

Trabajo Fin de Máster
Máster Universitario en Ingeniería
Aeronáutica

Caracterización de efectos de
alta frecuencia en filtros EMI
para convertidores de potencia
aeronáuticos

Autor: Nicolás Navea Fernández

Tutor: Joaquín Bernal Méndez

Dep. Física Aplicada III
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2018



Trabajo Fin de Máster
Máster Universitario en Ingeniería
Aeronáutica

Caracterización de efectos de alta
frecuencia en filtros EMI para
convertidores de potencia aeronáuticos

Realizado por:
Nicolás Navea Fernández

Supervisado por:
Joaquín Bernal Méndez
Profesor Titular

Dep. Física Aplicada III
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2018

Trabajo Fin de Máster: Caracterización de efectos de alta frecuencia en filtros
EMI para convertidores de potencia aeronáuticos

Autor: Nicolás Navea Fernández
Tutor: Joaquín Bernal Méndez

El tribunal nombrado para juzgar el trabajo arriba indicado, compuesto por los
siguientes profesores:

Presidente:

Vocal/es:

Secretario:

acuerdan otorgarle la calificación de:

El Secretario del Tribunal

Fecha:

Agradecimientos

Como todo problema en ingeniería, el máster al que pongo broche final con este trabajo ha tenido diversas variables de diferente magnitud, entre ellas emocionales. Dentro de su rango de variación, agradezco todas aquellas que han optimizado el resultado: a mi madre y a mi padre, pilar y fuente continua de motivación; a Alberto, que ha vivido en primera línea la formación de un ingeniero; a Jero, de quien estoy viviendo en primera línea la suya; a Joaquín, Pablo y Carlos, por toda la dedicación y apoyo que me han ofrecido; a mi abuela y mi tía, por su compañía los primeros años en Sevilla; a David y a Ana, por todas las pasadas y futuras celebraciones de Estructuras; y a Tere, Rocío, Javi, Loly, Maricruz, Aitor, Pablo y Carmen, por haber sido fundamentales en el día a día de esta etapa de mi vida.

Nicolás Navea Fernández
Sevilla, 2018

Resumen

Este trabajo se centra en el diseño de un filtro EMI para un convertidor DC/DC de uso aeronáutico. Se parte de un diseño de filtro básico y se analiza su respuesta (atenuación) en una amplia gama de frecuencias. Tomando este diseño básico como referencia, se han diseñado, fabricado y medido varios prototipos de filtros alternativos que, sin implicar un aumento significativo en el peso o volumen del filtro, incorporan mejoras en la atenuación proporcionada por el filtro gracias a la aplicación de diferentes técnicas para reducir efectos parásitos. Para diseñar y optimizar los filtros EMI, hemos hecho uso de herramientas y técnicas para la caracterización de los efectos parásitos desarrolladas en el seno del grupo de investigación.

Abstract

This work is focused on the design of an EMI filter for an aeronautical DC/DC converter. We start with a basic filter design and analyze its response (attenuation) in a wide range of frequencies. Taking this basic design as a reference, we design, manufacture and measure several alternative filter prototypes that, without involving a significant increase in the weight or volume of the filter, incorporate improvements in the attenuation provided by the filter thanks to the reduction of the adverse parasitic effects. In order to design and optimize the EMI filters, we will make use of tools and techniques for characterization of parasitic effects already available to the research group. Also, different techniques for reduction of the negative impact of parasitic effects are experimentally tested.

Índice

<i>Resumen</i>	III
<i>Abstract</i>	V
<i>Índice de Figuras</i>	IX
<i>Índice de Tablas</i>	XIII
1 Introducción	1
2 Diseño de Filtro EMI Simple	3
2.1 Modelo de un filtro EMI en alta frecuencia	3
2.2 Fabricación	6
2.3 Modelos equivalentes	9
2.4 Caracterización de filtro EMI simple	12
2.4.1 Variación de parámetros	16
2.4.2 Modo común	17
2.4.3 Modo diferencial	20
3 Optimización de Filtros EMI	25
3.1 Filtro EMI con condensadores dobles acoplados	27
3.1.1 Modo común	28
3.1.2 Modo diferencial	32
3.2 Filtro EMI con condensadores contra acoplados	37
3.2.1 Modo común	37
3.2.2 Modo diferencial	39
3.3 Conclusiones	41
4 Estudio cualitativo de apantallamientos en condensadores	47
4.1 Filtro simple	48
4.1.1 Modo común	48
4.1.2 Modo diferencial	49
4.2 Filtro con condensadores dobles acoplados	49
4.2.1 Modo común	49

4.2.2	Modo diferencial	51
4.3	Filtro con condensadores dobles contra acoplados	51
4.3.1	Modo común	51
4.3.2	Modo diferencial	52
4.4	Conclusiones	54
5	Conclusiones	59
	Referencias	61

Índice de Figuras

2.1	Esquema del circuito de un filtro EMI	3
2.2	Esquema de choke CMC representando el sentido de las corrientes y campos magnéticos que generan tanto en modo común como diferencial	4
2.3	Esquema del modelo de bobinas acopladas de un filtro EMI	4
2.4	Esquema del circuito del filtro EMI simple completo, con todos sus componentes y parásitos	7
2.5	Proceso de insolación en laboratorio	8
2.6	Cubetas con atacador y revelador en laboratorio	8
2.7	Placa en proceso de montaje. Taladrado y soldado de componentes	9
2.8	Filtro EMI simple montado en placa PCB con sus diferentes componentes: conectores, 2 condensadores C_Y , CMC y 1 condensador C_X	9
2.9	Esquema del circuito del modo común (CM) filtro EMI simple	10
2.10	Esquema del modelo equivalente del modo común del filtro EMI simple	10
2.11	Esquema del circuito del modo diferencial (DM) filtro EMI simple	11
2.12	Esquema del modelo equivalente del modo diferencial del filtro EMI simple	11
2.13	Excitación en modo común y diferencial del filtro mediante conexión al VNA con baluns CM (arriba) y DM (abajo)	12
2.14	Respuesta en frecuencia $ S_{21} $ (dB) del modo común (CM) medida en VNA	13
2.15	Respuesta en frecuencia $ S_{21} $ (dB) del modo diferencial (DM) medida en VNA	13
2.16	Respuesta en frecuencia $ S_{21} $ (dB) del modo común (CM) medida frente a analítica obtenida en Microcap	14
2.17	Respuesta en frecuencia $ S_{21} $ (dB) del modo diferencial (DM) medida frente a analítica obtenida en Microcap	15
2.18	Herramienta "Slider" en el entorno Microcap	15
2.19	Resumen de variación de los parámetros del Filtro EMI. En verde, combinaciones que incrementa la atenuación y en rojo, combinaciones que la disminuyen	17
2.20	Análisis de mallas del modo común (CM) del Filtro EMI simple	18
2.21	Ajuste con algoritmo genético de la respuesta en frecuencia en modo común del filtro EMI simple	20
2.22	Comparación ajustes variando la inductancia del choke en modo común	20
2.23	Circuito del filtro simple en modo común (CM) con valores caracterizados	21
2.24	Análisis de mallas del modo común (DM) del Filtro EMI simple	22

2.25	Ajuste con algoritmo genético de la respuesta en frecuencia en modo diferencial del filtro EMI simple	23
2.26	Circuito del filtro simple en modo diferencial (DM) con valores caracterizados	24
3.1	Filtro físico y layout en Altium del filtro con condensadores dobles acoplados (arriba) y contra acoplados (abajo). Aunque externamente iguales, puede observarse que la conexión de sus componentes en el PCB es diferente	25
3.2	Comparación de las respuesta en frecuencia obtenidas para el modo común (CM) en los tres filtros estudiados: filtro simple y filtros con condensadores dobles acoplados y contra acoplados	26
3.3	Comparación de las respuesta en frecuencia obtenidas para el modo diferencial (DM) en los tres filtros estudiados: filtro simple y filtros con condensadores dobles acoplados y contra acoplados	27
3.4	Esquema del circuito del filtro EMI con condensadores dobles completo	28
3.5	Esquema del circuito del modo común (CM) filtro EMI con condensadores dobles	28
3.6	Esquema del modelo equivalente del modo común del filtro EMI con condensadores dobles	29
3.7	Análisis de mallas del modo común (CM) del Filtro EMI con condensadores dobles acoplados	29
3.8	Ajuste con algoritmo genético de la respuesta en frecuencia en modo común del filtro EMI con condensadores acoplados	31
3.9	Circuito del filtro con condensadores dobles acoplados en modo común (CM) con valores caracterizados	32
3.10	Esquema del circuito del modo diferencial (DM) filtro EMI con condensadores dobles	32
3.11	Esquema del modelo equivalente del modo diferencial del filtro EMI con condensadores dobles	33
3.12	Análisis de mallas del modo diferencial (DM) del Filtro EMI con condensadores dobles acoplados	33
3.13	Ajuste con algoritmo genético de la respuesta en frecuencia en modo diferencial del filtro EMI con condensadores acoplados	35
3.14	Circuito del filtro con condensadores dobles acoplados en modo diferencial (DM) con valores caracterizados	36
3.15	Análisis de mallas del modo común (CM) del Filtro EMI con condensadores dobles contra acoplados	37
3.16	Ajuste con algoritmo genético de la respuesta en frecuencia en modo común del filtro EMI con condensadores contra acoplados	38
3.17	Circuito del filtro con condensadores dobles contra acoplados en modo común (CM) con valores caracterizados	39
3.18	Análisis de mallas del modo diferencial (DM) del Filtro EMI con condensadores dobles contra acoplados	39
3.19	Ajuste con algoritmo genético de la respuesta en frecuencia en modo diferencial del filtro EMI con condensadores contra acoplados	40
3.20	Circuito del filtro con condensadores dobles contra acoplados en modo diferencial (DM) con valores caracterizados	41
3.21	Gráfica de barras de magnitud de atenuación S_{21} (dB) para determinados valores de altas frecuencias para los tres filtros estudiados en modo común	42

3.22	Gráfica de barras de magnitud de atenuación S_{21} (dB) para determinados valores de altas frecuencias para los tres filtros estudiados en modo diferencial	43
3.23	Gráfica de barras de los valores de las inductancias y resistencias parásitas para los tres filtros estudiados, junto con porcentajes de variación	44
3.24	Gráfica de barras de los valores de los acoplos entre condensadores C_Y/C_X y choke, junto con porcentajes de variación	45
3.25	Gráfica de barras de los valores de los acoplos entre condensadores C_X/C_Y , y entre estos y las inductancias parásitas de pista entre condensadores, junto con porcentajes de variación	45
4.1	Condensador rodeado mediante una pantalla de cobre	47
4.2	Medida de las respuestas en frecuencia frente a apantallamientos en el VNA del filtro simple	48
4.3	Respuestas en frecuencia del filtro simple en modo común (CM) con diferentes apantallamientos en los condensadores	49
4.4	Respuestas en frecuencia del filtro simple en modo diferencial (DM) con apantallamientos en los condensadores	50
4.5	Respuestas en frecuencia del filtro con condensadores dobles acoplados en modo común (CM) con diferentes apantallamientos en los condensadores C_X	50
4.6	Respuestas en frecuencia en modo común (CM) del filtro con condensadores dobles acoplados, pantalla en los condensadores C_X por separado, con diferentes apantallamientos en los condensadores C_Y	51
4.7	Respuestas en frecuencia del filtro con condensadores dobles acoplados en modo diferencial (DM) con diferentes apantallamientos en los condensadores C_X	52
4.8	Respuestas en frecuencia en modo diferencial (DM) del filtro con condensadores dobles acoplados, pantalla en los condensadores C_X por separado, con diferentes apantallamientos en los condensadores C_Y	52
4.9	Respuestas en frecuencia del filtro con condensadores dobles contra acoplados en modo común (CM) con diferentes apantallamientos en los condensadores C_X	53
4.10	Respuestas en frecuencia en modo común (CM) del filtro con condensadores dobles contra acoplados, pantalla en los condensadores C_X por separado, con diferentes apantallamientos en los condensadores C_Y	53
4.11	Respuestas en frecuencia del filtro con condensadores dobles contra acoplados en modo diferencial (DM) con diferentes apantallamientos en los condensadores C_X	54
4.12	Respuestas en frecuencia en modo diferencial (DM) del filtro con condensadores dobles contra acoplados, pantalla en los condensadores C_X por separado, con diferentes apantallamientos en los condensadores C_Y	54
4.13	Comparación de las respuestas en frecuencia en modo común (CM) entre un filtro con condensadores dobles acoplados y apantallados por separado y el filtro con condensadores dobles contra acoplados sin apantallar	55
4.14	Comparación de las respuestas en frecuencia en modo diferencial (DM) entre un filtro con condensadores dobles acoplados y apantallados por separado y el filtro con condensadores dobles contra acoplados sin apantallar	56
4.15	Gráfica de barras de los valores de magnitud de atenuación en frecuencia S_{21} (dB) para los filtros simple, acoplado con pantallas por separado y contra acoplado sin apantallar para los tres filtros.	57

Índice de Tablas

2.1	Valores del choke CMC WÜRTH ELEKTRONIK 744824622 caracterizados	12
2.2	Valores iniciales de los parásitos de los componentes del filtro EMI simple	14
2.3	Valores ajustados de los parámetros del modo común (CM) del filtro simple	19
2.4	Valores ajustados del modo diferencial (DM) del filtro simple	23
2.5	Valores ajustados de los parámetros del filtro simple	24
3.1	Valores ajustados del modo común (CM) del filtro con condensadores dobles acoplados	31
3.2	Valores ajustados del modo diferencial (DM) del filtro con condensadores dobles acoplados	36
3.3	Valores ajustados del modo común (CM) del filtro con condensadores dobles contra acoplados	38
3.4	Valores ajustados del modo diferencial (DM) del filtro con condensadores dobles contra acoplados	40
3.5	Magnitud de atenuación $ S_{21} $ (dB) para determinados valores de altas frecuencias para los tres filtros estudiados en modo común	42
3.6	Magnitud de atenuación $ S_{21} $ (dB) para determinados valores de altas frecuencias para los tres filtros estudiados en modo diferencial	42
3.7	Tabla comparativa de los diferentes parámetros obtenidos mediante algoritmo genético (GA) para los tres filtros estudiados	43
4.1	Magnitud de atenuación $ S_{21} $ (dB) para determinados valores de altas frecuencias para un filtro con condensadores dobles acoplados y pantallas en los condensadores por separado frente a las de un condensador doble contraacoplado en modo común	55
4.2	Magnitud de atenuación $ S_{21} $ (dB) para determinados valores de altas frecuencias para un filtro con condensadores dobles acoplados y pantallas en los condensadores por separado frente a las de un condensador doble contra acoplado en modo diferencial	56

1 Introducción

La tendencia actual hacia el concepto de More Electric Aircraft (MEA), que implica la sustitución de otros tipos de potencia a bordo por potencia eléctrica, conlleva un mayor uso y generación de potencia eléctrica en aeronaves. Acorde con esta tendencia se ha propuesto la sustitución del sistema de distribución de potencia actual, basado en corriente alterna, por un sistema High Voltage DC (HVDC). Este sistema presenta como ventajas unas pérdidas bajas (por usar alto voltaje y evitar el efecto pelicular propio de sistemas alternos), lo que a su vez permite un ahorro de peso en el cableado. El uso de un sistema HVDC también permite eliminar la necesidad de equipos auxiliares destinados a asegurar la calidad de la señal de alterna (eliminación de armónicos) como PFCs, cuyo impacto en peso y volumen en los convertidores actuales es importante.

El nuevo sistema de distribución HVDC se prevé que haga uso de un bus de alta tensión de 270VDC o incluso de 540VDC. En este contexto, se hace necesario desarrollar una nueva generación de convertidores de potencia DC/DC que sean capaces de adaptar la potencia de la red de distribución para servirla a los sistemas de aviónica de la aeronave, que normalmente trabajan a 28VDC. El desarrollo de esta nueva generación de convertidores de potencia plantea el reto asociado a los estrictos requerimientos de peso y volumen que son propios de la industria aeronáutica. Estos requerimientos tienen que conjugarse a su vez con las limitaciones impuestas por las normativas de compatibilidad electromagnética propias del ámbito aeronáutico (DO-160 ó MIL-STD-461) que exigen cumplir con unos límites de emisiones electromagnéticas muy bajos en un rango muy amplio de frecuencias.

Los sistemas de filtrado que se utilizan para reducir las emisiones de equipos inherentemente ruidosos, como los convertidores de potencia, ven limitado su rendimiento, especialmente a frecuencias altas, por la presencia de elementos parásitos. Un ejemplo puede ser la inductancia parásita de los condensadores o las capacidades parásitas en inductores y chokes. Una opción habitualmente utilizada para limitar el efecto adverso sobre la atenuación que proporcionan los filtros EMI de los efectos parásitos consiste en aumentar el número de etapas y componentes de filtrado. Sin embargo, las limitaciones de espacio y peso propias de las aplicaciones aeronáuticas hacen esta opción inviable en muchos casos.

En el presente trabajo se plantea el diseño de un filtro EMI para un convertidor DC/DC de características similares a las requeridas para convertidores de uso aeronáutico. Este convertidor está actualmente en fase de diseño y fabricación dentro del grupo de EMC, que es un grupo de trabajo formado por investigadores del Departamento de Física Aplicada III y del Dpto. de Ingeniería Electrónica de la Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Sevilla. El desarrollo de este convertidor se enmarca en el contexto de un proyecto de investigación financiado por el Ministerio de Economía y Competitividad titulado: “Convertidores de potencia eficientes y ligeros para nuevo sistema de distribución de potencia HVDC en aeronaves”. Partiendo de las especificaciones marcadas por este convertidor concreto, en este trabajo se pretende partir de un diseño básico de filtro y analizar su respuesta (atenuación) en un amplio rango de frecuencias. A partir de un primer diseño básico se buscará fabricar y medir uno o varios prototipos alternativos que, sin implicar aumento del peso o volumen del filtro, incorporen mejoras significativas en la atenuación que proporciona al filtro gracias a la reducción del efecto adverso de los efectos parásitos. Para diseñar y optimizar los filtros EMI se hará uso de las herramientas de caracterización y simulación de efectos parásitos de las que ya dispone el grupo de investigación y se probarán y evaluarán algunas de las técnicas de reducción de efectos parásitos que se han desarrollado dentro del grupo.

2 Diseño de Filtro EMI Simple

El primer paso de este trabajo ha consistido en el diseño de un filtro EMI sencillo para el estudio de su respuesta tanto en modo común como modo diferencial, y la caracterización de sus efectos parásitos.

2.1 Modelo de un filtro EMI en alta frecuencia

El modelo circuital de un filtro simple es el que se muestra en la figura 2.1, se compone de dos condensadores C_Y , un CMC (choke de modo común) y un condensador C_X [1, 2].

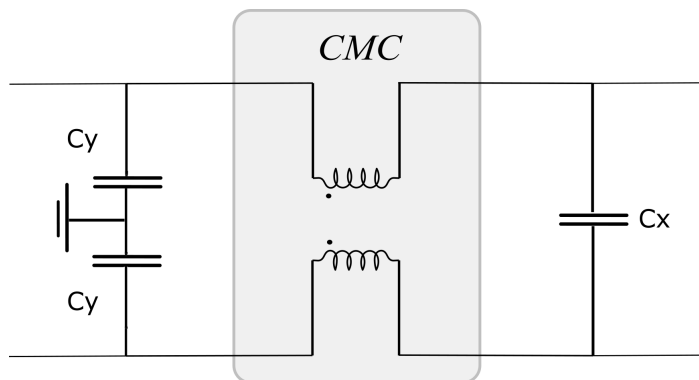


Figura 2.1 Esquema del circuito de un filtro EMI.

La estructura física un CMC consiste en dos devanados con el mismo número de espiras en torno a un núcleo toroidal de alta permeabilidad magnética. Para representarlo circuitalmente, se utilizan dos bobinas acopladas. Los puntos del esquema del CMC siguen la notación de puntos típica de bobinas acopladas y transformadores. Es decir, el punto en una bobina indica la orientación de la fem inducida en esa bobina, que es proporcional a la derivada respecto al tiempo de la corriente que penetra por el punto de la otra bobina [2].

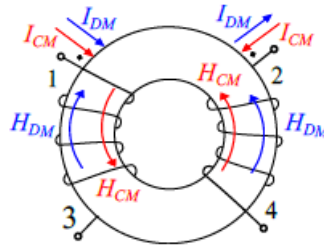


Figura 2.2 Esquema de choke CMC representando el sentido de las corrientes y campos magnéticos que generan tanto en modo común como diferencial.

Para ilustrar el efecto de este acoplo magnético, se puede utilizar el modelo de bobinas acopladas, en el que el acoplo se representa como una fuente dependiente de tensión en serie con las bobinas, cuyo valor en el dominio de la frecuencia es proporcional a la propia frecuencia ω , la intensidad de corriente que circula por sendas bobinas y la inductancia mutua M entre bobinas. Ésta viene dada por 2.1, donde k es el factor de acoplo entre las bobinas. En el caso del choke, $L_1 = L_2$.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2.1)$$

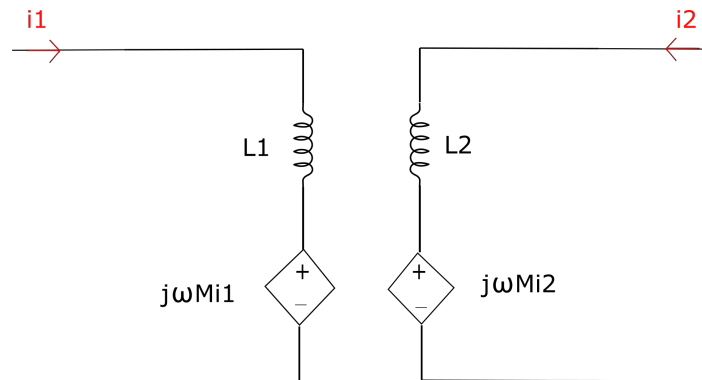


Figura 2.3 Esquema del modelo de bobinas acopladas de un filtro EMI.

Realizando un análisis de mallas las ecuaciones del modelo de bobinas acopladas serían las siguientes, tanto en el dominio del tiempo (2.2 y 2.3) como el de la frecuencia (2.4 y 2.5).

$$V_1 = L \frac{\delta i_1(t)}{\delta t} + M \frac{\delta i_2(t)}{\delta t} \quad (2.2)$$

$$V_2 = L \frac{\delta i_2(t)}{\delta t} + M \frac{\delta i_1(t)}{\delta t} \quad (2.3)$$

$$V_1 = j\omega Li_1 + j\omega Mi_2 \quad (2.4)$$

$$V_2 = j\omega Li_2 + j\omega Mi_1 \quad (2.5)$$

Mediante estas expresiones, podemos obtener el valor de la inductancia equivalente del choke tanto en modo común (L_{cm}) como en modo diferencial (L_{dm}) [2]. En el ámbito de EMC es habitual descomponer las corrientes en los dos cables de alimentación o señal de un equipo en dos componentes: componente en modo común (ambas corrientes con el mismo sentido) y su componente en modo diferencial (corrientes con sentido contrario).

En el caso del modo común:

$$i_1 = i_2 = i_{cm} \quad (2.6)$$

$$V_1 = j\omega(L + M)i_{dm} \quad (2.7)$$

Y en el del modo diferencial:

$$i_1 = -i_2 = i_{dm} \quad (2.8)$$

$$V_1 = j\omega(L - M)i_{dm} \quad (2.9)$$

De las expresiones anteriores se desprende que la inductancia que un CMC presenta frente al modo común y al modo diferencial son respectivamente: $L_{cm}=L+M$ y $L_{dm}=L-M$.

El modelo circuital de la figura 2.1 no representa con precisión la respuesta a alta frecuencia del filtro EMI debido a la importancia que cobran a estas frecuencias los efectos parásitos de los diferentes componentes así como los diferentes acoplos entre ellos.

La obtención de las expresiones de las inductancias en modo común y modo diferencial es esencial para poder realizar un estudio del comportamiento en altas frecuencias del filtro, para poder estudiar en profundidad los diferentes efectos de los parásitos a diferentes frecuencias. Consideraremos una serie de parásitos, paralelos a las inductancias:

- Resistencia parásita R_{N1} para el modo común y R_{N2} para el modo diferencial.
- Capacitancia parásita C_t .
- Capacitancia parásita entre devanados C_w .

Estos parásitos se pueden incluir en el modelo inicial sencillo del choke para obtener

un modelo mejorado válido en un rango de frecuencias más amplio. A su vez, este modelo puede ser descompuesto en dos bloques con bobinas perfectamente acopladas, uno de los cuales afecta exclusivamente al modo común y el otro al modo diferencial [4], este modelo se representa dentro del circuito que modela el filtro completo en la figura 2.4.

En lo que se refiere a los condensadores del filtro, cada condensador puede modelarse como un circuito RCL en serie, es decir, una capacitancia con una resistencia e inductancia parásitas asociadas [5, 6]. La inductancia parásita de cada condensador es quizás el parámetro más importante a la hora de determinar el comportamiento en alta frecuencia. Para un condensador como el que se va a utilizar en este estudio, la inductancia parásita puede estimarse con la fórmula de la inductancia de un cable de longitud la distancia entre los conectores del condensador, en la base del éste, donde circulará la corriente en las altas frecuencias [6].

$$L = l \frac{\mu_0}{\eta_0} Z_0 \quad (2.10)$$

Donde l es la longitud entre los conectores del condensador, $\mu_0 = 4\pi 10^{-7} NA^{-2}$ es la permeabilidad del espacio libre, $\eta_0 = 120\pi\Omega$ la impedancia del espacio libre y Z_0 viene dada por las siguientes expresiones, donde w es el espesor del condensador y h , la altura de la base del condensador:

$$Z_0 = 60 \ln\left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h}\right)\Omega \quad \text{si} \quad \frac{w}{h} \leq 1 \quad (2.11)$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\frac{w}{h} + 2.42 - 0.44\frac{h}{w} + (1 - \frac{h}{w})^6}\Omega \quad \text{si} \quad \frac{w}{h} > 1 \quad (2.12)$$

Dependiendo de la geometría, en los condensadores utilizados en este estudio, el valor de la inductancia parásita oscilará entre $7 - 12nH$. En la figura 2.4 puede observarse el modelo completo de un filtro EMI sencillo para su estudio en altas frecuencias.

En el siguiente capítulo, analizaremos su fabricación y montaje físico llevada a cabo con los materiales disponibles en laboratorio.

2.2 Fabricación

Para la fabricación de los filtros que se han estudiado en este trabajo se han empleado los siguientes elementos:

- PCB (printed circuit board) de espesor 1.6 mm de sustrato FR4.
- Dos condensadores VISHAY de 44 nF que actuarán de condensadores C_Y .
- Un condensador VISHAY de 440 nF que actuará como condensador C_X .

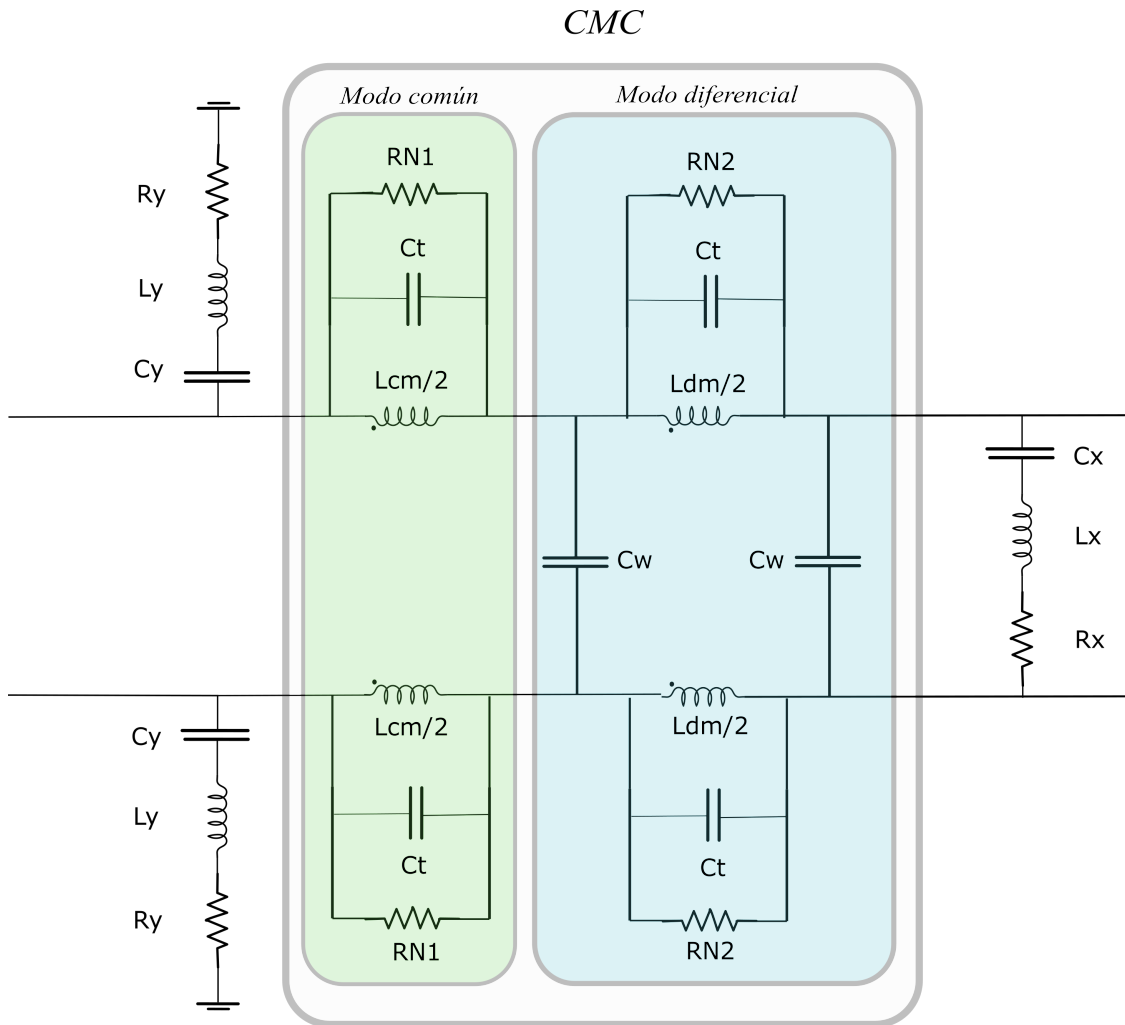


Figura 2.4 Esquema del circuito del filtro EMI simple completo, con todos sus componentes y parásitos.

- Un CMC (choke de modo común) de 2.2 mH WURTH ELEKTRONIK 744824622.
- Cuatro conectores BNC que permiten conectarlo al VNA.

La elección de material ha sido similar al empleado por los miembros del grupo de investigación para el montaje y estudio de otros filtros EMI, para garantizar la correlación con resultados mostrados en publicaciones anteriores y tenerlos como base.

Para el diseño de las pistas del PCB se ha empleado el software ALTIUM. Una vez diseñadas, se imprime el trazado de las pistas en papel vegetal. La placa sobre la que vamos a crear el PCB está formada por una lámina de cobre cubierta por una capa protectora fotosensible. Para la creación de las pistas de cobre, necesitamos eliminar esta película protectora y el cobre del área en la cual no deben existir pistas.

Para ello, colocamos el papel vegetal en el que están impresas sobre la placa y se coloca en una insoladora.



Figura 2.5 Proceso de insolación en laboratorio.

Mediante rayos UVA, la capa protectora se debilita en todas las zonas directamente expuestas a los rayos, es decir aquellas que no están protegidas por las zonas oscuras impresas en el papel vegetal correspondientes a las pistas.

Una vez insolada la placa, se sumerge ésta en sosa cáustica, un revelador que marca el trazado de las pistas, aún protegidas por la película que no se insensibilizó a la luz. Finalmente, se sumerge la placa en un atacador, una mezcla de ácido clorhídrico y agua oxigenada rebajada con agua que elimina el cobre no protegido y solo deja el trazado de las pistas.



Figura 2.6 Cubetas con atacador y revelador en laboratorio.

Una vez finalizado el proceso químico que revela las pistas sobre el PCB, se crean

los taladros en los puntos que se dejaron marcados en ALTIUM para el conexionado de los diferentes elementos. Una vez realizados los taladros, se crean unas VIAS (siglas de Vertical Interconnect Access) utilizando patas de resistencias que permitirán conectar eléctricamente la parte superior del PCB con la parte inferior, y unos pads que fijarán los elementos: condensadores, choke y conectores, y se asegurará su conexión a las pistas del PCB mediante soldadura de estaño. Habrá que tener en cuenta el aumento de inductancia parásita del condensador al realizar la conexión del componente al PCB: típicamente sumarán una cantidad del orden de $1.5nH$.

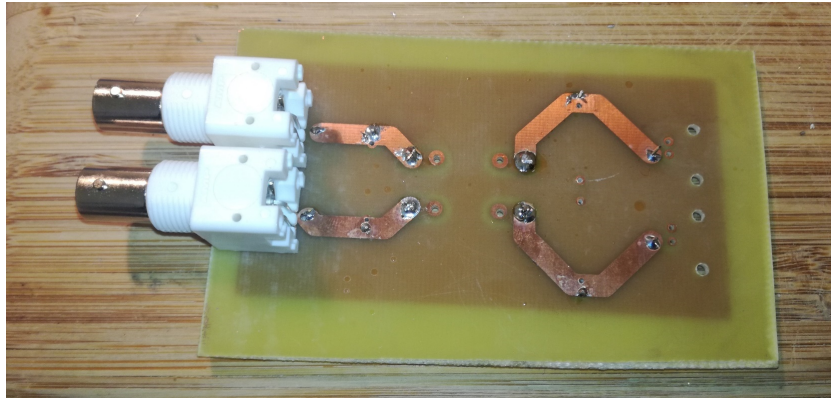


Figura 2.7 Placa en proceso de montaje. Taladrado y soldado de componentes.

Una vez montados los diferentes elementos, analizamos el modelo de un filtro EMI en alta frecuencia y la obtención de su respuesta en frecuencia (S_{21}) mediante el analizador de espectros de un VNA (Vector Network Analyzer).

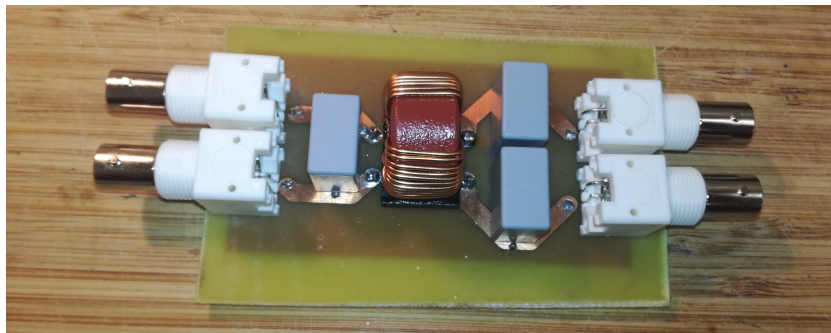


Figura 2.8 Filtro EMI simple montado en placa PCB con sus diferentes componentes: conectores, 2 condensadores C_Y , CMC y 1 condensador C_X .

2.3 Modelos equivalentes

Previo a proceder al análisis del circuito montado en el PCB, debemos tener en cuenta una serie de consideraciones. Conectando el circuito al VNA RhodeSchwartz ZND, se obtendrá la respuesta en modo común y en modo diferencial dependiendo

la forma en que excitamos. Cada modo actúa como un circuito independiente al otro según el modo en que es excitado.

No obstante, esta separación en dos circuitos sigue siendo bastante compleja, por lo que aplicando teoría de circuitos, obtenemos un modelo equivalente, aprovechando las simetrías del modelo general. Estos modelos equivalentes pueden observarse en las siguientes figuras, donde el filtro se ha conectado a una fuente de excitación V_s , de resistencia de entrada R_s y la carga será R_l . En el estudio estas resistencias de fuente y carga vendrán determinadas por el VNA (50Ω), obteniendo diferente valor según se realice la excitación en modo común y modo diferencial. Utilizando teoría de circuitos en efecto puede pasarse del circuito de la figura 2.9 con dos ramas al equivalente de una sola en 2.10.

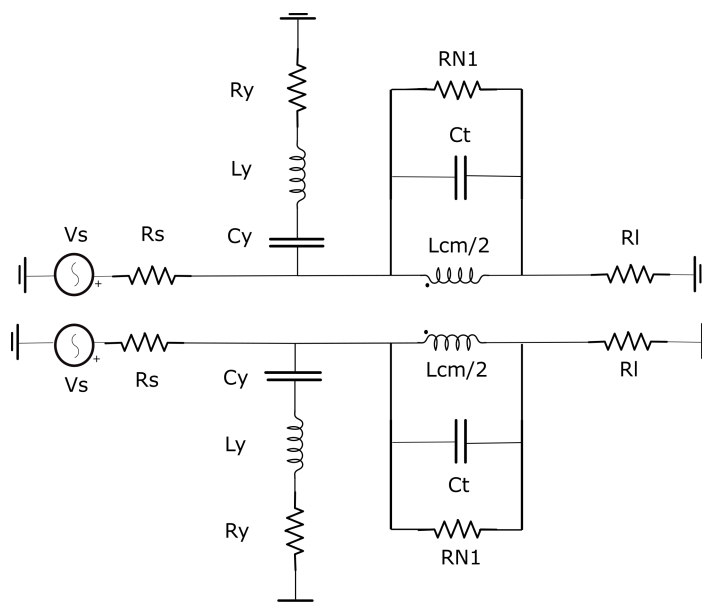


Figura 2.9 Esquema del circuito del modo común (CM) filtro EMI simple.

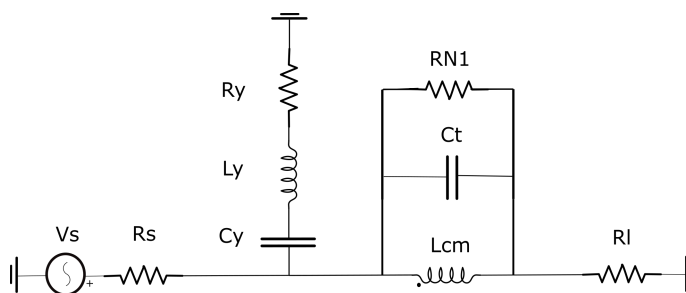


Figura 2.10 Esquema del modelo equivalente del modo común del filtro EMI simple.

En el caso del modo común, el condensador C_X no afecta a la respuesta (ya que conecta las dos pistas, que están al mismo potencial) y en el choke actúa solamente el bloque de modo común, donde se encuentra L_{cm} . Esta simplificación permitirá un análisis mucho más sencillo.

Por contraparte, en el modelo diferencial, si se tiene en cuenta todos los condensadores C_Y y C_X , la capacitancia entre devanados, C_w , y del choke solamente interviene el bloque diferencial (L_{dm}). Esto genera muchas más variables que harán que la obtención de los parásitos del modo diferencial sea más compleja. De nuevo se puede obtener un equivalente del modo diferencial pasando de la figura 2.11 a 2.12.

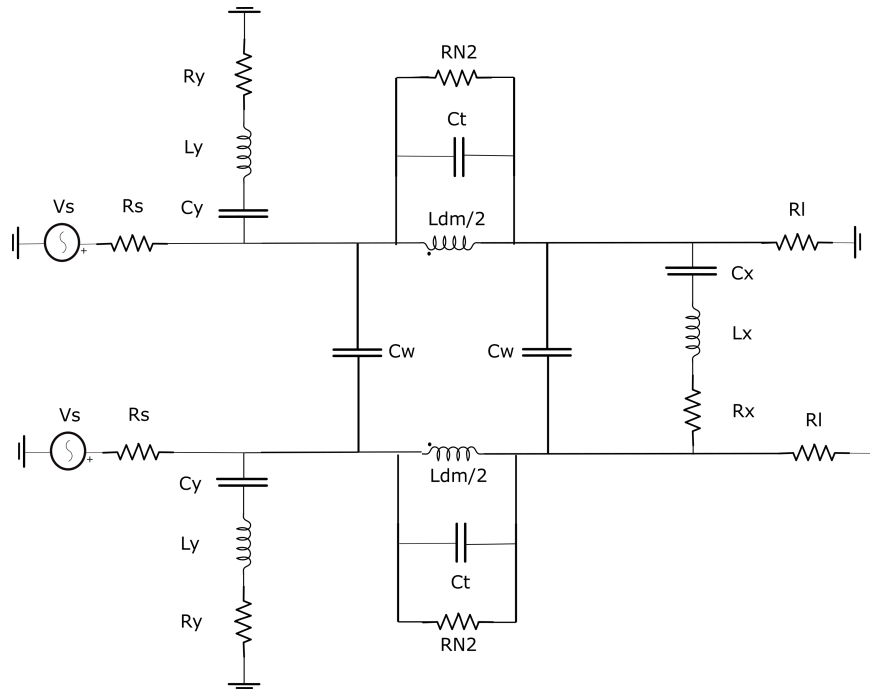


Figura 2.11 Esquema del circuito del modo diferencial (DM) filtro EMI simple.

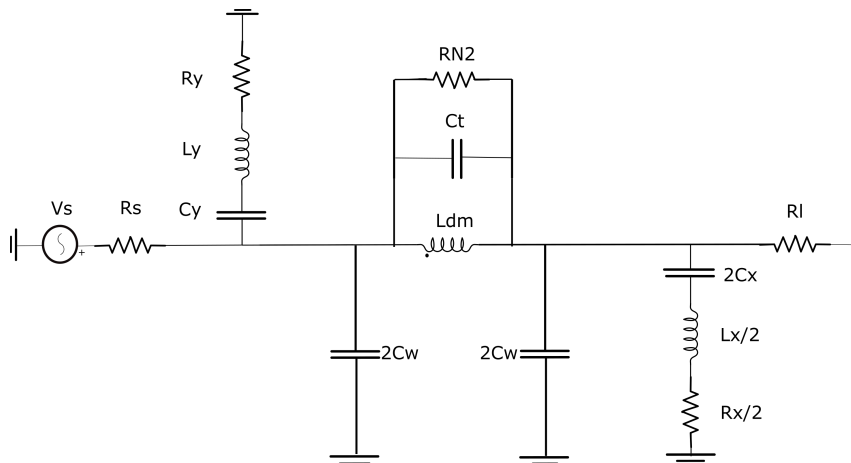


Figura 2.12 Esquema del modelo equivalente del modo diferencial del filtro EMI simple.

Una vez se han obtenido unos modelos de alta frecuencia equivalentes para el filtro, el siguiente objetivo es caracterizar los valores de los diferentes parásitos y acoplos, por lo que lo implementamos en un programa de análisis circuital. En este trabajo,

se ha utilizado el Microcap (MC10).

El choke utilizado ha sido caracterizado en [4] utilizando un método basado en medidas experimentales. Los valores de sus parámetros se proporcionan en la tabla 2.1. Sin embargo, es necesario obtener unos valores para los parásitos de los condensadores que expliquen la respuesta en frecuencia real del filtro, por lo que debemos obtener en primer lugar esta respuesta en frecuencia.

Tabla 2.1 Valores del choke CMC WÜRTH ELEKTRONIK 744824622 caracterizados.

$L(mH)$	$L + M(mH)$	$L - M(\mu H)$	$C_w(pF)$	$C_t(pF)$	$R_{N1}(k\Omega)$	$R_{N2}(k\Omega)$
2.2	4.62	4.95	0.25	4.67	24.67	10.31

2.4 Caracterización de filtro EMI simple

Se conecta el circuito que ha sido montado a un VNA utilizando dos tipos de baluns: uno que nos da la respuesta en modo común y otro en modo diferencial.

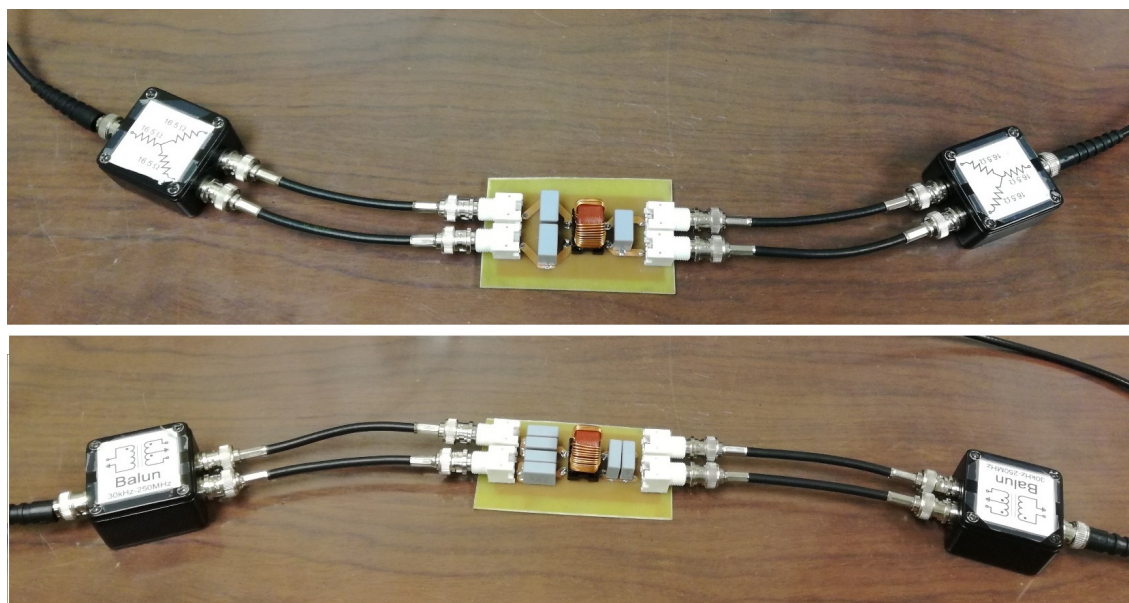


Figura 2.13 Excitación en modo común y diferencial del filtro mediante conexión al VNA con baluns CM (arriba) y DM (abajo).

Configuramos el VNA para que nos de la curva de respuesta en frecuencia $|S_{21}|$ (dB) (gain loss), la cual nos presenta la frecuencia en décadas frente a los decibelios que decrece la ganancia en ese barrido en frecuencia. El objetivo al diseñar un filtro EMI será reducir el valor de esta ganancia lo máximo posible, una atenuación de la señal de la mayor cantidad de decibelios, centrándonos en la importancia de las altas frecuencias (> 1 MHz).

Mediante la conexión del filtro se obtiene las siguientes curvas, excitándolo tanto en modo común como en modo diferencial.

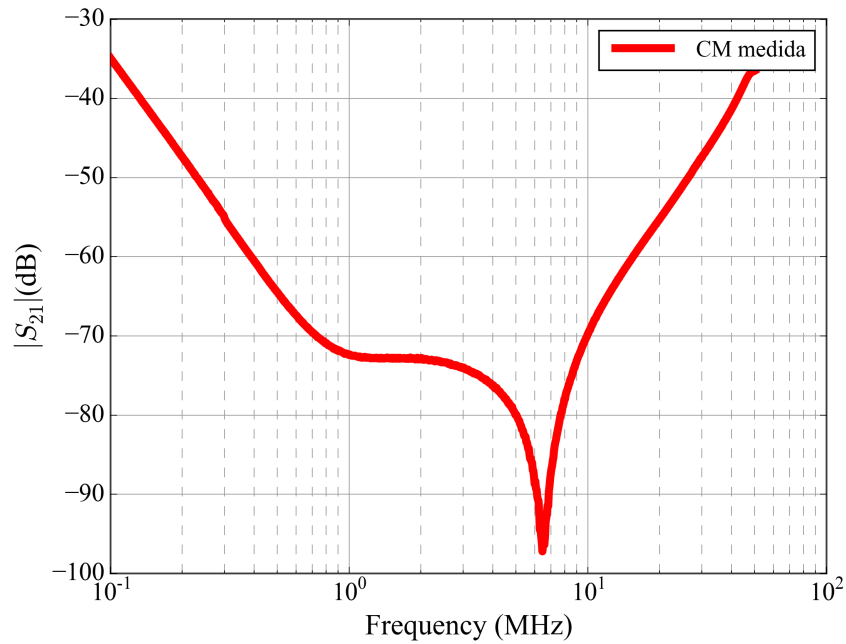


Figura 2.14 Respuesta en frecuencia $|S_{21}|$ (dB) del modo común (CM) medida en VNA.

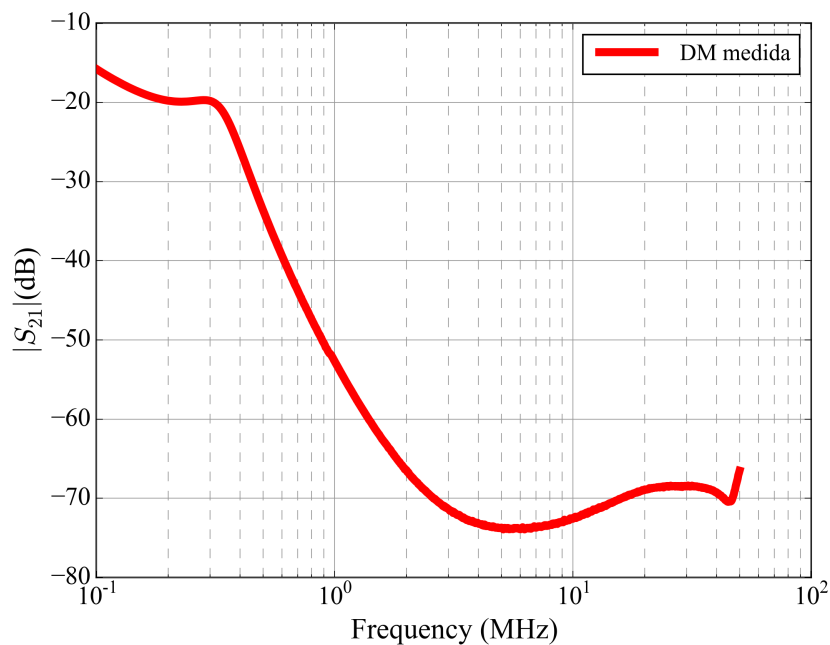


Figura 2.15 Respuesta en frecuencia $|S_{21}|$ (dB) del modo diferencial (DM) medida en VNA.

Volviendo al circuito implementado en Microcap, si se da a los parásitos de

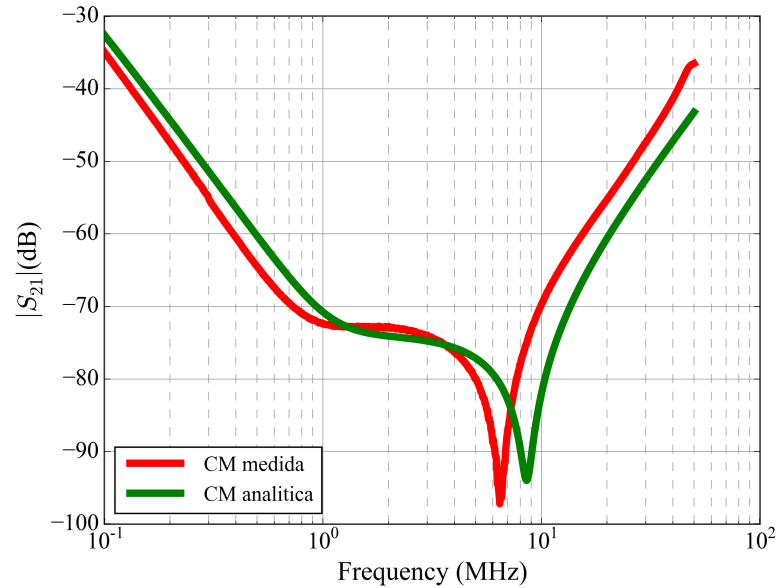


Figura 2.16 Respuesta en frecuencia $|S_{21}|$ (dB) del modo común (CM) medida frente a analítica obtenida en Microcap.

los condensadores valores característicos como los observados en otros trabajos de investigación (ver tabla 2.2), se observa que las curvas (ver figuras 2.16 y 2.17) se parecen pero no coinciden exactamente con la curva medida, existiendo especialmente gran diferencia en el caso del modo diferencial, en el cual los tres picos de resonancia de la curva analítica, no aparecen en el caso de la curva medida obtenida en el VNA.

Tabla 2.2 Valores iniciales de los parásitos de los componentes del filtro EMI simple.

$L_y = L_x (nH)$	$R_y = R_x (m\Omega)$
7.8	40

El principal objetivo de la caracterización será la obtención de unos valores parásitos que sí representen el comportamiento real de la curva, ya que los valores dados en Microcap para el análisis no son válidos para este caso, sino una aproximación inicial, asumiendo que los valores que ajustan la curva estarán dentro de su mismo orden. Para ajustar o "fitear" (vocablo obtenido del proceso curve-fitting) la curva, obteniendo unos valores de parásitos que representen la respuesta obtenida, inicialmente se apostó por utilizar la herramienta "Slider" disponible en Microcap. Ésta consiste en escoger un parámetro (parásito variable) y variar su valor en un rango establecido deslizando una barra para observar como varía la curva y así intentar realizar un ajuste con la barra medida.

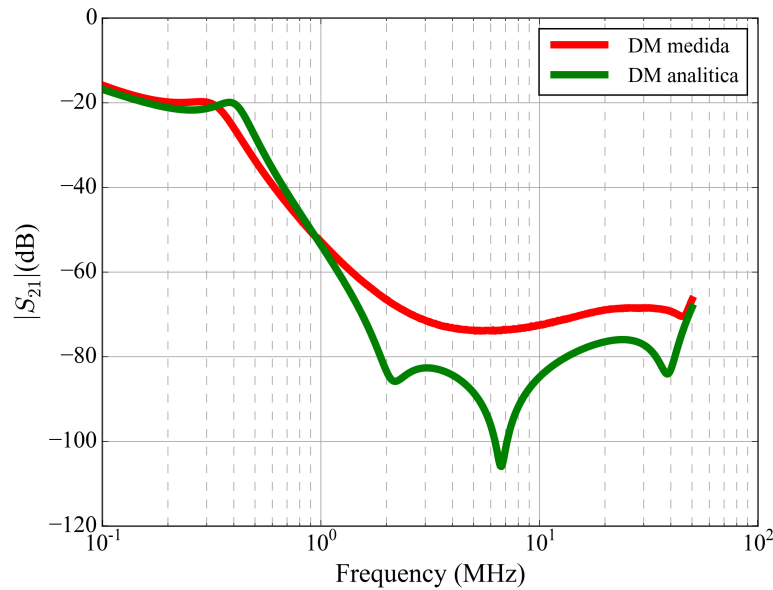


Figura 2.17 Respuesta en frecuencia $|S_{21}|$ (dB) del modo diferencial (DM) medida frente a analítica obtenida en Microcap.

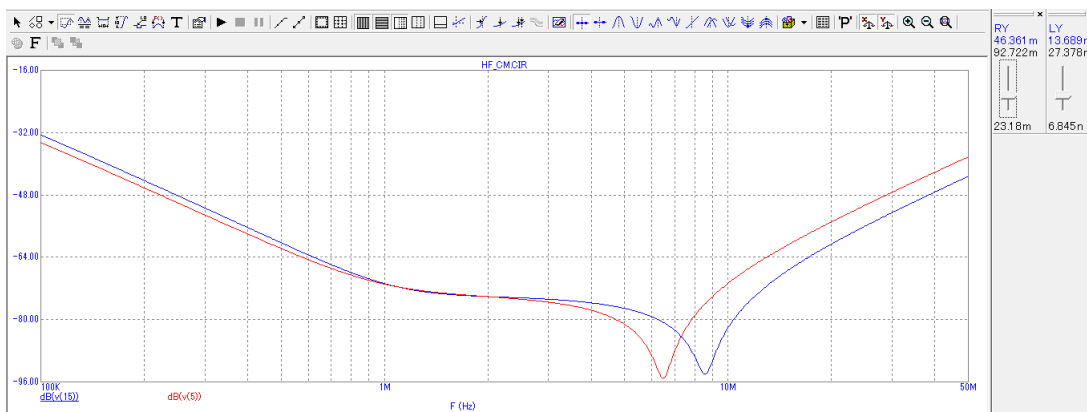


Figura 2.18 Herramienta "Slider" en el entorno Microcap.

Para casos con muy pocas variables, como el modo común en el cual solo se tiene en cuenta como parásitos variables L_y y R_y , es fácil hallar una solución de compromiso y efectiva variando estos dos parámetros. Sin embargo, para el caso del modo diferencial y para filtros más complejos, hallar esta solución de compromiso sería complicado por el aumento de variables. Habría que utilizar con un método numérico para hallar el ajuste óptimo.

Una forma práctica de conseguir ajustar curvas mediante la variación de varios parámetros es el uso de un algoritmo genético (GA) implementado en el software Python. Para implementar la función de coste de este algoritmo es preciso obtener una expresión para el $|S_{21}|$ del modelo del filtro (en modo común y diferencial) en función de los parámetros del circuito del filtro. Para ello, en este trabajo hemos analizado los circuitos equivalentes para cada modo. Con posterioridad habrá que indicar al algoritmo los parámetros que serán variables para que éste, iterando

en rangos preestablecidos para cada uno, encuentre los valores que minimizan la diferencia entre la curva medida y la que proporciona el modelo.

Esta herramienta ha probado ser realmente útil, debido su aplicación en cualquier campo de investigación, ahorrando un tiempo y consiguiendo una eficacia que antes solo podía obtenerse variando el valor moderadamente en un rango de valores previamente conocido por la experiencia, algo a todas luces inviable cuando se manejan tantos parámetros como en estos casos. No obstante, debemos conocer los valores entre los que oscilarán los parámetros, pues la gama de soluciones que dan respuesta a la curva medida puede ser infinita, pero no estar representando un valor con sentido físico.

A continuación, se analiza las variables que se han considerado para el análisis de ambos modos y los valores obtenidos.

2.4.1 Variación de parámetros

La herramienta “Slider” que ofrece Microcap puede servir para obtener una idea básica de cómo varían las curvas S_{21} de cada modo al variar los parámetros.

Si bien un estudio detallado no es el objetivo de este trabajo, a continuación se presenta un resumen de cómo afecta a las curvas la variación de los diferentes parámetros.

Estas nociones serán especialmente útiles al momento de elegir el rango de variación de cada parámetro en el algoritmo genético.

- C_y : efecto en las bajas frecuencias (LF). Si se incrementa, aumenta la atenuación y la frecuencia de resonancia de C_Y disminuye (se mueve a la izquierda). Si se decrementa, disminuye la atenuación y la frecuencia de resonancia aumenta (se desplaza a la derecha).
- L_y : efecto en las altas frecuencias (HF). Si se incrementa, disminuye la atenuación y la frecuencia de resonancia de C_Y disminuye. Si se decrementa, aumenta la atenuación y la frecuencia de resonancia aumenta.
- R_y : efecto sobre el pico de resonancia de C_Y . Si se incrementa, el pico decrece (disminuye su valor en dB). Si se decrementa, el pico crece (aumenta su valor en dB).
- L_{cm} : efecto en las bajas frecuencias (LF). Si se incrementa, aumenta la atenuación y la frecuencia de resonancia del choke disminuye (se mueve a la izquierda). Si se decrementa, disminuye la atenuación y la frecuencia de resonancia aumenta (se desplaza a la derecha).
- C_t : leve efecto sobre todas las frecuencias. Si incrementa, disminuye la atenuación. Si decrementa, aumenta la atenuación.
- R_{N1} : efecto sobre el pico de resonancia del choke. Si se incrementa, el pico crece. Si se decrementa, el pico decrece.

- C_w : efecto sobre las altas frecuencias (HF). Si se incrementa, aumenta la atenuación. No se aprecia variación si decrementa.
- L_{dm} y R_{N2} tienen similar comportamiento que L_{cm} y R_{N1} respectivamente en el modo diferencial.
- C_x , L_x y R_x se comportan de forma similar a C_y , L_y y R_y pero actuando sobre el pico de resonancia de C_X .

	CY	LY	RY	LCM/LDM	CT	RN1/RN2	CW	CX	LX	RX
↑	fr CY ↓	fr CY ↓		fr CMC ↓				fr CX ↓	fr CX ↓	
↓	fr CY ↑	fr CY ↑		fr CMC ↑				fr CX ↑	fr CX ↑	
Rango de efecto	LF	HF	fr CY	LF	Todo rango	fr CMC	HF	LF	HF	fr CX

Figura 2.19 Resumen de variación de los parámetros del Filtro EMI. En verde, combinaciones que incrementa la atenuación y en rojo, combinaciones que la disminuyen.

Además del estudio de la influencia de los parásitos, parte de la motivación de obtener modelos que representen el comportamiento de los filtros en altas frecuencias será la posibilidad de tener en consideración diferentes acoplos: entre condensadores y chokes, y entre condensadores entre sí, ya que en altas frecuencias el condensador pasa a comportarse inductivamente. Si bien para el filtro simple no entrarán en juego muchos acoplos, estos serán importantes en diseños con mayor número de componentes.

2.4.2 Modo común

En el modo común, el condensador C_X no tiene ningún efecto en la respuesta como se observó en los modelos, ni tampoco el acoplo entre condensadores C_Y y el choke, el cual modelamos como k_{ydm} , ya que las líneas de campo magnético quedan dentro del choke. Si consideramos que el valor de la capacidad C_x es similar a C_x nominal de 44 nF, quedan como variables L_y y R_y . La resistencia de fuente R_s , y la de carga R_l , tienen un valor en el modelo equivalente de $R_s = R_l = 100\Omega$.

Para implementar el algoritmo, es necesario obtener las ecuaciones de mallas del modelo equivalente:

Teniendo en cuenta las relaciones entre las intensidades que atraviesa cada componente y las intensidades de malla:

$$i'_1 = i_1 - i_2 \tag{2.13}$$

$$i'_2 = i_2 - i_3 \tag{2.14}$$

$$i'_3 = i_2 \tag{2.15}$$

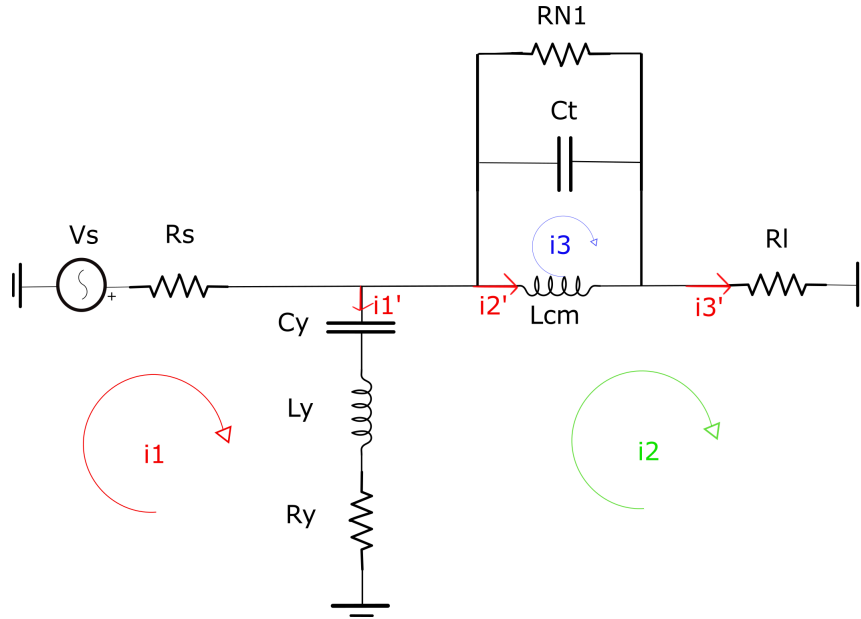


Figura 2.20 Análisis de mallas del modo común (CM) del Filtro EMI simple.

Se realiza el análisis de mallas y se obtiene la siguiente matriz de impedancias Z utilizando el software Mathematica. La obtención de esta expresión es esencial a la hora de programar el algoritmo genético para analizar la respuesta del circuito.

$$V = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} \end{bmatrix} * I$$

Teniendo en cuenta que es una matriz simétrica, las expresiones de los componentes de la matriz de impedancias son las siguientes:

$$Z_{11} = R + R_y + j\omega L_y + \frac{1}{j\omega C_y} \quad (2.16)$$

$$Z_{12} = -Z_{11} + R + j\omega M_{y_{cm}} \quad (2.17)$$

$$Z_{13} = -j\omega M_{y_{cm}} \quad (2.18)$$

$$Z_{22} = Z_{11} + j\omega L_{cm} - 2j\omega M_{y_{cm}} \quad (2.19)$$

$$Z_{23} = j\omega M_{y_{cm}} - j\omega L_{cm} \quad (2.20)$$

$$Z_{33} = Z_p + j\omega L_{cm} \quad (2.21)$$

donde Z_p viene dada por la resistencia y capacitancia del choke en paralelo.

$$Y_p = j\omega C_t + \frac{1}{R_{N1}} \quad (2.22)$$

$$Z_p = \frac{1}{Y_p} \quad (2.23)$$

Antes de analizar tenemos en cuenta que la expresión de la respuesta en frecuencia $|S_{21}|$ viene dada en función de i_l , la intensidad que pasa por la carga como:

$$|S_{21}| = 20 \log_{10}(2R_l i_l) \quad (2.24)$$

La expresión de i_l se obtiene de resolver es sistema de ecuaciones que acabamos de describir (nosotros hemos usado Mathematica). Dejando como parámetros variables L_y y R_y y haciendo una búsqueda de ajuste a la curva de $|S_{21}|$ experimental, el algoritmo arroja unos valores de:

Tabla 2.3 Valores ajustados de los parámetros del modo común (CM) del filtro simple.

C_y	44 nF
L_y	13.689 nH
R_y	46.361 m Ω

Como se puede observar en la figura 2.21, con estos parámetros existe una buena coincidencia entre la curva medida y la curva que se obtiene del modelo de circuitos. Por tanto, se puede decir que hemos conseguido un modelo que explica el comportamiento del filtro en modo común.

Los valores a bajas frecuencias no coinciden exactamente en el modo común. En un intento de ajustar al completo la curva, se introdujo en el algoritmo L_{cm} para que iterara con este parámetro y entonces, hace un mejor ajuste para un valor de L_{cm} de 5.775 mH, pero esto es en torno a un 25% mayor que el valor L_{cm} que tiene caracterizado el choke $L_{cm}=4.62$ mH.

Dado que la diferencia entre curvas es de tan solo 1 dB (ver 2.22), y los resultados para los que se busca resultados precisos es para las medias-altas frecuencias, la curva que devuelven los parámetros del algoritmo genético es lo suficientemente precisa para caracterizar el filtro.

El modelo que representa el comportamiento del filtro simple diseñado en modo común se puede observar en 2.23.

A continuación, observaremos qué parámetros analizar para lograr ajustar también la curva del modo diferencial.

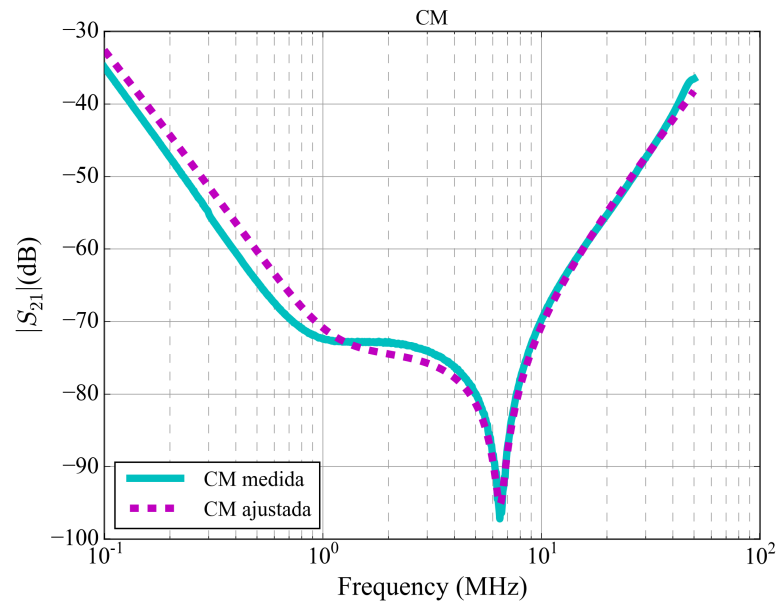


Figura 2.21 Ajuste con algoritmo genético de la respuesta en frecuencia en modo común del filtro EMI simple.

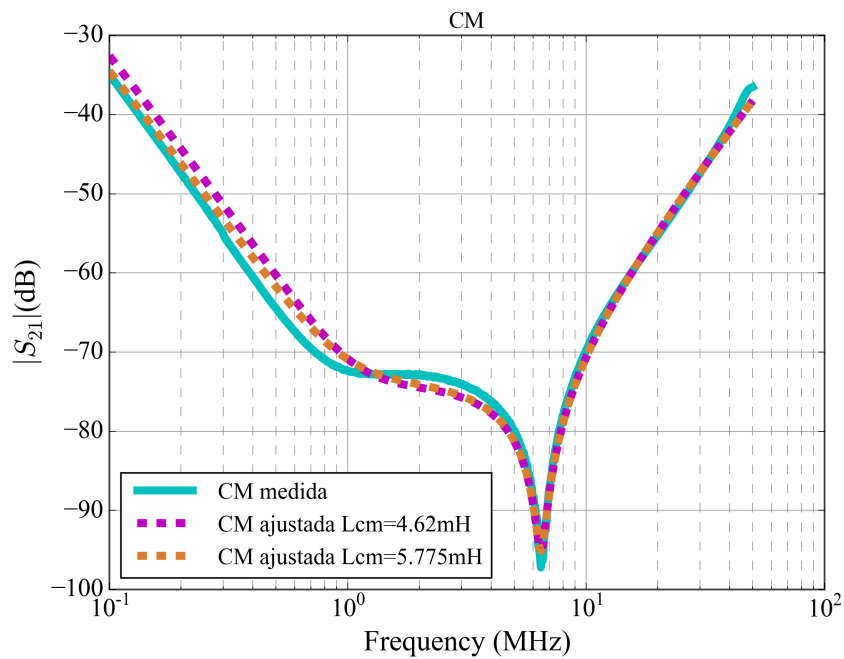


Figura 2.22 Comparación ajustes variando la inductancia del choke en modo común.

2.4.3 Modo diferencial

En este caso sí se consideran los efectos de todos los condensadores y de los diferentes acoplos, es decir:

- k_{ydm} , el acoplo entre los condensadores C_Y y el choke.
- $k_{x dm}$, el acoplo entre el condensador C_X y el choke.

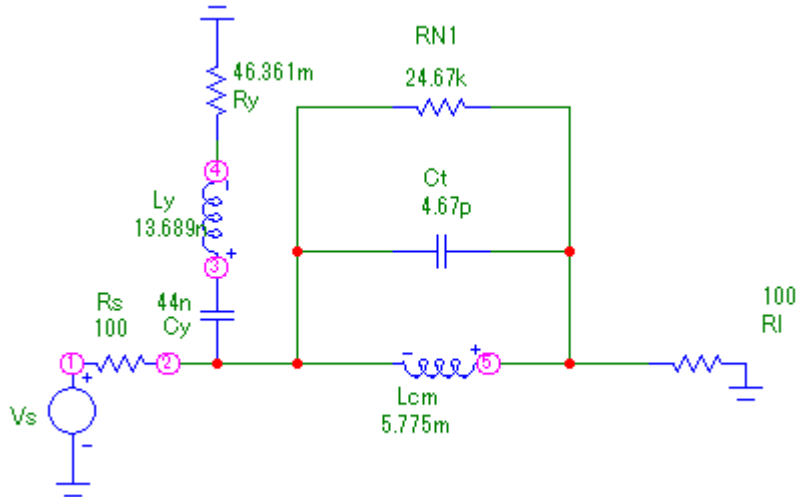


Figura 2.23 Circuito del filtro simple en modo común (CM) con valores caracterizados.

- k_{yx} , el acoplo entre los condensadores C_Y y C_X .
- L_x y R_x .

En el modo diferencial, es importante tener en cuenta los acoplos magnéticos, ya que las líneas de campo magnético que genera el choke se cierran por fuera, en lugar de mantenerse en el interior del núcleo. Además para altas frecuencias, los condensadores actúan como inductancias, teniendo más importancia el acoplo entre ellos. En este caso, en el modelo equivalente $R_s = R_l = 25\Omega$.

Tal y como sucedió para el caso del modo común, se analizan las mallas del modelo equivalente del modo diferencial. Para tener en cuenta los acoplos entre las diferentes inductancias estos son modelados como fuentes de tensión dependiente de la intensidad que fluye por esas inductancias, la frecuencia y el valor M de las inductancias mutuas. En este caso M_{ydm} , $M_{x dm}$ y M_{yx} , dadas siguiendo la expresión vista anteriormente 2.1.

El valor de las capacitancias entre devanados C_w se desprecia por no tener gran efecto en la respuesta en frecuencia con un valor de $C_w = 0.25$ pF, complicando el mallado innecesariamente si se tuviera en cuenta. Con las relaciones entre las intensidades que atraviesa cada componente y las intensidades de malla:

$$i'_1 = i_1 - i_2 \tag{2.25}$$

$$i'_2 = i_2 - i_3 \tag{2.26}$$

$$i'_3 = i_2 - i_4 \tag{2.27}$$

Se realiza el análisis de mallas y se obtiene la siguiente matriz de impedancias Z utilizando el software Mathematica. La obtención de esta expresión es esencial a la hora de programar el algoritmo genético para analizar la respuesta del circuito.

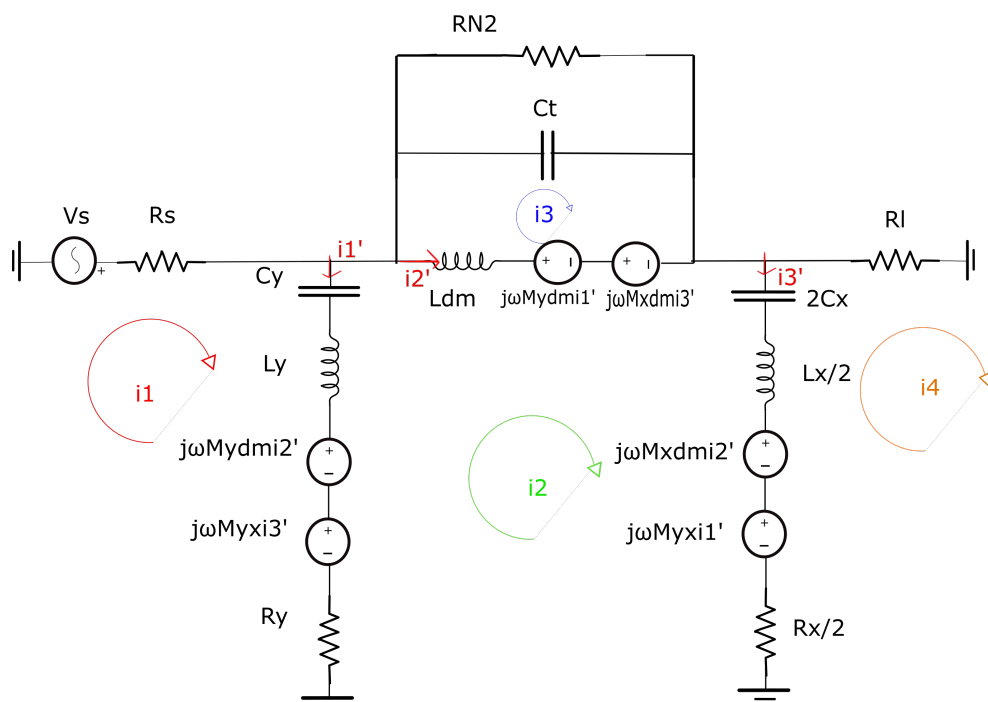


Figura 2.24 Análisis de mallas del modo común (DM) del Filtro EMI simple.

$$V = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{34} \\ Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & Z_{44} \end{bmatrix} * I$$

$$Z_{11} = R + R_y + j\omega L_y + \frac{1}{j\omega C_y} \quad (2.28)$$

$$Z_{12} = j\omega M_{ydm} + j\omega M_{xy} - Z_{11} + R \quad (2.29)$$

$$Z_{13} = -j\omega M_{xy} \quad (2.30)$$

$$Z_{14} = -j\omega M_{ydm} \quad (2.31)$$

$$Z_{22} = Z_{11} - R + j\omega L_{dm} + R_x + j\omega L_x + \frac{1}{j\omega C_x} \quad (2.32)$$

$$-2j\omega M_{xy} - 2j\omega M_{ydm} + 2j\omega M_{xdm} \quad (2.33)$$

$$Z_{23} = -(R_x + j\omega L_x + \frac{1}{j\omega C_x}) + j\omega M_{xy} - j\omega M_{xdm} \quad (2.34)$$

$$Z_{24} = -j\omega L_{dm} + j\omega M_{ydm} - j\omega M_{xdm} \quad (2.35)$$

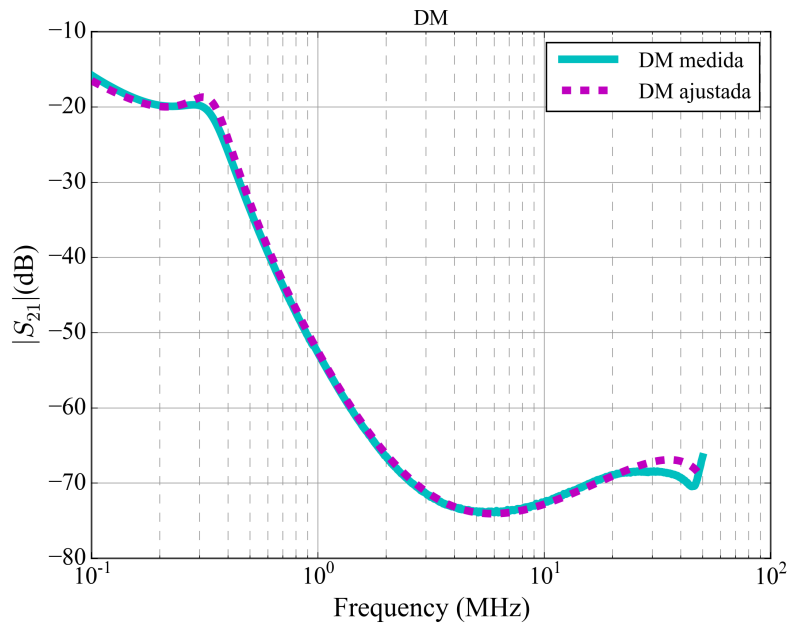
$$Z_{33} = R_x + j\omega L_x + \frac{1}{j\omega C_x} + R \quad (2.36)$$

$$Z_{34} = j\omega M_{xdm} \quad (2.37)$$

$$Z_{44} = Z_p + j\omega L_{dm} \quad (2.38)$$

Tabla 2.4 Valores ajustados del modo diferencial (DM) del filtro simple.

C_x	440 nF
L_x	11.280 nH
R_x	40 m Ω
k_{ydm}	-0.4703
k_{xdm}	-0.1240
k_{yx}	0.0504

**Figura 2.25** Ajuste con algoritmo genético de la respuesta en frecuencia en modo diferencial del filtro EMI simple.

Con la expresión analítica del coeficiente de transmisión que proporciona este análisis del modelo de circuitos, es posible de nuevo programar el algoritmo genético para encontrar el conjunto de parámetros que mejor ajustan la curva teórica a la experimental. Una vez ejecutado, el algoritmo genético devuelve la tabla de valores 2.4, teniendo en cuenta que debemos multiplicar el valor de L_x y R_x obtenido por 2, ya que en el modelo equivalente en el modo diferencial los valores estaban divididos por 2 (y la capacitancia multiplicada por 2).

El valor del acoplo k_{yx} es tan pequeño, que en la práctica, puede despreciarse, esto es debido a la elevada distancia entre condensadores C_Y y C_X , las líneas de campo magnético de las corrientes en su interior no llegan a los otros condensadores.

En la figura 2.25 puede observarse una muy buena concordancia entre la curva de atenuación teórica y la medida en el VNA. Por tanto, hemos hallado un modelo cuyos parásitos reflejan la respuesta del filtro simple, tanto el modo común como el modo diferencial. De hecho, el ajuste en el modo diferencial al haber tenido en cuenta los acoplos reproduce la curva medida casi a la perfección, eliminando los picos de resonancia de la figura 2.17, que aparecían cuando éstos no se tenían en cuenta en el análisis.

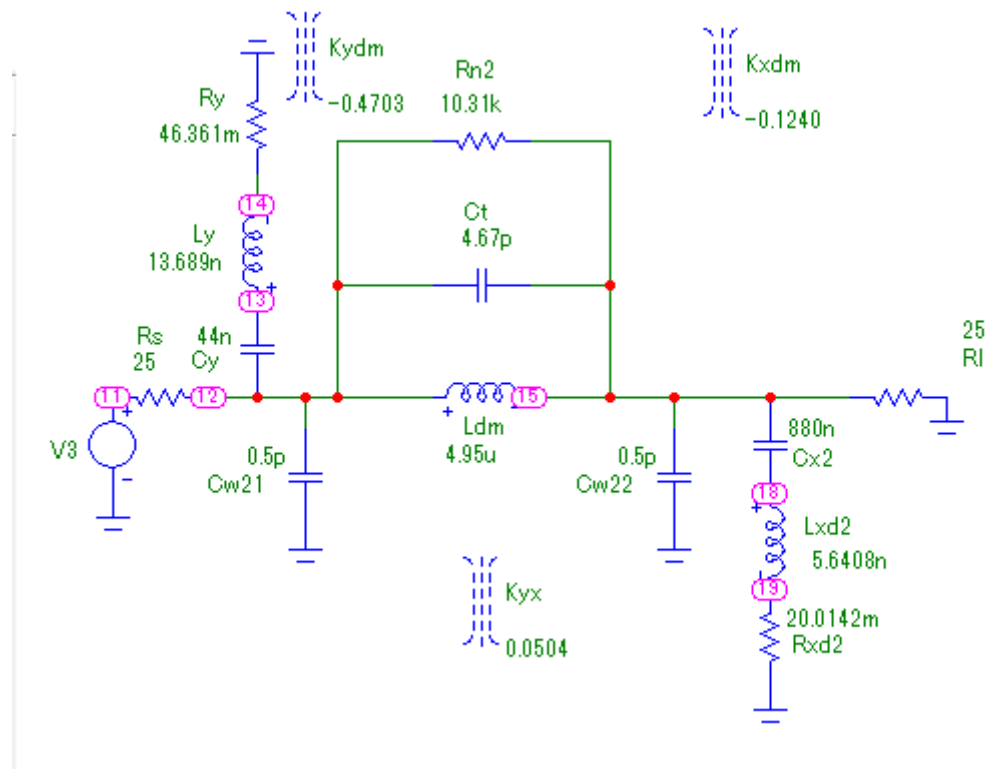


Figura 2.26 Circuito del filtro simple en modo diferencial (DM) con valores caracterizados.

Para comprobar el efecto de los acoplos de forma analítica, se puede implementar en Microcap y éste devuelve la curva obtenida mediante el algoritmo genético.

Una vez hemos analizado las respuestas para ambos modos, el modelo que caracteriza el filtro simple, con los siguientes valores para todos sus componentes es el siguiente:

Tabla 2.5 Valores ajustados de los parámetros del filtro simple.

C_y	44 nF
L_y	13.689 nH
R_y	46.361 m Ω
C_x	440 nF
L_x	11.280 nH
R_x	40 m Ω
k_{ydm}	-0.4703
k_{xdm}	-0.1240
k_{yx}	0.0504

A continuación, se buscarán nuevos posibles diseños que mejoren la atenuación en la respuesta en frecuencia, sin comprometer con ello demasiado el tamaño y el número de componentes del filtro EMI.

3 Optimización de Filtros EMI

Una vez caracterizado el filtro EMI simple, se plantean diferentes posibles alternativas para mejorar sus prestaciones y atenuación a altas frecuencias sin que haya que incrementar excesivamente su tamaño y número de componentes.

La primera alternativa es el diseño de un filtro con condensadores C_Y y C_X dobles en paralelo. Esto aumenta el número de componentes pero se espera que mejore el comportamiento en frecuencia debido a que la inductancia parásita de dos condensadores en paralelo es aproximadamente la mitad de la inductancia de un condensador individual, lo cual permitirá una mayor atenuación para altas frecuencias donde los condensadores se comportan inductivamente. Sin embargo, en muchas ocasiones esta técnica no proporciona el aumento de atenuación esperado debido al efecto del acoplo entre condensadores [6].

En relación con la anterior, una segunda alternativa será la utilización del mismo diseño pero colocando los condensadores contra acoplados, situados antiparalelos, en sentido contrario, aumentando el recorrido de pista PCB que debe recorrer la corriente al atravesarlos y haciendo que el acoplo mutuo entre condensadores contribuya a que éstos ofrezcan una menor impedancia en la zona inductiva [6]. Los dos diseños alternativos fabricados se muestran en la figura 3.1.

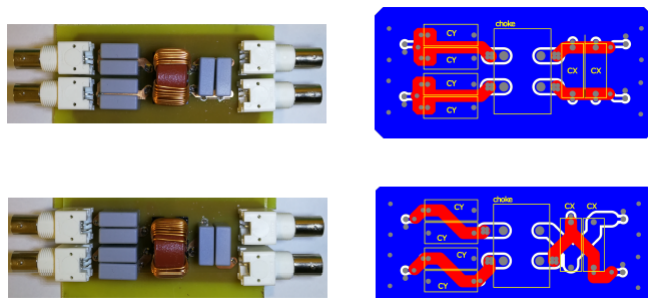


Figura 3.1 Filtro físico y layout en Altium del filtro con condensadores dobles acoplados (arriba) y contra acoplados (abajo). Aunque externamente iguales, puede observarse que la conexión de sus componentes en el PCB es diferente.

Para la realización de este estudio, se ha empleado filtros EMI con condensadores dobles ya diseñados anteriormente, el valor de los condensadores varía, siendo las capacidades nominales de los $CX_n = 220nF$ y de los $CY_n = 22nF$.

Para observar en primera instancia si se produce mejora con los diseños alternativos, hemos medido las respuestas de todos los filtros en modo común y modo diferencial. En las figuras que se presentan a continuación se puede ver la comparativa de las respuestas en ambos modos entre los tres tipos diferentes de diseño: filtro simple (F.simple) antes estudiado, el filtro con condensadores doble acoplados (F.acoplado) y filtro con condensadores dobles contra acoplados (F.contra acoplado).

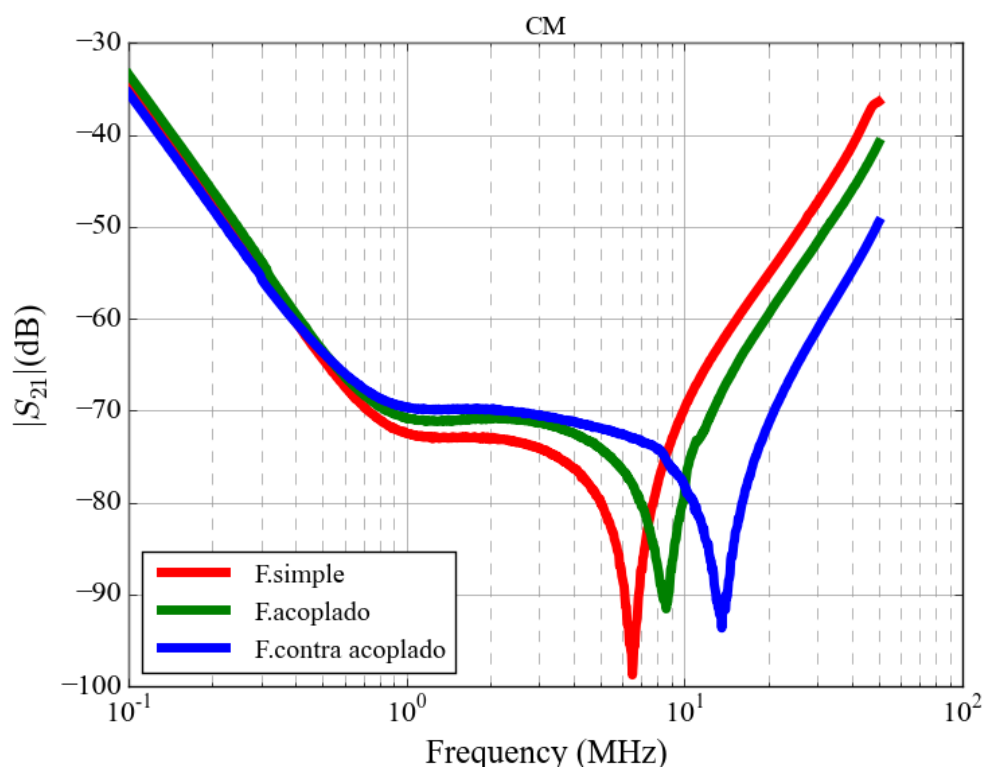


Figura 3.2 Comparación de las respuesta en frecuencia obtenidas para el modo común (CM) en los tres filtros estudiados: filtro simple y filtros con condensadores dobles acoplados y contra acoplados.

En el caso del modo común, en la figura 3.2 se observa claramente como para los filtros acoplado y contra acoplado existe una atenuación mayor para altas frecuencias (más de 10 dB de mejora del filtro contra-acoplado respecto al filtro simple), así como un desplazamiento del pico de resonancia a frecuencias mayores.

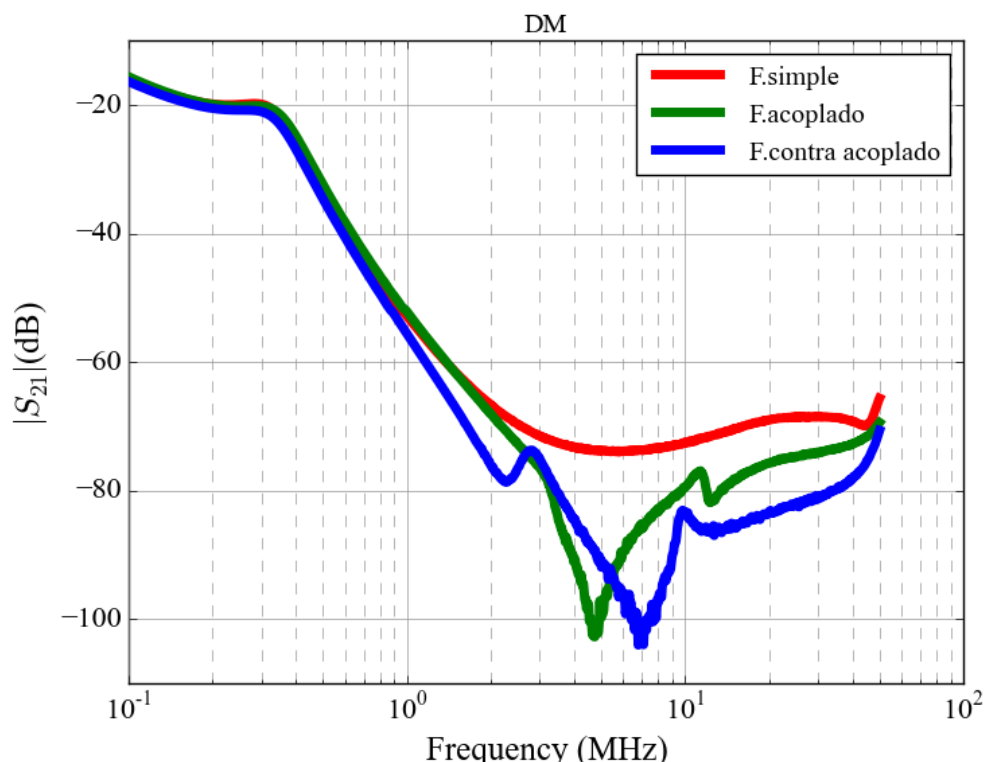


Figura 3.3 Comparación de las respuesta en frecuencia obtenidas para el modo diferencial (DM) en los tres filtros estudiados: filtro simple y filtros con condensadores dobles acoplados y contra acoplados.

La comparación de respuestas para el modo diferencial se muestra en la figura 3.3. En esa figura puede apreciarse que ambos diseños alternativos ofrecen mejor atenuación que el filtro simple en un amplio rango de frecuencias. En el caso del filtro con condensadores contra-acoplados las diferencias alcanzan valores de más de 20dB en algunos rangos de frecuencias. Este análisis previo deja patente que merece la pena estudiar y caracterizar estos dos diseños de filtro EMI y entrar en más detalle en el comportamiento de la respuesta en frecuencia.

3.1 Filtro EMI con condensadores dobles acoplados

Antes de proceder a la caracterización mediante el empleo del algoritmo genético tal y como se acometió con el filtro simple, conviene visualizar el modelo circuital de este nuevo filtro. Se puede observar que circuitalmente la única diferencia consiste en añadir condensadores en paralelo a los condensadores C_Y y C_X del filtro simple.

Sin embargo, habrá un aumento de variables a tener en cuenta, pues ahora será necesario considerar el acoplo inductivo entre cada par de condensadores introducidos. En el caso de los condensadores acoplados, el valor de los factores de acoplo k_y y k_x serán positivos.

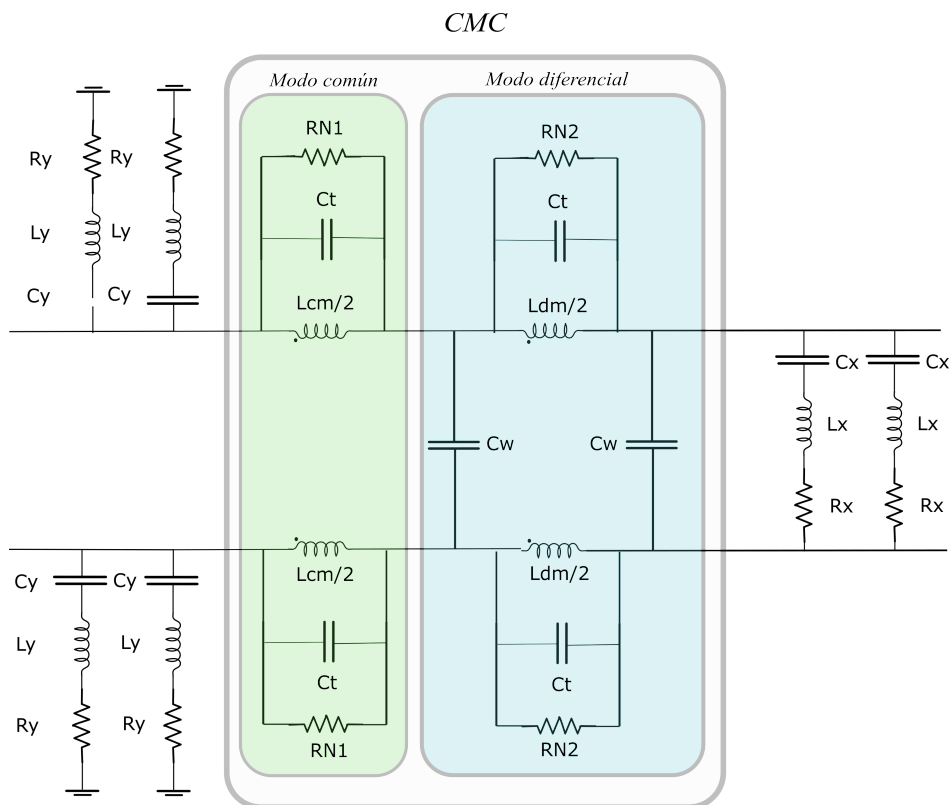


Figura 3.4 Esquema del circuito del filtro EMI con condensadores dobles completo.

3.1.1 Modo común

De una forma simple procediendo como en el caso del filtro simple, se obtiene el circuito equivalente de la figura 3.5 a 3.6.

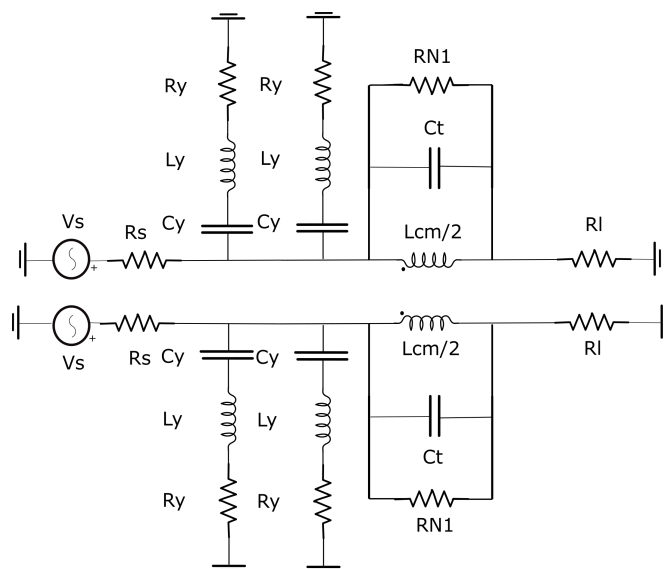


Figura 3.5 Esquema del circuito del modo común (CM) filtro EMI con condensadores dobles.

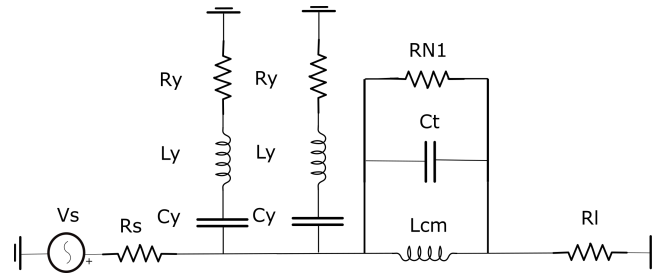


Figura 3.6 Esquema del modelo equivalente del modo común del filtro EMI con condensadores dobles.

En el caso de los circuitos equivalentes de los condensadores dobles, se considerará una serie de inductancias parásitas (L_p) entre condensadores, representando la pista que une los condensadores. En el presente caso de los condensadores acoplados será prácticamente despreciable, mientras que su valor será del orden de la inductancia parásita de los condensadores en el caso contra acoplado. También es necesario tener en cuenta el acoplo entre condensadores, entre condensadores y choke, y entre condensadores y ésta nueva inductancia parásita, lo cual aumenta considerablemente la complejidad del mallado.

Además de la inductancia parásita L_p también los acoplos entre condensadores y choke M_{ycm} serán despreciables, pues como se vio en el caso del filtro simple, las líneas de campo magnético no salen del choke cuando éste se excita en modo común. Se representan en el esquema de mallas mediante las fuentes de tensión dependiente de intensidad, inductancia mutua y frecuencia:

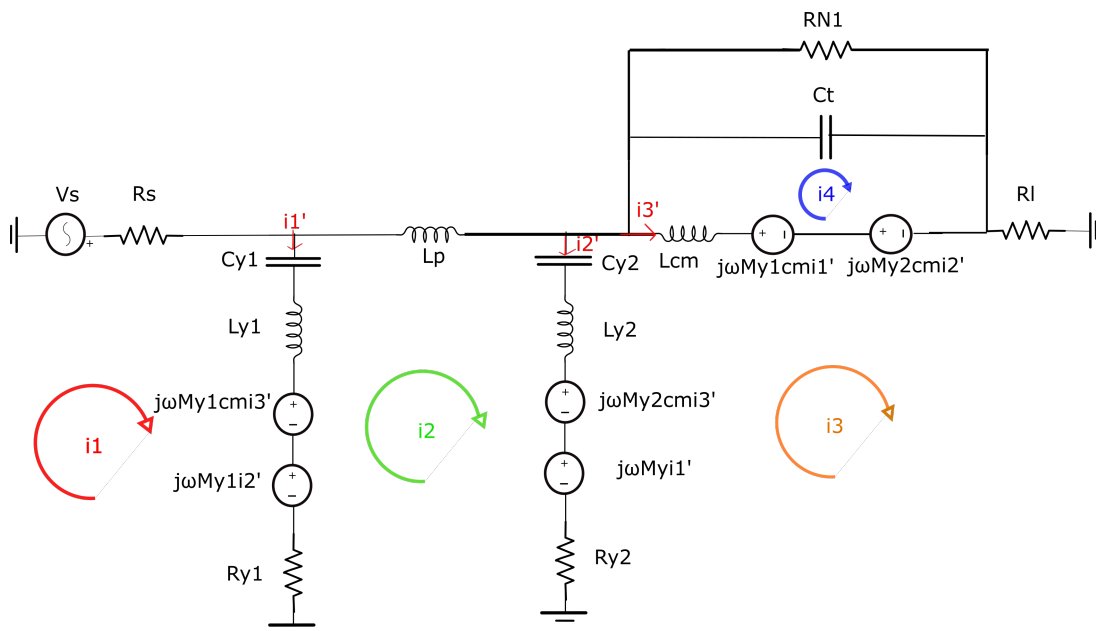


Figura 3.7 Análisis de mallas del modo común (CM) del Filtro EMI con condensadores dobles acoplados.

Teniendo en cuenta las relaciones entre intensidades:

$$i'_1 = i_1 - i_2 \quad (3.1)$$

$$i'_2 = i_2 - i_3 \quad (3.2)$$

$$i'_3 = i_2 - i_4 \quad (3.3)$$

Se realiza el análisis de mallas y se obtiene la siguiente matriz de impedancias (utilizando el software Mathematica). La obtención de esta expresión es esencial a la hora de programar el algoritmo genético para analizar la respuesta del circuito.

$$V = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{34} \\ Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & Z_{44} \end{bmatrix} * I$$

De nuevo es una matriz 4x4 al igual que en el caso del modo diferencial del filtro simple, y los valores de los términos de la matriz de impedancias son:

$$Z_{11} = R + R_{y1} + j\omega L_{y1} + \frac{1}{j\omega C_{y1}} \quad (3.4)$$

$$Z_{12} = j\omega M_y - Z_{11} + R \quad (3.5)$$

$$Z_{13} = -j\omega M_y \quad (3.6)$$

$$Z_{14} = 0 \quad (3.7)$$

$$Z_{22} = Z_{11} - R + j\omega L_{cm} + R_{y2} + j\omega L_{y2} + j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_{y2}} - 2j\omega M_y \quad (3.8)$$

$$Z_{23} = -(R_{y2} + j\omega L_{y2} + \frac{1}{j\omega C_{y2}}) + j\omega L_{y1} \quad (3.9)$$

$$Z_{24} = 0 \quad (3.10)$$

$$Z_{33} = R_{y2} + j\omega L_{y2} + \frac{1}{j\omega C_{y2}} + R + j\omega L_{cm} \quad (3.11)$$

$$Z_{34} = -j\omega L_{cm} \quad (3.12)$$

$$Z_{44} = Z_p + j\omega L_{cm} \quad (3.13)$$

Una vez resuelto el sistema de cuatro ecuaciones con cuatro incógnitas, se obtiene una expresión para el voltaje en la resistencia de salida, a partir de la cual es posible calcular el coeficiente de transmisión del circuito. Este coeficiente analíticamente calculado se introduce en el algoritmo genético, al que se especificaran las siguiente variables de búsqueda:

- Las capacitancias ($C_{y1}=C_{y2}$).
- Las inductancias parásitas de los condensadores ($L_{y1}=L_{y2}$).

- Las resistencias parásitas ($R_{y1}=R_{y2}$).
- El acoplo entre condensadores, k_y , al cual se impone ser positivo, como se comentó anteriormente.

Se tiene en cuenta otra hipótesis: los valores los componentes en ambos condensadores C_Y se igualan al ser ambos condensadores físicos del mismo tipo y magnitud. En el estudio de los filtros con varios condensadores, se considerará variable también la capacitancia de los condensadores, pues pese a tener una capacitancia nominal de 22 nF, el valor real puede variar en un orden de un 10% con respecto el valor de fábrica.

Tras la iteración se obtienen los valores que se muestran en la tabla 3.1, los cuales ajustan la curva medida con considerable precisión, tal como se muestra en la figura 3.8.

Tabla 3.1 Valores ajustados del modo común (CM) del filtro con condensadores dobles acoplados.

$C_{y1} = C_{y2}$	20.22 nF
$L_{y1} = L_{y2}$	12.57 nH
$R_{y1} = R_{y2}$	126.4 m Ω
$k_y (> 0)$	7.07×10^{-7}

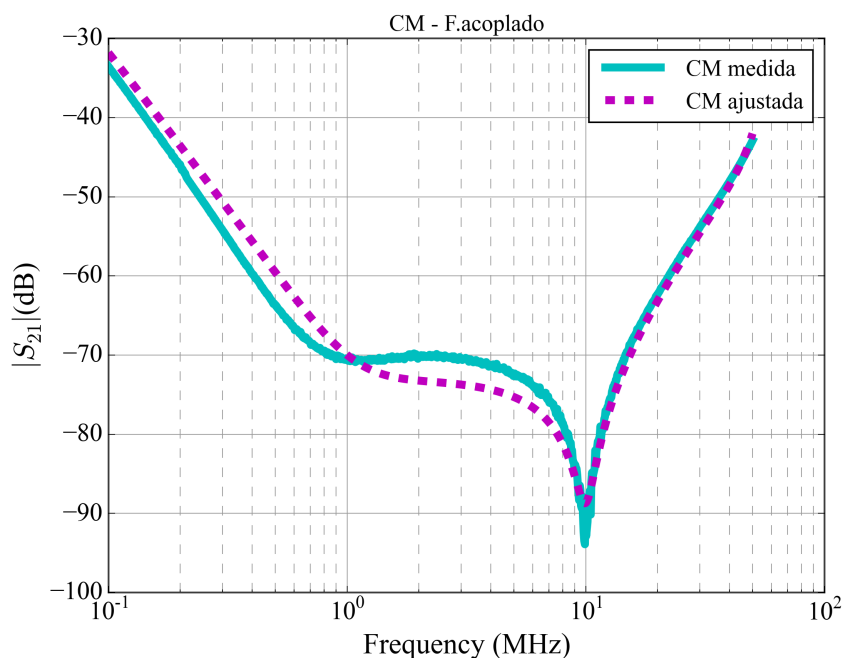


Figura 3.8 Ajuste con algoritmo genético de la respuesta en frecuencia en modo común del filtro EMI con condensadores acoplados.

Es interesante observar que el acoplo entre condensadores C_Y es despreciable, de

donde se deduce que en el modelo de alta frecuencia del modo común de un circuito con condensadores dobles acoplados no habría que tener en cuenta estos acoplos inductivos.

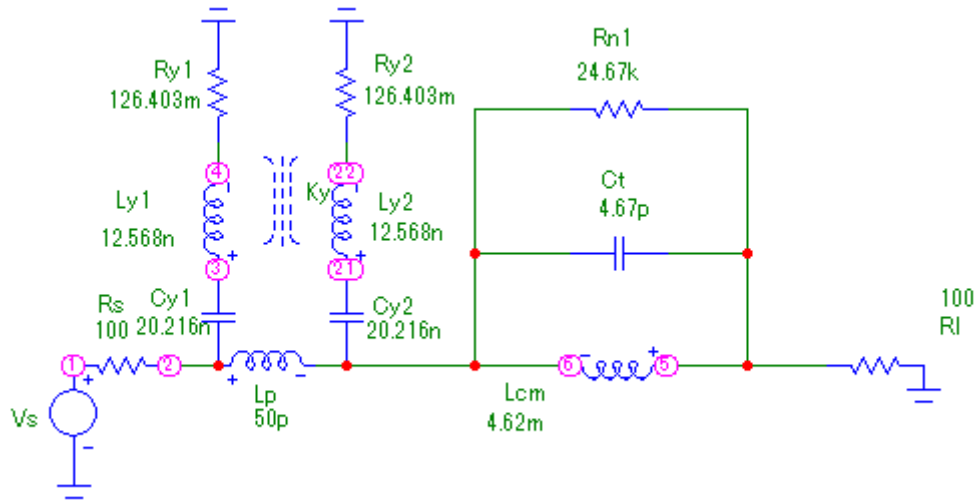


Figura 3.9 Circuito del filtro con condensadores dobles acoplados en modo común (CM) con valores caracterizados.

3.1.2 Modo diferencial

En el caso del modo diferencial, aumenta el número de variables a considerar al tener en cuenta los acoplos con el choke: k_{ydm} , k_{xdm} , así como los condensadores CX y su acoplo k_x . Consecuentemente, la complejidad del mallado aumenta.

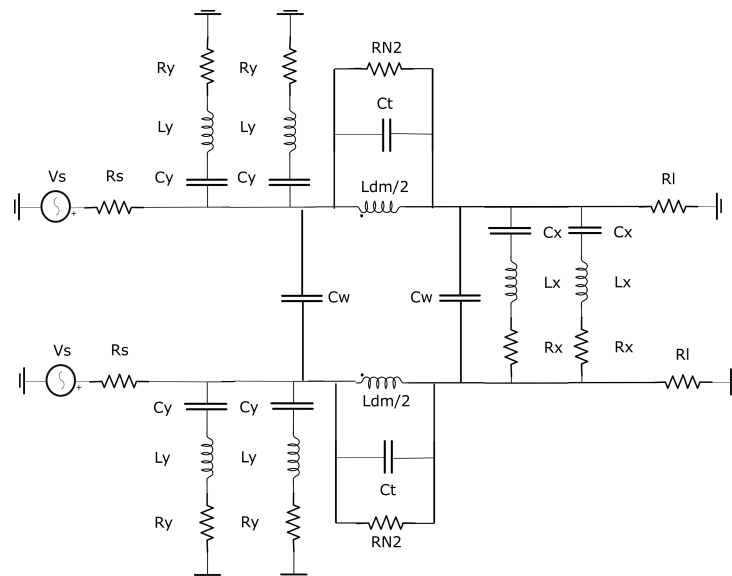


Figura 3.10 Esquema del circuito del modo diferencial (DM) filtro EMI con condensadores dobles.

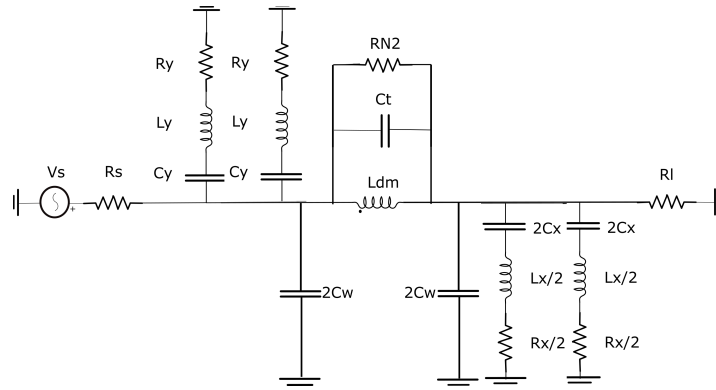


Figura 3.11 Esquema del modelo equivalente del modo diferencial del filtro EMI con condensadores dobles.

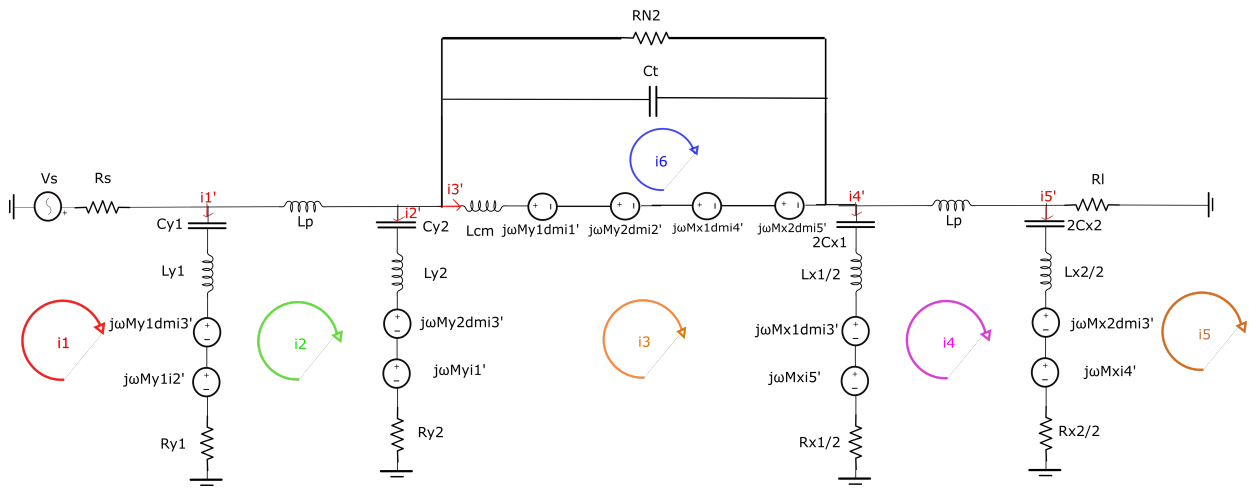


Figura 3.12 Análisis de mallas del modo diferencial (DM) del Filtro EMI con condensadores dobles acoplados.

Las relaciones entre intensidades y la matriz de impedancias obtenida a partir de la cual se calcula la respuesta en frecuencia son:

$$i'_1 = i_1 - i_2 \tag{3.14}$$

$$i'_2 = i_2 - i_3 \tag{3.15}$$

$$i'_3 = i_3 - i_6 \tag{3.16}$$

$$i'_4 = i_3 - i_4 \tag{3.17}$$

$$i'_5 = i_4 - i_5 \tag{3.18}$$

$$V = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} & Z_{15} & Z_{16} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} & Z_{25} & Z_{26} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{34} & Z_{35} & Z_{36} \\ Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & Z_{44} & Z_{45} & Z_{46} \\ Z_{51} & Z_{52} & Z_{53} & Z_{54} & Z_{55} & Z_{56} \\ Z_{61} & Z_{62} & Z_{63} & Z_{64} & Z_{65} & Z_{66} \end{bmatrix} * I$$

Al igual que en los casos ya estudiados, es una matriz simétrica y el uso de Z_p para tener en cuenta la impedancia equivalente de C_t y R_{N2} en paralelo, las expresiones de los componentes de la matriz de impedancias son (3.19)-(3.44).

$$Z_{11} = R + R_{y1} + j\omega L_{y1} + \frac{1}{j\omega C_{y1}} \quad (3.19)$$

$$Z_{12} = -(R_{y1} + j\omega L_{y1} + \frac{1}{j\omega C_{y1}}) + j\omega M_y + j\omega M_{y1p1} \quad (3.20)$$

$$Z_{13} = -j\omega M_y + j\omega M_{y1dm} \quad (3.21)$$

$$Z_{14} = 0 \quad (3.22)$$

$$Z_{15} = 0 \quad (3.23)$$

$$Z_{16} = -j\omega M_{y1dm} \quad (3.24)$$

$$Z_{22} = (R_{y1} + j\omega L_{y1} + \frac{1}{j\omega C_{y1}}) - 2j\omega M_y + j\omega L_{p1} \dots \quad (3.25)$$

$$+(R_{y2} + j\omega L_{y2} + \frac{1}{j\omega C_{y2}}) - 2j\omega M_{y1p1} + 2j\omega M_{y2p1} \quad (3.26)$$

$$Z_{23} = -(R_{y2} + j\omega L_{y2} + \frac{1}{j\omega C_{y2}}) \dots \quad (3.27)$$

$$+j\omega M_y + j\omega M_{y2dm} - j\omega M_{y1dm} - j\omega M_{y2p1} \quad (3.28)$$

$$Z_{24} = 0 \quad (3.29)$$

$$Z_{25} = 0 \quad (3.30)$$

$$Z_{26} = j\omega M_{y1dm} - j\omega M_{y2dm} \quad (3.31)$$

$$Z_{33} = (R_{y2} + j\omega L_{y2} + \frac{1}{j\omega C_{y2}}) - 2j\omega M_{y2dm} + j\omega L_{dm} \dots \quad (3.32)$$

$$+2j\omega M_{x1dm} + (R_{x1} + j\omega L_{x1} + \frac{1}{j\omega C_{x1}}) \quad (3.33)$$

$$Z_{34} = -j\omega M_{x1dm} + j\omega M_{x2dm} - (R_{x1} + j\omega L_{x1} \dots \quad (3.34)$$

$$+ \frac{1}{j\omega C_{x1}}) + j\omega M_x - j\omega M_{x1p2} \quad (3.35)$$

$$Z_{35} = -j\omega M_{x2dm} - j\omega M_x \quad (3.36)$$

$$Z_{36} = j\omega M_{y2dm} - j\omega M_{x1dm} - j\omega L_{dm} \quad (3.37)$$

$$Z_{44} = (R_{x1} + j\omega L_{x1} + \frac{1}{j\omega C_{x1}}) - 2j\omega M_x + j\omega L_{p2} \dots \quad (3.38)$$

$$+ (R_{x2} + j\omega L_{x2} + \frac{1}{j\omega C_{x2}}) - 2j\omega M_{x1p2} + 2j\omega M_{x2p2} \quad (3.39)$$

$$Z_{45} = j\omega M_x - (R_{x2} + j\omega L_{x2} + \frac{1}{j\omega C_{x2}}) - j\omega M_{x2p2} \quad (3.40)$$

$$Z_{46} = j\omega M_{x1dm} - j\omega M_{x2dm} \quad (3.41)$$

$$Z_{55} = R + (R_{x2} + j\omega L_{x2} + \frac{1}{j\omega C_{x2}}) \quad (3.42)$$

$$Z_{56} = j\omega M_{x2dm} \quad (3.43)$$

$$Z_{66} = Z_p + j\omega L_{dm} \quad (3.44)$$

Considerando los valores de parámetros ya calculados para el modo común, en este caso tenemos hasta ocho variables. Esto permite subrayar la utilidad de un algoritmo de búsqueda de parámetros como el algoritmo genético. Las variables de búsqueda serán:

- Las capacitancias ($C_{x1}=C_{x2}$).
- Las inductancias parásitas ($L_{x1}=L_{x2}$).
- Las resistencias parásitas ($R_{x1}=R_{x2}$).
- Acoplo entre los condensadores CX: k_x .
- Acoplos entre condensadores y choke: k_{y1dm} , k_{y2dm} , k_{x1dm} y k_{x2dm} .

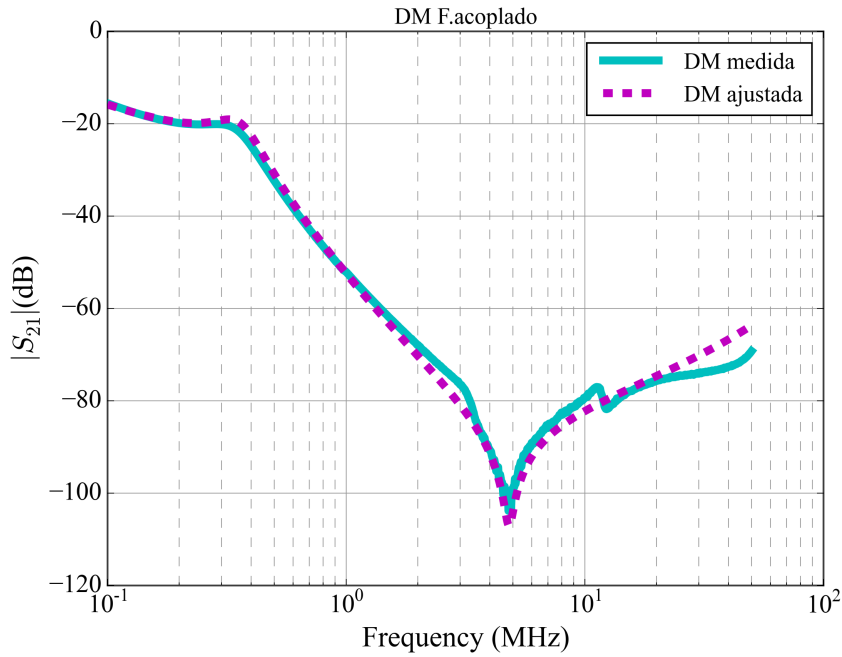


Figura 3.13 Ajuste con algoritmo genético de la respuesta en frecuencia en modo diferencial del filtro EMI con condensadores acoplados.

La figura 3.13 compara la atenuación medida para este filtro en modo diferencial con el ajuste realizado por el algoritmo de búsqueda. Puede observarse que el ajuste conseguido es bastante bueno. Los valores obtenidos para las variables se muestran en la tabla 3.2. En los casos en que los acoplos son del orden de 10^{-4} se desprecian y se consideran cero.

Tabla 3.2 Valores ajustados del modo diferencial (DM) del filtro con condensadores dobles acoplados.

$C_{x1} = C_{x2}$	200 nF
$L_{x1} = L_{x2}$	12 nH
$R_{x1} = R_{x2}$	100 m Ω
k_{y1dm}	-0.072
k_{y2dm}	-0.095
k_{x1dm}	-0.038
k_{x2dm}	-0.035
$k_x (> 0)$	0

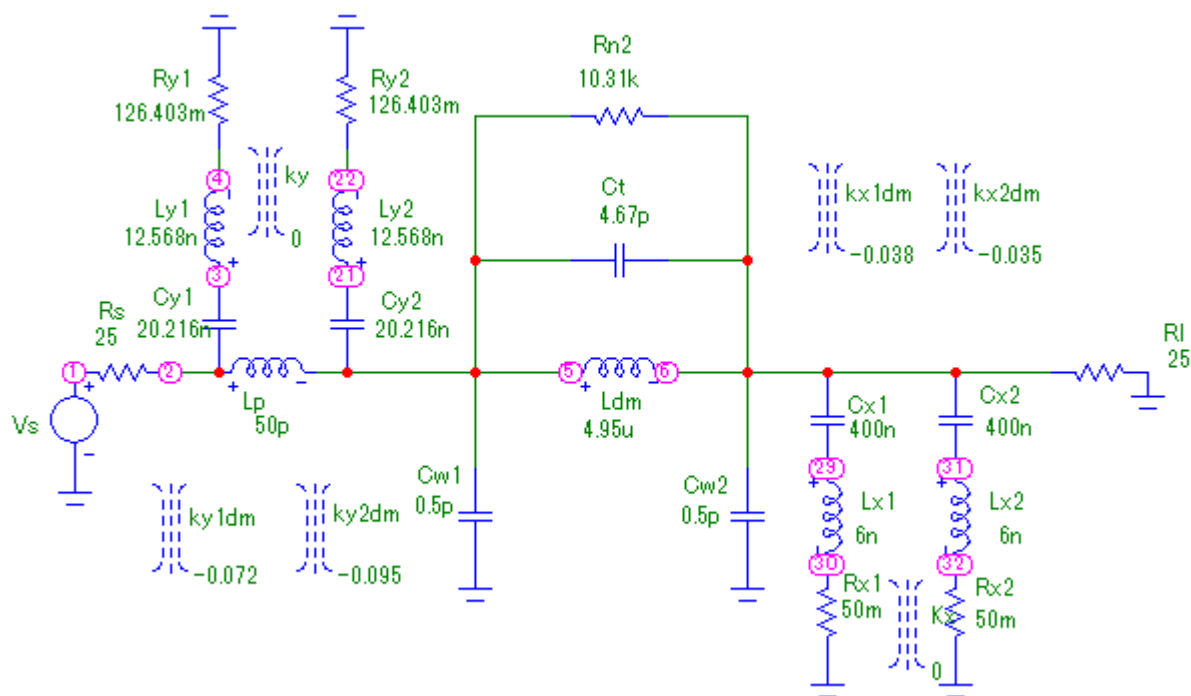


Figura 3.14 Circuito del filtro con condensadores dobles acoplados en modo diferencial (DM) con valores caracterizados.

A continuación se realizará la caracterización del filtro contra acoplado.

3.2 Filtro EMI con condensadores contra acoplados

El análisis del modelo de condensadores contra acoplados es relativamente sencillo una vez analizado el de condensadores acoplados. Las principales particularidades que es necesario tener en cuenta son la influencia de las inductancias parásitas entre condensadores (L_p), así como el acoplo de éstas con los sus respectivos condensadores. También que el valor del acoplo entre condensadores ha de ser negativo.

3.2.1 Modo común

El modelo equivalente es similar al de condensadores acoplados, salvo el acoplo negativo entre condensadores. En el modelo de mallas, la principal novedad es el añadido de los acoplos con L_p .

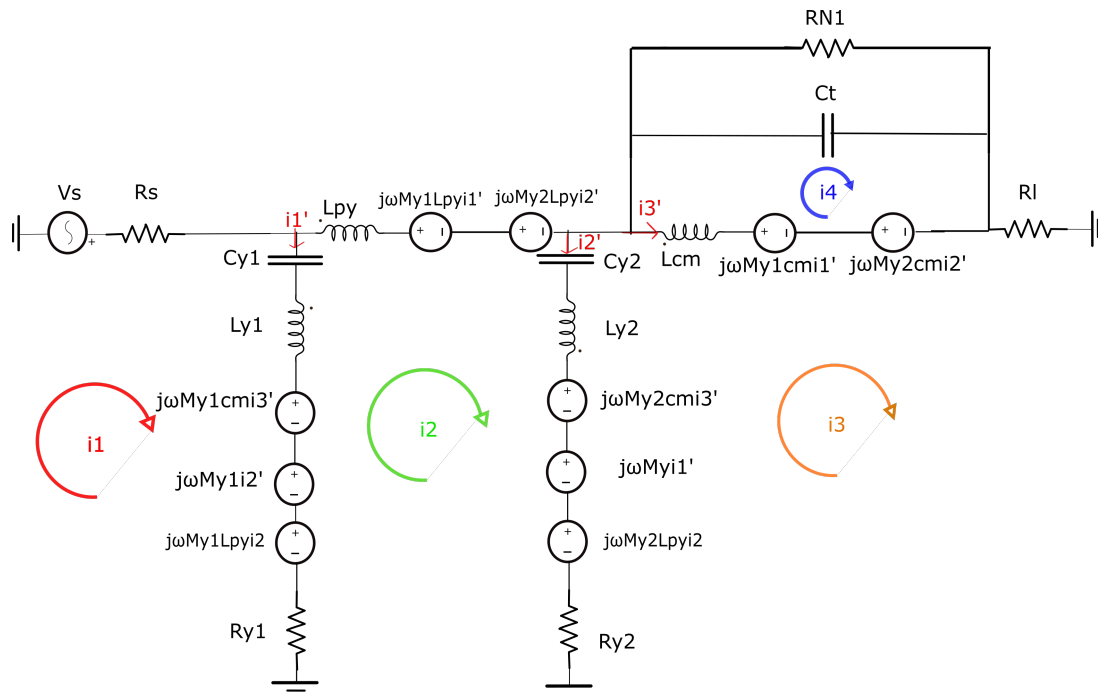


Figura 3.15 Análisis de mallas del modo común (CM) del Filtro EMI con condensadores dobles contra acoplados.

La matriz de impedancias no sufre grandes cambios respecto al caso acoplado salvo la adición de mencionados acoplos de la inductancia parásita entre condensadores.

Conservando el valor de las capacitancias de los condensadores del filtro con condensadores acoplados, al ser el mismo componente, sí serán variables las inductancias parásitas ($L_{y1}=L_{y2}$), la cual puede variar al circular las corrientes dentro del condensador de forma diferente que en el caso acoplado, como puede verse en [6], las resistencias parásitas ($R_{y1}=R_{y2}$), la inductancia parásita entre condensadores (L_{py}), ahora del orden de magnitud de las inductancias L_y , y los acoplos entre condensadores y L_{py} : k_{y1p} y k_{y2p} .

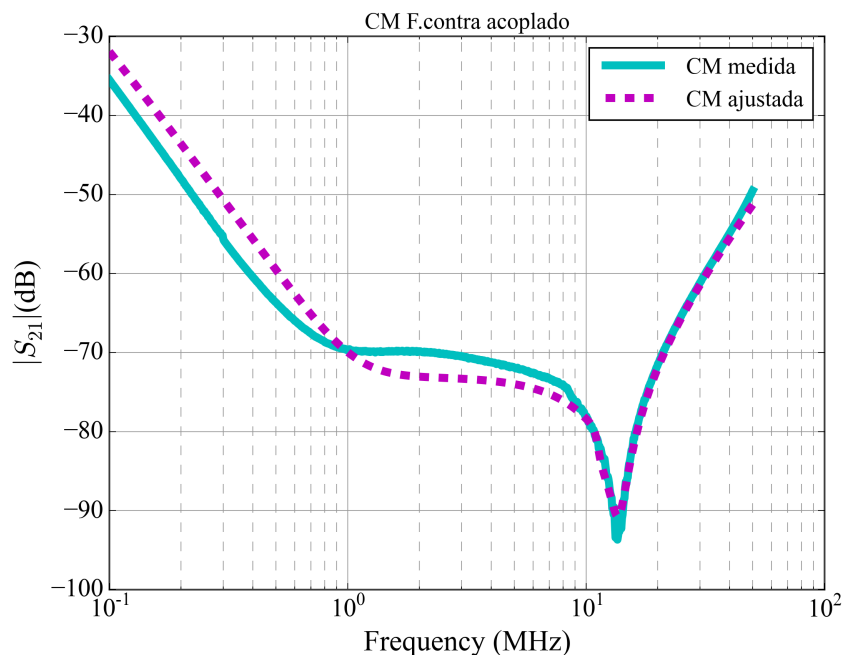


Figura 3.16 Ajuste con algoritmo genético de la respuesta en frecuencia en modo común del filtro EMI con condensadores contra acoplados.

Los acoplos de los condensadores con el choke de nuevo se asumen nulos debido al comportamiento de las líneas de campo magnético en este modo. Ejecutando el algoritmo genético, se obtiene un buen ajuste, tal como se observa en la figura 3.16.

Los valores obtenidos se muestran en la tabla 3.3. Cabe destacar la baja magnitud del acoplo negativo entre condensadores C_Y frente a los valores conseguidos cuando el acoplo era positivo en el caso de condensadores acoplados. Así mismo, se observa como el valor de L_{py} es en efecto del orden de la inductancia parásita del condensador:

Tabla 3.3 Valores ajustados del modo común (CM) del filtro con condensadores dobles contra acoplados.

$L_{y1} = L_{y2}$	8.142 nH
$R_{y1} = R_{y2}$	80 m Ω
L_{py}	1.903 nH
$k_y (< 0)$	-0.1
k_{y1py}	0
k_{y2py}	0.048

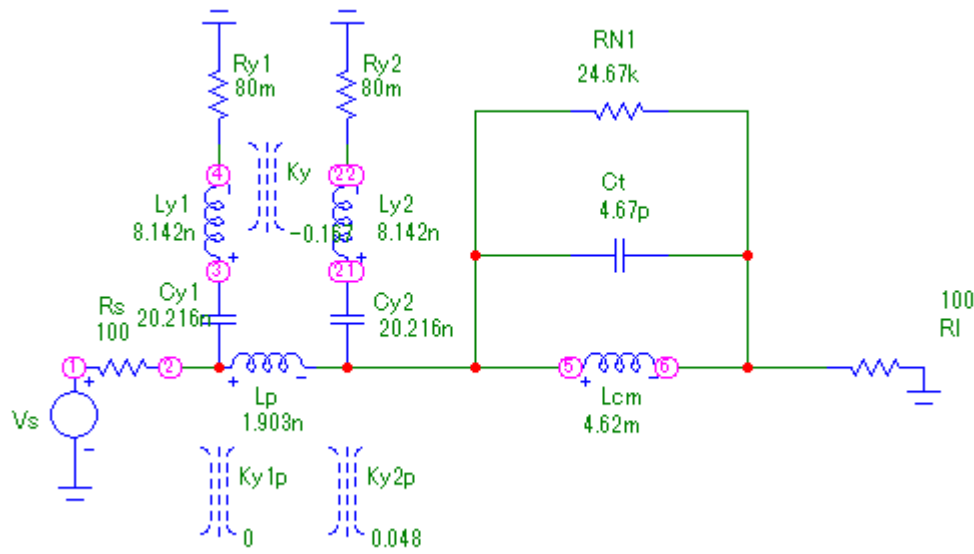


Figura 3.17 Circuito del filtro con condensadores dobles contra acoplados en modo común (CM) con valores caracterizados.

3.2.2 Modo diferencial

Al igual que en caso anterior, el modelo equivalente no varía, solo debiendo incluir los acoplos de la inductancia L_{px} con los condensadores en el mallado. Se puede comprobar que para el modelo de filtro con condensadores dobles, el caso del modo diferencial con acoplos varios (entre condensadores, entre condensadores y choke y entre condensadores e inductancia parásita de tiras entre condensadores) es el más completo.

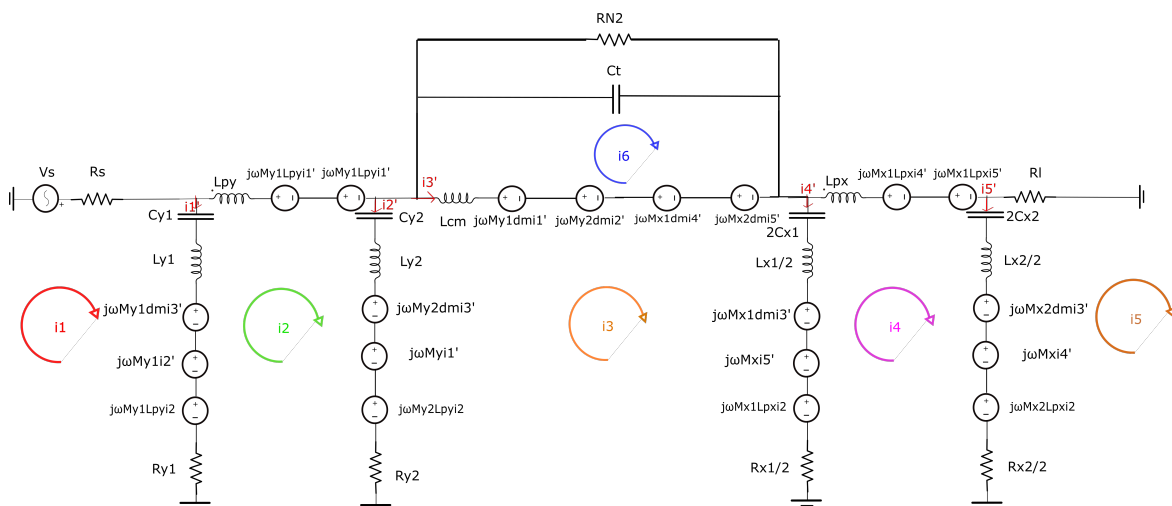


Figura 3.18 Análisis de mallas del modo diferencial (DM) del Filtro EMI con condensadores dobles contra acoplados.

A las ocho variables del caso del filtro acoplado, hay que añadir los dos acoplos con las inductancias parásitas L_{px} , y la propia L_{px} teniendo un total de diez variables.

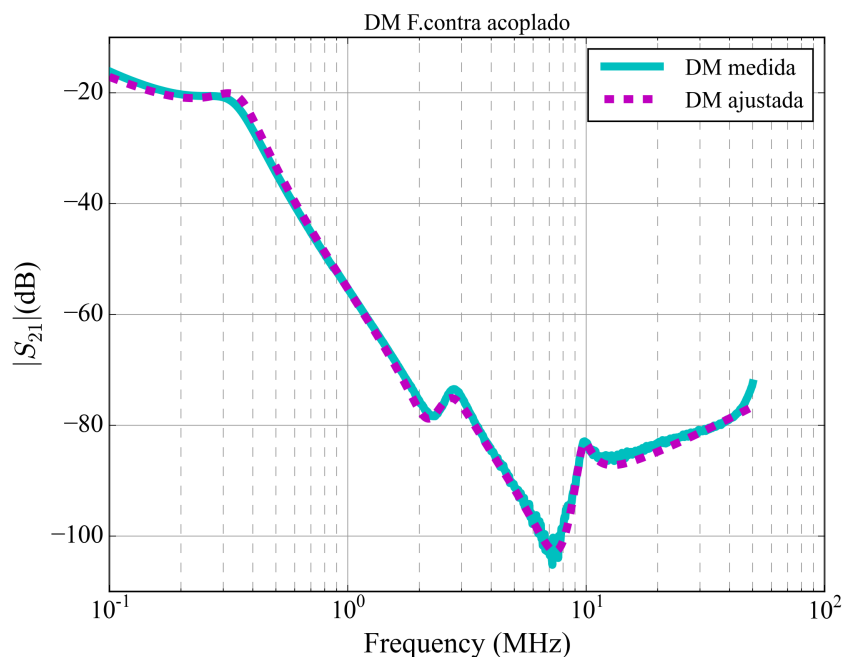


Figura 3.19 Ajuste con algoritmo genético de la respuesta en frecuencia en modo diferencial del filtro EMI con condensadores contra acoplados.

La figura 3.19 muestra que el ajuste obtenido en este caso es casi perfecto. Los parámetros del modelo de modo diferencial de este filtro se presentan en la tabla 3.4.

Tabla 3.4 Valores ajustados del modo diferencial (DM) del filtro con condensadores dobles contra acoplados.

$L_{x1} = L_{x2}$	13.780 nH
$R_{x1} = R_{x2}$	70.622 m Ω
L_{px}	1.460 nH
k_{y1dm}	0.030
k_{y2dm}	-0.110
k_{x1dm}	-0.183
k_{x2dm}	0.182
$k_x (< 0)$	-0.194
k_{x1px}	0.049
k_{x2px}	-0.294

Cabe destacar que el acoplo negativo entre condensadores C_Y y C_X , k_y y k_x , son mayores en magnitud en este modo de excitación, del orden de 0.1, y observar que por norma general los acoplos con la inductancia parásita son de pequeño valor.

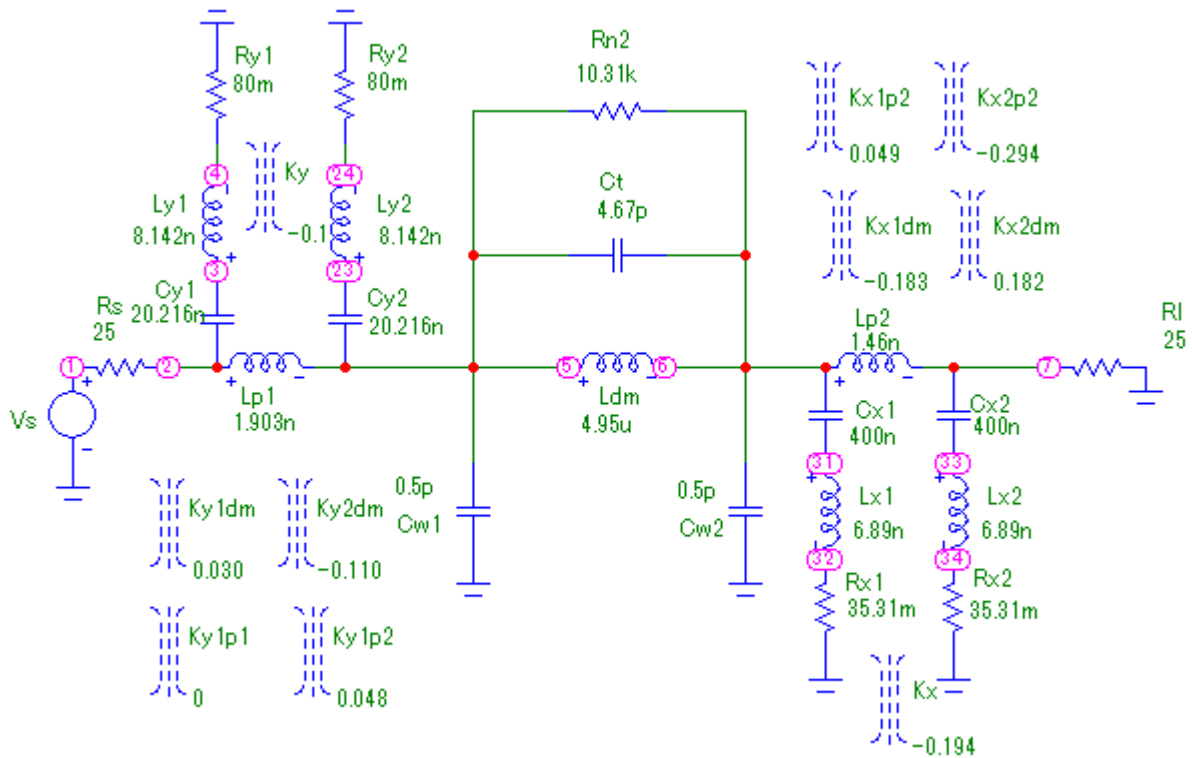


Figura 3.20 Circuito del filtro con condensadores dobles contra acoplados en modo diferencial (DM) con valores caracterizados.

Caracterizados ambos filtros de condensadores dobles, merece la pena sacar algunas conclusiones a partir de las atenuaciones medidas y de sus correspondientes modelos de circuitos cuyos parámetros se han determinado.

3.3 Conclusiones

En las tablas 3.5 y 3.6 puede verse las atenuaciones que proporciona cada filtro en su respuesta en frecuencia para valores característicos de altas frecuencias en ambos modos de excitación, así como una comparativa gráfica en las figuras 3.21 y 3.22.

De las gráficas y tablas puede extraerse como conclusión clara que el filtro que más atenuación proporciona a altas frecuencias es el filtro EMI con condensadores contra acoplados. Sin comprometer el espacio y solo con la adición de tres condensadores y con la técnica del contra acoplo se obtiene una mejora de media 10 decibelios, tanto en el modo común como en el diferencial, con respecto al filtro simple, y de 5 decibelios en comparación con el filtro con condensadores acoplados. Esta mejora de prestaciones es causada entre otras razones debido a su configuración como filtro-pi, al tener en cuenta el valor de la inductancia entre condensadores, o al signo negativo del acoplo, el cual conlleva una menor impedancia en la zona inductiva, a diferencia del acoplo positivo en el caso acoplado. Otra razón puede ser que el efecto del acoplo

del choke con los condensadores contra acoplados no es tan contraproducente como para los condensadores acoplados.

Tabla 3.5 Magnitud de atenuación $|S_{21}|$ (dB) para determinados valores de altas frecuencias para los tres filtros estudiados en modo común.

f (MHz)	1	10	20	30	40	50
F.simple $ S_{21} $ (dB)	72	70	54	46	40	36
F.acoplado $ S_{21} $ (dB)	71	80	60	51	45	40
F.contra acoplado $ S_{21} $ (dB)	70	79	70	60	54	49

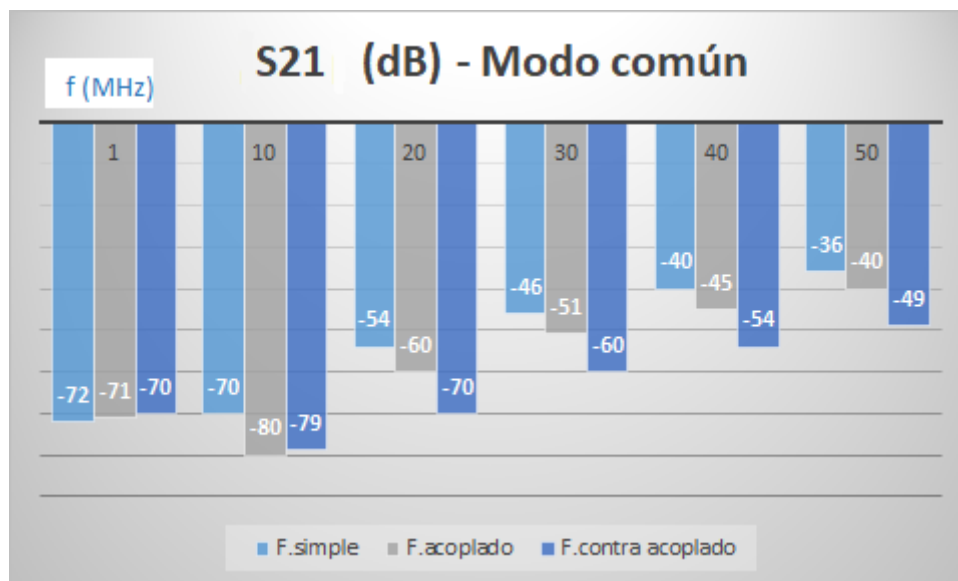


Figura 3.21 Gráfica de barras de magnitud de atenuación S_{21} (dB) para determinados valores de altas frecuencias para los tres filtros estudiados en modo común.

Tabla 3.6 Magnitud de atenuación $|S_{21}|$ (dB) para determinados valores de altas frecuencias para los tres filtros estudiados en modo diferencial.

f (MHz)	1	10	20	30	40	50
F.simple $ S_{21} $ (dB)	55	73	69	69	70	66
F.acoplado $ S_{21} $ (dB)	55	80	74	74	73	70
F.contra acoplado $ S_{21} $ (dB)	58	84	84	80	79	71

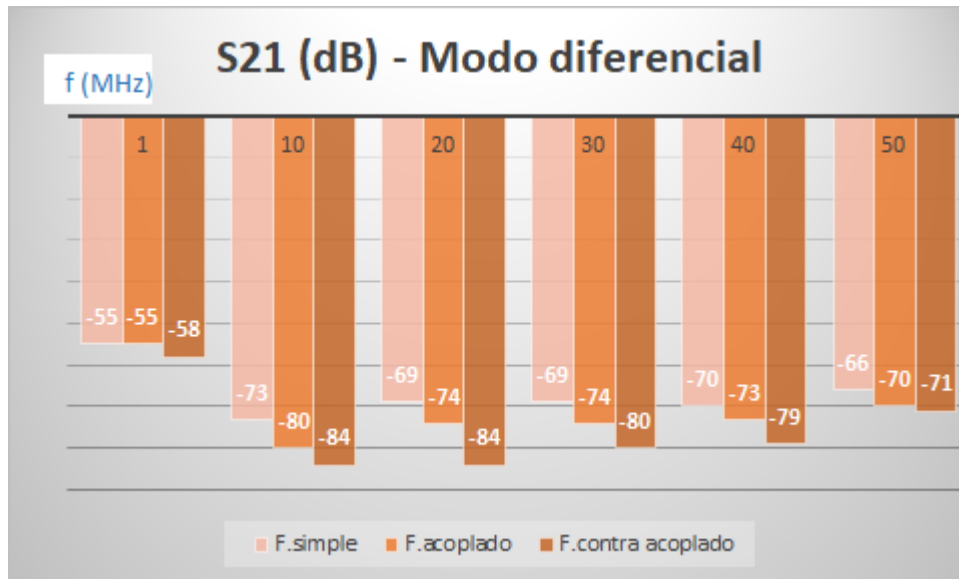


Figura 3.22 Gráfica de barras de magnitud de atenuación S_{21} (dB) para determinados valores de altas frecuencias para los tres filtros estudiados en modo diferencial.

Con respecto a los valores de los parásitos puede establecerse la siguiente tabla comparativa, así como una serie de gráficos de barras que permitirán visualizar las diferencias y variaciones de los parámetros obtenidos para los tres casos:

Tabla 3.7 Tabla comparativa de los diferentes parámetros obtenidos mediante algoritmo genético (GA) para los tres filtros estudiados.

-	F.simple	F.acoplado	F.contra acoplado
C_y	44 nF	20.216 nF	20.216 nF
L_y	13.689 nH	12.568 nH	8.142 nH
R_y	46.361 m Ω	126.403 m Ω	80 m Ω
C_x	440 nF	200 nF	200 nF
L_x	11.280 nH	26 nH	13.780 nH
R_x	40 m Ω	100 m Ω	70.622 m Ω
k_{ydm}	-0.4703	-0.072/-0.095	0.030/-0.110
$k_{x dm}$	-0.1240	-0.038/-0.035	-0.183/0.182
k_{yx}	0.0504	-	-
k_y	-	0	-0.1
k_x	-	0	-0.194
L_{py}	-	-	1.903 nH
L_{px}	-	-	1.460 nH
k_{ypy}	-	-	0/0.048
k_{xpx}	-	-	0.049/-0.294

Se puede observar en la figura 3.23 cómo a medida que el filtro aumenta la

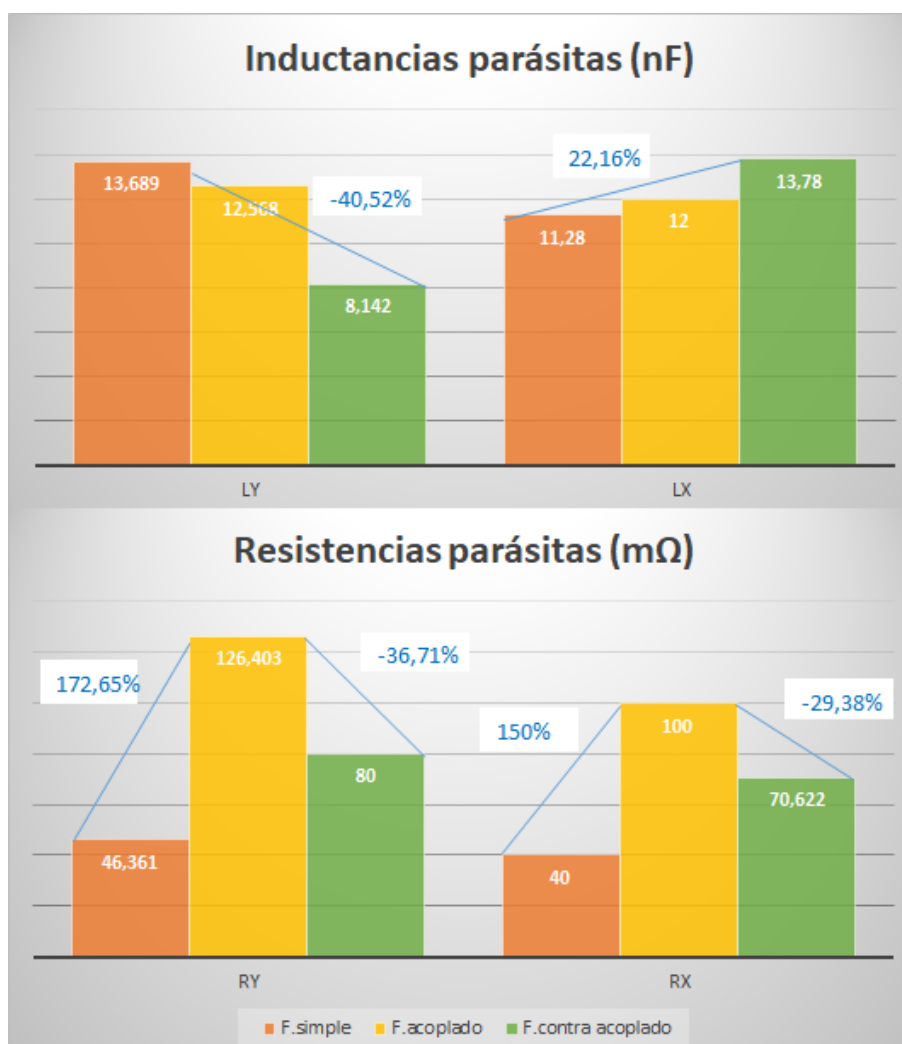


Figura 3.23 Gráfica de barras de los valores de las inductancias y resistencias parásitas para los tres filtros estudiados, junto con porcentajes de variación.

atenuación, más disminuye el valor de la inductancia parásita de los condensadores L_y , un 40.52% del valor del modelo contra acoplado respecto al del filtro simple, mientras que en el caso de L_x sí que es mayor en el caso contra acoplado, si bien solo un 22.16% más que el valor del filtro simple. Esto permite visualizar como la forma de circular las corrientes en altas frecuencias dentro del condensador afecta al valor de la inductancia parásita, más allá de la propia geometría, como se especificó anteriormente. La resistencia parásita presenta un valor mayor en el caso acoplado, lo cual puede observarse en el acusado pico de resonancia de éste caso.

No tiene sentido comparar visualmente los valores de las capacitancias C_X y C_Y ya que su valor está en torno a la capacidad nominal de los condensadores.

En cuanto los acoplos con el choke, también se produce una disminución drástica respecto al valor del filtro simple en los filtros con condensadores dobles, especialmente en el k_y (valor de en torno al 70-90%), tal y como refleja la figura 3.24. Esto se debe probablemente al hecho de que en el filtro con condensadores dobles los condensadores C_Y se han dispuesto de manera que el área de su lazo inductivo es perpendicular

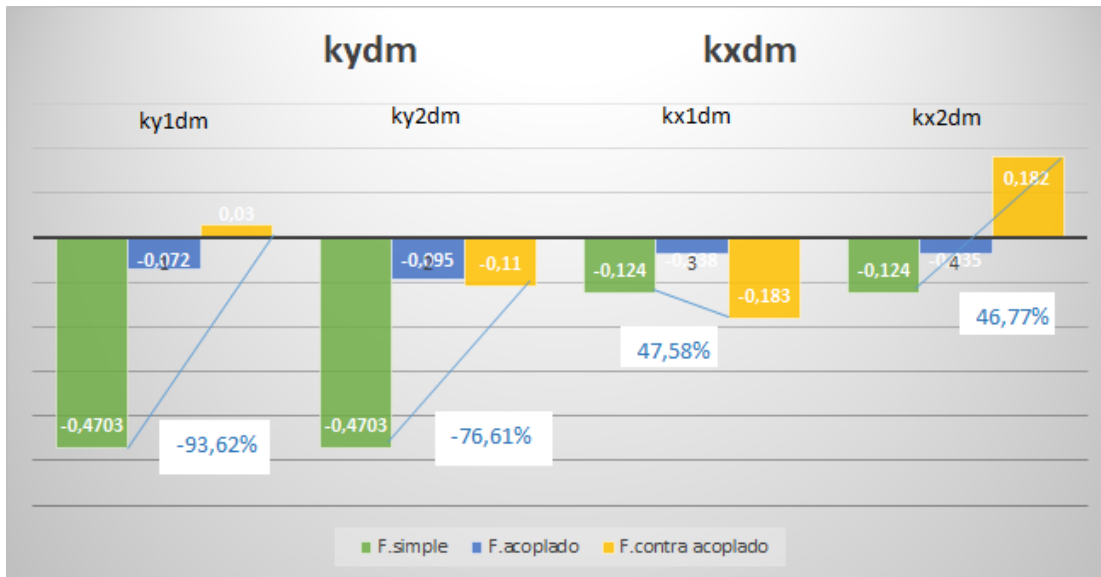


Figura 3.24 Gráfica de barras de los valores de los acoplos entre condensadores C_Y/C_X y choke, junto con porcentajes de variación.

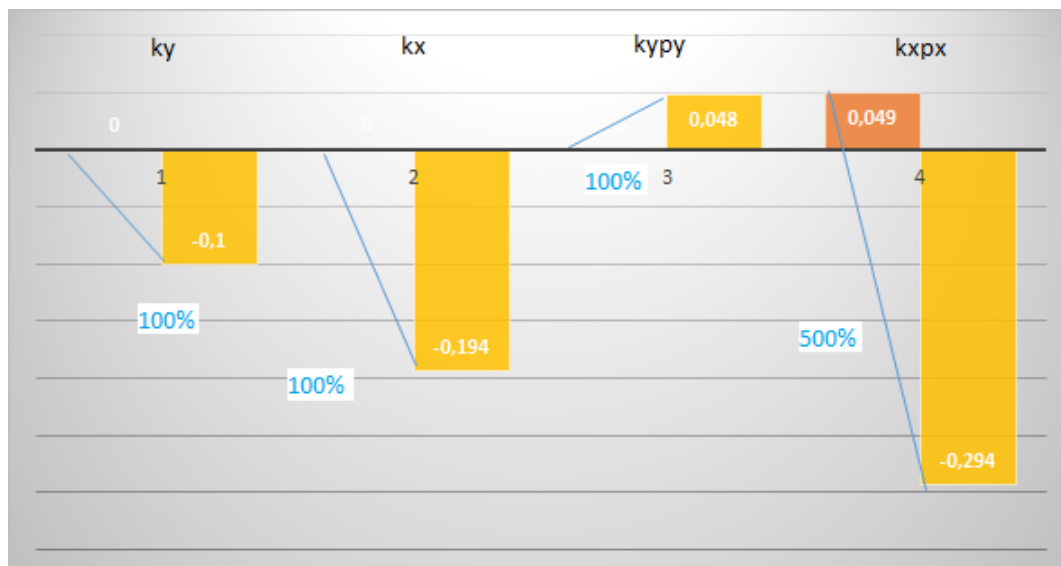


Figura 3.25 Gráfica de barras de los valores de los acoplos entre condensadores C_X/C_Y , y entre estos y las inductancias parásitas de pista entre condensadores, junto con porcentajes de variación.

al choke, lo que disminuye el flujo de campo magnético con respecto al caso del filtro simple, en el que los condensadores C_Y se colocaron paralelos al choke. Es muy interesante observar que en el caso del modelo contra acoplado, los acoplos de cada condensador C_Y o C_X con el choke tienen el signo contrario que su análogo, lo cual tiene sentido físico y explica también el mejor comportamiento de este filtro. Los acoplos entre condensadores C_Y y C_X son totalmente despreciables como ya se observó en el filtro simple.

Finalmente, es interesante visualizar en la figura 3.25 los valores de los acoplos entre ambos condensadores C_Y y entre condensadores C_X . En el caso del modelo

acoplado, se obtuvo que el acoplo entre condensadores era despreciable para ambos casos. Sin embargo, en el contra acoplado, estos adquieren un valor de $k_y = -0.1$ y $k_x = -0.194$, por lo que no pueden despreciarse. En cuanto a los acoplos de los condensadores con la inductancia parásita de pista (únicamente en el modelo contra acoplado), en el caso de los condensadores C_Y es un valor realmente pequeño en C_{y2} y despreciable en C_{y1} ; mientras que en C_X , son valores de signo contrario pero el de uno de ellos adquiere un valor de acoplo especialmente elevado con respecto al resto de acoplos, $k_{x2px} = -0.294$, siendo una tendencia que se repetía en todas las iteraciones con el algoritmo genético.

Estos valores sólo son válidos para el montaje de los filtros estudiados, por lo que no deben tomarse como una tendencia exacta a cumplirse para todos los filtros que se fabriquen. El signo de cada acoplo depende de como atraviesen las líneas de campo magnético a cada componente, y el valor depende de varios componentes como la precisión del montaje físico, la temperatura y condiciones ambiente de medida, la excitación en frecuencia. Sin embargo, si que puede tenerse como referencia el orden de las magnitudes y la proporción de valores entre uno y otro.

En pro de profundizar un poco más en posibles mejoras para el diseño de filtros EMI, y con la premisa de las bondades del uso de apantallamientos en EMC para la mejora de las prestaciones y respuestas de circuitos, en el siguiente capítulo se realiza un estudio cualitativo del empleo de apantallamientos de cobre en los condensadores para los tres modelos de filtro estudiados.

4 Estudio cualitativo de apantallamientos en condensadores

El principal objetivo de este análisis final en el marco del presente trabajo es la observación de posibles mejoras en la respuesta frecuencia usando apantallamientos de cobre en los diferentes condensadores presentes en los tres modelos de filtro EMI estudiados.

El apantallamiento usado consiste en tiras de cobre con las que se rodea al condensador, tal como se muestra en la figura 4.1. Se realizarán diferentes combinaciones, observando las diferencias entre las atenuaciones medidas en los diferentes casos, de nuevo para ambos modos, común y diferencial.



Figura 4.1 Condensador rodeado mediante una pantalla de cobre.

Tal como se describe en [7], la colocación de la pantalla de cobre tendrá un efecto de reducción de la inductancia parásita de los condensadores. En particular, la nueva

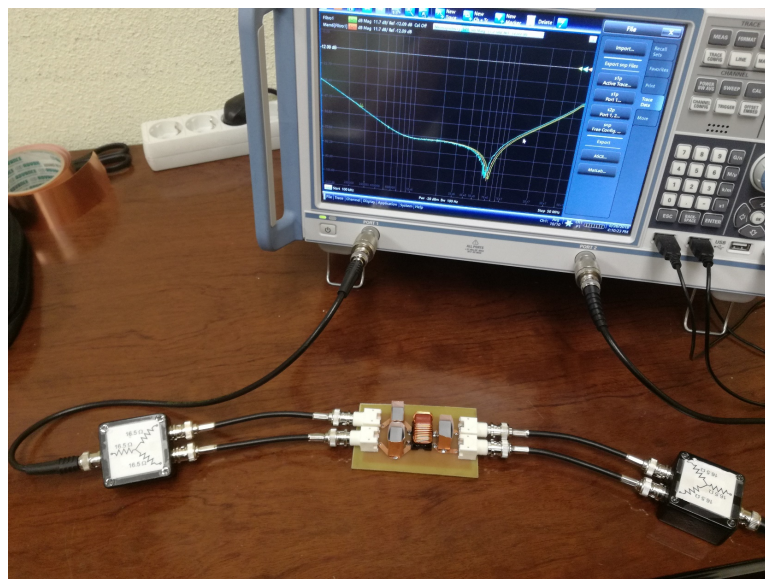


Figura 4.2 Medida de las respuestas en frecuencia frente a apantallamientos en el VNA del filtro simple.

inductancia parásita del condensador se podrá escribir como:

$$Z = j\omega\left(L - \frac{j\omega M^2}{j\omega L_b + R_b}\right) = j\omega L(1 - k^2) \quad (4.1)$$

Donde R_b , resistencia de la pantalla, tiende a cero al estar la pantalla cerrada, L_b es la inductancia de la banda de cobre y k viene dada por 2.1. Esta reducción de impedancia a altas frecuencias debe dar lugar a un aumento de la atenuación a esas frecuencias altas. También es previsible que este apantallamiento actúe limitando el acoplo de los diferentes componentes del filtro sobre los condensadores apantallados, por lo que es de esperar que esta solución aporte ventajas adicionales especialmente para el modo diferencial. En los siguientes apartados investigaremos el efecto de la colocación de estas bandas de apantallamiento sobre los condensadores de los diferentes prototipos de filtros que se han diseñado y caracterizado en los capítulos anteriores.

4.1 Filtro simple

En la figura 4.2 puede observarse el filtro simple fabricado con tres pantallas de cobre alrededor de los condensadores C_Y y C_X mientras se analiza los efectos que estas introducen a las respuestas en frecuencia que hasta ahora se había obtenido conectándolo al VNA.

4.1.1 Modo común

La figura 4.3 muestra que en el modo común no se observan especiales mejoras con el uso de los apantallamientos. En primer lugar, se apantalla el C_X , obteniendo la curva

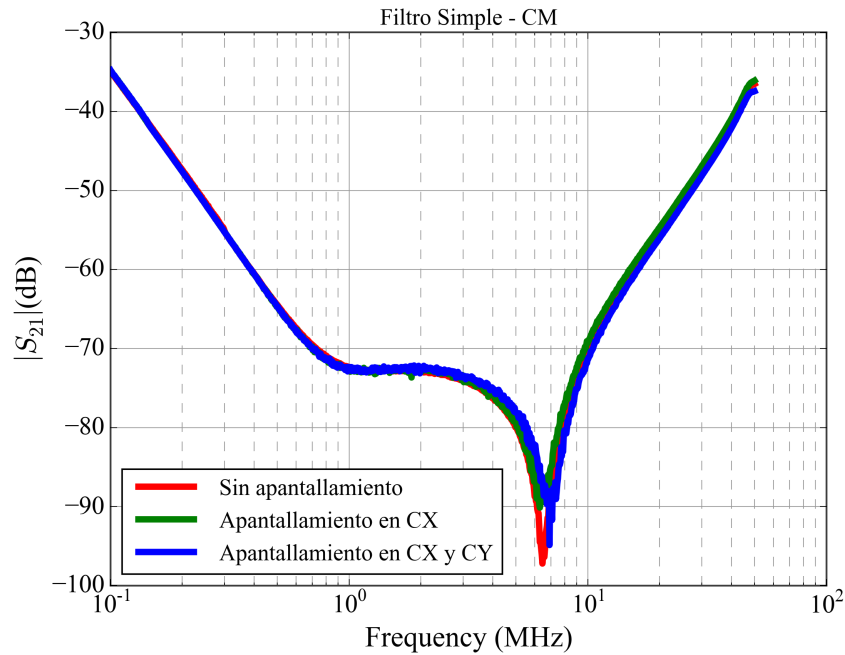


Figura 4.3 Respuestas en frecuencia del filtro simple en modo común (CM) con diferentes apantallamientos en los condensadores.

verde, y sin quitar la pantalla, se añaden sendas pantallas a ambos condensadores C_Y . Si bien analíticamente, el uso de pantalla hace descender la curva, la diferencia es de menos de 1 dB.

4.1.2 Modo diferencial

En contraste con lo que se observa para el modo común, los resultados que se representan en la figura 4.4 ponen de manifiesto que en el modo diferencial las pantallas introducen una mejora en la atenuación del filtro. Esta mejora puede llegar a valores de 10 dB en amplios rangos de frecuencias para el caso en que todos los condensadores se encuentren apantallados.

Tal como hemos visto en los capítulos anteriores, los filtros con condensadores dobles ofrecen en general mejores prestaciones para la atenuación que el filtro simple, y observando que los apantallamientos mejoran este filtro, es lógico pensar que también mejorarán estos.

4.2 Filtro con condensadores dobles acoplados

4.2.1 Modo común

En este tipo de filtro disponemos de seis condensadores, con lo que se realizarán medidas de dos tipos: en primer lugar, se apantallarán los condensadores C_X , primero cada uno por separado, y luego unidos por una misma pantalla que encierra ambos. Los

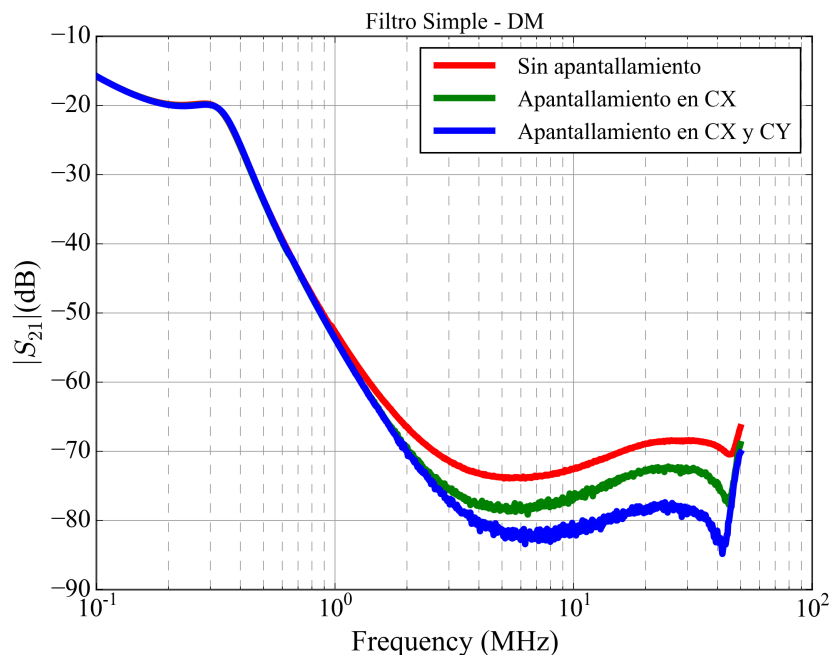


Figura 4.4 Respuestas en frecuencia del filtro simple en modo diferencial (DM) con apantallamientos en los condensadores.

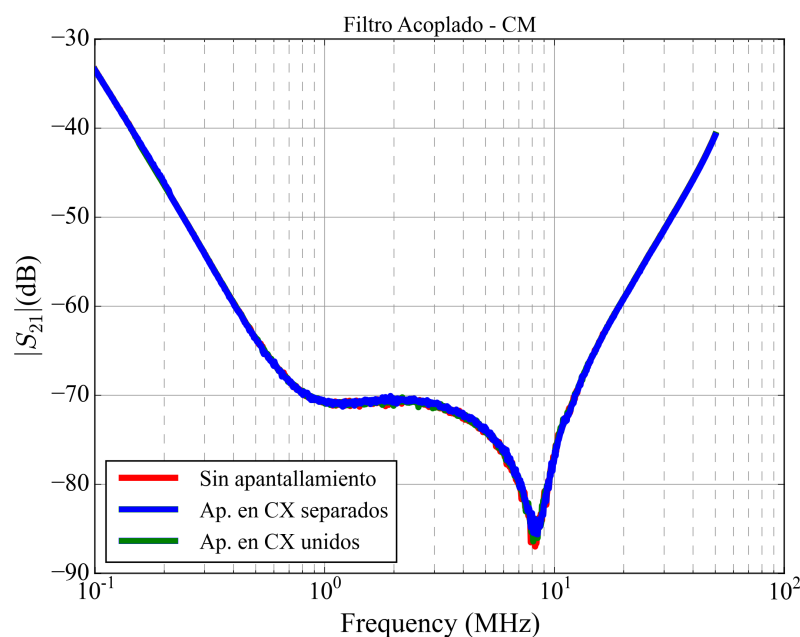


Figura 4.5 Respuestas en frecuencia del filtro con condensadores dobles acoplados en modo común (CM) con diferentes apantallamientos en los condensadores C_X .

resultados se muestran en la figura 4.5. Al igual que en el filtro simple, aparentemente el apantallamiento de C_X en el modo común, no ofrece mejora visible, del orden de las décimas de decibelio para altas frecuencias. Esto es compatible con el hecho de que en principio los condensadores C_X tienen un impacto nulo en la atenuación de un filtro frente al modo común.

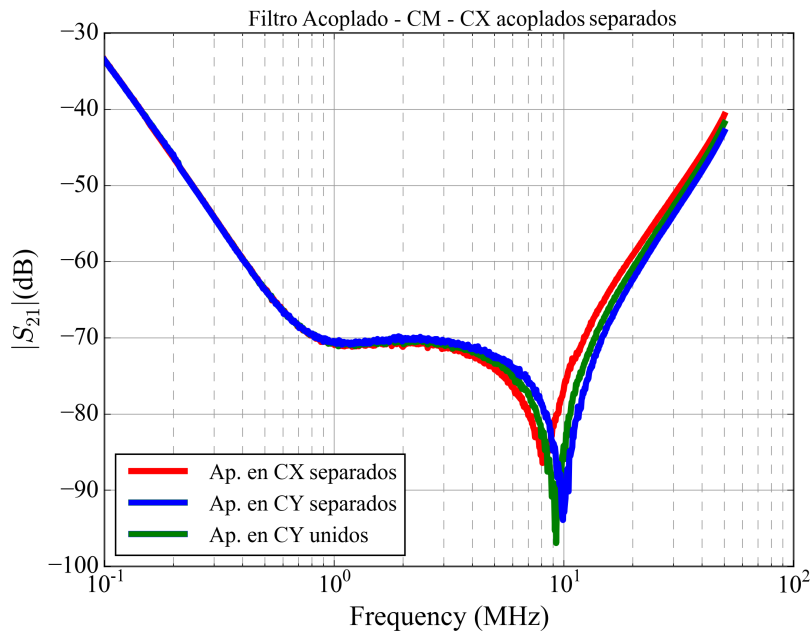


Figura 4.6 Respuestas en frecuencia en modo común (CM) del filtro con condensadores dobles acoplados, pantalla en los condensadores C_X por separado, con diferentes apantallamientos en los condensadores C_Y .

Manteniendo C_X apantallados por separado, se realiza la misma prueba con los C_Y . Los resultados se representan en la figura 4.6. En esta ocasión, si se observa una mejora aparente, del orden de 3 dB en torno a $f = 15$ MHz, para el caso con todos los condensadores apantallados por separado.

4.2.2 Modo diferencial

En este caso, tal como puede observarse en la figura 4.7, únicamente con apantallar los C_X por separado se observa una atenuación de en torno a 3 dB con respecto al caso sin apantallar.

Siendo ya una mejora sustancial, si además se procede a apantallar los C_Y por separado se obtiene una diferencia de unos 5 dB para altas frecuencias con respecto al caso de C_X separados, como puede observarse en la figura 4.8 lo cual sumado a los 3 dB de diferencia que ya daba al apantallamiento por separado de los C_X en la figura 4.7 da una suma de 8 dB respecto al modo diferencial del filtro sin apantallar.

4.3 Filtro con condensadores dobles contra acoplados

4.3.1 Modo común

En el caso del modo común en los condensadores dobles contra acoplados, no se observaría mejoría con el apantallamiento, tal como muestran las figuras 4.9 para pantallas sobre los C_X y 4.10 para apantallamiento de todos los condensadores.

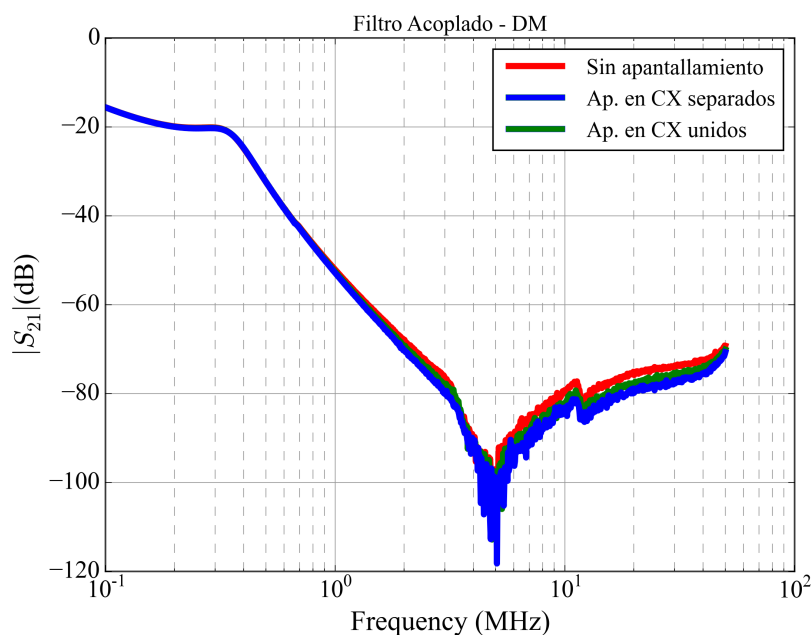


Figura 4.7 Respuestas en frecuencia del filtro con condensadores dobles acoplados en modo diferencial (DM) con diferentes apantallamientos en los condensadores C_X .

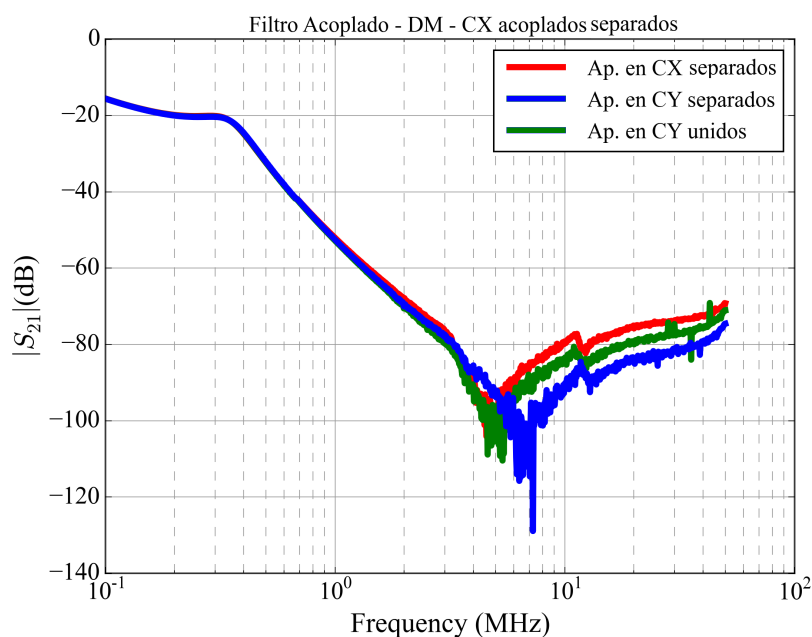


Figura 4.8 Respuestas en frecuencia en modo diferencial (DM) del filtro con condensadores dobles acoplados, pantalla en los condensadores C_X por separado, con diferentes apantallamientos en los condensadores C_Y .

4.3.2 Modo diferencial

Los resultados para el modo diferencial de la figura 4.11 y la figura 4.12 demuestran la ineficacia de los apantallamientos para el filtro contra acoplado también en este

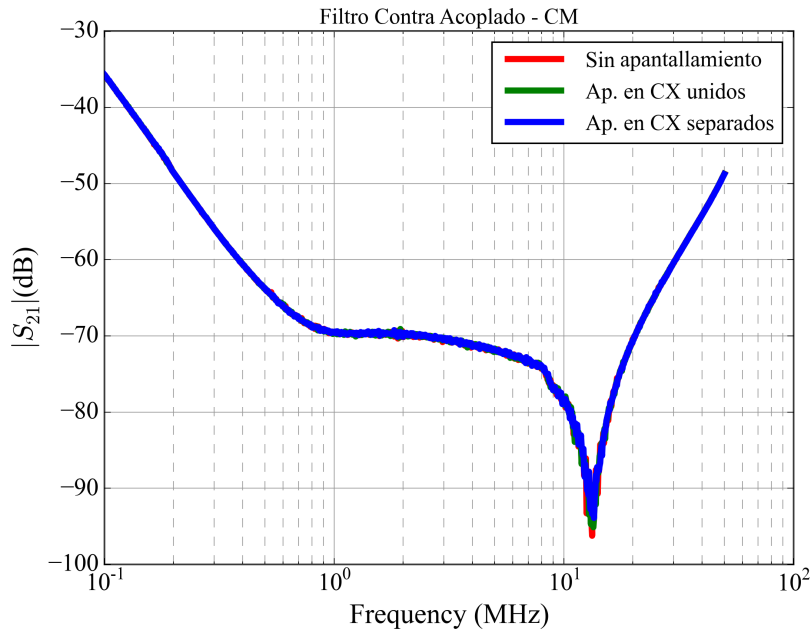


Figura 4.9 Respuestas en frecuencia del filtro con condensadores dobles contra acoplados en modo común (CM) con diferentes apantallamientos en los condensadores C_X .

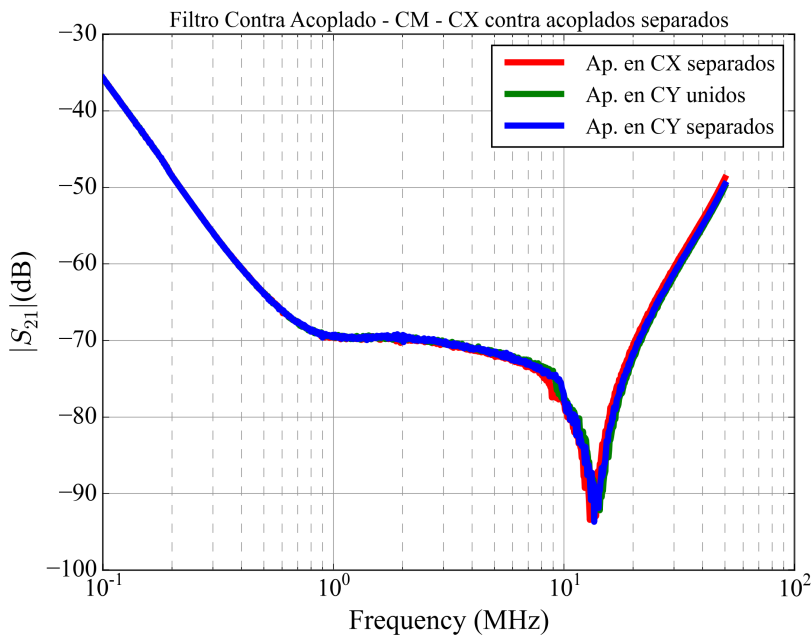


Figura 4.10 Respuestas en frecuencia en modo común (CM) del filtro con condensadores dobles contra acoplados, pantalla en los condensadores C_X por separado, con diferentes apantallamientos en los condensadores C_Y .

caso.

Puede concluirse que no es eficaz apantallar el filtro EMI con condensadores contraacoplados para mejorar su atenuación.

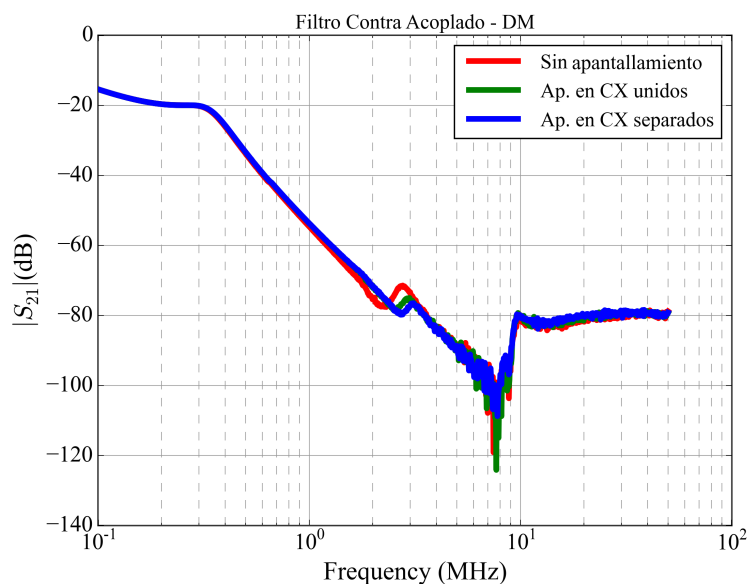


Figura 4.11 Respuestas en frecuencia del filtro con condensadores dobles contra acoplados en modo diferencial (DM) con diferentes apantallamientos en los condensadores C_X .

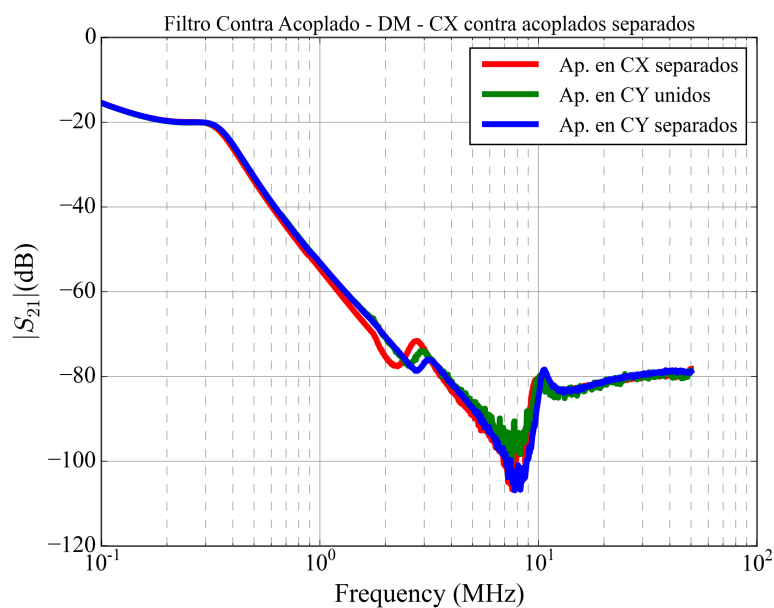


Figura 4.12 Respuestas en frecuencia en modo diferencial (DM) del filtro con condensadores dobles contra acoplados, pantalla en los condensadores C_X por separado, con diferentes apantallamientos en los condensadores C_Y .

4.4 Conclusiones

Observando las gráficas obtenidas, finalmente queda establecer una comparativa entre las dos mejores respuestas obtenidas: el filtro con condensadores dobles acoplados y apantallados por separado o el filtro con condensadores dobles contra acoplados sin apantallar.

En el caso del modo común, se observa en la figura 4.13 que la atenuación es una media de 8 dB mayor a frecuencias altas para el filtro contra acoplado sin apantallar.

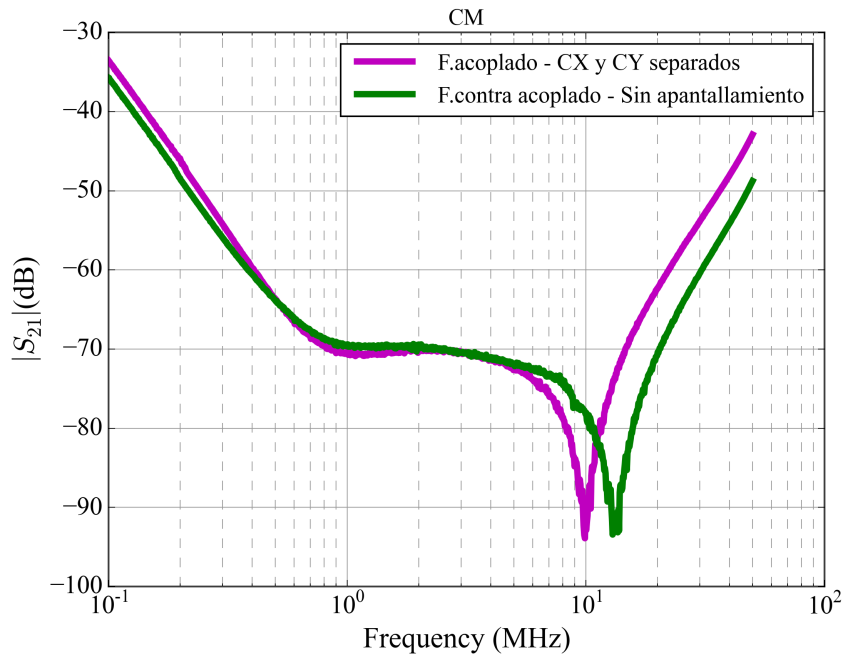


Figura 4.13 Comparación de las respuestas en frecuencia en modo común (CM) entre un filtro con condensadores dobles acoplados y apantallados por separado y el filtro con condensadores dobles contra acoplados sin apantallar.

Tabla 4.1 Magnitud de atenuación $|S_{21}|$ (dB) para determinados valores de altas frecuencias para un filtro con condensadores dobles acoplados y pantallas en los condensadores por separado frente a las de un condensador doble contraacoplado en modo común.

f (MHz)	1	10	20	30	40	50
F.acoplado + pantallas $ S_{21} $ (dB)	70	95	63	54	48	42
F.contra acoplado $ S_{21} $ (dB)	69	80	70	60	55	49

Por otra parte la figura 4.14 revela que en el modo diferencial, la diferencia es menos clara, variando los rangos en los que cada uno atenúa mejor.

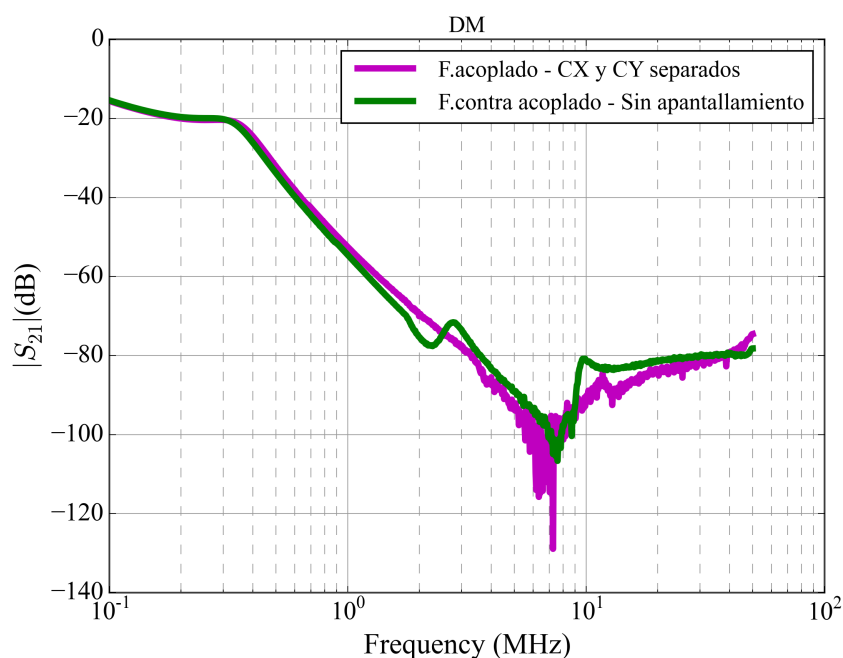


Figura 4.14 Comparación de las respuestas en frecuencia en modo diferencial (DM) entre un filtro con condensadores dobles acoplados y apantallados por separado y el filtro con condensadores dobles contra acoplados sin apantallar.

Tabla 4.2 Magnitud de atenuación $|S_{21}|$ (dB) para determinados valores de altas frecuencias para un filtro con condensadores dobles acoplados y pantallas en los condensadores por separado frente a las de un condensador doble contra acoplado en modo diferencial.

f (MHz)	1	10	20	30	40	50
F.acoplado + pantallas $ S_{21} $ (dB)	55	82	80	80	80	77
F.contra acoplado $ S_{21} $ (dB)	56	90	82	81	80	79

Analizando las diferencias en magnitud de decibelios, podría obtenerse la conclusión de que la solución del compromiso más beneficiosa es el uso del filtro contra acoplado sin apantallar, ya que reduce la complejidad del diseño sin necesidad de añadir pantallas, y consigue una considerable atenuación para altas frecuencias. No obstante, en el caso de empleo de filtros EMI simples donde la prioridad sea la reducción de componentes, el caso apantallado es el que proporcionará mejores prestaciones.

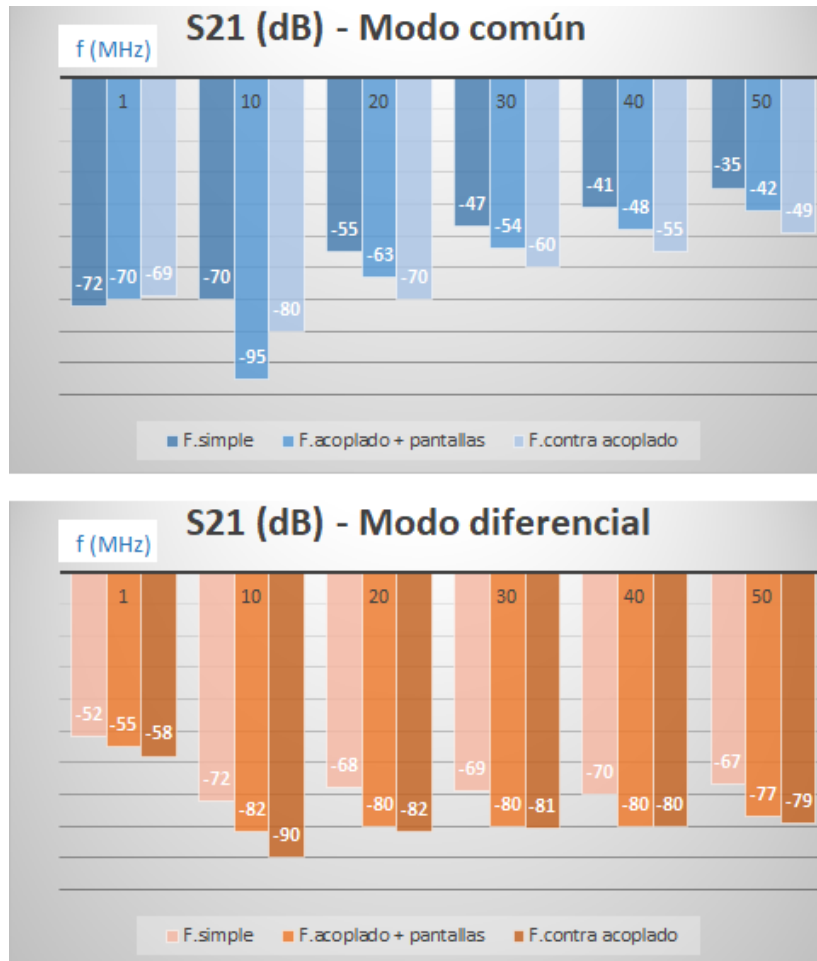


Figura 4.15 Gráfica de barras de los valores de magnitud de atenuación en frecuencia S_{21} (dB) para los filtros simple, acoplado con pantallas por separado y contra acoplado sin apantallar para los tres filtros..

Finalmente, en la figura 4.15 se representan mediante gráficas de barras los valores de atenuación en ambos modos de excitación para el caso simple, el acoplado apantallado y contra acoplado, a frecuencias múltiplos de 10 MHz. Estas gráficas muestran que entre estas tres opciones a altas frecuencias siempre llevará a mejores resultados el uso del filtro contra acoplado sin pantallas, siendo su atenuación del orden de 10-15 dB superior a la que proporciona el filtro simple.

5 Conclusiones

Tal y como se ha demostrado a lo largo de los diferentes estudios y análisis realizados en este trabajo, es plausible la optimización de un diseño de filtro EMI mediante el uso de técnicas sencillas y efectivas sin que ello conlleve un aumento de significativo del tamaño o del coste del filtro.

Para ello ha sido clave el partir de la premisa de un buen modelo de filtros EMI para altas frecuencias. Tradicionalmente en la literatura EMC el modelo de circuitos de un filtro EMI se construye como un filtro paso baja, donde se utilizan los valores nominales o medidos de los componentes (condensadores, bobinas y chokes) de que consta el filtro. Según hemos visto, este modelo, si bien sirve de buena base y representa bien el comportamiento para bajas y medias frecuencias, no da cuenta en absoluto de la respuesta del filtro para frecuencias altas, que cada vez poseen mayor interés debido a la tendencia hacia el incremento de las frecuencias de conmutación en convertidores de potencia modernos.

A partir de este modelo sencillo, se ha añadido los parásitos dependientes de la frecuencia para cada componente, así como los diferentes acoplos entre éstos, tanto en el modo común como en el modo diferencial; y mediante la utilización de componentes comerciales sencillos y baratos: una PCB, un choke (CMC) previamente caracterizado y condensadores, se ha fabricado un filtro simple, que ha sido caracterizado siguiendo el modelo de alta frecuencia y medido utilizando el VNA (Vector Network Analyzer) y los baluns discriminadores de modo común y modo diferencial disponibles en laboratorio.

Una vez validado el modelo y caracterizado el filtro, se ha procedido a buscar formas de optimizar el diseño. El uso de dos o más etapas de condensadores en paralelo disminuye la inductancia parásita y mejora la atenuación de la respuesta en frecuencia, sin embargo la adición de más componentes va en contra de la idea inicial de evitar aumentar la complejidad. Por tanto, se ha utilizado solo dos condensadores en paralelo, y se ha analizado el impacto de dos posibles configuraciones: acoplados y contra acoplados. Se ha podido comprobar que mediante el contra acoplo la inductancia mutua entre ambos condensadores disminuye, lo que mejora las prestaciones del filtro.

El modelo de condensadores dobles contra acoplados ofrece una atenuación del

orden de 10 dB más que el filtro simple. Para seguir el proceso de optimización, se ha realizado un estudio cualitativo del efecto del apantallamiento de condensadores sobre la respuesta de los filtros.

Una de las conclusiones más interesantes que hemos encontrado es que pese a que el apantallamiento del modelo acoplado, colocando la pantalla a cada condensador por separado, ofrece mejores prestaciones que sin apantallar, no ocurre esto con el caso contra acoplado, el cual ofrece mayor atenuación en cualquier caso que el caso acoplado. Otro dato muy interesante es que, comparando las respuestas del filtro simple inicial con el modelo contra acoplado, se observa una mejora en la atenuación a frecuencias altas del orden de 15-20 dB, lo cual es un valor muy considerable. Sin embargo, el filtro simple con condensadores apantallados proporciona una respuesta muy próxima a la del caso contra acoplado. Esto hace esta opción muy interesante cuando el uso de pantallas sea factible.

Por otro lado, cabe destacar que debido al aumento en complejidad, en el que se ha pasado de tres variables en el caso del filtro simple a diez en el caso del modo diferencial del filtro con condensadores dobles contra acoplados, para llevar a cabo el análisis y optimización del filtro ha sido necesario el uso de software de análisis y computación numérica, como una herramienta de optimización de parámetros basada en algoritmos genéticos en Python y el software Mathematica. Se trata de herramientas avanzadas dentro del ámbito de la ingeniería sin el cual mejoras de diseño como ésta serían altamente inviables.

Como futura línea a desarrollar, sería interesante hallar la forma de modelar con más precisión los picos de resonancia en las altas frecuencias que no se ajustan por el modelo inductivo. Se ha podido observar que a más complejo era el mallado para el análisis de las variables, con mayor precisión ajustaba la curva, por lo que podría realizarse un estudio cuantitativo de la aplicación de pantallas, contabilizar el acoplo entre cada pantalla y componente, si bien ya el modelo hallado refleja y ajusta bien el comportamiento y otorga buenos resultados, resultados que pueden tenerse de base para el perfeccionamiento y uso de filtros EMI en los convertidores de potencia aeronáuticos en desarrollo por el grupo de investigación de la Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Sevilla.

Bibliografía

- [1] Henry W. Ott. *Electromagnetic Compatibility Engineering*. en Wiley, 2009.
- [2] Clayton R. Paul. *Introduction to Electromagnetic Compatibility*. Wiley, 2006.
- [3] S. Wang, R. Chen, J. D. Van Wyk, F. C. Lee, and W. G. Odendaal, "Developing Parasitic Cancellation Technologies to Improve EMI Filter Performance for Switching Mode Power Supplies." *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 47, no. 4, pp. 921–929, 2005.
- [4] Carlos Domínguez-Palacios, Joaquín Bernal, and María Ángeles M. Prats. "Characterization of Common Mode Chokes at High Frequencies with Simple Measurements." *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 5, pp. 3975–3987, 2018.
- [5] Joaquín Bernal, Manuel J. Freire and Sebastian Ramiro. "Use of Mutual Coupling to Decrease Parasitic Inductance of Shunt Capacitor Filters." *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 57, no. 6, pp. 1408–1415, Dec. 2015.
- [6] Pablo González-Vizuete, Francesco Fico, Armando Fernández-Prieto, Manuel J. Freire and Joaquín Bernal. "Calculation of Parasitic Self and Mutual Inductances of Thin Film Capacitors for Power Line Filters." *IEEE Trans. Power Electron.*, Accepted 2018.
- [7] Joaquín Bernal and Manuel J. Freire. "On-site, Quick and Cost-Effective Techniques for Improving the Performance of EMI Filters by Using Conducting Bands." *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC)*, 2016, pp. 390–395.
- [8] Carlos Domínguez-Palacios, Pablo González-Vizuete and Joaquín Bernal. "Effect of Conducting Surfaces on the Performance of Common Mode Chokes." *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility and 2018 IEEE Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC/APEMC)*, 2018, pp. 363–368.

