

FUNDAMENTOS BÁSICOS DEL ACOPLAMIENTO INDUCTIVO Y ROL DE LOS CONDENSADORES DE DESACOPLO

BASICS OF INDUCTIVE COUPLING AND ROLE OF DECOUPLING CAPACITORS

Igor Baraia-Etxaburu Zubiaurre¹, David Garrido Diez¹.

¹Universidad de Mondragón, Electronic and Computer Science Department, Loramendi 4, 20500 Mondragón, País Vasco, Spain.

Recibido: DD/MM/AA – Revisado: DD/MM/AA -- Aceptado: DD/MM/AA - DOI: <https://dx.doi.org/10.6036>(A complimentar por el Editor)

ABSTRACT:

Electromagnetic coupling is the mechanism by which one circuit induces noise or interference in another adjacent circuit.

This coupling mechanism generates Electromagnetic Interferences that degrade or even interrupt the operation of adjacent circuits. However, it is often rare in the academic and professional fields of power electronics to have sufficient knowledge to identify and address this problem. Therefore, intuition plays an important role in anticipating and dealing with this problem.

This article describes the basic principles of this coupling mechanism and proposes simple solutions to this electromagnetic interference problem. These solutions must be applied right from the design phase of any electronic equipment.

The problem described and its solutions are experimentally validated in a simple test circuit.

This article is mainly oriented to the **academic and professional field of power electronics** and aims to describe in a simple and experimental way the problems associated with inductive coupling.

Keywords: EMI, inductive coupling, decoupling capacitors, layout, PCB layout, magnetic field probes, power electronics

RESUMEN:

El acoplamiento electromagnético es el mecanismo con el que un circuito induce ruido o interferencia en otro circuito adyacente.

Este mecanismo de acople genera Interferencias Electromagnéticas que degradan o incluso pueden interrumpir el funcionamiento de circuitos adyacentes. Sin embargo, a menudo, en los ámbitos académicos y profesionales de la electrónica de potencia, es poco común contar con los conocimientos suficientes para identificar y abordar esta problemática. Por lo tanto, la intuición juega un papel importante para prever y lidiar con esta problemática.

En este artículo se describen los principios básicos de este mecanismo de acoplamiento y se proponen soluciones simples a este problema de interferencia electromagnética. Estas soluciones deben aplicarse ya desde la fase del diseño de cualquier equipo de electrónica.

La problemática descrita y sus soluciones se validan experimentalmente en un circuito sencillo de prueba.

Este artículo está orientado principalmente **a alumnos y profesionales del ámbito de la electrónica de potencia** y pretende describir de forma sencilla y experimentalmente la problemática asociada al acoplamiento inductivo.

Palabras clave: EMI, acoplamiento inductivo, condensadores de desacoplo, layout, diseño PCB, sondas de campo magnético, electrónica de potencia

FINANCIACION

Este trabajo se ha realizado dentro del proyecto CONVADP (KK-2020/00091), el cual ha sido subvencionado por el Programa de Ayudas a la Investigación Colaborativa en Áreas Estratégicas, Programa Elkartek.

1.- INTRODUCCION

Cada vez son más las aplicaciones que integran equipos de electrónica de potencia con el objetivo de aumentar su eficiencia, reducir su volumen o reducir su coste [1]. Estos convertidores electrónicos de potencia tienen una clara tendencia a la miniaturización y por

ello, han de operar a cada vez mayor frecuencia de conmutación. Esto permite reducir principalmente el volumen de los componentes pasivos. Sin embargo, para mantener, o incluso mejorar la eficiencia del equipo trabajando a frecuencias elevadas, los semiconductores de potencia de silicio han de sustituirse por sus homólogos de carburo de silicio (SiC) o Nitruro de galio (GaN). Estos dispositivos trabajan con muy altas dinámicas de conmutación, lo cual les otorga una alta eficiencia incluso trabajando a altas frecuencias de conmutación. Sin embargo, estas dinámicas generan un alto número de componentes armónicos de alta frecuencia tanto de tensión como de corriente que se pueden acoplar con facilidad a circuitos adyacentes. Esto es lo que se conoce como interferencia electromagnética (EMI, **Electromagnetic Interference**). Estas interferencias pueden degradar o incluso interrumpir el funcionamiento de un equipo y por lo tanto, se debe conocer su origen y sus mecanismos de acoplamiento si se quieren limitar sus consecuencias [2].

Para que exista la interferencia debe haber al menos un circuito generador, un medio de propagación y un circuito receptor. Atendiendo al medio de propagación, las interferencias se pueden clasificar como conducidas (cuando existe una impedancia eléctrica común entre el circuito generador y el circuito receptor), acopladas (cuando existe un acoplamiento de campo cercano bien capacitivo o bien inductivo) o radiadas (cuando la propagación se da a través de campos lejanos con origen bien electrostático o bien electromagnético) [3]. En términos generales, cuanto mayor sea la frecuencia de la tensión/corriente en el origen de la interferencia, mayor será su capacidad de acoplarse por impedancia común, de acoplarse capacitiva o inductivamente o de crear una interferencia radiada [4]. La problemática general asociada a las interferencias electromagnéticas, así como a cada mecanismo de acople, requiere de un amplio estudio que describa y profundice en multitud de detalles para comprenderlo y abordarlo.

Es común ver sin embargo, que rara vez en el ámbito educativo se relacionan los conocimientos de dispositivos y convertidores electrónicos de potencia con su problemática asociada a las interferencias electromagnéticas. Así, quien diseña el convertidor de electrónica de potencia, a menudo carece de nociones, herramientas apropiadas (simuladores, etc) y conocimientos básicos suficientes para evitar o al menos paliar los problemas asociados a las interferencias electromagnéticas. De hecho, no resulta extraño ver como este perfil académico y/o profesional prefiere bibliografía o cursos descriptivos que aporten intuición sobre el problema antes que análisis profundos alejados de sus conocimientos.

Es por ello, que este artículo, orientado a alumnos, **docentes y profesionales** del ámbito de la electrónica de potencia, pone su foco de atención en mostrar de forma, simple, descriptiva e intuitiva uno de los mecanismos de acople más comunes, el acoplamiento inductivo. Además, propone algunas soluciones sencillas de aplicar para atenuar su impacto. En concreto, se analiza la influencia que tiene el área de conmutación, así como la influencia de las capacidades de desacoplo a la hora de paliar el acoplamiento inductivo. Con ello, se pretende mediante un ejemplo práctico, acercar este fenómeno así como su tratamiento a estudiantes de electrónica que carezcan de formación para comprender y abordar estas interferencias.

1.1.- ESPECTRO ARMÓNICO DE UNA SEÑAL TRAPEZOIDAL

En el ámbito de la electrónica de potencia pulsada, es común encontrar formas de onda de tensión y corriente de forma trapezoidal periódica. Este tipo de formas de onda temporales presentan un espectro discreto con componentes frecuenciales múltiplos de la frecuencia fundamental, Figura 1.

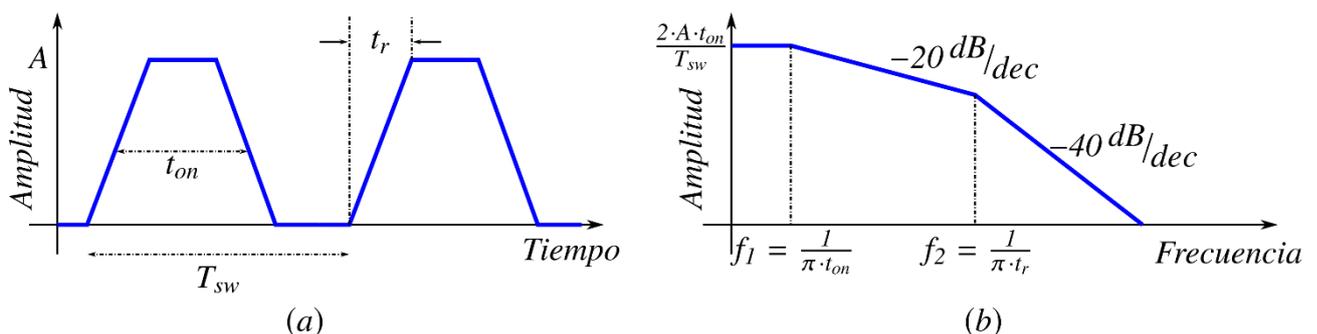


Figura 1: (a) Señal trapezoidal en el dominio temporal y (b) la envolvente de su distribución en el dominio frecuencial

En la Figura 1(b) se puede observar como a partir de una frecuencia f₁, la envolvente de estos armónicos se atenúa a razón de 20 dB/dec. Estos armónicos tienen amplitud suficiente como para interferir con otros circuitos y deben por lo tanto ser tenidos en cuenta. Sin embargo, a partir de una frecuencia f₂, estos armónicos se atenúan a razón de 40 dB/dec y por lo tanto, se puede considerar que teniendo tan baja amplitud tienen poca capacidad de afectar a otros circuitos y se pueden despreciar. Es por ello que se considera esta frecuencia f₂ como el ancho de banda de la señal analizada.

En la ecuación (1), se puede ver como la frecuencia f₂ es inversamente proporcional a los tiempos de subida o bajada de la señal (la más rápida). Por lo tanto, cuanto menores sean los tiempos de subida/bajada mayor es el ancho de banda de la señal.

$$f_2 = \frac{1}{\pi \cdot t_r} \quad (1)$$

Como consecuencia, se puede decir que los rápidos transitorios de tensión y corriente de los dispositivos de potencia, generan armónicos de muy alta frecuencia que tal y como se describirá en los siguientes apartados, son propensos a acoplarse a otros circuitos.

1.2.- DESCRIPCIÓN GENERAL DEL CIRCUITO DE PRUEBAS

Para entender y comprobar la problemática asociada al acoplamiento inductivo se propone, a modo de ejemplo simplificado y basado en el trabajo de Arturo Mediano [5], el circuito mostrado en la Figura 2. Este circuito consiste básicamente de cuatro puertas lógicas (NAND) con cargas capacitivas a su salida, el cual se alimenta con una fuente DC (5V) y las entradas de las puertas lógicas se excitan con una señal cuadrada de 2 MHz.

Ha de notarse que cada vez que estas puertas lógicas conmutan, se requiere un pico de corriente que cargue/descargue las capacidades de carga, Figura 2 (a). Esta corriente la provee la fuente DC de alimentación y circula entre la fuente y la carga a través de las pistas de la PCB (Printed Circuit Board).

Se puede observar en la Figura 2 (b), que el lazo de corriente de esta PCB se puede configurar (mediante el Jumper J4) de forma que el retorno (l_2') de esta corriente (i_2') forme una gran área, S_{12}' en Figura 2 (c), o bien, la corriente (i_2) retorne justo por debajo de la pista (l_2) de la corriente de ida y forme un área reducida, S_{12} en Figura 2 (c).

1.3.- CONCEPTOS BÁSICOS RELACIONADOS CON EL ACOPLAMIENTO INDUCTIVO

El acoplamiento inductivo aparece cuando existe un conductor atravesado por una corriente pulsante, cuyo campo magnético, induce una tensión en un circuito cercano que tenga un lazo de corriente (espira) que abrace dicho campo [6].

Teniendo en cuenta que las pistas de ida (l_2) y de retorno (l_2') de corriente de la PCB forman una bobina de una sola espira, el coeficiente de autoinducción de este lazo de corriente se calcula como:

$$L_\sigma = \frac{\mu \cdot S \cdot N^2}{l} \rightarrow N = 1 \rightarrow L_\sigma = \frac{\mu \cdot S}{l} \quad (2)$$

Donde μ es la permeabilidad absoluta, S es el área de la sección transversal de la espira, l es la longitud del circuito magnético y N es el número de vueltas de la bobina, una en este caso.

Es fácil deducir por lo tanto que el coeficiente de autoinducción es directamente proporcional al área que forman la pista de la corriente de ida con la pista de la corriente de retorno (S). Así, un área reducida entre el conductor de ida y de retorno hacen que el flujo magnético generado por el conductor de ida anule el flujo magnético generado por el conductor de retorno y por lo tanto, el flujo magnético neto que rodea el circuito es reducido (área S_{12} en Figura 2 (c)).

Si por el contrario, se genera un área grande entre el conductor de ida y el de retorno, el flujo magnético del conductor de ida no anula el flujo del conductor de retorno y este flujo se suma en el núcleo de la espira. Por lo tanto, el flujo magnético neto que rodea el circuito resulta elevado. Tal y como se observa en la Figura 2 (c), esto ocurre si el retorno se hace por l_2' , siendo el área S_{12}' que se forma entre la corriente de ida y la de retorno, mucho mayor.

Del mismo modo, si el flujo pulsante ($\phi_{\text{generador-receptor}}$) que rodea un conductor (generador EMI) atraviesa el área formada por el lazo de corriente de un circuito adyacente (receptor), se induce una tensión en el circuito receptor (V_M).

$$V_M = \frac{d\phi_{\text{generador-receptor}}}{dt} = M \cdot \frac{di_{\text{generador}}}{dt} \quad (3)$$

En términos generales, a mayor pulsación del flujo abrazado y por lo tanto, de la corriente en el circuito generador ($i_{\text{generador}}$), mayor es la tensión inducida en el circuito receptor, ecuación 3. Por ello, las componentes de corriente de alta frecuencia tienen más capacidad para acoplarse.

Si se conoce la inductancia mutua entre el circuito generador y el circuito receptor, M , se puede estimar la tensión que induce una corriente pulsante ($i_{\text{generador}}$) en el circuito receptor. La inductancia mutua, M , entre ambos circuitos se puede definir como:

$$M = \frac{\Phi_{\text{generador-receptor}}}{i_{\text{generador}}} = k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} \quad (4)$$

Donde k es el coeficiente de acoplamiento, el cual, depende de la calidad del enlace de flujo entre ambas espiras y L_1 y L_2 los coeficientes de autoinducción de ambos circuitos.

Para un coeficiente de acoplamiento dado, teniendo en cuenta que tanto el circuito generador como el circuito receptor presentan sus propios coeficientes de autoinducción (L_1 y L_2 respectivamente) y estos dependen a su vez de las áreas que forman sus lazos de corriente respectivamente, se puede deducir, que cuanto mayor área presenten ambos circuitos, mayor es el acople entre el circuito generador y el circuito receptor.

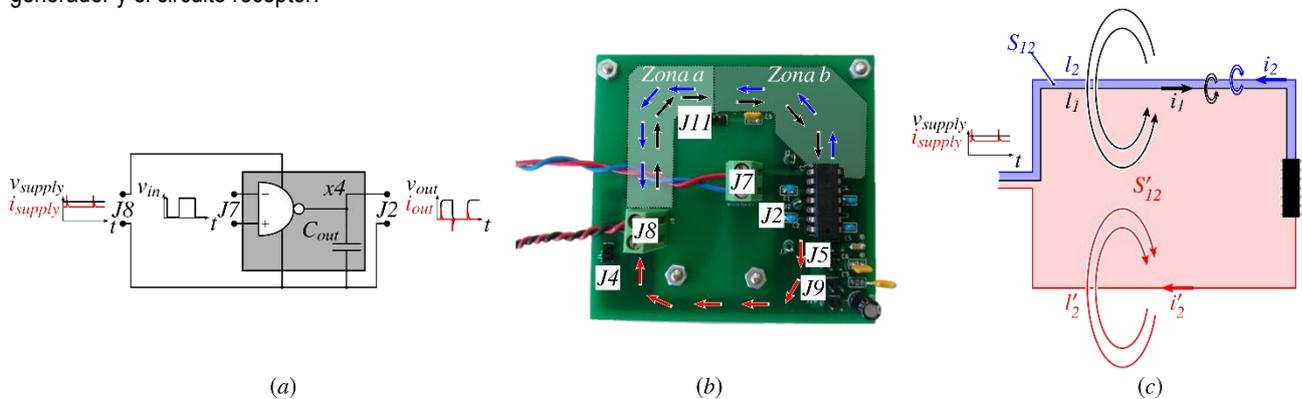


Figura 2. Circulación de corrientes por el circuito de prácticas esquemático (a), real (b) y por el layout equivalente (c).

2.- MEDIDA DE LA TENSIÓN INDUCIDA A TRAVÉS DE LA INDUCTANCIA MUTUAL

El flujo generado por el circuito generador puede acoplarse mediante la inductancia mutua (M) a otra espira o circuito, o medirse directamente con una sonda de campo magnético (sonda H). Estas sondas aisladas permiten rastrear la PCB en busca de campos magnéticos sin riesgo de producir un cortocircuito en su contacto con la PCB. A la hora de realizar la medida, la orientación de la sonda es importante, ya que el flujo generado por la corriente que circula por la pista del circuito generador se acopla de manera más eficiente (aumenta el factor k de acoplamiento) a la espira de la sonda si atraviesa a esta de forma perpendicular (mayor cantidad de líneas de campo atravesando la espira de la sonda).

Así, cuando el campo magnético generado por el circuito generador atraviesa la espira de esta sonda, se induce una tensión a la salida de la sonda (ecuación (3)). Tal y como se ha dicho, la tensión inducida en la sonda o bien la tensión inducida en el circuito víctima es directamente proporcional a la inductancia mutua y a la derivada de corriente del circuito en el circuito generador.

Por lo tanto, el acoplamiento magnético entre dos circuitos se puede minimizar básicamente de dos maneras:

- Reducción de la inductancia mutua.
- Reducción de la derivada de corriente en el circuito generador.

Una solución para reducir la inductancia mutua entre el circuito generador y el circuito receptor (o sonda de corriente), consiste en situar ambos circuitos en cuadratura de forma que la espira del circuito víctima no pueda abrazar las líneas de flujo del circuito generador por estar ambas en paralelo (el factor k de acoplamiento es muy bajo). Del mismo modo, alejar ambos circuitos reduce también el acoplamiento magnético debido a que la cantidad de líneas de flujo que alcanza el circuito receptor es menor y por lo tanto menos tensión se induce.

Sin duda, reducir el área formada por el conductor de ida de la corriente y el conductor de retorno de la corriente (tanto en el circuito generador como en el circuito receptor) reduce el acoplamiento magnético entre ambos circuitos. En el circuito generador, un área pequeña en el lazo de circulación de la corriente hace que las líneas de flujo se anulen entre sí de forma que el flujo neto que escapa del circuito sea menor. En el circuito receptor, un lazo de corriente pequeño hace que la cantidad de líneas de flujo que puede captar sean menores, por lo que menor resulta el acoplamiento.

Por su parte, para reducir la derivada de corriente se puede recurrir a circuitería (puertas lógicas, relojes,...) con slew-rates bajos. De forma que cuando sus salidas conmuten y estas deban cargar/descargar las capacidades de entrada del circuito conectado a su salida los picos de corriente (y sus derivadas) sean menores.

A su vez, tal y como se muestra en la Figura 3, es posible (a menudo, incluso necesario), colocar capacidades de desacoplo en el circuito. Estas capacidades se encargan de proveer los picos de corriente que demanda la carga. Así, las componentes de corriente de alta frecuencia quedan confinadas entre la capacidad y la carga y por lo tanto el área que recorren las componentes de corriente de alta frecuencia se reducen. Por su parte, por los conductores entre la fuente de alimentación y la capacidad de desacoplo circula una corriente con bajo contenido armónico. Esta práctica permite por lo tanto reducir la derivada de corriente en las pistas del circuito generador y por lo tanto, reduce su capacidad de acoplarse magnéticamente con el circuito receptor (o sonda de corriente).

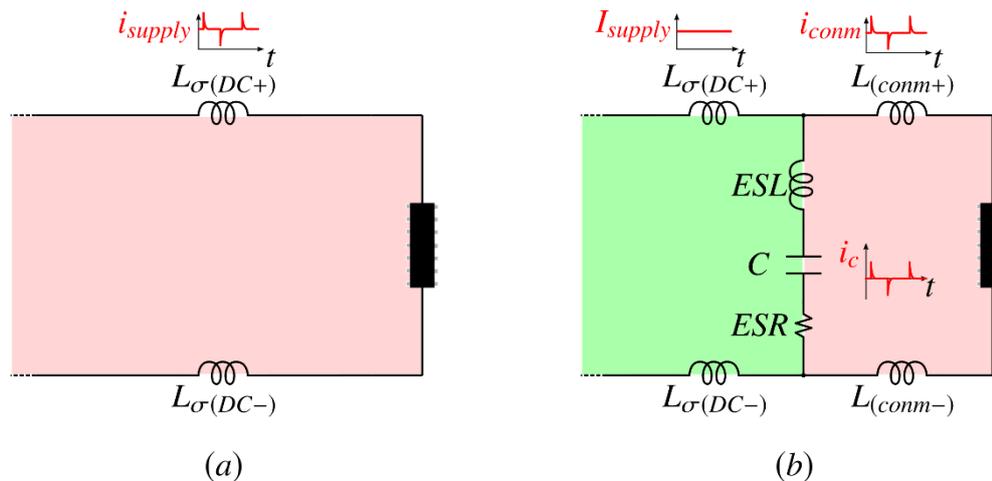


Figura 3. Corriente pulsante en todo el área del circuito (a) y reducción del área con corriente pulsante mediante condensadores de desacoplo (b).

Para que la capacidad de desacoplo sea efectiva, esta ha de tener muy baja inductancia parásita. Esto implica por una parte, que el propio encapsulado presente poca ESL (Equivalent Series Inductance) y por otra que esta capacidad se ubique muy cerca de la carga de forma que el lazo de corriente que forma su conexión tenga el menor área posible [7].

3.- RESULTADOS

Lo descrito en apartados anteriores se verifica experimentalmente en la placa de evaluación mostrada en la Figura 2 (b). Para ello, además del circuito de prueba, se dispone de la instrumentación mostrada en la Figura 4.

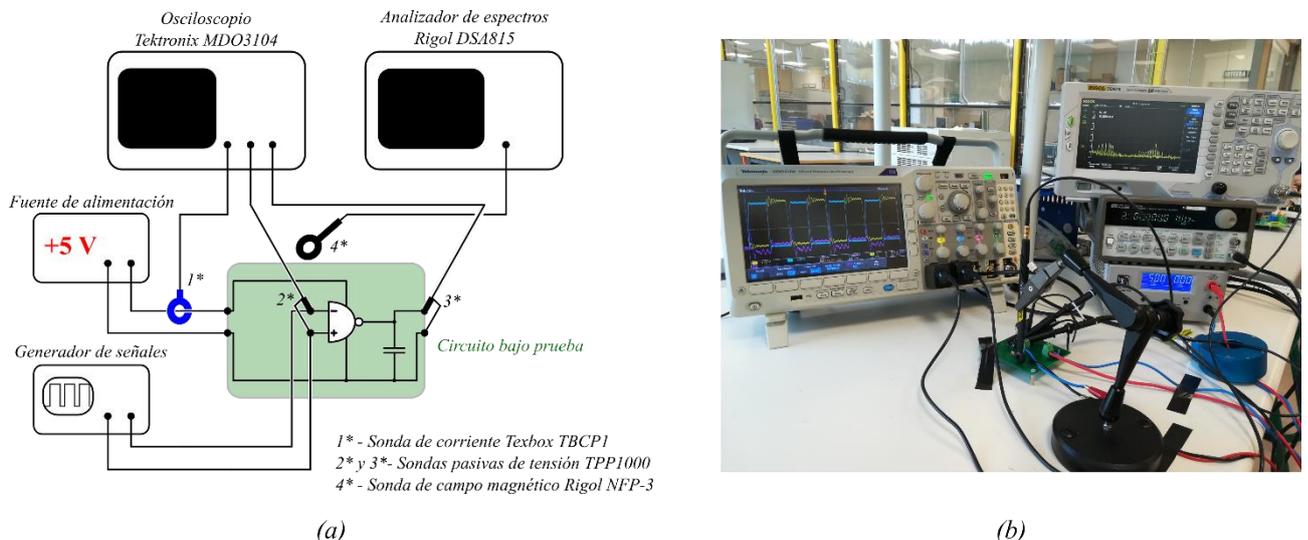


Figura 4. (a) Diagrama de medidas y (b) disposición real del banco de ensayos.

En un primer paso, se alimenta el circuito con una tensión continua de 5 voltios y se excitan las entradas de las puertas lógicas con una señal de onda cuadrada de 2 MHz. Para evidenciar la influencia de un diseño con un gran lazo de corriente y sin capacidades de desacoplo, inicialmente, se hace circular la corriente de retorno por la pista l_2' (Figura 2 (c), área S'_{12}). A esta configuración se referirá en adelante como 'S' $_{12}$ sin desacoplo'.

La Figura 5 ('S' $_{12}$ sin desacoplo') muestra la tensión de salida de una de las puertas lógicas y la corriente que como consecuencia de cargar la carga capacitiva circula por las pistas de la PCB. Se puede observar como la corriente que circula por la PCB para cargar las capacidades de salida es pulsante.

Modificando el jumper (J4), se evalúa la influencia de un diseño con un lazo de corriente pequeño en la PCB con retorno por l_2 . A esta configuración se referirá en adelante como 'S $_{12}$ sin desacoplo'. Tal y como se puede ver en la Figura 5 ('S $_{12}$ sin desacoplo'), las formas de onda temporales de tensiones y corrientes son iguales a las medidas con un gran lazo de corriente.

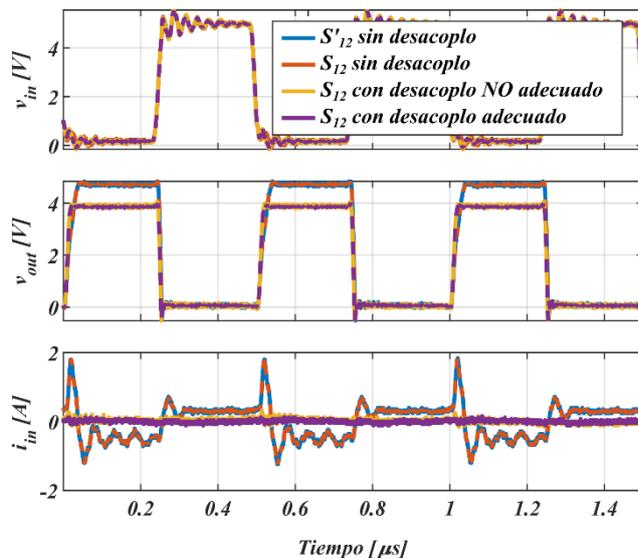


Figura 5: Tensión de entrada (V_{in}), tensión de salida (V_{out}) y corriente circulando por las pistas considerando el área S'_{12} sin desacoplo, el área S_{12} sin desacoplo, el área S_{12} con desacoplo NO adecuado y el área S_{12} con desacoplo adecuado.

Aunque aparentemente no se observa ningún cambio, si se observa en frecuencia lo captado por la sonda H, se puede ver como a pesar de que la amplitud y los componentes frecuenciales de la corriente que circulan por la PCB son iguales, el flujo que capta la sonda H se reduce considerablemente por el simple hecho de reducir el área de circulación de la corriente, Figura 6 ((a), 'S $_{12}$ sin desacoplo'). Esto confirma que un área de corriente pequeña reduce efectivamente el flujo creado por el circuito generador de EMI's y, por lo tanto, allá donde se trabaje con corrientes pulsantes, resulta obligatorio reducir su lazo de corriente.

En un segundo paso, se evalúa la influencia que tiene la capacidad de desacoplo en este circuito. Si la capacidad se coloca cerca de la carga y presenta muy poca ESL, se ve en la Figura 5 ('S $_{12}$ con desacoplo adecuado'), como la corriente que circula por la PCB se vuelve constante debido a que los picos los otorga la propia capacidad. Es de notar, que la sonda H prácticamente no es capaz de medir ninguna componente hasta los 100 MHz. Por lo tanto, queda demostrada la efectividad de un buen desacoplo en el circuito. Sin embargo, si se coloca una capacidad con mucha ESL o mal colocada (patas largas por ejemplo), se puede observar cómo, en el espectro de frecuencia existen aún componentes de frecuencia entre los 60-70 MHz, Figura 6 ((a), 'S $_{12}$ con desacoplo adecuado').

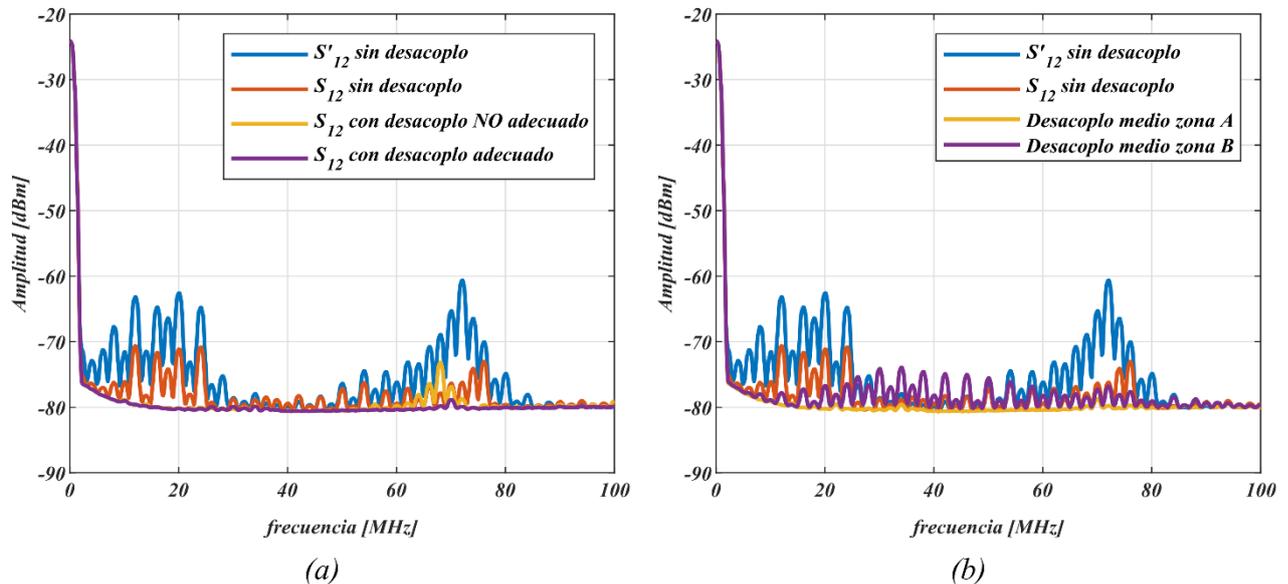


Figura 6: (a) Espectro de corriente de entrada (i_{in}), circulando por las pistas para las configuraciones con el área S'_{12} sin desacoplo, el área S_{12} sin desacoplo, el área S_{12} con desacoplo NO adecuado y el área S_{12} con desacoplo adecuado y (b) espectro de la corriente de entrada (i_{in}) circulando por las configuraciones con el área S'_{12} sin desacoplo, el área S_{12} sin desacoplo, el área S_{12} con desacoplo en el medio y medida en zona A y el área S_{12} con desacoplo en el medio y medida en zona B.

Es importante notar que la capacidad de desacoplo, además de presentar una baja ESL, ha de colocarse lo más cerca posible de la carga de forma que el área en donde se interrumpen y establecen corrientes con dinámicas elevadas se reduzca y así, su capacidad de acoplarse magnéticamente a otros circuitos. Para comprobarlo, en la placa de evaluación se utiliza el jumper J11 para conectar la capacidad de desacoplo no cerca de la carga sino que en la mitad de las pistas de la PCB. Se puede ver en la Figura 6 ((b), 'Desacoplo medio zona A') como, en las pistas entre la capacidad de desacoplo y la fuente de alimentación apenas existe flujo pulsante captado por la sonda H. Sin embargo, en la zona comprendida entre el condensador de desacoplo y la carga, Figura 6 ((b), 'Desacoplo medio zona B'), se puede observar cómo existe flujo captado por la sonda H y por lo tanto este se puede acoplar a otros circuitos. Es por ello imperativo que la capacidad de desacoplo, además de ser un elemento de calidad [7], ha de ubicarse lo más cerca posible de la carga.

4.- CONCLUSIONES

Es común que en equipos electrónicos de potencia pulsada surjan problemas derivados de las interferencias electromagnéticas que degraden el funcionamiento del equipo o incluso provoquen su falla. A menudo, tener experiencia e intuición es suficiente para predecir problemas o tratar de paliarlos. Este artículo en concreto se centra en las interferencias provocadas por el acoplamiento electromagnético, su comprensión, medida y posibles soluciones para reducir su impacto en circuitos adyacentes.

Para paliar los problemas derivados del acoplamiento inductivo en circuitos conmutados, se debe reducir el área formada por el conductor de ida y el de retorno. Especialmente en aquellas pistas donde la corriente se interrumpe y establece con altas dinámicas. Además, se deben utilizar condensadores de desacoplo muy próximos al dispositivo que conmuta para que los picos de corriente queden confinados a un área aún menor y la inductancia mutua con el circuito víctima se reduzca.

En este artículo se ha medido y validado experimentalmente la influencia que tiene un buen layout para confinar el flujo magnético neto en el circuito. Del mismo modo, se ha validado experimentalmente como la capacidad de desacoplo juega un rol importante para minimizar el área del circuito en donde existen transitorios elevados de corriente.

Ambos conceptos resultan básicos y fundamentales y deben tenerse en cuenta en la fase de diseño y desarrollo de las diferentes partes del convertidor.

REFERENCIAS

- [1] Blaabjerg, Dragicevic, and Davari, "Applications of Power Electronics," *Electronics*, vol. 8, no. 4, p. 465, Apr. 2019.
 [2] F. Roccaforte *et al.*, "Challenges for energy efficient wide band gap semiconductor power devices," *Phys. Status Solidi Appl. Mater. Sci.*, vol. 211, no. 9, pp.

2063–2071, 2014.

- [3] T. Williams, *EMC for Product Designers*, 5th Edición. Elsevier, 2017.
- [4] N. Oswald, B. H. Stark, D. Holliday, C. Hargis, and B. Drury, "Analysis of shaped pulse transitions in power electronic switching waveforms for reduced EMI generation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 5, pp. 2154–2165, 2011.
- [5] A. Mediano, "With Near Field Scanners you will discover a new and powerful way to 'see' EMI!," Zaragoza, 2020.
- [6] H. W. Ott, *Electromagnetic Compatibility Engineering*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2009.
- [7] Analog Devices, "Decoupling Techniques," *Appl. Note, Analog Devices*, pp. 1–14, 2009.

Material suplementario

En la Figura 7 (a) se muestra la posición de la sonda de campo H en el circuito de ensayo. Se posiciona de forma perpendicular para aumentar el coeficiente de acoplamiento entre sonda y circuito tal y como se muestra en el circuito equivalente, Figura 7 (b).

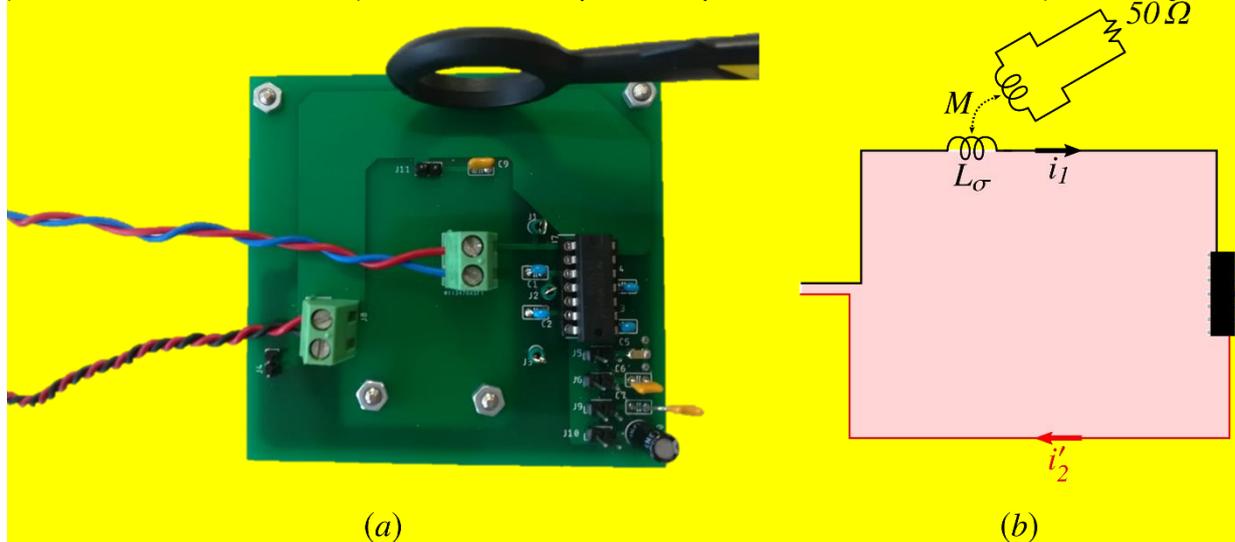


Figura 7. Circuito real de prácticas con sonda de campo magnética (a) y layout equivalente con representación del acoplamiento inductivo (b)

La Figura 8 muestra la respuesta en frecuencia de las capacidades de desacoplo colocadas con terminales cortos y terminales largos en la PCB. Tal y como se observa, aumentar la inductancia reduce su frecuencia de autoresonancia y aumenta la impedancia de la capacidad para componentes de alta frecuencia, lo cual le resta efectividad para estas componentes armónicas. Esta respuesta se ha medido con un BODE100.

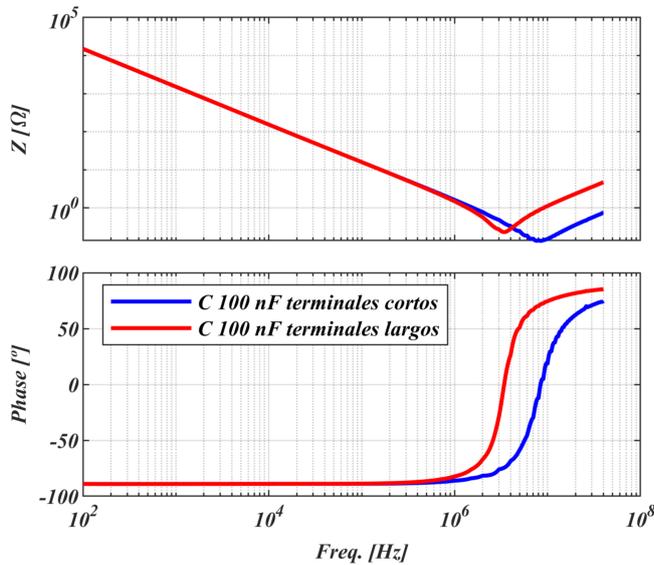


Figura 8 : Respuesta en frecuencia del condensador de desacoplo de 100 nF con terminales cortos y largos.

A su vez, se ha medido la inductancia de la PCB cuando esta se dispone con el lazo de corriente grande (S'_{12}) y un lazo de corriente pequeño (S_{12}). Es de notar que el lazo de corriente pequeño reduce notablemente el coeficiente de autoinducción de la PCB como se puede observar en la relación de la Figura 9 (c), lo cual, tal y como se ha comentado, ayuda a reducir los problemas asociados al acoplamiento electromagnético.

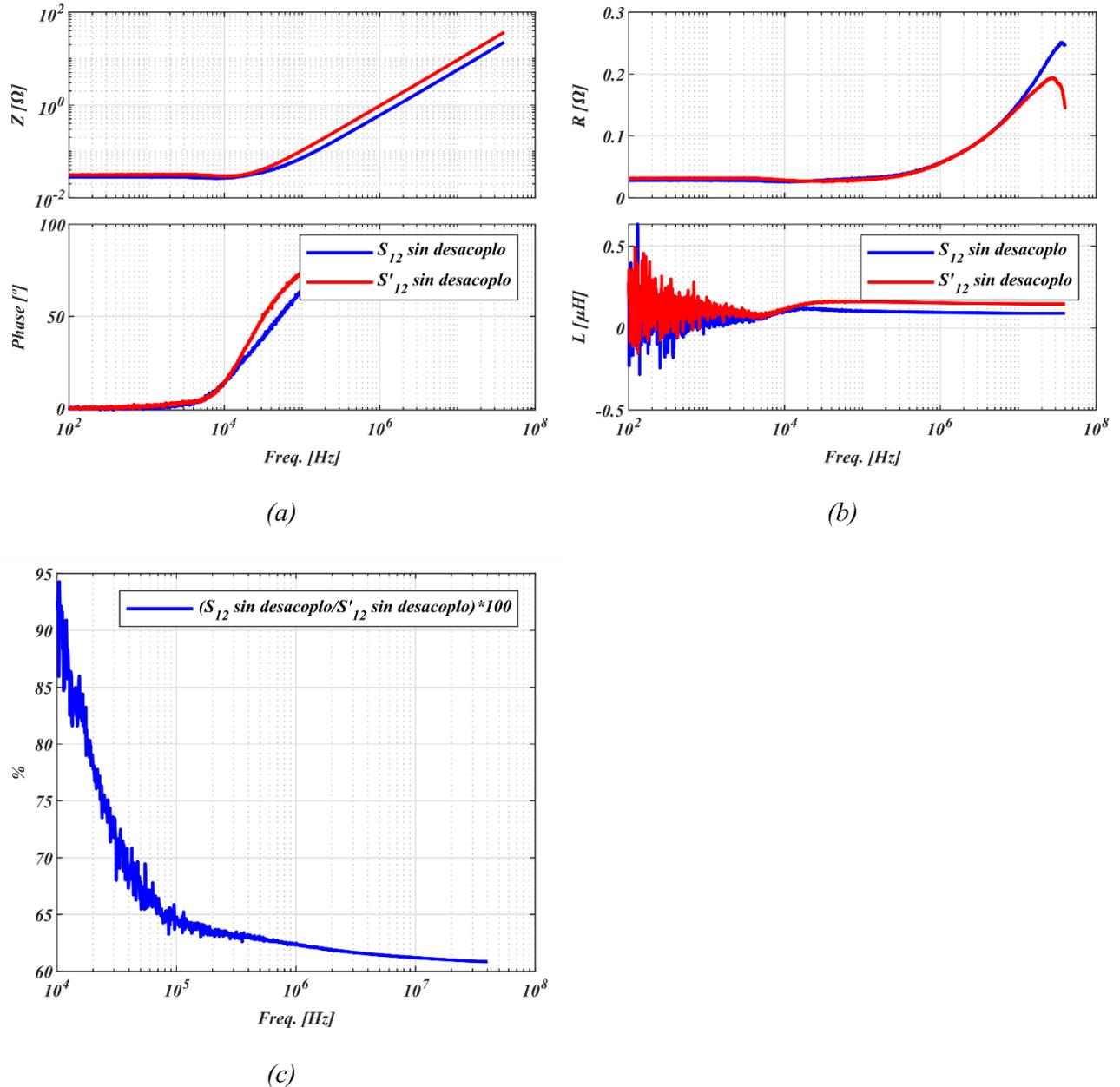


Figura 9: (a) Impedancia de la PCB, (b) R y L de la PCB y (c) porcentaje de reducción de la inductancia parásita con un área grande y pequeña del lazo de corriente.