

Trabajo Fin de Grado

Grado en Ingeniería Aeroespacial

Medida y reducción de emisiones conducidas de un convertidor DC/DC para aplicaciones aeronáuticas.

Autor: Almudena Toronjo Ruiz

Tutor: Joaquín Bernal Méndez

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

Sevilla, 2021



Trabajo Fin de Grado
Grado en Ingeniería Aeroespacial

**Medida y reducción de emisiones conducidas de
un convertidor DC/DC para aplicaciones
aeronáuticas.**

Autor:

Almudena Toronjo Ruiz

Tutor:

Joaquín Bernal Méndez

Profesor Titular

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

Sevilla, 2021

Trabajo Fin de Grado: Medida y reducción de emisiones conducidas de un convertidor DC/DC para aplicaciones aeronáuticas.

Autor: Almudena Toronjo Ruiz
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

En primer lugar, agradecer la labor a mi tutor, Joaquín Bernal, por su paciencia, dedicación y por ser un increíble maestro.

Asimismo, a Álvaro, por haberme acompañado durante todo el proceso, por haber impedido que incendie el laboratorio y conseguir que salga sana y salva de él, por hacerme mucho más amenas todas las horas que pasé allí y por haber aprendido tanto junto a él.

Almudena Toronjo Ruiz
Sevilla, 2021

Resumen

Este trabajo se ha centrado en la medida de las emisiones conducidas de un prototipo de convertidor DC/DC construido con finalidades de investigación para aplicaciones dentro del ámbito aeronáutico. Se ha realizado una revisión de las normas de compatibilidad electromagnética de más interés para este ámbito de aplicación y se ha preparado y verificado el montaje de medida de acuerdo con dichas normas. Se han tomado medidas en LISN mediante el método del voltaje y también se ha ilustrado la toma de medidas con sonda de corriente.

Las medidas de emisiones conducidas del convertidor se han comparado con los con los límites impuestos en las normativas RTCA DO-160G, MIL-STD-461G y la UNE-EN 55022. A partir de las medidas realizadas sobre el prototipo inicial, se han propuesto y verificado distintas opciones para reducir las emisiones conducidas del convertidor. Estas propuestas se han basado en un análisis previo del ruido conducido, en el que se han obtenido separadamente sus componentes en modo común y modo diferencial. Se han estudiado las reducciones de emisiones conducidas proporcionadas por varias configuraciones de filtros EMI, algunas de ellas incorporando técnicas avanzadas de mitigación de efectos parásitos. Además, se ha analizado el efecto de otras técnicas de reducción de ruido, como el uso de apantallamiento o de núcleos de ferrita.

Abstract

This work has focused on the measurement of the conducted emissions of a prototype of DC/DC converter built for research purposes and intended for applications within the aeronautical field. A review of the electromagnetic compatibility standards of most interest for this field of application has been carried out and the measurement setup has been prepared and verified in accordance with these standards. Measurements have been taken both in the ports of the LISNs and by using a broadband clamp-on current probe.

The measurements of emissions conducted by the converter have been compared with the limits imposed in the RTCA DO-160G, MIL-STD-461G and UNE-EN 55022 regulations to check compliance. Based on the measurements carried out on the initial prototype of the converter, improvements aimed to reducing the conducted emissions of the converter have been proposed and verified. These proposals have been based on a previous analysis of the measured conducted noise, which has been split into its common mode and differential mode components. Reductions in conducted emission achieved by various EMI filter configurations have been studied, some of them incorporating advanced parasitic mitigation techniques. In addition, the effect of other noise reduction techniques, such as the use of shielding or ferrite cores, has been analyzed and tested.

Índice Abreviado

<i>Resumen</i>	III
<i>Abstract</i>	V
<i>Índice Abreviado</i>	VII
1 Introducción	1
1.1 Fuentes conmutadas (SMPS)	2
1.2 Introducción a las emisiones conducidas	4
1.3 Tipos de acoplamientos electromagnéticos	9
1.4 Componentes de interés	11
1.5 Resumen	16
2 Normativa	17
2.1 RTCA DO-160G. Sección 21	17
2.2 MIL-STD-461G	23
2.3 UNE-EN 55022	27
2.4 Conclusiones	32
3 Caracterización del set-up de medida	33
3.1 Set-up de medida final	46
3.2 Conclusiones	48
4 Medida de emisiones conducidas del convertidor	49
4.1 Medida de emisiones conducidas del convertidor	49
4.2 Conclusiones	53
5 Propuestas de mejora de filtro	55
5.1 Filtro paralelo y antiparalelo	56
5.2 Uso de láminas de cobre	57
5.3 Fabricación y efecto de filtros con el plano de masa en la parte superior	58
5.4 Medida de la atenuación de los filtros mejorados	60
5.5 Resultados	64
5.6 Conclusiones	69
6 Otras posibles soluciones	71
6.1 Apantallamiento	72

6.2	Núcleo de ferrita	73
6.3	Conclusiones	75
7	Medidas con sonda de corriente	77
7.1	Conclusiones	80
8	Conclusiones y líneas futuras	81
	<i>Índice de Figuras</i>	83
	<i>Índice de Tablas</i>	87
	<i>Bibliografía</i>	89

Índice

<i>Resumen</i>	III
<i>Abstract</i>	V
<i>Índice Abreviado</i>	VII
1 Introducción	1
1.1 Fuentes conmutadas (SMPS)	2
1.1.1 El convertidor como fuente de ruido	4
1.2 Introducción a las emisiones conducidas	4
1.2.1 Modo común y modo diferencial	5
1.2.2 Medida de emisiones conducidas	6
1.2.3 Estabilizadores de impedancia de línea (LISN)	7
1.3 Tipos de acoplamientos electromagnéticos	9
1.3.1 Acoplamiento inductivo	9
1.3.2 Acoplamiento capacitivo	10
1.3.3 Acoplamiento por radiación electromagnética	10
1.4 Componentes de interés	11
1.4.1 Ferritas	11
Choke de modo común	12
1.4.2 Filtros de línea	14
1.5 Resumen	16
2 Normativa	17
2.1 RTCA DO-160G. Sección 21	17
2.1.1 Requerimientos generales	18
2.1.2 Implementación de los límites en el analizador de espectro	20
2.1.3 RTCA DO-160G. Sección 20.3	21
2.2 MIL-STD-461G	23
2.2.1 Apartado CE102	25
2.3 UNE-EN 55022	27
2.3.1 Límites de las perturbaciones conducidas en los bornes de alimentación y en los puertos de telecomunicación	28
2.3.2 Condiciones generales de medida	29
Ruido ambiente	29
Disposición general	29

2.3.3	Método de medida de las perturbaciones conducidas en los bornes de alimentación y en los puertos de telecomunicación	31
	Detectores de medida	31
	Red de alimentación (RA)	31
	Plano de tierra de referencia	31
2.3.4	Medida de las perturbaciones en los puertos de telecomunicación	31
	Métodos de ensayo de la conformidad	32
	Red de estabilización de impedancia (LISN)	32
2.4	Conclusiones	32
3	Caracterización del set-up de medida	33
3.1	Set-up de medida final	46
3.1.1	Diferencias del set-up de medida con respecto a la normativa	47
3.2	Conclusiones	48
4	Medida de emisiones conducidas del convertidor	49
4.1	Medida de emisiones conducidas del convertidor	49
4.1.1	Modo común y modo diferencial	52
4.2	Conclusiones	53
5	Propuestas de mejora de filtro	55
5.1	Filtro paralelo y antiparalelo	56
5.2	Uso de láminas de cobre	57
5.3	Fabricación y efecto de filtros con el plano de masa en la parte superior	58
5.4	Medida de la atenuación de los filtros mejorados	60
5.4.1	Filtro paralelo y antiparalelo GPDW. Uso de bandas de cobre	60
5.4.2	Filtros paralelo y antiparalelo GPUP. Uso de bandas de cobre	62
5.4.3	Comparación entre filtro GPDW y GPUP	63
5.5	Resultados	64
5.5.1	Filtro paralelo GPDW	64
5.5.2	Filtro antiparalelo GPDW	65
5.5.3	Filtro paralelo GPUP	66
5.5.4	Filtro antiparalelo GPUP	68
5.6	Conclusiones	69
6	Otras posibles soluciones	71
6.1	Apantallamiento	72
6.2	Núcleo de ferrita	73
6.2.1	Anillo de ferrita	73
6.2.2	Núcleos de ferrita en configuración clamp-on	74
6.3	Conclusiones	75
7	Medidas con sonda de corriente	77
7.1	Conclusiones	80
8	Conclusiones y líneas futuras	81
	<i>Índice de Figuras</i>	83
	<i>Índice de Tablas</i>	87

Bibliografía

89

1 Introducción

El análisis y control de las emisiones electromagnéticas es fundamental para el correcto funcionamiento de todos los equipos electrónicos.

En la actualidad, se están estudiando alternativas para los sistemas de propulsión tradicionales debido, principalmente, al gran impacto que tiene la aviación sobre el medioambiente [15].

El crecimiento del transporte aéreo es claramente visible a lo largo de los últimos años. Este crecimiento lleva consigo el aumento de la contaminación acústica, además del incremento de combustible quemado y, por tanto, de la emisión de gases de efecto invernadero a la atmósfera, entre otras cosas. Por ello, es tan necesario estudiar alternativas. En consecuencia, nuevas tecnologías y formas de operación para reducir dicho impacto ambiental se están introduciendo en la industria aeronáutica. Cabe destacar que, además del problema de las emisiones y la contaminación, el combustible es un recurso limitado y su precio va en aumento [1].

Entre todas las opciones posibles, existe una clara tendencia hacia la electrificación. Apostar por sistemas eléctricos presenta grandes ventajas como una mayor eficiencia en las cadenas de conversión, además de que éstos pueden ser considerados dispositivos con cero emisiones y permiten funcionalidades muy avanzadas. Aparecen así nuevos conceptos centrados en la electrificación de los sistemas como MEA (More Electric Aircraft) o aquellos centrados en la electrificación de los sistemas de propulsión MEE (More Electric Engine) [3].

La electrificación trae consigo muchas ventajas, algunas de ellas ya comentadas, pero también nuevos desafíos, puesto que se hace necesario desarrollar una nueva generación de convertidores de potencia para los nuevos sistemas de distribución de energía a bordo de las aeronaves de nuevo desarrollo. Estos nuevos convertidores de potencia deben cumplir los estrictos requerimientos de densidad de potencia propios del sector aeronáutico y, al mismo tiempo, sus emisiones electromagnéticas deben ser muy reducidas para poder cumplir con unas exigentes normativas de compatibilidad electromagnética (EMC, por sus siglas en inglés). En esta línea se enmarca el presente trabajo, que se centra en la medida y reducción de emisiones conducidas de un prototipo de convertidor DC/DC [11], del tipo de los que se requieren para llevar a cabo conversiones de potencia dentro del sistema de distribución de potencia de las aeronaves más eléctricas.

El convertidor es una fuente conmutada y posee una alta eficiencia energética lo cual lo hace ideal para el diseño optimizado que se requiere dentro del concepto de MEA. Sin embargo, y debido

precisamente a su modo de funcionamiento basado en la rápida conmutación de transistores, se trata también de un equipo inherentemente ruidoso desde el punto de vista electromagnético. Dado que, como se ha comentado, la normativa de EMC del ámbito aeronáutico es muy restrictiva, el diseño de convertidores de potencia de uso aeronáutico conlleva un importante desafío en la actualidad.

Así pues, el objetivo principal de este proyecto es medir las emisiones conducidas de un prototipo de convertidor DC/DC, y diseñar técnicas de filtrado con el fin de que éste cumpla los límites impuestos por las normativas EMC más relevantes del sector aeronáutico.

En la Figura 1.1 se muestra el prototipo de convertidor DC/DC empleado junto con una fuente regulada, utilizada para alimentar la placa de control de éste y uno de los filtros EMI usados para filtrar sus emisiones conducidas.

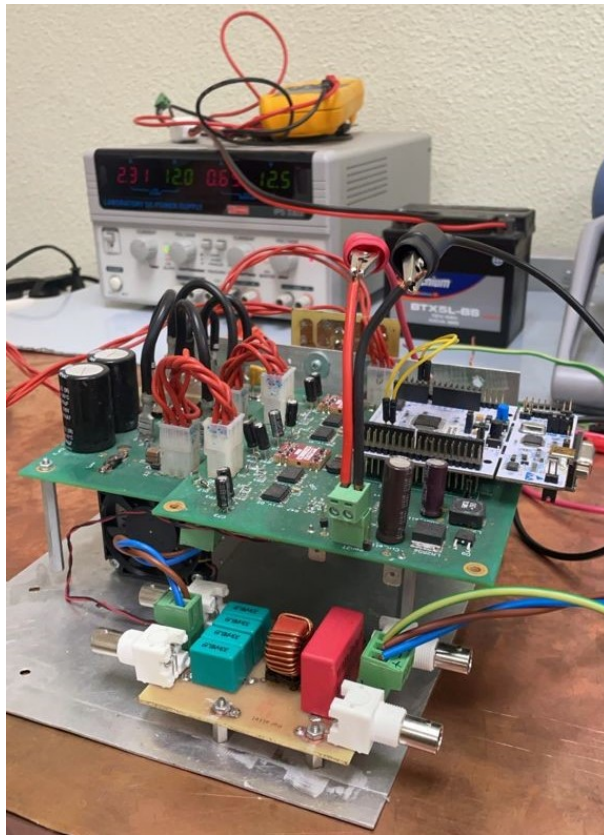


Figura 1.1 Prototipo de convertidor DC/DC de interés aeronáutico.

A continuación, se explicarán los aspectos más importantes relacionados con las fuentes conmutadas, las emisiones conducidas, las distintas normativas aplicables, la correcta toma de medidas y los elementos de filtrado que pueden ser de interés para la reducción de emisiones.

1.1 Fuentes conmutadas (SMPS)

Las fuentes de alimentación conmutadas, conocidas en inglés como Switch-Mode Power Supplies (SMPS) son dispositivos electrónicos que transforman energía eléctrica mediante transistores en conmutación. Mientras que un regulador lineal de tensión utiliza transistores polarizados en su región activa de amplificación, las fuentes conmutadas utilizan los mismos conmutándolos a altas

frecuencias (generalmente en el rango de 20 a 100 KHz) entre corte (abiertos) y saturación (cerrados), es decir, funcionan como un interruptor.

Las fuentes de alimentación conmutadas son utilizadas frecuentemente para proporcionar diversos niveles de potencia de salida DC necesarios para las aplicaciones que se requieren hoy en día en el mundo de la electrónica, y son indispensables para conseguir sistemas de conversión de potencia DC/DC altamente eficientes y confiables [4].

El diseño de una fuente conmutada es bastante complejo cuando se compara con el de una fuente de alimentación lineal. Sin embargo, dicha complejidad en el diseño proporciona una fuente de corriente continua estable y regulada que es capaz de entregar más energía de manera eficiente para una especificación física dada (tamaño, peso y coste).

Las SMPS tienen eficiencias muy altas (del 60 al 90%) si se comparan con las fuentes lineales (del 20 al 40%), lo cual explica su popularidad. Esto es debido a que el dispositivo de conmutación de potencia es un transistor bipolar o un transistor de efecto de campo semiconductor de óxido metálico (MOSFET), también se utilizan otros transistores como los IGBT (transistor bipolar de puerta aislada). Dado que el transistor está conmutando una onda cuadrada (con un tiempo de subida típicamente de 25 a 100 ns), pasa poco tiempo en la región lineal, lo que minimiza su disipación de potencia y explica, por tanto, la alta eficiencia del diseño [10]. Del mismo modo, las fuentes de alimentación conmutadas tienden a ser mucho más ligeras en tamaño y peso que las fuentes de alimentación lineales debido a que los transformadores que éstas requieren operan a la frecuencia de conmutación de la fuente de alimentación (típicamente de 50 kHz a 1 MHz), por lo que se pueden hacer mucho más pequeños y livianos que los transformadores de baja frecuencia (50 o 60 Hz) que requieren las fuentes lineales.

Existen numerosas versiones de SMPSs. En la Figura 1.2 se muestra el esquemático correspondiente a un convertidor de potencia DC/DC de puente completo [11]. En esta imagen se pueden observar los transistores IGBT y el transformador característicos de una fuente conmutada y de los que se ha hablado anteriormente, junto con el resto de componentes que lo conforman. Asimismo, en la Figura 1.3 se muestra el esquemático correspondiente al prototipo de convertidor utilizado.

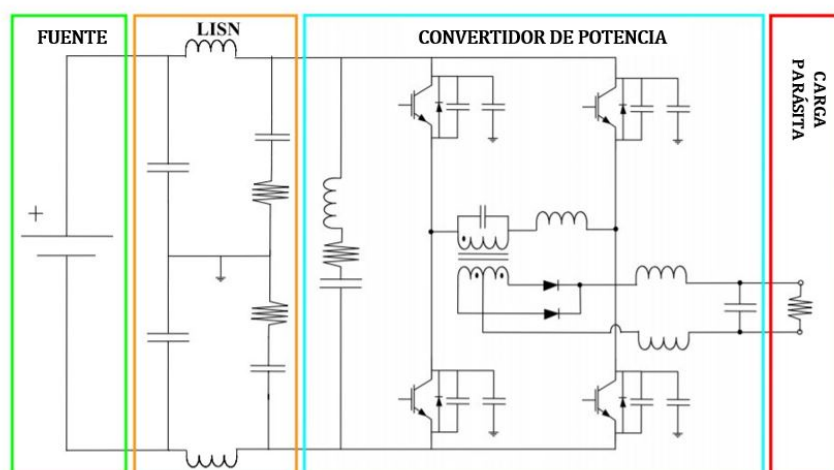


Figura 1.2 Esquemático de convertidor de potencia de puente completo con elementos parásitos (marcados en rojo) y circuito LISN.

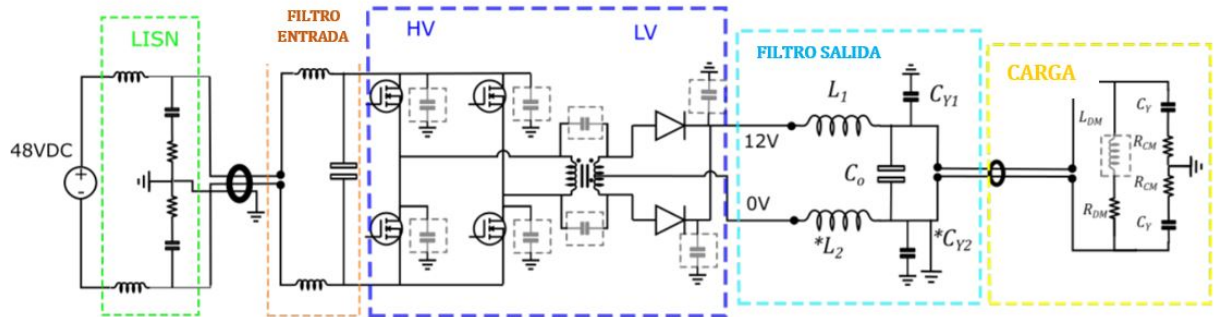


Figura 1.3 Esquemático del prototipo de convertidor DC/DC con elementos parásitos y circuito LISN.

En resumen, las ventajas más importantes de las fuentes conmutadas son: alta eficiencia, compactidad y bajo peso. Estas ventajas explican que su uso esté en auge y que sean tan adecuadas para el sector aeronáutico. No obstante, todas estas ventajas vienen con desventajas. Las SMPS son una fuente importante de emisiones electromagnéticas como se explicará en el siguiente punto.

1.1.1 El convertidor como fuente de ruido

Todos los sistemas cuyo funcionamiento implica el uso de energía eléctrica son susceptibles de generar emisiones electromagnéticas conducidas y/o radiadas a través de sus líneas de alimentación o datos pudiendo así interferir en el funcionamiento de otros equipos próximos.

El ruido puede transmitirse fuera del equipo como emisiones conducidas (corriente eléctrica) a través de un camino común existente entre la fuente generatriz y los receptores o, como emisiones radiadas, a través de un campo eléctrico o magnético. Asimismo, los acoplos magnéticos y eléctricos pueden ser la causa interna de la aparición de ruido conducido en los cables del equipo. Por tanto, se tiene que la perturbación conducida puede dar lugar a radiación de la misma manera que, la señal de ruido radiada fuera del sistema puede acoplarse a conductores próximos dando lugar a su vez a perturbaciones conducidas.

Concretamente, en las fuentes conmutadas, y debido a su principio de operación basado en la conmutación de transistores, las corrientes y voltajes experimentan cambios abruptos. Estas señales con altas derivadas temporales poseen un importante contenido espectral a altas frecuencias y, por lo tanto, pueden fácilmente generar fenómenos de acoplo y dar lugar a interferencias electromagnéticas. En consecuencia, las SMPS exhiben generalmente salidas ruidosas a altas frecuencias, siendo típicamente los armónicos del este ruido múltiplos de la frecuencia de la conmutación del convertidor.

Resolver o minimizar los inconvenientes que acarrear las EMI es uno de los retos claves en el diseño de fuentes conmutadas. Como se ha comentado, este reto es más importante en el ámbito aeronáutico, donde se hace necesario compatibilizar estrictos requerimientos de peso y tamaño de los equipos con unos límites de emisiones electromagnéticas muy exigentes.

1.2 Introducción a las emisiones conducidas

Las emisiones conducidas son las corrientes de ruido generadas por el dispositivo bajo prueba (DUT) que se propagan a través del cable de alimentación a otros componentes/ sistemas o la red

eléctrica. Estas corrientes de ruido se pueden medir utilizando el método de voltaje o el método de corriente. La generación de éstas, además de cómo se propagan a través del cable de alimentación del producto hace necesario que se les impongan límites.

Las emisiones conducidas pueden causar emisiones radiadas que pueden causar interferencias. Normalmente, estas corrientes son demasiado pequeñas para causar interferencias directamente con otros sistemas conectados a la misma línea eléctrica; sin embargo, son lo suficientemente grandes como para hacer que la línea eléctrica radie y posiblemente se convierta en una fuente de interferencia. Por lo que se podría decir que los requisitos de emisión conducida son, en realidad, requisitos de emisión radiada disfrazados.

Otro aspecto ha tener en cuenta es que, debido a que la fuente de alimentación del producto es la que interactúa directamente con la línea de alimentación, el diseño de la fuente de alimentación y de su filtro tiene una gran influencia en las emisiones conducidas y armónicos, lo cual es especialmente cierto en el caso de fuentes de alimentación conmutadas.

Concretamente, en los convertidores reales se tiene que las emisiones conducidas a alta frecuencia, las cuales fluyen por los cables de alimentación, son debidas principalmente a la presencia de elementos parásitos y, al comportamiento dinámico de la dispositivos semiconductores, y su magnitud está limitada por los requisitos de EMC, algunos de ellos comentados en el *Capítulo 2*.

Así pues, una vez que se ha discutido el origen y naturaleza de las emisiones conducidas, cómo se propagan y por qué es tan importante limitarlas y regularlas se estudiará a continuación su separación en modos común y diferencial.

1.2.1 Modo común y modo diferencial

Las señales eléctricas, útiles o parásitas, tienen dos formas de propagarse cuando son conducidas por un enlace bifilar: modo diferencial y modo común.

El modo diferencial (Figura 3.17) es el modo más habitual de transmitir todas las señales eléctricas. La corriente se propaga por uno de los conductores y vuelve por otro, que no tiene que ser el de 0V. Las interferencias en modo diferencial son debidas principalmente a bucles de corriente que presentan grandes di/dt . Cabe destacar que las perturbaciones electromagnéticas se acoplan muy débilmente sobre los cables en este modo [6].



Figura 1.4 Corrientes en modo diferencial.

Por otro lado, la corriente en modo común (Figura 1.5) se propaga por todos los conductores en el mismo sentido y retorna por el plano de masa. Son las más problemáticas desde el punto de vista de compatibilidad electromagnética, ya que dan lugar a problemas de acoplos y radiación con facilidad. Una señal no deseada (parásita) en modo común puede aparecer debido a:

- Perturbaciones radiadas que se acoplan a todas las líneas de un cable.
- Diferencia del potencial de tierra entre el emisor y el receptor.

Asimismo, las interferencias en modo común se propagan principalmente por acoplamientos capacitivos, por lo cual los puntos de interés son aquellos en los que se presentes grandes dv/dt . En el caso de convertidores de potencia, el origen de la generación de ruido en modo común suele ser el acoplo capacitivo que inevitablemente existe entre los conmutadores y el disipador de calor (*heat sinks*), que es típicamente metálico por razones de conductividad térmica.

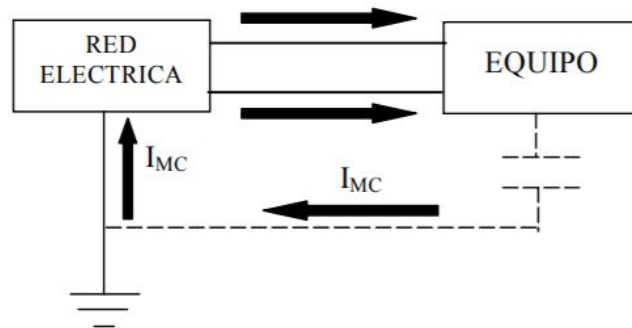


Figura 1.5 Corrientes en modo común.

1.2.2 Medida de emisiones conducidas

Las emisiones medidas para verificar el cumplimiento de los límites que se establecen en las normativas de EMC deben medirse con un dispositivo de estabilización de impedancia de línea de red (LISN por sus siglas en inglés: *Line Impedance Stabilization Network*) insertada entre la toma de corriente comercial y el cable de alimentación del producto. La configuración general para la correcta medición es la siguiente:

El cable de alimentación del producto se conecta a la entrada del LISN y la salida del LISN se conecta a la toma de corriente del sistema de alimentación comercial. La alimentación pasa a través del LISN para alimentar el producto. Por último, se conecta un analizador de espectro (SA) al LISN, el cual mide las emisiones conducidas del producto (DUT) (método del voltaje).

En la Figura 1.6 se puede observar un esquema de la configuración para la medición de las emisiones conducidas del DUT en cuestión, el prototipo de convertidor DC/DC. Del mismo modo, en el Capítulo 2 se analizarán las distintas normativas aplicables a este caso. En ellas se exponen requerimientos específicos acerca de las distancias, colocación de cables y disposición de los elementos, entre otras cuestiones, que se aplicarán en la configuración final del set-up de medida (Capítulo 3).

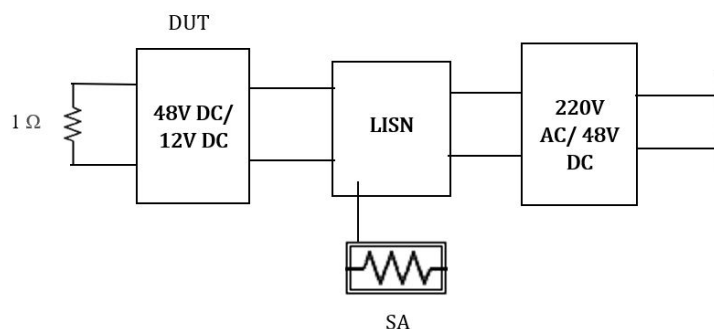


Figura 1.6 Configuración específica de medida de emisiones conducidas para el convertidor DC/DC.

1.2.3 Estabilizadores de impedancia de línea (LISN)

Tienen como propósito asegurar una medida fiable y repetible de las emisiones conducidas, es decir, las corrientes de ruido que se transmiten por el cable de alimentación del producto.

Las emisiones podrían medirse simplemente con una sonda de corriente (método de corriente), sin usar ningún elemento adicional. Sin embargo, el requisito de que los datos medidos sean repetibles en distintos sitios de medición puede hacer que esta simple prueba sea poco realista o de bajo interés práctico. La razón es que la impedancia de la línea de alimentación puede variar considerablemente dentro del rango de frecuencia de medición y en función del lugar y el momento de la medida. Esta variabilidad en la carga presentada al producto afecta a la magnitud de las señales de ruido medidas. Para hacer las medidas consistentes en todos los set-ups de ensayo, la impedancia vista por el producto respecto al cable de alimentación debe fijarse. En consecuencia, éste es el primer objetivo del LISN: presentar una impedancia constante a la salida del cable de alimentación del producto en el rango de frecuencia de la prueba realizada.

Además, la cantidad de ruido presente en la red del sistema eléctrico es también tremendamente variable. Este ruido "externo" ingresa al cable de alimentación del producto y, a menos que sea excluido de alguna forma, se sumará a las emisiones conducidas medidas. Dado que se desean medir únicamente las emisiones conducidas debidas al DUT, el segundo objetivo del LISN es bloquear las emisiones conducidas que no son generadas por equipo que se está testeando.

Para resumir, se puede concluir que los dos objetivos principales del LISN que se incluye en cualquier montaje de medida de emisiones conducidas son los siguientes:

- Presentar una impedancia constante (típicamente 50Ω) entre cada conductor de fase y el cable de retorno (tierra).
- Evitar que el ruido externo conducido en la red del sistema de energía contamine la medición.

Estos dos objetivos deben cumplirse en el rango de frecuencias de la prueba de emisión realizada.

Durante el desarrollo de este proyecto se han utilizado los LISN TBOH01 $5\mu\text{H}$ (Figura 1.7, <https://www.tekbox.com/product/tboh01-5uh-lisn-cispr-25/>). Estos LISN sirven para configurar mediciones de ruido conducidas de dispositivos alimentados con corriente continua (DC) y están diseñados para ser utilizados en pruebas de cumplimiento previo de EMC en el rango de frecuencia de 150 kHz a 110 MHz de acuerdo con la norma CISPR-25, ISO 7637-2, ISO11452-2/4/5 y con

limitaciones DO-160/ED-14G. En cambio, tal y como se expondrá en el siguiente capítulo, el rango final de frecuencia estudiado será de 10 kHz a 152 MHz, por tanto, el rango de frecuencia de estos LISN no abarcaría todo el rango de frecuencia analizado. No obstante, dado que el dispositivo bajo prueba es un convertidor cuya frecuencia de conmutación es de 100 kHz, no se espera ruido de importancia por encima de los 110 MHz. Del mismo modo, el único armónico que se espera obtener por debajo de los 150 kHz es el de la propia frecuencia de conmutación. Por lo que se puede concluir que el rango de frecuencia de estos LISN es aceptable para este proyecto.



Figura 1.7 LISN utilizados durante el proyecto.

En cuanto a la disposición específica en el set-up, los LISN se insertarán en la línea de suministro del DUT y el ruido conducido que está presente en los terminales de alimentación del DUT se medirá en el conector BNC utilizando un analizador de espectro. Asimismo, en el conector BNC del otro LISN debe ir colocada una carga de 50Ω .

Tal y como se puede observar en la Figura 1.8, donde se muestra el esquemático, el terminal de fuente (suministro) y el terminal DUT están desacoplados con un inductor de $5 \mu H$ ($L_1+L_2+L_3+L_4$). Del mismo modo, en la Figura 1.9 se muestra su curva de impedancia en función de la frecuencia.

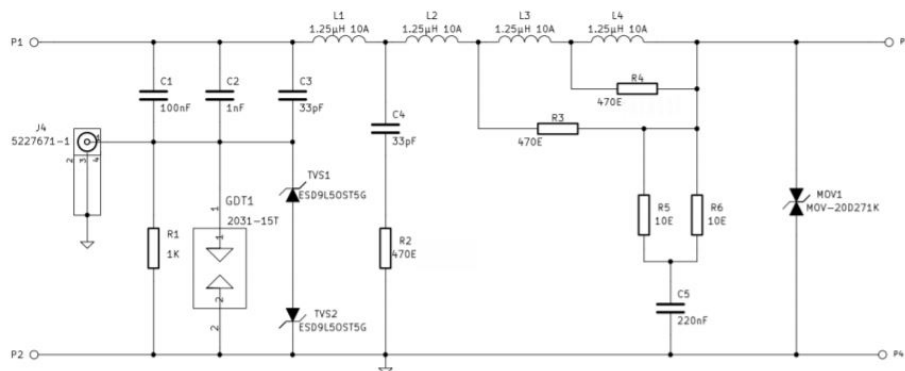


Figura 1.8 Esquemático LISN TBOH01 $5 \mu H$.

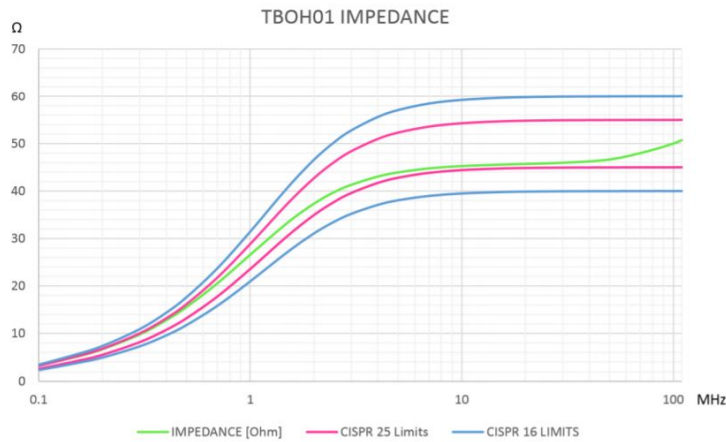


Figura 1.9 Impedancia medida de LISN TBOH01 5 μH de 100 kHz a 110 MHz (curva verde) .

1.3 Tipos de acoplamientos electromagnéticos

El ruido electromagnético generado por un dispositivo electrónico puede viajar como una corriente de conducción y también se puede propagar entre las partes de un equipo o sistema, y entre un equipo y otro próximo, mediante acoplo electromagnético. El acoplo electromagnético puede ser de tipo inductivo, de tipo capacitivo o causado por radiación electromagnética. También conocidos respectivamente como acoplo magnético, acoplo eléctrico y acoplo electromagnético.

A lo largo de este documento se hablará sobre dichos acoplamientos dadas las características del dispositivo de prueba y las frecuencias de trabajo, dado que el efecto de éstos aumenta con la frecuencia. Por ello, en este apartado se explican los distintos tipos de acoplamientos que existen [5]. Cabe destacar que puede haber simultaneidad de acoplamientos.

1.3.1 Acoplamiento inductivo

Una variación de la corriente que circula por un conductor generará una variación del campo magnético que, asociado a esa corriente, existe en sus alrededores. En virtud de la Ley de Faraday, este campo magnético variable en el tiempo generará un campo eléctrico no conservativo (solenoidal) que inducirá diferencias de potencial (d.d.p.) en los conductores vecinos. En estas circunstancias el cable perturbador y el perturbado (fuente y víctima respectivamente) pueden ser modelados como dos inductancias acopladas. La d.d.p. inducida en el conductor víctima se calcula en el dominio de la frecuencia como:

$$U = 2\pi f * M * I \quad (1.1)$$

O bien, en el dominio del tiempo:

$$U = M * \frac{\Delta I}{\Delta t} \quad (1.2)$$

Siendo U la diferencia de potencial inducido en el bucle víctima; f , la frecuencia de la corriente; M , la inductancia mutua entre los dos circuitos o cables; I , la corriente que circula por el elemento perturbador (corriente fuente); ΔI , la corriente pico a pico de la corriente fuente; Δt , el tiempo de subida de la corriente fuente (lo que tarda en pasar del 10 % al 90 % de su valor).

Estas expresiones ponen de manifiesto que el d.d.p. inducido y, por tanto, el acoplo inductivo o magnético, es proporcional a M y también será mayor para señales con una más rápida variación temporal (mayor derivada temporal y, por tanto, mayor contenido espectral).

Por otro lado, puesto que el campo magnético decrece con la distancia, alejar dos circuitos podrá resolver los problemas de acoplamiento inductivo de forma sencilla. No obstante, esta es una opción que puede resultar no factible cuando se trata de equipos sometidos a fuertes restricciones de tamaño, como ocurre en el ámbito aeronáutico.

Para atenuar los efectos del acoplamiento inductivo en los cables se suelen emplear cables apantallados por una malla o lámina [8]. Otras veces se duplica el número de conductores, de manera que cada hilo de señal lleva paralelo a sí un hilo a 0V que hace las veces de pantalla.

1.3.2 Acoplamiento capacitivo

El acoplamiento capacitivo está asociado a campos eléctricos variables en el tiempo. Se produce debido a la capacidad parásita existente entre dos conductores. Una d.d.p. variable en el tiempo entre dichos conductores crea un campo eléctrico variable también con el tiempo. Un conductor cercano intercepta parte de las líneas de campo, lo que inducirá en él una corriente parásita (corriente de desplazamiento).

La corriente inducida se puede calcular en el dominio del tiempo o de la frecuencia usando las siguientes fórmulas:

$$I = 2\pi f * C * U \quad (1.3)$$

$$I = C * \frac{\Delta U}{\Delta t} \quad (1.4)$$

Siendo I la corriente recogida por el conductor víctima; f , la frecuencia del d.d.p; C , la capacidad de acoplamiento entre los circuitos fuente y víctima; U , la diferencia de potencial culpable; ΔU , la d.d.p. pico a pico de la fuente; Δt , el tiempo de subida de la d.d.p. de la fuente (10 % a 90 %).

Para reducir la diafonía capacitiva es muy eficaz apantallar los cables o simplemente incrementar la distancia entre ellos. Al igual que ocurría con la diafonía inductiva, los efectos se acentúan con la frecuencia, siendo nulos en continua.

1.3.3 Acoplamiento por radiación electromagnética

Los acoplamientos ya comentados, capacitivo e inductivo también se denominan de campo cercano, mientras que el acoplamiento por radiación electromagnética se conoce como de campo lejano. En la región de campo lejano, existe una estrecha relación entre el campo eléctrico y el magnético, ya que la perturbación posee las características de una onda electromagnética. La frontera entre la región de campo cercano y la de campo lejano se encuentra aproximadamente a una distancia igual o superior a $\lambda/2\pi$ del emisor, siendo λ la longitud de onda de la perturbación. Por tanto, lo que

marca la diferencia es la distancia y la frecuencia [7].

En campos cercanos, grandes dv/dt pueden provocar acoplamientos capacitivos y grandes di/dt acoplamientos inductivos y hay que estudiarlos por separado. Sin embargo, en campo lejano el campo eléctrico y magnético van juntos en forma de radiación electromagnética y hay que estudiarla como tal. Lejos de las fuentes que los producen, las características de los campos ya no están influidas por la forma de las fuentes sino que dependen básicamente del medio donde se propagan. En esta situación (esto es, para distancias suficientemente lejanas), las fuentes se comportan, en primera aproximación, como dipolos eléctricos/magnéticos.

Dada la multitud de posibles fuentes de radiación y que cualquier elemento que puede radiar también se comporta como un receptor, este tipo de acoplamiento es muy común a menos que los equipos se blinden adecuadamente.

1.4 Componentes de interés

Uno de los propósitos principales de este proyecto es reducir las emisiones conducidas del prototipo de convertidor, para ello será necesario el uso de ferritas y filtros EMI, los cuales están compuestos por condensadores de tipo X e Y, y chokes de modo común. Por tanto, en este apartado se describirán dichos componentes y se explicará el efecto de éstos sobre las emisiones conducidas.

1.4.1 Ferritas

Los núcleos de ferrita son uno de los componentes de supresión de emisiones conducidas y radiadas más comúnmente usados en el ámbito de EMC. En la Figura 1.10 se muestran distintas presentaciones de núcleos de ferrita.

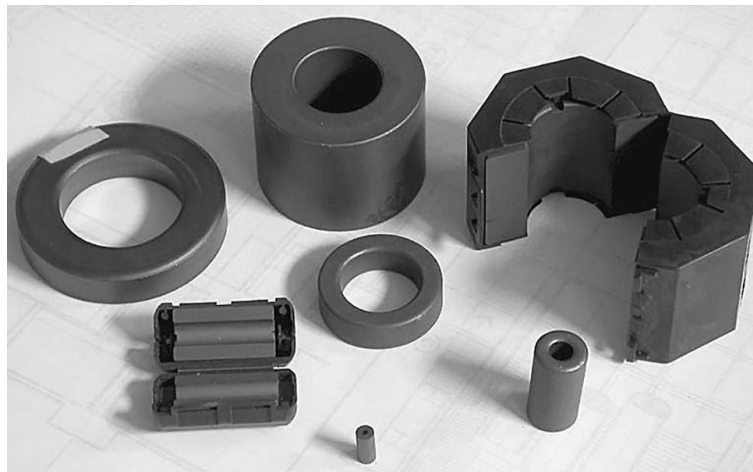


Figura 1.10 Núcleos de ferrita.

Los núcleos de ferrita se colocan alrededor de un cable o conjunto de cables, y su efecto es acoplar una inductancia y una resistencia de alta frecuencia en el cable sin introducir pérdida de potencia DC ni afectar a las señales de baja frecuencia presentes.

En general, ferrita es un término genérico para una clase de cerámicas no conductoras que consta de óxidos de hierro, cobalto, níquel, zinc, magnesio y algunos metales de tierras raras. El material utilizado en una ferrita determina el rango de frecuencia de aplicabilidad [8].

Las ferritas son más efectivas para proporcionar atenuación de señales no deseadas por encima de 10 MHz, aunque en algunas aplicaciones pueden ser efectivas a niveles bajos de 1 MHz. Cuando se usan correctamente, las ferritas pueden proporcionar la supresión de oscilaciones de alta frecuencia, filtrado de modo común y diferencial y la reducción de emisiones conducidas y radiadas.

Cabe destacar que los valores tanto de la resistencia, la cual proviene de la pérdida por histéresis de alta frecuencia en el material, como de la inductancia de la ferrita dependen de la frecuencia. Cuando se usan en la supresión de ruido, las ferritas se usan generalmente en el rango de frecuencia donde su impedancia es principalmente resistiva.

Dando múltiples vueltas a un cable alrededor de la ferrita, la impedancia del cable se puede incrementar proporcionalmente al número de vueltas al cuadrado. Sin embargo, también aumenta la capacidad de entrelazado y se degrada la impedancia de alta frecuencia de la ferrita. Desde un punto de vista práctico, rara vez se utilizan más de dos o tres vueltas.

La geometría de ferrita más común utilizada en aplicaciones de supresión de ruido es el núcleo o cordón cilíndrico. Cuanto mayor es la longitud del cilindro, mayor es la impedancia. Aumentar la longitud del núcleo equivale a utilizar varias ferritas.

La atenuación proporcionada por una ferrita depende de la fuente y las impedancias de carga del circuito que contiene la ferrita. Para ser eficaz, la ferrita debe agregar una impedancia mayor que la suma de la de la fuente y la impedancia de carga a la frecuencia de interés. Debido a que la mayoría de las ferritas tienen impedancias de unos pocos cientos de ohmios o menos, se utilizan con mayor eficacia en circuitos de baja impedancia. Si una sola ferrita no proporciona suficiente impedancia, entonces se pueden usar múltiples vueltas o múltiples ferritas. Cuando se utilizan ferritas como filtros de modo diferencial en circuitos con corriente continua, se debe abordar el efecto de la corriente continua en la impedancia de la ferrita. La impedancia de ferrita disminuirá al aumentar la corriente.

Por otro lado, se tiene que los núcleos de ferrita colocados alrededor de cables multiconductores actúan como chokes de modo común, los cuales serán descritos a continuación, y son útiles para evitar que el ruido de alta frecuencia salga o ingrese a un circuito.

Choke de modo común

En esta sección se explicará con mayor detalle el principio de funcionamiento de los chokes de modo común (Figura 1.11).



Figura 1.11 Choke de modo común.

Sean un par de conductores paralelos que transportan corrientes I_1 e I_2 respectivamente. Estas corrientes se pueden descomponer en dos corrientes auxiliares:

- Corrientes en modo diferencial (I_D): iguales en magnitud, pero dirigidas en sentido contrario en cada cable. Las corrientes deseadas o funcionales pertenecen a este tipo.
- Corrientes de modo común (I_C): iguales en magnitud y dirigidas en el mismo sentido en ambos cables. Su aparición está asociada a la presencia de efectos parásitos y, por lo tanto, su presencia y magnitud no pueden predecirse con un modelo sencillo del dispositivo que los ignore. Son frecuentemente denominadas corrientes en modo antena.

Mientras que los campos magnéticos de dos corrientes próximas con sentidos opuestos (corrientes DM) tenderán a anularse mutuamente, lo contrario ocurre para corrientes CM. Por esta razón, las corrientes CM dan lugar con facilidad a problemas de acoplo magnético y a fenómenos de radiación. En consecuencia, estas corriente de ruido han de reducirse lo máximo posible en los cables de alimentación e interconexión de los equipos electrónicos.

Uno de los componentes más efectivos para atenuar las corrientes CM en cables es el choke de modo común. Para construir un choke de modo común, el par de cables que transportan corrientes I_1 y I_2 , respectivamente, se enrolla alrededor de un mismo núcleo ferromagnético, formando dos devanados idénticos ($L_1 = L_2 = L$). Dichos devanados se encuentran entonces acoplados magnéticamente, siendo M el acoplo mutuo entre ellos, con $M \approx L$ (condición de fuerte acoplo). Para que el choke proporcione una impedancia alta para las corrientes CM y una impedancia baja o nula para las corrientes DM (por ejemplo la corriente de alimentación), los cables deben enrollarse alrededor del núcleo de manera que los flujos debidos a las corrientes de modo común se sumen en el núcleo, mientras que los flujos debidos a las dos corrientes de modo diferencial se resten, tal como se muestra en la Figura 1.12. En la imagen 1.11 se pueden observar los dos devanados enrollados alrededor del núcleo ferromagnético de forma simétrica.

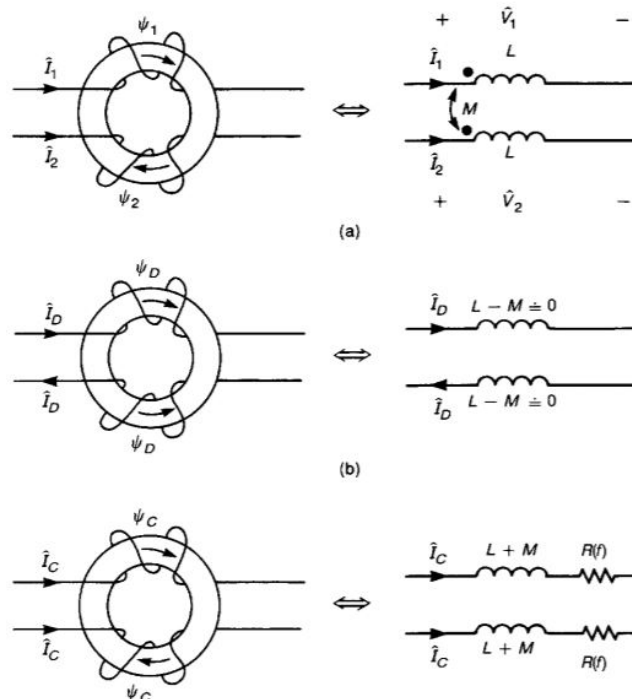


Figura 1.12 (a) Disposición de cables en el choke de modo común y circuito equivalente a alta frecuencia. (b) Corrientes en modo diferencial y circuito equivalente a alta frecuencia. (c) Corrientes en modo común y circuito equivalente a alta frecuencia.

Debido al efecto del acoplo mutuo entre las bobinas del choke, la impedancia que la corriente encuentra en uno de los cables es:

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = \frac{j\omega(LI_1 + MI_2)}{I_1} \quad (1.5)$$

Si las corrientes son CM, tenemos que: $I_1 = I_2 = I_C$. Y, sustituyendo en la ecuación (1.5), se encuentra que la impedancia que ven las corrientes CM es:

$$Z_{CM} = j\omega(L + M) \quad (1.6)$$

Si las corrientes son DM, se cumple: $I_1 = I_D$ e $I_2 = -I_D$, y la impedancia que el choke impone para estas corrientes es:

$$Z_{DM} = j\omega(L - M) \quad (1.7)$$

En consecuencia, debe esperarse que el choke de modo común presente una impedancia alta frente a corrientes CM y una impedancia mucho menor para las corrientes DM. De esta manera, se busca que el choke atenúe el ruido CM y al mismo tiempo no se sature por el efecto de las corrientes DM de operación del equipo. Si se usaran bobinas desacopladas, habría que colocar una en cada cable de alimentación y usar un tamaño de núcleo mucho mayor para evitar la saturación del núcleo. En cualquier caso, hay que asegurarse de que los cables que entran en el devanado y los que salen del devanado están separados entre sí en el núcleo. De lo contrario, la capacitancia parásita entre la entrada y la salida en el núcleo reducirá la eficacia del choke.

1.4.2 Filtros de línea

Prácticamente no existen productos electrónicos en la actualidad que puedan cumplir con los requisitos de emisiones conducidas establecidos en las normas de EMC vigentes sin hacer uso de un filtro de paso de baja insertado en el cable de alimentación del producto. Este tipo de filtros se denominan típicamente filtros de línea o, en general, filtros EMI.

Los filtros EMI son especialmente necesarios cuando se trata con SMPSs, ya que, como se ha discutido, se trata de dispositivos con alta tendencia a generar emisiones de ruido conducido. El filtro EMI debe proporcionar atenuación para las corrientes de ruido de modo común y de modo diferencial.

El filtro de línea eléctrica tiene una topología LC de paso bajo. La topología LC significa que está formado por, al menos, los dos componentes que le dan su nombre: bobinas (L) y condensadores (C). Las impedancias de la fuente de alimentación y la carga (el LISN) determinan la configuración exacta del filtro. La atenuación del filtro EMI se produce gracias al efecto del salto o desajuste de impedancias entre etapas y componentes adyacentes. En la Figura 1.13 se muestra la topología general de un filtro de línea eléctrica.

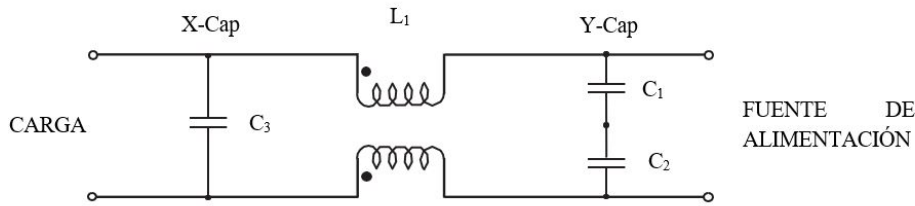


Figura 1.13 Configuración general de un filtro EMI.

Para el ruido en modo común, la fuente equivalente de ruido en una SMPS es una fuente de alta impedancia (una pequeña capacitancia parásita) [8], mientras que el LISN es una carga de baja impedancia (una resistencia de 50Ω). Para una atenuación máxima, el elemento del filtro de alta impedancia (el inductor) debe situarse junto a la carga de baja impedancia (el LISN), y el elemento del filtro de baja impedancia (el condensador) debe enfrentar la fuente de alta impedancia (la fuente de alimentación). Así, los dos condensadores *line-to-ground* (C_1 y C_2) y el choke de modo común (L_1) forman la sección de modo común de un filtro LC de paso bajo. A este respecto, hay que tener en cuenta que el valor máximo de los condensadores *line-to-ground* está limitado debido a los requisitos de fuga impuestos por varias agencias de seguridad. La corriente a tierra se considera un peligro de descarga eléctrica y, por tanto, está regulada. Los requisitos de fuga en todo el mundo varían de 0,5 a 5 mA según la aplicación y la agencia de seguridad.

Los condensadores C_1 y C_2 también se denominan **condensadores Y** y deben ser de un tipo aprobado y listado por una agencia de seguridad para su uso en una aplicación *line-to-ground*. Ésto mismo ocurre para el condensador *line-to-line* C_3 , también conocido como **condensador X**, el cual debe ser de un tipo aprobado para su uso en una aplicación *line-to-line*.

Para obtener la gran inductancia necesaria para suprimir los armónicos de orden inferior respecto a la frecuencia de conmutación, el choke de modo común se construye enrollando los cables que conducen las corrientes de línea en un núcleo de alta permeabilidad (por ejemplo, un núcleo de ferrita). Los dos devanados se enrollan en el mismo núcleo para evitar la saturación del núcleo resultado de las grandes corrientes de la línea de alimentación. En efecto, el devanado se dispone de manera que las corrientes de alimentación de la línea eléctrica crean en el núcleo campos magnéticos de sentidos opuestos que prácticamente se anulan. Esto permite utilizar un núcleo relativamente pequeño para las corrientes que debe soportar.

A continuación, se explicarán con más detalle los componentes que intervienen en el filtrado de los modos común y el diferencial.

1. Filtrado del modo común:

En la práctica, los condensadores *line-to-ground* generalmente tienen un valor de la mitad del máximo permitido por los requisitos de fuga. El ruido CM ve los dos condensadores *line-to-ground* en paralelo. Por lo tanto, la capacitancia efectiva en modo común es igual a la suma de los dos valores de las capacidades de los condensadores. A partir de esta capacitancia, se elige el valor de la inductancia del choke de modo común para proporcionar la atenuación de modo común requerida. Los valores típicos para los chokes son de 1 a 10 mH. Si se requieren más de 10 mH para lograr la atenuación necesaria, se deben usar múltiples chokes en serie, o

un filtro de varias etapas.

2. Filtrado del modo diferencial:

Para ruido de modo diferencial, los dos condensadores de tipo Y están conectados en serie. Por lo tanto, la capacitancia efectiva en modo diferencial es igual a solo la mitad del valor de uno de los condensadores. Esto proporciona poco filtrado de modo diferencial, especialmente a bajas frecuencias, que es donde más se necesita, y el valor del condensador no se puede aumentar debido a los requisitos de fuga. Por tanto, estos condensadores solo contribuyen a la atenuación de modo diferencial por encima de aproximadamente 10 MHz donde normalmente no se requiere. Así pues, generalmente se ignoran con respecto al filtrado en modo diferencial.

Para proporcionar una cantidad significativa de capacidad en modo diferencial, se agrega un condensador *line-to-line* C_3 al filtro EMI. Debido a que este condensador no está conectado a tierra, su valor no está limitado por los requisitos de fuga. Los valores típicos de este condensador oscilan entre 0,1 y 2 mF. Además, por razones de seguridad, a veces se agrega una resistencia, típicamente de 1 Ω , en paralelo con este condensador. Esta resistencia se utiliza para descargar los condensadores cuando se desconecta la alimentación.

1.5 Resumen

En este capítulo se han discutido en primer lugar las características generales de las fuentes conmutadas desde el punto de vista de EMC. En general, las fuentes conmutadas poseen una alta eficiencia y una alta densidad de potencia, lo que las hace muy adecuadas para su uso en conversión de potencia en el ámbito aeronáutico. Sin embargo, la gran desventaja que presentan es que, debido a su principio de operación, basado en la conmutación rápida de semiconductores, tienden a ser una importante fuente de emisiones electromagnéticas. Las tendencias actuales en el sector aeronáutico, enfocadas hacia el diseño de aeronaves cada vez más eléctricas (concepto MEA), tienen como fin mejorar la eficiencia, la fiabilidad y la mantenibilidad. Esta tendencia ha dado lugar a un crecimiento en las necesidades de generación y acondicionamiento de energía eléctrica a bordo. En este contexto las SMPS se presentan como la opción más interesante. Sin embargo, hay que tener en cuenta que estos equipos están sujetos a los estrictos requisitos en términos de volumen, peso y compatibilidad electromagnética (EMC) que son específicos de la industria aeronáutica. Así pues, se justifica el estudio y desarrollo de las fuentes conmutadas en este sector y se plantea el primer desafío, el cumplimiento de los límites impuestos por la normativa en cuanto a emisiones electromagnéticas.

Además, en este capítulo se ha realizado una introducción al concepto de emisiones conducidas, y a los dos modos en los que éstas se pueden propagar, además de los principios básicos para llevar a cabo su medida. Del mismo modo, se han discutido los mecanismos básicos de propagación de ruido en el interior de equipos electrónicos. Por último, se ha realizado un repaso de las características y principios de funcionamiento de los componentes que se utilizan para atenuación de emisiones conducidas, haciendo especial énfasis en la descripción del esquema general de un filtro EMI y en el principio de funcionamiento de los chokes de modo común.

2 Normativa

En este capítulo se van a discutir los aspectos más relevantes de las normativas de EMC que se van a utilizar para medir y establecer límites a las emisiones conducidas del convertidor bajo estudio. Dado que el prototipo de convertidor usado en este proyecto es de interés aeronáutico, los límites para las emisiones conducidas medidas que se han impuesto vendrán dados por normativas aeronáuticas.

Los aviones más eléctricos poseen generadores en los motores y un sistema de distribución de potencia que debe acondicionar la energía eléctrica que se suministra a todas las diferentes cargas. Por ejemplo, el Boeing 787 tiene un generador capaz de iniciar el motor de forma totalmente eléctrica, así como una distribución de potencia de alto voltaje con el fin de incrementar la eficiencia y reducir el combustible consumido.

No obstante, las emisiones electromagnéticas de cualquier equipo (convertidores o cargas) dentro del sistema pueden provocar fallos de funcionamiento que, en el caso aeronáutico pueden ser particularmente graves. Esto explica el hecho de que las normas de EMC en el ámbito aeronáutico seas especialmente estrictas.

En este capítulo se recogen los puntos más importantes relacionados con la medida de emisiones conducidas de las normas: RTCA DO-160G, MIL-STD-461G y UNE-EN 550022, con el fin de implementarlos y llevar a cabo las medidas de precertificación del prototipo de manera correcta, precisa y repetible.

Sin embargo, la medida de emisiones conducidas del convertidor obtenida en capítulos posteriores únicamente se ha comparado con los límites impuestos por las normas RTCA DO-160G y MIL-STD-461G, dado que éstos son más restrictivos que los de la UNE-EN 550022, como se podrá observar a continuación. Asimismo, implementando únicamente las normas RTCA DO-160G y MIL-STD-461G se consigue estudiar un rango de frecuencia muy amplio.

2.1 RTCA DO-160G. Sección 21

Esta norma, comúnmente conocida como **DO-160**, es publicada por la Comisión Técnica de Radio para Aeronáutica (RTCA) y reemplazó en su momento a la DO-138. La DO-160 establece en su sección 21 las condiciones ambientales estándar mínimas (categorías) y procedimientos de prueba para equipos aerotransportados para todo el espectro de aeronaves, los cuales marcan un estándar

para las pruebas ambientales del hardware de aviónica.

El propósito de las pruebas es proporcionar un medio controlado para asegurar las características de desempeño de los equipos aéreos en condiciones ambientales similares a las que se pueden encontrar en la operación aérea del equipo. Las condiciones de prueba ambiental estándar y los procedimientos de prueba contenidos en la norma, pueden usarse junto con las normas de desempeño del equipo aplicables, como una especificación mínima en condiciones ambientales, lo que puede garantizar un grado adecuado de confianza en el desempeño durante el uso a bordo de un vehículo aéreo.

Dadas las características de este proyecto, se profundizará en la sección 21 correspondiente a la emisión de energía de radiofrecuencia (RF) [13]. Estas pruebas determinan que el equipo no emita ruido de RF no deseado por encima de los niveles especificados para proteger principalmente a los sensores de las aeronaves de RF en frecuencias de funcionamiento.

En primer lugar, para aplicar la norma hay que determinar la categoría a la que pertenece el DUT. Las categorías se definen en términos de ubicación y separación entre el equipo y las antenas de radio de la aeronave.

En este caso, se usará la categoría M. Esta categoría se define para equipos y cableado interconectado ubicados en áreas donde las aberturas son electromagnéticamente significativas y no están directamente a la vista de los receptores de radio de la antena. Esta categoría puede ser adecuada para equipos y cableado de interconexión asociado ubicado en la cabina de pasajeros o en la cabina de un avión de transporte.

2.1.1 Requerimientos generales

Las pruebas consisten en medir las emisiones de RF conducidas que aparecen en los cables de interconexión y los cables de alimentación. En este apartado se exponen algunos de los puntos más importantes de la Sección 21 relacionados con este proyecto y, por tanto, con la toma de medidas. A continuación se enumeran algunos de los requerimientos para realizar dichas medidas correctamente:

- El equipo sometido a prueba se instalará en un plano de masa y se operará de acuerdo con los criterios en la subsección 20.3 subpárrafo a y subpárrafo b, partes 1, 2 y 5, expuestos en la sección 2.1.3.
- La interferencia se medirá utilizando la función de detector de pico de la interferencia del equipo de medición. Asimismo, se deben de usar instrumentos de medición de interferencias con anchos de banda (BW) de frecuencia intermedia (FI) seleccionables, y el BW seleccionado debe tener el valor dado en la Tabla 1 (tamaño de paso de frecuencia y tiempo de permanencia), mostrada en la Figura 2.1, para el rango de frecuencia que se escanea.
- Se debe insertar un LISN en serie con cada cable de alimentación y cable de retorno de alimentación sin conexión a tierra, con un condensador de $10\ \mu\text{F}$ conectado entre la entrada de alimentación del LISN y el plano de tierra.
- A menos que se especifique lo contrario, los cables de interconexión deben tener al menos 3.3 metros de longitud y los cables de alimentación no deben tener más de 1 metro de longitud

para estas pruebas.

- Los niveles de emisión ambiental deben estar al menos 6 dB por debajo del límite aplicable, y deben medirse y registrarse si se encuentra alguna señal dentro de los 3 dB del límite aplicable.
- Las corrientes de RF conducidas en los cables de interconexión y los cables de alimentación se miden con una sonda de corriente de pinza (denominadas en inglés *clamp-on current probe*). La sonda se coloca a 5 centímetros del DUT.
- Las mediciones se realizan en el rango de frecuencia de 150 kHz a 152 MHz.

En la Figura 2.2 se muestran los límites que las emisiones conducidas medidas en las líneas eléctricas han de respetar para la categoría M. Del mismo modo, en la Figura 2.3 se puede observar la configuración típica para la toma de medida de emisiones conducidas de esta norma.

Table 1 Bandwidth and Measurement Times

Frequency Band	6dB Bandwidth (BW)	Minimum Dwell Time (seconds) for Sections 21.4 and 21.5	Minimum Sweep Time for Frequency Band (seconds) for Section 21.6	Minimum Measurement Time for Analog Measurement Receivers
.150 to 30 MHz	1 KHz	0.015	N/A	0.015 sec/KHz
30 to 100 MHz	10 KHz	0.015	N/A	1.5 sec/MHz
100 to 400 MHz	10 KHz	0.015	9	1.5 sec/MHz
.400 to .96 GHz	100 KHz	0.015	1	0.15 sec/MHz
.96 GHz to 6 GHz	1 MHz	0.015	1	15 sec/GHz

Figura 2.1 RTCA DO-160G. Tabla 1. Ancho de banda y tiempos de medición.

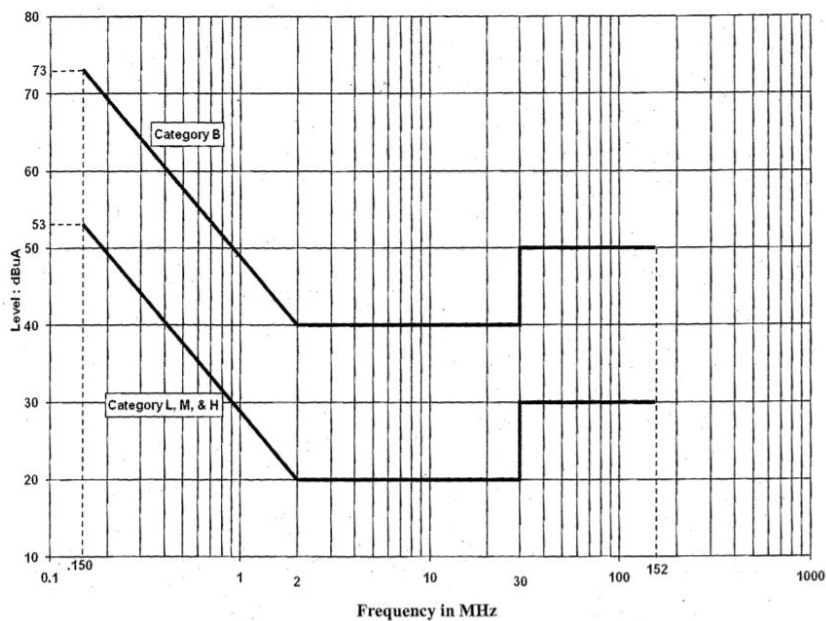


Figura 2.2 RTCA DO-160G. Niveles máximos de interferencia RF conducida para líneas eléctricas.

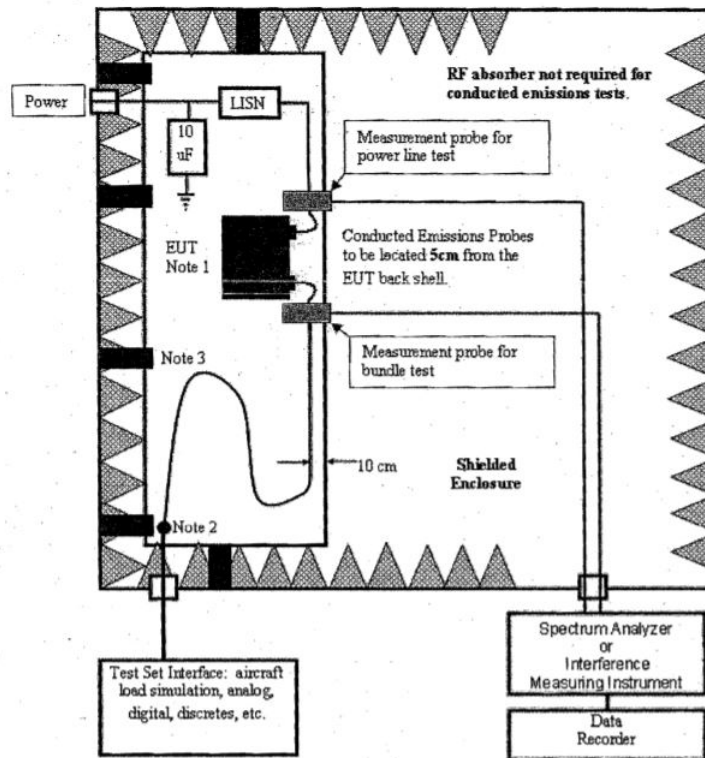


Figura 2.3 RTCA DO-160G. Configuración típica para la medida de emisiones conducidas.

2.1.2 Implementación de los límites en el analizador de espectro

Como se puede observar en la gráfica donde se muestran los límites de esta norma (Figura 2.2), éstos vienen determinados en $\text{dB}\mu\text{A}$ dado que, como se especifica en el punto 5 de los requerimientos generales, las medidas deben realizarse con una sonda de corriente de pinza.

No obstante, en este proyecto la mayor parte de las medidas se han realizado por el método del voltaje, es decir, conectando uno de los LISN directamente al analizador de espectro. Por ello, los límites deben trasladarse a $\text{dB}\mu\text{V}$. Para implementar los límites de esta norma en el analizador es necesario realizar la conversión de intensidad (I) a voltaje (V).

La circulación de una corriente de ruido determinada por una de las fases de los cables de alimentación provocará una caída de tensión en la resistencia de carga que impone el LISN. Esta carga es, muy aproximadamente, 50Ω en cada fase. Por lo tanto, para trasladar el límite de corriente al límite de voltaje no hay más que aplicar la Ley de Ohm (2.1), que, pasada a decibelios (2.2), viene a decir que el límite en voltaje se puede obtener sumando 34dB al límite en corriente (2.3).

$$V = RI \quad (2.1)$$

$$V\text{dB}\mu\text{V} = V\text{dB}\mu\text{A} + Z_T\text{dB} \rightarrow \text{dB}\mu\text{V} = \text{dB}\mu\text{A} + 20\log(R) \quad (2.2)$$

$$\text{dB}\mu\text{V} = \text{dB}\mu\text{A} + 34 \quad (2.3)$$

Así pues, para implementar los límites de la norma RTCA DO-160G en el analizador de espectro utilizado se les sumó a los valores de la gráfica correspondiente a la categoría M mostrada en la

Figura 2.2, la magnitud 34.

2.1.3 RTCA DO-160G. Sección 20.3

Tal y como se especifica en el primer punto de los *Requerimientos generales (2.1.1)*, se operará de acuerdo con los criterios en la subsección 20.3 subpárrafo a y subpárrafo b, partes 1, 2 y 5 [12], los cuales se expondrán a continuación.

1. RTCA DO-160G. Subpárrafo a. Equipo bajo prueba.

El DUT se instalará en un plano de tierra y se configurará de acuerdo con los siguientes criterios:

- (1) Plano de tierra: debe usarse un plano de tierra de cobre, latón o aluminio de al menos 0,25 mm de espesor para cobre y aluminio y 0,5 mm para latón y con $2,5m^2$ o más de área con una profundidad mínima (de adelante hacia atrás) de 0,75 m.

Cuando se emplea una caja blindada, el plano de tierra debe estar unido al blindaje (se recomienda que la resistencia de enlace DC sea de 2,5 miliohmios o menos).

- (2) Aisladores de shocks y vibraciones. Si lo especifica el fabricante del equipo, el DUT se asegurará a bases de montaje que incorporen aisladores de vibraciones y shocks. Las correas de unión suministradas con las bases de montaje deben estar conectadas al plano de tierra. No se utilizarán correas de unión en el ensayo cuando no están incorporadas en las bases de montaje.
- (3) Conexión eléctrica: solo las disposiciones incluidas en el diseño del DUT o instrucciones de instalación.

La unión eléctrica de equipos, conectores y mazos de cables debe ser como la de las instalaciones de aeronaves según lo especificado por los dibujos o diagramas de instalación y control de interfaces. El informe de prueba deberá describir los métodos de unión empleados.

- (4) Terminal de tierra externa: cuando hay un terminal externo disponible para una conexión a tierra en el DUT, el terminal se conectará al plano de tierra para garantizar condiciones de funcionamiento seguras durante la prueba. Se utilizará la longitud de la conexión definida en las instrucciones de instalación; si una longitud no está definida, se debe utilizar aproximadamente 30 cm de un tipo de alambre representativo.
- (5) Cableado / cables de interconexión: todo el cableado de interconexión del DUT, mazos de cables y líneas de transmisión de RF deben estar de acuerdo con los dibujos o diagramas de la instalación aplicable y la interfaz de control.

Los cables deben estar agrupados de manera similar a la de las instalaciones de aeronaves y el punto más bajo del mazo de cables apoyado a una altura mínima de 50 mm por encima del plano del suelo a menos que se hayan especificado alturas mayores como la más representativa de la instalación de la aeronave.

El material de soporte debe ser no absorbente, no conductor, y no reflectante.

Para configuraciones complejas de mazos de cables, todos los mazos de cables y cargas interconectadas deben mantenerse separadas entre sí tanto como sea posible para minimizar los efectos de acoplamiento entre cables.

El cableado debe ser rutado en la misma dirección que los cables de alimentación a lo largo del borde del banco de pruebas y deben mantenerse separados entre sí lo máximo que sea posible para minimizar los efectos de acoplamiento, a menos que se especifique lo contrario en las especificaciones de instalación de la aeronave.

Asimismo, a menos que se especifique lo contrario, la longitud de los cables debe ser de al menos 3.3 m. Cuando la longitud de un haz de cables de interconexión es mayor que la del banco de pruebas, el exceso de longitud debe disponerse en zigzag en la parte posterior del banco de pruebas aproximadamente a 50 mm por encima del plano de masa.

Los codos del cable en el DUT no deben extenderse más allá del borde del plano de masa. El DUT debe alejarse del borde con el fin de obtener el radio mínimo de curvatura del cable.

Algunas instalaciones especiales pueden requerir tramos de cables muy largos que no se pueden acomodar en el banco de pruebas. Por lo tanto, la longitud máxima recomendada de los haces de cables de interconexión para estas pruebas es de 15 m. La excepción a esta limitación es cuando las longitudes de los haces de cables coinciden a una longitud particular por coincidencia de fase o razones similares.

Cualquier entrada o salida de hacia otros equipos o cargas asociadas con el DUT debe ser proporcionado por un tipo de dispositivo actual en servicio o debe ser simulado teniendo en cuenta la frecuencia line-to-line y line-to-ground de las impedancias dependientes.

- (6) Cables de alimentación. Para pruebas de mazos de cables, los cables de alimentación y retorno, normalmente incluyendo los cables de control/ señal, deben permanecer en el haz de cables y solo separarse del mazo lo más cerca posible de la salida del área de prueba. Estos cables luego se conectarán a los LISN.

Cuando se desconoce la configuración real del haz de cables de la aeronave o cuando los cables de alimentación y/ o retorno se enrutan normalmente por separado de los cables de señal/control, los cables de alimentación y retorno deben salirse del mazo de cables cerca del conector del DUT y estar separados de los LISN. En estas condiciones, la longitud de los cables a los LISN debe ser de 1,0 m +/- 10cm a menos que se especifique lo contrario.

Los cables de alimentación se pueden enrutar en la misma dirección que el cableado de interconexión, a lo largo del borde del banco de pruebas y deben mantenerse separados entre sí tanto como sea práctico para minimizar los efectos de acoplamiento entre cables, a menos que se especifique lo contrario en las especificaciones de instalación de la aeronave.

Cuando el cable de retorno es una masa local (de menos de 1 metro de longitud), este cable puede conectarse a tierra directamente en el banco de pruebas, de acuerdo con las especificaciones aplicables.

- (7) Cargas o antenas dummies: para el propósito de la prueba, los cables de antena pueden finalizar en una carga igual a la impedancia característica del cable, o una antena ficticia. La antena *dummy*, si se utiliza, deberá estar apantallada y diseñada para tener

características eléctricas que simulen de cerca las condiciones en servicio antena. También debe contener componentes eléctricos que se utilizan normalmente en la antena, como filtros, diodos de cristal, sincronizadores y motores.

2. RTCA DO-160G. Subpárrafo b. Caja blindada y equipo de prueba.

Los recintos, el equipo de prueba y los instrumentos deben estar instalados y operados de acuerdo con los siguientes criterios:

- (1) Equipo de prueba de unión. El equipo de prueba debe estar unido y conectado a tierra para minimizar los bucles de tierra y garantizar la seguridad del personal.
- (2) Red de estabilización de impedancia de línea (LISN): se insertará un LISN en cada cable de alimentación primario del DUT. El LISN deberá estar unido al plano de masa.

Cuando los LISN tienen resonancias propias por encima de 10 kHz (como los LISN estándar de $5 \mu H$), un condensador de $10 \mu F$ deberá ser insertado entre cada terminal de entrada de energía de los LISN y el plano de tierra del set-up de prueba.

El puerto de medición de RF del LISN debe finalizar en 50Ω para todas las pruebas.

Las líneas de retorno conectadas a tierra localmente en la instalación del avión no requieren un LISN.

- (5) Recinto blindado: los efectos del blindaje sobre el equipo y la configuración del set-up de la prueba deben minimizarse en la medida posible. El material absorbente de RF debe utilizarse durante las pruebas de radiación dentro de un recinto blindado para reducir los reflejos de energía electromagnética con el fin de mejorar la precisión y repetibilidad.

El material absorbente de RF se colocará encima, detrás y a ambos lados del DUT, además de detrás de la antena radiante. El rendimiento del material debe ser superior al mínimo especificado correspondiente.

Se pueden proporcionar interfaces de fibra óptica para equipos de prueba y sensores para dar seguimiento libre de susceptibilidad. El diseño y la protección de los auxiliares de ensayo, los monitores y las unidades de estimulación de carga deben garantizar una simulación adecuada, aislamiento e inmunidad de los circuitos de interfaz del equipo de prueba a las corrientes de RF.

2.2 MIL-STD-461G

MIL-STD-461 es una norma militar de los Estados Unidos que describe cómo probar la compatibilidad electromagnética de los equipos [14].

Esta norma establece la interfaz y los requisitos de verificación asociados para el control de la interferencia electromagnética (EMI), características de emisión y susceptibilidad de equipos y subsistemas electrónicos, eléctricos y electromecánicos diseñados o adquiridos para su uso para actividades y agencias del Departamento de Defensa (DoD). Dichos equipos y subsistemas pueden utilizarse de forma independiente o como parte integral de otros subsistemas o sistemas.

A continuación se exponen algunos de los puntos más importantes relacionados con la medida de emisiones conducida de esta norma:

4.3.6 Impedancia de la fuente de alimentación.

La impedancia de las fuentes de energía que proporcionan corriente de entrada al DUT debe ser controlada por LISN para todos los procedimientos de medida de esta norma a menos que se indique lo contrario en un procedimiento de prueba en particular.

Los LISN no se utilizarán en los cables de potencia de salida. Éstos se ubicarán en el extremo de los cables expuestos a derivaciones de energía especificadas en el punto 4.3.8.6.2 de la fuente de alimentación.

Los LISN deben estar conectados eléctricamente al plano de masa de prueba o a la tierra de la instalación, según se requiera, y la resistencia de la unión no debe exceder los 2.5 miliohmios.

4.3.8.6.2 Cables de alimentación de entrada (primarios).

Dos metros de cables de alimentación de entrada (incluidos los neutrales y los de retorno) deben rutarse en paralelo al borde frontal de la instalación de la misma manera que los cables de interconexión. Cada cable de potencia de entrada, incluidos los neutrales y los de retorno, debe estar conectado a un LISN.

Los cables de potencia incluidos como parte de un cable de interconexión en la instalación deben estar separados del mazo de cables y encaminados a los LISN (fuera del blindaje de los cables blindados). Después de los 2 metros de longitud expuesta, los cables de alimentación deben terminar en los LISN en una distancia tan corta como sea posible.

La longitud total del cable de alimentación desde el conector eléctrico del DUT a los LISN no deberá exceder los 2.5 metros, excepto para los DUT grandes, entonces la longitud total puede exceder los 2.5 metros, pero tendrá que ser la mínima.

Todos los cables de alimentación deben apoyarse a 5 cm por encima del plano de masa con material no conductor como madera o espuma. Si los cables de alimentación están torcidos en la instalación, deberán ser retorcidos hasta los LISN.

4.3.8 Configuraciones de prueba de DUT.

La prueba del DUT se configurará tal y como se muestra en la Figura 2.4 . Esta configuración se mantendrá durante todas las pruebas a menos que se den otras instrucciones para un procedimiento de prueba en particular.

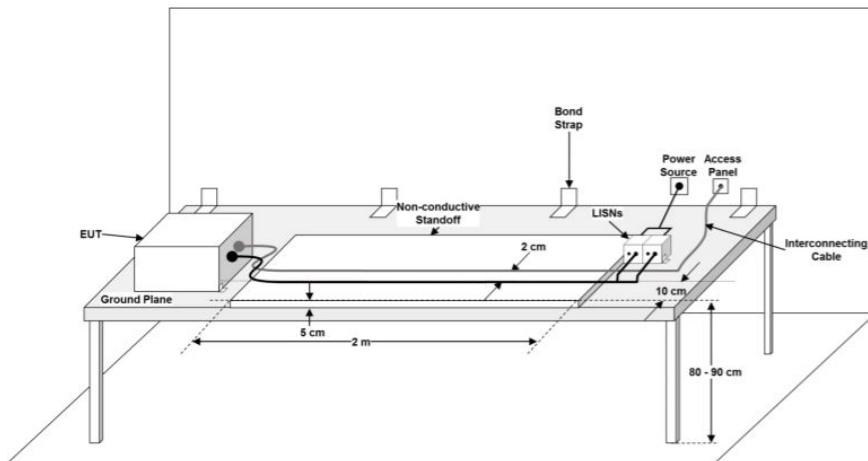


Figura 2.4 Set-up de prueba general.

2.2.1 Apartado CE102

Dentro de la norma MIL-STD-461 existen 3 apartados que establecen requerimientos para las emisiones conducidas: CE101, CE102 y CE106 (Figura 2.5). Dadas las características de este proyecto y teniendo en cuenta la aplicabilidad, que se muestra en la Figura 2.6, se usarán los requerimientos CE102.

TABLE IV. Emission and susceptibility requirements.

Requirement	Description
CE101	Conducted Emissions, Audio Frequency Currents, Power Leads
CE102	Conducted Emissions, Radio Frequency Potentials, Power Leads
CE106	Conducted Emissions, Antenna Port

Figura 2.5 Requerimientos para emisiones conducidas.

A continuación se exponen algunos de los puntos más importantes de esta norma.

5.5.1 Aplicabilidad CE102.

Este requisito es aplicable de 10 kHz a 10 MHz para todos las líneas eléctricas (cables), incluidas las de retorno, que obtienen energía de otras fuentes que no forman parte del DUT.

5.5.2 Límites CE102.

Las emisiones conducidas en las líneas eléctricas no deben exceder los valores aplicables que se muestran en la Figura 2.7.

5.5.3.1 Propósito.

Este procedimiento de prueba se utiliza para verificar que las emisiones electromagnéticas del DUT no superan los requisitos especificados para los cables de entrada de alimentación, incluidos los de retorno.

TABLE V. Requirement matrix.

Equipment and Subsystems Installed In, On, or Launched From the Following Platforms or Installations	Requirement Applicability																		
	CE101	CE102	CE106	CS101	CS103	CS104	CS105	CS109	CS114	CS115	CS116	CS117	CS118	RE101	RE102	RE103	RS101	RS103	RS105
Surface Ships	A	A	L	A	S	L	S	L	A	S	A	L	S	A	A	L	L	A	L
Submarines	A	A	L	A	S	L	S	L	A	S	L	S	S	A	A	L	L	A	L
Aircraft, Army, Including Flight Line	A	A	L	A	S	S	S	S	A	A	A	L	A	A	A	L	A	A	L
Aircraft, Navy	L	A	L	A	S	S	S	S	A	A	A	L	A	L	A	L	L	A	L
Aircraft, Air Force		A	L	A	S	S	S	S	A	A	A	L	A		A	L	L	A	
Space Systems, Including Launch Vehicles		A	L	A	S	S	S	S	A	A	A	L			A	L	L	A	
Ground, Army		A	L	A	S	S	S	S	A	A	A	S	A		A	L	L	A	
Ground, Navy		A	L	A	S	S	S	S	A	A	A	S	A		A	L	L	A	L
Ground, Air Force		A	L	A	S	S	S	S	A	A	A		A		A	L	L	A	

Legend:
 A: Applicable
 L: Limited as specified in the individual sections of this standard.
 S: Procuring activity must specify in procurement documentation.

Figura 2.6 Aplicabilidad.

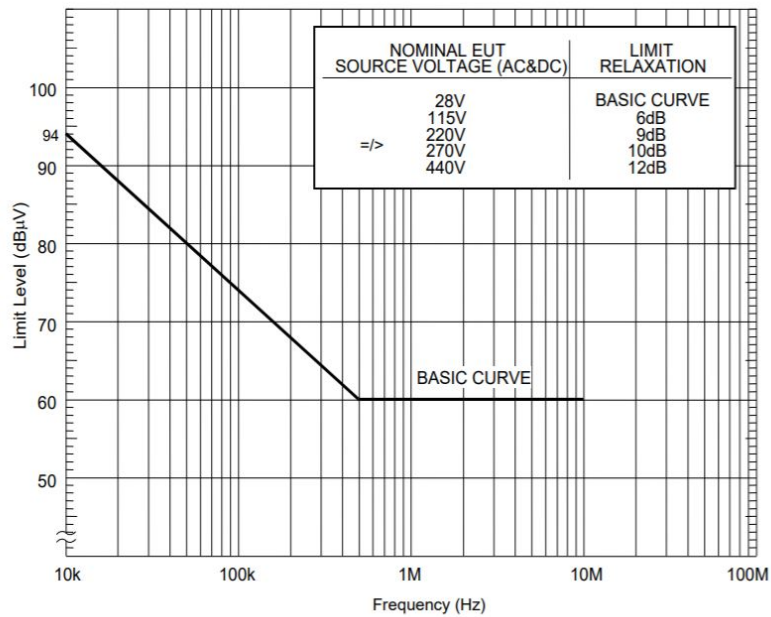


Figura 2.7 Límites CE102.

5.5.3.4.b. Procedimientos. Prueba DUT

La toma de datos de emisiones se debe realizar utilizando la configuración de medición mostrada en la Figura 2.8.

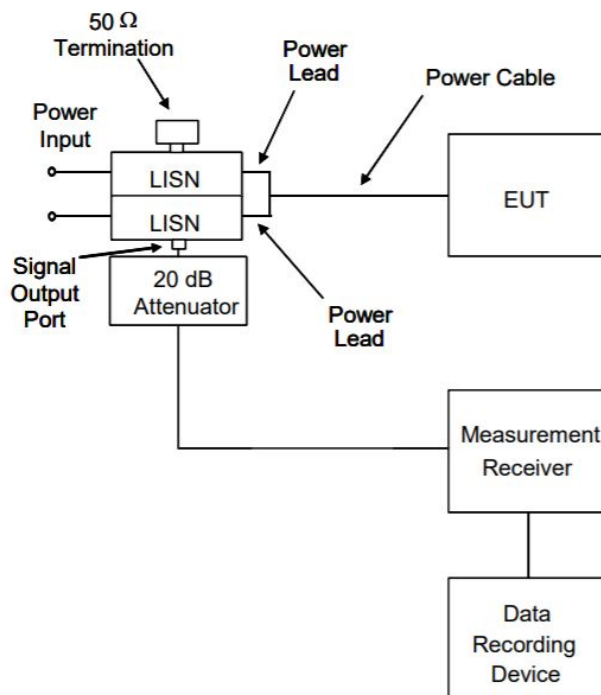


Figura 2.8 Set-up de medida.

2.3 UNE-EN 55022

Esta norma es la versión oficial, en español, de la Norma Europea EN 55022:2010, que a su vez adopta la Norma Internacional CISPR 22:2008, modificada [2].

El objeto de esta norma es establecer requisitos uniformes para el nivel de perturbación radioeléctrica de los equipos contemplados en el campo de aplicación, fijar los límites de la perturbación, describir los métodos de medida y normalizar las condiciones de funcionamiento y la interpretación de los resultados.

El campo de aplicación se extiende a todo el rango de espectro radioeléctrico de 9 kHz a 400 GHz, pero los límites se especifican sólo en bandas de frecuencia restringidas, lo que se considera suficiente para alcanzar los niveles de emisión adecuados con el fin de proteger la radiodifusión y otros servicios de telecomunicación y permitir a otros equipos funcionar correctamente según sus especificaciones si están colocados a una distancia razonable.

Esta norma internacional es aplicable a los Equipos de Tecnología de la Información (ETI) definidos a continuación:

- **ETI de Clase B**

La Clase B de los ETI está constituida por los ETI que satisfacen los límites de perturbación de la Clase B. Los ETI de Clase B están destinados principalmente a ser utilizados en entornos domésticos, y pueden incluir:

- Equipos sin lugares fijos de utilización, por ejemplo, los equipos portátiles alimentados por baterías incorporadas.
- Equipos terminales de telecomunicación alimentados por redes de telecomunicación
- Ordenadores personales y equipos auxiliares conectados.

- **ETI de Clase A**

La Clase A de los ETI es la categoría de todos los ETI que satisfacen los límites de perturbación de la Clase A pero no los de la Clase B.

Se ha establecido que el DUT de este proyecto pertenece a la Clase A, por lo que posteriormente se expondrán los requerimientos específicos de dicha clase.

Asimismo, es importante tener en cuenta las siguientes definiciones:

- **Límite CISPR:** valor que se recomienda a las autoridades nacionales para su incorporación en las normas nacionales, en las reglamentaciones legales y en las especificaciones oficiales. Está igualmente recomendado que los organismos internacionales utilicen estos límites. El significado de los límites para un equipo debe ser tal que, sobre una base estadística, al menos el 80 % de la producción es conforme con los límites, con al menos una confianza del 80 %.
- **Equipo sometido a ensayo (ESE):** ETI representativo o grupo de ETI funcionalmente interactivos (sistema), que incluye una o más unidades principales y que es utilizado para la evaluación.
- **Impedancia total en modo común (TCM):** impedancia entre el cable unido al puerto del ESE sometido a ensayo y el plano de tierra de referencia.

Los procedimientos de esta norma están indicados para la medida de los niveles de las señales parásitas generadas por los ETI y los límites están especificados para el rango de frecuencia de 9 kHz a 400 GHz para equipos de ambas clases A y B. No es necesario efectuar medidas a las frecuencias para las cuales ningún límite está especificado.

2.3.1 Límites de las perturbaciones conducidas en los bornes de alimentación y en los puertos de telecomunicación

El ESE debe respetar los límites de las tablas 1 y 3 (Figuras 2.9 y 2.10), correspondientes a la Clase A, incluyendo los límites de valor medio y los límites de valor de cuasi-cresta cuando se utilicen, respectivamente, un receptor detector de promedio y un receptor detector de cuasi-cresta.

Asimismo, según los casos se deben respetar los valores límites de tensión y/ o los valores límites de corriente de la tabla 3 según el método de medida. Si el límite definido para el valor medio se respeta utilizando un receptor de detección de cuasi-cresta, debe considerarse que el ESE cumple con los dos límites y la medida con el detector de valor medio no es necesario.

Si la lectura del receptor de medida muestra fluctuaciones en la proximidad del límite, esta indicación debe ser observada durante al menos 15s para cada frecuencia de medida; la lectura más alta debe anotarse, con la excepción de cualquier lectura elevada aislada breve que debe ignorarse.

Banda de frecuencias MHz	Límites dB (μ V)	
	Cuasi-cresta	Valor medio
0,15 a 0,50	79	66
0,50 a 30	73	60

NOTA El límite inferior debe aplicarse a la frecuencia de transición.

Figura 2.9 Tabla 1. Límites de las perturbaciones conducidas en los bornes de alimentación para los ETI de Clase A.

Banda de frecuencias MHz	Límites de tensión dB (μ V)		Límites de corriente dB (μ A)	
	Cuasi-cresta	Valor medio	Cuasi-cresta	Valor medio
0,15 a 0,5	97 a 87	84 a 74	53 a 43	40 a 30
0,5 a 30	87	74	43	30

NOTA 1 Los valores límite decrecen linealmente con el logaritmo de la frecuencia entre 0,15 MHz y 0,5 MHz.
 NOTA 2 Los valores límites de la corriente perturbadora y de la tensión perturbadora están vinculados con la utilización de una red de estabilización de impedancias (REI) que presente una impedancia en modo común (modo asimétrico) de 150 Ω a los puertos de telecomunicación sometidos a ensayo (el factor de conversión es $20 \log_{10} 150/1 = 44$ dB).

Figura 2.10 Tabla 3. Límites de las perturbaciones conducidas en modo común (modo asimétrico) en los puertos de telecomunicación en la banda de frecuencias comprendida entre 0,15 MHz y 30 MHz para los equipos de la Clase A.

2.3.2 Condiciones generales de medida

Ruido ambiente

Un emplazamiento de ensayo debe permitir distinguir las perturbaciones emitidas por el ESE del ruido ambiente. Se puede determinar si un emplazamiento es el adecuado para los ensayos midiendo los niveles de ruido ambiente cuando el ESE no está en funcionamiento y asegurando que el nivel de ruido esté al menos 6 dB por debajo de los límites especificados.

No es necesario que el nivel de ruido ambiente sea inferior en 6 dB al límite especificado, cuando tanto el ruido ambiente como la fuente perturbadora combinados no exceden el límite. En este caso, se considera que las emisiones de la fuente satisfacen el límite especificado. Cuando la combinación del ruido ambiente y la fuente perturbadora excede el límite especificado, no debe considerarse que el ESE no cumple con los límites salvo que se demuestre que en alguna frecuencia de medida para la cual el límite se ha sobrepasado, se cumplen las dos condiciones siguientes:

- Nivel de ruido ambiente es al menos 6 dB inferior al nivel de la fuente perturbadora más el ruido ambiente.
- Nivel de ruido ambiente es al menos 4.8 dB inferior al límite especificado.

Disposición general

Salvo especificación contraria en este apartado, el ESE debe ser configurado, instalado, dispuesto y debe funcionar de manera consistente con su uso normal. Cuando el fabricante haya especificado o recomendado una práctica de instalación, ésta debe ser utilizada en la disposición de ensayo,

siempre que sea posible.

Cuando haya múltiples puertos de interfaz del mismo tipo, puede ser necesario añadir al ESE cables, cargas o dispositivos suplementarios de interconexión, dependiendo de los resultados de los ensayos preliminares. El número de cables adicionales o hilos del mismo tipo debería limitarse a la condición donde la adición de otro cable o hilo no afecte significativamente el nivel de emisión, es decir, que varíe menos de 2 dB, siempre que el ESE permanezca conforme. Las justificaciones relativas a la elección de la configuración y de las cargas en los puertos deben ser incluidas en el informe de ensayo.

Los cables de interconexión deberían ser del tipo y de la longitud especificada en los requisitos del equipo individual. Si la longitud puede variarse, debe seleccionarse para producir la máxima perturbación. Si para obtener la conformidad se emplean cables apantallados o cables especiales durante el ensayo, debe incluirse en el manual de instrucciones una nota precisando la necesidad de emplear tales cables.

Las longitudes en exceso de los cables deben ser reunidas en hatillo en el centro aproximado del cable, en hatillos de 30 cm a 40 cm de longitud. Si no es posible proceder de esta manera debido al volumen del cable o a la rigidez del mismo, o porque el ensayo esté siendo efectuado en la instalación del cliente, la disposición del cable en exceso debe ser indicada con precisión en el informe de ensayo.

Todo conjunto de resultados debe ir acompañado por una descripción completa de los cables y de la orientación de los equipos, de forma que los resultados puedan repetirse. Si son necesarias condiciones específicas de utilización para el cumplimiento con los límites, dichas condiciones deben ser especificadas y documentadas.

1. Determinación de la(s) disposición(es) de emisión máxima(s)

Los ensayos iniciales deben identificar la frecuencia para la cual las perturbaciones son las más altas con relación al límite. La identificación debe realizarse cuando el ESE presenta un modo de funcionamiento típico y una posición de los cables en una disposición de ensayo representativa de una configuración típica del sistema.

2. Disposición del ESE

La posición relativa del ESE con respecto al plano de tierra de referencia debe ser equivalente a la posición de utilización real. Del mismo modo, la disposición de las unidades de alimentación externa debe ser como sigue:

- Si el cable de entrada de alimentación de la unidad de alimentación externa es mayor de 0,8 m, la unidad de alimentación externa debe ser colocada sobre la mesa, manteniendo una distancia nominal de 0,1 m con la unidad principal.
- Si la unidad de alimentación externa tiene un cable de entrada de red de alimentación que es menor de 0,8 m, la unidad de alimentación externa debe ser colocada a una altura por encima del plano de tierra de manera que su cable de alimentación quede completamente extendido en la dirección vertical.

- Si la unidad de alimentación externa está incorporada en la conexión de alimentación de red, debe ser colocada sobre la mesa. Debe utilizarse un cable de extensión entre la unidad de alimentación externa y la red de alimentación. El cable de extensión debería conectarse de manera que recorra el camino más directo entre la unidad de alimentación externa y la red de alimentación.

En las disposiciones anteriores, el cable entre el ESE y el accesorio de alimentación debe estar dispuesto sobre la mesa de la misma manera que los otros cables que conectan los componentes del ESE.

2.3.3 Método de medida de las perturbaciones conducidas en los bornes de alimentación y en los puertos de telecomunicación

Detectores de medida

Las medidas deben efectuarse con los receptores de detección de cuasi-cresta y de valor medio. Estos dos detectores pueden estar incluidos en un mismo receptor y las medidas pueden realizarse utilizando alternativamente el detector de cuasi-cresta y el de valor medio. Del mismo modo, se recomienda que la medida de las perturbaciones conducidas se efectúe en una cámara apantallada.

Para reducir el tiempo de medida, se puede utilizar un receptor con detección de cresta.

Red de alimentación (RA)

La red artificial es necesaria por una parte para proporcionar una impedancia definida a altas frecuencias en los bornes de alimentación en el punto de medida de la tensión perturbadora y, por otra parte, para aislar el circuito sometido a ensayo del ruido ambiente proveniente de la red eléctrica.

Las perturbaciones conducidas deben medirse entre la fase y la tierra de referencia y entre el neutro y la tierra de referencia. Los dos valores medidos deben cumplir los límites apropiados.

Puede no ser posible efectuar la medida en ciertas frecuencias por razones de ruido ambiente conducido, provocado por los acoplamientos de campos de servicios locales de radiodifusión. En este caso puede insertarse un filtro adecuado de radio frecuencia entre la red artificial y la red de distribución de energía eléctrica, o realizar las medidas en una cámara apantallada. Los componentes de este filtro adicional de radio frecuencia deberían estar contenidos en un blindaje metálico conectado directamente a la tierra de referencia del sistema de medida. Las características de impedancia de la red artificial deberían cumplirse a la frecuencia de medida, cuando el filtro adicional de radio frecuencia esté conectado.

Plano de tierra de referencia

El plano de tierra de referencia, vertical u horizontal, debe extenderse al menos 0,5 m más allá de los límites de la proyección de la disposición de ensayo, y en cualquier caso debe tener las dimensiones mínimas de $2 \times 2 \text{ m}^2$.

El punto de tierra de referencia de la red artificial y de la red de estabilización de impedancia deben estar unidos al plano de tierra de referencia por un conductor lo más corto posible.

2.3.4 Medida de las perturbaciones en los puertos de telecomunicación

El propósito de estos ensayos es medir las perturbaciones de modo común emitidas por los puertos de telecomunicación de un ESE. La señal útil puede contribuir a las perturbaciones de modo común. Las perturbaciones de modo común creadas por la señal útil pueden ser controladas en la etapa de

diseño de la tecnología utilizada para la interfaz.

Métodos de ensayo de la conformidad

La medida se efectúa en los puertos de telecomunicación con ayuda de una red de estabilización de impedancia que tenga un valor de pérdida de conversión longitudinal (PCL) especificado en la norma. Cuando no se define la red de estabilización de impedancia, las medidas se hacen utilizando una sonda de corriente o una sonda de tensión.

El fabricante debe demostrar que el equipo no excede los límites de la Tabla 3, cuando se ensaya con la categoría de cable especificada en la documentación del equipo que se suministra para el usuario.

Red de estabilización de impedancia (LISN)

La tensión de alimentación debe ser aplicada al ESE a través de la red artificial utilizada para la medida de la tensión de perturbación en los bornes de alimentación.

La evaluación de la corriente o la tensión de perturbación de modo común (modo asimétrico) en los puertos de telecomunicación para conectar pares simétricos no apantallados debe realizarse con los puertos de telecomunicación conectados por un cable a un LISN; de esta manera el LISN debe definir la impedancia de modo común vista por el puerto de telecomunicación durante las medidas de la perturbación. El LISN debe permitir el funcionamiento normal del ESE y con este fin debe ser intercalado en el cable de señal entre el ESE y cualquier otro equipo auxiliar (EA) o asociado, o la carga necesaria para ejercitar el ESE. No es posible definir un LISN aplicable de manera general, porque su construcción depende de la configuración del puerto de telecomunicación sometido a ensayo. La carga real utilizada debe ser indicada en el informe de ensayo. En cualquier caso, el ESE debe satisfacer los límites de la Tabla 3.

Cuando se utilice una sonda de corriente, se debería poder unir ésta al cable a medir sin que sea necesario desconectar este cable de sus conexiones. La sonda de corriente debe tener una respuesta en frecuencia uniforme sin resonancias y debe funcionar sin efectos de saturación causados por las corrientes que circulan por el devanado primario. Si se utiliza, la sonda de corriente debe montarse sobre el cable a menos de 0,1 m del LISN. La impedancia de inserción de la sonda de corriente debe ser menor o igual que 1Ω .

2.4 Conclusiones

En este capítulo se ha hecho una revisión de los aspectos más relevantes de tres de las normas de EMC que poseen mayor interés en el contexto del presente trabajo. Seguir los requerimientos impuestos por una normativa permite realizar dichas medidas bajo condiciones estandarizadas y repetibles. En este sentido, un elemento clave a la hora de medir las emisiones conducidas de un DUT es la utilización de LISNs, como se establece en todas las normas analizadas.

Dado que el prototipo de convertidor tiene como objetivo ser utilizado en la industria aeronáutica, tendrá que cumplir con los límites impuestos en las distintas normativas comentadas. Además, para que el cumplimiento de esos límites sea fiable, es esencial seguir los requerimientos impuestos en cada norma en cuanto a la disposición del montaje de ensayo.

3 Caracterización del set-up de medida

En este capítulo se van a definir todos los elementos que conforman el set-up de medida de emisiones conducidas del convertidor, además de su posición y conexiones entre ellos, y la disposición de los cables, además de comprobar que cada uno de ellos cumple su función. Este paso es de vital importancia para medir las emisiones conducidas del prototipo y que estas medidas sean precisas y repetibles.

En este caso, además de los componentes que se muestran en la Figura 1.6 (DUT, LISN, analizador de espectro y fuente de alimentación), donde se muestra un esquema general del set-up de medida, se necesitará, en principio, una fuente de alimentación externa para la placa de control del convertidor. Sin embargo, como se verá en el desarrollo de este apartado, finalmente será necesaria la incorporación de más elementos.

El primer elemento clave del set-up de medida es la fuente de alimentación, que proporciona los 48VDC de entrada al DUT, ésta estará conectada a los LISN y a la toma de corriente comercial, tal y como se puede observar en la Figura 1.6. En concreto, la fuente de alimentación utilizada es el convertidor *AC/DC Traco Power* de 48VDC, todas las características de este dispositivo se pueden encontrar en el siguiente enlace: <https://es.rs-online.com/web/p/fuentes-de-alimentacion-de-modo-conmutado-smps-integradas/2165908>.

Al realizar las primeras medidas de emisiones conducidas del convertidor se observó que existían armónicos que no estaban relacionados con la frecuencia de conmutación de éste (100 kHz). Por tanto, se concluyó que los LISN utilizados (TBOH01 5 μH) permitían medir el ruido en condiciones estandarizadas, pero no eran capaces de aislar el ruido del convertidor, ya que en el puerto de medida se detectaba ruido que provenía principalmente de la fuente de alimentación utilizada. Como primeras alternativas para aislar las emisiones conducidas del convertidor se tuvieron las siguientes:

- Cambio de fuente de alimentación:

Se probó a utilizar como fuente alternativa dos fuentes de alimentación continua disponibles en paralelo. No obstante, esta opción no pudo ser utilizada dado que las fuentes de desequilibraban.

- Uso de otros LISN:

Los LISN alternativos fueron fabricados para normativa MIL-STD-461, pero diseñados para potencias mucho mayores (del orden de 5kW) (Figura 3.1). Sin embargo, se comprobó que

el uso de estos LISN no introducía una mejora significativa. De hecho, utilizando los LISN de $5 \mu\text{H}$ y con pequeños cambios en el set-up de medida se conseguían mejoras similares. Estos pequeños cambios pueden ser, por ejemplo, la implementación de dos condensadores en configuración *line-to-ground* conectados a la entrada de los LISN, tal y como se muestra en la Figura 3.2. Asimismo, el tamaño de estos LISN complicaba su manejabilidad y la del set-up completo, estaban sobredimensionados para esta aplicación.



Figura 3.1 LISN para normativa MIL-STD-461 conectados a carga de de 12Ω .



Figura 3.2 LISN de $5 \mu\text{H}$ con condensadores de $3.3 \mu\text{F}$ a la entrada.

Para elegir adecuadamente los cambios que se debían de introducir en el set-up de medida fue necesario medir las emisiones conducidas de la fuente de alimentación. Para ello, se sustituyó el convertidor por una carga de 12Ω , tal y como se muestra en el esquema de la Figura 3.3. En esta figura se puede observar que la carga resistiva se conecta a la fuente de alimentación a través de los LISN.

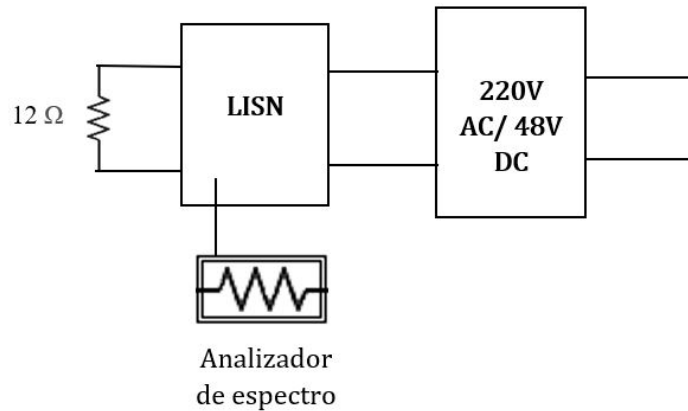


Figura 3.3 Esquema configuración para medir emisiones conducidas de la fuente de alimentación (220V AC/ 48V DC).

En la Figura 3.4 se muestran las emisiones conducidas medidas de la fuente de alimentación utilizando distintos set-ups de medida. Observando la curva azul, correspondiente a la medida tomada utilizando los LISN de $5\ \mu\text{H}$, se puede ver como éstos no eran capaces de filtrar el ruido alrededor de 1 MHz, algo que sí ocurría con los LISN de la normativa MIL-STD-461 (curva verde). Del mismo modo, se puede observar que utilizando únicamente dos condensadores de $3.3\ \mu\text{F}$, tal y como se muestra en la Figura 3.2 (configuración *line-to-ground*), ya se conseguían disminuir considerablemente los primeros armónicos generados por la fuente.

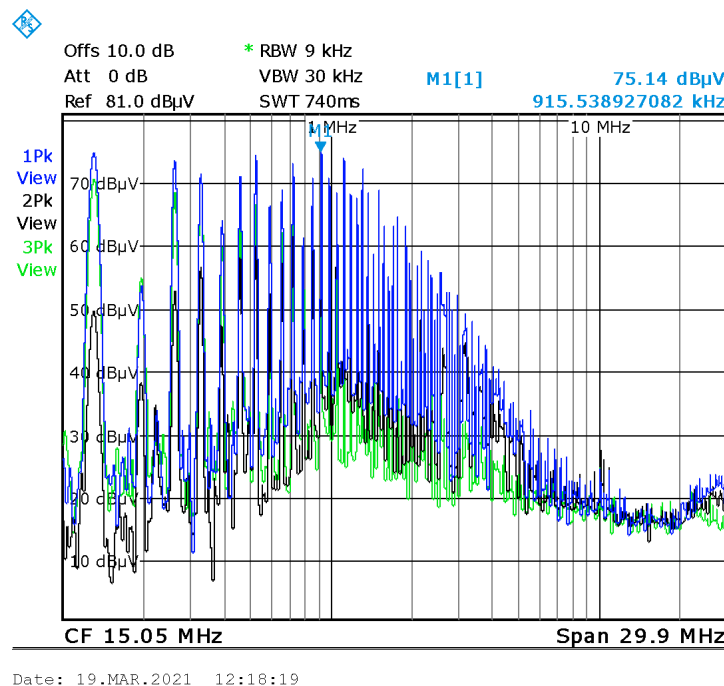


Figura 3.4 Medidas de emisiones conducidas de la fuente de alimentación de 1 kHz a 30 MHz utilizando los LISN de $5\ \mu\text{H}$ (curva azul), los LISN MIL-STD-461 (curva verde) y los LISN de $5\ \mu\text{H}$ con condensadores de $3.3\ \mu\text{F}$ a la entrada (curva negra).

A la vista de estos resultados parece ventajoso utilizar los LISN de $5 \mu H$, ya que son muchos más manejables, compactos y dimensionados a la potencia real del equipo. Sin embargo, estos LISN requerirán incorporar algunos elementos de filtrado adicionales para eliminar las emisiones conducidas de la fuente de alimentación. Para la correcta elección de los componentes necesarios en el filtrado del ruido es esencial diferenciar el modo común del diferencial, y determinar cuál de ellos es el predominante. Este paso es de vital importancia dado que, para conseguir reducir las emisiones conducidas, hay que reducir el modo predominante de éstas.



Figura 3.5 LISN Mate. Discriminador de modo común y diferencial .

Para separar el modo común del diferencial se utilizó el dispositivo mostrado en la Figura 3.5. El TBLM1 LISN Mate es un dispositivo complementario a los LISN que toma como entrada el ruido medido en ambas fases y ofrece a su salida la señal de ruido conducida en sus componentes de modo común y modo diferencial. Por tanto, el LISN Mate se debe conectar a la salida del LISN insertado en la línea de alimentación positiva y a la salida del LISN insertado en la línea de alimentación negativa. Asimismo, el analizador de espectro se conecta con el LISN Mate a través del conector BNC del modo que se quiere medir. En el conector del otro modo debe colocarse una carga de 50Ω .

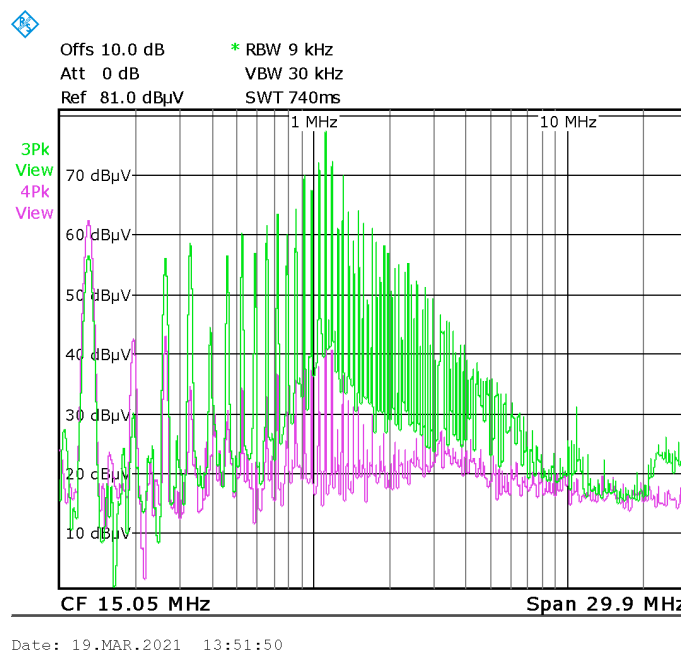


Figura 3.6 Medida de emisiones conducidas de la fuente de alimentación de 1 kHz a 30 MHz utilizando los LISN de $5 \mu H$. Modo común (curva verde) y modo diferencial (curva rosa).

La Figura 3.6 muestra las componentes común y diferencial de las emisiones de la fuente de alimentación que se han medido usando la técnica arriba descrita. Como se puede observar en esta figura, el ruido generado por la fuente de alimentación alrededor de 1 MHz es principalmente de modo común, mientras que a frecuencias bajas (100 kHz), el modo diferencial es dominante. Estos resultados explican la mejora obtenida anteriormente cuando se incluyeron a la entrada de los LISN sendos condensadores de $3.3 \mu\text{F}$ en configuración *line-to-ground* (C_Y). Esta configuración es especialmente útil para eliminar ruido en modo común, pero también permite atenuar el ruido diferencial gracias al camino de baja impedancia que ofrecen entre las líneas los dos C_Y en serie.

De cualquier forma, teniendo en cuenta que el modo predominante era el modo común, primero se probó con la solución más sencilla: ferritas. Con el fin de conseguir el efecto deseado, los cables que conectaban la fuente de alimentación con los LISN se debían enrollar en un núcleo de ferrita. Como prueba inicial, se midieron las atenuaciones que se podían obtener dependiendo del núcleo de ferrita utilizado y el número de vueltas que se le diera al cable alrededor de éste. Para caracterizar la atenuación en cada caso se hizo uso del analizador de espectro que, al disponer de generador de *tracking*, permite caracterizar la respuesta de componentes. Cabe destacar que esta prueba sirve de guía de los resultados que se pueden esperar cuando se realicen las medidas para la fuente de alimentación.

Las características principales de los núcleos de ferrita que se utilizaron en esta prueba se muestran en la Tabla 3.1. Para más información se puede acceder a la web del fabricante a través del siguiente enlace: <https://www.fair-rite.com/> e introducir los códigos 5961001201 (datasheet núcleo pequeño) y 5943003801 (datasheet núcleo grande).

Tabla 3.1 Características principales de los núcleos de ferrita.

Parámetros	Núcleo pequeño	Núcleo grande
Material	NiZc	NiZc
Diámetro exterior	29 ∓ 0.65 mm	61 ∓ 1.3 mm
Diámetro interior	19 ∓ 0.5 mm	35.55 ∓ 0.85 mm
Permeabilidad inicial ($B < 10$ gauss) (μ_i)	125	800
Resistividad (ρ)	$10^8 \Omega/cm$	$10^5 \Omega/cm$
Rango normal de uso	>200 MHz	20-250 MHz

Las atenuaciones de los núcleos de ferrita se han medido de 150 kHz a 30 MHz. Por debajo de los 150 kHz las atenuaciones proporcionadas por las ferritas son nulas y por encima de los 30 MHz la fuente de alimentación no presenta emisiones conducidas de interés. Como se pudo observar en la Figura 3.4, los valores máximos de ruido en modo común se encuentran en el entorno de 1 MHz, por ello nos interesa estudiar la atenuación ofrecida por los núcleos de ferrita en el entorno de esa frecuencia. En la Figura 3.7 puede observarse que la atenuación que proporciona el núcleo de ferrita pequeño en torno a 1 MHz cuando el cable activo se enrolla con 5 vueltas alrededor del núcleo es prácticamente nula. No obstante, al aumentar el número de vueltas se observa que la atenuación aumenta, como es de esperar. Concretamente para 10 vueltas se obtiene una atenuación aproximada de $7 \text{ dB}\mu\text{V}$. Por otro lado, al utilizar el núcleo de ferrita grande (Figura 3.8) se obtiene que la atenuación para 5 vueltas es de aproximadamente $7 \text{ dB}\mu\text{V}$, mientras que para 10 vueltas es de $14 \text{ dB}\mu\text{V}$.

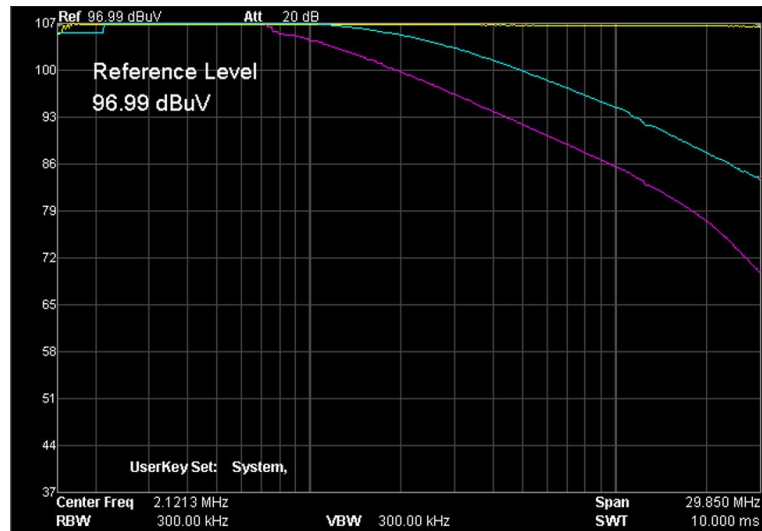


Figura 3.7 Atenuación obtenida utilizando núcleo de ferrita pequeño de 150 kHz a 30 MHz. Curva magenta: 10 vueltas. Curva azul: 5 vueltas.

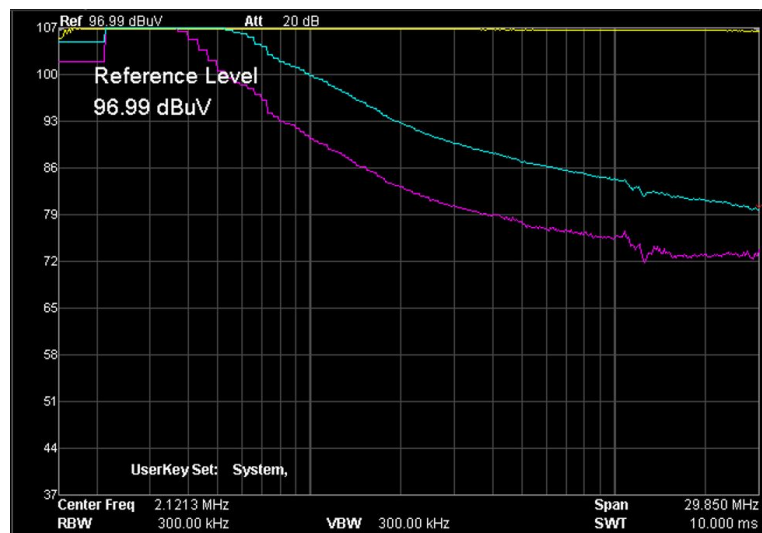


Figura 3.8 Atenuación obtenida utilizando núcleo de ferrita grande de 150 kHz a 30 MHz. Curva magenta: 10 vueltas. Curva azul: 5 vueltas.

Dado que el uso del núcleo de ferrita de mayor tamaño fue el que proporcionó los mejores resultados de filtrado en torno a 1 MHz, el siguiente paso seguido fue implementar dicho elemento en el set-up de medida de emisiones conducidas de la fuente de alimentación. Éste irá situado en los cables que conectan la fuente de alimentación con los LISN, tal y como se puede observar en la Figura 3.9. Una vez introducida la ferrita en el set-up, se tomaron las medidas de emisiones conducidas de la fuente de alimentación. A continuación, se mostrarán algunos de los resultados obtenidos. El primero de ellos corresponde a la medida sin utilizar ningún componente extra (Figura 3.10) y los siguientes, utilizando los distintos componentes comentados con anterioridad (condensadores y ferritas). Como se puede observar en sendas gráficas, dichas medidas se han comparado con los límites impuestos para las emisiones conducidas de las normas MIL-STD-461G y DO-160G.

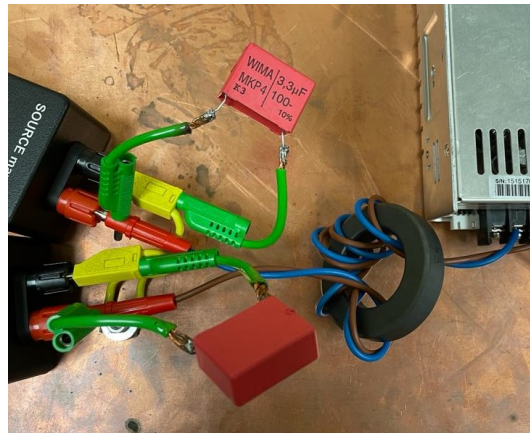


Figura 3.9 Disposición de la ferrita en el set-up de medida.

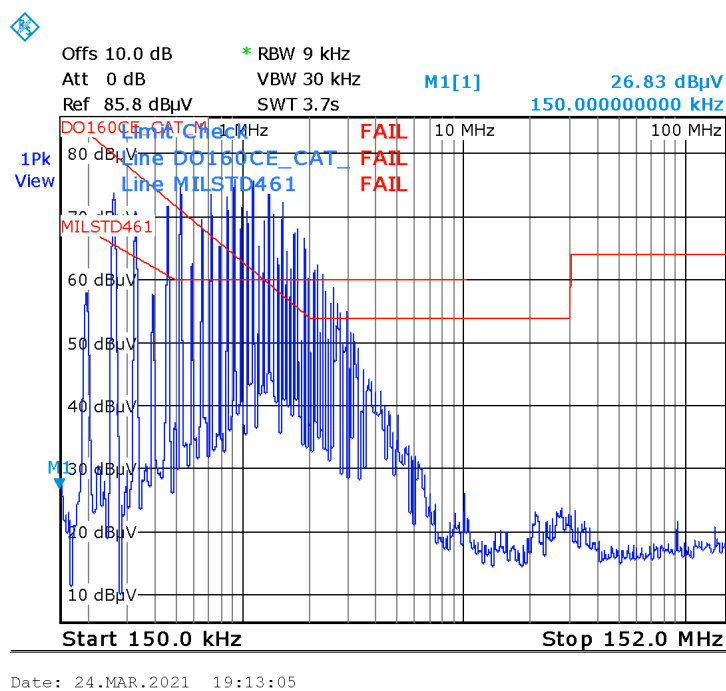


Figura 3.10 Medida emisiones conducidas de la fuente de alimentación de 150 kHz a 152 MHz. Comparación con valores máximos de emisiones establecidos en las normas DO-160G y MIL-STD-461G.

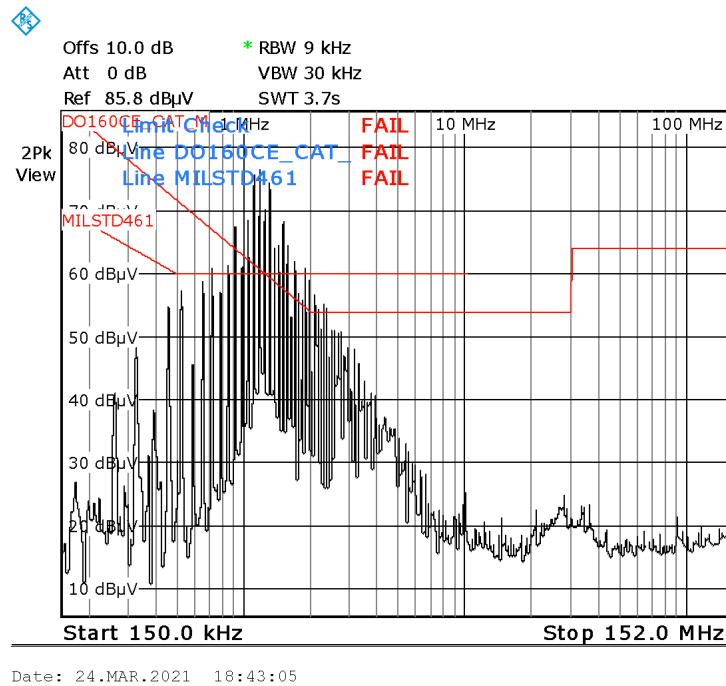


Figura 3.11 Medida emisiones conducidas de la fuente de alimentación de 150 kHz a 152 MHz con condensadores de $3.3 \mu\text{F}$ en configuración *line-to-ground*. Comparación con valores máximos de emisiones establecidos en las normas DO-160G y MIL-STD-461G.

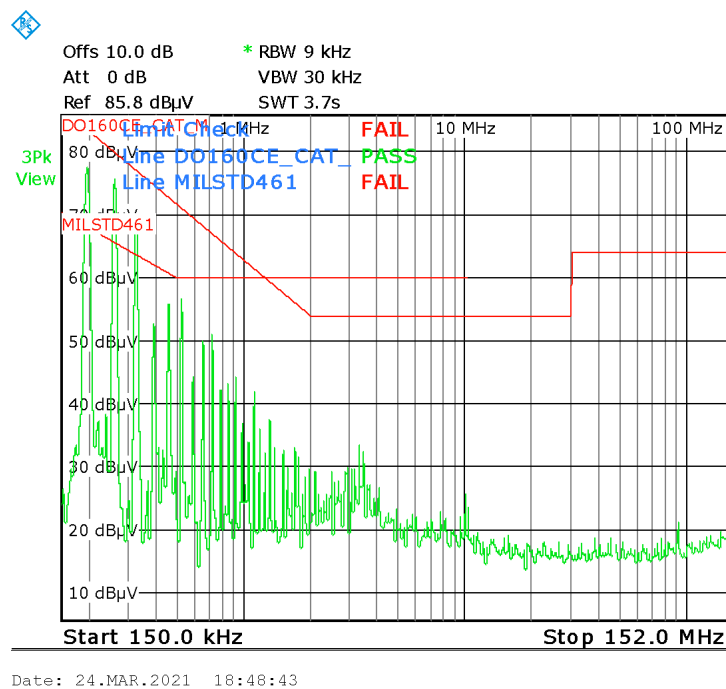


Figura 3.12 Medida emisiones conducidas de la fuente de alimentación de 150 kHz a 152 MHz utilizando núcleo de ferrita grande y 3 vueltas. Comparación con valores máximos de emisiones establecidos en las normas DO-160G y MIL-STD-461G.

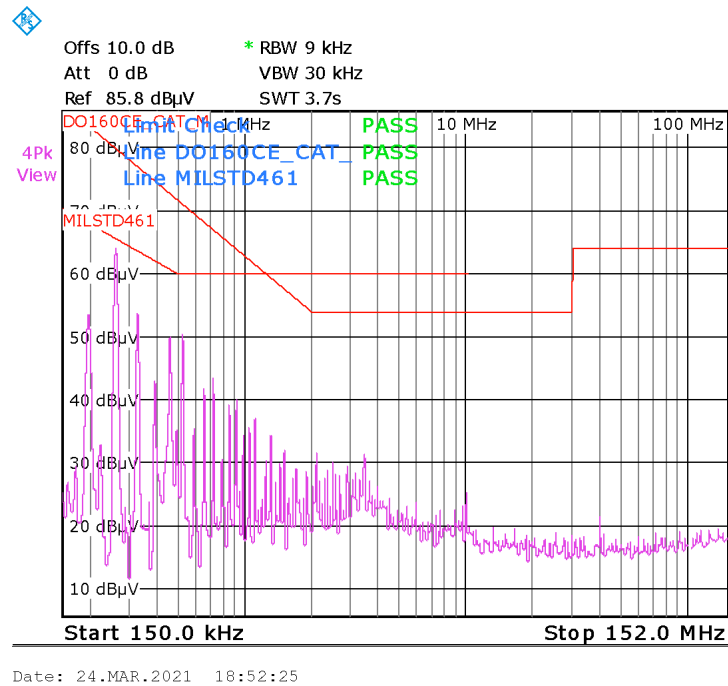


Figura 3.13 Medida emisiones conducidas de la fuente de alimentación de 150 kHz a 152 MHz utilizando núcleo de ferrita grande y 5 vueltas. Comparación con valores máximos de emisiones establecidos en las normas DO-160G y MIL-STD-461G.

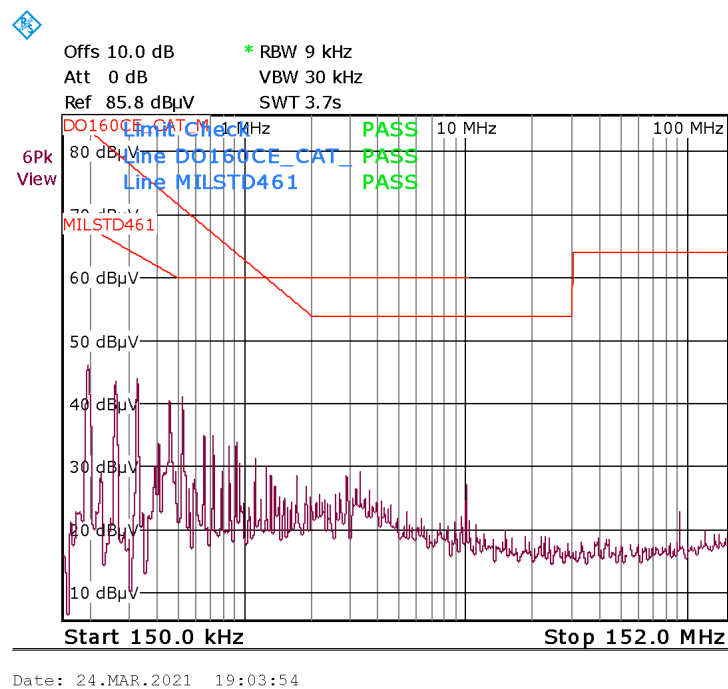


Figura 3.14 Medida emisiones conducidas de la fuente de alimentación de 150 kHz a 152 MHz utilizando núcleo de ferrita grande, 3 vueltas y condensadores C_Y de $3.3 \mu F$. Comparación con valores máximos de emisiones establecidos en las normas DO-160G y MIL-STD-461G.

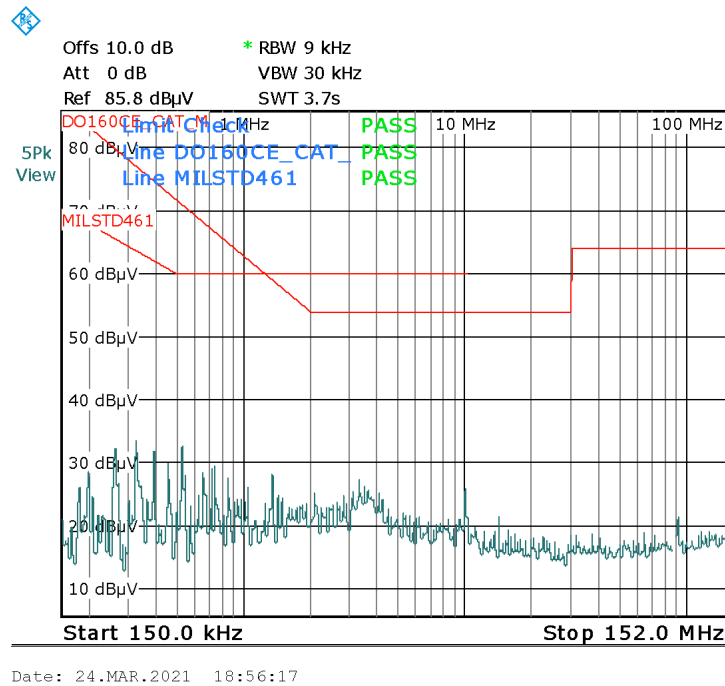


Figura 3.15 Medida emisiones conducidas de la fuente de alimentación de 150 kHz a 152 MHz utilizando núcleo de ferrita grande, 5 vueltas y condensadores C_Y de $3.3 \mu F$. Comparación con valores máximos de emisiones establecidos en las normas DO-160G y MIL-STD-461G.

Observando las gráficas anteriores se obtienen los resultados esperados. Como se puede visualizar, el uso del núcleo de ferrita es muy efectivo a partir de 1 MHz, mientras que el uso de los condensadores hace que disminuyan los armónicos en el entorno de los kilohercios. Asimismo, se observa que cuantas más vueltas se le dé al cable alrededor del núcleo de ferrita, mayor será la atenuación, tal y como se comentó en el *Capítulo 1*. Una conclusión importante de este estudio es que, con el uso de los condensadores de $3.3 \mu F$ y dándole 5 vueltas al cable alrededor del núcleo de ferrita de mayor tamaño, las emisiones conducidas del convertidor disminuyen de forma considerable, filtrando prácticamente todo el ruido de la fuente de alimentación en el rango de frecuencia de interés (de 150 kHz a 152 MHz). Sin embargo, como se ha comentado con anterioridad, en el requerimiento que se ha usado en este proyecto (CE102) de la norma militar MIL-STD 416G, el rango de frecuencia empieza en 10 kHz y no en 150 kHz. Al analizar el rango de frecuencia al completo se observó que la solución anterior no atenuaba el ruido de la fuente en el rango de frecuencia restante, en concreto, se tenían dos armónicos (65 y 130 kHz) de gran magnitud, como se puede observar en la Figura 3.16.

Como se hizo con anterioridad, se analizó el modo predominante de estos armónicos, y se verificó que se trataba de ruido en modo común. Así pues, y con el objetivo de obtener una atenuación suficiente en todo el rango de frecuencia, se optó por utilizar un filtro EMI ya disponible en el laboratorio. Se eligió esta opción debido a que este filtro tiene incorporados condensadores de tipo Y, X y un choke de modo común, es decir, dispone de elementos de filtrado para ambos modos y, además, sus valores nominales son adecuados para este rango de frecuencias. No obstante, como se puede observar en la Figura 3.17, este filtro tampoco era suficiente para reducir dichos armónicos. Sin embargo, se observó que, si se combinaban los efectos del filtro con el de los dos condensadores extra de $3.3 \mu F$, los armónicos sí se reducían considerablemente (Figura 3.18).

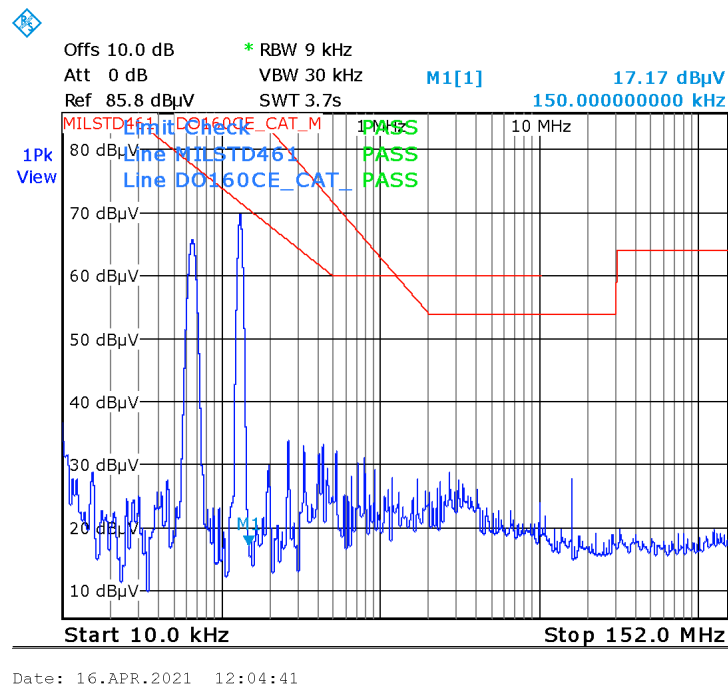


Figura 3.16 Medida emisiones conducidas de la fuente de alimentación de 10 kHz a 152 MHz utilizando núcleo de ferrita grande, 5 vueltas y condensadores de $3.3 \mu F$.

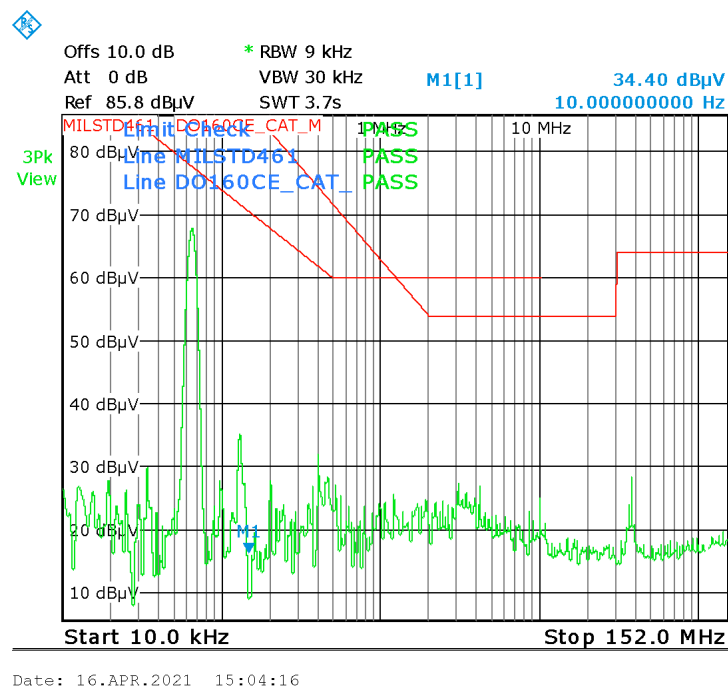


Figura 3.17 Medida emisiones conducidas de la fuente de alimentación de 10 kHz a 152 MHz utilizando el filtro.

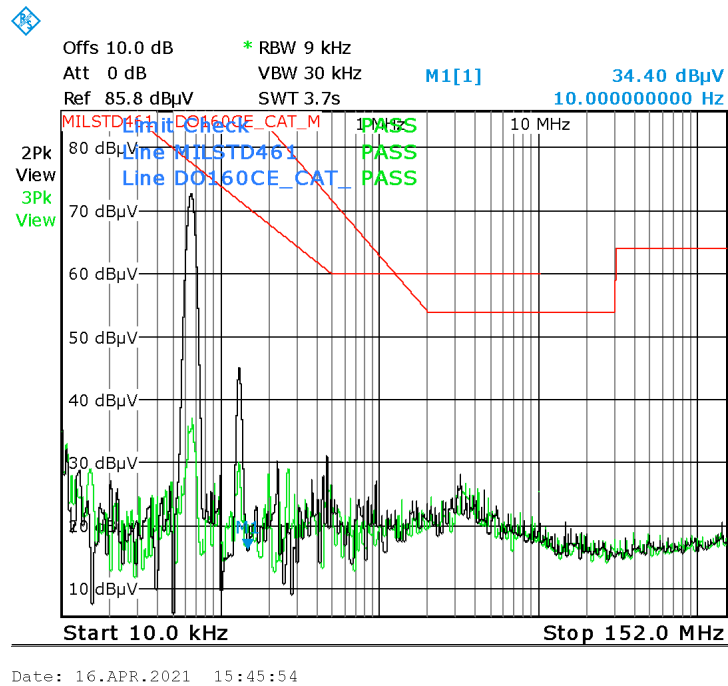


Figura 3.18 Medida emisiones conducidas de la fuente de alimentación de 10 kHz a 152 MHz utilizando el filtro y 2 condensadores de $3.3 \mu\text{F}$ (curva verde).

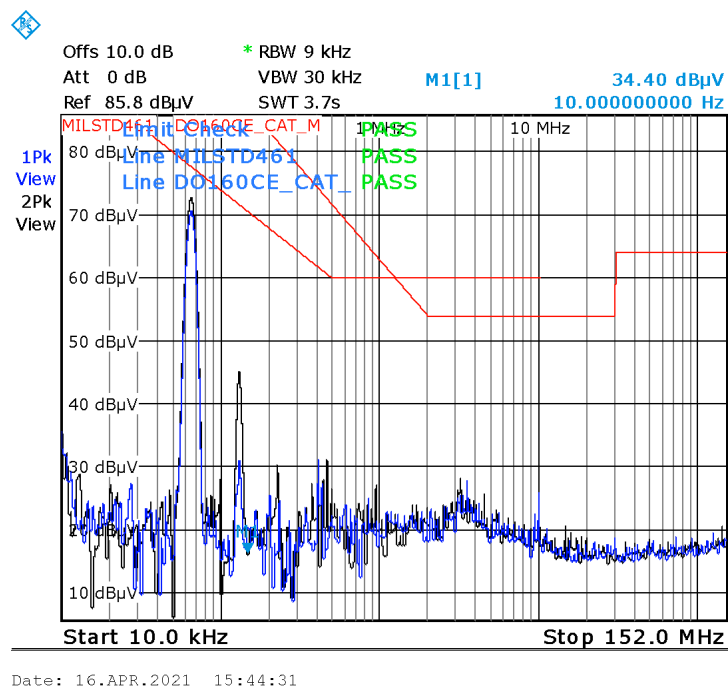


Figura 3.19 Medida emisiones conducidas de la fuente de alimentación de 10 kHz a 152 MHz utilizando el filtro y 1 condensador en paralelo (curva azul).

Para un análisis más exhaustivo, y a modo de verificación adicional, también se probó el efecto de un condensador en paralelo, es decir, en configuración *line-to-line*. No obstante, como muestra los

resultados de la Figura 3.19, dado que el modo predominante era el modo común y no el diferencial, el uso de dicho condensador no tenía ningún efecto significativo sobre la medida de emisiones.

Por otro lado, tal y como se especifica en la norma RTCA DO-160G (*Capítulo 2*), cuando los LISN tienen resonancias propias por encima de 10 kHz, como se tiene en los LISN estándar de $5\ \mu\text{H}$, un condensador de $10\ \mu\text{F}$ debe ser insertado entre cada terminal de entrada de energía de los LISN y el plano de tierra del set-up de prueba. Por esta razón, en la configuración de medida usada finalmente se han utilizado condensadores de $10\ \mu\text{F}$ en lugar de los de $3.3\ \mu\text{H}$, no habiéndose observado una diferencia significativa en el ruido medido para la fuente de alimentación.

Por tanto, como solución final se optó por el uso de un filtro EMI y de 2 condensadores de $10\ \mu\text{F}$ en configuración *line-to-ground*, tal y como se muestra en la Figura 3.20

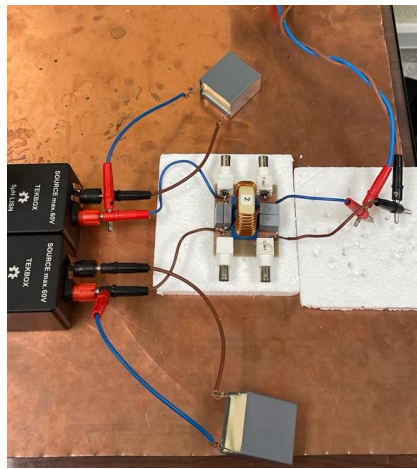


Figura 3.20 Disposición de filtro y condensadores de $10\ \mu\text{F}$ en configuración *line-to-ground* en el set-up de medida.

Como comentario adicional es importante resaltar que en el proceso de toma de medidas llevado a cabo en este trabajo, se hizo necesario sustituir la fuente de alimentación con la que se realizó este estudio por otra fuente, esta fuente es la fuente de banco RS PRO-6005D (0-60V, 0-5A). Debido a dicha sustitución, se hizo preciso asegurar, con un nuevo estudio, que el ruido emitido por este modelo de fuente tampoco impactaba en las medidas a realizar en los puertos de los LISN cuando se usaba la técnica de filtrado aquí propuesta. Los resultados de este estudio se muestran en la Figura 3.21. Estas curvas muestran que la fuente da lugar a emisiones menores que la fuente de alimentación original, aunque también posee armónicos cerca de los límites establecidos por las normas que es conveniente atenuar (curva azul). Se muestra también que el uso de los condensadores de $10\ \mu\text{F}$ en configuración *line-to-ground* ofrece cierta mejora (curva verde), como también ocurre con el uso exclusivo del filtro (curva verde azulado). Asimismo, se puede visualizar que el uso combinado de ambas soluciones (condensadores y filtro) permite eliminar las emisiones conducidas de la fuente de alimentación en todo el rango de frecuencia, con un margen de seguridad muy amplio. Por lo tanto, para esta fuente se ha usado el mismo montaje de medida. Finalmente, cabe destacar que, en general, no es necesario eliminar completamente el ruido, sino dejarlo lejos de los límites de la norma. Por tanto, para esta fuente no sería necesaria la implementación de todos los elementos de filtrado (condensadores y filtro), no obstante, esto no influye negativamente en la toma de medidas del prototipo de convertidor y, permite mantener el montaje de medida igual para ambas fuentes.

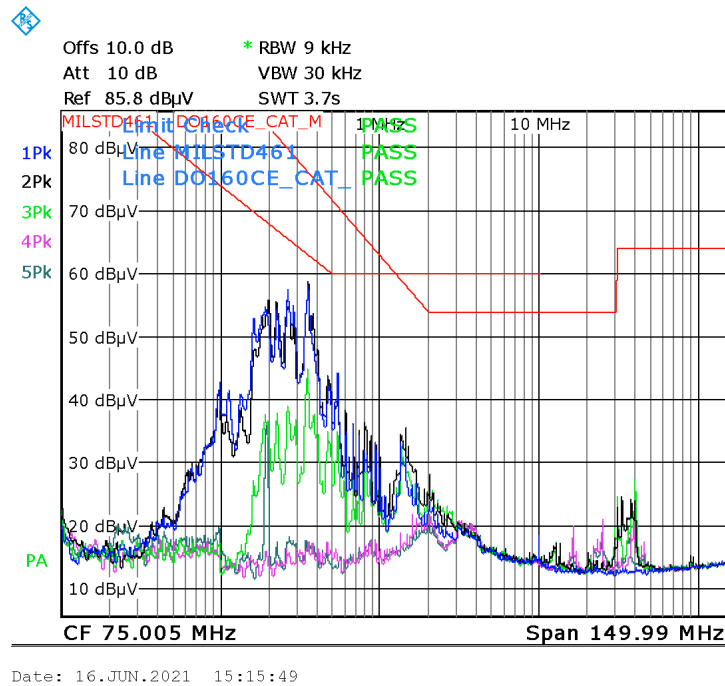


Figura 3.21 Medida emisiones conducidas de la nueva fuente de alimentación de 10 kHz a 152 MHz sin carga (curva negra). Medida emisiones conducidas de la nueva fuente de alimentación con carga de 12Ω (curva azul). Medida emisiones conducidas de la nueva fuente de alimentación usando condensadores $10\mu\text{F}$ (curva verde). Medida emisiones conducidas de la nueva fuente de alimentación filtro (curva verde azulado). Medida emisiones conducidas de la nueva fuente de alimentación de 10kHz a 152MHz utilizando filtro EMI y condensadores (curva rosa).

3.1 Set-up de medida final

Como conclusión del trabajo de caracterización y verificación del set-up de medida que se ha descrito en este capítulo, se ha llegado a un montaje final que permite llevar a cabo, de una manera fiable y acorde con la normativa, las medidas de emisiones conducidas del convertidor.

En la Figura 3.22 se muestra una imagen de la configuración final del set-up de medida. En esta imagen se puede observar la presencia de una fuente de alimentación, etiquetada como fuente regulada, que sirve de alimentación externa de la placa de control del convertidor. Ésta es una fuente regulada de voltaje, la justificación de por qué se ha usado esta alternativa y no otra, como podría ser una batería se puede encontrar en el *Capítulo 5*. Del mismo modo, también se puede observar la presencia de una pantalla de cobre interpuesta entre el propio convertidor y los puertos de medida. La función de este componente se discutirá en el *Capítulo 6* de esta memoria.

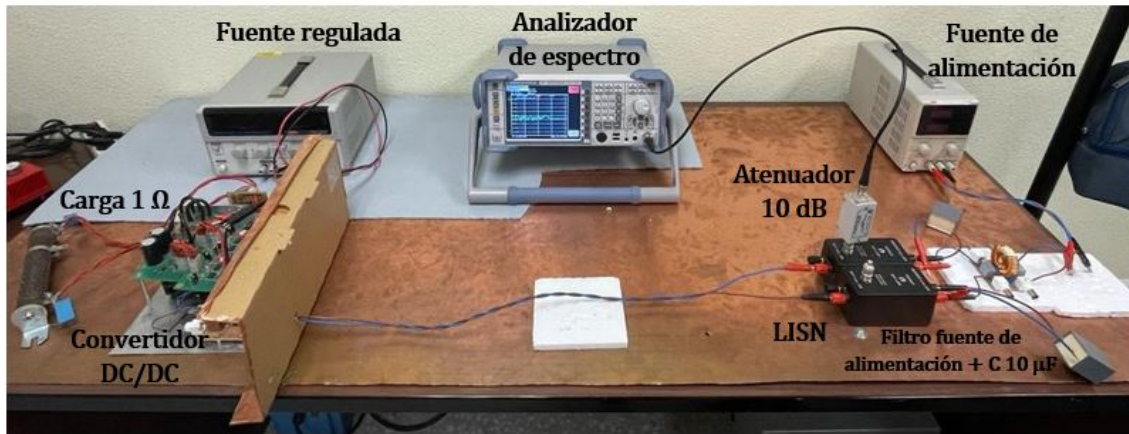


Figura 3.22 Set-up de medida.

3.1.1 Diferencias del set-up de medida con respecto a la normativa

En general el set-up de medida es muy similar al mostrado en la Figura 2.4, y trata de adaptarse en la medida de la posible a las dos normativas consideradas. En este apartado se discutirán y justificarán las diferencias más importantes teniendo en cuenta los requisitos generales expuestos de ambas normativas.

En primer lugar, las distancias y dimensiones. Por ejemplo, mientras que para la RTCA DO-160G los cables de interconexión deben tener al menos 3,3 metros, en la MIL-STD-461G debe ser de 2 metros. No obstante, dadas las limitaciones de espacio y el material disponible en el laboratorio, estas medidas no se cumplen. En cualquier caso, para medidas de emisiones conducidas, el uso de cables de longitud menor es una desventaja (es decir, ofrece un margen de seguridad adicional), ya que no se cuenta con la inductancia propia del cable para atenuar las corrientes de altas frecuencias (por encima de 1MHz y hasta unas pocas decenas de MHz). Este no sería el caso a frecuencias mayores, donde los efectos de radiación sí podrían ser más severos para cables de mayor longitud.

Por otro lado, en la norma MIL-STD-461G se utiliza un atenuador de 20 dB, sin embargo, en la toma de medidas de este proyecto se ha utilizado uno de 10 dB. Del mismo modo, los cables de alimentación no se han apoyado 5 cm por encima del plano de masa con material no conductor como madera o espuma tal y como dicta dicha norma. Estas especificaciones no se han cumplido dado que no son comunes a ambas normativas, además se ha comprobado que no tienen un efecto importante sobre las medidas obtenidas.

Otro punto importante es el método de toma de medidas. En la norma RTCA DO-160G se realiza mediante el método de intensidad, es decir, utilizando una sonda de corriente. No obstante, en el desarrollo de este proyecto se ha realizado mediante el método de voltaje. No obstante, tal y como se muestra en el *Capítulo 7* del documento, los resultados más representativos se volvieron a medir usando una sonda de corriente.

Asimismo, muchos de los requerimientos expuestos en la sección 20 de la norma RTCA DO-160G no se han considerado, dado que se trata de un prototipo, por lo que todavía no hay especificaciones de un fabricante a tener en cuenta.

Estas diferencias se pueden justificar en general teniendo en cuenta, principalmente, que se trata de medidas de precertificación. Además de que se trata de un prototipo y los recursos disponibles

en el laboratorio son limitados, por lo que se entiende que las condiciones de medida se aparten ligeramente de la norma siempre que no sea previsible un impacto importante o que, si este aparece, no sea nunca en el sentido de disminuir el ruido medido frente al que se mediría en las condiciones que establece la norma.

3.2 Conclusiones

La implementación de un set-up de medida correcto es fundamental para asegurar que las medidas de ruido de un equipo sean significativas, y puedan ser utilizadas por tanto para comprobar de forma efectiva el cumplimiento de las normas de EMC aplicables. Por esta razón, en este capítulo se ha llevado a cabo una verificación del set-up de medida de emisiones conducidas para determinar los equipos y la configuración de medida que resultan más convenientes para medir las emisiones del convertidor bajo estudio. Se han tomado como referencia las las normas MIL-STD-461G y DO-160G.

Como resultado de este análisis previo del set-up de medida, se ha determinado que se pueden utilizar los LISN TBOH01 $5\ \mu\text{H}$ disponibles en el laboratorio en conjunción con la fuente de alimentación del convertidor siempre y cuando se implementen algunas medidas adicionales de filtrado del ruido de la fuente, de manera que ese ruido no contamine la medida de ruido del convertidor. En este proceso, se han podido poner en práctica muchos de los procedimientos que se tendrán que realizar para medir y reducir las emisiones conducidas del convertidor, como la diferenciación del modo común del diferencial o la implementación de elementos con el fin de reducir emisiones y la comprobación de la efectividad de éstos.

4 Medida de emisiones conducidas del convertidor

En el capítulo anterior se ha descrito la caracterización del set-up de medida, que es un paso previo imprescindible para realizar la medida de ruido conducido del equipo. En este capítulo se detallará este proceso de medida y se discutirán los resultados.

Por otro lado, dado que en el montaje final del prototipo de convertidor utilizado hay un filtro EMI ya instalado a su salida (figuras 1.1 y 1.3), en el desarrollo de este capítulo se medirán las emisiones conducidas del equipo con este filtro ya incorporado y se comprobará si su utilización es suficiente para que éstas cumplan con los límites de ruido conducido máximo establecidos en las normas RTCA DO-160G y MIL-STD-461G. La presencia de este filtro en el montaje final viene justificada, tal y como se expuso en el *Capítulo 1*, debido a que el convertidor es una fuente conmutada y, por ello, una fuente importante de emisiones electromagnéticas. Así pues, con el fin de evitar todos los inconvenientes que éstas pueden provocar es necesaria la reducción de dichas emisiones y, por tanto, la presencia de un filtro de línea. El filtro en cuestión está compuesto por un condensador de tipo X de $3.3\ \mu F$, un choke de modo común de 1mH y 4 condensadores de tipo Y conectados en paralelo 2 a 2 de 33nF, las referencias de dichos componentes son: MKP4D043306D00KJ00, 744823601 y R413I247050M1M respectivamente. Este filtro se denominará en capítulos posteriores como filtro paralelo GPDW, donde el acrónimo GPDW corresponde a *Ground Plane DoWn*, lo que hace referencia a que el plano de retorno del filtro se encuentra en la cara de la placa de circuito impreso opuesta a aquella donde están montados los componentes del filtro.

Del mismo modo, tal y como se ha comentado con anterioridad, es necesario el uso de una fuente de alimentación externa para la placa de control del convertidor. Por lo que en este capítulo también se mostrarán todas las medidas tomadas con las distintas alternativas de fuentes y la justificación de la elección de dicha fuente. Además se ha caracterizado el ruido de fondo y se ha comprobado que éste cumple con los requerimientos impuestos en la normativa.

4.1 Medida de emisiones conducidas del convertidor

Las medidas de emisiones conducidas del convertidor se han realizado con dos fuentes de alimentación distintas. En primer lugar, una batería y, en segundo, una fuente regulada de voltaje. La idea es verificar si el ruido producido por la fuente regulada de voltaje tiene algún impacto en las medidas.

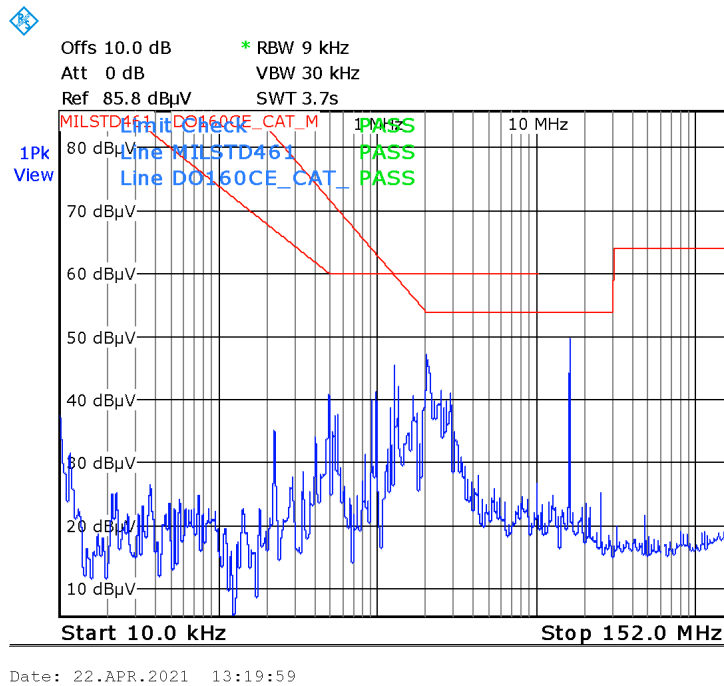


Figura 4.1 Medida ruido de fondo con fuente regulada encendida.

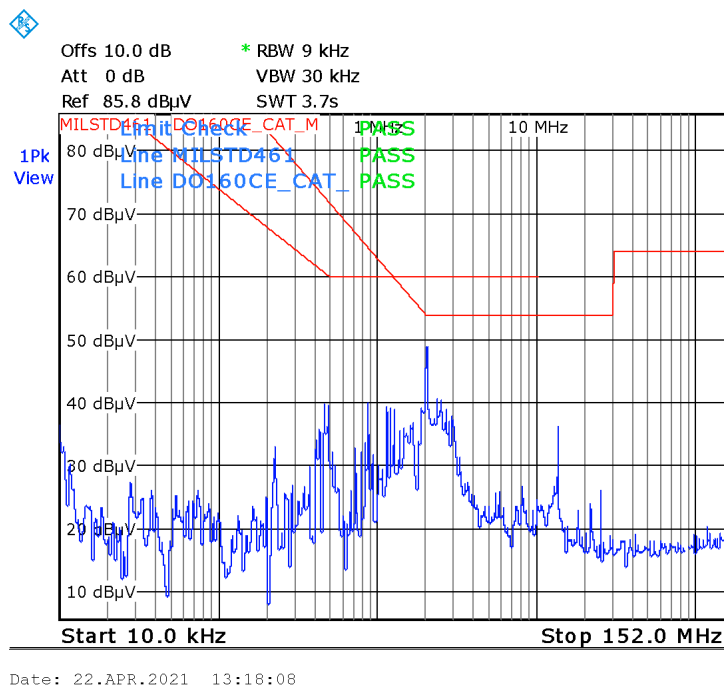


Figura 4.2 Medida ruido de fondo con osciloscopio y fuente regulada apagados.

La Figura 4.1 muestra la medida de ruido conducido en una de las fases con el convertidor apagado y la fuente de alimentación encendida. En esta figura puede verse cómo la fuente regulada hace que aparezca un armónico de tamaño considerable en torno a los 18 MHz. Esta comprobación se pudo realizar caracterizando el ruido de fondo previamente, mostrado en la Figura 4.2. Asimismo,

se comprobó que este fenómeno no ocurría si se utilizaba la batería. En cualquier caso, las emisiones procedentes de la fuente regulada no sobrepasan los límites de emisiones de las normas que se están verificando, por lo que no cabe esperar que la presencia de la fuente regulada introduzca ruido adicional en la medida. De hecho, al realizar las medidas de emisiones conducidas del convertidor con ambas fuentes (batería y fuente regulada), los resultados fueron muy similares.

Este hecho se puede apreciar observando las Figuras 4.3 y 4.4. En la primera de ellas, que muestra el ruido medido utilizando la batería como alimentación de la placa de control del convertidor, aparece un máximo de emisiones por encima de la norma en torno a 20 MHz mientras que, en la segunda, utilizando la fuente regulada, este pico de emisiones es muy parecido y está en una frecuencia un poco menor (19 MHz). Por tanto, una vez comprobado que el uso de la fuente regulada no provoca un ruido adicional significativo que pueda detectarse en el puerto de medida, y dado que la operación de la batería conlleva otros problemas como la necesidad de controlar su estado de carga y de recargar periódicamente, en el resto de medidas se optó por utilizar exclusivamente la fuente regulada de voltaje como sistema de alimentación auxiliar del convertidor.

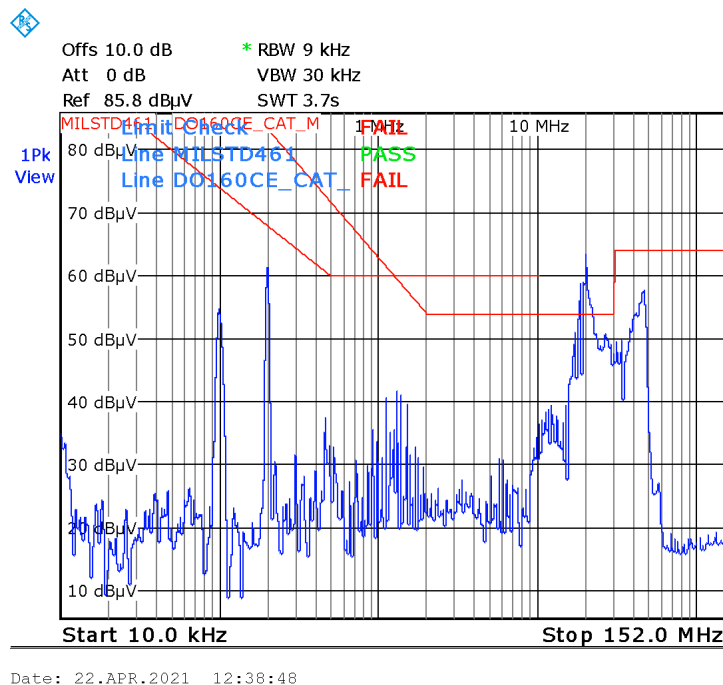


Figura 4.3 Medida emisiones conducidas del convertidor de 10 kHz a 152 MHz utilizando batería como fuente de la placa de control.

Por otro lado, cabe destacar que los armónicos de ruido el rango de frecuencia de los kilohercios que se observan en las medidas que se muestran en las figuras 4.3 y 4.4 coinciden con la frecuencia de conmutación del convertidor (100 kHz) y sus múltiplos enteros, como era de esperar. Este hecho sirve de confirmación adicional de que el ruido medido procede de la propia operación del convertidor, y de que las precauciones que se han tomado para asegurar que las emisiones conducidas de la fuente de alimentación, descritas en el *Capítulo 4* no interfieren en la medida y han dado resultado. En cualquier caso, debe resaltarse que la magnitud de estos armónicos en el orden de los kilohercios está por debajo del límite impuesto por las normativas consideradas. Por otro lado, las emisiones conducidas dentro del rango 300 kHz a 10 MHz tienen como origen principal el ruido de fondo y cumplen con la normativa. sin embargo, como se puede observar en la Figura 4.4, sí aparecen armónicos por encima o cerca de los límites en el rango de los 10 a los 60 MHz, y en especial en

torno a los 20 MHz. Por tanto, se tendrá como principal objetivo reducir esas emisiones de altas frecuencias.

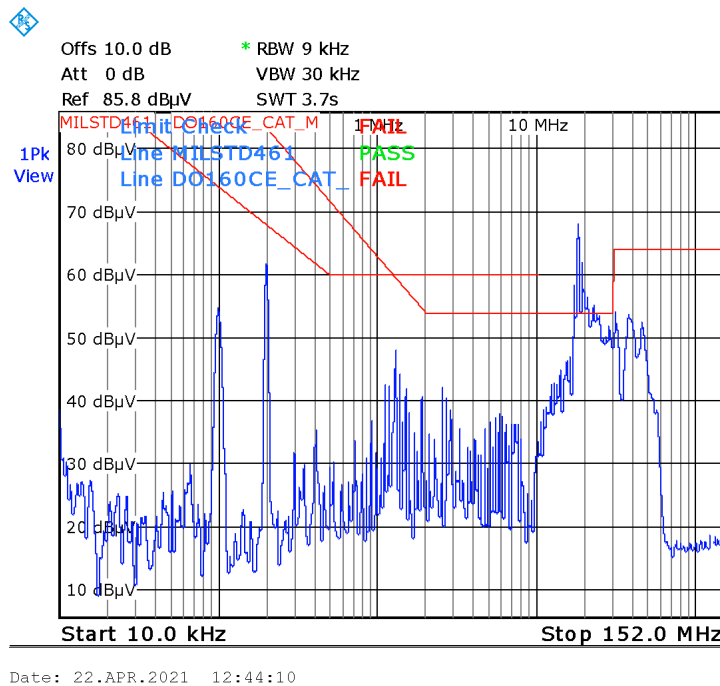


Figura 4.4 Medida emisiones conducidas del convertidor de 10 kHz a 152 MHz utilizando fuente regulada como alimentación de la placa de control.

4.1.1 Modo común y modo diferencial

Como se ha comprobado, las emisiones conducidas del prototipo no cumplen con los límites impuestos por la normativa, por lo que será necesario el estudio y búsqueda de alternativas para reducirlas. El primer paso para ello es determinar si las emisiones conducidas tienen como modo predominante el modo común o el diferencial, ya que las estrategias de filtrado son diferentes para cada modo. El método utilizado para discriminar ambos modos ha sido utilizar un circuito separador de modo común y diferencial, como se explica en el punto 3.1 del *Capítulo 3*.

Las medidas de las componentes común y diferencial de las emisiones conducidas del convertidor de muestran en la Figura 4.5. En esta figura puede observarse que en el rango de frecuencias donde existen problemas para cumplir con el límite de emisiones de la norma DO-160G, es decir, entre 10 MHz y 60 MHz, el ruido es predominantemente de modo común. En consecuencia, será necesaria la implementación y búsqueda de alternativas específicas para la reducción del modo común, que se discutirán en el siguiente capítulo.

De igual manera, los resultados expuestos en la Figura 4.5 muestran que existen también armónicos de baja frecuencia (100 y 200 kHz) cuyo componente predominante es el modo diferencial, si bien estos armónicos se mantienen por debajo del límite que marca la normativa.

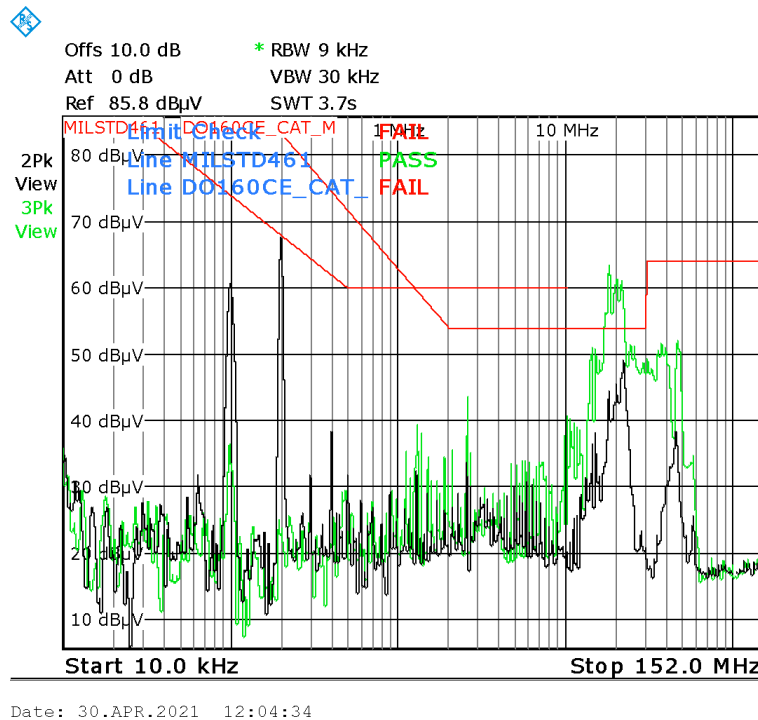


Figura 4.5 Medida emisiones conducidas del convertidor de 10 kHz a 152 MHz utilizando fuente regulada. Modo común (curva verde). Modo diferencial (curva negra).

4.2 Conclusiones

En este capítulo se ha verificado el set-up experimental y se han mostrado y analizado las medidas de emisiones conducidas del convertidor bajo estudio y de sus componentes en modo común y diferencial. Se ha concluido que se puede usar como fuente de alimentación externa para la placa de control del convertidor una fuente regulada de voltaje. Teniendo en cuenta los requerimientos en cuanto al ruido de fondo impuestos en la RTCA DO-160G y en la UNE-EN 550022 (6 dB de margen respecto a los límites), el ruido ambiente los cumple, exceptuando el armónico provocado por el uso de la fuente regulada, el cual está a solo 4 dB por debajo de los límites. No obstante, el uso de ésta se justifica debido a que la diferencia entre las medidas obtenidas con la fuente y con la batería es mínima.

Por otro lado, se ha determinado el rango de frecuencia y el modo para el que será necesario buscar opciones para reducir las emisiones conducidas. En este caso se trata del rango de frecuencia de los 10 a los 60 MHz y el modo común.

5 Propuestas de mejora de filtro

La autoinductancia de los condensadores es, junto con la capacitancia paralela equivalente de los chokes de modo común, el efecto parásito más importante que determina la atenuación real de un filtro EMI a altas frecuencias.

En el *Capítulo 4* se obtuvieron las medidas de emisiones conducidas del prototipo de convertidor, el cual ya tenía incorporado un filtro EMI, comprobándose que éstas no cumplían con los límites impuestos por la norma RTCA DO-160G en el rango de frecuencia de los 10 a los 60 MHz. Además, se obtuvo que el modo predominante de ruido en este rango de frecuencia era el modo común. En consecuencia, el objetivo principal en este capítulo será la búsqueda e implementación de alternativas de mejora de filtro para que estas emisiones conducidas cumplan con dicha normativa. Entre dichas alternativas, se ha analizado el efecto de filtros EMI cuyo plano de masa se encuentra en la parte superior (apartado 5.3) o el de la incorporación de bandas de cobre cubriendo los condensadores de tipo Y (apartado 5.2), entre otras. La idea es comprobar si es posible hacer que el convertidor cumpla con la normativa usando un filtro EMI adecuado y pequeñas implementaciones como la de las láminas de cobre, sin sacrificar aspectos tan importantes como la compactidad o el peso. De esta manera, se ha podido analizar y probar la eficiencia de medidas de atenuación de emisiones conducidas en un dispositivo real.

En la Tabla 5.1 se muestran las magnitudes de los componentes que conforman los distintos filtros EMI utilizados en el proyecto y los cuales se describirán a lo largo del capítulo. A los filtros con el plano de masa en la parte superior se los ha denominado GPUP, mientras que a los filtros con el plano de masa en la inferior, GPDW. La única diferencia entre ellos, aparte de la posición relativa del plano de masa, es el número y magnitud de condensadores de tipo Y. Los filtros GPDW poseen 4 C_Y de $33\mu F$ conectados 2 a 2, no obstante, los filtros GPUP tienen 2 de $47\mu F$.

Tabla 5.1 Magnitudes de los componentes de filtros EMI utilizados en el proyecto.

Filtro EMI	Condensadores Y	Condensadores X	Choke modo común
Paralelo GPDW	4 de $33\mu F$	$3.3\mu F$	1mH
Antiparalelo GPDW	4 de $33\mu F$	$3.3\mu F$	1mH
Paralelo GPUP	2 de $47\mu F$	$3.3\mu F$	1mH
Antiparalelo GPUP	2 de $47\mu F$	$3.3\mu F$	1mH

5.1 Filtro paralelo y antiparalelo

En este apartado se describirá con más profundidad el filtro paralelo con el que se tomaron las medidas de emisión conducida del convertidor mostradas en el capítulo anterior. Del mismo modo, se describirá la primera alternativa, un filtro EMI cuyos condensadores estén conectados en antiparalelo (Figura 5.2).

La configuración en paralelo de los condensadores (Figura 5.1) es una técnica común empleada para aumentar la atenuación de alta frecuencia de los filtros dado que, en principio, la inductancia (L) equivalente de dos condensadores iguales en paralelo será la mitad de la de uno solo, aumentando así la atenuación a altas frecuencias. Sin embargo, ignora el impacto de la inductancia mutua (M_C) entre condensadores, lo que podría socavar la mejora esperada. Por ello, se ha propuesto como primera opción de mejora la utilización de un filtro EMI cuyos condensadores están conectados en antiparalelo en vez de en paralelo.

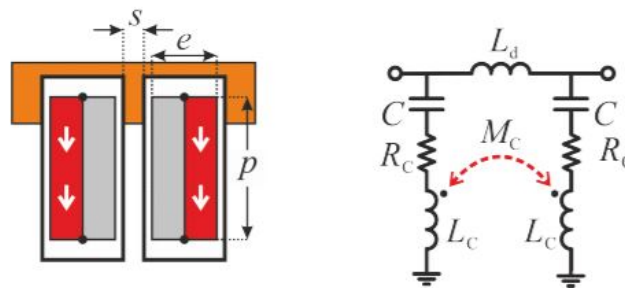


Figura 5.1 Configuración en paralelo. Circuito equivalente a alta frecuencia.

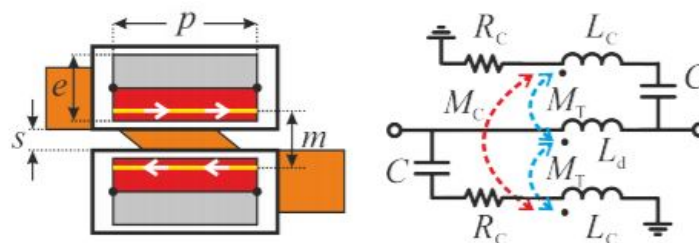


Figura 5.2 Configuración en antiparalelo. Circuito equivalente a alta frecuencia.

Tal y como se puede observar en las figuras anteriores, en el filtro paralelo las corrientes en ambos condensadores fluyen en la misma dirección, mientras que en el otro caso, las corrientes fluyen en direcciones opuestas. Por este motivo, se le ha denominado como filtro antiparalelo. Asimismo, se puede visualizar que los filtros tienen diferentes circuitos equivalentes a alta frecuencia. Una diferencia clave entre ellos proviene de las inductancias mutuas entre condensadores M_C , que crean efectos opuestos en ambos casos. En el filtro antiparalelo, el acoplamiento mutuo tiende a disminuir la inductancia equivalente total y, por tanto, M_C contrarresta el efecto de autoinducción de los condensadores (5.2), mientras que para el caso paralelo hace que aumente (5.1).

- Filtro paralelo:

$$L_{eq} = \frac{L + M_C}{2} \quad (5.1)$$

- Filtro antiparalelo:

$$L_{eq} = \frac{L - M_C}{2} \quad (5.2)$$

Por otro lado, cabe destacar que la traza entre los dos condensadores será típicamente mayor en el caso antiparalelo, produciendo una mayor inductancia parásita, L_d . De esta manera, hay que tener en cuenta que aunque L_d tenga un valor pequeño, puede tener un impacto significativo en el desempeño del filtro a altas frecuencias porque se coloca entre los dos condensadores [9].

La disposición antiparalelo tendrá, por lo general, mejor rendimiento en comparación con la disposición en paralelo. Este fenómeno se puede explicar principalmente por dos efectos:

- El efecto positivo del acoplamiento mutuo entre los condensadores M_C .
- La autoinducción de la señal entre los condensadores L_d , que es mayor en el filtro antiparalelo. A pesar de su pequeño valor, L_d hace que el filtro se convierta en un filtro de tipo π y, en consecuencia, que tenga un impacto notable en el rendimiento del filtro a alta frecuencias. Cabe destacar que el efecto de esta inductancia es positivo y no afecta al valor de la inductancia parásita debido a que no está en serie con los condensadores, sino que está en serie con la pista.

Por tanto, se puede concluir que conectar los condensadores en antiparalelo tiene como principal efecto la disminución de inductancia parásita aprovechando la inducción mutua, es decir, el acoplo magnético, mejorando así la atenuación del filtro en altas frecuencias.

5.2 Uso de láminas de cobre

Otra opción de mejora probada fue el uso de láminas de cobre cubriendo los condensadores C_Y del filtro del convertidor (Figura 5.3). Este procedimiento puede mejorar la atenuación proporcionada por los filtros EMI en un amplio rango de frecuencia sin aumentar el volumen o peso del filtro y es especialmente adecuada para filtros EMI compactos [9].

Esta técnica está basada en la colocación sobre los condensadores de bandas de un material de alta conductividad, como el cobre. Las corrientes de *Foucault* inducidas en los materiales de alta conductividad crean un campo magnético opuesto en la superficie del material conductor cancelando así parcialmente el campo magnético externo y disminuyendo tanto la inductancia en serie equivalente de los condensadores como el acoplamiento magnético entre componentes.

Por consiguiente, la incorporación de las pantallas de cobre tendrá como efecto la reducción de la inductancia parásita de los condensadores y, con ello, la reducción de la impedancia a altas frecuencias lo que debe dar lugar a un aumento de la atenuación en ellas. 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.

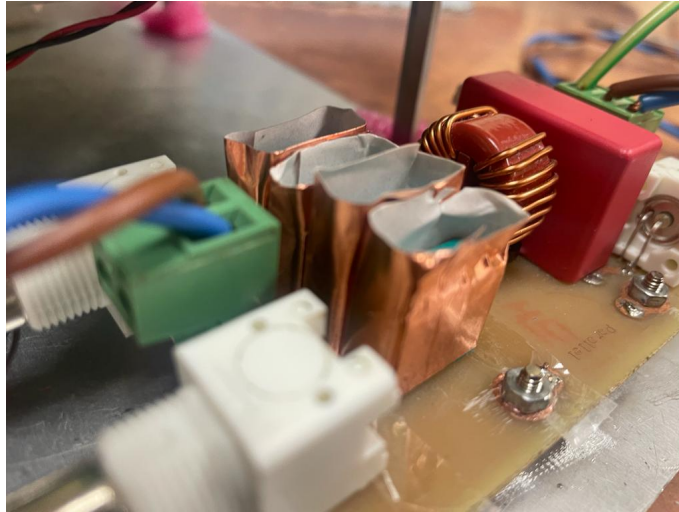


Figura 5.3 Láminas de cobre cubriendo los condensadores C_Y del filtro del convertidor.

Como aspecto positivo, cabe destacar que esta técnica de blindaje se puede aplicar fácilmente con un impacto nulo en la compacidad del filtro lo cual es muy interesante dado el ámbito en el que se va a utilizar el convertidor. Sin embargo, es importante tener presente que, como ya se estudió con anterioridad, el modo predominante de las emisiones conducidas del convertidor tratado en alta frecuencia es el modo común, por lo que en este caso es posible que esta solución no aporte atenuaciones extra muy significativas.

Asimismo, la principal desventaja de esta alternativa es que si las bandas de cobre no se pueden insertar completamente entre los componentes acoplados (Figura 5.4), su rendimiento se vería afectado siendo prácticamente nulo. Esto permite identificar la causa del rendimiento de blindaje limitado de las láminas de cobre e idear una estrategia de filtro alternativa que se espera que sea más eficaz cuando se aplica a un filtro EMI, como la comentada en el próximo punto.



Figura 5.4 Láminas de cobre sin ser insertadas completamente entre los componentes acoplados.

5.3 Fabricación y efecto de filtros con el plano de masa en la parte superior

La condición de blindaje parcial de las láminas de cobre, que se encuentra comúnmente al intentar aplicar el blindaje para mejorar el rendimiento de los filtros EMI, es un factor clave que limita la atenuación alcanzable. Por este motivo, se ha buscado una técnica de blindaje que permite aumentar

aún más esta atenuación sin comprometer la compacidad del filtro EMI, lo cual podría ser útil para aplicaciones con requisitos estrictos en términos de densidad de potencia.

La propuesta es el uso de un filtro alternativo, el cual tendría los componentes colocados en la PCB en el lado del plano de masa (versión GPUP) y no en el lado opuesto (versión GPDW), que es lo más habitual. La idea de los filtros GPUP es aprovechar el plano de masa (GP) metálico. Se espera que éste actúe como un escudo para disminuir el acoplamiento magnético entre componentes, el GP metálico evita que las líneas de campo magnético creadas por la corriente que fluye a través de los componentes del filtro EMI lleguen al sustrato. Esta configuración disminuye el flujo magnético a través del área delimitada por las corrientes de modo diferencial (DM). Por consiguiente, utilizando los filtros GPUP habría una reducción de las inductancias mutuas con respecto a las correspondientes para los filtros GPDW.

Por otro lado, es preciso señalar que el uso de bandas de cobre comentado en el punto anterior aumenta su efectividad para un diseño GPUP en comparación con un diseño GPDW. Esto se debe a que en el caso GPUP, gracias a la presencia del GP, las láminas de cobre son capaces de bloquear casi de forma completa el camino que las líneas del campo magnético deben seguir para enlazar componentes adyacentes en el filtro.

Para el diseño de los nuevos filtros se utilizaron como guía los dos filtros ya existentes. Así pues, se fabricaron dos filtros, uno con los condensadores en configuración paralela (Figura 5.5) y otro antiparalela (Figura 5.6). Como se puede observar en la Tabla 5.1, el número y magnitud de los condensadores C_Y utilizados en estos filtros difieren de los expuestos con anterioridad. En primer lugar, se optó por utilizar 2 C_Y en vez de 4 para facilitar que las bandas de cobre fueran insertadas completamente, dado que la distancia entre estos dos condensadores podía ser mayor. Por otra parte, teniendo en cuenta que se iban a tener 2 condensadores en vez de 4 y que las capacidades de los condensadores están estandarizadas, se optó por 47 nF, dado que de las capacidades disponibles era con la que se conseguía que la capacitancia total fuera lo más parecida posible a la que se tenía en los filtros GPDW.

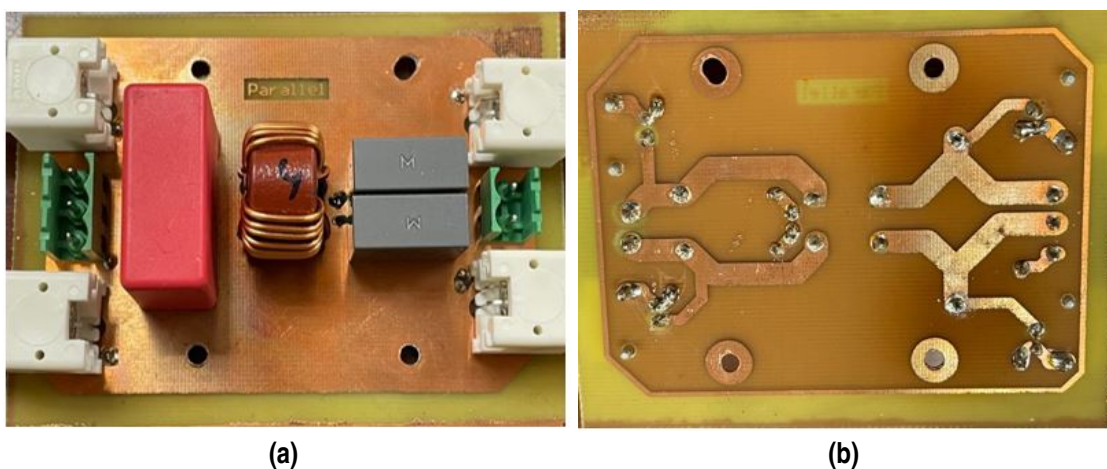


Figura 5.5 Filtro paralelo GPUP.

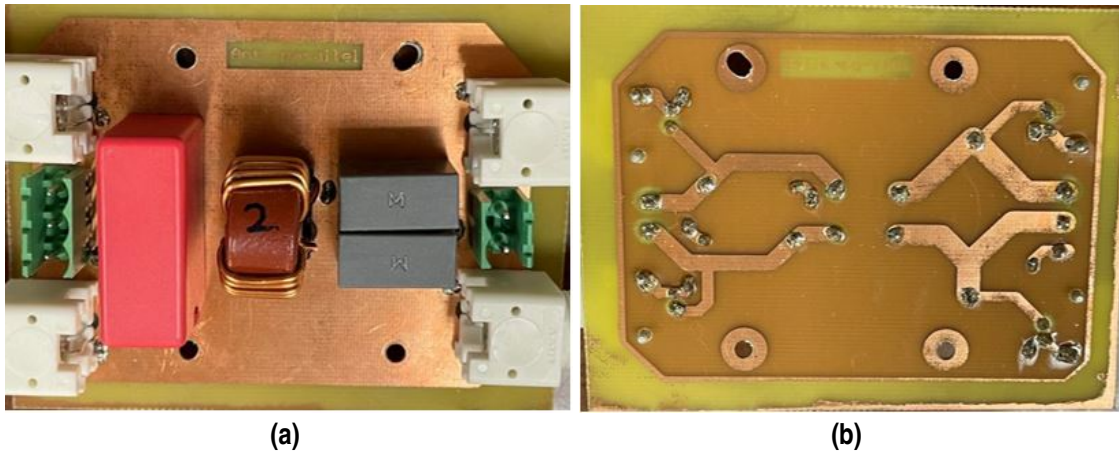


Figura 5.6 Filtro antiparalelo GPUP.

5.4 Medida de la atenuación de los filtros mejorados

En este apartado se han caracterizado las atenuaciones de todos los filtros comentados con anterioridad en el capítulo. Se trata de determinar qué mejoras de atenuación se podrían esperar tras la implementación de dichas propuestas en el set-up final. Dichas atenuaciones se han medido en modo común dado que es el modo que se quiere filtrar. En este caso, para diferenciar el modo común del diferencial es necesario el uso de *baluns* tal y como se muestra en la Figura 5.7. Para medir la atenuación del filtro, éstos estarán conectados por una parte al filtro y por otra, al analizador de espectro.

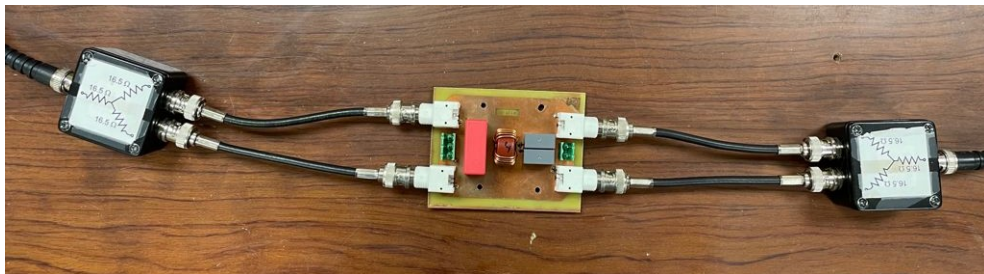


Figura 5.7 Medida de atenuación de filtro en modo común.

5.4.1 Filtro paralelo y antiparalelo GPDW. Uso de bandas de cobre

En la Figura 5.8 se muestran los coeficientes de transmisión medidos para los filtros paralelo y antiparalelo en **modo común**, además del efecto del uso de bandas de cobre. Como se puede observar el filtro antiparalelo proporciona para frecuencias superiores a los 10 MHz mayor atenuación que el filtro paralelo, como era de esperar. Asimismo, a estas frecuencias es apreciable el efecto de cubrir los condensadores Y de los filtros con las láminas de cobre, que incrementa algo la atenuación.

En el caso paralelo, se obtiene una gran diferencia entre la atenuación sin el uso de bandas de cobre y con el uso de éstas (aproximadamente $5\text{ dB}\mu\text{V}$), convirtiéndose el filtro paralelo con bandas en la opción que mayor atenuación proporciona a altas frecuencias y, en concreto, a los 20 MHz, frecuencia en la que se incumplen los límites determinados por la normativa. Por otro lado, en el caso antiparalelo, se obtiene también diferencia entre atenuaciones con uso y sin uso de láminas de

cobre, aunque esta diferencia es más sutil que la comentada con anterioridad (aproximadamente $2 \text{ dB}\mu\text{V}$) dado que el margen de mejora es más pequeño, puesto que el plano de masa más próximo a los condensadores ya proporciona una cierta disminución de autoinducciones e inducciones mutuas entre condensadores.

Del mismo modo, para el caso antiparalelo, se estudió el efecto que tendría si en vez de una banda de cobre para cada condensador, se utilizara una para cada par de condensadores (banda de cobre doble) (Figura 5.9). Aunque la diferencia es de nuevo pequeña (aproximadamente $0.5 \text{ dB}\mu\text{V}$), se obtuvo que ésta es la configuración que proporciona mayor atenuación a partir de los 10 MHz en el caso antiparalelo.

Así pues, se ha determinado que la mejor opción para reducir las emisiones conducidas del convertidor será el filtro paralelo con bandas de cobre individuales, aunque la diferencia entre la atenuación proporcionada por éste y la proporcionada por el filtro paralelo sin láminas de cobre es muy pequeña a altas frecuencias. Siendo, en este caso, la peor alternativa el filtro antiparalelo sin bandas de cobre.

Por último, cabe destacar que también se comprobó que el efecto de las bandas de cobre era nulo si éstas no se colocaban de manera que cubrieran lo mejor posible la parte baja de los condensadores, ya que en esa región es donde hay mayor concentración de campo magnético y un blindaje parcial es muy poco efectivo.

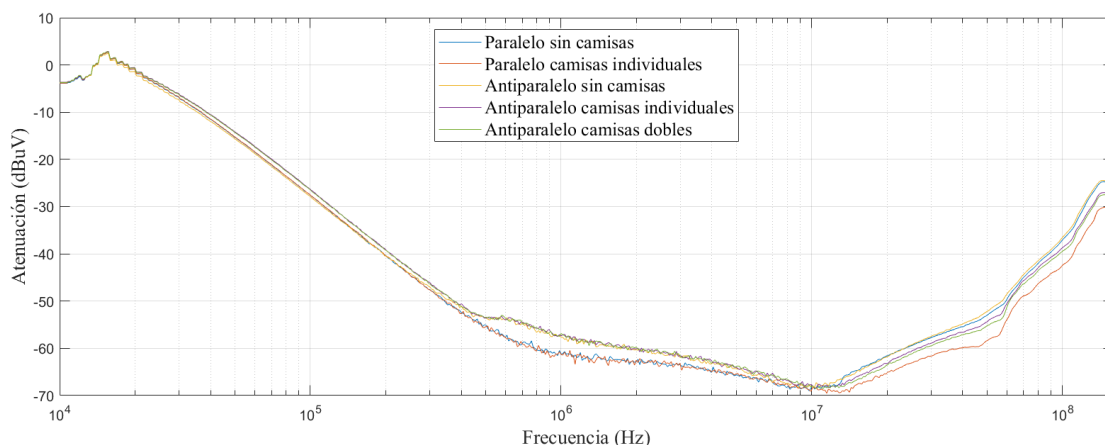


Figura 5.8 Medida atenuación de filtro paralelo sin bandas de cobre (curva rosa), filtro paralelo con bandas de cobre (curva azul), filtro antiparalelo sin bandas de cobre (curva negro), filtro antiparalelo con bandas de cobre (curva roja) y filtro antiparalelo con bandas de cobre dobles (curva verde).

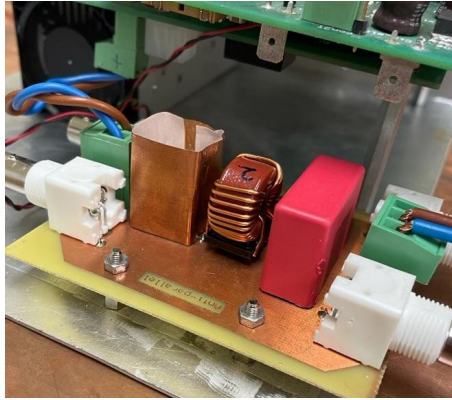


Figura 5.9 Bandas de cobre dobles en filtro antiparalelo GPUP.

5.4.2 Filtros paralelo y antiparalelo GPUP. Uso de bandas de cobre

Las atenuaciones de los filtros con el plano de masa en la parte superior en modo común se muestran en la Figura 5.10.

En primer lugar, se puede observar que todas las configuraciones tienen una atenuación prácticamente idéntica a bajas frecuencias, como era de esperar. No obstante, por encima de 1 MHz éstas empiezan a cambiar progresivamente. Por otro lado, se puede visualizar el gran efecto que tienen las bandas de cobre para el caso del filtro paralelo. El uso de las láminas en este caso hace que la atenuación del filtro paralelo se asemeje a la del filtro antiparalelo.

Asimismo, se tiene que el filtro que proporciona mayor atenuación a partir de los 8 MHz es el antiparalelo, teniendo una diferencia de atenuación con respecto al filtro paralelo de $7 \text{ dB}\mu\text{V}$ aproximadamente. En este caso también se puede apreciar el efecto de las bandas, obteniendo una atenuación extra aproximada de $2 \text{ dB}\mu\text{V}$.

Así pues, teniendo en cuenta las emisiones conducidas del convertidor obtenidas, la alternativa que proporcionaría mayor atenuación alrededor de los 20 MHz sería el filtro antiparalelo con bandas de cobre dobles, aunque la diferencia entre las atenuaciones proporcionadas por esta configuración y la configuración con bandas de cobre individuales es muy pequeña.

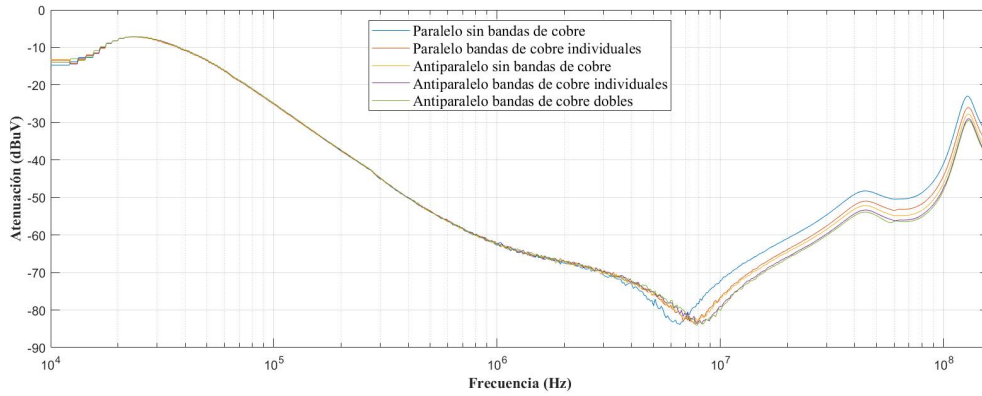


Figura 5.10 Medida atenuación de filtro paralelo sin bandas de cobre (curva rosa), filtro paralelo con bandas de cobre (curva azul), filtro antiparalelo sin bandas de cobre (curva negro), filtro antiparalelo con bandas de cobre (curva roja) y filtro antiparalelo con bandas de cobre dobles (curva verde).

5.4.3 Comparación entre filtro GPDW y GPUP

En la Figura 5.11 se compara la mejor configuración de los filtros GPDW (filtro paralelo con bandas de cobre) con la mejor de los filtros GPUP (filtro antiparalelo con bandas de cobre dobles). En esta imagen se puede observar cómo, a bajas frecuencias (por debajo de 1 MHz), la atenuación proporcionada por el filtro paralelo es ligeramente mayor, este fenómeno se debe a que la capacidad total de éste es mayor (Tabla 5.1). Asimismo, se ha obtenido que la atenuación proporcionada por el filtro antiparalelo es superior, por lo general, a altas frecuencias. No obstante, se obtiene que justo para el entorno de los 20 MHz las atenuaciones entre ambos filtros son prácticamente iguales. Por consiguiente, se medirán las emisiones conducidas del convertidor usando todas las alternativas, tal y como se recoge en el punto 5.5, con el fin de determinar la que proporcione mejores resultados en el set-up real.

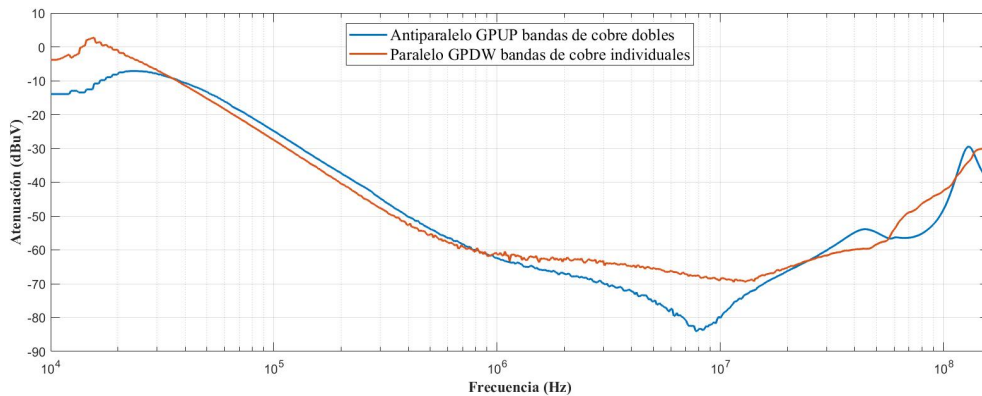


Figura 5.11 Medida atenuación de filtro paralelo GPDW con bandas de cobre individuales (curva roja) y filtro antiparalelo con bandas de cobre dobles (curva azul).

5.5 Resultados

En esta sección se mostrarán las emisiones medidas del convertidor con las diferentes versiones de los filtros que se han diseñado.

5.5.1 Filtro paralelo GPDW

En la Figura 5.12 se muestran las emisiones conducidas del convertidor en el caso de usar el filtro paralelo GPDW, además de las medidas que se obtienen al usar las láminas de cobre. Analizando las medidas obtenidas, se puede observar que existe diferencia entre el uso o no de bandas de cobre, aunque ésta sea pequeña. Asimismo, se observa que el uso de dichas no sería suficiente para que el ruido del convertidor cumpla con los límites impuestos por la normativa.

En la Figura 5.13 se muestra solamente la medida de emisiones conducidas con el filtro paralelo GPDW y bandas de cobre individuales sobre los condensadores. En esta figura se ha añadido un marcador para mostrar que el valor máximo de emisión para la mejor de las configuraciones (usando bandas de cobre individuales) es de $63,24 \text{ dB}\mu\text{V}$. Hay que tener en cuenta que este valor no es constante en todo momento, pero sí se puede usar como valor de referencia para comparar esta configuración con otras. Para la determinación de dicho valor se ha tenido en cuenta lo que se especifica en la norma UNE en este respecto, la lectura debe ser observada durante al menos 15s y la lectura más alta debe ser anotada, con la excepción de cualquier lectura elevada breve aislada, la cual debe ignorarse.

Por último, es preciso señalar la gran diferencia obtenida entre las emisiones medidas utilizando las bandas de cobre y sin su uso en el rango de 40 a 50MHz observada en la Figura 5.12, no tiene por qué ser directamente debida al uso de las bandas. A estas frecuencias, el efecto de los acoplamientos electromagnéticos descritos en el *Capítulo 1* tienen grandes efectos.

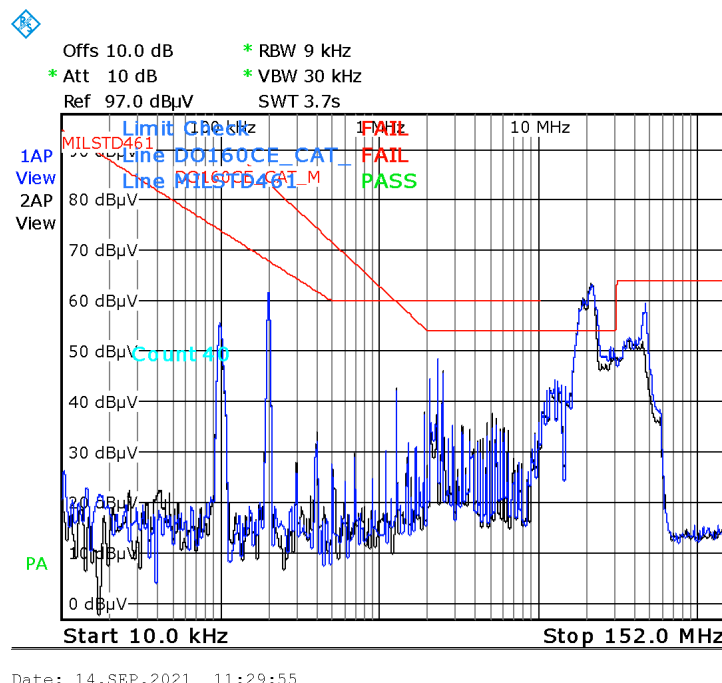


Figura 5.12 Medida emisiones conducidas del convertidor de 10 kHz a 152 MHz utilizando filtro paralelo GPDW (curva azul). Misma configuración con bandas de cobre individuales (curva negra).

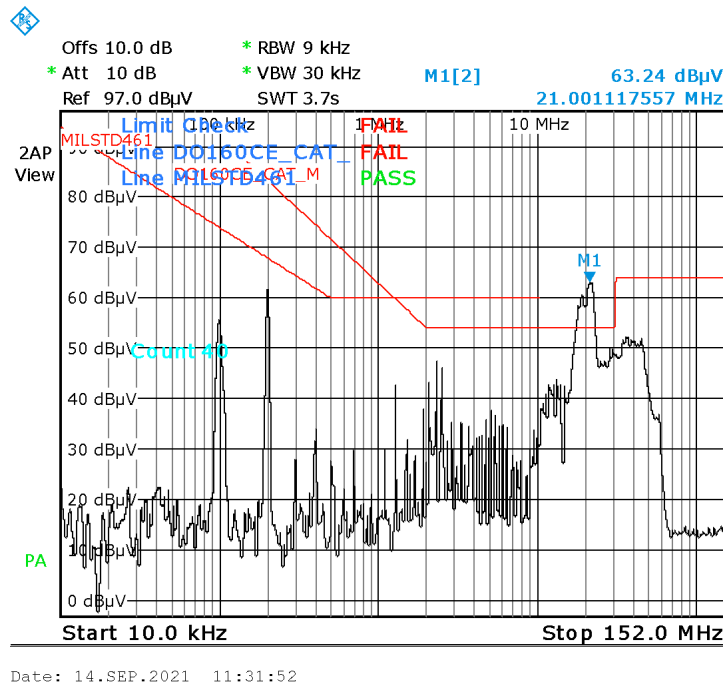


Figura 5.13 Medida emisiones conducidas del convertidor de 10 kHz a 152 MHz utilizando filtro paralelo GPDW y bandas de cobre individuales.

5.5.2 Filtro antiparalelo GPDW

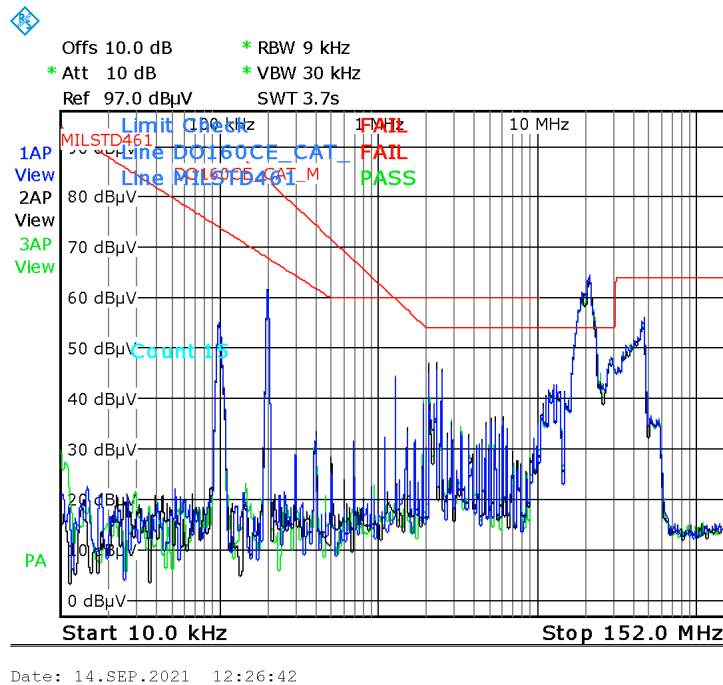


Figura 5.14 Medida emisiones conducidas del convertidor de 10 kHz a 152 MHz utilizando filtro antiparalelo GPDW (curva negra), con bandas de cobre individuales (curva azul) y con bandas de cobre dobles (curva verde).

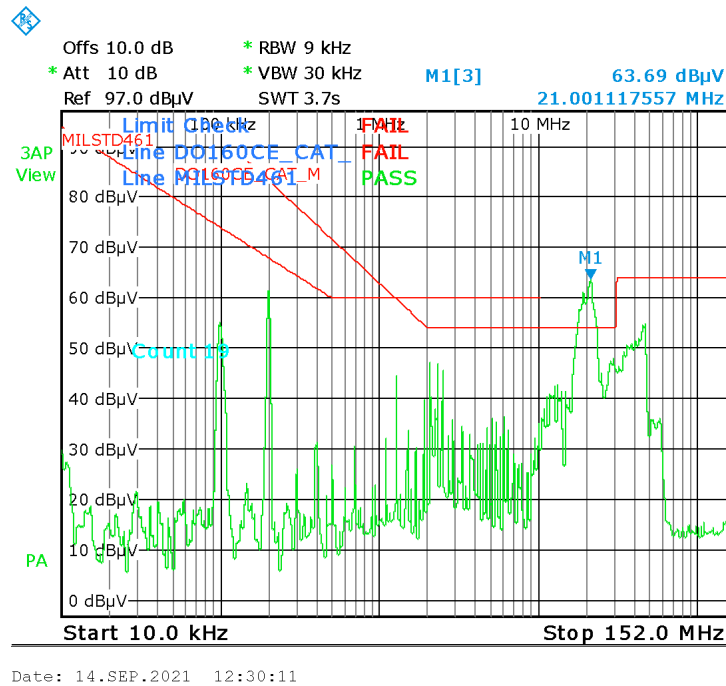


Figura 5.15 Medida emisiones conducidas del convertidor de 10 kHz a 152 MHz utilizando filtro antiparalelo y bandas de cobre dobles.

En la Figura 5.14 se muestran las emisiones conducidas del convertidor en el caso de usar el filtro antiparalelo GPDW, además de las medidas que se obtienen al usar bandas de cobre individuales y dobles, es decir, el caso en el cual una banda abarque 2 condensadores. Analizando las medidas obtenidas, se puede observar que, de nuevo, existe diferencia entre el uso o no de láminas de cobre, pero ésta es muy sutil además de insuficiente para cumplir con los límites de la normativa. Asimismo, con ayuda de un marcador se comprobó que la mejor de las configuraciones era la que usaba bandas de cobre dobles, comparando los distintos valores de emisión máxima. En la Figura 5.15 se puede observar que la emisión máxima para la mejor de las configuraciones (usando bandas de cobre dobles) es de $63,69 \text{ dB}\mu\text{V}$. Este valor se tomará como referencia para comparar dicha configuración con otras.

5.5.3 Filtro paralelo GPUP

En la Figura 5.16 se muestran las emisiones conducidas del convertidor en el caso de usar el filtro paralelo GPUP, además de las medidas que se obtienen al usar bandas de cobre individuales. Analizando las medidas resultantes, se puede observar que, de nuevo, existe diferencia entre el uso o no de bandas de cobre, pero ésta es pequeña además de insuficiente para cumplir con los límites de la normativa. En la Figura 5.17 se puede observar que el valor máximo de emisión para la mejor de las configuraciones (usando bandas de cobre) es de $65,76 \text{ dB}\mu\text{V}$.

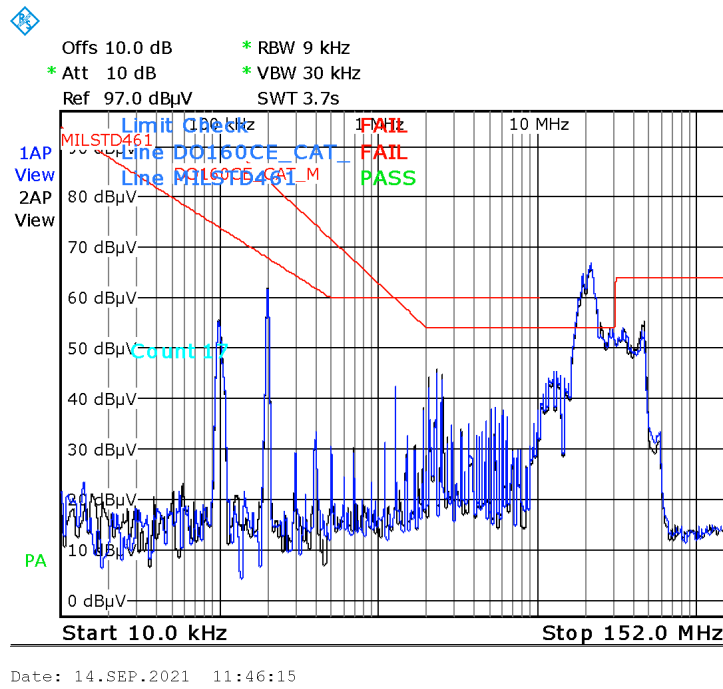


Figura 5.16 Medida emisiones conducidas del convertidor de 10 kHz a 152 MHz utilizando filtro paralelo GPUP (curva negra). Mismá configuración con bandas de cobre individuales (curva azul).

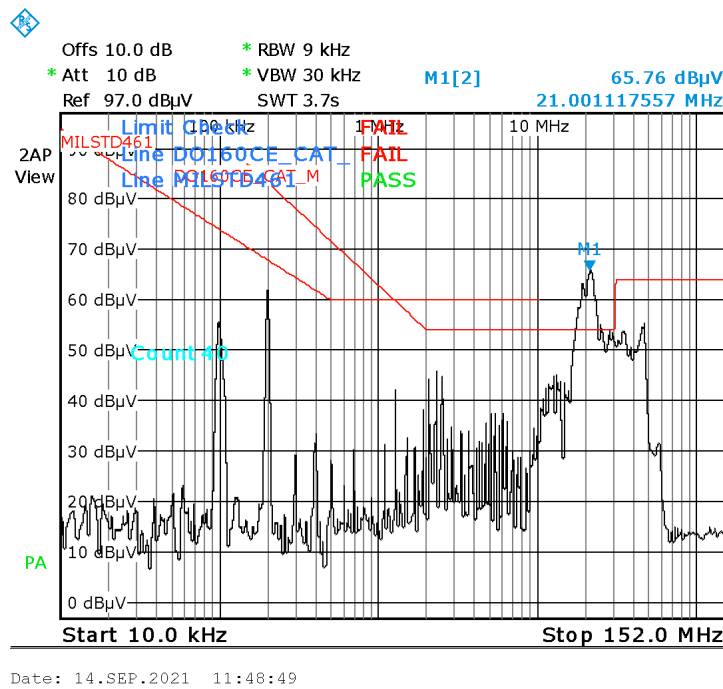


Figura 5.17 Medida emisiones conducidas del convertidor de 10 kHz a 152 MHz utilizando filtro paralelo GPUP y bandas de cobre individuales.

5.5.4 Filtro antiparalelo GPUP

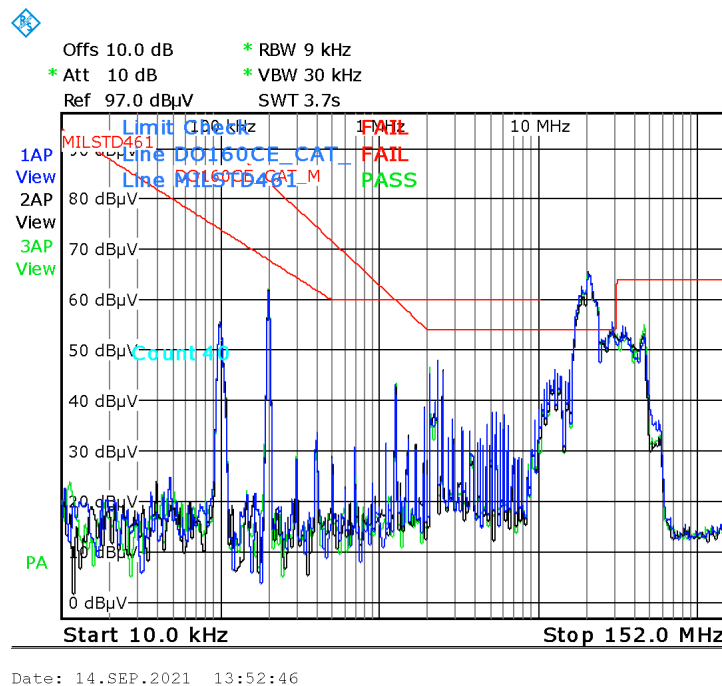


Figura 5.18 Medida emisiones conducidas del convertidor de 10 kHz a 152 MHz utilizando filtro antiparalelo GPUP (curva negra). Misma configuración con bandas de cobre individuales (curva azul).

En la Figura 5.18 se muestran las emisiones conducidas del convertidor en el caso de usar el filtro antiparalelo GPUP, además de las medidas que se obtienen al usar bandas de cobre individuales y dobles. Analizando las medidas obtenidas, se puede observar que, de nuevo, existe diferencia entre el uso o no de bandas de cobre, pero ésta es muy sutil además de insuficiente para cumplir con los límites de la normativa. Del mismo modo, con ayuda de un marcador se comprobó que la mejor de las configuraciones era la que usaba bandas de cobre dobles, comparando los distintos valores de emisión máxima. En la Figura 5.19 se puede observar que el valor máximo de emisión para la mejor de las configuraciones (usando bandas de cobre dobles) es de $64,98 \text{ dB}\mu\text{V}$, valor de referencia para comparar esta configuración con otras.

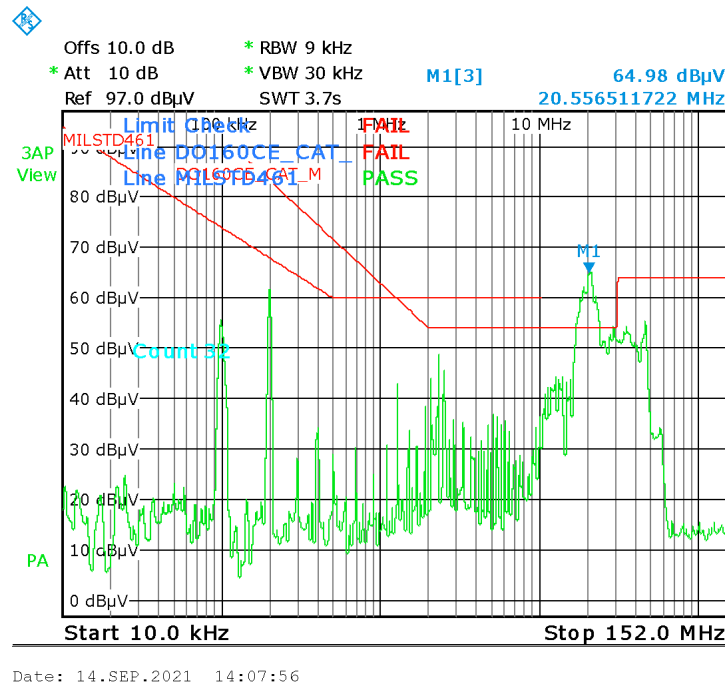


Figura 5.19 Medida emisiones conducidas del convertidor de 10 kHz a 152 MHz utilizando filtro antiparalelo GPUP y bandas de cobre individuales.

5.6 Conclusiones

En primer lugar, aunque el uso de bandas de cobre sobre los condensadores proporciona un pequeño aumento de la atenuación de los filtros (Figuras 5.8 y 5.10), el efecto de esta mejora no es suficiente como para permitir al equipo cumplir con los límites de emisiones. Del mismo modo, aunque en un principio los filtros antiparalelos proporcionen mayor atenuación a altas frecuencias que los paralelos y estas atenuaciones sean mayores si el plano de masa de éstos se encuentra en la parte superior, al implementarlos en el sistema real, no se observa una ventaja apreciable, obteniéndose diferencias de pocos $\text{dB}\mu\text{V}$.

En general, siempre cabe esperar ciertas discrepancias entre las mejoras esperadas y las realmente obtenidas con filtros EMI si se atiende al hecho de que las condiciones de medida de la atenuación (con impedancias de $50\ \Omega$ a cada lado del filtro medido) no coinciden con las de ensayo, donde la impedancia de la fuente de ruido es desconocida. Sin embargo, más allá de esto, el hecho de que las mejoras introducidas en el diseño de los filtros no se traduzcan en reducciones proporcionales de las emisiones del convertidor puede achacarse también en este caso al hecho de que el ruido medido a frecuencias altas en esa configuración de ensayo tiene una fuerte componente asociada a acoplamiento directo del convertidor a la salida del filtro. Esto está relacionado con el hecho de que las medidas se han realizado con un prototipo de convertidor que no posee envolvente metálica (chasis), y que el filtro tampoco está apantallado. Este aspecto se abordará en el siguiente capítulo.

6 Otras posibles soluciones

Dado que las mejoras propuestas en el *Capítulo 5* no proporcionaron una solución válida para cumplir con los límites de emisiones impuestos por las normativas consideradas, y considerando la hipótesis de que a la frecuencia donde existe ruido por encima del límite puede haber una influencia notable de acoplos directos entre el convertidor, las distintas partes del filtro y los cables de salida, en este capítulo se describe la implementación de otras técnicas de mejora de la atenuación que tratan de sortear este problema.

En primer lugar, se ha analizado la efectividad del uso de ferritas. Las ferritas suelen ser efectivas para el modo común y a altas frecuencias, por lo que resultan apropiadas para este problema. Se usaron distintas alternativas, en primer lugar, un núcleo de ferrita y en segundo, núcleos de ferrita en configuración *clamp-on*. Por otro lado, ante la imposibilidad de improvisar una envolvente metálica completa para el convertidor, se ha analizado la efectividad de utilizar un blindaje parcial, con la intención tanto de tratar de reducir las emisiones como de confirmar la hipótesis formulada sobre el origen de esas emisiones (Figura 6.1).

Estas alternativas se han probado usando la configuración que dio mejores resultados, es decir, filtro paralelo GPDW y bandas de cobre individuales.

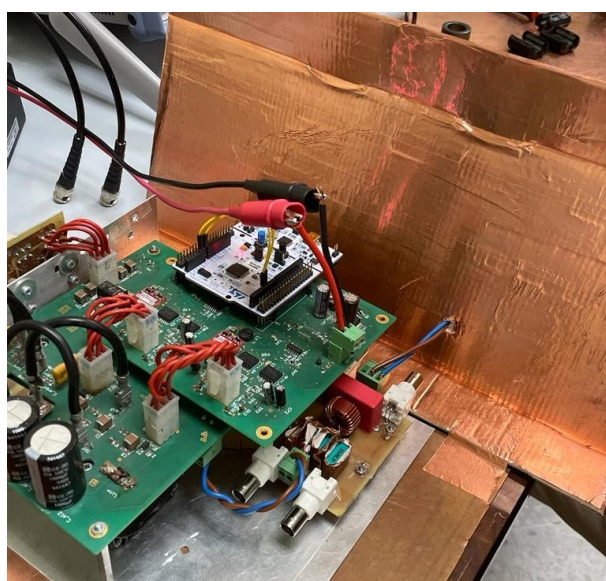


Figura 6.1 Apantallamiento.

6.1 Apantallamiento

Tal y como se ha comentado, se ha estudiado la efectividad de un apantallamiento parcial del convertidor para evitar que las emisiones conducidas del convertidor se acoplen a los cables de alimentación por mecanismos que sorteen el filtro EMI. Aunque en general los apantallamientos parciales no son una solución confiable en el sentido de que suelen dar resultados muy variables, se trata de una prueba sencilla y rápida que puede proporcionar pistas sobre el mecanismo de propagación de las emisiones medidas.

En general, un blindaje realizado con un buen conductor puede reducir el acoplamiento de ondas de radio, campos electromagnéticos y campos electrostáticos. La cantidad de reducción depende en gran medida del material utilizado, su espesor, el tamaño del volumen protegido y la frecuencia de los campos de interés y el tamaño, forma y orientación de los orificios o aberturas que presente la pantalla, que debe aproximarse en la medida de la posible a una superficie conductora ininterrumpida.

En este caso se confeccionará una pantalla parcial usando el mismo material usado para el diseño de las bandas de cobre de los condensadores, cobre. Así pues, se ha fabricado y colocado una pantalla de cobre tal y como se muestra en la Figura 6.1, la cual tiene un pequeño orificio para dejar pasar los cables.

Los resultados obtenidos tras aplicar el apantallamiento se muestran en la Figura 6.2. El efecto del blindaje es apreciable en la medida de emisiones conducidas, aunque no tan efectivo como se hubiera podido esperar, debido seguramente a su carácter parcial. En concreto, la diferencia entre usar apantallamiento o no en la frecuencia de 21 MHz es de $2.15 \text{ dB}\mu\text{V}$. En cualquier caso, el hecho de que la presencia de la pantalla metálica reduzca las emisiones conducidas confirma la hipótesis de que, al menos, una parte del ruido se acopla a los cables de alimentación por un mecanismo que sortea la presencia del filtro EMI.

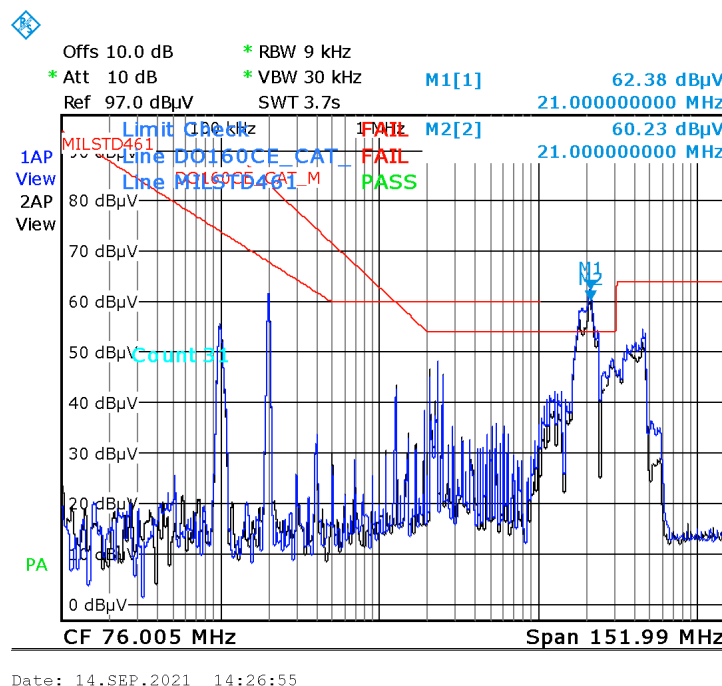


Figura 6.2 Efecto apantallamiento parcial (curva negra).

6.2 Núcleo de ferrita

En este apartado se va a estudiar si es posible aumentar la atenuación de las emisiones conducidas del convertidor con elementos adicionales de filtrado y, por último, ver si con estos elementos es posible cumplir finalmente con los límites impuestos por las normativas aeronáuticas utilizadas.

6.2.1 Anillo de ferrita

En primer lugar, se ha planteado utilizar de nuevo un anillo de ferrita, en concreto, el de mayor tamaño el cual se utilizó en el desarrollo del *Capítulo 3* y cuyas características principales vienen recogidas en la Tabla 3.1. El anillo se colocará de tal manera que los cables que conectan el convertidor con los LISN se enrollaran alrededor de él, tal y como se muestra en la Figura 6.3.



Figura 6.3 Disposición núcleo de ferrita.

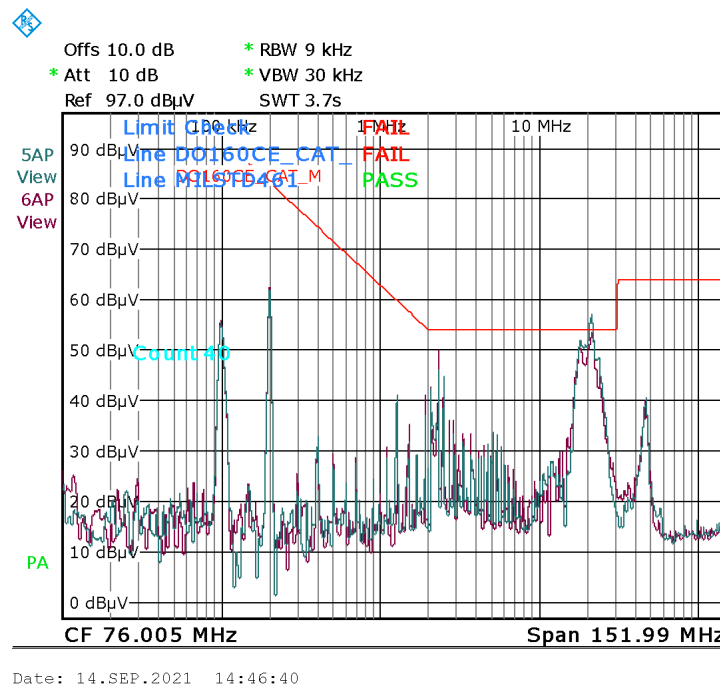


Figura 6.4 Efecto núcleo de ferrita. 3 vueltas (curva verde) y 5 vueltas (curva morada).

Así pues, en la Figura 6.4 se muestra como dando tan solo 3 vueltas a los cables entrelazados que conectan los LISN con convertidor alrededor del núcleo de ferrita, las emisiones conducidas se

atenúan drásticamente a partir de los 10 MHz en comparación con la misma configuración sin uso de ferrita (Figura 5.13). Del mismo modo, se tiene que al darle 5 vueltas en vez de 3, la mejora no es muy notable pero sí suficiente para cumplir con los límites.

6.2.2 Núcleos de ferrita en configuración clamp-on

Como se ha podido observar en el subapartado anterior, los núcleos de ferrita colocados en los cables de alimentación proporcionan una atenuación adicional en las frecuencias de interés. Gracias a su uso se han conseguido atenuar las emisiones conducidas del convertidor lo suficiente como para que éstas cumplan con las normativas.

No obstante, tal y como se comentó en la introducción existe una gama muy amplia de núcleos de ferrita dependiendo del material del que estén hechos, el tamaño, la forma y la forma de implementarlos en el sistema. Por consiguiente, en este subapartado se probará otra configuración, en concreto, *clamp-on* (abrazaderas). Ésta no depende de la longitud del cable y es mucho más fácil de implementar que la probada anteriormente. En concreto, en este apartado se han utilizado dos abrazaderas de tipo 1 (0431164281) y una de tipo 2 (0443164151). Los parámetros característicos de éstas se muestran en la Tabla 6.1, para obtener más información se puede acceder al siguiente enlace: <https://www.fair-rite.com/> e introducir el número de referencia respectivo. Dado que se han utilizado las abrazaderas de tipo 1 y éstas están compuestas por un material diferente al utilizado con anterioridad, se podrá comprobar la efectividad de dicho material en el rango de frecuencia estudiado.

Tabla 6.1 Características principales de los núcleos de las abrazaderas.

Parámetros	Abrazadera tipo 1	Abrazadera tipo 2
Material	MZc	NiZc
Diámetro exterior	20 \pm 1.5 mm	29 \pm 1.5 mm
Diámetro interior	6.3 \pm - mm	12.75 \pm - mm
Longitud	39.5 \pm 2 mm	32.5 \pm 1.5 mm
Permeabilidad inicial (B<10 gauss) (μ_i)	1500	800
Resistividad (ρ)	3000 Ω/cm	10 ⁵ Ω/cm
Rango normal de uso	1-500MHz	20-250 MHz

En la Figura 6.6 se muestra el resultado obtenido al utilizar los 3 núcleos de ferrita comentados, 2 de ellos (1 de tipo 1 y el otro de tipo 2) se colocarán abrazando ambos cables (modo común) y el tercero (tipo 1) abrazando a uno sólo (modo diferencial), tal y como se muestra en la Figura 6.5 y, obteniendo así unas medidas muy similares a las del subapartado anterior.



Figura 6.5 Disposición abrazaderas en el set-up de medida.

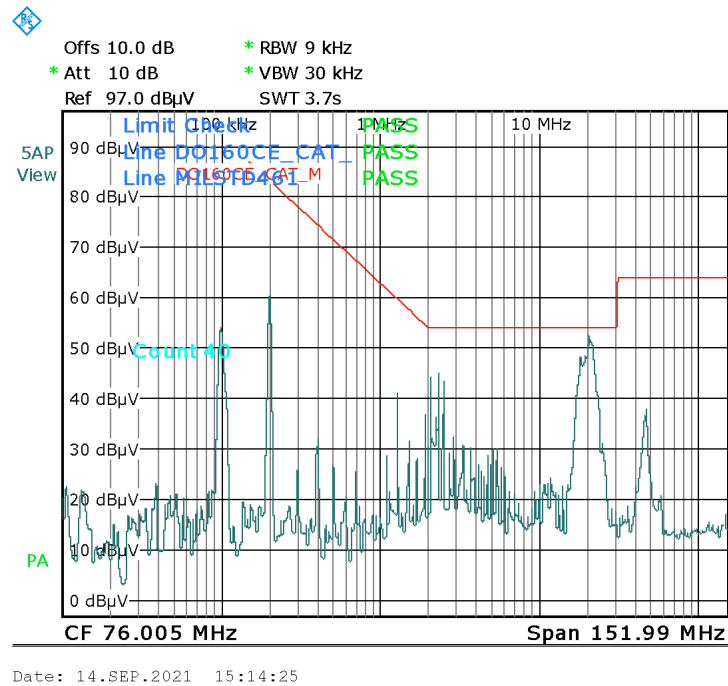


Figura 6.6 Efecto núcleos de ferrita en configuración *clamp-on*.

6.3 Conclusiones

Dado que se ha obtenido una pequeña atenuación de las emisiones conducidas a altas frecuencias tras la utilización del blindaje parcial, se ha podido concluir que, al menos, una parte del ruido se acopla a los cables de alimentación por un mecanismo que sorteja la presencia del filtro EMI. Esto explica por qué el rediseño de los filtros EMI ha dado lugar a pocas mejoras en este caso. Asimismo, se ha demostrado que en este caso resulta efectivo el uso de núcleos de ferrita sobre los cables de alimentación del convertidor para reducir sus emisiones conducidas. Este hecho es compatible con resultados previos que han demostrado que las emisiones medidas por encima del límite de la norma DO160 en el rango de las decenas de megahercios son de ruido en modo común.

En resumen, se ha demostrado que con el uso de núcleos de ferrita adecuados se puede lograr que las emisiones del convertidor se encuentren por debajo de los límites impuestos por las normativas analizadas en todo el rango de frecuencias.

7 Medidas con sonda de corriente

A lo largo del proyecto se tomaron las medidas por el método del voltaje, conectando los LISN directamente al analizador de espectro. No obstante, como comprobación y también a modo ilustrativo dado que, en la normativa RTCA DO-160G es como se miden las emisiones, se han repetido algunas de las medidas más significativas utilizando una sonda de corriente. En concreto, se ha utilizado la sonda de corriente BCP-511 de A.H. Systems. En este apartado se recogen dichas medidas.

La utilización de la sonda de corriente BCP-511 permite que el analizador de espectro mida magnitudes cuantitativas de corriente, estas mediciones se pueden realizar en cables monoconductores y multiconductores. Asimismo, posee un diseño de abrazadera de tipo dividido, lo cual facilita las mediciones y está fabricada según estándares exigentes, lo que garantiza su rendimiento. Esta sonda es capaz de medir corrientes de pulso de hasta 100 amperios con un ciclo de trabajo de 0,001 y su rango de frecuencia de funcionamiento va de 20 kHz a 100 MHz. De nuevo, se puede observar que este rango de frecuencia no coincide con el estudiado. Sin embargo, teniendo en cuenta que las emisiones conducidas del convertidor significativas van desde los 100 kHz hasta los 60 MHz, el rango de frecuencia de esta sonda se considera suficiente. En la Figura 7.1 se muestra la evolución de su impedancia de transferencia, parámetro de vital importancia.

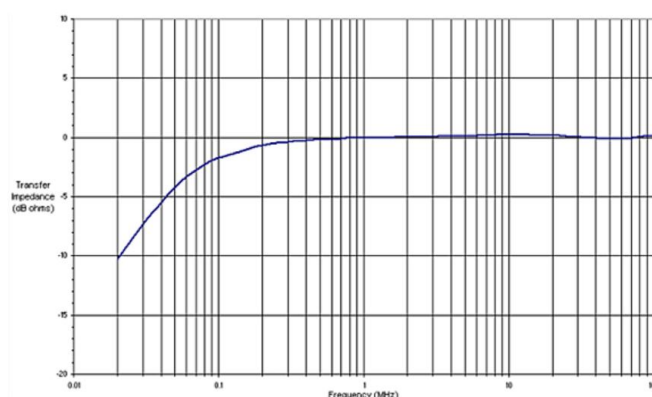


Figura 7.1 Impedancia de transferencia de la sonda de corriente BCP-511.

La sonda traslada la corriente a una salida en voltaje mediante su impedancia de transferencia. Dado que límites de la norma RTCA DO-160G (Figura 2.2) vienen dados en $dB\mu A$, hay que determinar la relación entre $dB\mu V$ y $dB\mu A$. Tal y como se puede observar en la Figura 7.1, la

impedancia de transferencia de la sonda es aproximadamente 0 *dBV* de 100 kHz a 60 MHz, por lo que en este caso, despreciando la pérdida de los cables, la relación quedaría como:

$$dB\mu V = dB\mu A \quad (7.1)$$

Se obtiene, por tanto, que los *dBμV* son equivalentes a *dBμA*, por lo que los límites expuestos con anterioridad de la norma RTCA DO-160G se podrán implementar directamente en el analizador de espectro.

Por consiguiente, una vez se han implementado los límites, la sonda de corriente se colocará a, aproximadamente, 5 cm del DUT para la realización de medidas, tal y como dicta la norma. Es interesante destacar que una de las ventajas de la medida con sonda de corriente es que es muy sencillo discriminar los modos común y diferencial en un par de cables. Así, dependiendo de la disposición de los cables respecto a la sonda se puede medir la emisión conducida total (Figura 7.2), la emisión conducida en modo común (Figura 7.3) y la emisión conducida en modo diferencial (Figura 7.4).



Figura 7.2 Disposición de la sonda y los cables para la toma de medidas de la emisión total.



Figura 7.3 Disposición de la sonda y los cables para la toma de medidas de emisiones en modo común.

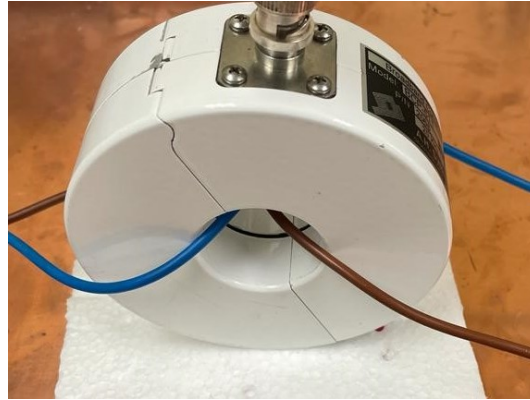


Figura 7.4 Disposición de la sonda y los cables para la toma de medidas de emisiones en modo diferencial.

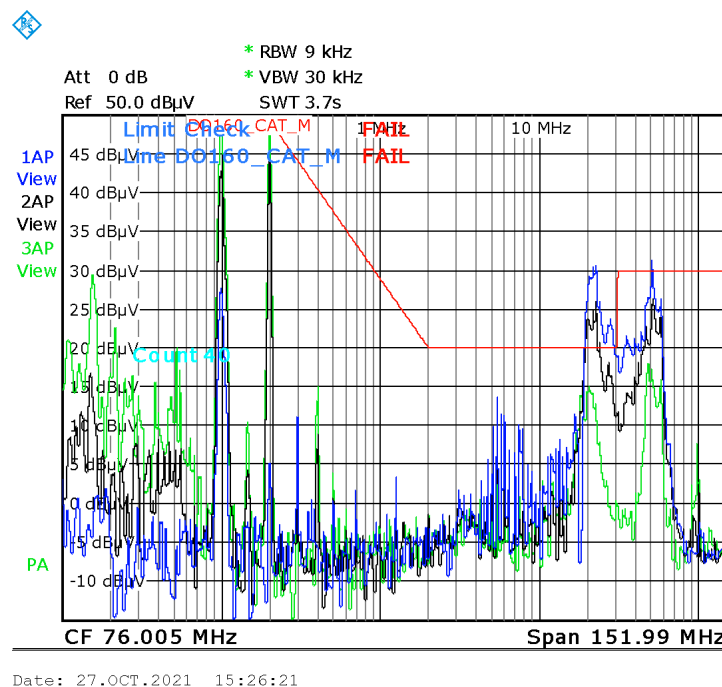


Figura 7.5 Medida emisiones conducidas del convertidor de 10 kHz a 152 MHz tomadas por sonda de corriente (curva negra). Modo común (curva azul). Modo diferencial (curva verde).

Las medidas que se tomarán de nuevo mediante este método serán las correspondientes al filtro paralelo GPDW con bandas de cobre y con blindaje parcial incorporado. Estas medidas se llevarán a cabo sin la utilización del atenuador para facilitar el análisis de los resultados. Asimismo, este elemento forma parte del set-up de medida de la norma MIL-STD-461G, pero no aparece en la DO-160G, norma con la que se está comparando el ruido conducido del prototipo en este apartado. Así pues, los resultados obtenidos se muestran en la Figura 7.5. En esta imagen se puede observar como las emisiones conducidas obtenidas del convertidor mediante este procedimiento (curva negra) son muy similares a las obtenidas mediante el método del voltaje (Figura 6.2). De la misma manera, se tiene que el modo predominante de las corrientes a alta frecuencia es el común, mientras que a bajas es el diferencial. Por tanto, dada la similitud con las medidas obtenidas en las del resto de capítulos, se puede concluir que la toma de medidas ha sido llevada a cabo de forma correcta, y que

en general, la medida con sonda de corriente resulta una alternativa válida a la medida de voltaje en los puertos de los LISN.

7.1 Conclusiones

Los resultados de las medidas efectuadas con sonda de corriente que se han mostrado en este capítulo son muy satisfactorios si se atiende a su similitud con los obtenidos anteriormente mediante en método del voltaje. Además de la similitud en magnitud, siendo el valor máximo de emisión conducida obtenido aproximadamente de $64 \text{ dB}\mu\text{V}$ (para realizar una comparación directa hay que sumarle a estas medidas el valor 34 tal y como se especifica en apartado 2.1.2), se ha obtenido que el modo predominante en los armónicos de 100 kHz y 200 kHz, relacionados directamente con la frecuencia de conmutación del convertidor, es el diferencial y que éstos cumplen con los límites impuestos por la normativa. Del mismo modo, también se ha confirmado que el ruido entre 10 y 60 MHz es principalmente de modo común, siendo este rango de frecuencia el que interesa más atenuar. Resulta especialmente problemático el entorno de los 20 MHz, donde se produce el incumplimiento de los límites de la norma.

8 Conclusiones y líneas futuras

Actualmente, el uso de fuentes conmutadas es cada vez más popular en multitud de aplicaciones, dado que éstas pueden ser muy eficientes teniendo tamaños y pesos reducidos. En el caso concreto del sector aeronáutico, la tendencia actual es hacia aviones más eléctricos, por lo que interesa el desarrollo de sistemas electrónicos altamente eficientes y compactos. En este sentido, las fuentes conmutadas resultan ser una opción óptima para conversión de potencia dentro de este sector. Sin embargo, el uso de fuentes conmutadas supone un reto significativo, ya que tienden a producir gran cantidad de emisiones electromagnéticas (ruido) tanto conducidas como radiadas. Esto se contrapone al hecho de que los sistemas electrónicos a bordo de aeronaves deben cumplir estrictos requisitos en términos de compatibilidad electromagnética. En consecuencia, la búsqueda de formas de minimizar las emisiones electromagnéticas de fuentes conmutadas se ha convertido en un área de trabajo e investigación en auge.

El objetivo principal de este trabajo ha sido medir y estudiar las emisiones conducidas de una fuente conmutada, en este caso un prototipo de convertidor DC/DC, el cual tiene como propósito ser utilizado en el sector aeronáutico. En consecuencia, las medidas de precertificación llevadas a cabo han sido comparadas con los límites impuestos por normativas aeronáuticas.

Dado que existen distintas normativas y cada una de ellas tiene unos requisitos y métodos de medida específicos, se optó por hacer un análisis lo más general posible dentro del ámbito de interés del trabajo. Por esta razón, las emisiones conducidas del prototipo se han comparado simultáneamente con los límites de ruido conducido de las normas RTCA DO-160G y MIL-STD-461G. Para realizar dicha comparación adecuadamente y, por tanto, que las medidas sean significativas, ha sido necesario establecer un set-up de medida siguiendo los requerimientos impuestos en dichas normas. De manera previa a la toma de medidas de emisiones conducidas del convertidor, se ha verificado la idoneidad del set-up de medida, implementando técnicas de filtrado para asegurar que las fuentes auxiliares y de alimentación no dieran lugar a registro de emisiones por encima de los límites de las normas. De esta manera se ha puesto de manifiesto la gran importancia que tiene la caracterización del set-up de medida a la hora de tomar medidas precisas y repetibles.

Una vez caracterizado el set-up de medida, se ha medido el ruido conducido del convertidor. Se ha comprobado que el filtro EMI del convertidor no proporcionaba la atenuación suficiente, por lo que ha sido necesario proponer y probar posibles alternativas. Este estudio ha permitido verificar que la atenuación de los filtros EMI a frecuencias altas se ve muy afectada por los denominados efectos parásitos. En este sentido, se ha comprobado que los filtros cuyos condensadores tienen una configuración antiparalela proporcionan mayor atenuación a altas frecuencias frente a los que tienen configuración en paralelo. También se ha comprobado que configuraciones de filtros con el plano de masa situado en la parte superior (GPUP) proporcionan mayores atenuaciones que los filtros con el plano de masa en el lado opuesto (GPDW). Otra alternativa estudiada, también basada en la experiencia previa del grupo de investigación, ha sido el uso de bandas de cobre sobre los

condensadores. Esta alternativa es ideal dado que no afecta a la compacidad del equipo. No obstante, proporciona mejoras de atenuación muy reducidas.

Se ha comprobado que aunque las configuraciones mejoradas de filtros EMI proporcionan ligeras mejoras de ruido conducido, para este convertidor no permiten asegurar el cumplimiento de los límites de emisiones conducidas. Llevando a cabo la prueba de blindaje parcial del convertidor, se ha podido comprobar que este fenómeno está asociado principalmente a la existencia de acoplamientos electromagnéticos a altas frecuencias. Estos acoplamientos limitan en gran medida las mejoras que se pueden obtener con modificaciones del filtro EMI, ya que parte del ruido conducido se acopla directamente del convertidor a los cables de salida. Por tanto, una línea futura de trabajo sería el diseño de un blindaje total para el convertidor y la toma de medidas con éste incorporado. En la misma línea, otro punto importante a tener en cuenta es la conexión a tierra de los LISN. Durante el desarrollo del proyecto y dadas las altas frecuencias a las que se trabajó, la conexión a tierra de éstos, la cual se realizaba mediante cables, tuvo que ser sustituida por láminas de cobre. Por tanto, otra línea futura sería la implementación de una conexión fija a tierra para los LISN y compatible con las altas frecuencias de trabajo.

Finalmente, se ha demostrado que en este caso es posible hacer que las emisiones conducidas cumplieran con los límites mediante el uso de ferritas, muy efectivas para el modo común y en altas frecuencias. Sin embargo, la utilización de éstas compromete la valiosa compacidad del diseño. Teniendo en cuenta que las ferritas que se utilizaron y estaban disponibles para la toma de medidas eran todas de un mismo material, exceptuando las abrazaderas de tipo 1, una posible línea futura sería la utilización de ferritas de otro material más eficiente en 20 MHz, con el que no sea necesario darle muchas vueltas al cable alrededor del núcleo ni la utilización de más de uno.

Índice de Figuras

1.1	Prototipo de convertidor DC/DC de interés aeronáutico	2
1.2	Esquemático de convertidor de potencia de puente completo con elementos parásitos (marcados en rojo) y circuito LISN	3
1.3	Esquemático del prototipo de convertidor DC/DC con elementos parásitos y circuito LISN	4
1.4	Corrientes en modo diferencial	5
1.5	Corrientes en modo común	6
1.6	Configuración específica de medida de emisiones conducidas para el convertidor DC/DC	7
1.7	LISN utilizados durante el proyecto	8
1.8	Esquemático LISN TBOH01 5 μH	8
1.9	Impedancia medida de LISN TBOH01 5 μH de 100 kHz a 110 MHz (curva verde)	9
1.10	Núcleos de ferrita	11
1.11	Choke de modo común	12
1.12	(a) Disposición de cables en el choke de modo común y circuito equivalente a alta frecuencia. (b) Corrientes en modo diferencial y circuito equivalente a alta frecuencia. (c) Corrientes en modo común y circuito equivalente a alta frecuencia	13
1.13	Configuración general de un filtro EMI	15
2.1	RTCA DO-160G. Tabla 1. Ancho de banda y tiempos de medición	19
2.2	RTCA DO-160G. Niveles máximos de interferencia RF conducida para líneas eléctricas	19
2.3	RTCA DO-160G. Configuración típica para la medida de emisiones conducidas	20
2.4	Set-up de prueba general	25
2.5	Requerimientos para emisiones conducidas	25
2.6	Aplicabilidad	26
2.7	Límites CE102	26
2.8	Set-up de medida	27
2.9	Tabla 1. Límites de las perturbaciones conducidas en los bornes de alimentación para los ETI de Clase A	29
2.10	Tabla 3. Límites de las perturbaciones conducidas en modo común (modo asimétrico) en los puertos de telecomunicación en la banda de frecuencias comprendida entre 0,15 MHz y 30 MHz para los equipos de la Clase A	29
3.1	LISN para normativa MIL-STD-461 conectados a carga de de 12 Ω	34
3.2	LISN de 5 μH con condensadores de 3.3 μF a la entrada	34
3.3	Esquema configuración para medir emisiones conducidas de la fuente de alimentación (220V AC/ 48V DC)	35

3.4	Medidas de emisiones conducidas de la fuente de alimentación de 1 kHz a 30 MHz utilizando los LISN de 5 μ H (curva azul), los LISN MIL-STD-461 (curva verde) y los LISN de 5 μ H con condensadores de 3.3 μ F a la entrada (curva negra)	35
3.5	LISN Mate. Discriminador de modo común y diferencial	36
3.6	Medida de emisiones conducidas de la fuente de alimentación de 1 kHz a 30 MHz utilizando los LISN de 5 μ H. Modo común (curva verde) y modo diferencial (curva rosa)	36
3.7	Atenuación obtenida utilizando núcleo de ferrita pequeño de 150 kHz a 30 MHz. Curva magenta: 10 vueltas. Curva azul: 5 vueltas	38
3.8	Atenuación obtenida utilizando núcleo de ferrita grande de 150 kHz a 30 MHz. Curva magenta: 10 vueltas. Curva azul: 5 vueltas	38
3.9	Disposición de la ferrita en el set-up de medida	39
3.10	Medida emisiones conducidas de la fuente de alimentación de 150 kHz a 152 MHz. Comparación con valores máximos de emisiones establecidos en las normas DO-160G y MIL-STD-461G	39
3.11	Medida emisiones conducidas de la fuente de alimentación de 150 kHz a 152 MHz con condensadores de 3.3 μ F en configuración <i>line-to-ground</i> . Comparación con valores máximos de emisiones establecidos en las normas DO-160G y MIL-STD-461G	40
3.12	Medida emisiones conducidas de la fuente de alimentación de 150 kHz a 152 MHz utilizando núcleo de ferrita grande y 3 vueltas. Comparación con valores máximos de emisiones establecidos en las normas DO-160G y MIL-STD-461G	40
3.13	Medida emisiones conducidas de la fuente de alimentación de 150 kHz a 152 MHz utilizando núcleo de ferrita grande y 5 vueltas. Comparación con valores máximos de emisiones establecidos en las normas DO-160G y MIL-STD-461G	41
3.14	Medida emisiones conducidas de la fuente de alimentación de 150 kHz a 152 MHz utilizando núcleo de ferrita grande, 3 vueltas y condensadores C_Y de 3.3 μ F. Comparación con valores máximos de emisiones establecidos en las normas DO-160G y MIL-STD-461G	41
3.15	Medida emisiones conducidas de la fuente de alimentación de 150 kHz a 152 MHz utilizando núcleo de ferrita grande, 5 vueltas y condensadores C_Y de 3.3 μ F. Comparación con valores máximos de emisiones establecidos en las normas DO-160G y MIL-STD-461G	42
3.16	Medida emisiones conducidas de la fuente de alimentación de 10 kHz a 152 MHz utilizando núcleo de ferrita grande, 5 vueltas y condensadores de 3.3 μ F	43
3.17	Medida emisiones conducidas de la fuente de alimentación de 10 kHz a 152 MHz utilizando el filtro	43
3.18	Medida emisiones conducidas de la fuente de alimentación de 10 kHz a 152 MHz utilizando el filtro y 2 condensadores de 3.3 μ F (curva verde)	44
3.19	Medida emisiones conducidas de la fuente de alimentación de 10 kHz a 152 MHz utilizando el filtro y 1 condensador en paralelo (curva azul)	44
3.20	Disposición de filtro y condensadores de 10 μ F en configuración <i>line-to-ground</i> en el set-up de medida	45
3.21	Medida emisiones conducidas de la nueva fuente de alimentación de 10 kHz a 152 MHz sin carga (curva negra). Medida emisiones conducidas de la nueva fuente de alimentación con carga de 12 Ω (curva azul). Medida emisiones conducidas de la nueva fuente de alimentación usando condensadores 10 μ F (curva verde). Medida emisiones conducidas de la nueva fuente de alimentación filtro (curva verde azulado). Medida emisiones conducidas de la nueva fuente de alimentación de 10 kHz a 152 MHz utilizando filtro EMI y condensadores (curva rosa)	46
3.22	Set-up de medida	47
4.1	Medida ruido de fondo con fuente regulada encendida	50
4.2	Medida ruido de fondo con osciloscopio y fuente regulada apagados	50

4.3	Medida emisiones conducidas del convertidor de 10 kHz a 152 MHz utilizando batería como fuente de la placa de control	51
4.4	Medida emisiones conducidas del convertidor de 10 kHz a 152 MHz utilizando fuente regulada como alimentación de la placa de control	52
4.5	Medida emisiones conducidas del convertidor de 10 kHz a 152 MHz utilizando fuente regulada. Modo común (curva verde). Modo diferencial (curva negra)	53
5.1	Configuración en paralelo. Circuito equivalente a alta frecuencia	56
5.2	Configuración en antiparalelo. Circuito equivalente a alta frecuencia	56
5.3	Láminas de cobre cubriendo los condensadores C_Y del filtro del convertidor	58
5.4	Láminas de cobre sin ser insertadas completamente entre los componentes acoplados	58
5.5	Filtro paralelo GPUP	59
5.6	Filtro antiparalelo GPUP	60
5.7	Medida de atenuación de filtro en modo común	60
5.8	Medida atenuación de filtro paralelo sin bandas de cobre (curva rosa), filtro paralelo con bandas de cobre (curva azul), filtro antiparalelo sin bandas de cobre (curva negro), filtro antiparalelo con bandas de cobre (curva roja) y filtro antiparalelo con bandas de cobre dobles (curva verde)	61
5.9	Bandas de cobre dobles en filtro antiparalelo GPUP	62
5.10	Medida atenuación de filtro paralelo sin bandas de cobre (curva rosa), filtro paralelo con bandas de cobre (curva azul), filtro antiparalelo sin bandas de cobre (curva negro), filtro antiparalelo con bandas de cobre (curva roja) y filtro antiparalelo con bandas de cobre dobles (curva verde)	63
5.11	Medida atenuación de filtro paralelo GPDW con bandas de cobre individuales (curva roja) y filtro antiparalelo con bandas de cobre dobles (curva azul)	63
5.12	Medida emisiones conducidas del convertidor de 10 kHz a 152 MHz utilizando filtro paralelo GPDW (curva azul). Misma configuración con bandas de cobre individuales (curva negra)	64
5.13	Medida emisiones conducidas del convertidor de 10 kHz a 152 MHz utilizando filtro paralelo GPDW y bandas de cobre individuales	65
5.14	Medida emisiones conducidas del convertidor de 10 kHz a 152 MHz utilizando filtro antiparalelo GPDW (curva negra), con bandas de cobre individuales (curva azul) y con bandas de cobre dobles (curva verde)	65
5.15	Medida emisiones conducidas del convertidor de 10 kHz a 152 MHz utilizando filtro antiparalelo y bandas de cobre dobles	66
5.16	Medida emisiones conducidas del convertidor de 10 kHz a 152 MHz utilizando filtro paralelo GPUP (curva negra). Misma configuración con bandas de cobre individuales (curva azul)	67
5.17	Medida emisiones conducidas del convertidor de 10 kHz a 152 MHz utilizando filtro paralelo GPUP y bandas de cobre individuales	67
5.18	Medida emisiones conducidas del convertidor de 10 kHz a 152 MHz utilizando filtro antiparalelo GPUP (curva negra). Misma configuración con bandas de cobre individuales (curva azul)	68
5.19	Medida emisiones conducidas del convertidor de 10 kHz a 152 MHz utilizando filtro antiparalelo GPUP y bandas de cobre individuales	69
6.1	Apantallamiento	71
6.2	Efecto apantallamiento parcial (curva negra)	72
6.3	Disposición núcleo de ferrita	73
6.4	Efecto núcleo de ferrita. 3 vueltas (curva verde) y 5 vueltas (curva morada)	73
6.5	Disposición abrazaderas en el set-up de medida	74

6.6	Efecto núcleos de ferrita en configuración <i>clamp-on</i>	75
7.1	Impedancia de transferencia de la sonda de corriente BCP-511	77
7.2	Disposición de la sonda y los cables para la toma de medidas de la emisión total	78
7.3	Disposición de la sonda y los cables para la toma de medidas de emisiones en modo común	78
7.4	Disposición de la sonda y los cables para la toma de medidas de emisiones en modo diferencial	79
7.5	Medida emisiones conducidas del convertidor de 10 kHz a 152 MHz tomadas por sonda de corriente (curva negra). Modo común (curva azul). Modo diferencial (curva verde)	79

Índice de Tablas

3.1	Características principales de los núcleos de ferrita	37
5.1	Magnitudes de los componentes de filtros EMI utilizados en el proyecto	55
6.1	Características principales de los núcleos de las abrazaderas	74

Bibliografía

- [1] Gasolina de aviación - precio diario - indexmundi.
- [2] AENOR, Equipos de tecnología de la información. características de las perturbaciones radioeléctricas. límites y métodos de medida, 2011.
- [3] L. Soldado Alonso, Viabilidad técnica all electric aircraft, Escuela Técnica Superior de Ingeniería, 2019.
- [4] Electrónica completa, Fuentes conmutadas.
- [5] Gerardo Ramón Botella Cárdenas, Modo común y modo diferencial, 2017.
- [6] Lluís Ferrer i Arnau, Introducción a la compatibilidad electromagnética, Universitat Politècnica de Catalunya, 2015.
- [7] Francisco L. Mesa Ledesma, Nociones teóricas de compatibilidad electromagnética, 2010.
- [8] Henry W. Ott, Electromagnetic compatibility engineering, Wiley, 2009.
- [9] M.J. Freire P. González, J. Bernal and M.M.Prats, Improving performance of compact emi filters by using metallic and ferrite sheets, (2021).
- [10] Clayton R. Paul, Introduction to electromagnetic compatibility, Wiley, 2006.
- [11] C.Domínguez J.Bernal R.Portillo P.González, V.Saborido and M.M.Prats, Emc performance of two topologies of dc-dc converters for aeronautic applications.
- [12] Inc. RTCA, Rtca do-160g. environmental conditions and test procedures for airborne equipment. section 20. radio frequency susceptibility (radiated and conducted), 2010.
- [13] Inc RTCA, Rtca do-160g. environmental conditions and test procedures for airborne equipment. section 21. emission of radio frequency energy, 2010.
- [14] DEPARTMENT OF DEFENSE INTERFACE STANDARD, Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment, 2015.
- [15] G.A. Rodrigo y A. B. Ruiz de Villa, El impacto ambiental del transporte aéreo y las medidas para mitigarlo.