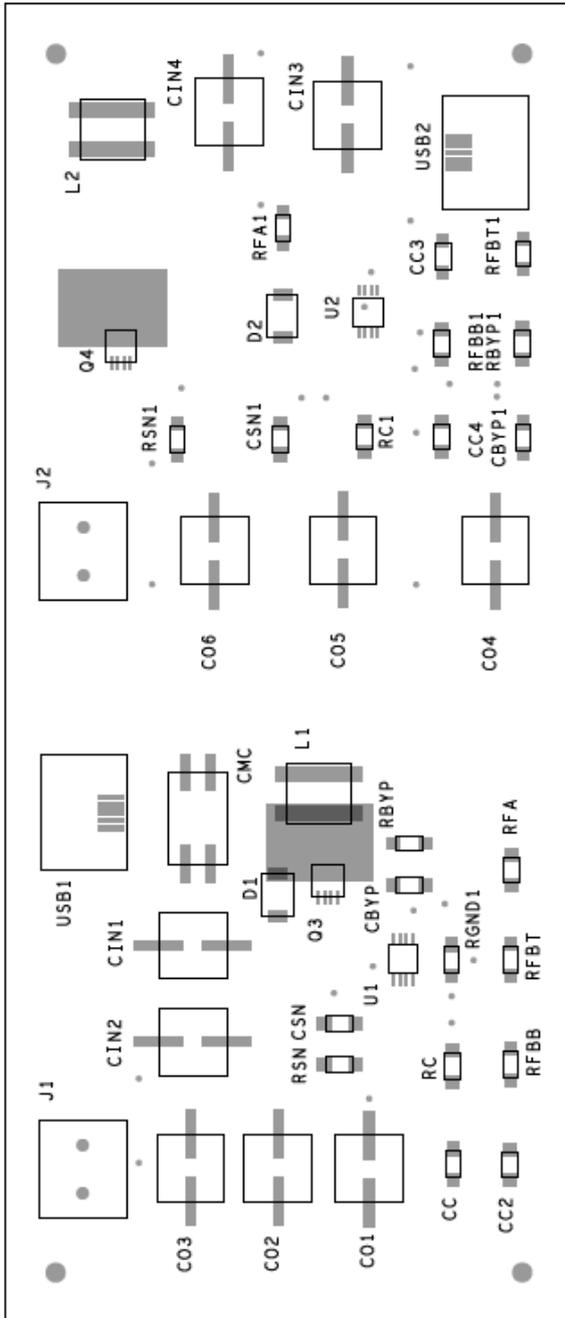
# PLANOS Y DIAGRAMAS

## A. Esquema eléctrico

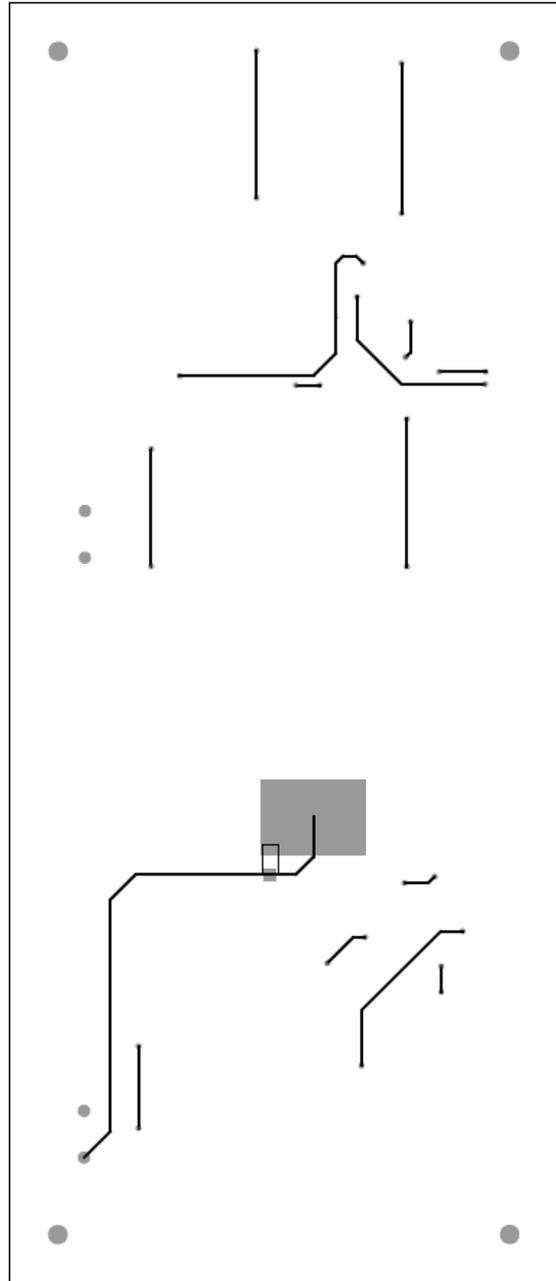
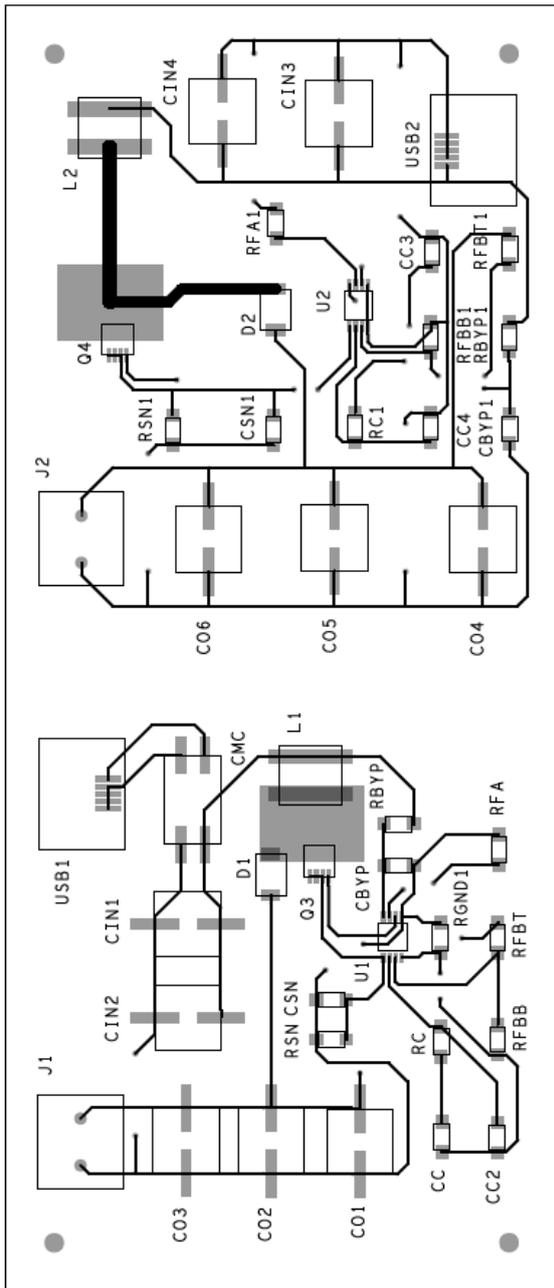


## B. Diseño en PCB

### B.1. Ubicación de componentes y vías.



### B.2. Ruteado





# PLIEGO DE CONDICIONES

## 1. Lista de Materiales

En la siguiente tabla se muestra un listado con los materiales utilizados en el diseño, su nombre en el mismo y los valores de cada componente. Se muestra también el encapsulado que se necesitará para su montaje en la placa PCB y la referencia del componente.

Componente	Características	Encapsulado	Referencia
<b>Controlador U<sub>1</sub></b>		VSSOP(8)	LM3478
<b>Transistor Q<sub>1</sub></b>	25V, 60A, R <sub>DS</sub> =4.4mΩ	VSON-Clip-8	CSD16323Q3
<b>Diodo Schottky D<sub>1</sub></b>	Schottky 30V, 3A	SOD-128	PMEG3030EP
<b>Inductancia L<sub>1</sub></b>	1,8 μH, 10A	4.5x6mm	XAL6030-182ME
<b>C<sub>IN1</sub></b>	47 μF, 25V	7x7mm	C3216X5R1E476M
<b>C<sub>IN2</sub></b>	150 μF, 8V	7x7mm	EEF-UE0K151R
<b>C<sub>OUT1</sub></b>	47 μF, 25V	7x7mm	C3216X5R1E476M
<b>C<sub>OUT2</sub></b>	47 μF, 25V	7x7mm	C3216X5R1E476M
<b>C<sub>OUT3</sub></b>	47 μF, 25V	7x7mm	C3216X5R1E476M
<b>C<sub>BYP</sub></b>	0.1 μF, 16V	SMD 1206	C1206C104K4RACTU
<b>C<sub>C</sub></b>	0.1 μF, 16V	SMD 1206	C1206C104K4RACTU
<b>C<sub>C2</sub></b>	100 pF, 50V	SMD 1206	C1206C101K5RACTU
<b>C<sub>SN</sub></b>	0.01 μF, 50V	SMD 1206	C1206C103K5RACTU
<b>R<sub>BYP</sub></b>	10 Ω	SMD 1206	CRCW120610R0FKEA
<b>R<sub>FA</sub></b>	12.6 KΩ	SMD 1206	RN73H2BTDD1262F100
<b>R<sub>FA2</sub></b>	40 KΩ	SMD 1206	RN732BTDD4002B25
<b>R<sub>C</sub></b>	1 KΩ	SMD 1206	CRCW12061K00FKEA
<b>R<sub>SN</sub></b>	0.015 Ω	SMD 1206	CSR1206FK15LO
<b>R<sub>FBT</sub></b>	86.6 KΩ	SMD 1206	CRCW120686K6FKEA

<b>R<sub>FBB</sub></b>	10.2 KΩ	SMD 1206	CRCW120610K2FKEA
<b>Choque CMC</b>	1.6A	9.2x6mm	WE-SL2
<b>Conector</b>	Inserción 5mm paso.	9x10mm	Block MX
<b>Adaptador USB</b>	Adaptador Mini USB-H	8.9x5.5mm	108-57062

## 2. Software utilizado

Las herramientas que serán necesarias para la realización del proyecto serán las siguientes:

- Orcad Capture CIS 16.6 para el diseño inicial del ambos circuitos
- Package Manager para el diseño de los footprints de los distintos componentes
- PCB Editor para realizar el ruteado del circuito impreso.
- Microsoft Word.

# PRESUPUESTO

## 1. Coste de equipamiento

### Equipo de laboratorio

CONCEPTO	CANTIDAD	COSTE UNITARIO	TOTAL (€)
PC Samsung	1	550€	550€
Osciloscopio	1	500€	500€
Fuente de alimentación	1	200€	200€
Multímetro	1	150€	150€
Equipo de soldadura	1	200€	100€
<b>Coste total</b>			<b>1600€</b>

### Componentes electrónicos

CONCEPTO	CANTIDAD	COSTE UNITARIO	TOTAL (€)
LM3478	3	2€	6€
CSD16323Q3 (Transistor)	3	1.02€	3.06€
PMEG3030EP (Diodo)	3	0.4€	1.2€
XAL6030-182ME (Inductor)	3	2.04€	6.12€
Choque CMC WE-SL2	2	2.24€	4.48€
Conector de inserción	2	1€	2€
Adaptador mini USB	2	1€	2€
Cond. cerámico 0.1µF	4	0.104€	0.42€
Cond. cerámico 0.01µF	2	0.141€	0.28€
Cond. cerámico 100pF	2	0.3€	0.6€
Cond. electrolítico 47µF	8	1.18€	9.44€
Cond. electrolítico 150µF	2	3.2€	6.6€
Resistencia 0.015Ω	2	0.085€	0.17€
Resistencia 10Ω	2	0.094€	0.19€
Resistencia 1KΩ	2	0.094€	0.19€
Resistencia 10.2KΩ	2	0.094€	0.19€
Resistencia 12.6KΩ	2	0.443€	0.89€
Resistencia 40KΩ	2	0.493€	0.9€
Resistencia 86.6KΩ	2	0.094€	0.19€
<b>Cálculo total</b>			<b>44.92€</b>

**Fabricación PCB**

CONCEPTO	CANTIDAD	COSTE UNITARIO	TOTAL (€)
Circuito impreso	2	35€	70€
Soldadura de componentes	2	25€	50€
<b>Cálculo total</b>			<b>120€</b>

**2. Coste de mano de obra**

CONCEPTO	CANTIDAD	COSTE UNITARIO	TOTAL (€)
Diseño del sistema	100	50€/hora	5000€
Diseño de PCB	100	50€/hora	5000€
Escritura del documento	25	30€/hora	750€
Pruebas CATECHOM	2	150€/hora	300€
<b>Coste total</b>			<b>11050€</b>

**3. Coste total**

CONCEPTO	TOTAL (€)
Equipo de laboratorio	1600€
Componentes electrónicos	44.92€
Fabricación PCB	120€
Mano de obra	11050€
<b>Coste total sin IVA</b>	<b>12814.92€</b>
IVA (21%)	2691.14€
<b>Coste total con IVA</b>	<b>15506.06€</b>

# MANUAL DE USUARIO

La fuente de alimentación está basada en el controlador LM3478. Es un controlador FET de canal N de bajo nivel. Puede ser utilizado en configuraciones Buck, Boost y Flyback. En este proyecto se realiza una configuración tipo Boost.

## CARACTERÍSTICAS

- **Tensión de entrada:** 5 V
- **Tensión de salida:** 12 V
- **Corriente máxima de salida:** 1.5 A
- **Potencia máxima de salida:** 18 W
- **Frecuencia:** 1 MHz
- **Tamaño de la placa PCB:** 14x6 cm
- **Eficiencia:** 83%

La tensión de salida puede ser modificada de esos 12V ajustando las resistencias de realimentación ( $R_{FBB}$  y  $R_{FBT}$ ) siguiendo la ecuación:

$$V_{OUT} = V_{FB} \left(1 + \frac{R_{FBT}}{R_{FBB}}\right); \quad V_{FB} = 1.26[V]$$

**\*Nota:** La potencia máxima a la salida dependerá de la potencia máxima en la entrada. La corriente máxima que se proporcionará a la salida será de 1.5A, por lo que la potencia máxima será de 18W.

Realizando pruebas en laboratorio se obtiene que, entregando 350mA a la entrada, se obtienen 100mA a la salida.

El circuito se alimenta mediante un USB común, que proporciona una corriente de entrada de 1 A, la corriente que se entregará a la salida será de 350 mA aproximadamente, obteniendo una potencia aproximada a la salida de 4.2 W.

Por tanto, la potencia máxima de salida se obtendrá alimentando con una corriente de 4.3A. (*Potencia de entrada de 21.5W*).



# BIBLIOGRAFÍA

- [1] LM3478x/-Q1. (2014, Dec.) Texas Instruments. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm3478.pdf>
- [2] AN-1204 LM3478/LM3488 Evaluation Board (2013, Oct.) Texas Instruments. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ug/snva656a/snva656a.pdf>
- [3] CSD16323Q3 N-Channel NexFET™ Power MOSFET (2016, Nov.) Texas Instruments. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/csd16323q3.pdf>
- [4] PMEG3030EP Product Datasheet (2009, Dec.) Nexperia. [Online]. Available: <http://assets.nexperia.com/documents/data-sheet/PMEG3030EP.pdf>
- [5] Errores comunes en el diseño de PCB usando componentes SMD (2014, Oct.) Microensamble. [Online]. Available: <http://microensamble.com/errores-comunes-en-el-diseno-de-pcbs-usando-componentes-smt/>
- [6] Francisco Javier Meca, “Acoplo por radiación electromagnética,” Universidad de Alcalá de Henares, Madrid, España, Jul. 2016.
- [7] Francisco Javier Meca, “Acoplo impedancia común y conducido,” Universidad de Alcalá de Henares, Madrid, España, Jul. 2016.
- [8] Francisco Javier Meca, “Inmunidad electromagnética,” Universidad de Alcalá de Henares, Madrid, España, Jul. 2016.
- [9] Interferencias en los equipos electrónicos de medida (2013, Nov.) Universidad de Cádiz.
- [10] Lluís Ferrer i Arnau, “Introducción a la compatibilidad electromagnética” Universidad Politécnica de Cataluña, Barcelona, España, Jul. 2016.
- [11] José Miguel Castillo, “Fuentes de alimentación conmutadas” FPE, Abril. 2013. [Online]. Available: <http://es.slideshare.net/Jomicast/las-fuentes-de-alimentacin-conmutadas-switching>



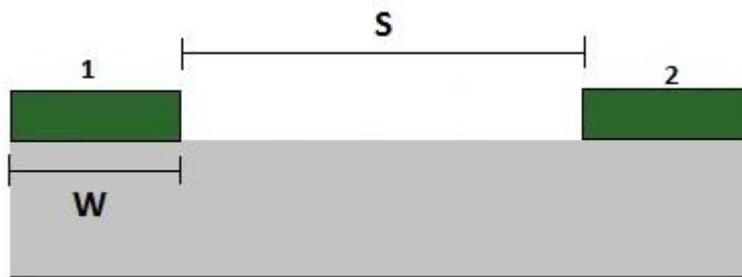
# ANEXOS

## ANEXO I – Técnicas para reducir acoplo capacitivo.

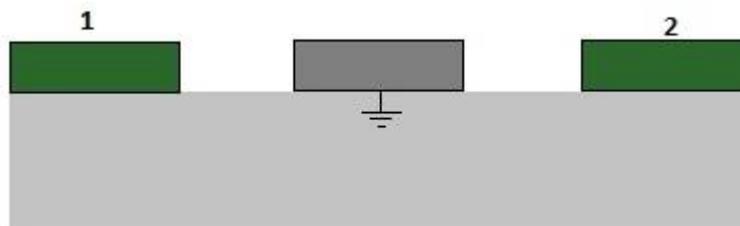
### Técnicas para reducir el acoplo capacitivo.

Las técnicas para reducir el acoplo capacitivo se centran en tratar de reducir el valor de la capacidad parásita generada entre las líneas. Para ello, se pueden utilizar diferentes técnicas.

- 1- **Aumentar la distancia** entre las pistas problemáticas
- 2- **Disminuir el ancho y longitud** (si es posible) de las pistas problemáticas



- 3- Realizar un diseño en el que las pistas que puedan presentar problemas no tengan trayectorias largas en **paralelo** entre sí.
- 4- **Intercalar una línea conectada a la referencia**. Una solución puede ser intercalar entre las dos líneas problemáticas, una conectada a masa. De este modo, se reduce la capacidad parásita debido a que parte de las líneas de campo eléctrico se cierran por ella.



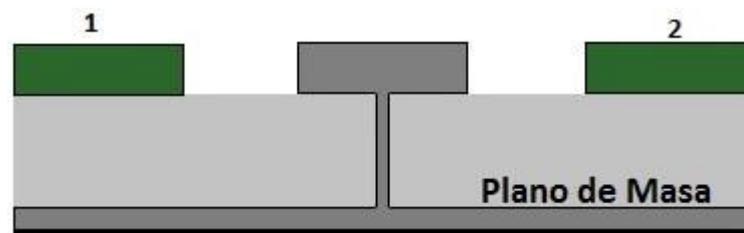
- 5- Plano de masa.** La utilización de un plano de masa supone una superficie de baja impedancia por la que se cerrarán muchas líneas de campo eléctrico, llegando menos líneas al otro conductor. De este modo se reduce notablemente la capacidad parásita.

Es muy importante que el plano esté conectado a masa, de lo contrario el efecto sería inverso y aumentaría el acoplo capacitivo.

También podría utilizarse para este propósito un plano de **Vcc**.

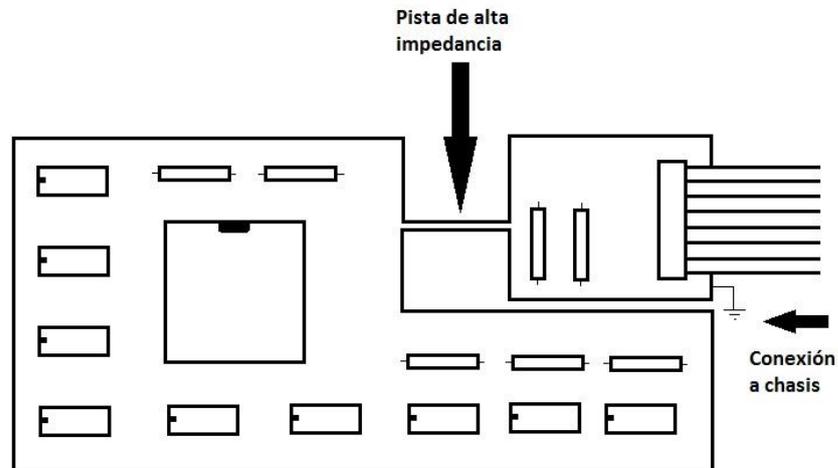


- 6- Combinación pista intercalada y plano de masa.** Se suele utilizar para aplicaciones de alta frecuencia donde el problema de acoplo capacitivo se acentúa. Se utiliza un plano de masa y se intercala entre las pistas problemáticas una conectada al plano.



**7- Plano de masa limpio de ruido.** Suele utilizarse en la zona de puertos de entrada o salida.

Consiste en conectar la zona de masa limpia con la zona de masa ruidosa mediante una pista estrecha. Esto dificultará el paso de ruidos de alta frecuencia a la masa limpia. Se necesita una pista de alta impedancia pero que permita el paso de la información.



Si se utilizan condensadores de desacoplo para las líneas de salida, éstos deben situarse en la zona de masa limpia.

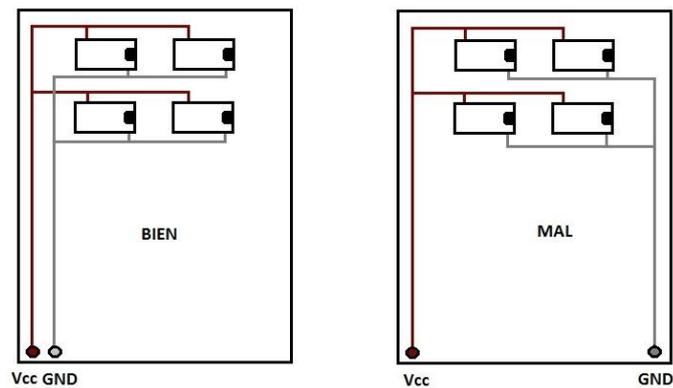


## ANEXO II – Técnicas para reducir el acoplo inductivo.

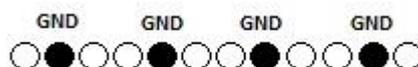
### Técnicas para reducir el acoplo inductivo.

El acoplo inductivo se puede reducir utilizando las siguientes técnicas:

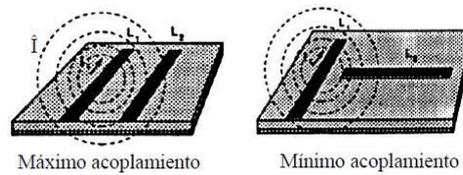
1. **Distancia.** El acoplo inductivo depende directamente de la intensidad que circula por el cable y de la distancia del mismo con la “víctima”. Por tanto, si se reduce la intensidad que circula por el mismo o se alejan los cables, se disminuye el acoplo inductivo.
2. **Reducir área de las transmisiones.** Las líneas de Vcc y GND son muy problemáticas. En caso de no utilizar plano de masa, las líneas de Vcc y GND deben estar próximas.



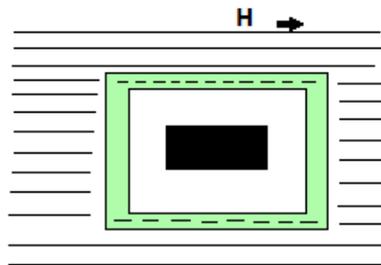
3. **Reducir el área de las transmisiones – plano de masa.** Es recomendable utilizar planos de masa y Vcc para reducir el área de las transmisiones de las mismas. Acercar los cables al chasis (Conectado a masa) también reducirá el área de las transmisiones.
4. **Reducir el área de CLK.** El área de las líneas de CLK debe reducirse en la mayor medida posible, dado que es una línea con elevada actividad e introduce muchas interferencias
5. **Intercalar líneas de masa en cables planos.** Al intercalar las líneas de masa en cables planos, se reduce el área debido a que las líneas de GND hacen de pantalla. Las corrientes de alta frecuencia tienden a circular por el camino de menor área.



- 6. Evitar discontinuidades.** Cuando se tienen discontinuidades, es recomendable reducirlas lo máximo posible, o utilizar componentes SMD. Debido a que de este modo se reduce el área de circulación. Las discontinuidades pueden llegar a funcionar como antenas que introducen EMI.
- 7. Reorientar inductancias.** Como se puede observar en la figura, al situar las inductancias en paralelo, se produce un acoplo inductivo máximo. Es recomendable situar las inductancias en perpendicular.



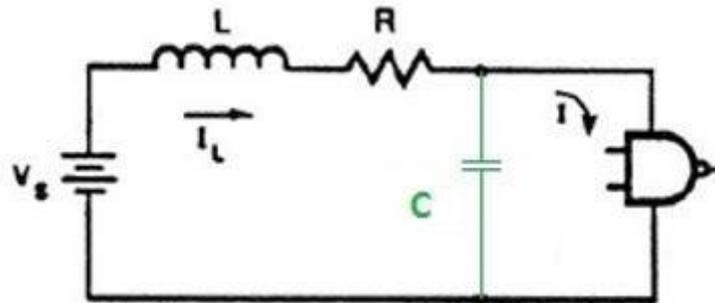
- 8. Redirigir el campo magnético.** Para ello se utilizan materiales con alta  $\mu$ . Con esta técnica se puede lograr que el campo magnético no afecte a ciertos componentes en el sistema.



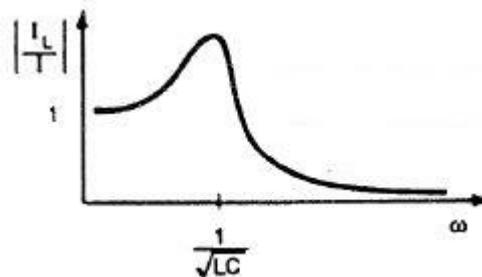
- 9. Evitar resonancias.** Utilizado redes de resistencias, redes Snubber o ferritas.

## ANEXO III – Técnicas para reducir el acoplo por impedancia común y conducido.

- 1- **Condensadores de desacoplo.** Se pueden utilizar condensadores de desacoplo con el objetivo de evitar que los dispositivos introduzcan ruido en la alimentación.



En las transiciones a nivel alto, el transitorio circulará por el lazo que se crea entre el condensador y los terminales de alimentación de la puerta. En las transiciones a nivel bajo, el condensador de desacoplo no tendrá efecto.

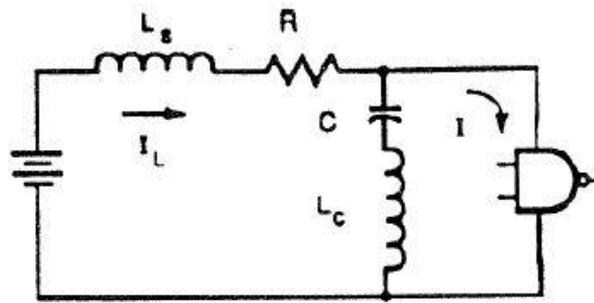


En la figura se observa como a partir del punto  $\frac{1}{\sqrt{LC}}$  el condensador de desacoplo comienza a tener efecto.

Colocar un condensador de desacoplo consigue minimizar los transitorios en las líneas de masa y alimentación, por lo que el acoplo por impedancia común se reducirá. También se reducirá el área del bucle y por tanto la radiación.

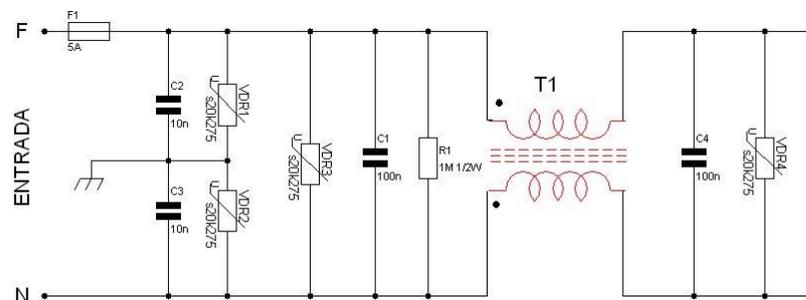
Esto es una situación ideal, en la práctica, un condensador de desacoplo genera una inductancia que será mayor cuanto más grande sea el valor del condensador como se observa en la siguiente figura.

Esta inductancia debe minimizarse todo lo posible. Normalmente  $L_C \ll L_S$



- 2- **Utilización de varios condensadores de desacoplo.** Al ubicar varios condensadores de desacoplo en paralelo se reduce la impedancia. Por lo tanto, cuantos más condensadores se coloquen, menor será la inductancia total.
- 3- **Uso de ferritas.** Mejora el desacoplo debido a que incrementa el valor de la inductancia  $L_s$ , que debe ser superior a  $L_c$ . Las ferritas dificultan la circulación de corriente de alta frecuencia.
- 4- **Filtros de red.** Un filtro de red es un circuito que impide tanto la entrada de ruido externo al sistema, como que éste contamine la red. Se utilizan los filtros de red debido a que son capaces de eliminar el ruido en modo común y en modo diferencial.

No utilizar un filtro de red supone inyectar a la red parásitos de alta frecuencia que proceden de la conmutación de la fuente de alimentación y se introducirá al sistema las interferencias provenientes de la red.



La ubicación del filtro es muy importante, se debe ubicar sobre una pared del chasis, de modo que ninguno de los cables anteriores al filtro queden expuestos al sistema. En caso contrario los ruidos se radian al interior del sistema disminuyendo la utilidad del filtro.

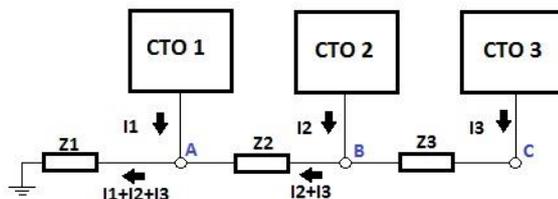
Intentar ubicar los interruptores de encendido y apagado lo más próximos al filtro posible. El interruptor de ON/OFF introduce interferencias al sistema debido a su conmutación. La mejor solución es ubicarlos en la parte trasera del sistema, junto al filtro de red y la fuente de alimentación.

**5- Tiempo de recuperación de diodos rectificadores.** En sistemas en los que se utilice un puente de diodos rectificadores (por ejemplo, fuentes de alimentación conmutadas) se deben utilizar diodos con un tiempo de recuperación más rápido para producir unos transitorios menores, debido a que durante el tiempo de recuperación en inverso se producen transitorios.

**6- Conexión de masa.** La conexión de los diferentes componentes a la masa del circuito es muy importante a la hora de minimizar las interferencias en un circuito. Se diferencian en Masa centralizada y distribuida.

**Masa centralizada.** Se divide en conexión en serie (masa común) o en paralelo (estrella).

- Conexión en serie. Todas las masas de cada circuito están conectadas en serie.

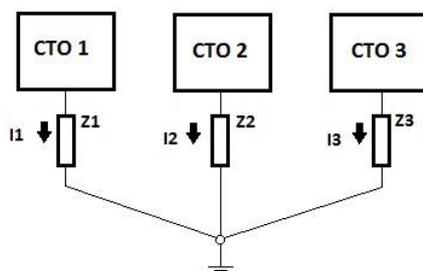


Las tensiones en los puntos A, B y C no son nulas, tendrán un valor que viene determinado por la corriente que circula por cada circuito.

La conexión serie es la más utilizada debido a que es simple, pero genera muchos problemas por impedancia común.

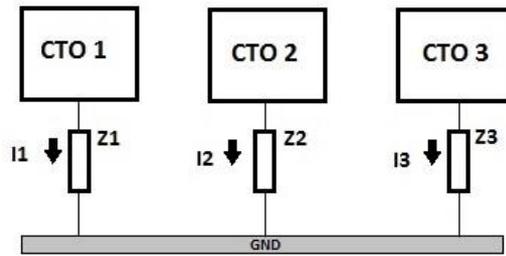
- Conexión en paralelo. Las referencias de cada uno de los circuitos van por un conductor independiente hasta el punto de referencia del sistema.

Este punto debe estar situado lo más cerca posible a la salida de la fuente de alimentación.



Con este tipo de conexión se eliminan los problemas de impedancia común que tiene la conexión en serie, pero necesita más longitud de pistas para realizar las conexiones. Esto puede producir problemas de interferencias electromagnéticas, sobre todo en alta frecuencia. La conexión en paralelo se suele utilizar en circuitos con características distintas entre sí.

**Conexión distribuida.** Se utiliza un plano de masa, por lo que cada componente irá unido a él.



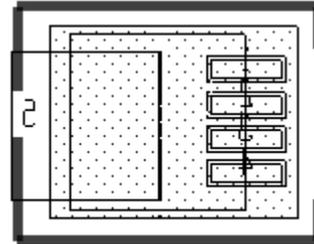
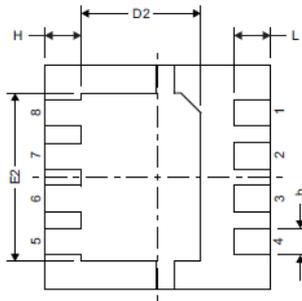
Las conexiones entre los componentes y el plano de masa deben ser lo más cortas posibles. Con este tipo de conexión de masa, se disminuye el área entre lazos, por lo que se reduce la emisión y recepción de interferencias. También se reduce la impedancia común, dado que la inductancia del plano es muy baja.

Se utiliza en sistemas de alta frecuencia.



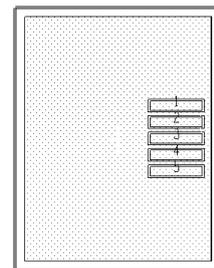
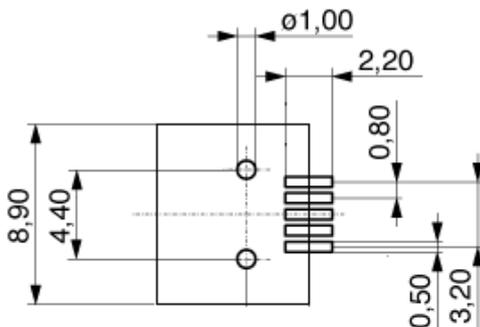
### MOSFET CSD16323Q3

Este es la huella utilizada para el transistor MOSFET CSD16323Q3. El tipo de huella del MOSFET es **VSON-Clip-8**. El tamaño del componente es de 3.3 x 3.3mm. El componente tiene todas sus patillas bajo él, por ello se aumentan los tamaños de las huellas de los pines para facilitar su soldadura.



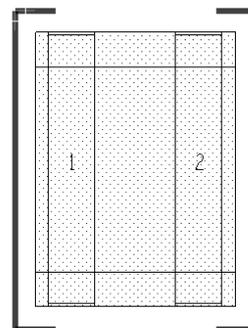
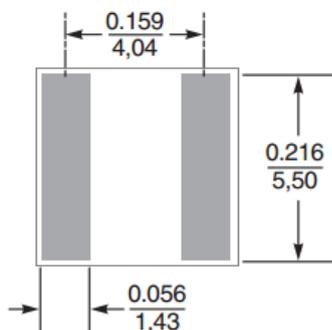
### MINI USB Hembra

El footprint utilizado para la alimentación mediante el USB tiene unas dimensiones totales de 8.9 x 5.5 mm. La distancia entre patillas es de 0.8 mm. También es necesario sobredimensionar el tamaño del patillaje para facilitar su soldadura en la placa PCB.



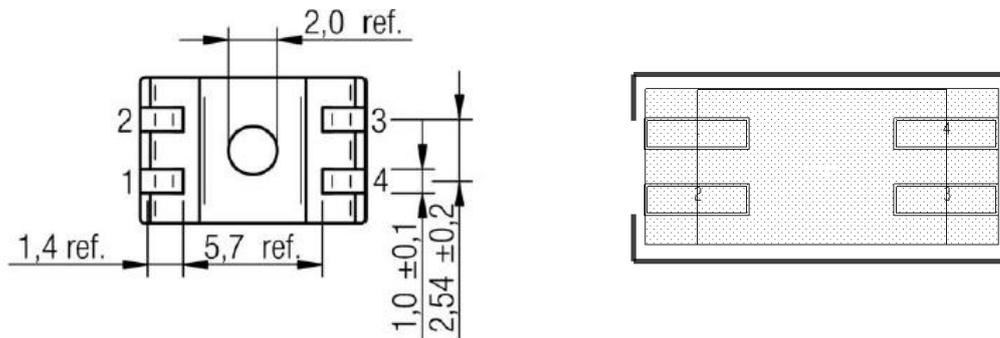
### Inductancia

La huella de la inductancia tiene el mismo problema que la del transistor. La conexión está bajo el componente, lo cual dificulta la soldadura. La dimensión final de la huella es de 4.5x6mm. Para facilitar el trabajo, se aumentará el tamaño de la huella de las patillas.



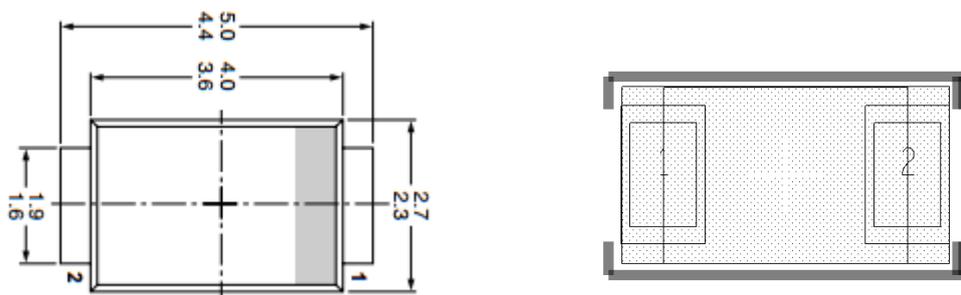
### Choque modo común WE – SL2

El choque que se utiliza en el diseño del circuito bueno desde el punto de vista de las interferencias electromagnéticas tiene unas dimensiones de 9.2x6mm. En este caso también es necesario sobredimensionar el tamaño de la huella de las patillas.



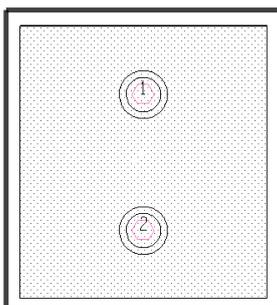
### Diodo PMEG3030EP

El footprint para el diodo es del tipo **SOD-128**. El tamaño final es de 5x2.7mm. Se indica con un sombreado más ancho el pin del cátodo para poder diferenciarlo en la placa.



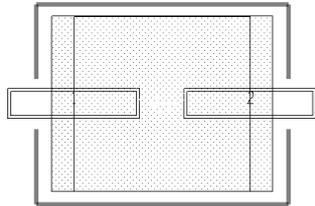
### Conector de salida

Para conectar la carga se utilizará un conector. Este conector es el único componente de inserción de todo el diseño. El tamaño de la huella será de 9x10mm. El diámetro de los agujeros será de 1.8mm.



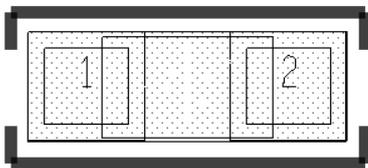
### Condensadores de entrada – Salida

Los condensadores de entrada y salida serán condensadores electrolíticos con una huella considerablemente más grande que el resto de condensadores y resistencias del circuito. El tamaño de la huella será de 7x7mm.



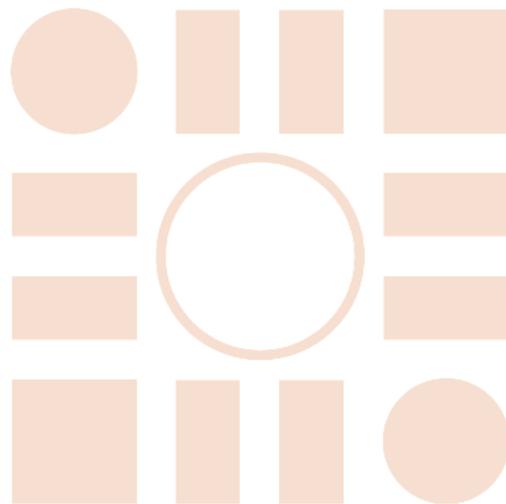
### Condensadores y resistencias

El tamaño seleccionado para el resto de condensadores y resistencias del circuito será **SMD1206**, siendo sus dimensiones de:





Universidad de Alcalá  
Escuela Politécnica Superior



ESCUELA POLITECNICA  
SUPERIOR

