



industriales  
etsii

Escuela Técnica  
Superior  
de Ingeniería  
Industrial

# UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería  
Industrial

## **Diseño, construcción y verificación de una "LISN" para medida de EMI conducidas según la norma CISPR-16-1-2.**

GRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA INDUSTRIAL Y  
AUTOMÁTICA.



Universidad  
Politécnica  
de Cartagena

**Autor: Tomás García Miñarro.**

**Director: José Antonio Villarejo Mañas.**



## Índice de contenido.

<b>1. Objeto del proyecto</b>	<b>5</b>
<b>2. Introducción.</b>	<b>6</b>
2.1. Origen de las EMI.	7
<b>3. Tipos de acoplamiento de las EMI.</b>	<b>9</b>
<b>4. Modos de emisión de EMI.</b>	<b>11</b>
<b>5. Técnicas de filtrado de EMI.</b>	<b>12</b>
<b>6. LISN.</b>	<b>13</b>
6.1. Funciones de una LISN.	13
6.2. Tipos de LISN.	15
6.3. Diferenciando modo común y modo diferencial con LISN tipo V.	15
6.4. Comportamiento ideal de una LISN.	16
6.4.1. Aislamiento de la impedancia de línea.	17
6.4.1.1. Impedancia vista desde el EUT.	18
6.4.1.2. Filtro de 2º orden de la parte de alimentación de la LISN	19
6.4.1.3. Pérdidas de inserción.	20
6.4.2. Aislamiento del ruido de alimentación.	21
6.5. Efectos parásitos.	22
6.5.1. Efectos parásitos en inductancias.	23
6.5.2. Efectos parásitos en condensadores.	24
<b>7. Selección de componentes.</b>	<b>27</b>
7.1. Condensadores de entrada de red de alimentación.	27
7.2. Inductancia.	28
7.3. Condensadores de salida al EUT.	29
7.4. Atenuador-limitador.	30
<b>8. Simulaciones con la LISN.</b>	<b>31</b>
8.1. Simulación Aislamiento de la impedancia de línea.	31
8.2. Simulación de pérdidas de inserción.	32
8.3. Simulación aislamiento del ruido de red.	33
<b>9. Pruebas de funcionamiento a una LISN.</b>	<b>34</b>
9.1. Medición con Puente RLC.	34
9.2. Medición con analizador de espectros.	35
9.3. Conclusiones de simulaciones y pruebas.	37
<b>10. Configuración de equipos para la medida de la fuente de alimentación.</b>	<b>38</b>
<b>11. Pruebas sobre fuente de alimentación.</b>	<b>39</b>
11.1. Medida de fuente de alimentación sin el filtro EMI.	39

11.2.	Medida de fuente de alimentación con dos bobinas en el filtro EMI.	40
11.3.	Resultados	41
12.	<i>Despiece de filtro EMI comercial.</i>	43
13.	<i>Conceptos para el diseño de un filtro EMI.</i>	45
13.1.	Condensadores.	45
13.1.1.	Condensadores X.	45
13.1.2.	Condensadores Y.	45
13.2.	Inductancia de choque.	46
13.3.	Ruteado de las pistas.	46
13.4.	Planos de tierra y de potencia.	47
14.	<i>Diseño propuesto.</i>	48
15.	<i>Anexos.</i>	50

## **1. Objeto del proyecto**

El objeto de este trabajo es estudiar los equipos que se utilizan en la industria para medir las EMI. En particular, se profundizará en el funcionamiento de la LISN. Para ello, se realizará un estudio de los conceptos relacionados con las interferencias electromagnéticas, como se clasifican y como puede reducirse su efecto. Todo ello de acuerdo con la normativa vigente sobre este tema.

Se pretende comprobar cómo funciona el filtro EMI de una fuente comercial. Para ello se medirá la respuesta en frecuencia de la fuente con y sin filtro.

Por último, se propondrá el diseño de un filtro para reducir los niveles de EMI de la fuente comercial (sin su filtro) que los reduzca a los niveles aceptables por la normativa aplicable.

## 2. Introducción.

La compatibilidad electromagnética forma parte hoy en día de cualquier proyecto que implique el diseño de partes electrónicas. Cuando hablamos de Compatibilidad electromagnética (EMC) de un dispositivo, se hace referencia a la capacidad que tiene para no causar interferencias electromagnéticas (EMI) en otros dispositivos de la red eléctrica. También nos referimos a la capacidad del dispositivo de no verse afectado por el funcionamiento de otros dispositivos cercanos. Esto es debido a que todos los circuitos electrónicos tienen la posibilidad de emitir señales no deseadas a otros circuitos, perjudicando su funcionamiento. Por lo tanto, la EMC asegura el funcionamiento de un dispositivo sin ser afectado, ni afectar, a otros dispositivos cercanos.

Las interferencias electromagnéticas (EMI) son radiaciones electromagnéticas no deseadas, emitidas por un dispositivo, que pueden ser potencialmente peligrosas para el funcionamiento de otros dispositivos.

Hay diversas formas en las que pueden producirse EMI, y conocerlas es fundamental a la hora de mitigar sus efectos. También es importante saber cuál es el medio de transmisión de esas EMI, aunque esto no es algo fácilmente reconocible en algunas ocasiones.

La aparición de EMI implica la presencia de tres elementos:

1. Generador de energía electromagnética (fuente).
2. Medio de transmisión o acoplamiento de dicha energía.
3. Un circuito receptor que no funciona correctamente debido a dicha interferencia electromagnética.

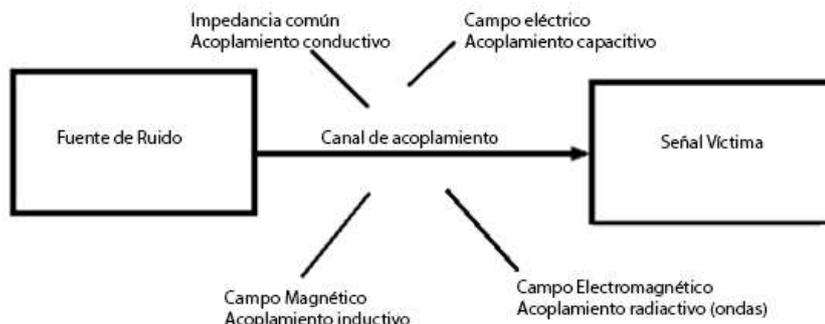


Imagen 1. Elementos implicados en la aparición de EMI.

Aunque muchas veces mediante el apantallamiento del receptor se puede solucionar un problema de EMI específico, hay normativas que obligan a que cualquier equipo electrónico no sobrepase ciertos límites de emisión de EMI.

En cuanto a la normativa vigente, la “international Electrotechnical Commission” (IEC) ha establecido las especificaciones sobre EMI mediante la norma europea de emisiones EN 50081. No obstante, la norma más aceptada en todo el mundo es la CISPR 22, publicada por el comité Internacional de Perturbaciones Radioeléctricas (CISPR, de sus siglas en francés “Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques”). La CISPR 22 trata sobre la medida de emisiones sobre cables de comunicaciones.

La norma que aplica para este proyecto es la CISPR 16-2-1, que trata sobre los métodos de medición de fenómenos perturbadores en general en el rango de frecuencia de 9kHz a 18GHz

y, en particular, de fenómenos perturbadores conducidos en el rango de frecuencia de 9 kHz a 30 MHz.

## 2.1. Origen de las EMI.

Actualmente, todos los equipos electrónicos son alimentados mediante una fuente de alimentación conmutada (SMPS, por sus siglas en inglés) debido a sus ventajas frente a las fuentes lineales. Entre otras ventajas se puede destacar su Tamaño y peso reducido, su facilidad para variar los voltajes de salida o su mejor eficiencia y disipación de calor.

Estas mejoras, que han aportado grandes beneficios a la industria, se deben a la naturaleza de funcionamiento de las SMPS. El principio básico con el que funciona una SMPS es que trabaja con altas frecuencias de conmutación. Convirtiendo la señal de 50/60 Hz, que recibe de la red, en una señal de más de 100kHz.

Este funcionamiento a altas frecuencias conlleva una gran desventaja, pues generan formas de onda de un gran contenido armónico que se transmite con facilidad a la red y provoca problemas de rendimiento en otros equipos o sistemas.

Por este motivo, es frecuente ver que las SMPS vayan acompañadas de circuitos adicionales que evitan que el equipo se convierta en una fuente de EMI. Estos circuitos suelen ser filtros EMI, que garantizan la EMC del equipo.

El estudio de estos fenómenos se debe a los problemas que producen: problemas en el funcionamiento de microcontroladores, calentamientos en motores, que acortan la vida útil de los mismos, o interferencias en las comunicaciones (inalámbricas y cableadas), entre otros.

En general, las EMI pueden ser generadas por cualquier acción que cause alteraciones en una red eléctrica, como sobretensiones, picos o transitorios.

Las fuentes más comunes de EMI que se pueden encontrar son:

- Equipos de generación de energía, como fuentes de alimentación, interruptores, relés o cargadores de baterías.
- Equipos que trabajan a altas frecuencias, como osciladores o radares.
- Equipos que trabajan tanto con altas frecuencias como con altos voltajes, como máquinas de soldadura o Centros de control de motores (CCMs).

En esencia, las EMI son perturbaciones, que aparecen en circuitos o sistemas, producidas por la presencia de formas de onda no deseadas (un voltaje o una corriente), ya que producen un comportamiento del sistema no deseado.

Estas formas de onda oscilan a muy alta frecuencia, lo que hace que aparezcan campos electromagnéticos cuyas características fundamentales se describen mediante las leyes de Maxwell. Es decir, el ruido electrónico puede ser inducido por el acoplamiento de un campo magnético, o eléctrico, entre elementos de un circuito. Por lo tanto, podemos separar el origen de las EMI en dos tipos: las generadas por un campo eléctrico, y las generadas por un campo magnético.

Una variación de corriente, en un conductor, puede generar un campo magnético, que origine un voltaje inducido en otro elemento, cuya magnitud es proporcional a dicha variación de corriente, con un valor definido mediante la siguiente expresión:

$$e = L * \frac{di}{dt}$$

Donde L es la inductancia mutua entre la fuente y el receptor.

En la Imagen 2 se muestra la representación física y el circuito equivalente de este fenómeno.

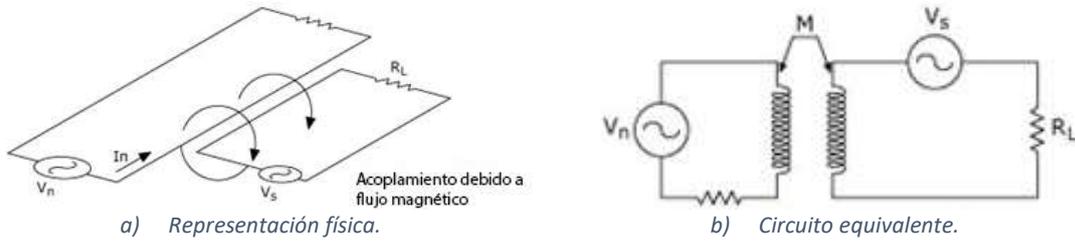


Imagen 2. Acoplamiento inductivo.

Una variación de voltaje, en una superficie, puede generar un campo eléctrico, que produce un flujo de corriente en otro elemento, cuya magnitud es proporcional a dicha variación de voltaje, con un valor definido por la siguiente expresión:

$$i = C * \frac{dv}{dt}$$

Donde C es la capacidad de acoplamiento entre la fuente y el receptor.

En la Imagen 3 se muestra la representación física y el circuito equivalente de este fenómeno.

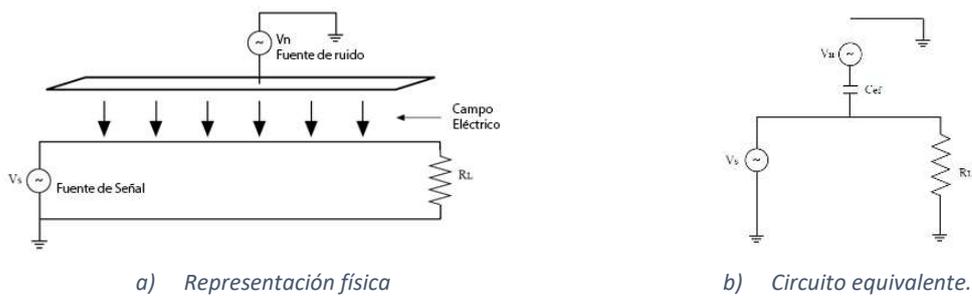


Imagen 3. Acoplamiento capacitivo.

Estas dos expresiones nos dan una intuición de que, si tenemos una corriente que oscila rápidamente puede aparecer una tensión inducida a través de otros conductores que estén acoplados por una inductancia mutua. Por el mismo razonamiento, una tensión que varía rápidamente generará en otro lugar un flujo de corriente inducida, si existe un medio de acoplamiento capacitivo entre ellos.

Entonces, al aumentar las frecuencias de conmutación en pos de reducir el coste, el tamaño y las pérdidas por conmutación, ha aparecido un gran problema a causa de las interferencias electromagnéticas.

### 3. Tipos de acoplamiento de las EMI.

Existen muchas formas de acoplamiento de EMI en el receptor y comprender qué método de acoplamiento está ocurriendo es clave para afrontar un problema de EMI.

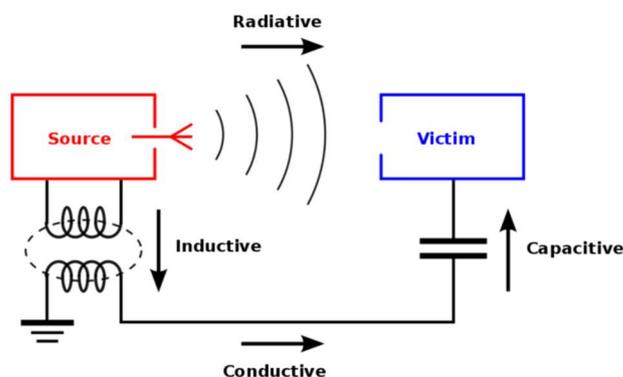


Imagen 4. Mecanismos de acoplamiento de EMI.

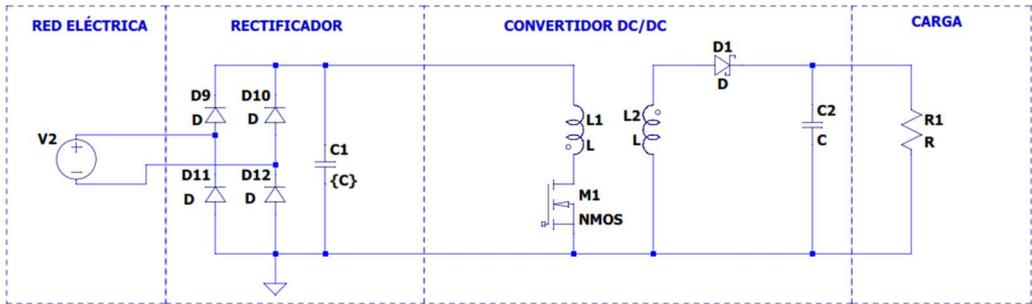
Los medios de acoplamiento involucrados en el ruido son los siguientes:

- Acoplamiento electromagnético (o irradiado): Es el método más intuitivo. Una interferencia que aparece cuando los elementos de un circuito trabajan con muy alta frecuencia. Dichos elementos son capaces de actuar como antenas y transmitir energía electromagnética radiada. Este fenómeno puede aparecer cuando se trabaja con frecuencias superiores a 20 MHz.

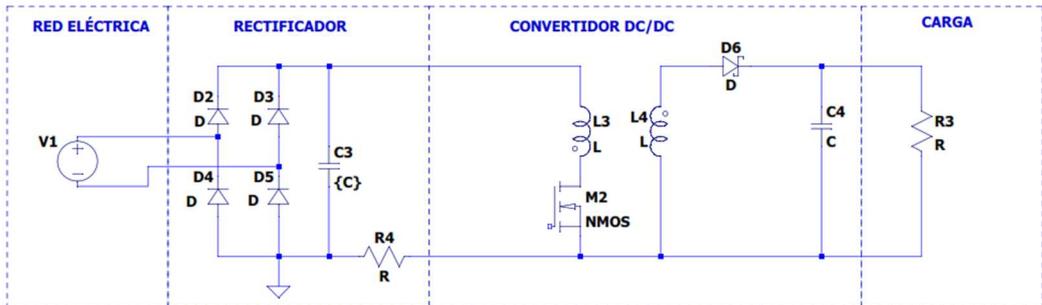
En el ruido conducido:

- Acoplamiento capacitivo: se debe a la generación de un campo eléctrico entre dos conductores. El campo eléctrico aparece por una diferencia de potencial entre conductores, lo que genera una capacidad parásita. Por lo tanto, este tipo de acoplamiento se puede modelar como un condensador. Suele aparecer cuando los elementos están lo suficientemente cerca y se dan frecuencias superiores a 1kHz.
- Acoplamiento inductivo: ocurre cuando el campo magnético producido por una corriente afecta a otro elemento. El efecto depende de la distancia a la corriente y la magnitud del campo magnético. Aparece entonces una inductancia mutua, cuyas corrientes inducidas responden a la ley de Faraday-Lenz.
- Acoplamiento conductivo: ocurre cuando por un cable fluye la corriente de dos o más circuitos, es decir, se da cuando hay un circuito cerrado entre dos elementos. Por ejemplo, cuando hay una impedancia común a tierra. Fenómeno que suele ocurrir frecuentemente en fuentes de alimentación.

La impedancia común a tierra es un fenómeno que sucede cuando se conectan varios elementos a tierra a través de un mismo conductor. Por ejemplo, en la Imagen 5 podemos ver una fuente de alimentación formada por varias etapas, el circuito de alimentación que lo modelamos como una fuente de tensión, una etapa rectificadora, un convertidor DC/DC y finalmente la carga, que la modelaremos como una resistencia por simplificar.



*Caso ideal.*



*Caso con acoplamiento conductivo.*

*Imagen 5. Esquemático de acoplamiento conductivo en una fuente de alimentación.*

Teóricamente todos los elementos del circuito van conectados directamente a tierra. En la práctica, estas etapas pueden estar separadas, o incluso cada una de las etapas puede tener un tamaño que suponga tendidos muy largos de cobre (puede ser un cable, o una pista de una PCB) entre la tierra de un componente y otro. En ese caso, la resistencia del cobre ya no es despreciable, y aparece una diferencia de potencial entre tierra y todos los elementos conectados a ella por ese cable.

#### 4. Modos de emisión de EMI.

Principalmente, las EMI se pueden clasificar en dos tipos: EMI irradiadas y EMI conducidas.

Las EMI irradiadas se emiten mediante campos electromagnéticos a muy altas frecuencias (>30MHz), mientras que las EMI conducidas se transmiten a través de las conexiones cableadas de un equipo y predominan a bajas frecuencias (<30MHz).

Dentro del conjunto de las EMI conducidas encontramos dos subcategorías, que son EMI en modo común y EMI en modo diferencial. Saber distinguir entre estos dos modos de emisión es fundamental para poder tratar un problema de EMI, ya que ambos modos de EMI coexisten en un circuito al mismo tiempo y tienen caminos de emisión diferentes.

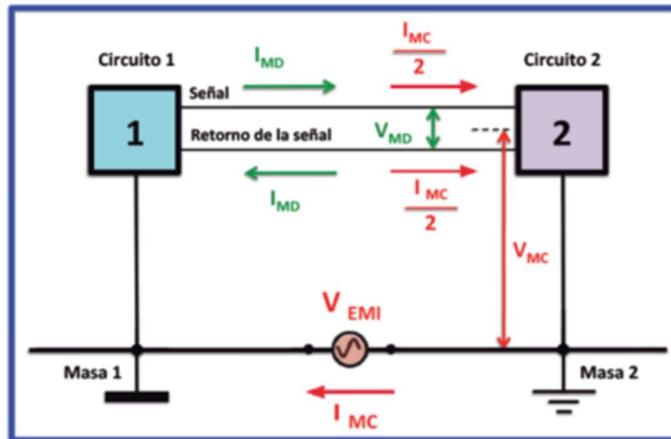


Imagen 6. Modos de emisión de EMI conducidas.

Las EMI en modo común son señales que aparecen con la misma amplitud,  $\frac{I_{MC}}{2}$ , en las dos líneas, respecto a masa (ver Imagen 6). Fluyen a través de un circuito parásito, normalmente no tenido en cuenta en el diseño, que aparece entre el circuito de señal (o alimentación) y la estructura en la que se encuentra el circuito, que suele hacer de masa. El circuito parásito aparece debido a la presencia de acoplamientos entre los equipos y el plano de masa, lo que habitualmente llamamos capacidades parásitas.

Las EMI en modo diferencial son señales que aparecen como una diferencia de tensión entre las dos líneas, fase y neutro ( $I_{MD}$  en la Imagen 6). Su aparición se debe a la presencia de señales oscilando a muy alta frecuencia, por ejemplo: fuentes de alimentación conmutadas, sobrecargas inducidas por rayos o fallos de tensión.

Cabe destacar que habitualmente, el ruido en modo diferencial suele ser el dominante por debajo de 100kHz, mientras que el ruido en modo común domina a altas frecuencias.

Por otra parte, las técnicas de filtrado varían en función del modo de emisión (modo común o modo diferencial) experimentado. Es práctica habitual encontrar en un filtro EMI, etapas para filtrado del modo común, por un lado, y etapas para el filtrado del modo diferencial por otro.

## 5. Técnicas de filtrado de EMI.

Además del diseño de filtros EMI, existen otras técnicas que se pueden emplear para reducir o eliminar las EMI. Entre las cuales podemos encontrar:

- Ralentizar transiciones de conmutación. Se basa en diseñar los circuitos usando elementos pasivos (resistencias, condensadores...) para conseguir transiciones de conmutación más suaves. El objetivo de esta técnica es reducir la velocidad de variación de voltaje,  $\frac{dV}{dt}$ , y la velocidad de variación de corriente,  $\frac{dI}{dt}$ . También se busca reducir el contenido armónico de las señales.
- Elegir frecuencia de conmutación que menos perturbe el sistema. Esta técnica es especialmente crítica en el diseño de convertidores. Implica evitar frecuencias de resonancia en el sistema, así como no superar los límites de frecuencia de condensadores y bobinas.
- Amortiguar nodos de alta  $dv/dt$ . Consiste en el diseño de filtros para amortiguar las variaciones de corriente y/o tensión empleando filtros RC o RL en las líneas de señal. También se pueden emplear diodos (Zener) para protegerse de sobretensiones transitorias.
- Minimizar zonas de bucle de corriente de alta  $di/dt$ . Esta técnica es empleada especialmente en el diseño PCB, en donde los bucles de corriente pueden generar campos magnéticos que emitan EMI a otras partes de la placa. Esta técnica se aplica diseñando las etapas de señal y de alimentación de forma estratégica empleando planos de tierra como aislamiento.

Puesto que normalmente no suele ser posible eliminar por completo el ruido, las técnicas llevadas a cabo suelen tener como objetivo reducirlo a unos niveles aceptables, en donde sus efectos no se traduzcan en una pérdida de rendimiento de los dispositivos afectados.

## 6. LISN.

Una LISN (red de estabilización de impedancia o red artificial) es un dispositivo empleado en los ensayos de compatibilidad electromagnética. Se utiliza para verificar que las emisiones de ruido conducido de un equipo cumplen con los estándares de alguna especificación en particular (CISPR 16-2-1 para este proyecto). A dicho equipo se le suele denominar equipo bajo prueba (EUT, por sus siglas en inglés "Equipment under test").

La utilidad de una LISN proviene de la dificultad de determinar la impedancia de la red de alimentación cuando conectamos un equipo a un generador. Esta impedancia depende, entre otras cosas, de la topología de la instalación, longitud del cableado hasta el transformador, cargas conectadas a ella (especialmente fuentes de energía reactiva), el tipo de generador... Existen una gran cantidad de parámetros que hacen variar esta impedancia. Debido a que esta impedancia hace variar la corriente que circula por los conductores (y las EMI emitidas por un equipo bajo prueba), es necesario poner un equipo entre el generador y el equipo bajo prueba que garantice que la impedancia entre estos elementos es conocida y se encuentra entre unos límites, dentro de un rango de frecuencia determinado.

Para realizar una medición fiable es necesario ofrecer a la fuente de EMI una impedancia fija, estable y conocida de antemano. De esta forma se conseguirán medidas repetibles y que no dependan de la impedancia de la red de alimentación. Este es el objetivo de una LISN.

### 6.1. Funciones de una LISN.

La configuración teórica de una LISN se puede ver en la Imagen 7. La idea principal es crear un camino para que el ruido pase por un punto en el que se pueda medir con el analizador de espectros.

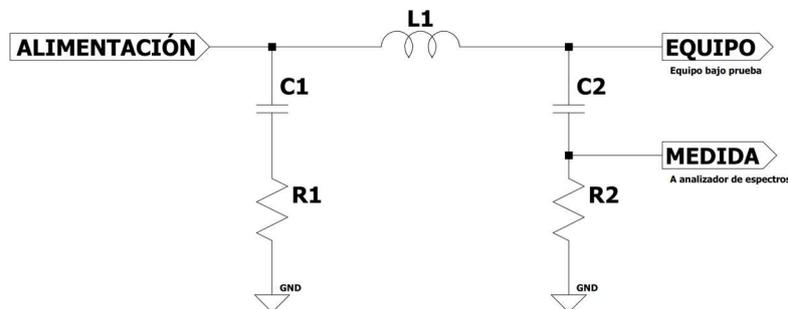


Imagen 7 Modelo típico de una LISN.

En primer lugar, para poder medir las EMI emitidas por un EUT, necesitamos aislar el EUT de las EMI que hayan acopladas a la propia red de alimentación. Para ello, el condensador  $C_1$  y la inductancia  $L_1$  forman un filtro de 2º orden que bloquean las componentes de alta frecuencia procedentes de la red. La resistencia  $R_1$  se usa para anular el pico de resonancia del filtro. A su vez, las componentes de baja frecuencia pasarán a través de  $L_1$  llegando al EUT sin ningún tipo de atenuación. Esto se ilustra en la Imagen 8.

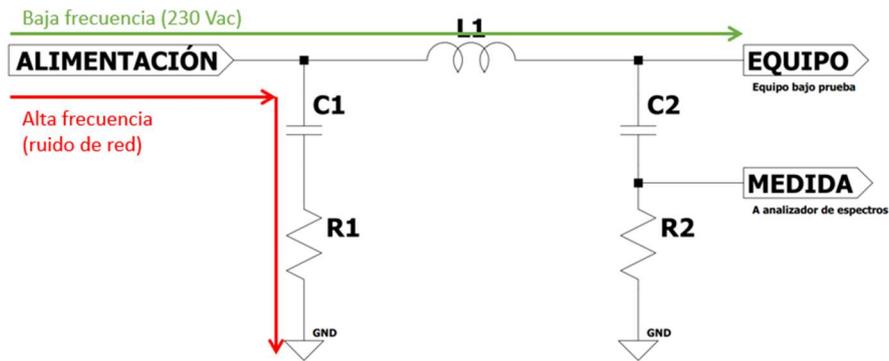


Imagen 8. Circulación de las componentes de la conexión al lado de alimentación.

A altas frecuencias, el parámetro que modela la impedancia de la red de alimentación es su inductancia. Por lo tanto, lo que hace la LISN es aislar el EUT de la inductancia real que tiene la red a la que se conecta el EUT y simular un cable de longitud fija. Las señales emitidas por el EUT se dirigen hacia el paralelo entre  $L_1$  y la rama de  $C_2$  y  $R_2$ . Ante una señal de alta frecuencia, la inductancia,  $L_1$ , presenta una impedancia muy alta (idealmente infinita), por lo que la señal circulará por la rama de  $C_2$  y  $R_2$ . En paralelo con  $R_2$  se conecta el equipo de medición de EMI, que conectará en paralelo a  $R_2$  una resistencia de  $50\Omega$ , que es el valor de impedancia que debe “ver” el EUT en estas circunstancias.

La inductancia,  $L_1$ , en paralelo con  $R_2$  ante las señales procedentes del EUT asegura que la impedancia que se conecta al EUT esté determinada únicamente por el paralelo de  $R_2$  y la impedancia que presente el equipo de medida.

El condensador  $C_2$ , tiene la función de filtro paso alto, dejando pasar el ruido de alta frecuencia y bloqueando la señal de alimentación del EUT, y las señales de baja frecuencia, las cuales pueden dañar el analizador de espectros.

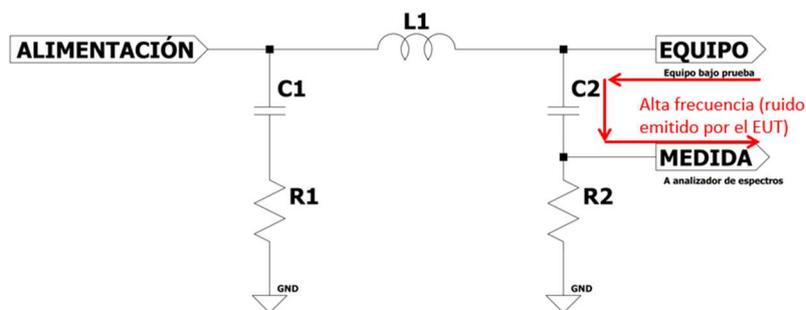


Imagen 9 Circulación de las componentes de la conexión al lado del EUT.

En definitiva, la función principal de la LISN es ofrecer una impedancia conocida a la fuente EMI, pero, además, cumple otras funciones:

- Evitar que las perturbaciones existentes en la red de alimentación alcancen el analizador de espectros.
- Ofrece una adaptación de impedancias apropiada para el receptor EMI.
- Permite la alimentación del EUT sin alterar las características de amplitud y frecuencia.

Por lo tanto, una LISN que funcione correctamente debe comportarse como un filtro paso bajo a las señales que provienen del suministro externo, desviando las de alta frecuencia a tierra. A

la misma vez, debe comportarse como un filtro paso alto entre el EUT y el punto de medición del Analizador de espectros.

El objetivo de aislar el EUT del suministro externo implica que el ruido generado por el EUT no “escape” a la red, sino que sea desviado hacia una parte de la LISN donde pueda ser medido.

## 6.2. Tipos de LISN.

Podemos encontrar dos tipos de LISN: las  $\Delta$  y las V.

Las  $\Delta$  permiten diferencias entre ruido en modo común y modo diferencial. Son empleadas en medidas de perturbaciones conducidas en líneas de comunicaciones y datos.

Las V son las empleadas para las medidas en equipos de potencia y son el objeto de trabajo de este proyecto. Las LISN V no pueden diferenciar entre modo común y diferencial por sí solas.

## 6.3. Diferenciando modo común y modo diferencial con LISN tipo V.

Para medir EMIs diferenciando entre modo común y modo diferencial se emplea el diseño mostrado en la Imagen 10, con el que, midiendo las tensiones  $V_1$  y  $V_2$  (MEDIDA\_1 y MEDIDA\_2 en la Imagen 10, respectivamente), realizaremos la diferenciación mediante operaciones aritméticas.

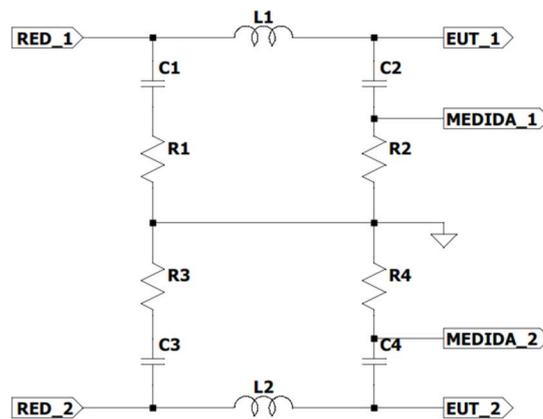


Imagen 10. LISN diferenciadora de EMI en modo común y modo diferencial

De esta forma, para el estudio de la medición de EMI se puede modelar el EUT como la fuente que genera dichas EMI, como se muestra en la Imagen 11. En ella, se han representado los puntos de medida como las señales  $V_1$  y  $V_2$ .

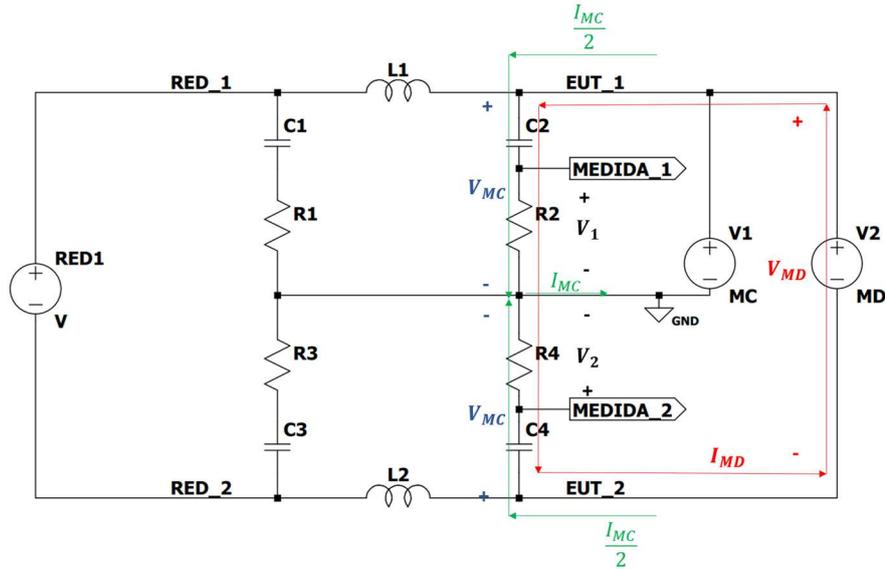


Imagen 11. Modelado de ruido como fuente de corriente.

El Ruido en modo común se debe a capacidades parásitas a tierra. Por lo tanto, la corriente en modo común que circula por la línea de Tierra circula hacia el equipo a través de alguno de sus componentes y será  $I_{MC}$ . A su vez, se repartirá uniformemente entre ambas líneas. De esta forma, por cada línea del EUT circula una corriente en modo común igual a  $\frac{I_{MC}}{2}$ .

De esta forma, las tensiones medidas son  $V_1$  y  $V_2$ , cuyas expresiones son:

$$V_1 = \left( I_{MD} + \frac{I_{MC}}{2} \right) * R_6 \quad (1)$$

$$V_2 = \left( -I_{MD} + \frac{I_{MC}}{2} \right) * R_8 \quad (2)$$

Donde  $R_6$  y  $R_8$  tienen un valor de  $50 \Omega$ .

Sus expresiones equivalentes en términos de tensión serían:

$$V_1 = V_{MD} + \frac{V_{MC}}{2} \quad (3)$$

$$V_2 = -V_{MD} + \frac{V_{MC}}{2} \quad (4)$$

Despejando  $V_{MD}$  y  $V_{MC}$  tenemos:

$$V_{MC} = V_1 + V_2 \quad (5)$$

$$V_{MD} = \frac{V_1 - V_2}{2} \quad (6)$$

#### 6.4. Comportamiento ideal de una LISN.

Para cumplir las funciones indicadas en el apartado anterior, simplificaremos la Imagen 7 en función de las impedancias de cada rama, como se muestra en la Imagen 12.

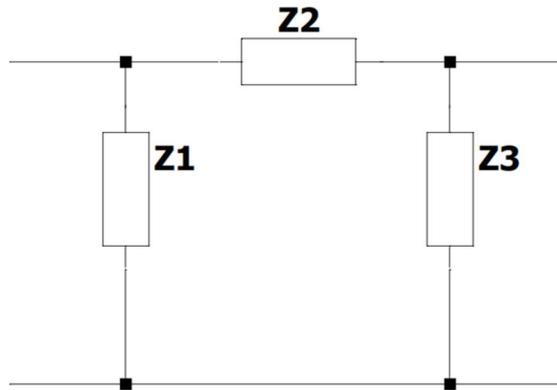


Imagen 12. Modelo simplificado de una LISN.

Para cumplir las funciones del apartado 6.1, una LISN deberá bloquear las altas frecuencias procedentes de la red, pero dejando pasar la tensión de alimentación. Por otro lado, deberá evitar que las altas frecuencias generadas por el EUT escapen a la red y sean dirigidas a un punto donde puedan ser medidas.

En la siguiente tabla se muestran los valores ideales de impedancias que una LISN debe tener para cumplir lo anterior.

IMPEDANCIAS	FRECUENCIA DE RED	FRECUENCIA DE LAS PERTURBACIONES
$Z_1$	$\infty$	0
$Z_2$	0	$\infty$
$Z_3$	$\infty$	50 $\Omega$

De esta forma, las propiedades fundamentales que deben ser verificadas para el correcto funcionamiento de una LISN son:

- Aislamiento del EUT de la impedancia de línea.
- Pérdidas de inserción. Nula a altas frecuencias.
- Aislamiento del ruido de alimentación.

#### 6.4.1. Aislamiento de la impedancia de línea.

Para exponer las propiedades de una LISN se usará el modelo de la Imagen 13 simulando su comportamiento en el rango de frecuencias [100Hz, 30MHz].  $R_3$  es la resistencia que acopla el analizador de espectros al circuito.

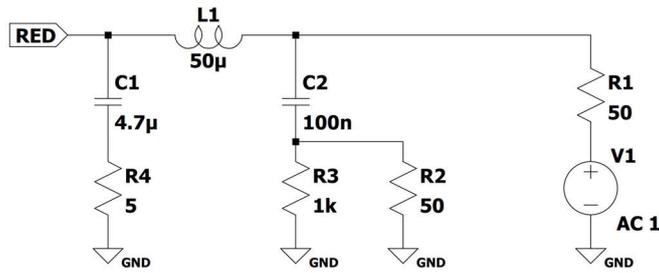


Imagen 13. Modelo propuesto para estudio de características de una LISN.

La función principal del aislamiento de la impedancia de línea es hacer que la impedancia vista desde el EUT no se vea afectada por la longitud del cable de alimentación ni por la variación de la impedancia de la alimentación. De esta forma, se consiguen mediciones precisas y repetibles de las emisiones de EMI.

El valor esperado de la impedancia vista desde el EUT es el paralelo entre  $R_2$  y  $R_3$  de la Imagen 13, que debe estar cercano a  $50 \Omega$ .

#### 6.4.1.1. Impedancia vista desde el EUT.

La LISN también debe ser insensible a la variación de la impedancia de carga del EUT.

Para mostrar la impedancia vista desde el EUT es necesario calcular su expresión. De forma teórica, podemos emplear el circuito equivalente de la Imagen 14, en el cual se han realizado las siguientes suposiciones:

Impedancia de  $L_1$  infinita a altas frecuencias.

Impedancia nula de  $C_2$  a altas frecuencias.

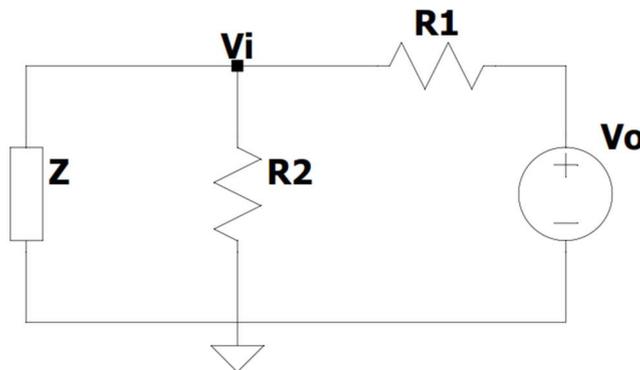


Imagen 14. Circuito simplificado para calcular impedancia desde el EUT.

$V_0$ : Tensión del generador de señales del analizador de espectros.

$V_i$ : Tensión leída a la entrada el analizador de espectros.

$Z$ : impedancia de la LISN vista desde el lado del EUT.

$R_1, R_2$ : resistencias internas del analizador de espectros.

Aplicando teoría de circuitos, deducimos las siguientes ecuaciones:

$$Z = V_i * I_Z \quad (7)$$

$$I_Z = \frac{R_2}{R_2 + Z} * I_1 \quad (8)$$

$$I_1 = \frac{V_i - V_o}{R_1} \quad (9)$$

Resolviendo el sistema que se plantea, despejando la impedancia,  $Z$ , tenemos que:

$$Z = 50 * \frac{V_i}{V_o - 2 * V_i} \quad (10)$$

#### 6.4.1.2. Filtro de 2º orden de la parte de alimentación de la LISN

La parte de la LISN encargada de conseguir este comportamiento es el filtro de 2º orden formado por  $C_1$  y  $L_1$ . Sobre los valores que debe tomar el condensador  $C_1$  no hay nada estandarizado, dependiendo del rango de frecuencia a bloquear, ronda entre los  $\mu F$  a  $nF$ . Su valor vendrá determinado por la expresión:

$$f_c = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L * C}} \quad (11)$$

En la Imagen 13, se muestra  $R_1$  con un valor muy pequeño representando la resistencia parásita del condensador. La simulación de este circuito se muestra en la Imagen 15. Se puede observar que existe un pico de resonancia que amplificaría las señales hasta 35dB.

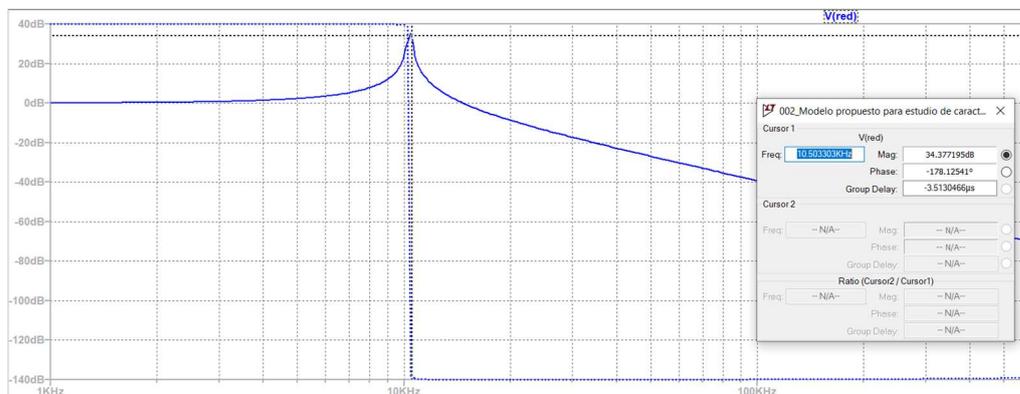


Imagen 15. Respuesta en frecuencia de la etapa conectada a red de la LISN.

Para evitar eso, se emplea la resistencia,  $R_1$ . Se recomienda que su valor sea tal que el factor de amortiguamiento sea mayor o igual a 1.

$$\varepsilon = \frac{R}{2} * \sqrt{\frac{C}{L}} \varepsilon \geq 1 \quad (12)$$

Empleando una resistencia de 5  $\Omega$  se consigue el efecto deseado tal como se puede ver en la Imagen 16.

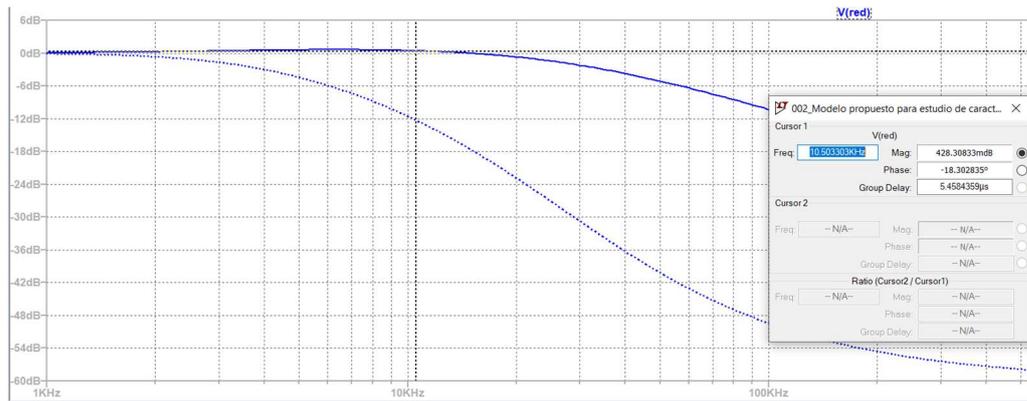


Imagen 16. Respuesta con una resistencia de 5  $\Omega$ .

### 6.4.1.3. Pérdidas de inserción.

Se denominan pérdidas de inserción las pérdidas de potencia de una señal debido a la inserción de un dispositivo en la línea de transmisión. En otras palabras, Miden la atenuación debida a la inserción del dispositivo en el “camino” de la señal. Su unidad de medida es el decibelio, dB.

Por lo tanto, las pérdidas de inserción deben ser minimizadas al máximo para garantizar la integridad de las medidas de EMI, ya que unas pérdidas de inserción muy altas pueden provocar errores de medida muy altos.

Cuando la señal se emite, antes de la inserción la potencia es  $P_T$ . Cuando la señal es recibida por la carga, la potencia es  $P_R$ . Por lo tanto, las pérdidas de inserción se pueden calcular como la relación entre la potencia emitida y la potencia recibida. Expresada en decibelios:

$$IL(dB) = 10 * \log\left(\frac{P_T}{P_R}\right) \quad (13)$$

O bien:

$$IL(dB) = 20 * \log\left(\frac{V_1}{V_2}\right) \quad (14)$$

En nuestro caso, nos interesa saber cuál es la diferencia entre la señal presente en la línea de alimentación (output\_port) y la señal presente en el punto de medida (input\_port), tal y como se muestra en la Imagen 17.

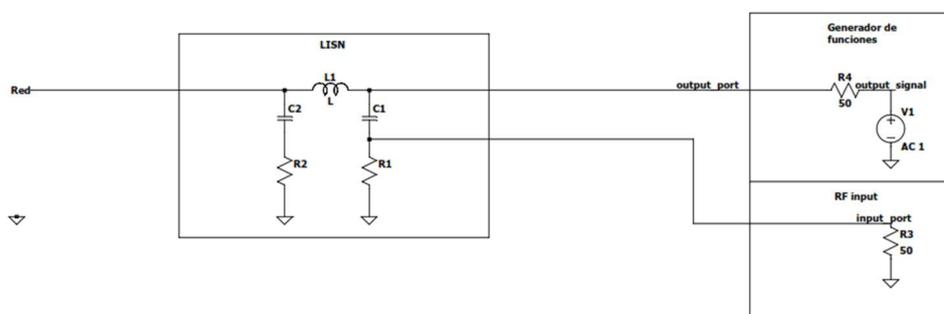


Imagen 17. Prueba de medida de las Pérdidas de Inserción.

El dispositivo insertado en la línea de transmisión es la propia LISN. Si funciona correctamente, la LISN debe bloquear las componentes de baja frecuencia procedentes de la red y permitir el

paso de las de alta frecuencia. En otras palabras, la curva de  $\frac{V_{input\_port}}{V_{output\_port}}$  debe presentar un comportamiento similar a un filtro paso alto.

Siguiendo el esquema anterior, teniendo en cuenta que es conocida la impedancia de la LISN vista desde el EUT,  $Z_{LISN}$ , (la hemos obtenido de forma teórica en el apartado 6.4.1.1) y viendo en la Imagen 17 que la tensión del punto “Output\_port” se puede obtener mediante la expresión:

$$V_{output\_port} = \frac{Z_{LISN}}{Z_{LISN} + 50} V_{output\_signal} \quad (15)$$

Las pérdidas de inserción se pueden obtener, conociendo la señal que emite el analizador de espectros, y midiendo la señal en el puerto de medida de la LISN, mediante la expresión:

$$IL = \frac{V_{input\_port}}{V_{output\_port}} = \frac{V_{input\_port}}{V_{output\_signal} * \frac{Z_{LISN}}{Z_{LISN} + 50}} \quad (16)$$

Donde se emplea,  $Z_{LISN}$ , para calcular la tensión a la entrada de la LISN por el lado del EUT aplicando el divisor de tensión.

#### 6.4.2. Aislamiento del ruido de alimentación.

Es importante que la LISN sea capaz de aislar el ruido que pueda ser generado aguas arriba de la misma. Cuando la alimentación procede de una batería química, no tendremos problemas. Sin embargo, cuando se hagan pruebas con corriente alterna, o entre el EUT y la red haya algún tipo de convertidor, es importante que ese ruido, que no es generado por el EUT, no llegue en algún momento al punto de medida de la LISN.

El concepto es similar a lo expuesto cuando hablamos de las pérdidas de inserción. Básicamente, deberíamos ver cómo afecta una entrada, conectada en el puerto del lado de alimentación, a la salida medida en el analizador de espectros.

Por lo tanto, de la misma forma que necesitábamos la impedancia de la LISN vista desde el EUT en el caso de las pérdidas de inserción, ahora necesitamos la impedancia de la LISN vista desde el puerto de alimentación.

En la Imagen 18 se muestra el esquema para realizar la medición de la impedancia de la LISN vista desde el lado de alimentación. La cual se usará como dato para calcular el aislamiento de la LISN de la red de alimentación, desde el puerto de medida del analizador de espectros.

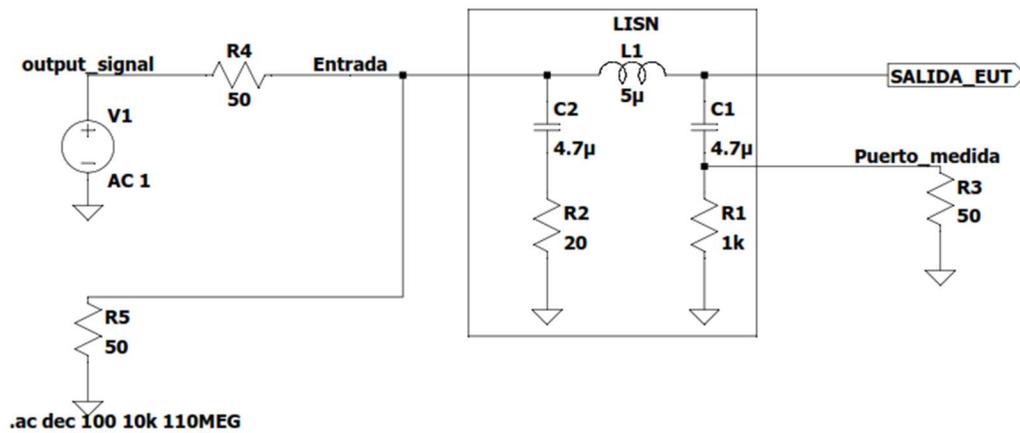


Imagen 18. Esquema para medición de impedancia de LISN vista desde la alimentación.

Para obtener dicha impedancia matemáticamente, se usa el circuito simplificado de la Imagen 19. El razonamiento que seguir es el mismo que el empleado en apartado 6.4.1.1. Con lo que se obtiene la siguiente expresión:

$$Z = 50 * \frac{V_Z}{V_1 - 2 * V_Z} \quad (17)$$

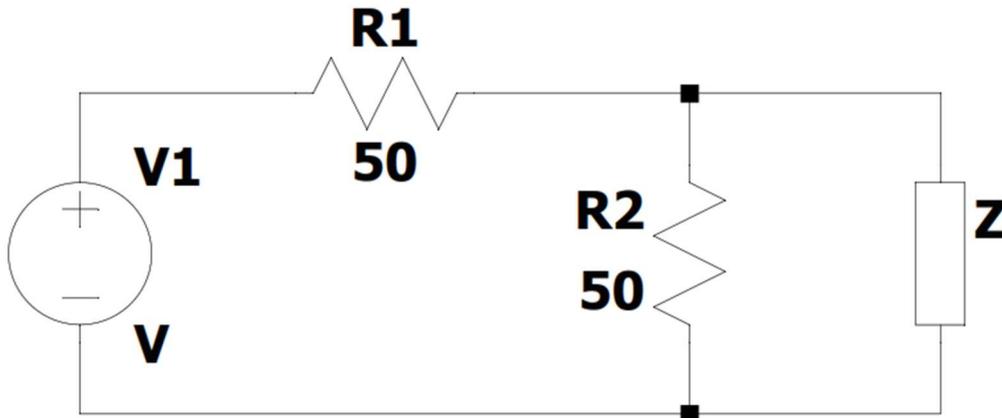


Imagen 19. Circuito simplificado para cálculo de impedancia de LISN vista desde el EUT.

La expresión con la que procesaremos los datos tomados con el analizador de espectros es similar a la empleada para obtener las pérdidas de inserción:

$$\text{Respuesta al ruido de entrada} = \frac{V_0}{V_{gen} * \frac{Z}{Z + 50}} \quad (18)$$

### 6.5. Efectos parásitos.

Ya hemos definido el comportamiento que se espera de una LISN y las funciones que esta realiza en una medida de EMI. También se ha comentado la función de los componentes (condensadores, inductancias y resistencias) que la forman. Sin embargo, a la hora de construirla es necesario tener en cuenta algunos aspectos no contemplados en el modelo ideal

de las resistencias, condensadores y bobinas. Hablamos de los efectos parásitos. Un condensador o una bobina no se comportan como tal en todo el rango de frecuencias, tal y como se deduce de su modelo ideal.

Un condensador tiene una resistencia y una inductancia parásita que, si alcanza unos valores determinados, puede ocurrir que a partir de cierta frecuencia el condensador deje de comportarse como condensador y comience a comportarse como una bobina o una resistencia.

Una bobina tiene una resistencia y una capacidad parásita que provoca el mismo efecto.

Esto requiere un análisis exhaustivo de los distintos modelos disponibles en el mercado con el fin de conseguir el comportamiento deseado dentro del rango de interés de nuestras mediciones (150KHz,30MHz).

### 6.5.1. Efectos parásitos en inductancias.

Cuando se describe el modelo ideal de una inductancia, se define como un elemento que presenta resistencia nula ante señales de baja frecuencia y una impedancia idealmente infinita a medida que la frecuencia aumenta. En la práctica, una bobina está compuesta por un hilo de cobre que tiene una resistencia inherente. Sin embargo, el esmalte aislante de estos hilos no actúa como un aislante perfecto a altas frecuencias, lo que resulta en la aparición de una pequeña capacidad entre los hilos. Además, incluso a frecuencias muy altas, la resistencia efectiva o de corriente alterna de la inductancia varía debido al efecto Kelvin o efecto piel, donde los electrones tienden a circular por la zona externa del conductor en lugar de hacerlo por toda su sección.

Estos parásitos dependen de la tecnología de las inductancias. Por ejemplo, en una bobina de hilo de cobre enrollado podríamos esperar una resistencia parásita para tener en cuenta. Por otro lado, si la bobina está construida por capas, se debería prestar atención al efecto Skin.

Los principales parámetros que afectan al rendimiento de la inductancia son su resistencia de corriente continua (DCR) y su frecuencia de autoresonancia (SRF). La resistencia en corriente continua es una resistencia en serie a la bobina. Por otro lado, la frecuencia de autoresonancia es valor de frecuencia en el que la bobina entra en resonancia debido a la capacidad parásita en paralelo,  $C_p$ . En la Imagen 20 se muestra el modelo real de una bobina.

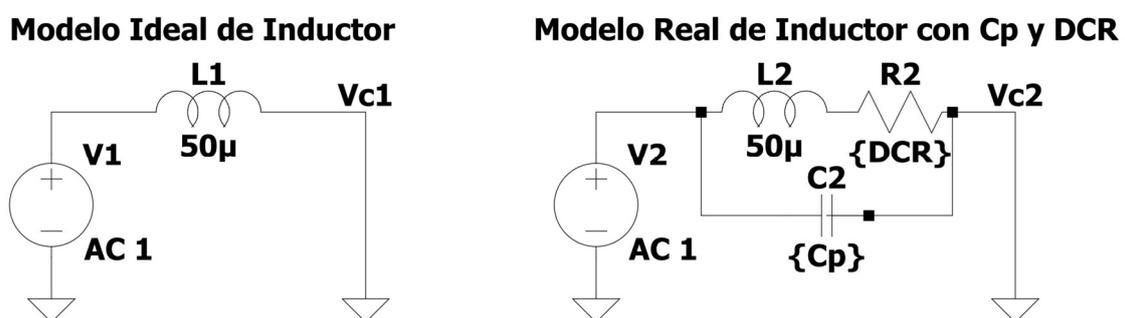


Imagen 20. Modelo de bobina ideal frente a modelo real.

En la Imagen 21 se muestra la respuesta de una bobina de 50µH con una DCR de 1Ω y una  $C_p$  de 500pF. Hasta aproximadamente los 2kHz la bobina se comporta como una resistencia de valor igual a su DCR (1Ω). A partir de ese punto, la bobina comienza a aumentar su impedancia

con la frecuencia, hasta que el efecto capacitivo empieza a volverse significativo y tras el pico de resonancia empieza a comportarse como un condensador.

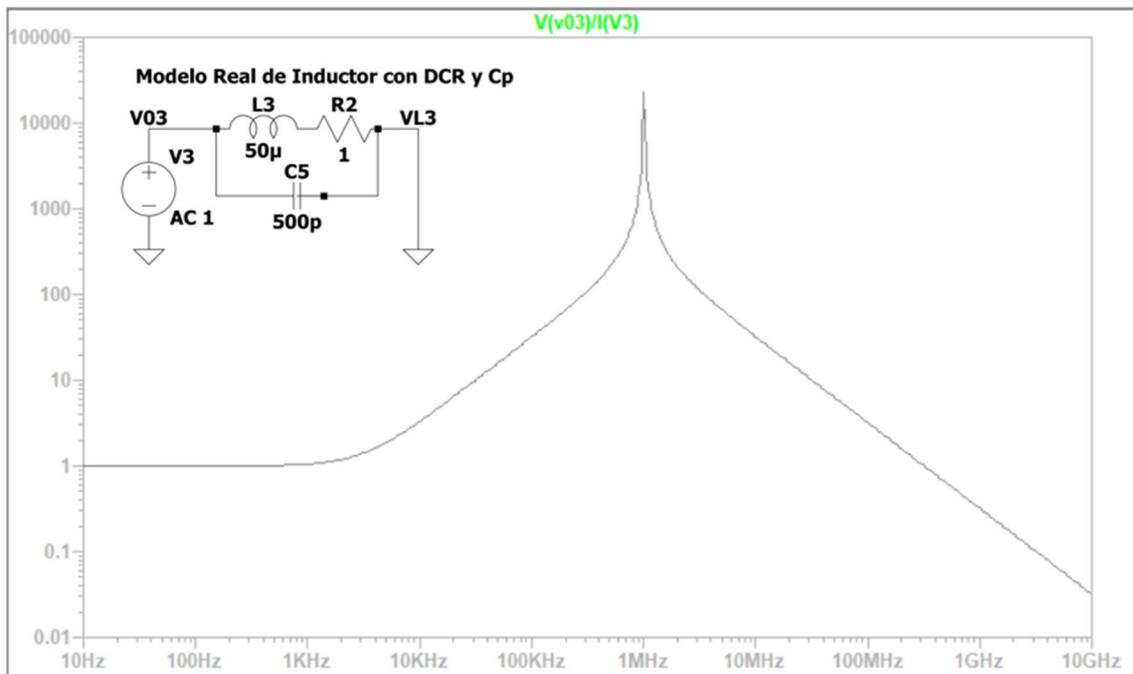


Imagen 21. Simulación de bobina real.

### 6.5.2. Efectos parásitos en condensadores.

Un condensador ideal almacena carga eléctrica en respuesta a una diferencia de potencial aplicada, sin pérdidas por resistencia interna. No tiene inductancia, lo que garantiza una respuesta eléctrica puramente capacitiva. Además, el dieléctrico actúa como un aislante perfecto, sin permitir el flujo de corriente eléctrica a través de él.

En la práctica, existe disipación de potencia debido a la resistencia debida principalmente a las propiedades de los materiales, así como al proceso de fabricación. Por otro lado, la geometría interna del condensador, junto con las propiedades de los materiales, provoca la aparición de una inductancia parásita

Los principales parámetros que afectan al rendimiento del condensador; como se muestra en la Imagen 22, son su resistencia parásita en serie (ESR) y su inductancia parásita en serie (ESL).

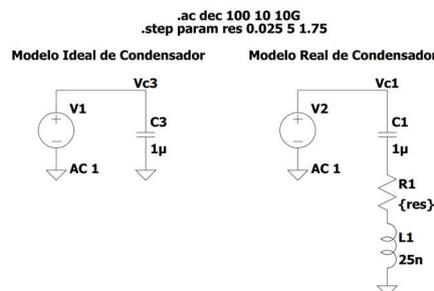


Imagen 22. Condensador ideal VS condensador real.

Cuando la ESR aumenta, disminuye la capacidad del condensador de atenuar variaciones de tensión. Además, a valores significativos de ESR, el condensador deja de comportarse

predominantemente como un condensador y comienza a comportarse como a una resistencia. Este efecto puede apreciarse en la Imagen 23, donde se ha simulado un condensador, variando su ESR, con ESL y Capacidad constante. Se puede observar que, con el aumento de la ESR, a cierto nivel de frecuencia, el condensador empieza a comportarse como una resistencia. También se puede observar como la presencia de la ESL hace que el condensador deje de comportarse como un condensador y comience a hacerlo como una inductancia.

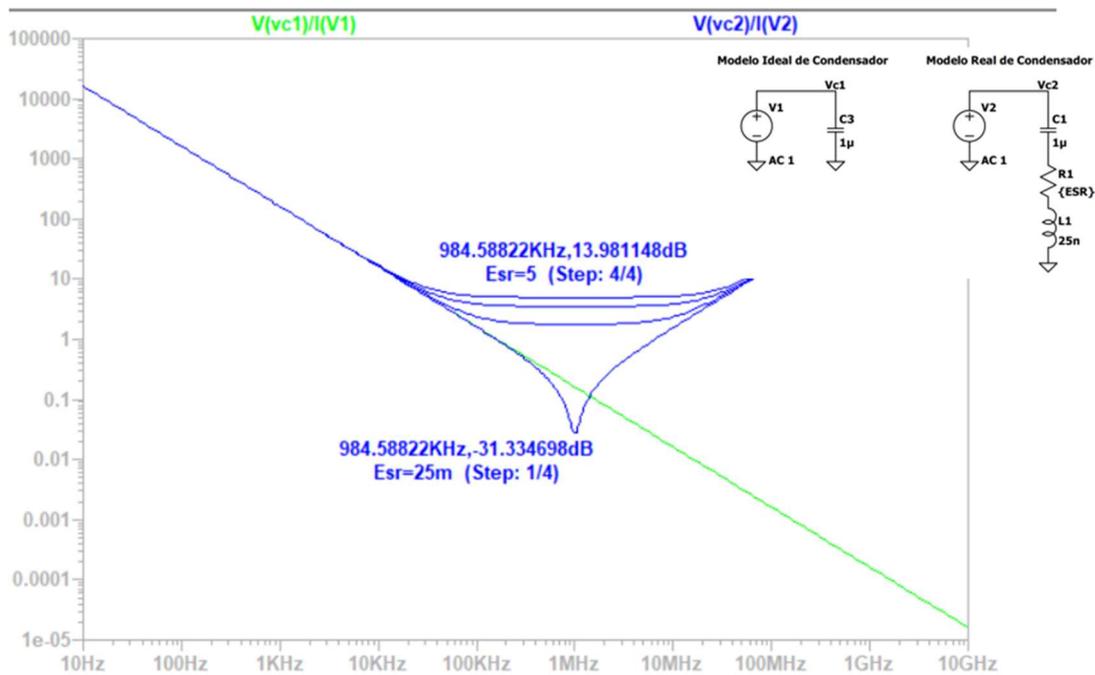


Imagen 23. Efecto de la ESR en un condensador.

El aumento de la ESL provoca que el efecto de la inductancia se vuelva dominante a un valor de frecuencia cada vez menor. Este efecto se muestra en la

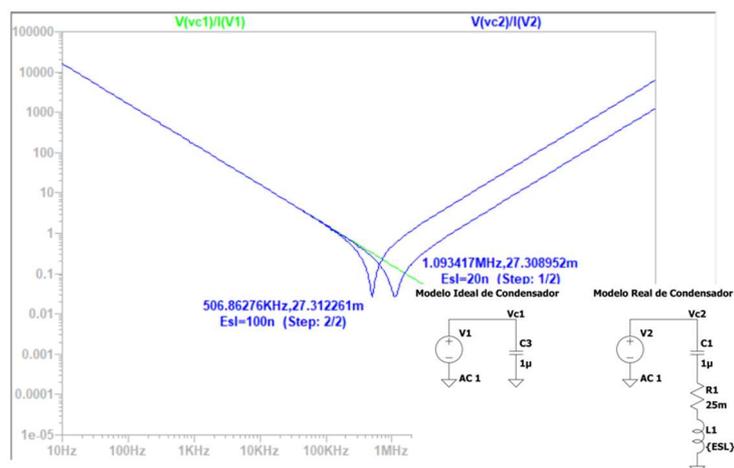


Imagen 24. Efecto de la ESL en un condensador.

El efecto combinado de la ESL y la ESR se muestra en una curva típica de un condensador real, como las representadas en la Imagen 25. La curva azul muestra el comportamiento de un

condensador real de  $C = 1\mu\text{F}$ ,  $\text{ESR} = 25\text{m}\Omega$  y  $\text{ESL} = 25\text{nH}$ . La curva roja muestra la curva de cinco condensadores con los valores de  $C$ ,  $\text{ESR}$  y  $\text{ESL}$  indicados anteriormente. De esta gráfica se pueden sacar varias conclusiones:

- 1- En un condensador encontramos que existe un rango de frecuencia en el cual domina el efecto capacitivo. A partir de cierto valor de frecuencia, el efecto capacitivo empieza a predominar el efecto resistivo. El rango en el que predomina este efecto aumenta con el aumento de la  $\text{ESR}$ . Por último, a partir de cierto valor de frecuencia empieza a hacerse predominante el efecto inductivo.
- 2- El efecto combinado de la capacidad del condensador y la  $\text{ESL}$  crea un pico de resonancia. En condensadores con  $\text{ESR}$  elevada este pico se atenúa considerablemente gracias al efecto de la  $\text{ESR}$ . Sin embargo, en los casos de que los condensadores tengan baja  $\text{ESR}$  será necesario incluir una resistencia para conseguir la atenuación.
- 3- Colocar varios condensadores en paralelo reduce tanto el valor resultante de  $\text{ESR}$  como el efecto de la  $\text{ESL}$  (al haber varios caminos para la corriente se minimiza el efecto de la inductancia en serie de cada condensador individual).

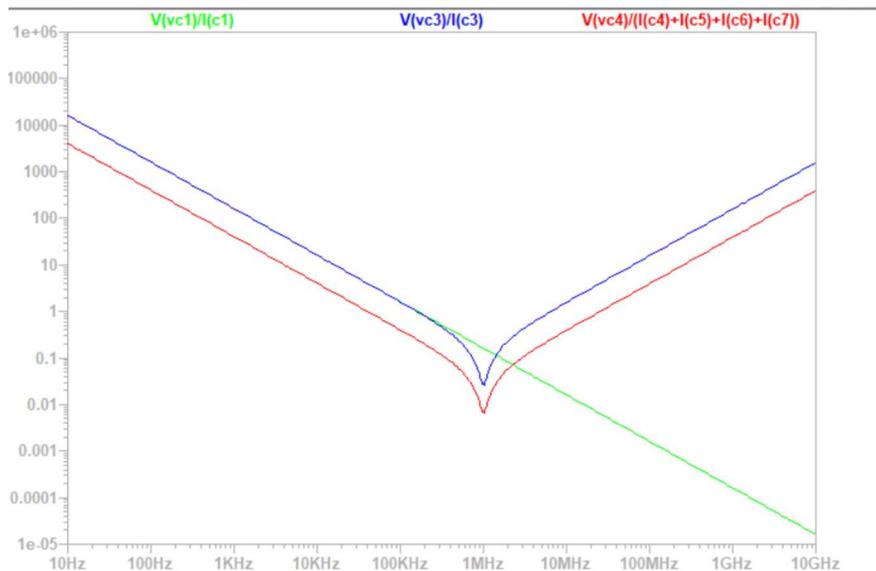


Imagen 25. Curvas ideal y real de un condensador.

## 7. Selección de componentes.

Para la selección de los componentes de forma general se han seguido las siguientes consideraciones:

### 7.1. Condensadores de entrada de red de alimentación.

Se requieren para filtrar las EMI acopladas a la red eléctrica. Puesto que no se espera ruidos de muy alta frecuencia su rango de frecuencias no necesita llegar a los 30MHz. Por otro lado, deben ser condensadores que resistan la tensión de la red.

Se han agrupado varios condensadores en paralelo, para reducir los efectos de la ESR y la ESL, lo que contribuye a mejorar la capacidad del filtro. Esta configuración también es beneficiosa para el manejo de la potencia, ya que distribuye la carga entre los distintos condensadores, disminuyendo así tanto el estrés eléctrico como el térmico sobre cada uno de ellos.

Por otro lado, puesto que van a ser cargados a una tensión relativamente alta se incluye una resistencia en paralelo para descargar los condensadores al desconectar la LISN de la red.

Como hemos comentado en apartados anteriores se añaden resistencias en serie para amortiguar posibles efectos resonantes.

En la Imagen 25 se muestra el diseño realizado.

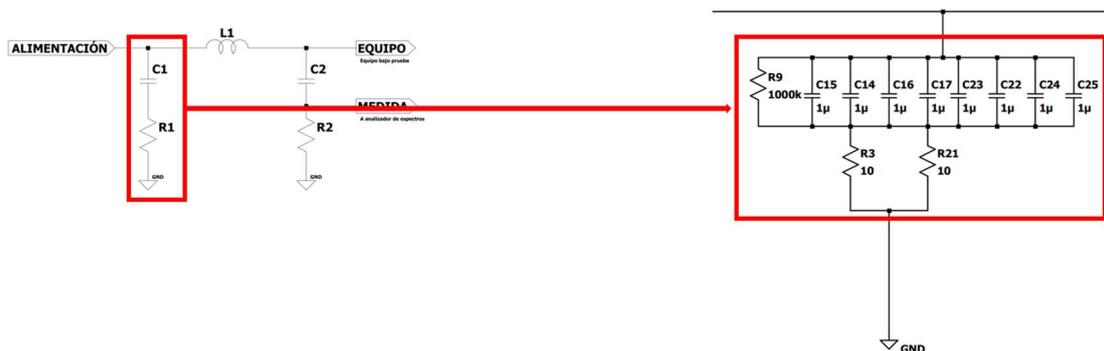


Imagen 26. Condensadores de entrada de red de alimentación.

Para esta función se han seleccionado condensadores de película, marca TDK MKP de 1µF y 630 Vdc, en la Imagen 27 se puede ver su curva característica.

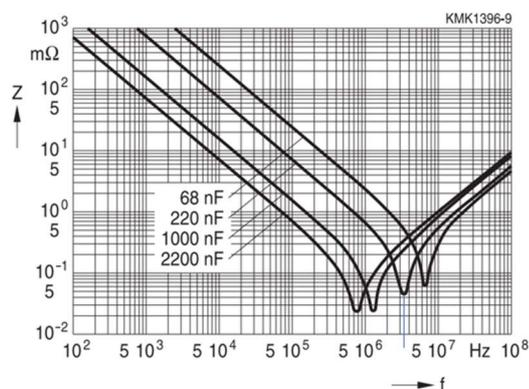


Imagen 27. Curva de respuesta de condensador de película TDK MKP 1.0µF 630Vdc.

## 7.2. Inductancia.

Para la selección de la inductancia hay que analizar el efecto de la SRF y la DCR. Por un lado, se debe garantizar que el efecto inductivo sea el efecto predominante en todo nuestro rango de frecuencia de interés, es decir, debemos evitar que los efectos parásitos se hagan dominantes en nuestro rango de frecuencia.

Tras consultar varios fabricantes, se ha tomado la decisión de incluir cinco bobinas en serie de  $10\mu\text{H}$  en lugar de una de  $50\mu\text{H}$ . Los efectos parásitos de una bobina de  $50\mu\text{H}$  hacen que entre en resonancia dentro de nuestro rango de interés. Además, se la disipación de calor también aumenta. Esta diferencia se muestra en la siguiente imagen, donde se muestra, a la izquierda, la curva de aumento de temperatura con la corriente, a la derecha, la respuesta en frecuencia de las bobinas. La curva naranja muestra una inductancia de  $47\mu\text{H}$  y la azul una inductancia de  $10\mu\text{H}$ .

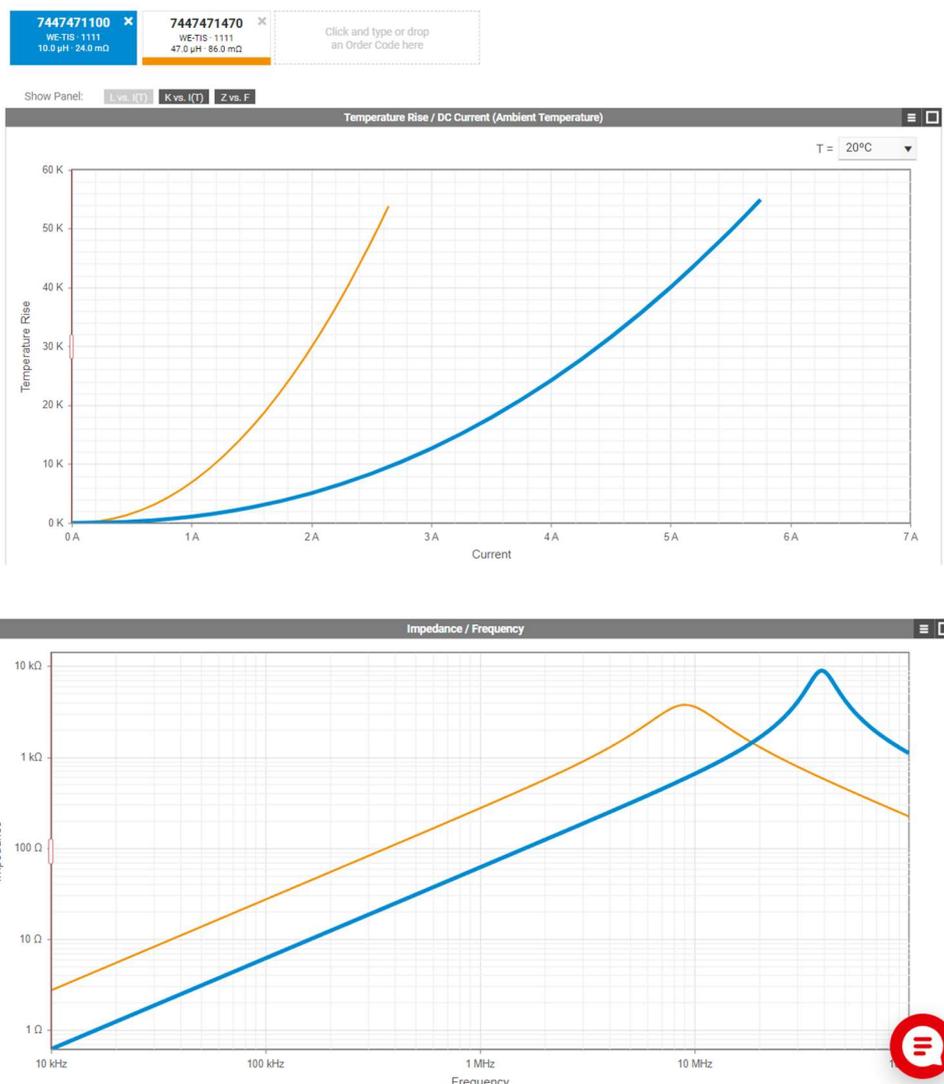


Imagen 28. Curva de respuesta de temperatura e impedancia de inductancias comerciales.

Finalmente, se ha seleccionado una inductancia de baja DCR y SRF en 40MHz, de la marca coilcraft. En la imagen se muestran sus valores.



## Low DCR version for high average current applications

Part number <sup>1</sup>	Inductance <sup>2</sup> ±20% (μH)	DCR (mOhm) <sup>3</sup>		SRF typ <sup>4</sup> (MHz)
		typ	max	
SER8050-501ME_	0.50	2.22	2.50	234
SER8050-112ME_	1.1	3.19	3.50	109
SER8050-202ME_	2.0	5.35	5.88	74
SER8052-312ME_	3.1	6.44	7.20	63
SER8052-452ME_	4.5	8.64	9.50	52
SER8052-612ME_	6.1	8.64	9.50	45
SER8052-802ME_	8.0	13.03	14.33	43
SER8052-103ME_	10	13.03	14.33	40

Imagen 29. Datos de la inductancia seleccionada.

### 7.3. Condensadores de salida al EUT.

Estos condensadores deben funcionar correctamente en todo el rango 150KHz-30MHz, es decir, debe predominar el efecto capacitivo en ese rango.

La ESR de los condensadores debe ser lo más pequeña posible para no afectar a la impedancia vista desde el EUT.

Para el diseño se han seleccionado condensadores con distintas capacidades por varios motivos: por un lado, los condensadores grandes dificultan conseguir bajas ESL, es decir, hay que tener en cuenta la relación tamaño-ESL. A medida que aumenta la capacidad de un condensador, aumenta también su tamaño, y, por lo tanto, aumenta también su ESL. Esto hace que se pierda el efecto capacitivo a altas frecuencias. por otro lado, el tamaño de los condensadores está directamente vinculado a la potencia que pueden soportar. Esto crea un conflicto, pues hay que buscar un equilibrio entre el tamaño y la capacidad que necesitamos.

Por lo tanto, se ha diseñado un banco de condensadores como se muestra en la

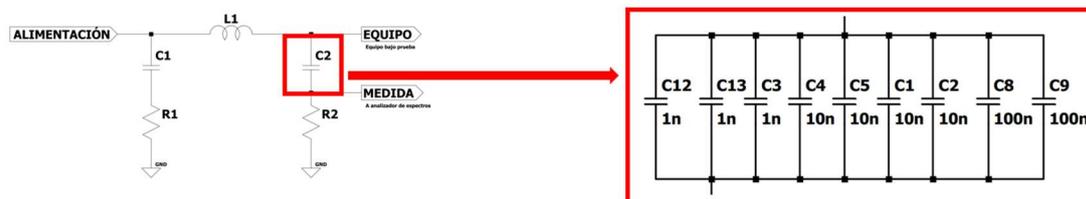


Imagen 30. Condensadores de salida al EUT.

Los condensadores de 1nF y 10 nF son condensadores de película marca WIMA 630V.

Los condensadores de 100nF son condensadores de película marca KEMET 630V.

### 7.4. Atenuador-limitador.

Durante las pruebas EMI pueden aparecer picos de tensión y de corriente no deseados, generados por transitorios, que podrían dañar los equipos de medición. Por otro lado, es conveniente realizar una atenuación de la señal para asegurar que su amplitud esté dentro del rango de operación del equipo de medición. Por lo tanto, en nuestro diseño debemos tener estas consideraciones en cuenta y diseñar un atenuador-limitador que proteja los equipos. Además, este atenuador se debe diseñar garantizando que el EUT verá 50Ω durante las pruebas de EMI.

Para ello, se ha implementado el atenuador pasivo que se ve en la Imagen 31.

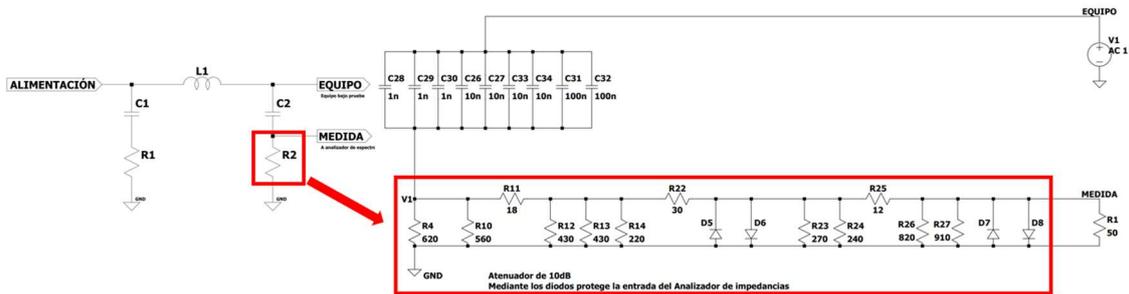


Imagen 31. Atenuador-Limitador de LISN.

## 8. Simulaciones con la LISN.

A continuación, se muestran las simulaciones de las pruebas, sobre la LISN. Serán en total tres simulaciones, en las que se mostrará el comportamiento ideal que debe tener la LISN del laboratorio frente a dichas pruebas:

1. Aislamiento de la impedancia de línea.
2. Pérdidas de inserción.
3. Aislamiento del ruido de red.

### 8.1. Simulación Aislamiento de la impedancia de línea.

Para verificar que la LISN diseñada cumple con esta condición, se realizará la simulación, mediante LtSpice de su impedancia desde el EUT. Esta simulación se realizará en dos casos:

4. LISN en circuito abierto por la alimentación, gráfica verde de la Imagen 33.
5. LISN en cortocircuito por la alimentación, gráfica azul de la imagen Imagen 33.

Si la LISN funciona correctamente, en ambos casos debe de comportarse igual dentro del rango de frecuencias de interés.

La Imagen 32 muestra el circuito empleado para la simulación. La resistencia R9 es una terminación para simular la resistencia externa del analizador de espectros.

Para obtener los resultados mostrados a continuación, se ha realizado una simulación de la respuesta en frecuencia en el rango [10kHz,110MHz]. El eje vertical de la Imagen 33 se muestra en escala lineal.

En la Imagen 33 se puede observar cómo hay dos picos de resonancia. De ellos, solo nos afecta el primero por estar en el rango de frecuencia de interés. Por otra parte, se observa una diferencia aproximadamente de  $1,5 \Omega$  en la zona de más baja frecuencia de nuestro rango.

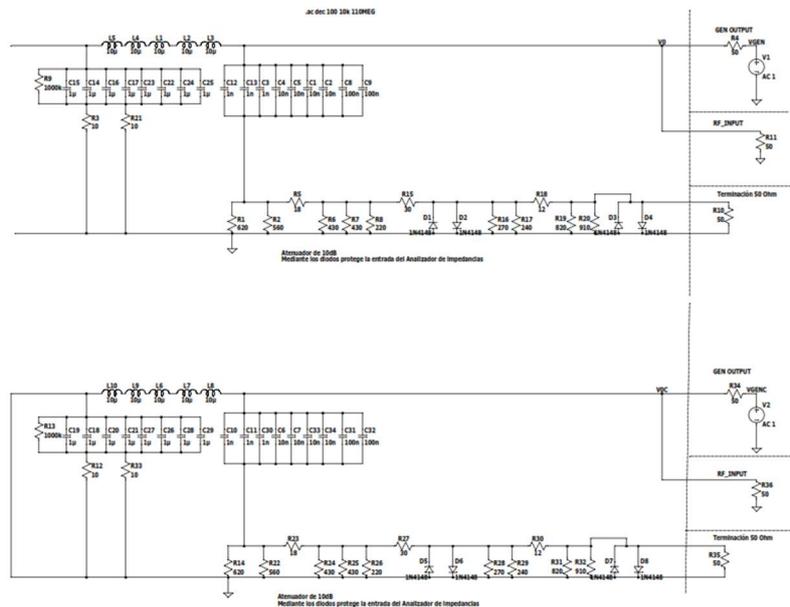


Imagen 32. Diagrama de conexionado para prueba de aislamiento de impedancia de línea.

En la simulación, empleamos la ecuación (10) para obtener la gráfica. En la siguiente imagen se puede ver el resultado de la simulación.

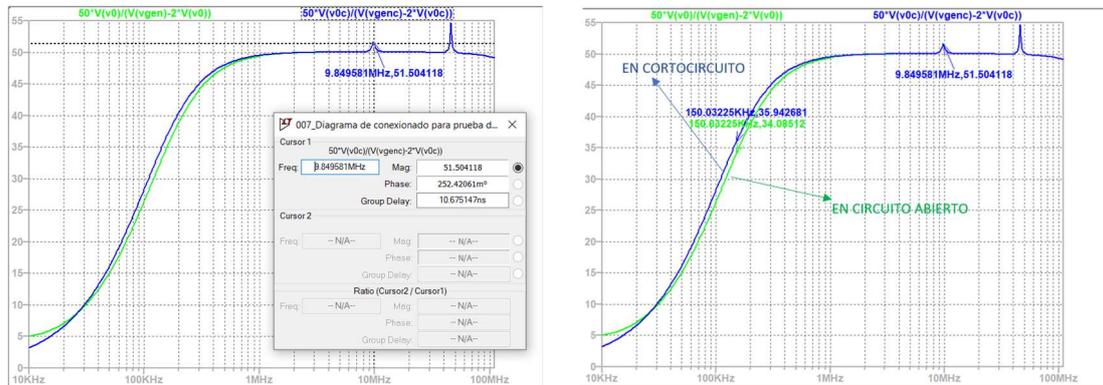


Imagen 33. Respuesta en frecuencia de la impedancia de la LISN vista desde el EUT.

## 8.2. Simulación de pérdidas de inserción.

El objetivo de esta simulación es visualizar la atenuación presente entre la tensión en el puerto de la LISN conectada al EUT y la tensión en el punto en que medimos con el analizador de espectros. Según nuestro diseño, cabe esperar una atenuación de 10dB.

Posteriormente, la medida de las pérdidas de inserción se usa para mejorar la precisión de la medida. A altas frecuencias, la única impedancia que deberíamos encontrarnos es la del analizador de espectros. Sin embargo, conforme baja la frecuencia, el condensador de la LISN (banco de condensadores en nuestro caso) puede empezar a tomar un valor de impedancia comparable a la del analizador de espectros, lo que afectaría a la medición (en bajas frecuencias).

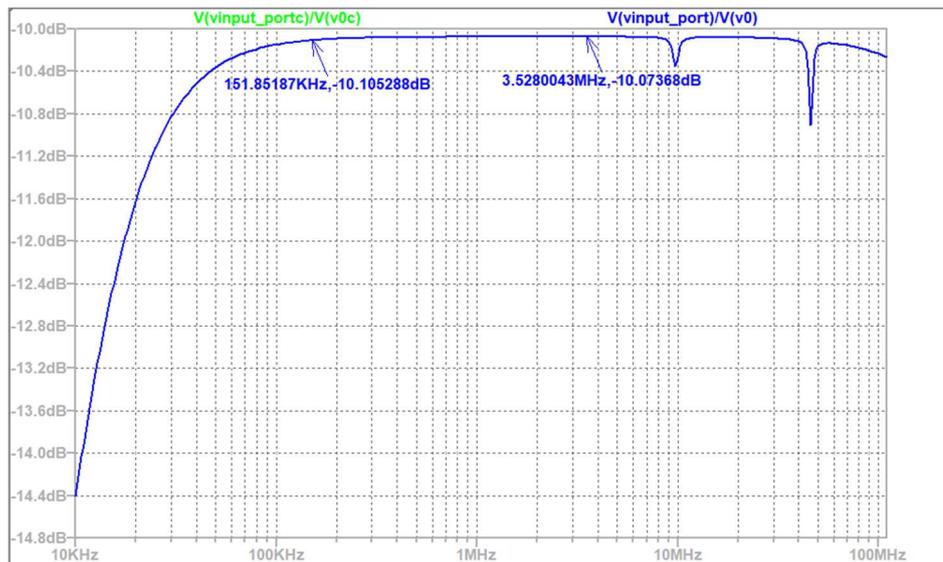


Imagen 34. Simulación de las pérdidas de inserción de la LISN.

En la Imagen 34 vemos como la LISN diseñada apenas muestra cambio en las pérdidas de inserción a bajas frecuencias. Sin embargo, se aprecia de nuevo un pico de caída en torno a los 10MHz que habrá que estudiar a la hora de realizar medidas.

En la Imagen 35 se muestra que el pico máximo es de unos 279 mdB.

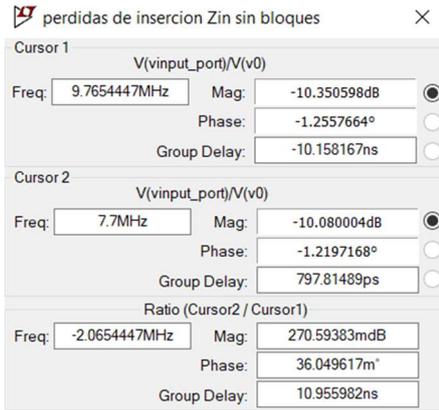


Imagen 35. Pico de pérdidas de inserción.

### 8.3. Simulación aislamiento del ruido de red.

Para la simulación, se usará el circuito de la Imagen 36.

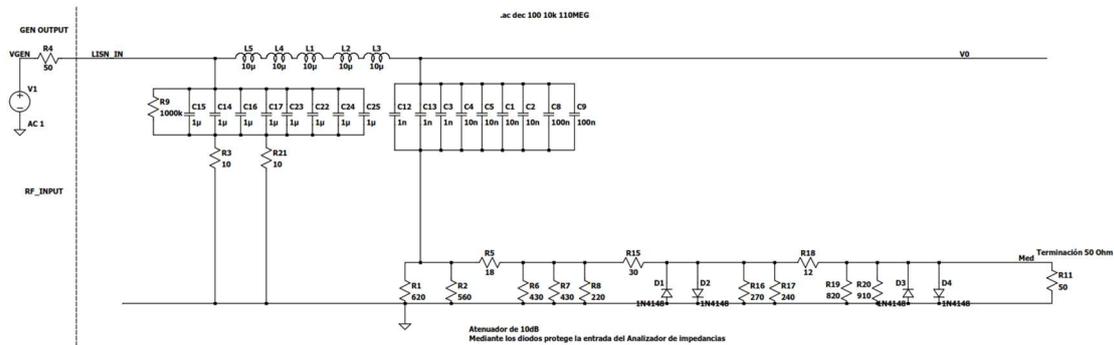


Imagen 36. Circuito de simulación del aislamiento de la red de alimentación.

Los resultados obtenidos se muestran en la Imagen 37, donde se puede observar que en todo el rango de medida se obtiene una atenuación bastante buena.

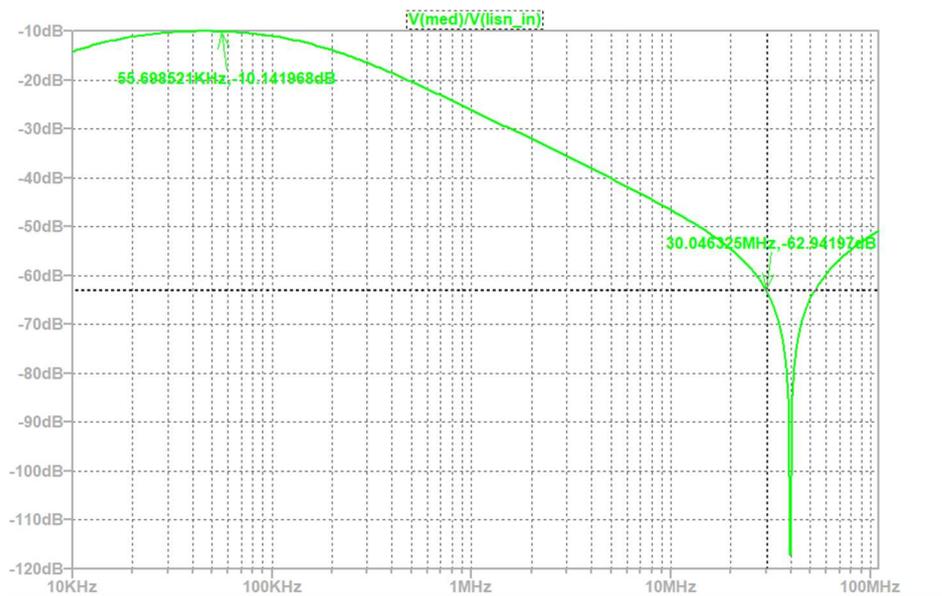


Imagen 37. Resultados de la simulación de aislamiento de la red.

## 9. Pruebas de funcionamiento a una LISN.

Para verificar el funcionamiento de la LISN se pueden realizar las pruebas simuladas en los apartados anteriores. La prueba realizada en laboratorio ha consistido en emplear el puente RLC para verificar la impedancia a unas frecuencias concretas. Según la norma CISPR 16-1-2 la magnitud y la fase que debe tener la LISN se muestra en la Tabla 1. Por lo tanto, para verificar que la LISN responde correctamente mediremos su impedancia en los rangos de frecuencia indicados en la Tabla 1. Para la medición, realizaremos hasta 1MHz, la medida en el puente RLC y de 1MHz hasta 30MHz en el analizador de espectros.

Tabla 1. Magnitud y fase de LISN tipo V según CISPR 16-1-2.

Frequency MHZ	Impedance magnitude $\Omega$	Phase angle Degrees
0,15	34.29	46.70
0,17	36.50	43,11
0,2	39,12	38,51
0,25	42,18	32.48
0,3	44,17	27,95
0.35	45.52	24.45
0,4	46,46	21,7
0,5	47,65	17.66
0,6	48.33	14.86
0,7	48,76	12.81
0,8	49,04	11.25
0,9	49.24	10,03
1	49.38	9.04
1,2	49,57	7,56
1,5	49,72	6,06
2	49.84	4,55
2,5	49.90	3.64
3	49,93	3,04
4	49,96	2.28
5.00	49.98	1.82
7	49.99	1,3
10	49,99	0,91
15	50	0,61
20	50	0,46
30	50	0.30

### 9.1. Medición con Puente RLC.

Para verificar la impedancia de la LISN vista desde el EUT, se usó un puente RLC. La configuración se puede ver en la Imagen 38.

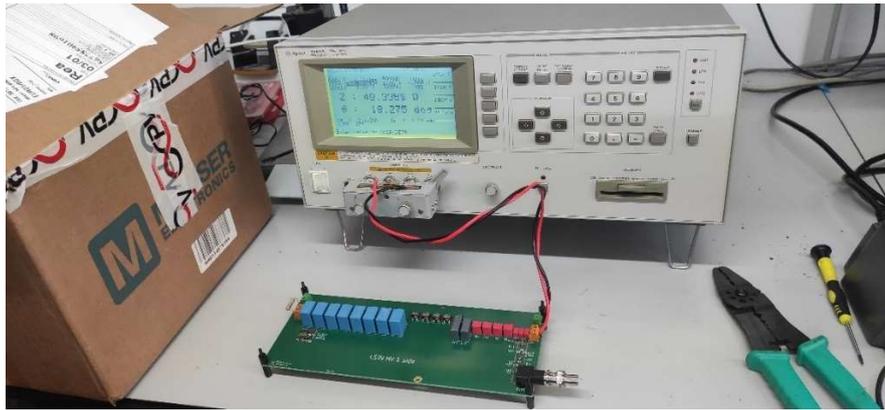


Imagen 38. Test de la LISN en el medidor RLC.

En la Tabla 2 se muestran los resultados de las pruebas realizadas a la LISN a distintas frecuencias:

Tabla 2. Valores medidos con la LISN.

Frecuencia (Hz)	150k	200k	250k	300k	400k	500k	600k	800k	1M
Impedancia( $\Omega$ )	34	36,7	42,7	45	47,8	49,33	50,1	51	51,5

Los resultados se pueden ver gráficamente en la Imagen 39.

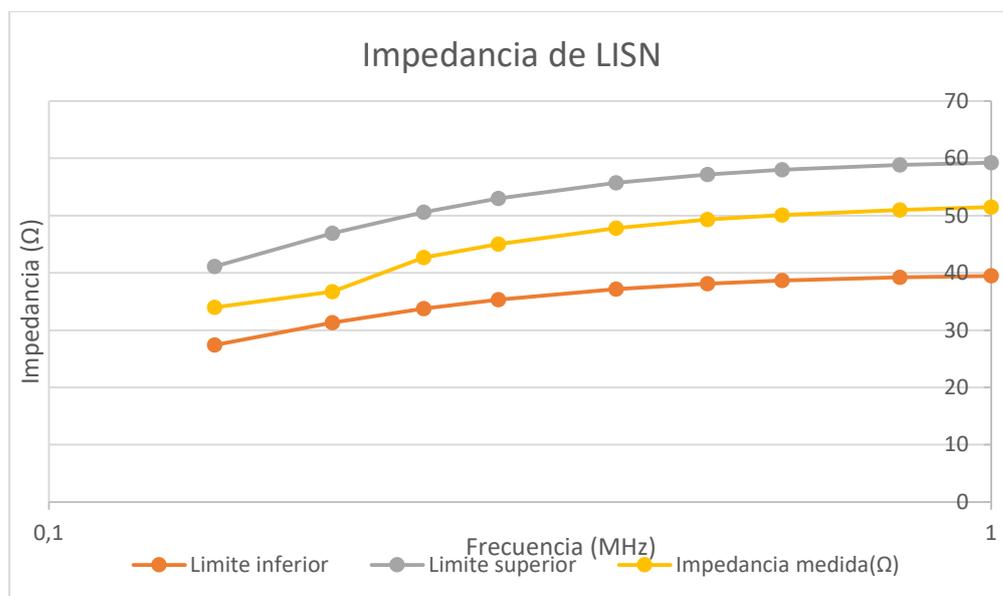


Imagen 39. Respuesta Impedancia LISN en medidor RLC.

## 9.2. Medición con analizador de espectros.

Antes de realizar las pruebas directamente a la LISN, es necesario realizar unas medidas previas para corregir errores y poder realizar los cálculos correctamente. En particular, medir la impedancia del cable en todo el rango de frecuencias. Esta medida se usará para corregir el valor leído cuando se realice la prueba sobre la LISN.

Además, con el analizador de espectros, solo podemos realizar medidas de tensión. Por lo tanto, para obtener los valores de impedancias que necesitamos es necesario realizar algunos cálculos, aplicando las expresiones vistas en el apartado 6.4.

En la Tabla 3 se muestran los valores medidos y su comparativa con los valores que establece la norma CISPR-16-1-2. Puesto que la norma permite una tolerancia del 20% en el valor de impedancia, podemos confirmar que la LISN está funcionando correctamente.

Tabla 3. Comparativa de respuesta de nuestra LISN con la normativa.

Frequency MHZ	Impedance magnitude ( $\Omega$ )	Impedancia medida( $\Omega$ )	Tolerancia (%)
0,15	34,29	34	0,85
0,17	36,5	35,8	1,92
0,2	39,12	36,7	6,19
0,25	42,18	42,7	-1,23
0,3	44,17	45	-1,88
0,35	45,52	45,9	-0,83
0,4	46,46	47,8	-2,88
0,5	47,65	49,33	-3,53
0,6	48,33	50,1	-3,66
0,7	48,76	50,3	-3,16
0,8	49,04	51	-4,00
0,9	49,24	51,3	-4,18
1	49,38	51,5	-4,29
1,2	49,57	51,6	-4,10
1,5	49,72	51,65	-3,88
2	49,84	51,74	-3,81
2,5	49,9	51,5	-3,21
3	49,93	51,38	-2,90
4	49,96	51,52	-3,12
5	49,98	51,86	-3,76
7	49,99	52,75	-5,52
10	49,99	52,3	-4,62
15	50	52	-4,00
20	50	51,3	-2,60
30	50	52,6	-5,20

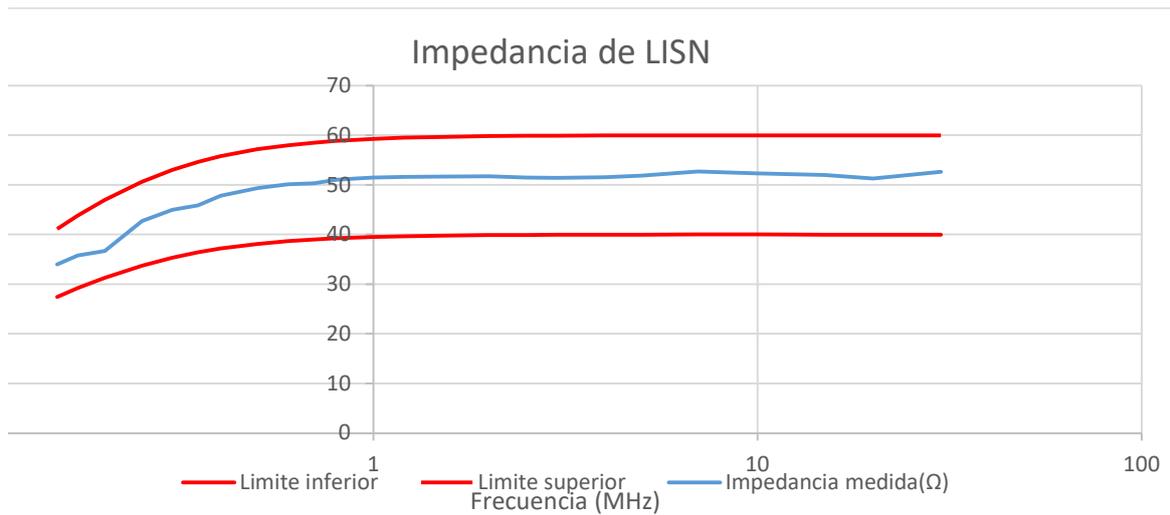


Imagen 40. Respuesta Impedancia LISN en medidor RLC.

### 9.3. Conclusiones de simulaciones y pruebas.

Tras la simulación de la LISN diseñada se puede concluir con que su comportamiento no presenta desviaciones relevantes comparando con el de una LISN ideal (dentro del rango de medida que pide la norma).

Las pruebas se han realizado tomando como los parámetros de la norma CISPR 16-1-2, Tabla 1. Como se muestra en la Tabla 3 la LISN está dentro de los márgenes de tolerancia.

Si las medidas diesen un valor en torno a los 10MHz que no cumpliera con la norma hay que mejorar la precisión de la medida. Para ello, se puede corregir el error debido al pico de resonancia que aparece en 10MHz. En cualquier caso, la impedancia en 10MHz se puede considerar aceptable según la norma como muestra la Tabla 3.

## 10. Configuración de equipos para la medida de la fuente de alimentación.

Tras varias pruebas, se ha considerado el rango de interés en el rango 150KHz a 5MHz, por lo que el análisis se centrará en ese rango.

Para poder medir por separado el modo diferencial del modo común, se ha empleado el accesorio de la Imagen 41. Para más información acerca del dispositivo consultar el anexo III, manual del fabricante.



Imagen 41. TBLM1.

Para realizar la prueba el manual del TBLM1 indica que se debe realizar la configuración del diagrama de bloques de la Imagen 42.

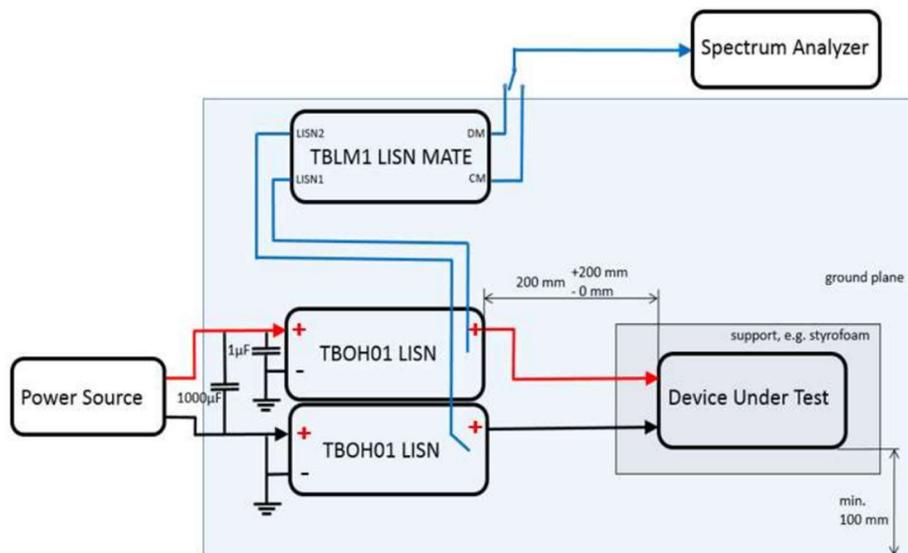


Imagen 42. Diagrama de bloques conexas de equipos para prueba EMI.

## 11. Pruebas sobre fuente de alimentación.

En la Imagen 43 se puede observar la fuente de alimentación sobre la que se van a realizar las pruebas. En la parte de la derecha se puede observar que el filtro está en la parte más cercana a la conexión a red.



Imagen 43. Fuente de alimentación para la prueba.

Por otro lado, El filtro EMI se está separado del resto del circuito por una pletina metálica conectada a tierra para evitar ruidos que se puedan producir en la placa electrónica. Esto se puede apreciar en la Imagen 44.



Imagen 44. Pletina de separación de etapas.

Se van a realizar tres pruebas para ver el efecto de las bobinas del filtro EMI. En la primera se van a retirar las dos bobinas y se van a cortocircuitar los terminales para medir la fuente sin el filtro. La segunda prueba, se va a realizar montando únicamente una sola bobina. Finalmente, la tercera prueba se va a realizar sobre la fuente con el filtro EMI completo.

### 11.1. Medida de fuente de alimentación sin el filtro EMI.

La primera medida se ha realizado sobre la fuente sin el filtro EMI (se han sacado las bobinas de la placa y se han puentado sus terminales). La medida se ha tomado con una referencia de  $107\text{dB}\mu\text{V}$ , con una atenuación de  $40\text{dB}$ .

En la Imagen 45, se muestra la medida en todo el rango  $150\text{kHz}$  a  $30\text{MHz}$ .

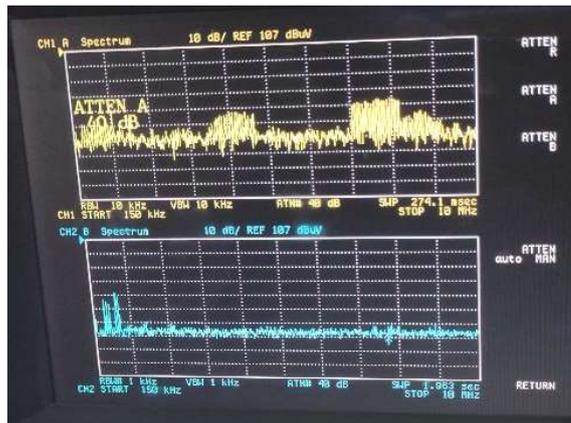


Imagen 45. Primera medida, entre 150kHz y 10MHz.

Por los motivos comentados en el apartado 10, se va a realizar el análisis en un rango inferior, como se muestra en la Imagen 46.

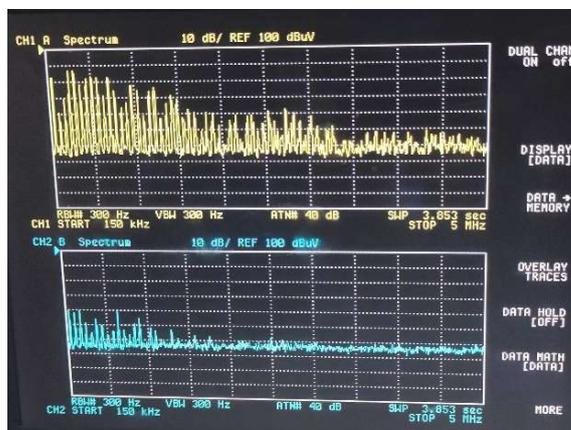


Imagen 46. Medida sin bobinas de filtro EMI, rango entre 150kHz y 5MHz.

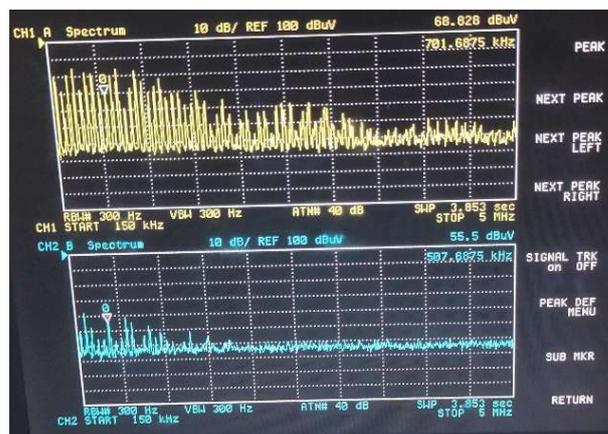


Imagen 47. Pico máximo del modo diferencial, frente al modo común.

## 11.2. Medida de fuente de alimentación con dos bobinas en el filtro EMI.

Finalmente, vamos a observar el funcionamiento de la fuente tal y como viene de fábrica, con las dos bobinas instaladas.

En este caso, en la Imagen 48 podemos observar la medida en todo el rango de frecuencias.

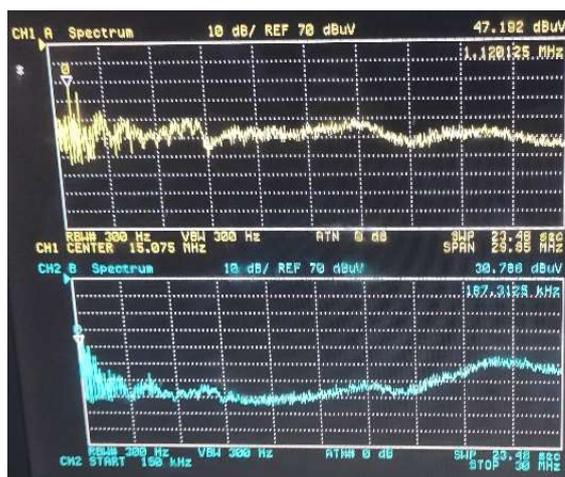


Imagen 48. Medida con filtros EMI instalados.

### 11.3. Resultados

De las pruebas realizadas, se han tomado los picos máximos en cada caso, los cuales se muestran en la Tabla 4.

Tabla 4. Valores pico de EMI's en fuente de alimentación.

	Modo común (dbuV)	Modo diferencial (dBuV)
Sin bobinas	75	62
Dos bobinas	47,192	30,786

Según la norma EN 61000-64:2007 (equivalente a CISPR-22, que habla sobre los límites de la emisión conducida), para equipos conectados a red en corriente alterna de baja tensión, los límites de ruido son los que se indican en la Tabla 5. Se puede observar que la norma da dos límites diferentes para distinguir entre dos rangos (dentro del rango 150KHz-30MHz). Por lo tanto, necesitamos saber en qué frecuencias se dan estos picos que hemos medido. Hay que tener en cuenta que los límites dados por la norma EN 61000-64:2007 son límites absolutos de ruido, sin distinción entre modo común y diferencial.

Tabla 5. límites según EN 61000-6-4:2007.

Gama de frecuencias	Límites (dBuV)
0,15MHz-0,5MHz	79
0,5MHz-30MHz	73

En la Tabla 6 se muestra un resumen completo de las medidas realizadas. Se han clasificado por columnas la frecuencia y el valor en dB $\mu$ V que han resultado de cada prueba (sin bobina, con una bobina y con dos bobinas). A su vez, se ha ordenado por filas cada tipo de ruido y la suma de ambos.

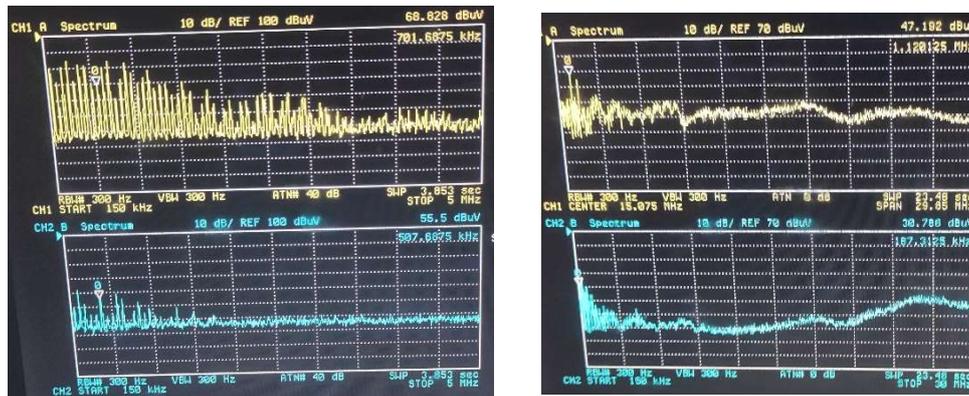
Tabla 6. Resumen de medidas a la fuente de alimentación.

	sin bobinas		Una bobina		Dos bobinas	
MODO	FRECUENCIA	dBuV	FRECUENCIA	dBuV	FRECUENCIA	dBuV
Común	175KHz	85	850KHz	69	120KHz	47,192
Diferencial	155KHz	62	190KHz	41,866	170Kz	30,786
Total	N/A	147	N/A	110,866	N/A	77,978

Aunque los picos del ruido común y diferencial no son tan cercanos entre ellos como para considerar que la suma de ambos es el ruido total en una frecuencia concreta, se ha considerado como el peor caso posible. Podemos ver que solo en el caso de tener las dos bobinas instaladas se cumpliría la norma. No obstante, el valor máximo de ruido según los datos de la Tabla 6 sería muy cercano al límite de la norma.

A simple vista, comparando las distintas gráficas obtenidas, mostradas en la Imagen 49 se puede estudiar si se cumple o no la norma.

En el caso de tener las dos bobinas instaladas, se puede observar que en 120KHz, donde tenemos el pico del modo común, se puede considerar que el valor del modo diferencial es el medido para 170KHz. Lo que daría unos 78dB $\mu$ V, que estaría dentro de la norma.



(a) Sin bobina.

(c) Dos bobinas.

Imagen 49. Resultados de las pruebas realizadas.

## 12. Despiece de filtro EMI comercial.

Como se ha visto en el apartado 11.3 el valor medido está muy cerca del límite establecido por la norma. Para mejorar la respuesta de la fuente, se va a diseñar a continuación un filtro EMI con componentes comerciales.

En la Imagen 50 se puede observar el circuito del filtro EMI que hemos obtenido por observación. Nos será útil para su análisis una vez hayamos realizado las pruebas sobre la fuente de alimentación.

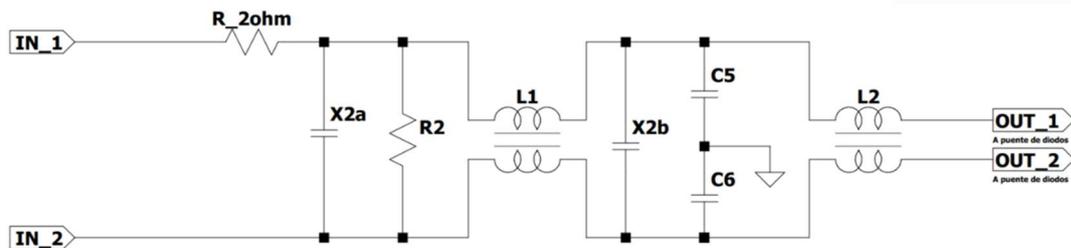


Imagen 50. Circuito del filtro EMI.

El primer componente que contiene el filtro actual es una resistencia de alambre bobinado de  $2\ \Omega$ , la cual se puede ver en la Imagen 51.



Imagen 51. Resistencia de alambre bobinado.

El siguiente componente, X2a, es el condensador de la Imagen 52, que tiene una capacidad de  $220\text{nF}$ .



Imagen 52. Primer condensador tipo X del filtro comercial.

La resistencia R2, mostrada en la Imagen 53, tiene un valor de  $270\text{k}\Omega$  con una tolerancia del 5%.



Imagen 53. Resistencia de descarga de condensadores tipo X.

El condensador  $100\text{nM}$   $275\text{V}$  X2 de la Imagen 54 es el componente X2b de la Imagen 50, con una capacidad de  $100\text{nF}$ .



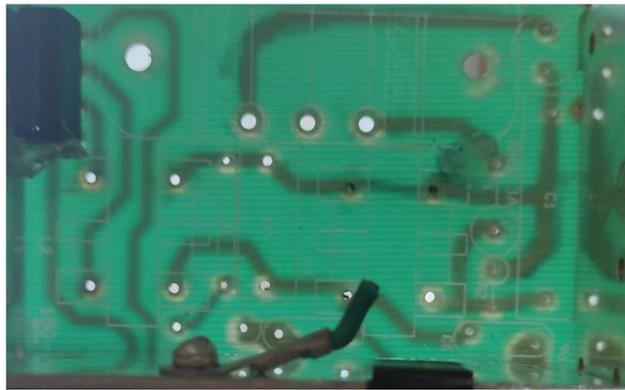
*Imagen 54. Segundo condensador Tipo X de filtro comercial.*

Por último, los condensadores C5 y C6 son dos condensadores cerámicos 102 de 1nF.



*Imagen 55. Condensadores Y del filtro comercial.*

El nuevo diseño de la PCB deberá constar de un plano de potencia en la capa superior y un plano de masa en la capa inferior. Como se puede ver en la Imagen 56, el actual filtro no cuenta con planos de masa ni de potencia en sus capas.



*Imagen 56. Placa del filtro comercial.*

### 13. Conceptos para el diseño de un filtro EMI.

Un filtro EMI es un circuito formado por condensadores, bobinas y resistencias, situadas estratégicamente con el objetivo de eliminar o reducir las EMI.

#### 13.1. Condensadores.

Los condensadores de un filtro EMI están definidos según la norma EN 60384-14. Los tipos de condensadores que suelen emplearse en estas aplicaciones son los de poliéster o los cerámicos. Los condensadores cerámicos son propensos al cortocircuito, mientras que los de poliéster al circuito abierto. Debido a esto, por motivos de seguridad, es preferible emplear condensadores de poliéster, aunque también es menos económico.

##### 13.1.1. Condensadores X.

Conectados entre la fase y el neutro, se usan para reducir el ruido en modo diferencial. Entre los condensadores X encontramos las categorías  $X_1$ ,  $X_2$  y  $X_3$ . Los condensadores  $X_1$  se emplean cuando se desarrollan picos de tensión muy fuertes, mientras que los condensadores  $X_2$  y  $X_3$  son de propósito general y se pueden encontrar en diferentes tensiones.

Los condensadores X permiten el paso de la corriente de alimentación, pues presentan una impedancia muy alta en esa frecuencia. Sin embargo, cuando la señal lleva acoplado ruido de alta frecuencia en modo diferencial, estos condensadores presentan un camino de muy baja impedancia hacia la otra línea de alimentación.

Este bloqueo funciona de forma bidireccional, es decir, bloquea tanto las componentes de alta frecuencia desde la red hacia el equipo como desde el equipo a red. Por este motivo es interesante situar los condensadores X cerca de las tomas de alimentación del equipo.

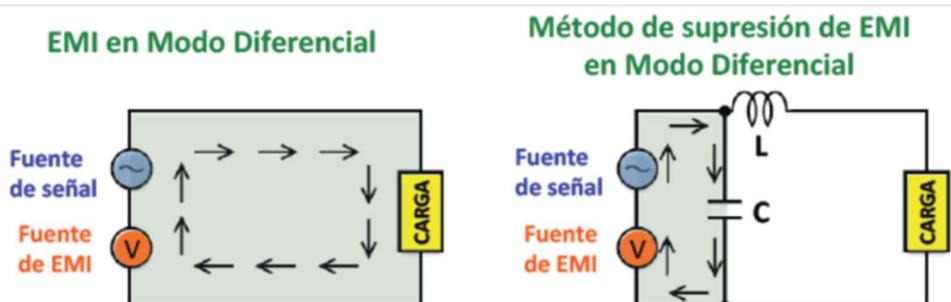


Imagen 57. Actuación de condensador X contra EMI en modo diferencial.

##### 13.1.2. Condensadores Y.

Conectados entre la línea al chasis (Tierra), se emplean para reducir el ruido en modo común. Entre los condensadores Y encontramos las categorías  $Y_1$ ,  $Y_2$ ,  $Y_3$  e  $Y_4$ . Estos condensadores se clasifican en función de la tensión de pico que soportan:

- $Y_1$ : hasta  $500 V_{AC}$ .
- $Y_2$ : entre  $150 V_{AC}$  y  $300 V_{AC}$ .
- $Y_3$ : hasta  $250 V_{AC}$ .
- $Y_4$ :  $150 V_{AC}$ .

Los condensadores Y permiten el paso de la corriente de alimentación, pues presentan una impedancia muy alta en esa frecuencia. Sin embargo, cuando la señal lleva acoplado ruido de

alta frecuencia en modo común, estos condensadores presentan un camino de muy baja impedancia hacia tierra. De esta forma se bloquea el paso de estas componentes al circuito.

Este bloqueo funciona de forma bidireccional, es decir, bloquea tanto las componentes de alta frecuencia desde la red hacia el equipo como desde el equipo a red. Por este motivo es interesante situar los condensadores Y cerca de las tomas de alimentación del equipo.

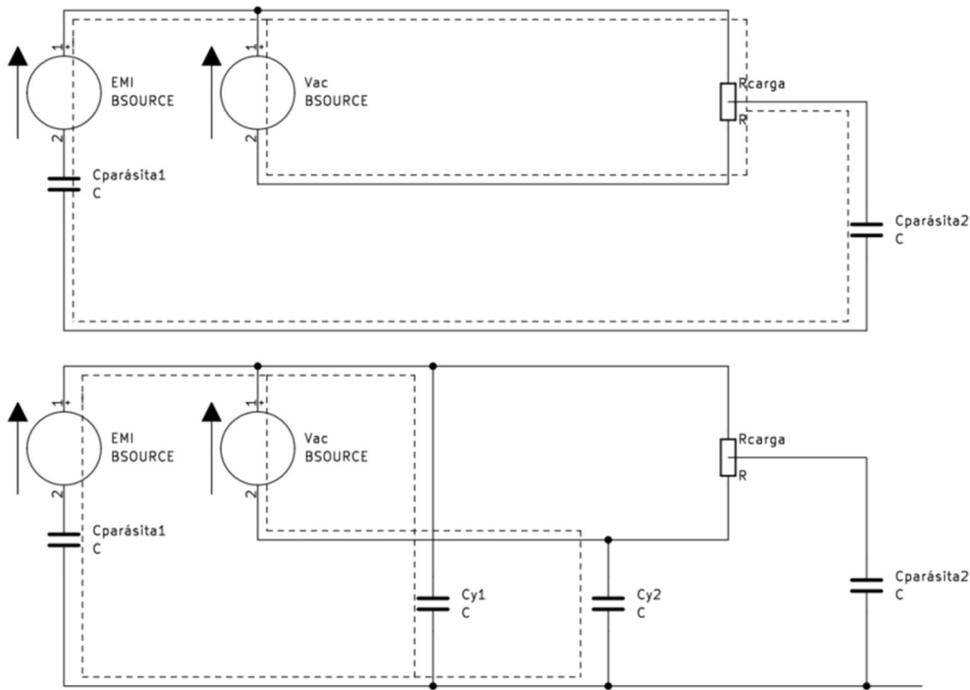


Imagen 58. Actuación de condensador Y contra EMI en modo común.

### 13.2. Inductancia de choque.

Las bobinas de choque son pequeños transformadores que se conectan en las dos líneas de alimentación. Aunque también trabajan contra el modo diferencial, estos trafos están pensados para reducir el modo común. Al tener la misma polaridad, el ruido que entra por una de las líneas es replicado en sentido contrario en la otra línea, lo que hace que se anule el ruido. Este comportamiento se muestra en la Imagen 59.

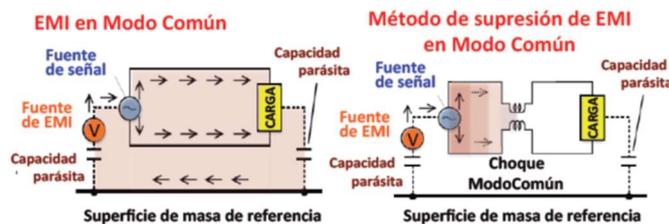


Imagen 59. Respuesta de la inductancia de choque al modo común.

### 13.3. Ruteado de las pistas.

Para reducir la inductancia de las pistas, se debe tratar de hacerlas lo más cortas y anchas posibles., especialmente las pistas que transportan señales de alta frecuencia o con una corriente muy alta.

Por otra parte, si existen dos capas de señal adyacentes, el enrutado debe hacerse de forma que las pistas queden de forma ortogonal. Esto evitará la diafonía.

Se deben evitar curvas con ángulos de 90º, procurando reemplazarlos por ángulos de 45º.

#### 13.4. Planos de tierra y de potencia.

En el caso de emplear una PCB de cuatro o más capas, una mejora de la placa podría ser el uso de una de las capas como plano de tierra. Esto proporciona una tierra común de baja impedancia en todas las zonas de la placa, ya que sería fácil proporcionar el camino a tierra de cualquier señal, evitando una longitud de cable a tierra muy extensa. De la misma manera, dedicar una capa como plano de potencia también ayuda a reducir ruidos en la placa. Un ejemplo de esta configuración se puede ver en la Imagen 60.

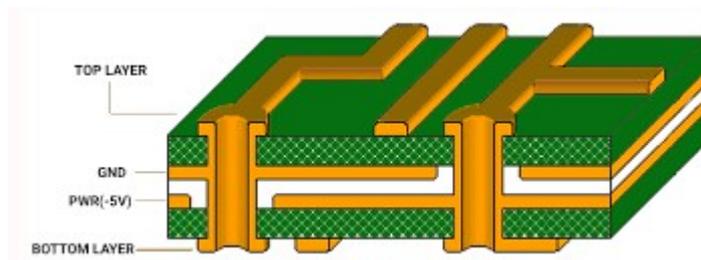


Imagen 60. Esquema de una PCB de 4 capas con planos de tierra y de potencia.

En caso de tener un número limitado de capas, por ejemplo, cuando se usan placas de dos capas, la alternativa al plano de tierra es tratar de rellenar las zonas vacías de la placa con planos de tierra. Esto permite reducir la impedancia entre los distintos puntos de tierra de la placa. Hay que llevar cuidado con esta técnica, ya que, si se rellenan espacios vacíos y se crean anillos de tierra, aumentaría las EMIs en lugar de reducirlas. Si el plano de tierra forma un anillo en torno a un componente, será mucho más susceptible a EMIs. Esto se debe a que el elemento se comportará como un inductor con un campo magnético externo que puede inducir corrientes eléctricas en el plano de tierra. A este fenómeno se le llama bucle de puesta a tierra.

## 14. Diseño propuesto.

A continuación, se va a diseñar un filtro EMI teniendo en cuenta las medidas del apartado 11.1, que corresponde a la Medida de fuente de alimentación sin el filtro EMI. Para ello, se van a aplicar las técnicas descritas en el apartado 0.

Para justificar el uso de los distintos componentes del circuito, vamos a dividir este en distintas partes.

La primera parte del circuito consta de las protecciones de sobrecorrientes y sobretensiones. Se emplea para ello un fusible en serie, F1, y un varistor, RV1, en paralelo. Este circuito elimina los transitorios, por lo que, también se le suele llamar “supresor de transitorios”.

La segunda parte es el filtro en modo diferencial. Formado por las inductancias L1, junto con el condensador C1. La resistencia R1 se empleará para descargar el condensador C1.

La tercera parte está formada por los condensadores Y, C2 y C3, que actúan junto con L2 en modo común evitando los ruidos procedentes de la red.

La cuarta parte es la bobina de choque en modo común, L2. Esta actúa tal y como se ha descrito en el apartado 13.2.

La quinta parte está formada por la inductancia de dispersión de L2 y C4, formando un filtro en modo diferencial. La resistencia R2 sirve para descargar el condensador.

La sexta parte está formada por los condensadores C5 y C6, junto con la inductancia de choque L3.

La séptima parte está formada por la inductancia de choque L3 y los condensadores C7 y C8. Esta última parte se ha añadido para atacar el modo común, ya que es el modo predominante según nuestras mediciones.

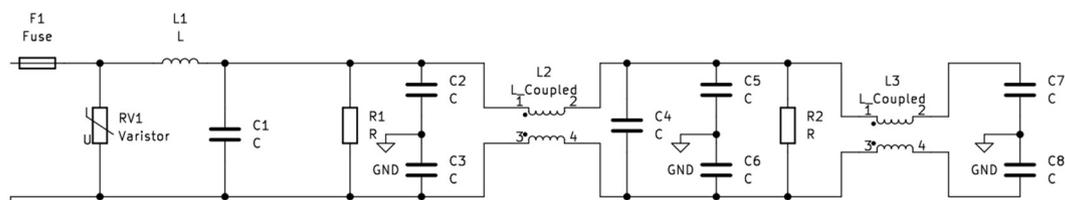
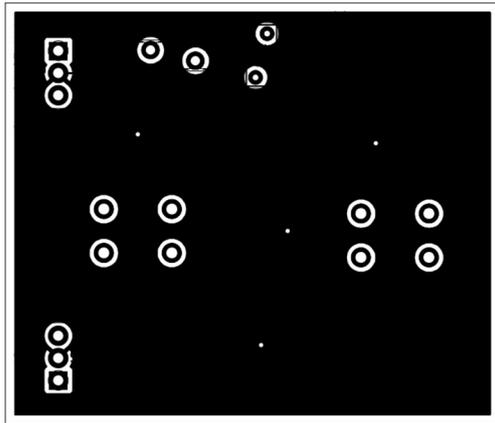
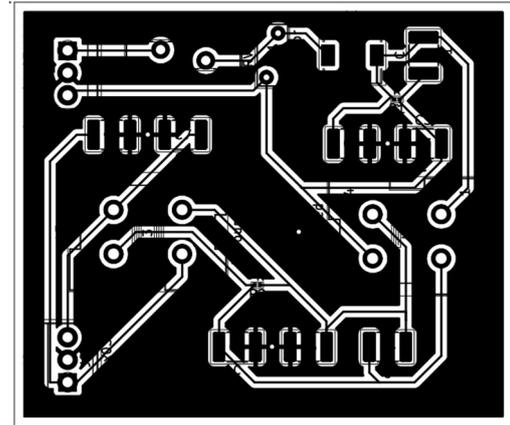


Imagen 61. Filtro EMI propuesto.

Se ha diseñado un PCB en el que la capa inferior se ha usado como plano de masa, como se puede ver en la Imagen 62. Por otro lado, en la capa superior se han ruteado los componentes y se ha usado también un plano de masa en las zonas de la placa que quedaban sin rutear.



a) *Capa inferior.*



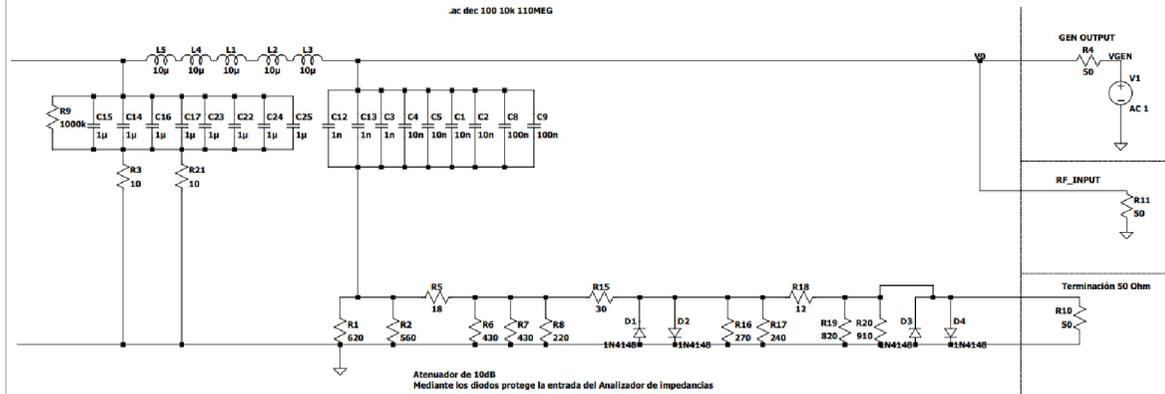
b) *Capa superior.*

Imagen 62. Diseño de PCB.

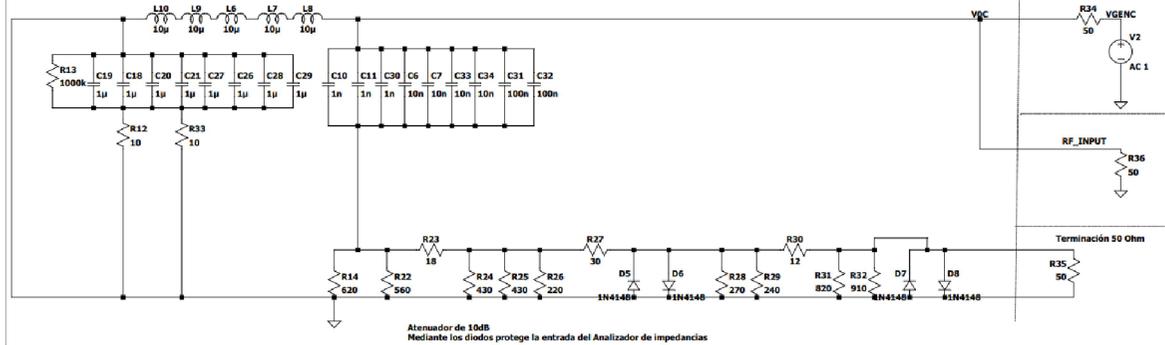
## **15. Anexos.**

- I. Planos de circuitos ideales para medida de la LISN.**
  - a. Prueba impedancia entrada.**
  - b. Prueba pérdidas de inserción.**
  - c. Prueba aislamiento de alimentación.**
- II. Planos de filtro EMI diseñado.**
  - a. Esquemático.**
  - b. PCB, capa inferior.**
  - c. PCB, capa superior.**
- III. Manual de TEKBOX LISN MATE.**

## PRUEBA A CIRCUITO ABIERTO



## PRUEBA A CORTOCIRCUITO



	Fecha	Nombre	
Dibujado	07/12/23	TOMÁS GARCÍA MIRARRO	UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA
Comprobado	07/12/23	JOSÉ ANTONIO VILLAREJO	

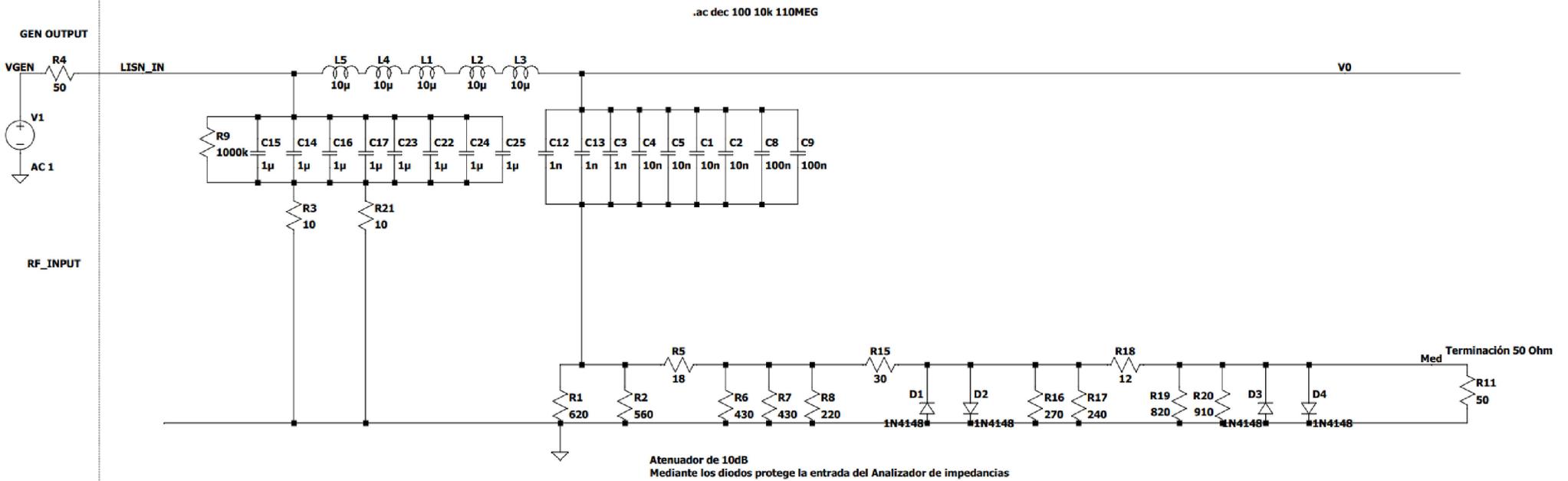
Escala:  
N/A

CIRCUITOS DE SIMULACIÓN  
SIMULACIÓN DE IMPEDANCIA DE ENTRADA  
DE LISN DE LABORATORIO

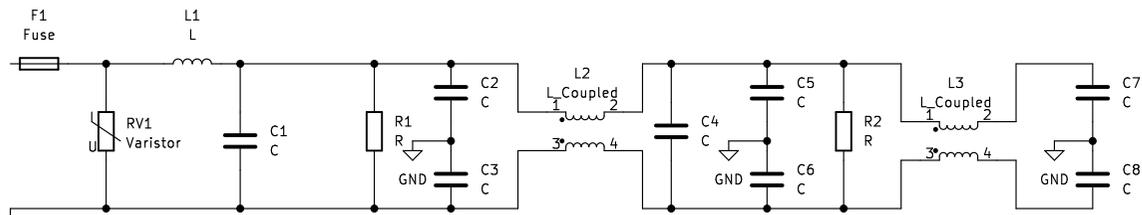


Universidad  
Politécnica  
de Cartagena





	Fecha	Nombre	
Dibujado	07/12/23	TOMÁS GARCÍA MIRARRO	<b>UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA</b>
Comprobado	07/12/23	JOSÉ ANTONIO VILLAREJO	
Escala: N/A	<b>CIRCUITOS DE SIMULACIÓN SIMULACIÓN DE AISLAMIENTO DE RUIDO DE ALIMENTACIÓN DE LISN DE LABORATORIO</b>		 <b>Universidad Politécnica de Cartagena</b>
			HOJA 3



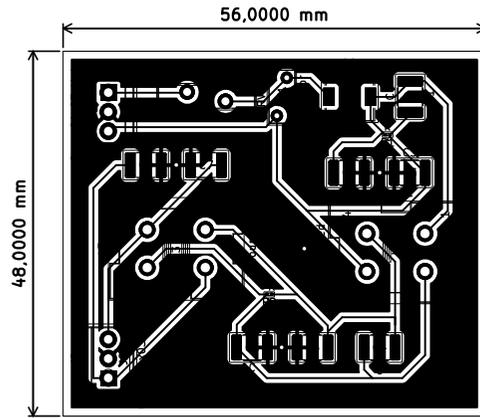
Sheet: /  
 File: FILTRO\_EMI\_A.kicad\_sch

**Title: Filtro EMI**

Size: A4      Date: 2023-12-09  
 KiCad E.D.A. eeschema (6.0.7)

**Rev:**  
 Id: 1/1





Sheet:		
File: FILTRO_EMI_A.kicad_pcb		
<b>Title: Filtro EMI REV_0 – Capa superior</b>		
Size: A4	Date: 2023-12-17	Rev:
KiCad E.D.A. pcbnew 7.0.9		Id: 1/1

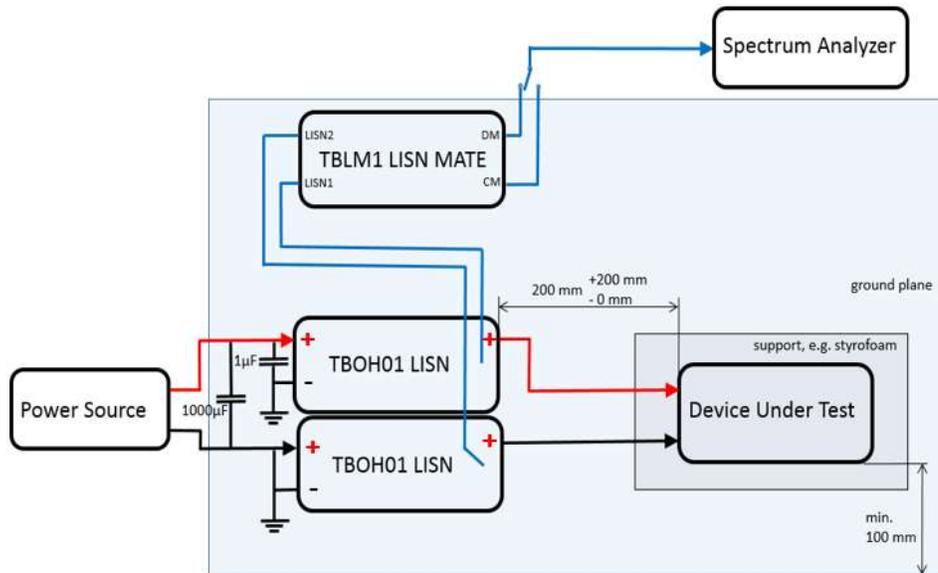
# LISN-MATE

## 1 Introduction

The TBLM1 is a companion device for LISNs, which splits the conducted noise signal into its common mode and differential mode components. The LISN Mate is connected to the output of a LISN inserted into the positive supply line and to a second LISN inserted into the negative supply line. The conducted noise signal at the output of a LISN is the sum of common mode and differential mode noise. The LISN mate splits it into the common mode and differential mode components, with each signal component available at a separate BNC port.



Picture 1: LISN mate



Picture 2: set up for the measurement of differential mode and common mode conducted noise  
 terminate the unused LISN mate output port with 50 Ohm

# LISN-MATE

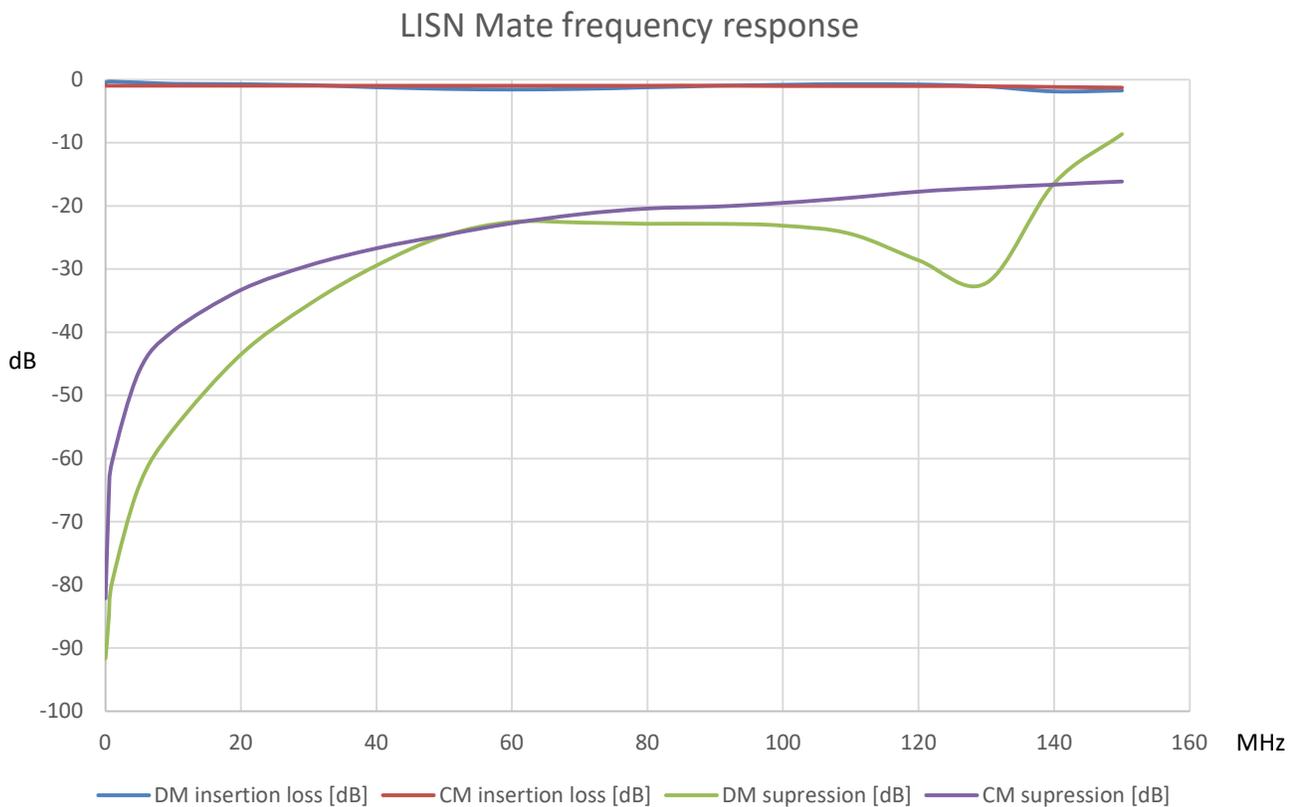
## 2 Parameters

Frequency range: 30 kHz – 110 MHz

Maximum RF level at any BNC port: 27dBm

Maximum DC current at any BNC port: 30 mA

### 2.1 Frequency response



Picture 3: frequency response

Common mode insertion loss: input signal split into two same phase components and applied to LISN1 and LISN2 port; output signal measured at common mode port

Differential mode suppression: input signal split into two same phase components and applied to LISN1 and LISN2 port; output signal measured at differential mode port  
 Differential mode insertion loss: input signal split into two 180° phase shift components and applied to LISN1 and LISN2 port; output signal measured at differential mode port

## LISN-MATE

Common mode suppression: input signal split into two 180° phase shift components and applied to LISN1 and LISN2 port; output signal measured at common mode port

Frequency [MHz]	DM insertion loss [dB]	CM insertion loss [dB]	DM supression [dB] at CM port	CM supression [dB] at DM port
0.03	-0.45	-0.93	-91.6	-82.1
0.5	-0.31	-0.93	-85.3	-66.4
1	-0.31	-0.93	-79.5	-60.4
5	-0.46	-0.93	-64.2	-46.1
10	-0.65	-0.93	-55.4	-39.8
20	-0.69	-0.93	-43.5	-33.3
30	-0.86	-0.93	-35.6	-29.4
40	-1.21	-0.93	-29.4	-26.7
50	-1.43	-0.93	-24.7	-24.6
60	-1.54	-0.93	-22.5	-22.7
70	-1.45	-0.93	-22.6	-21.3
80	-1.22	-0.93	-22.8	-20.4
90	-0.97	-0.93	-22.8	-20.1
100	-0.81	-0.99	-23.1	-19.5
110	-0.71	-1.02	-24.4	-18.7
120	-0.74	-1.01	-28.6	-17.7
130	-1.06	-1.04	-32.2	-17.1
140	-1.85	-1.15	-16.4	-16.6
150	-1.73	-1.25	-8.6	-16.1

Table 1 – Frequency response

### 3 Ordering Information

Part Number	Description
TBLM1	LISN Mate, 1 piece BNC termination, 2 pieces BNC-male to BNC male cables, 35cm, RG223

Table 2 – Ordering Information

### 4 History

Version	Date	Author	Changes
V1.0	28.3.2018	Mayerhofer	Creation of the document
V1.1	10.10.2018	Mayerhofer	Information concerning termination of unused port added
V1.2	22.04.2020	Mayerhofer	Picture 2 updated
V1.3	11.08.2020	Mayerhofer	Section 3 Ordering Information: added BNC termination

Table 3 – History