



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA



DEPARTAMENTO  
DE INGENIERÍA  
ELECTRÓNICA

**Máster Universitario en Ingeniería de Sistemas Electrónicos**

## **USO DE REGULADORES CONMUTADOS EN PCBs:**

# **ESTUDIO Y VALIDACIÓN DE BUENAS PRÁCTICAS EN EMC E INTEGRIDAD DE SEÑAL**

AUTOR: JOSE LUIS JIMÉNEZ MIRÓN

TUTOR: JOSÉ FRANCISCO TOLEDO ALARCÓN

**Curso Académico:  
2016-2017**



## **Agradecimientos**

Resaltar que esto no esta hecho, ya lo escribiré en cualquier momento.

Gracias a todos de corazón.

Jose Luis Jiménez Mirón.

# USO DE REGULADORES CONMUTADOS EN PCB'S

Agradecimientos

---



# Resumen

Una fuente de alimentación conmutada (*SMPS*, *Switched Mode Power Supply*, *SMPS*) es un dispositivo electrónico ampliamente utilizado para la transformación de energía eléctrica. Utiliza transistores en conmutación para lograr grandes niveles de eficiencia en la transmisión de potencia. Sin embargo, este sistema provoca corrientes pulsadas con cambios abruptos en conmutación, lo que se traduce en un importante contenido espectral de alta frecuencia de las señales. Estos armónicos de altas frecuencias se transmiten habitualmente en forma de ruido conducido y radiado, lo que puede dar lugar a interferencias electromagnéticas con otros equipos en su entorno o conectados a la misma red.

En este trabajo se analizarán los criterios de diseño de estos circuitos dados por diferentes fabricantes a la hora de realizar un SMPS, extrayendo las recomendaciones de los mismos para posteriormente realizar un diseño propio de test el cual aplicar y comprobar si realmente funcionan.

Sobre este circuito, se realizará un estudio de las principales causas que producen emisiones conducidas y radiadas dentro del diseño PCB. Para ello se analizan y estudian los principales efectos de alta frecuencia que aparecen en los diferentes componentes y partes del diseño. Se verifica en qué medida aplicando las recomendaciones de los fabricantes son efectivas o no, si alteran el funcionamiento del sistema, aumentando los niveles de emisiones o incluso poniendo en riesgo algunos componentes del circuito, estudiando las soluciones más utilizadas para mitigar estos problemas, como *snubbers* y filtros. Se ilustrará su principio de funcionamiento y se mostrará su utilidad para reducir las emisiones hasta niveles admitidos por normativas de EMC típicas.

## **Palabras Clave**

SMPS, fuentes conmutadas, compatibilidad electromagnética, frecuencia, emisiones conducidas, emisiones radiadas, electrónica, PCB.

## ÍNDICE DEL DOCUMENTO

Máster Universitario en Ingeniería de Sistemas Electrónicos .....	1
1. Objetivo.....	3
2. Reguladores conmutados y EMC. ....	4
2.1. Fuentes de EMI en un convertidor.....	4
2.2. Estándares y regulación de EMI. ....	6
2.3. Elección del conmutador.....	7
2.4. Consideraciones sobre el diseño del convertidor Buck.....	8
2.5. Fuentes de ruidos EMI.....	9
2.5.1. EMI conducidas. ....	9
2.5.2. EMI radiadas. ....	11
2.6. Medida de emisiones conducidas y radiadas en los test de EMC.....	11
2.7. Identificación de bucles de corriente en un convertidor Buck....	14
2.8. Filtrado de entrada y salida al convertidor.....	16
2.8.1. Utilización de choques de modo común. ....	18
2.8.2. Adición de resistencia en serie en el circuito bootstrap.....	20
2.8.3. Amortiguación RC snubber.....	23
2.8.4. Amortiguación LR snubber.....	25
2.9. Planos de masa. ....	27
3. Test físicos de buenas prácticas.....	28
3.1. Circuito inicial. ....	28
3.2. Área de pruebas del laboratorio. ....	29
3.3. Circuito de aplicación SMPS diseñado. ....	30
3.3.1. Kicad suite desing. ....	30
3.3.2. Diseño esquemático. ....	31
3.3.3. Diseño PCB.....	33
3.3.4. Placa física. ....	33
3.4. Análisis circuito inicial.....	35
3.5. Análisis Cin.....	45
3.6. Análisis alimentación de entrada. ....	48
3.6.1. Choque modo común (CMC). ....	48

---

3.6.2. Filtro LC (ferrita/inductor).....	48
3.7. Análisis filtrado de salida. ....	49
3.8. Análisis de ringing.....	49
3.8.1. Resistencia en circuito Bootstrap.....	49
3.8.2. Circuito RC snubber y RL. ....	50
3.9. Conclusiones y Futuro. ....	50
3.10. Presupuesto. ....	50
4. Anexo I.....	51
5. Anexo II .....	51
6. Bibliografía .....	51

## ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

<i>Figura 1: SMPS (Fuentes de alimentación conmutadas DC).....</i>	<i>3</i>
<i>Figura 2: Fabricantes del mercado SMPS. ....</i>	<i>4</i>
<i>Figura 3: Clasificación de las emisiones en un circuito según su propagación. ....</i>	<i>6</i>
<i>Figura 4: Circuito simple para muestra de emisiones conducidas y radiadas. ....</i>	<i>10</i>
<i>Figura 5: Radiación de un bucle en circuito PCB.....</i>	<i>11</i>
<i>Figura 6: Límite de emisiones radiadas en dB <math>\mu</math>V en el rango de frecuencias dados por la normativa UNE-EN-55022 (30 MHz – 1000 MHz). ....</i>	<i>12</i>
<i>Figura 7: Límite de emisiones conducidas en dB <math>\mu</math>V en el rango de frecuencias dados por la normativa UNE-EN-55022 (150 kHz - 30 MHz). ....</i>	<i>12</i>
<i>Figura 8: Bucles de circuito en configuración Buck. ....</i>	<i>14</i>
<i>Figura 9: Configuración de entrada y salida del conmutador en configuración Buck. ....</i>	<i>16</i>
<i>Figura 10: Configuración de filtrado para test de entrada y salida.....</i>	<i>17</i>
<i>Figura 11: Corrientes y campos magnéticos en CMC. ....</i>	<i>18</i>
<i>Figura 12: Tipos de coques de modo común. ....</i>	<i>19</i>
<i>Figura 13: Esquemático de circuito con CMC. ....</i>	<i>20</i>
<i>Figura 14: Colocación Rboot en circuito bootstrap. ....</i>	<i>21</i>
<i>Figura 15: Componentes parásitos en CI Buck en disposición típica. ....</i>	<i>22</i>
<i>Figura 16: Captura típica de ringing en osciloscopio.....</i>	<i>23</i>
<i>Figura 17: Esquema circuito con RC snubber. ....</i>	<i>24</i>
<i>Figura 18: Esquema circuito con RL snubber. ....</i>	<i>26</i>
<i>Figura 19: Configuraciones bicapa y cuatro capas con plano de masa.....</i>	<i>27</i>
<i>Figura 20: Circuito de aplicación inicial. ....</i>	<i>28</i>
<i>Figura 21: Puesto de trabajo. ....</i>	<i>30</i>
<i>Figura 22: Logo software Kicad. ....</i>	<i>31</i>
<i>Figura 23: Esquema circuito diseñado.....</i>	<i>32</i>
<i>Figura 24: Esquema circuito diseñado PCB. ....</i>	<i>33</i>
<i>Figura 25: Placas físicas cara top. ....</i>	<i>34</i>
<i>Figura 26: Placas físicas cara bottom.....</i>	<i>34</i>
<i>Figura 27: Circuitos montados en disposición inicial (Izq plano de masa, drch sin plano masa).....</i>	<i>35</i>
<i>Figura 28: Esquemático base. ....</i>	<i>35</i>
<i>Figura 29: Fuente del laboratorio.....</i>	<i>36</i>
<i>Figura 30: Captura osciloscopio fuente laboratorio directa. ....</i>	<i>36</i>
<i>Figura 31: Multímetro a la salida del circuito sin plano de masa.....</i>	<i>37</i>
<i>Figura 32: Captura osciloscopio entrada del circuito base sin plano de masa. ....</i>	<i>37</i>
<i>Figura 33: Captura osciloscopio Salida del circuito base sin plano de masa. ....</i>	<i>38</i>
<i>Figura 34: Captura analizador de espectro sin circuitos cercanos conectados. ....</i>	<i>39</i>
<i>Figura 35: Captura analizador de espectro del circuito base sin plano de masa a la entrada. ....</i>	<i>40</i>
<i>Figura 36: Captura analizador de espectro del circuito base sin plano de masa en el conmutador. ....</i>	<i>40</i>
<i>Figura 37: Captura analizador de espectro del circuito base sin plano de masa en la salida. ....</i>	<i>41</i>
<i>Figura 38: Multímetro a la salida del circuito con plano de masa. ....</i>	<i>41</i>
<i>Figura 39: Captura osciloscopio entrada del circuito base con plano de masa.....</i>	<i>42</i>
<i>Figura 40: Captura osciloscopio salida del circuito base con plano de masa.....</i>	<i>43</i>

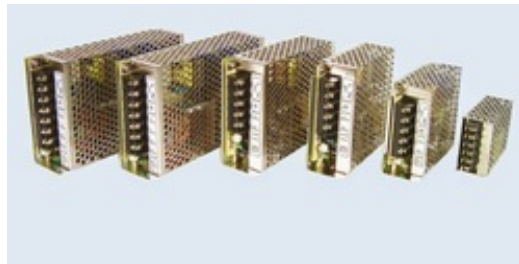
<i>Figura 41: Captura analizador de espectro del circuito base con plano de masa en la entrada. ....</i>	<i>44</i>
<i>Figura 42: Captura analizador de espectro del circuito base con plano de masa en el conmutador. ....</i>	<i>44</i>
<i>Figura 43: Captura analizador de espectro del circuito base con plano de masa en la Salida. ....</i>	<i>45</i>
<i>Figura 44: Circuitos con plano masa y sin el con la adición de los condensadores MLCC. ....</i>	<i>46</i>
<i>Figura 45: Captura osciloscopio entrada del circuito MLCC sin plano de masa. ....</i>	<i>46</i>
<i>Figura 46: Captura osciloscopio Salida del circuito MLCC sin plano de masa. ....</i>	<i>47</i>
<i>Figura 47: Captura analizador de espectro del circuito MLCC sin plano de masa en la entrada.....</i>	<i>47</i>

## Índice de tablas

<i>Tabla 1: Topologías configurables de fuentes de alimentación conmutadas.....</i>	<i>7</i>
<i>Tabla 2: Valores de los componentes del circuito base.....</i>	<i>28</i>
<i>Tabla 3: Parámetros circuito base del fabricante.....</i>	<i>29</i>

## 1. Objetivo.

Los requisitos de eficiencia y el aumento del consumo hacen que el empleo de reguladores conmutados en los actuales sistemas electrónicos basados en microprocesador sea casi inevitable. Su principal desventaja es el ruido (conducido y radiado) que introducen en el propio PCB y en circuitos cercanos, afectando seriamente a las prestaciones del sistema. Esto es especialmente cierto en diseños mixtos digital- analógico. Las recomendaciones (por medio de hojas de datos y notas de aplicación) de integración de estos dispositivos en un PCB no siempre son realizables en la práctica o tienen un coste asociado, creando una incertidumbre al diseñador. El objetivo del presente trabajo es recopilar y discutir estas buenas prácticas y recomendaciones, ponerlas a prueba en PCBs de test y extraer conclusiones que ayuden de guía al diseñador.



**Figura 1: SMPS (Fuentes de alimentación conmutadas DC).**

Antes de comenzar la recopilación de buenas prácticas, resulta necesario establecer el marco de aplicación de estos dispositivos, así como sus características principales.

## 2. Reguladores conmutados y EMC.

Para reducir las interferencias electromagnéticas en una fuente de alimentación conmutada se han de tener en cuenta la aplicación a la que se somete, conocer las altas frecuencias a las que trabaja y diseñar una buena configuración del circuito que requiere.

Al diseñar una fuente conmutada, a menudo se dejan las pruebas de emisiones electromagnéticas para las últimas etapas de su fase de diseño, lo que puede suponer complicaciones a la hora de realizar modificaciones en el mismo y además un consecuente aumento del coste para reducirlas más adelante.

La mejor forma de asegurar un suave y óptimo diseño de producción es considerar las EMI en las fases iniciales del diseño.



Figura 2: Fabricantes del mercado SMPS.

### 2.1. Fuentes de EMI en un convertidor.

Cuando un sistema potencialmente ruidoso genera interferencias con otros sistemas, el ruido puede transmitirse fuera a través de varios caminos: como energía radiada, a través de un campo eléctrico o magnético; o como energía conducida a través de un camino común existente entre la fuente y los receptores. Es importante destacar que los acoples inductivos y capacitivos pueden ser la causa interna de la aparición de ruido conducido en los cables del equipo. Esta perturbación conducida puede dar lugar a radiación, de la misma manera que la señal de ruido radiada fuera del sistema puede acoplarse a conductores próximos dando lugar a su vez a perturbaciones conducidas.

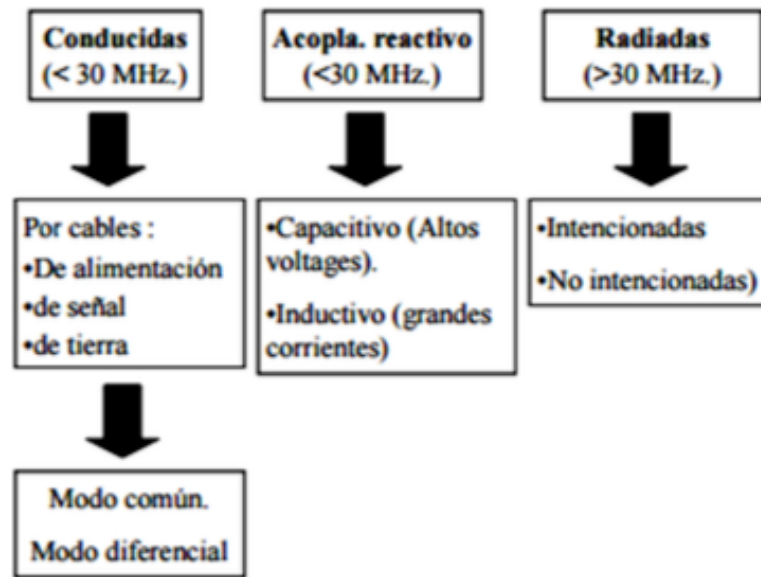


A la hora de controlar las emisiones de un sistema, las diferentes normativas suelen establecer la necesidad de realizar medidas de emisiones y compararlas con límites establecidos. Por debajo de unas decenas de megahercios (por ejemplo, 30 MHz en la normativa de aplicación civil de la Unión Europea) se establecen los límites para emisiones conducidas, por encima de ese límite de frecuencia se considera la medición directamente como emisiones radiadas, ya que la longitud de onda de la señal decrece al orden de metros tendiendo a resonar y por tanto los cables que abandonan el equipo llevan a mediciones conducidas anómalas, dejando en muchos casos de ser eléctricamente largos. En estas condiciones el ruido conducido que circula por esos cables se transforma con facilidad en emisiones radiadas.

Así pues, según el medio de propagación, se puede establecer la siguiente clasificación de EMI:

- *Las EMI conducidas se propagan a través de cables ya sean de alimentación, señal o masa/tierra.*
- *Las EMI propagadas por acoplamiento capacitivo se producen por efecto de campo eléctrico. Su principal fuente son los puntos donde haya grandes variaciones de tensión respecto al tiempo.*
- *Las EMI propagadas por acoplamiento inductivo se producen por efecto de campo magnético. Su principal fuente son los bucles de intensidad que presentan grandes derivadas respecto al tiempo.*
- *Las EMI radiadas son debidas a la generación de ondas electromagnéticas. Se consideran radiadas y no acopladas cuando la distancia entre la fuente y la víctima es superior a  $\lambda$  medios por  $\pi$  de longitud de onda de la interferencia.*

Tal como se ha comentado, es común establecer el límite entre la banda conducida y la banda radiada en torno a unas decenas de megahercios. Con lo cual se puede explicar su clasificación según se muestra en la siguiente figura.



**Figura 3: Clasificación de las emisiones en un circuito según su propagación.**

Aunque en principio una fuente de conmutación puede dar lugar a emisiones conducidas y radiadas, este tipo de equipos se suelen diseñar con frecuencias de conmutación en el orden de los centenares de kilohercios y debido a ello y a pesar de la tendencia actual al aumento de la frecuencia de conmutación, las emisiones radiadas son generalmente un problema más importante y difícil de controlar que las conducidas.

Como se ve en la Figura 3 a partir de 30 MHz las señales medidas son emisiones radiadas mientras que por debajo se tendría que medir en campo cercano y se miden como conducidas forma en la que medir la baja frecuencia donde son los cable y no los PCBs las antenas más eficientes. Estas conclusiones las veremos en apartados posteriores.

## 2.2. Estándares y regulación de EMI.

El diseño optimizado de la placa para EMI deberá cumplir las normas establecidas para productos de su consideración dentro del campo que le corresponda para su uso.

Las dos principales consideraciones son:

Limitar la cantidad de emisiones generadas dadas para una aplicación.

Definir los niveles mínimos de inmunidad que una determinada aplicación debe tolerar.

Estas consideraciones para la realización de los distintos test son las que se deben seguir según las normativa europea en los documentos EN550XX de EMI que habla de los niveles de emisión/inmunidad exigible en los test a realizar según familia del producto y en EN61000-x-x que habla de los procedimientos de test a seguir de interferencias e inmunidad.

### 2.3. Elección del conmutador.

En cualquier caso de fuente conmutada su configuración va determinada en función a la aplicación a la que se dedique pero para desarrollar el diseño de una SMPS antes hay que seleccionar la topología adecuada.

Se puede optar por cualquiera de las siguientes:

TOPOLOGY
Buck
Buck-boost
Boost
Flyback
Forward
Push-Pull
Half-Bridge
Full-Bridge

**Tabla 1: Topologías configurables de fuentes de alimentación conmutadas.**

Para realizar el estudio de buenas prácticas en el diseño de fuentes conmutadas se va a elegir la topología de conmutador Buck dada la simplicidad

a la hora de evaluar los puntos de interés y formular los test necesarios aplicables a las demás configuraciones.

## 2.4. Consideraciones sobre el diseño del convertidor Buck.

La disposición de los componentes en la placa es un aspecto crítico en el diseño de fuentes de alimentación conmutadas (SMPS). El desempeño de un SMPS puede no ser el adecuado por un mal diseño del PCB. Aún peor, un mal diseño del PCB puede dar el resultado de un convertidor defectuoso. Debido a la acción de conmutación del SMPS, la radiación de campo magnético es causada por una corriente de alta frecuencia fluyendo por un pequeño bucle de corriente.

La intensidad de campo de un pequeño bucle de corriente es aproximadamente<sup>1</sup>:

$$E = \frac{13.2 * 10^{-15} * f^2 * A * I}{R}$$

Donde  $f$  es la frecuencia de la señal en Hz,  $A$  es el área del bucle en  $m^2$ ,  $I$  es la amplitud de corriente por el bucle en Amperios, y  $R$  la distancia medida de separación al bucle en metros. La intensidad de campo eléctrico está medida en el SI como Newton por Culombio (N/C), pudiendo utilizar otras magnitudes como Voltio por metro (V/m) que ayudará que el concepto de campo eléctrico quede mas claro.

El principal problema que se encuentra en la ecuación anterior es debido al único parámetro que uno puede manejar en la misma, si  $A$  que es el área del bucle se reduce, por la relación directamente proporcional se reduce la radiación. Si se consigue que el área del bucle sea la mitad, se conseguirá una mejora de unos 6dB en relación a la misma.

---

<sup>1</sup> Reducing EMI in buck converters, RICHTEK

También existe el caso en el que debido a transiciones de corriente en el bucle, se generarán picos de voltaje  $V = L * (dI/dt)$  donde L es la autoinducción del bucle de corriente y  $dI/dt$  es la tasa de transición actual los cuales a menudo conduce a superar los límites cuando los lazos mas pequeños excitan bucles mas grandes o el cableado conectado a la PCB comienza a radiar. Para reducir los picos de voltaje y los ruidos de conmutación en un SMPS, primero debe tratarse los cambios abruptos en las conmutaciones y segundo tratar de reducir las altas frecuencias que provocan dichos picos.

Además de todo lo anterior, cabe actuar para filtrar las entradas y salidas al conmutador para no permitir la entrada de ruido del exterior y también que actúen filtrando el que la propia SMPS genera.

## 2.5. Fuentes de ruidos EMI.

### 2.5.1. EMI conducidas.

En los nodos de conexión a nuestro conmutador se encuentran dos diferentes tipos de tensiones de ruido diferentes.

- Ruido en modo común (CM)
- Ruido en modo diferencial (DM)

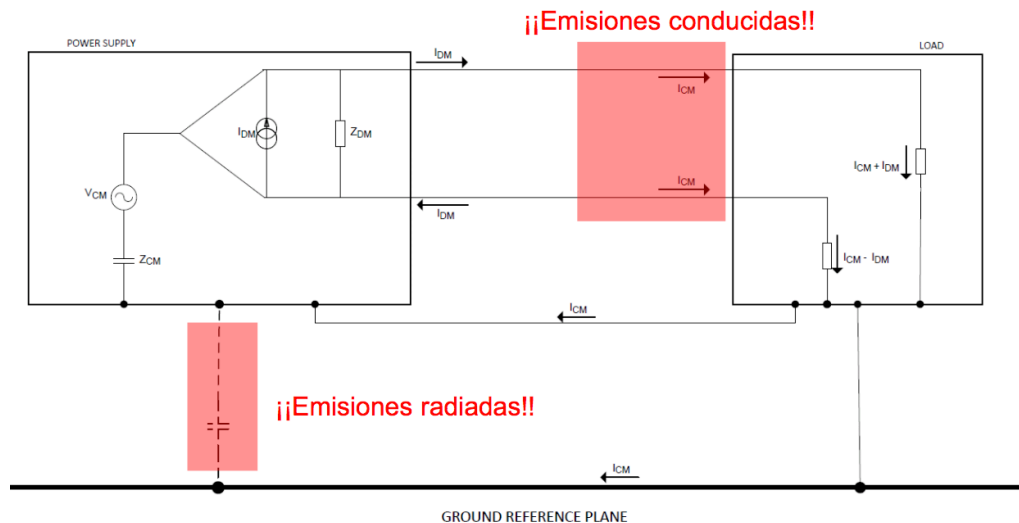
Para medir el modo común (CM) se realiza entre las líneas de alimentación y masa o tierra mientras que si se quiere medir el modo diferencial (DM) se realiza entre dos líneas eléctricas.

Las emisiones conducidas son consideradas normalmente en el rango de frecuencias 150 kHz a 30 MHz, ya que las mediciones a estas frecuencias tan bajas (elevada longitud de onda) requeriría cámaras anecoicas demasiado grandes. A estas frecuencias los equipos y placas de circuito impreso son antenas poco eficiente. En cambio, los cables conectados al equipo, de mayores

## USO DE REGULADORES CONMUTADOS EN PCB'S

### 2. Análisis Teórico – Reguladores conmutados y EMC.

dimensiones, se convierten en la principal fuente de radiación. Basta, por tanto, con medir la corriente en modo común en los cables de alimentación y señal para estimar (a partir de la expresión de radiación de un antena tipo varilla) la radiación en campo lejano. Por tanto, la normativa de EMC, en su parte de medida de emisiones conducidas, es en realidad una medida indirecta de radiación en baja frecuencia.



**Figura 4: Circuito simple para muestra de emisiones conducidas y radiadas.<sup>2</sup>**

Las corrientes en modo normal o diferencial a través de los cables no resultan tan importantes; ya que los campos creados por este modo son de sentidos contrarios y dan lugar a radiaciones de menos valor que en modo común.

Sin embargo el ruido en modo común debe de ser eliminado en la mayor medida posible y actuar en consecuencia.

Las interferencias electromagnéticas (EMI) en modo común son debidas muchas veces a razones poco evidentes como la masa ruidosa del circuito, los acoplamientos por capacidades parásitas, la falta de desacoplo suficiente en la alimentación, o a desequilibrios en los caminos de las señales diferenciales en las fuentes de alimentación conmutadas. Se trata, pues, de fuentes de señal y circuitos parásitos que no son evidentes, al no quedar reflejados en los esque-

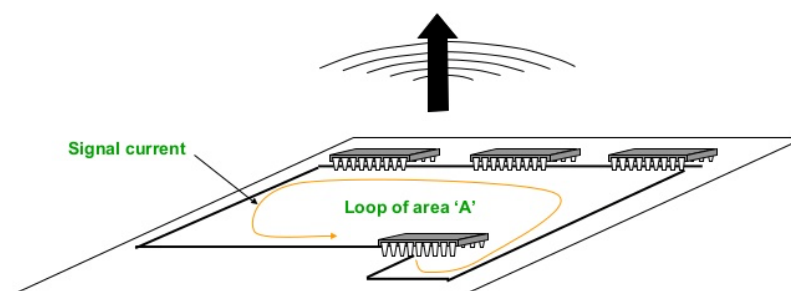
<sup>2</sup> Diseño de componentes pasivos orientado a la compatibilidad electromagnética, WÜRTH ELEKTRONIK.

mas. Pero debemos tener en cuenta que siempre existen en mayor o menor medida.

Las bobinas de choque de modo común son útiles en una amplia gama de situaciones de EMI e interferencias de radiofrecuencia (RFI) de las líneas de señal y de alimentación.

#### 2.5.2. EMI radiadas.

Las Emisiones radiadas se consideran normalmente en el rango de frecuencias 30 MHz a 1000 MHz. Son debidas principalmente a las corrientes transitorias (por tener sus señales una  $di/dt$  elevada) en circuitos integrados y en los bucles formados por las pistas actuando como antenas. También son fuentes de radiación los bordes del PCB (donde las señales propagadas en la guía biplaca formada por los planos internos de masa y alimentación encuentra una discontinuidad), las antenas parásitas debidas a discontinuidades en planos de masa y alimentación y las áreas de cobre y otros conductores (como disipadores) no conectadas a masa.



**Figura 5: Radiación de un bucle en circuito PCB.**

## 2.6. Medida de emisiones conducidas y radiadas en los test de EMC.

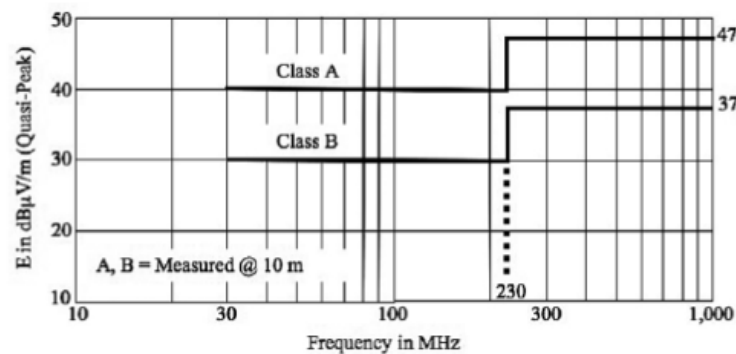
Según normativa EMC en cuanto a las fuentes anteriormente mencionadas existen límites máximos de emisión permitidos. En todos los resultados que se

## USO DE REGULADORES CONMUTADOS EN PCB'S

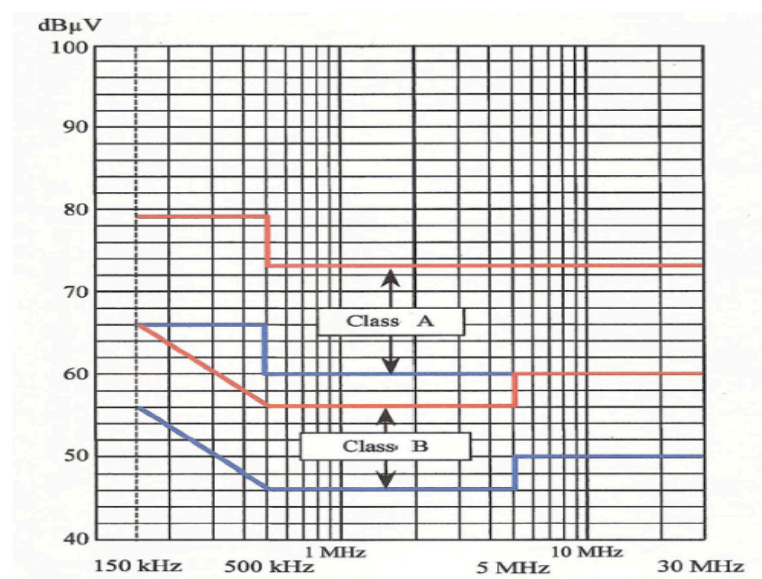
### 2. Análisis Teórico – Reguladores conmutados y EMC.

obtengan se realizará una comparativa entre las magnitudes obtenidas y los límites que marcan las normativas.

La normativa que se usará en este trabajo será la normativa armonizada UNE-EN-55022 para dispositivos de uso industrial (clase A) y uso domestico (clase B). Los niveles máximos permitidos se expresan en  $\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$ . Estos límites para perturbaciones radiadas medidas a 10 metros para equipos de tecnología de la información (según EN-55022) están representados en la figura siguiente. Otras familias de productos tienen otros límites, pero nos basaremos en los indicados en EN-55022 como referencia para este trabajo.



**Figura 6: Límite de emisiones radiadas en  $\text{dB}\mu\text{V}$  en el rango de frecuencias dados por la normativa UNE-EN-55022 (30 MHz – 1000 MHz).**



**Figura 7: Límite de emisiones conducidas en  $\text{dB}\mu\text{V}$  en el rango de frecuencias dados por la normativa UNE-EN-55022 (150 kHz - 30 MHz).**



La expresión que permite calcular la intensidad de campo eléctrico radiado por un bucle de corriente (por ejemplo, el formado por una pista en un PCB y el camino de retorno por el plano de masa bajo él) es la siguiente:

$$E (V/m) = \frac{263 * 10^{-12} * f^2 * A * I}{R}$$

Donde la frecuencia es en Herzios, el área del bucle en metros cuadrados, la corriente en amperios y la distancia R en metros.

Si hacemos el calculo para un bucle, con una corriente que presenta una componente de 75  $\mu$ A a 300 MHz, a la distancia que la norma indica 10 m, considerando un área de bucle de 1  $cm^2$ , se obtiene un resultado de campo  $E = 17.7\mu V/m$  o  $E = 24.9 dB\mu V/m$ .

Solo con un pequeño bucle en el circuito estaría cerca del límite de los 37  $dB\mu V/m$  que la norma declara para la frecuencia dada. Con lo cual, con unas pocas pistas ruidosas el producto no pasaría las pruebas de EMC.

En el caso de emisiones conducidas, atendiendo a la figura 7 indicar que las líneas rojas son límites cuasi-pico para dispositivos que emiten en banda ancha. Las unidades  $dB\mu V$  se refieren al nivel de tensión medido a la entrada del equipo analizador conforme a la normativa EN-55022.

La expresión que nos permite obtener la intensidad de campo eléctrico para una antena de tipo varilla (un cable recto) es:

$$E(V/m) = \frac{126 * 10^{-8} * f * l * I}{R}$$

Las unidades en las que se expresa son las mismas que con la ecuación anterior del campo eléctrico radiado por un bucle excepto la variación de A por l que se expresa en metros.

Visto que en realidad es una medida de radiación, en este caso las frecuencias se toman de 30 MHz para abajo debido a las grandes longitudes de

onda que si en emisiones radiadas al utilizar una cámara anecoica las dimensiones son grandes, estas las tomamos como conducidas debido a que no hay cámara tan grande para realizar dichas mediciones.

Si tomamos por ejemplo 1 MHz se obtiene una longitud de onda de 300 metros a los que con la ecuación de radiación de una antena varilla (pista), si se toma esta frecuencia anterior, con unos pocos uA, unos 2mA de corriente en modo común como, con una  $l = \lambda/2$  se obtiene que  $E = 1260\mu V/m$  o  $E = 62 dB\mu V/m$ . Como en el caso anterior puede resultar que el producto tampoco pase normativa.

Con el estudio teórico de actuaciones en el diseño, pruebas físicas y extracción de datos necesarios para realizar la comparativa con los límites establecidos en la normal contribuirán en el diseño electrónico para pasar las pruebas de EMC, obteniendo así un producto aprobado.

## 2.7. Identificación de bucles de corriente en un convertidor Buck.

El convertidor DC/DC Buck tiene dos bucles principales donde fluyen corrientes AC altas como se muestra en la figura.

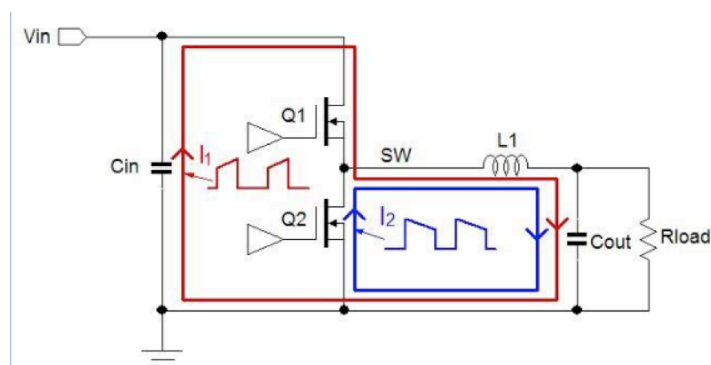


Figura 8: Bucles de circuito en configuración Buck. <sup>3</sup>

<sup>3</sup> Reducing EMI in buck converters, RICHTEK.

Cuando el MOSFET  $Q_1$  esta encendido, la corriente fluye desde la alimentación a través de  $Q_1$  y  $L_1$  hasta el condensador de salida  $C_{out}$  y la carga  $R_{load}$ . La corriente retorna por la masa a la entrada. Parte de la CA fluiría a través de los condensadores de entrada y la salida. Esta corriente se muestra en color rojo como  $I_1$ .

Cuando  $Q_1$  se apaga, la corriente del inductor seguirá corriendo en la misma dirección, y el MOSFET  $Q_2$  del conmutador estará encendido. La corriente fluye a través de  $Q_2$ ,  $L_1$ , carga  $R_{load}$  y condensador de salida  $C_{out}$  y de vuelta por masa a  $Q_2$ . Este bucle se muestra en azul como  $I_2$ . Tanto  $I_1$  como  $I_2$  son corriente discontinuas, lo que significa que tienen bordes ascendentes y descendentes agudos al principio y final de su tiempo activo. Estos abruptos bordes tienen rápidos tiempos de subida y bajada (alto  $dI/dt$ ). Por lo tanto tienen mucho contenido de alta frecuencia.

$I_1$  e  $I_2$  comparten una parte común desde el nodo de conmutación, hasta el inductor  $L_1$  hasta el condensador de salida  $C_{out}$  para volver a tierra a la fuente de  $Q_2$ . La suma de  $I_1$  e  $I_2$  es una forma de onda de diente de sierra continua relativamente lisa que tiene menor contenido de alta frecuencia debido a la ausencia de bordes (alto  $dI/dt$ ).

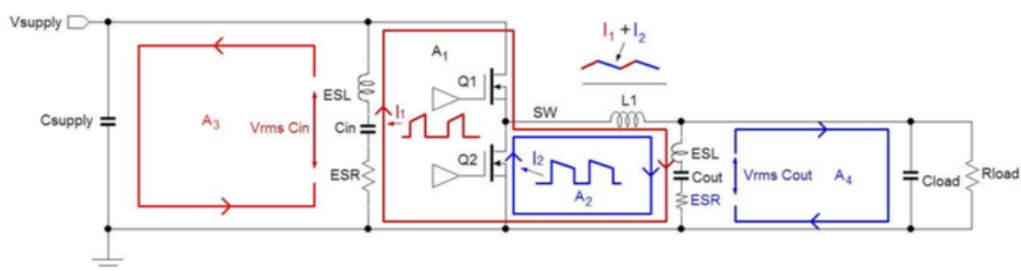
Si se analiza desde el punto de vista de la radiación EMI, el bucle de corriente con alta intensidad  $dI/dt$  es el área del bucle rojo de  $I_1$ . Este genera las frecuencias mas altas y debería ser considerado como el bucle mas crítico para EMI en convertidores Buck. El  $dI/dt$  en el otro bucle  $I_2$  no es tan alto y generalmente produce mucho menos ruido.

Para realizar el estudio práctico se ha seleccionado el convertidor Buck simple LMR23630 de Texas Instruments. Es un regulador síncrono 36 V y 3 amperios fácil de usar. Con un margen de entrada de 4.5 V a 36 V, es utilizable para diversas aplicaciones desde industriales hasta para automoción para el acondicionamiento de potencia de fuentes no reguladas. Puede alcanzar una frecuencia de conmutación de 400 kHz.

En el caso concreto del conmutador LMR23630 estos bucles de los transistores de conmutación  $Q_1$  y  $Q_2$  y circuitos correspondientes a los mismos vienen realizados por el fabricante en el circuito integrado así que esta información de identificación de área de bucles se extrapola a los diferentes bucles y conexiones externos que se tengan que hacer en el conexionado al IC.

## 2.8. Filtrado de entrada y salida al convertidor.

En el caso ideal, los condensadores de entrada y salida serían de impedancia muy baja para las corrientes de conmutación en el convertidor Buck. Pero en la práctica, los condensadores tendrán ESR y ESL, que aumenta la impedancia del condensador y resulta una caída de voltaje de alta frecuencia a través del condensador. Esta tensión inducirá corrientes en la línea de entrada de alimentación y en las conexiones a la carga como muestra en la figura 9.

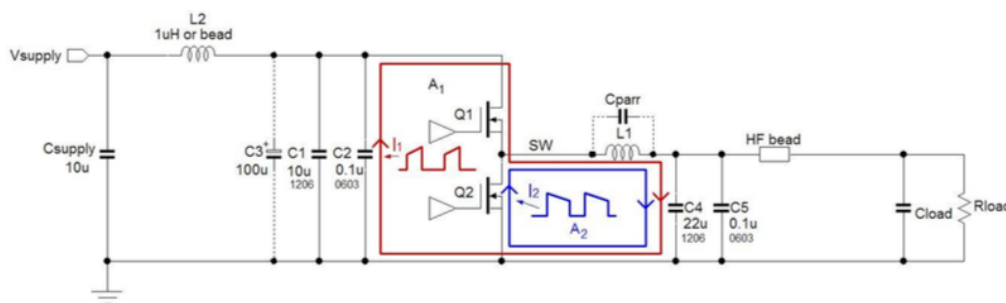


**Figura 9: Configuración de entrada y salida del conmutador en configuración Buck.**

Debido a la naturaleza de la arquitectura de la conexión de la corriente de entrada del convertidor Buck y al hecho de que las líneas de alimentación al convertidor son a menudo bastante largas (de 50 cm a 150 cm), el bucle de entrada  $A_3$  puede radiar considerablemente teniendo las características de alta intensidad  $dI/dt$  y también da lugar a niveles de emisión conducidos excedidos referentes a ruidos en modo común en las mediciones EMC conducidas (banda de 150 kHz a 30 MHz) descritas anteriormente. Reducir el bucle  $A_3$  como por ejemplo trenzar cables o apantallar puede que sean medidas que eviten la radiación como antena tipo varilla o tipo lazo.

Para reducir la caída de voltaje en  $C_{in}$ , una medida es utilizar condensadores de tipo MLCC (cerámicos multicapa) para bajar ESR y además usar múltiples condensadores de diferentes tamaños como  $2 \times 10\mu\text{F}$  1206 y un tipo de  $22\text{n}\sim 100\text{nF}$  tamaño 0402 o 0603 cerca del CI del Buck. De esta forma el filtro en  $C_{in}$  quedará lo mas puro posible. Para reducir el ruido en el bucle de entrada es muy recomendable añadir un filtro adicional ferrita-C en la línea de entrada (figura 10). Cuando se usa inductancia pura para  $L_2$ , puede ser necesario añadir el condensador electrolítico  $C_3$  para amortiguar cualquier señal de entrada y asegurar un suministro de entrada estable eliminando el modo diferencial residual.

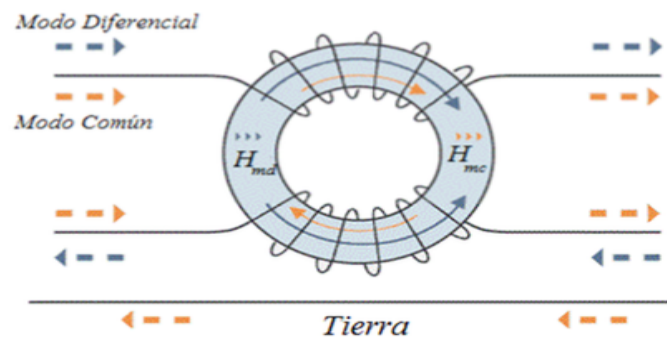
Para filtrar la salida, también utilizar la misma estrategia de condensadores MLCC para  $C_{out}$ . Tamaños 0603 o 0402 de valores  $22\text{n}\sim 100\text{nF}$  que pueden bloquear mejor el ruido de la alta frecuencia que pueda ser acoplada a través del nodo de conmutación a la salida por la capacitancia parasitaria del inductor  $L_1$ . La utilización de una ferrita de alta frecuencia (HF) adicional evitará que el bucle de salida se convierta en una antena de bucle eficaz. Debe tenerse en cuenta que las ferritas de HF en la salida pueden deteriorar la respuesta transitoria de la carga y la regulación de la misma. Si la carga de la aplicación es crítica a este respecto, no utilizarlas sino que hay que colocar el convertidor lo mas cerca posible de la carga y minimizar el área de bucle utilizando planos de cobre a la salida como lo explicado en el apartado de bucles.



**Figura 10: Configuración de filtrado para test de entrada y salida**

### 2.8.1. Utilización de choques de modo común.

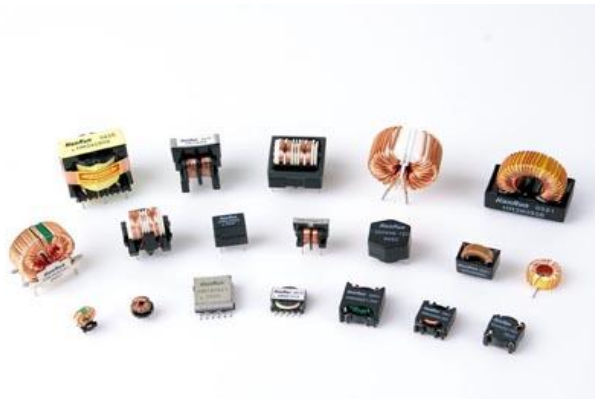
Una bobina de choque de modo común es un elemento pasivo compuesto por dos bobinas enrolladas con el mismo número de vueltas de forma simétrica sobre un núcleo magnético. En general, para el núcleo magnético se utilizan materiales como el hierro (bajas frecuencias), las ferritas (frecuencias más altas) o algunos materiales especiales como los amorfos o nanocristalinos (alta permeabilidad). Esta configuración presenta una impedancia alta para las señales en modo común, al mismo tiempo que presenta una baja impedancia para las señales de modo diferencial.



**Figura 11: Corrientes y campos magnéticos en CMC.**

En la Figura 11 está representado el campo magnético generado por las corrientes en modo diferencial y en modo común que circulan por la línea de alimentación. Cuando la señal diferencial pasa a través de las bobinas, el campo magnético que generan ambas corrientes tiene sentidos contrarios, por lo que el campo total en el núcleo se anula. Por supuesto, en casos reales la anulación no será perfecta. Bajo estas condiciones la impedancia que presenta el choque para las corrientes en modo diferencial es muy pequeña (idealmente nula). Para la señal en modo común, el flujo de campo magnético generado por las corrientes en modo común es la suma del generado por las corrientes en ambas bobinas, lo que produce que esta señal vea el choque como un camino de alta impedancia. Los valores típicos para estas inductancias, se mueven entre 2 y 10 milihenrios. Si fuera necesario utilizar valores mayores a estos para conseguir la atenuación necesaria, sería recomendable usar múltiples cho-

ques en serie, con el objetivo de reducir el efecto capacitivo parásito a través de las bobinas (capacidad en paralelo a L).

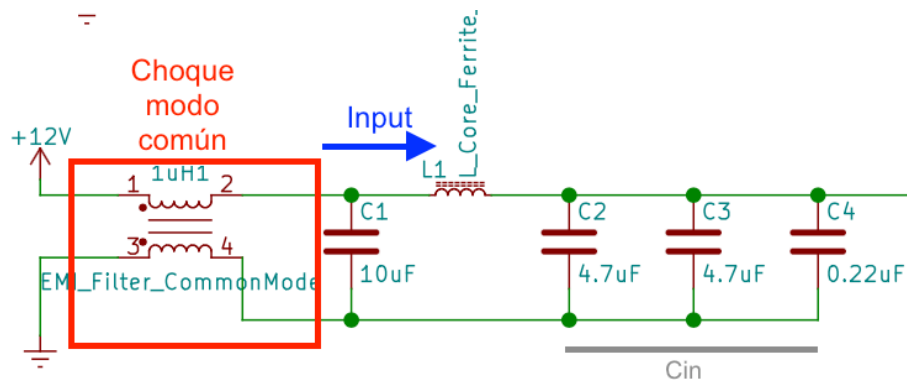


**Figura 12: Tipos de coques de modo común.**

Los más utilizados en SMPS son de núcleo de ferrita de forma toroidal y materiales nanocristalinos según aplicación como el de la figura anterior. Por lo general, tienen un tamaño muy pequeño, se pueden montar en superficie y la pérdida de inserción para señales diferenciales es baja, manteniendo una alta impedancia para las señales de ruido en modo común.

La inductancia de dispersión para el choque en modo común es un factor muy importante en los filtros de línea, dado que determina el nivel de inductancia presente para la atenuación del modo diferencial. Todo el flujo magnético producido por una de las bobinas no se acopla con la otra; así, cuando la corriente en modo diferencial fluye por el bobinado del choque, hay un cierto flujo de dispersión que no se cancela, lo que causa que la bobina tenga una pequeña impedancia frente al modo diferencial.

En los filtros, esta inductancia de dispersión puede ser tanto una ventaja como un inconveniente. Por un lado, esta inductancia proporciona una pequeña impedancia para reducir el ruido diferencial, además de actuar junto a los condensadores como un filtro LC para este tipo de ruido. Por el contrario, si el valor de esta inductancia es demasiado elevado, se estaría perdiendo una de las ventajas del choque, pues al no cancelarse ese flujo de dispersión se podría caer en la saturación del núcleo por la corriente de alimentación.



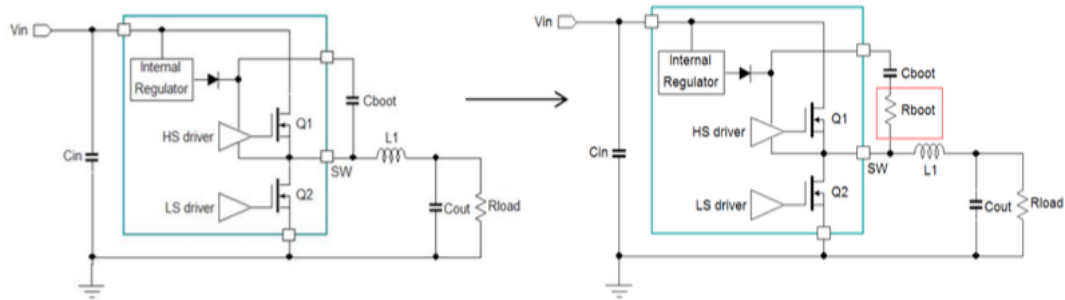
**Figura 13: Esquemático de circuito con CMC.**

Generalmente, se busca el diseño del choque de forma que se genere una inductancia parásita que proporcione un filtrado suficiente para el ruido diferencial, sin que se llegue a saturar el núcleo por la corriente de alimentación. Valores típicos de esta inductancia de dispersión están comprendidos entre el 0.5 y el 5 % de las inductancias para el modo común por lo que es difícil obtener pérdidas de inserción de más de 12 dB a frecuencias por encima de los 30 MHz (emisiones radiadas).

### 2.8.2. Adición de resistencia en serie en el circuito bootstrap.

El tiempo de subida de la forma de onda de conmutación esta determinado por la velocidad de encendido del MOSFET  $Q_1$ . Este es impulsado por un controlador flotante para activar el transistor a modo conducción que se suministra a través de un condensador de arranque  $C_{boot}$  el cual se utiliza de forma opcional. En CIs de convertidores Buck integrados, el arranque  $C_{boot}$  se carga a través de un regulador interno (normalmente 4~5 V). Ver la próxima figura del lado izquierdo.





**Figura 14: Colocación Rboot en circuito bootstrap.**

Aumentando el tiempo de subida de la forma de onda del conmutador y el pulso de corriente se puede lograr ralentizar la velocidad del MOSFET  $Q_1$ , lo que puede lograrse añadiendo una resistencia  $R_{boot}$  en serie con un condensador  $C_{boot}$  como se muestra en la figura anterior de la derecha. El valor de  $R_{boot}$  depende del tamaño del MOSFET. Para la mayoría de aplicaciones se usa un valor comprendido entre  $5\sim 10\Omega$ . Para los MOSFET mas pequeños ( $R_d$  son mas altos) se permiten valores de  $R_{boot}$  mayores. Valores demasiado altos para  $R_{boot}$  pueden causar una carga insuficiente de  $C_{boot}$  en aplicaciones que su ciclo de trabajo sea muy alto, o causar inestabilidades en el sentido de la corriente del CI. El encendido MOSFET también aumentará las perdidas del conmutador y reducirá la eficiencia. Este conexionado también apela a la primera practica de realizar el bucle lo mas pequeño posible.

En los diseños en donde los MOSFET están externos, es posible agregar una resistencia en serie en la puerta del mismo  $Q_1$ . Esto aumenta el tiempo de conexión de  $Q_1$  y el tiempo de desconexión, esta técnica es la misma que utilizar el  $R_{boot}$  en CI que van los transistores internos como el caso anterior.

Cuando se desconecta el MOSFET  $Q_1$ , la corriente del inductor cargará la capacitancia de salida parásita de  $Q_1$  y descargará la capacitancia de salida de  $Q_2$  hasta que la forma de onda del conmutador pase por debajo del nivel de tierra y active el diodo del cuerpo de  $Q_2$ . El tiempo de caída es, por lo tanto, determinado por la corriente de pico del inductor y la capacidad parásita total en el nodo de conmutación.

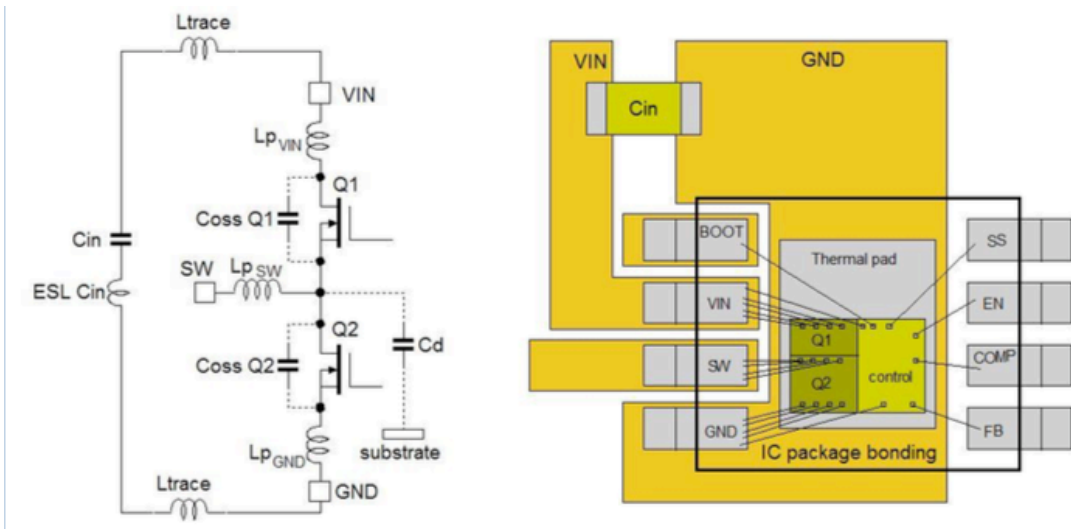
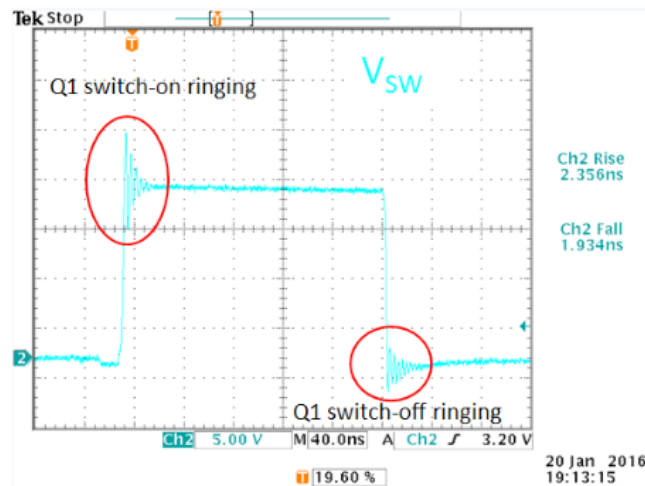


Figura 15: Componentes parásitos en CI Buck en disposición típica.

Las capacitancias parásitas son causadas por los MOSFET  $C_{oss}$  y la capacitancia al sustrato como se muestran en la figura anterior. Los puntos de unión de los pines del CI al plano de cobre tendrán una pequeña inductancia parásita. Estos componentes parásitos en combinación de la inductancia parásita y la capacidad de filtro ESL de entrada del circuito impreso del PCB causarán oscilaciones de alta frecuencia conocidas como *ringing* en las formas de onda de conmutación.

Cuando  $Q_1$  se enciende, la frecuencia de oscilación o *ringing* en el flanco ascendente está determinada en su mayor parte por  $C_{oss} Q_2$  y la inductancia parasitaria total en el bucle de conmutación del MOSFET ( $Lp_{VIN} + Lp_{GND} + Lp_{LAYOUT} + ESL_{CIN}$ ).

Cuando el  $Q_1$  se apaga, la frecuencia de *ringing* en el flanco descendente esta determinada en su mayor parte por  $C_{oss}Q_1$  y la inductancia parásita en la fuente MOSFET  $Q_2$  a masa  $Lp_{GND}$ .

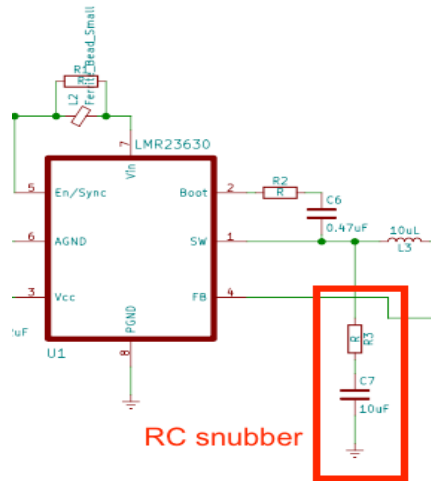


**Figura 16: Captura típica de ringing en osciloscopio.**

Esta figura anterior muestra un ejemplo de una forma de onda de conmutación con tiempos rápidos de subida y de bajada y de flanco positivo y negativo. Debido a la energía  $\frac{1}{2} * I^2 * L_p$  almacenada en la inductancia parásita, la amplitud del *ringing* aumentará con la corriente de carga. El rango de frecuencias a menudo será alrededor de 200~400MHz y los resultados en la radiación EMI de alta frecuencia. La oscilación excesiva apunta a menudo a la inductancia parásita del circuito mas grande, y la disposición se debe comprobar para los bucles mas grandes o las pistas finas en  $V_{IN}$  o tierra. El encapsulado del componente también puede influir en el *ringing*. Según encapsulados harán que funcionen unos peor que otros debido a la inductancia de las uniones en comparación con otros.

### 2.8.3. Amortiguación RC snubber.

El añadir un amortiguador RC puede ser efectivo, a expensas de las mayores perdidas de conmutación. El amortiguador RC debe colocarse lo mas cerca posible del nodo del conmutador y de la toma de corriente. En convertidores Buck con MOSFET externos, el amortiguador RC debe ser colocado a través del drenaje y la fuente del MOSFET  $Q_2$ . La figura siguiente muestra la posición de donde colocar el amortiguador.



**Figura 17: Esquema circuito con RC snubber.**

El objetivo de la resistencia de amortiguación  $R_s$  es añadir suficiente amortiguación al circuito resonante parásito  $LC$ . El valor para  $R_s$  depende de la amortiguación deseada y de los componentes parásitos  $L$  &  $C$  del circuito y esta dado por:

$$R_s = \frac{1}{2\xi} \sqrt{\frac{L_p}{C_p}}$$

Donde  $\xi$  es el factor de amortiguamiento. Normalmente  $\xi$  puede oscilar entre 0.5 (ligeramente amortiguado) y 1 (amortiguamiento crítico). Los valores para  $L_p$  y  $C_p$  parásitos normalmente no se conocen, y se pueden medir mejor de la siguiente forma:

- Medir la frecuencia de ringing original  $F_{ring}$  en el rango ascendente.
- Añadir una pequeña capacitancia de nodo de conmutación a tierra y observar la frecuencia de ringing mas baja. Seguir agregando capacitancia hasta que la frecuencia de ringing sea el 50% de la original.
- Una reducción del 50% de la frecuencia de ringing significa que la capacitancia de resonancia total es cuatro veces la original. La capacitancia original  $C_p$  es por lo tanto  $1/3$  de la capacitancia añadida.
- La inductancia parasitaria  $L_p$  puede calcularse ahora como:  $R_s = \frac{1}{C_p * (2\pi f_{RING})^2}$

El condensador en serie  $C_s$  del amortiguador RC debe ser lo suficientemente grande como para que la resistencia de amortiguación pueda realizar dicha amortiguación de resonancia constante durante el ciclo de ringing. Valores demasiado grandes para el condensador aumenta la pérdida de potencia debido a la carga y descarga del condensador en cada ciclo de conmutación. Normalmente  $C_s$  se elije 3~4 veces mas grande que el circuito de capacitancia parasitaria.

Además de la amortiguación por resonancia, el amortiguador RC también aumentará ligeramente los tiempos de subida y bajada de la forma de onda de conmutación. Sin embargo, la carga y descarga del condensador de amortiguación resultará en picos de corriente adicionales durante las transiciones de conmutación, lo que puede aumentar la EMI en áreas de baja frecuencia.

Después de colocar el amortiguador RC asegurarse de comprobar la perdida total de potencia del circuito: la eficiencia del convertidor caerá, especialmente en alta frecuencia de conmutación y altas tensiones de entrada.

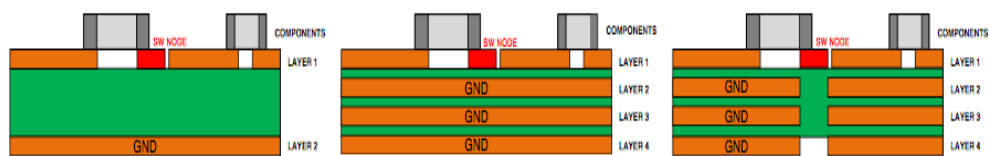
#### 2.8.4. Amortiguación LR snubber.

Una forma menos obvia de tratar el ringing en el circuito de conmutación es la adición de un amortiguador RL en serie con el circuito resonante. El convertidor Buck con amortiguador RL se muestra en la figura siguiente. El objetivo es añadir una pequeña cantidad de resistencia en serie en el circuito resonante, suficiente para proporcionar un cierto amortiguamiento. Debido a que la resistencia total del circuito de conmutación es normalmente bastante baja, esta resistencia de amortiguación  $R_S$  puede ser también baja, del orden de  $1\Omega$  o menos. El inductor  $L_s$  se elije para proporcionar baja impedancia a frecuencias mas bajas que la resonante, básicamente para cortocircuitar la resistencia de amortiguación en el rango de baja frecuencia, puesto que la frecuencia de ringing es normalmente bastante alta, el inductor requerido puede ser bastante pequeño, del orden de unos pocos nH, lo que se puede conseguir a través de



## 2.9. Planos de masa.

Se pueden obtener mejores resultados de EMI añadiendo un plano de masa ininterrumpido como una capa interna en el PCB. Si el CI se coloca en la capa superior y las pistas con alto  $dI/dt$  se localizan sobre la misma, el plano de masa en la capa intermedia permitirá que una corriente de retorno espejo se forme debajo de la capa superior. Esta circulación de corriente minimiza el área de bucles de corriente con lo que los campos electromagnéticos generados por dichos bucles serán mucho menores.



**Figura 19: Configuraciones bicapa y cuatro capas con plano de masa.**

La primera imagen corresponde a una placa bicapa sin un plano de masa de blindaje intermedio.

La segunda imagen corresponde a una placa de cuatro capas con dos planos de masa entre medias.

La tercera imagen es el mismo sistema anterior pero con la diferencia que las capas intermedias tienen un corte rectangular justo debajo del nodo SW del CI.

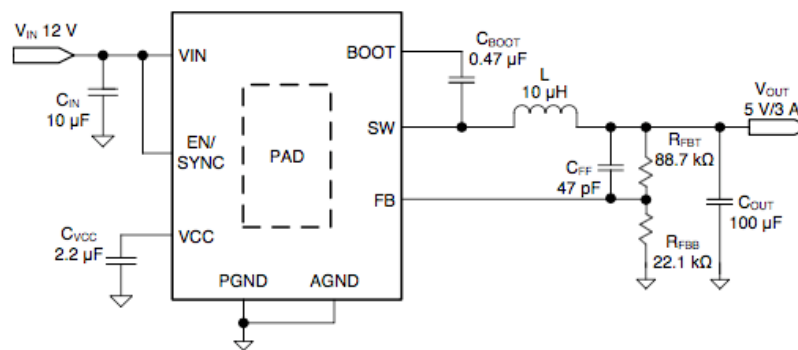
En los tests de EMI se ven la importancia de no cortar dichos planos de masa, sobre todo debajo de pistas que puedan ser muy ruidosas, llegando a ser su efectividad igual o inferior al sistema bicapa.

### 3. Test físicos de buenas prácticas.

Si con toda la información extraída de los diferentes diseños y fabricantes no se realizan los test convenientes no se puede obtener prueba real de si estos métodos que se proponen son realmente útiles y aplicables o simplemente consejos que pueden no funcionar. Para ello se ha diseñado un circuito PCB con un conmutador Buck de un fabricante comercial seleccionado de acuerdo a la aplicación misma para realizar las pruebas de buenas prácticas en el laboratorio.

#### 3.1. Circuito inicial.

Al seleccionar el convertidor Buck de un determinado fabricante éste aporta una configuración inicial.



**Figura 20: Circuito de aplicación inicial.**

Este circuito se encuentra en la hoja técnica (Datasheet) dada por el fabricante “Texas Instruments” el cual será la base de aplicación a este trabajo.

Además añade la siguiente tabla de valores para los componentes.

$f_{SW}$ (kHz)	$V_{OUT}$ (V)	L ( $\mu$ H)	$C_{OUT}$ ( $\mu$ F)	$C_{FF}$ (pF)	$R_{FBT}$ (k $\Omega$ )
<b>400</b>	3.3	6.8	150	75	51
<b>400</b>	5	10	100	47	88.7
<b>400</b>	12	15	68	Ver nota datasheet	243
<b>400</b>	24	15	47	Ver nota datasheet	510

**Tabla 2: Valores de los componentes del circuito base.**



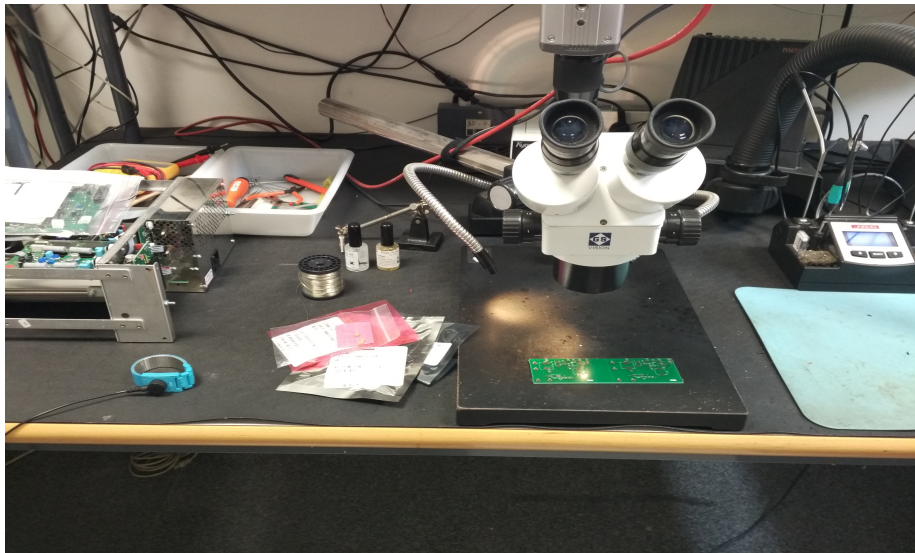
Y también obtenemos la tabla de parámetros para esta configuración del circuito tipificado.

Input Voltage, $V_{IN}$	12 V typical, range from 8 V to 28 V
Output Voltage, $V_{OUT}$	5V
Maximum Output Current $I_{O\_MAX}$	3A
Transient Response 0.3 A to 3 A	5%
Output Voltage Ripple	50 mV
Input Voltage Ripple	400 mV
Switching Frequency $f_{SW}$	400 kHz

**Tabla 3: Parámetros circuito base del fabricante.**

### 3.2. Área de pruebas del laboratorio.

La placa bajo test necesita ser probada en un área de trabajo adecuada con los medios necesarios donde cables y radiaciones de energía de HF radiarán del PCB al ambiente y el lugar controlado para descargas electroestáticas.



**Figura 21: Puesto de trabajo.**

Ante este puesto de trabajo en el laboratorio se usan los aparatos necesarios para configurar el set-up de herramientas. Lo ideal es tener un analizador de espectro y sondas adecuadas, en este caso la sonda antena para analizar el campo radiado ha sido fabricada de forma artesanal por el alumno (en el anexo 1 se indica la fabricación de la misma) y las medidas están tomadas con un osciloscopio para poder obtener los datos.

### **3.3. Circuito de aplicación SMPS diseñado.**

Antes de actuar primero es necesario tener el circuito de aplicación SMPS diseñado para trabajar, así aplicar cada uno de los elementos seleccionados para reducir las emisiones que pueda producir el conmutador.

#### **3.3.1. Kicad suite desing.**

Sin la ayuda de un software de diseño no podría ser posible la fabricación de una la placa, así poder realizar las pruebas que se harán de forma física en el laboratorio.



**Figura 22: Logo software Kicad.**

KiCad es una suite de software de código abierto para la Automatización de Diseño Electrónico (EDA). Los programas que maneja son la captura esquemática, y la disposición del PCB con la salida de Gerber para poder producir. El software es posible ejecutar tanto en Windows como Linux y Mac OS X, y está licenciado bajo GNU GPL v3.

#### **3.3.2. Diseño esquemático.**

En primer lugar presentamos la hoja del diagrama esquemático realizado en el software para poder visualizar cada una de las partes integrantes del circuito. Este esquema se encuentra la página siguiente del documento como Figura 23.

Como se puede observar en la misma hoja se encuentran dos esquemáticos idénticos, que se corresponden a una versión con plano de masa y otra sin él en el mismo PCB. Además de testear la aplicación de plano de masa en el diseño va a tratar, a la entrada del circuito el ruido en modo común a través del choque en modo común, la aplicación a la entrada de un filtro LC junto con la variación de Cin en distribución de condensadores mas pequeños MLCC para tratar el ruido en modo diferencial, este mismo conjunto también se aplica a la salida y al Cout. Para tratar el fenómeno del ringing y perturbaciones de oscilación en la conmutación se testean los circuitos de bootstrap y snubber.

Todas las partes del diseño mencionadas anteriormente se van a ir comprobando y extrayendo datos en los siguientes apartados de forma individual e indicando cada paso seguido.