

## **EMI conducida en los RAA basados en RAI**

*En este anexo se mostrará de forma resumida los principales aspectos involucrados en los temas de compatibilidad electromagnética. Para lograr este objetivo se van a abordar temas tales como las principales normativas, procedimientos de medida y métodos aproximados para obtener mediante simulación el contenido armónico en modo diferencial de la corriente inyectada a la red por un RAA que utilice alguna de las RAI aquí estudiadas. Finalmente, estas simulaciones podrán ser utilizadas para realizar una primera aproximación del filtro EMI a utilizar.*

### **4.1 Introducción.**

Aunque este trabajo esté especialmente centrado en los armónicos de baja frecuencia, no puede desarrollarse una solución que ignore el resto de las normativas. En este caso la normativa referente a los armónicos de alta frecuencia inyectados en la red por el convertidor bajo estudio. Estas normativas pueden ser divididas en dos grandes grupos: las que especifican los límites máximos aceptables y las que determinan todas las características que deben ser satisfechas por los medidores EMI.

A lo largo de este anexo se expondrán de forma esquematizada los principales procedimientos de medida a seguir para la medida de EMIs conducidas, ya que serán estas las que afecten al tamaño del filtro de entrada. Así, conocido el funcionamiento de los equipos de medida y el de los RAA basados en RAI se obtendrá una estimación del EMI producido por el RAA que permitirá valorar la influencia del tipo de RAI y su configuración en el tamaño del filtro.

Finalmente, se comprobará la bondad de las simulaciones realizadas para poder utilizar sus resultados en el Capítulo 3, donde se comparará la eficacia de la bobina de filtro de la RAI frente a la del filtro EMI.

## **4.2 Aspectos Generales.**

Cuando se hace referencia a la Compatibilidad Electromagnética (CEM), dos son los principales aspectos a tener en cuenta: (1) la capacidad que tiene un determinado equipamiento de generar interferencias electromagnéticas no deseadas (emisiones); (2) la susceptibilidad que presenta un determinado equipamiento a las interferencias electromagnéticas (EMI) presentes en su entorno, lo que también se conoce como “inmunidad”.

Hay básicamente dos formas de propagación del ruido que son de especial interés para los diseñadores de fuentes de alimentación conmutadas: las interferencias conducidas por los cables de alimentación o por los cables de interconexión y las interferencias radiadas. Este trabajo se centrará principalmente en las interferencias conducidas en modo diferencial (MD). Intentar valorar las interferencias en modo común (MC) o incluso radiadas es una tarea muy difícil que escapa a los propósitos de este trabajo.

El ruido conducido en modo común (MC), es aquella componente de las EMI, que utiliza el plano de tierra (chasis, caja, o disipadores) como camino de retorno para la corriente. Este tipo de interferencia tiene como camino básico las capacidades parásitas del circuito. El ruido conducido en modo diferencial es aquella componente del ruido que existe entre los dos cables de alimentación o de salida. En el caso de los RAA, los cables de alimentación serán normalmente la fase y el neutro de la red de distribución.

Las interferencias conducidas pueden ser detectadas por medio de la medida de la corriente interferente ( $I_{int}$ ) o por medio de la medida de la tensión interferente ( $U_{int}$ ) siendo esta última mucho más común. A fin de obtener resultados reproducibles de las medidas, la impedancia de la red de alimentación ha sido normalizada. Durante los ensayos de interferencias electromagnéticas, esta impedancia normalizada es conectada entre la red de distribución y el equipo bajo prueba (EUT-“Equipment Under Test”, empleando las siglas anglosajonas debido a su amplia aplicación). A esta impedancia normalizada de la red de distribución, están asociadas varias denominaciones, como pueden ser: redes de estabilización de impedancias, red artificial, etc. Para mencionar esta impedancia se utiliza normalmente las siglas anglosajonas LISN (“Line Impedance Stabilization Network”).

Actualmente, existe un conjunto de normativas, referentes a las EMIs generadas por los equipos, que obligan a los fabricantes a minimizar el ruido generado de manera que sus equipos estén bajo los límites establecidos por estas normativas. Internacionalmente, los siguientes organismos han propuesto normativas ampliamente aceptadas:

- Comité Internacional Especial de las Perturbaciones Radioeléctricas (CISPR)
- Comité Europeo de Normalización Electrotécnica (CENELEC)
- “Verband Deutscher Elektrotechniker” (VDE)
- Comisión Federal de Comunicaciones (FCC) en Estados Unidos

En los problemas relacionados con las EMIs, hay dos tipos básicos de normativas: las normas que especifican cómo se debe proceder para efectuar las medidas y qué características deben tener los aparatos de medida y las normativas que establecen los límites máximos permisibles, los cuales en general son función del tipo de aplicación para la cual se destina un determinado equipo.

Por ejemplo, la CISPR 16 establece los procedimientos que se deben tener en cuenta a la hora de hacer las medidas de las EMIs, especificando por ejemplo las características del receptor EMI, tales como anchos de banda y constantes de tiempo. También especifica cómo debe ser la

red artificial. La CISPR parte 11 establece los límites máximos y los métodos de medida de las interferencias electromagnéticas generadas en alta frecuencia por los aparatos industriales, científicos y médicos [4.1][4.2][4.3].

En Alemania el “Verband Deutscher Elektrotechniker” parte 0871 (VDE 0871) estableció los límites máximos y los métodos de medida de las interferencias electromagnéticas generadas en alta frecuencia por los aparatos industriales científicos y médicos. La mención a las normativas VDE se debe al hecho de que son las más estrictas.

Finalmente cabe destacar que hoy en día en la Unión Europea, el órgano responsable del establecimiento de normativas en compatibilidad electromagnética es el CENELEC. Las normativas del CENELEC que llevan la denominación EN 550 NN, son equivalentes a aquellas publicadas por el CISPR, teniendo la correlación mostrada en la Tabla 4-1.

NORMA CISPR	EQUIVALENTE CENELEC
CISPR 11	EN 55011
CISPR 16	EN 55016

**Tabla 4-1. Equivalencias de la norma CISPR.**

#### 4.2.1 Procedimientos de medida.

Las agencias CISPR, CENELEC, VDE y FCC, presentan requisitos similares en lo que se refiere a las medidas de las interferencias conducidas.

El equipo bajo prueba (EUT), se debe encontrar emplazado a 40 cm de una superficie conductora que tenga una dimensión mínima de 2m<sup>2</sup>, la cual debe estar puesta a tierra. Esta superficie puede ser una pared de metal, como una de las paredes de una sala apantallada. La red artificial o cualquier otra superficie conductora debe ser emplazada a una distancia superior a ochenta (80) centímetros del EUT. Los cables de alimentación del aparato bajo prueba que tengan una longitud superior a 1m deben ser doblados y acondicionados en un fajo con una longitud entre treinta y cuarenta centímetros (30 y 40 cm) de largo. La mesa de prueba donde se encuentran el EUT, la red artificial y el receptor EMI deben ser superficies no conductoras [4.4]. En el supuesto de que el EUT fuera tan grande que no pudiera ser emplazado en la mesa del laboratorio, entonces las pruebas serían realizadas en las mismas cámaras donde se realizan las pruebas de las EMIs radiadas.

#### 4.2.2 Aparatos de medida.

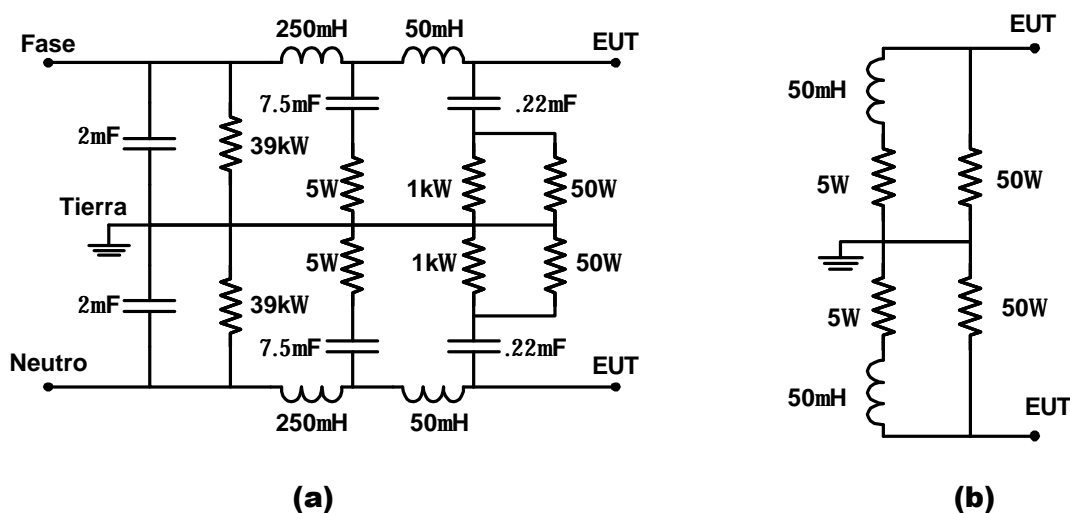
Con el objeto de atender las especificaciones contenidas en la normativa CISPR, un receptor EMI debe incluir un filtro selectivo, un detector de envolvente, un detector de cuasipico y un voltímetro. Las características de estos equipos tales como anchos de banda y constantes de tiempo están especificadas en la Tabla 4-2.

CARACTERÍSTICAS	FRECUENCIA		
	0'1 a 150 kHz	0'15 a 30 MHz	30 a 1000 MHz
Ancho de Banda	200Hz	9kHz	120kHz
Cte. de tiempo de carga $\tau_1$	45ms	1ms	1ms
Cte. de tiempo de descarga $\tau_2$	500ms	160ms	550ms
Cte. de tiempo mecánica $\tau_m$	160ms	160ms	100ms

**Tabla 4-2. Especificaciones del receptor EMI.**

Las medidas de las emisiones requieren un receptor sintonizable. El analizador de espectros es un equipamiento perfecto para ello. Sin embargo, la mayoría no incorporan el detector de cuasipico ni los filtros adecuados. La red artificial también está perfectamente descrita en la CISPR 16.

La red artificial es necesaria para simular una impedancia conocida en altas frecuencias en los terminales del equipo bajo prueba y para aislar estos de las interferencias externas procedentes de la red de distribución. La impedancia de la red artificial, medida entre tierra y cada terminal del equipo bajo prueba se debe mantener invariable, e independiente de la carga conectada a sus terminales de alimentación (incluyendo el cortocircuito). También debe hacerlo respecto al receptor EMI conectado o con respecto a una impedancia equivalente conectada a sus terminales de salida. La red artificial debe presentar la mínima caída de tensión a la frecuencia de red de distribución y en ningún caso la tensión aplicada al equipo bajo prueba puede ser inferior al 95% de su valor nominal. Variaciones en la temperatura de operación o en el valor máximo instantáneo de la corriente de entrada, no deben provocar variaciones en la impedancia característica de la red artificial superiores a un 20%. La Fig. 4-1 (a) muestra un ejemplo de red artificial comercial. Para trabajar con frecuencias altas el esquema mostrado en dicha figura podrá ser simplificado, las bobinas de mayor tamaño (250 $\mu$ H) se considerarán un circuito abierto y los condensadores serán tomados como cortocircuitos. La Fig. 4-1 (b) muestra el circuito equivalente de la LISN en alta frecuencia. Para frecuencias superiores a 1MHz podrá simplificar aún más la RAI, quedando sólo las resistencias de 50 $\Omega$ .



**Fig. 4-1. (a) Red artificial comercial (b) equivalente simplificado para alta frecuencia.**

La red artificial es válida para aplicaciones monofásicas de alterna y para aplicaciones con corriente continua. Puede ser aplicada en el rango de frecuencias comprendido entre 0,01 y 30MHz, para corrientes inferiores a 100 A.

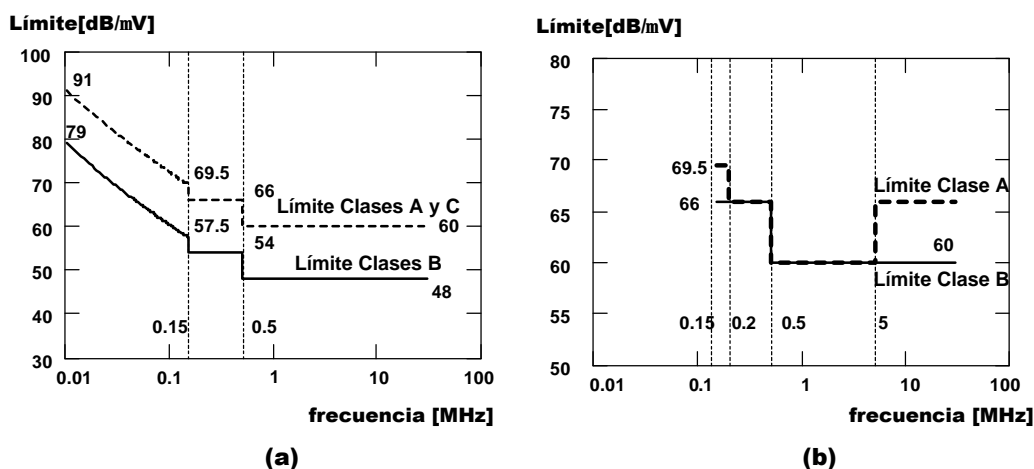
Tensiones interferentes producidas por otros aparatos, presentes en la red de distribución, deben ser atenuadas a un nivel de 20dB por debajo del menor valor de interferencia, que se quiera medir. Para ello, la red artificial incorpora un filtro de entrada (250 $\mu$ H y 2 $\mu$ F en la Fig. 4-1(a)). El valor de la interferencia presente en la red de distribución debe ser medida con el equipo bajo prueba (EUT) conectado físicamente a la red artificial, pero sin estar el mismo funcionando. En caso de que esta condición no pueda ser satisfecha, es posible añadir un filtro adicional externo. También puede ser necesario hacer las medidas en un ambiente apantallado. La red artificial y el filtro deben estar encerrados en una caja metálica directamente conectada a la tierra del sistema de medida [4.1].

### 4.2.3 Límites para las interferencias conducidas.

En la Fig. 4-2 están representados los límites máximos establecidos para las EMIs conducidas por las normativas (a) VDE087 [4.5] y (b) CISPR parte 11 o su equivalente UNE [4.3]. La normativa VDE 0871 ofrece tres categorías distintas A, B y C. La norma CISPR 11, presenta dos categorías distintas para los límites: la Clase A establece los límites máximos admisibles para los

hornos de microondas con potencia en alta frecuencia igual o menor de 5kW y la Clase B establece los límites máximos para los demás equipos médicos, científicos e industriales.

Los valores límites propuestos por la Clase B son prácticamente los más indicados para los RAA, ya que estos pueden ser destinados a una amplia gama de aplicaciones.



**Fig. 4-2. Límites para las interferencias conducidas propuestas por: (a) VDE 0871 y (b) CISPR 11.**

Como puede comprobarse la normativa VDE 0871 comprende un amplio rango de frecuencias de 10kHz a 30MHz, mientras que las normativas propuestas por el CISPR presentan un rango más reducido, con relación con esta última, de 150kHz a 30MHz. Los límites también son diferentes, ya que los límites propuestos por el VDE 0871 son más estrictos que los propuestos por el CISPR 11. Por esta razón, si un determinado RAA cumple los límites propuestos por la norma alemana (VDE) cumplirá las demás normas. Hoy en día, en el entorno de la Unión Europea es suficiente con cumplir la normativa CISPR 11, en lo que a EMI respecta.

#### 4.2.4 Reducción de las EMIs conducidas.

Para reducir el contenido EMI de los RAA se puede actuar de dos formas diferentes: (1) de forma preventiva buscando reducir las EMIs conducidas de modo diferencial y de modo común, actuando directamente sobre la topología de potencia y su control; (2) de forma correctiva a través del uso de filtros y pantallas.

De acuerdo con las medidas preventivas resulta eficaz elegir una topología que presente de forma natural una reducción en la generación de las interferencias conducidas, así como adoptar una estrategia de control que posibilite obtener una reducción de estas.

La forma correctiva se realizará principalmente mediante filtros que siempre o casi siempre son necesarios [4.6], por lo que el diseño adecuado de estos es muy importante. En esta labor las siguientes referencias pueden ser útiles [4.7][4.8][4.9] y [4.10]. En caso de no ser diseñados expresamente para la aplicación, resulta necesario realizar una correcta especificación de los mismos. Hay muchos fabricantes de filtros, entre los que destacan: Siltrans, Schaffner, Premo, y muchos otros.

Como un ejemplo práctico la Fig. 4-3 presenta la versión comercial más sencilla utilizada, por los diversos fabricantes para implementar un filtro de red. El objetivo de este filtro es atenuar las interferencias conducidas de modo diferencial y de modo común. El filtro consiste de una bobina “L” compensada en corriente (dos devanados sobre el mismo núcleo) con un elevado valor de inductancia y varios condensadores. La inductancia de dispersión de esta bobina asociada a los condensadores  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  y  $C_4$  realiza el filtrado en modo diferencial. El valor de la inductancia de la bobina “L” junto con los condensadores  $C_3$  y  $C_4$  se encargarán del filtrado de las EMIs en modo común. El valor de “L” debe ser grande, ya que los valores de los condensadores conectados a tierra ( $C_3$  y  $C_4$ ) están limitados por cuestiones de seguridad eléctrica.

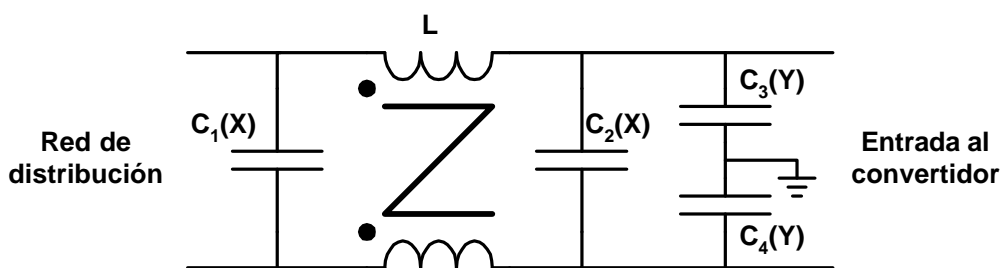


Fig. 4-3. Filtro de red.

### 4.3 Simulación de los equipos de medida.

En un estudio teórico de las interferencias conducidas, no es suficiente hacer una descomposición armónica de la corriente interferente, ya que en el receptor EMI no se mide el valor de un armónico y sí la composición de estos en un determinado ancho de banda.

Este apartado estará dedicado al estudio del método de simulación de los elementos del receptor EMI descrito por Albach [4.11] que con algunas modificaciones ha sido utilizado en este trabajo. Así, serán estudiados los siguientes puntos:

- Espectro armónico de la corriente de entrada obtenido mediante la simulación de las RAI y utilizando la transformada discreta de Fourier.
- Tensión interferente en bornes de la red artificial, en función de la corriente interferente.
- Efecto del ancho de banda del filtro de entrada del receptor EMI.
- Circuito demodulador y circuito medidor de cuasipico para el receptor EMI.
- Comportamiento del medidor Electromecánico que indica el valor de la EMI.

#### 4.3.1 El Receptor EMI.

Históricamente este equipo ha sido concebido para evaluar el grado de perturbación que una señal EMI causaría en un equipo de telecomunicaciones, de ahí probablemente su nombre.

El receptor EMI no es más que un receptor superheterodino (también conocido como voltímetro selectivo), en cuya salida se puede conectar un medidor de valor medio, eficaz, de pico o de cuasipico, dependiendo de las especificaciones previstas en la normativa que esté siendo aplicada.

Si la medida se hace para un equipo comercial se usa normalmente el medidor de cuasipico y si se trata de un equipo militar se emplea el detector de pico.

Básicamente un receptor EMI debe ser capaz de seleccionar determinadas frecuencias con un ancho de banda adecuado, de acuerdo con las especificaciones sintetizadas en la Tabla 4-2 y posteriormente procesar la señal.

Como el receptor debe ser capaz de efectuar medidas para un amplio espectro de frecuencias se justifica el uso del receptor superheterodino. Este basa su funcionamiento en hacer una traslación en frecuencia de la señal a ser medida, a una frecuencia bien conocida denominada frecuencia intermedia (FI). Esta señal es entonces procesada.

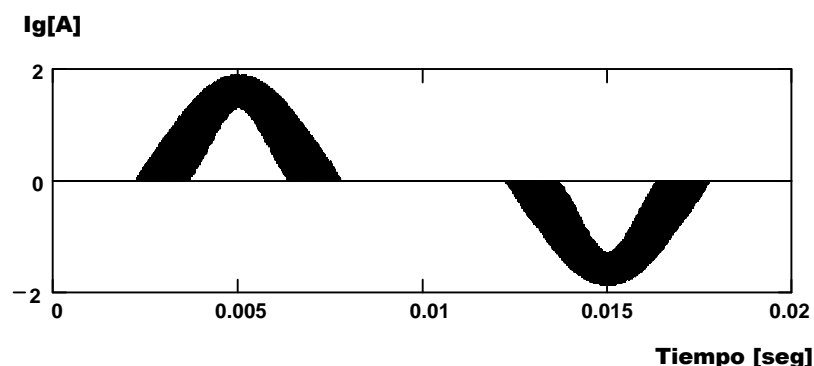
Albach, en la referencia [4.11] propone un método efectivo para simular los equipos de medida especificados por la normativa CISPR 16. La gran contribución del método propuesto por Albach consiste en una descripción clara de las características esenciales que deben tener los equipos de medida según la normativa CISPR 16 para su consiguiente simulación. Sobre este método se han realizado algunas modificaciones que permiten incluir el efecto del filtro de red sobre la tensión interferente en bornes de la red artificial.

El método “modificado” puede ser sintetizado en los siguientes pasos:

- Obtención de la corriente de entrada en un RAA que utilice RAI para limitar el contenido armónico de baja frecuencia.
- Filtrado de la corriente obtenida de acuerdo con los anchos de banda adecuados a cada frecuencia.
- Determinación de la tensión interferente en bornes de la red artificial incluyendo el efecto del filtro de red.
- Simulación del procesado de la señal obtenida (Demodulación, detector de cuasipico, etc)

#### 4.3.1.1 Corriente de entrada en un RAA con RAI.

En el Anexo 1 se estudiaron cuidadosamente todos los modos de funcionamiento de las diferentes RAI. Utilizando los razonamientos allí expuestos puede realizarse un programa que devuelva como resultado la corriente de entrada con todo detalle (Fig. 4-4), incluido el rizado de alta frecuencia. Los programas utilizados para estos cálculos pueden encontrarse en las hojas de cálculo incluidas en el anexo “Programas de MathCad”.



**Fig. 4-4. Corriente de entrada simulada donde se han incluido los efectos de las conmutaciones.**

Conocida la corriente de entrada puede obtenerse sin ningún problema su contenido armónico mediante la transformada discreta de Fourier. Debe recordarse que la frecuencia de muestreo deberá ser el doble del armónico más alto a estudiar.

#### 4.3.1.2 Tensión interferente en bornes de la red artificial incluido el filtro EMI (en modo diferencial).

Para poder calcular el valor de la tensión interferente debe plasmarse en un esquema simplificado el funcionamiento del conjunto convertidor-filtro-LISN.

La corriente de entrada al RAA en cada instante de tiempo estará determinada por la evolución de la corriente en una inductancia (bobina de filtro o retrasadora si esta no existiera), por lo que la corriente que demanda el RAA puede modelarse como una fuente de corriente ( $I_g$  en la Fig. 4-5). Para poder utilizar diodos convencionales en el rectificador de entrada se ha colocado un condensador ( $C_5$ ) a la salida del mismo que filtrará la corriente demandada por el convertidor.

El esquema mostrado en la Fig. 4-5, donde se incluyen el filtro EMI y la LISN, puede ser simplificado para calcular la tensión en modo diferencial que aparece en bornes del equipo de media. La impedancia de entrada del equipo de medida (Receptor EMI) es de  $50\Omega$  y se encuentra incluida en la LISN. Suponiendo un funcionamiento ideal de los diodos el condensador  $C_5$  queda en paralelo con  $C_2(X)$  y los condensadores “Y”. Dado el pequeño tamaño de estos últimos pueden ser despreciados frente a los anteriores. Como consecuencia de la disposición de la bobina (L) sobre los armónicos en modo diferencial sólo actuará la inductancia de dispersión de la bobina utilizada. La red artificial mostrada en la Fig. 4-1 (b) puede simplificarse ya que están en serie dos ramas idénticas. Realizando estas modificaciones sobre el circuito de la Fig. 4-5 se obtiene el mostrado en la Fig. 4-6. El circuito equivalente utilizado para la LISN ha sido el de “alta

frecuencia” y sin embargo, la fuente de corriente utilizada tiene armónicos tanto de alta frecuencia como de baja frecuencia. Este aparente problema no influye en el resultado final ya que las medidas de EMI se hacen a frecuencia determinadas (muy superiores a la de red) aplicando un filtro pasabanda. Para determinar la tensión medida por el Receptor EMI bastará con multiplicar la corriente que circula por la resistencia de  $100\Omega$  por la impedancia de entrada del receptor ( $50\Omega$ ).

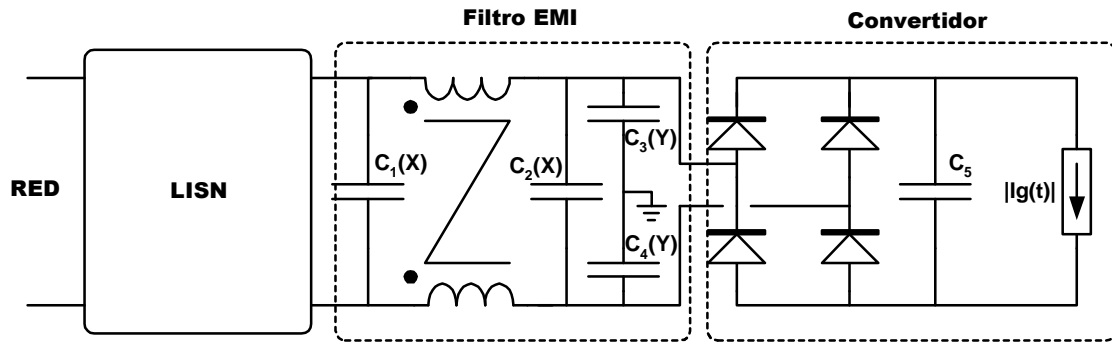


Fig. 4-5. Esquema de las etapas simuladas.

Utilizando el circuito equivalente mostrado en la Fig. 4-6 y dando valores a los condensadores y bobinas del circuito se comprueba cómo puede obtenerse una atenuación de la corriente “indeseada” de hasta 60dB/dec (Fig. 4-7). Debe recordarse que una ganancia de 120dB/ $\mu$ V equivale a una ganancia de 0dB/V, por lo que valores inferiores a 120dB/ $\mu$ V serán atenuaciones.

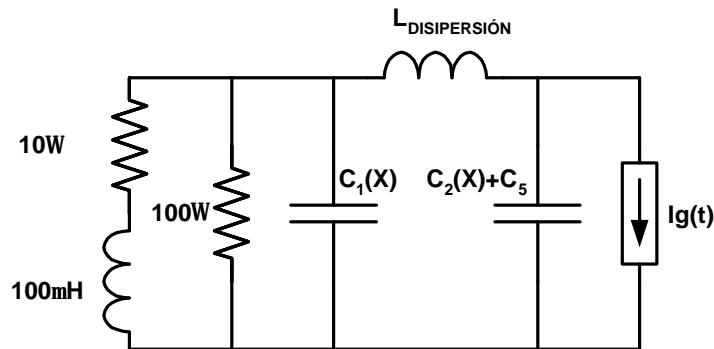


Fig. 4-6. Circuito simplificado para estimar las medidas EMI en modo diferencial.

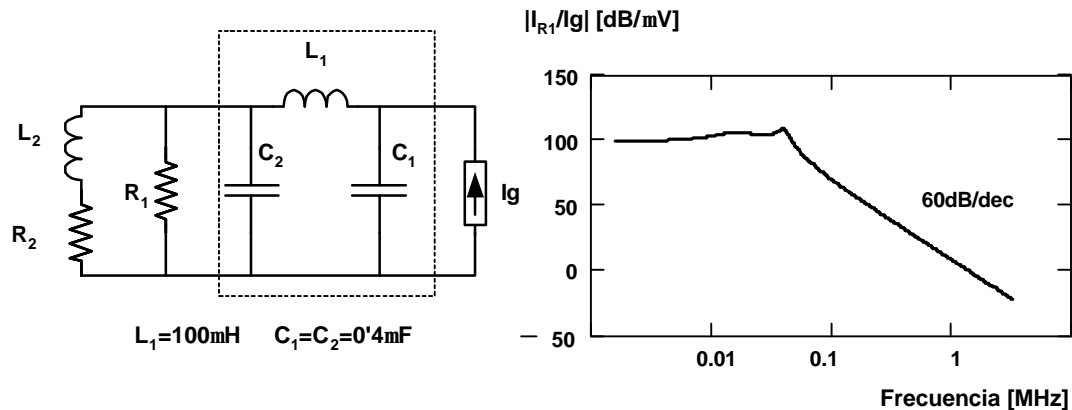


Fig. 4-7. Atenuación de la corriente de alta frecuencia a medir.

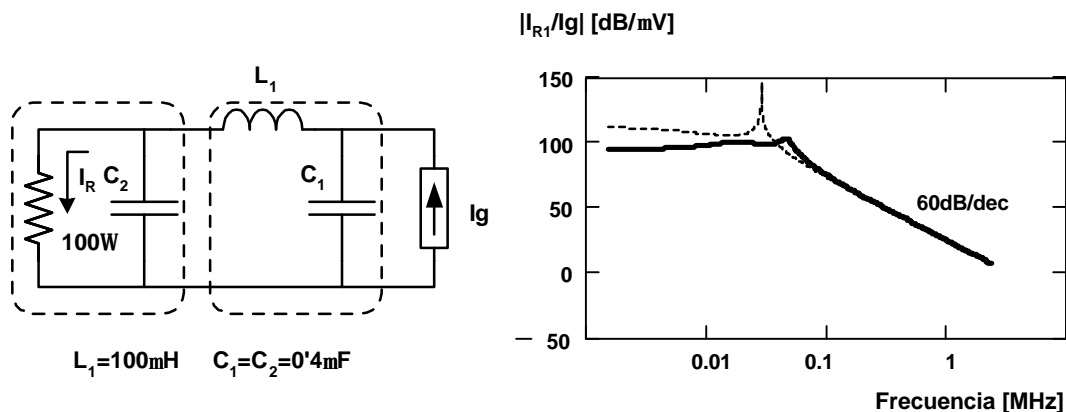
En el capítulo 3, se han discutido las ventajas e inconvenientes de reducir el tamaño de la bobina retrasadora y como afecta al tamaño del filtro EMI. En ese instante será muy útil recordar que mediante el filtro EMI pueden obtenerse atenuaciones de hasta 60 dB/dec.



La función de transferencia que relaciona la corriente de entrada ( $I_g$ ) con la corriente que circula por el equipo de medida ( $I_{R1}$ ) es sencilla de obtener pero compleja de manejar ya que posee 4 elementos “almacenadores”. Para el diseño del filtro se utilizará una versión simplificada del circuito. Las simplificaciones realizadas son las siguientes:

- Se despreciará el efecto de la bobina de la LISN, por lo que esta quedará reducida a la resistencia de  $100\Omega$ .
- Se considerarán dos etapas desacopladas. Un filtro “LC” formado por  $C_1$  y  $L_1$  y un filtro “RC” formado por  $C_2$  y la resistencia de  $100\Omega$  de la LISN.

El error cometido en esta aproximación será tanto menor cuanto mayor sea la frecuencia y cuanto más separados estén las frecuencias de corte de los filtros. Para comprobar que el error cometido es aceptable en la Fig. 4-8 se muestran las funciones de transferencia exacta (línea continua) y aproximada (línea discontinua) con los valores utilizados en la Fig. 4-7. Como puede comprobarse en la figura, el mayor error se comete a bajas frecuencias, debe recordarse que se han eliminado en el modelo las bobinas de la LISN. Este comportamiento no afecta al diseño del filtro EMI aquí propuesto, ya que los filtros actuarán a frecuencia donde la aproximación si es correcta. La función de transferencia simplificada es mostrada en la ecuación (4.1).



**Fig. 4-8. Comparativa función de transferencia aproximada (línea discontinua) y real (línea continua)**

$$\frac{I_R(S)}{I_g(S)} \approx \frac{1}{1 + S^2 L \cdot C_1} \frac{1}{1 + S \cdot C_2 \cdot R} \quad (4.1)$$

La tensión interferente ( $U_{int}$ ), es decir, la tensión a la entrada del equipo de medida podrá calcularse como la tensión en bornes de una de la resistencia de  $50\Omega$  de la LISN, sabiendo que la corriente que por ella pasa es  $I_R$  (Fig. 4-8).

#### 4.3.1.3 Filtro de entrada.

La tensión interferente ( $U_{int}$ ) es aplicada al receptor EMI, el cual a su vez filtra esta señal utilizando un filtro con un ancho de banda adecuado, según se especifica en la Tabla 4-2. En ella se distinguen dos valores distintos para este ancho de banda, que son 200 Hz y 9kHz, los cuales se aplican para los márgenes de frecuencias de 10kHz a 150kHz y de 150kHz a 30MHz, respectivamente.

Dada la naturaleza de la señal, es claro que los armónicos en el entorno de los múltiplos de la frecuencia de conmutación tendrán una amplitud mayor que en el resto de las frecuencias. Así, las frecuencias estudiadas serán los múltiplos de las frecuencias de conmutación. Estas frecuencias serán tomadas como frecuencia central del filtro a aplicar y el ancho de banda dependerá del valor de la frecuencia central seleccionada. En las simulaciones estos filtros han sido realizados

eliminando del desarrollo de Fourier los armónicos que queden fuera del rango de frecuencias del filtro pasabanda y posteriormente reconstruyendo la señal.

La Fig. 4-9 muestra un ejemplo de cómo será la tensión interferente después de aplicarle el filtro pasabanda. La simulación corresponde a una frecuencia central doble de la frecuencia de conmutación en un RAA con RAI de dos diodos y alimentación simétrica. Como puede apreciarse la señal está modulada en amplitud. Esta señal será la entrada del próximo circuito a estudiar: “El circuito Demodulador”.

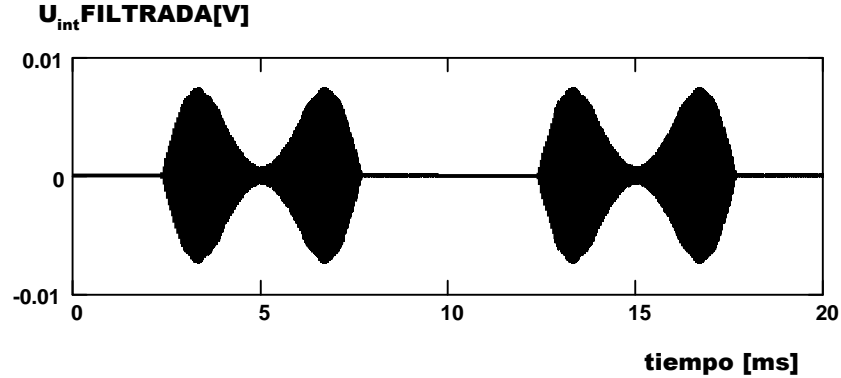


Fig. 4-9. Tensión interferente después de aplicar el filtro pasabanda.

#### 4.3.1.4 Circuito Demodulador.

La demodulación de baja frecuencia de la tensión interferente  $U_{int}$  a una determinada frecuencia  $f_0$  es implementada por un circuito conocido como demodulador. La función de este circuito es extraer la envolvente de la tensión interferente. Una versión simplificada de este circuito, a partir de la cual se ha desarrollado la simulación se muestra en la Fig. 4-10. Este circuito posee dos etapas distintas en su funcionamiento: (1) si la tensión interferente ( $U_{int}$ ) es mayor que la tensión en el condensador ( $U_{CD}$ ), el diodo conducirá cargándose el condensador con este valor; (2) si la tensión interferente es inferior a la tensión en el condensador, el diodo se encontrará en estado de bloqueo y el condensador se descargará a través de las resistencias  $R_{1D}$  y  $R_{2D}$ . Nótese que la tensión de salida es la tensión  $U_D$  sobre la resistencia  $R_{2D}$  y no la propia tensión del condensador  $U_{CD}$ .

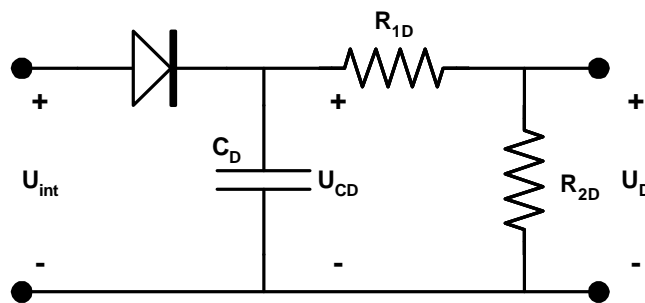


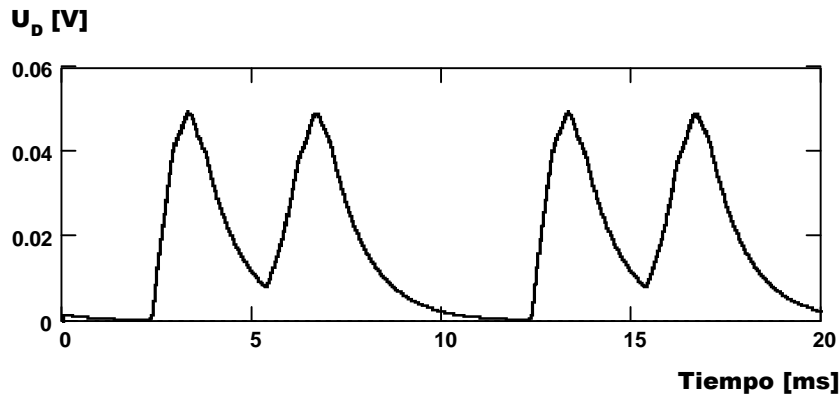
Fig. 4-10. Circuito demodulador.

De acuerdo con el razonamiento anterior la tensión a la salida del circuito demodulador viene expresado por la ecuación (4.2), donde “ $t_0$ ” representa el instante de tiempo en el cual la tensión interferente  $U_{int}$  se hace inferior a la tensión en el condensador ( $U_{CD}$ ),  $\tau_D$  es definido como  $\tau_D = (R_{1D} + R_{2D})C_D$ . Eligiéndose un valor de un milisegundo para esta constante de tiempo se obtienen resultados satisfactorios en la simulación ( $\tau_D = 1\text{ms}$ ) (Fig. 4-11).

$$U_D(t) = \begin{cases} \frac{R_{2D}}{R_{2D} + R_{1D}} U_{int}(t) & \text{Si } U_{int}(t) > U_{CD}(t) \\ \frac{R_{2D}}{R_{2D} + R_{1D}} U_D(t_0) e^{-\frac{t-t_0}{\tau_D}} & \text{Si } U_{int}(t) < U_{CD}(t) \end{cases} \quad (4.2)$$

#### 4.3.1.5 Medidor de cuasipico.

Este circuito tiene como objetivo principal hacer una ponderación de la señal perturbadora  $U_{int}$ , buscando así evaluar la influencia de la señal perturbadora en los receptores de telecomunicaciones. Por lo tanto, una señal con gran amplitud pero que tenga una duración muy corta (un “click” en un receptor de onda media) es menos perjudicial que una señal interferente de baja frecuencia (100 Hz de red por ejemplo), la cual es perfectamente audible y desagradable. Aunque la señal de baja frecuencia tenga una amplitud reducida con relación a la tensión interferente citada anteriormente, la interferencia medida en (dB/ $\mu$ V) será mayor en este caso.



**Fig. 4-11. Señal de la Fig. 4-9 demodulada.**

Como se observa, estas especificaciones siguen hoy en día enfocadas al mundo de las telecomunicaciones. El detector de cuasipico intenta cuantificar el grado de perturbación audible que una supuesta señal interferente puede causar en un receptor de telecomunicaciones.

Los RAA se encuentran dentro de aquellos equipos capaces de producir interferencias audibles ya que como se ha visto en la Fig. 4-9 la señal está modulada al doble de la frecuencia de red.

Una versión simplificada del detector de cuasipico, es mostrada en la Fig. 4-12. La señal de salida del circuito demodulador,  $U_D(t)$ , es aplicada a la entrada del detector de cuasipico. Cuando la tensión de entrada  $U_D(t)$  es mayor que la tensión de salida  $U_W(t)$  el diodo conduce, en el caso contrario el diodo no conduce y el condensador se descarga a través de la resistencia  $R_{2W}$ .

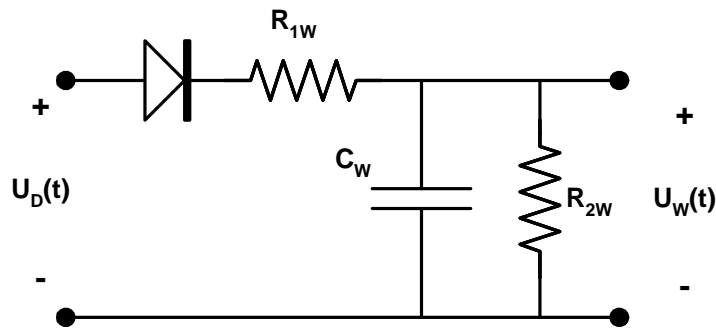
En los intervalos de conducción y bloqueo del diodo la tensión de salida  $U_W(t)$  sigue la expresión (4.3). Las constantes de tiempo incluidas ( $\tau_1$  y  $\tau_2$ ) tienen los valores mostrados en (4.4) y (4.5).

Estas ecuaciones han sido sustituidas en las simulaciones por sus ecuaciones en diferencias. Sin embargo las constantes de tiempo implicadas en este procesado son tan grandes que sería necesario la simulación de varios ciclos de red para que la tensión a la salida del detector alcanzara su valor final. La constante de descarga para este caso tiene un valor mínimo de 160ms. En estas condiciones una señal con una frecuencia doble de la tensión de red (Fig. 4-11) proporcionará a la salida el valor de pico de la tensión de entrada, por lo que en la simulación se buscará el valor máximo de la tensión de entrada  $U_D(t)_{max}$ .

$$\begin{cases} \frac{dU_w(t)}{dt} + \frac{1}{\tau_1} U_w(t) = \left( \frac{1}{\tau_1} - \frac{1}{\tau_2} \right) U_D(t) & \text{Si } U_D(t) > U_w(t) \\ \frac{dU_w(t)}{dt} + \frac{1}{\tau_2} U_w(t) = 0 & \text{Si } U_D(t) \leq U_w(t) \end{cases} \quad (4.3)$$

$$\tau_1 = \frac{R_{1W} \cdot R_{2W}}{R_{1W} + R_{2W}} C_W \quad (4.4)$$

$$\tau_2 = R_{2W} \cdot C_W \quad (4.5)$$



**Fig. 4-12. Medidor de cuasipico.**

Si la tensión perturbadora  $U_{int}(t)$  no contiene ningún tipo de modulación, su envolvente será una tensión continua y en este supuesto el receptor EMI debe indicar el valor eficaz de la tensión  $U_{int}(t)$ . Por lo tanto se debe cumplir que:

$$\frac{R_{2D}}{R_{1D} + R_{2D}} \frac{R_{2W}}{R_{1W} + R_{2W}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (4.6)$$

$$\frac{R_{2D}}{R_{1D} + R_{2D}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( 1 + \frac{\tau_1}{\tau_2 - \tau_1} \right) \quad (4.7)$$

Las ecuaciones (4.6) y (4.7) permiten obtener el valor del divisor resistivo del demodulador ya que los valores de las constantes de tiempo están fijados por la normativa (Tabla 4-2. Especificaciones del receptor EMI.).

#### 4.3.1.6 Indicador Electromecánico.

Hoy en día, hablar de indicadores electromecánicos puede parecer algo completamente fuera de lugar. Los propios receptores EMI comerciales son concebidos empleando la tecnología digital e incorporando incluso ordenadores personales a su estructura. Sin embargo, no se debe olvidar que cuando estos equipos fueron concebidos no había otra opción. Como se puede intuir, la tensión a la salida del medidor de cuasipico normalmente es una tensión continua con un determinado rizado. De esta forma surge la duda sobre que valor tomar como interferencia: el máximo, el mínimo o el valor medio. Realmente se toma el valor medio de la tensión  $U_w(t)$ , por lo que la normativa CISPR 16 sigue especificando la constante de tiempo mecánica del indicador electromecánico. La medida será el valor medio en un periodo de tiempo igual a la constante de tiempo electromecánica facilitada en la normativa.

Para comprobar la bondad de los modelos propuestos se han realizado diferentes medidas sobre varios RAA donde se han modificado el valor de la bobina de filtro de la RAI ( $L_F$ ) y el valor del condensador de filtro ( $C_F$ ). Los convertidores sólo han dispuesto de filtro por condensador, ya que aunque se dispone de la información necesaria para la fabricación del filtro EMI (excepto del ruido en modo común) su implementación no es inmediata y no debemos olvidar que este no es el objetivo principal de esta tesis.

The diagram shows a Class D audio amplifier circuit. The input stage is a bridge rectifier (4xMUR160) with an input filter inductor  $L_F$  and a feedback network with a feedback capacitor  $C_F$  and a feedback inductor  $L_R$ . The output stage is a half-bridge with an IGBT (IRFPC50) and a MOSFET (D1N4007). The output filter consists of a series inductor  $L_R$  and a parallel combination of a capacitor  $C_{AL}$  and a load resistor. The output voltage  $V_{sal}$  is 54V, 2A. The switching frequency  $f_s$  is 90kHz.

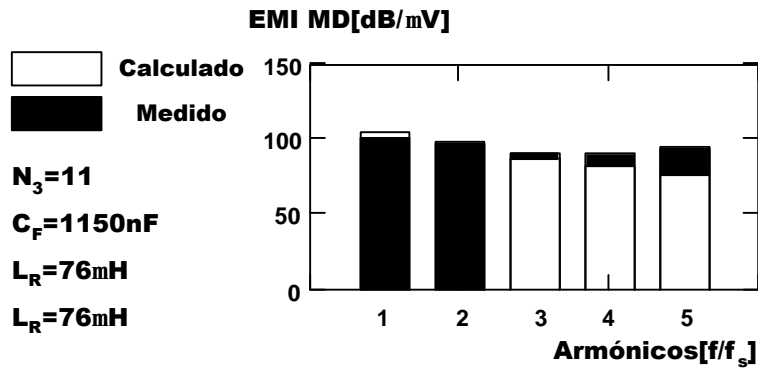
PARÁMETRO	VALOR
N <sub>1</sub>	28 vueltas
N <sub>2</sub>	12 vueltas
V <sub>sal</sub>	54V
Potencia	100W
Frecuencia conmutación (f <sub>s</sub> )	90kHz
Inductancia de Magnetización	1'5mH

El valor de las bobinas de la RAI así como el número de vueltas de  $N_3$  y el condensador de filtro ( $C_F$ ) variarán según los ejemplos. Todos los ejemplos se han realizado en condiciones nominales, es decir, plena carga (100W) y tensión de red nominal (220V).

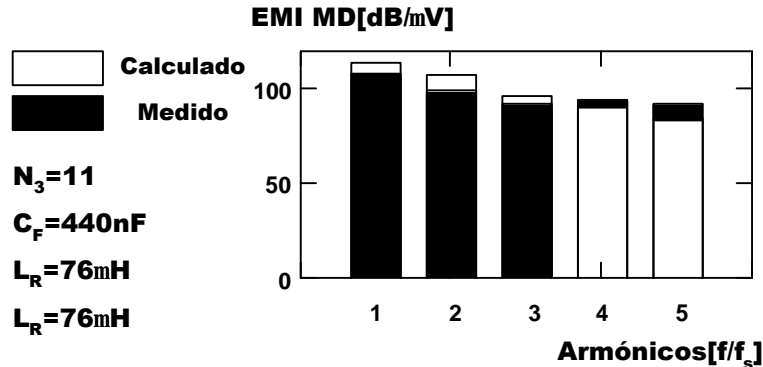
Como puede apreciarse, en la Fig. 4-13 no se ha indicado ni el valor del condensador de filtro  $C_F$  ni el valor de los componentes de la RAI ( $L_F$ ,  $L_R$  y  $N_3$ ). Estos valores son diferentes en los

distintos ejemplos planteados. Todos los ejemplos han sido simulados y medidos y como puede comprobarse en las figuras que se muestran a continuación los resultados se ajustan bastante fielmente en los primeros armónicos de la frecuencia de conmutación. El error cometido aumenta a partir del 4º armónico. Este efecto puede ser producido por efectos secundarios de los condensadores (inductancia interna) así como por efecto de las sobreoscilaciones que tienen lugar durante las conmutaciones que son de una frecuencia superior a la frecuencia de conmutación. Además, no debe olvidarse que en ningún momento se ha tenido en cuenta el ruido en modo común que si existirá en los prototipos construidos.

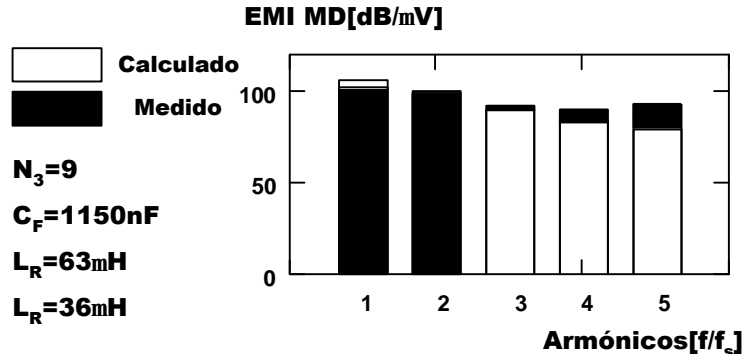
Los ejemplos planteados, aunque sobre la misma topología, han sido tratados con toda generalidad. Los resultados obtenidos son mostrados en Fig. 4-14, Fig. 4-15, Fig. 4-16 y Fig. 4-17.



**Fig. 4-14. EMI conducido en modo diferencial (MD) medido y simulado.  $K=1$  y  $C_F=1150\text{nF}$ .**



**Fig. 4-15. EMI conducido en modo diferencial (MD) medido y simulado.  $K=1$  y  $C_F=440\text{nF}$ .**



**Fig. 4-16. EMI conducido en modo diferencial (MD) medido y simulado.  $K=0.5$  y  $C_F=1150\text{nF}$ .**

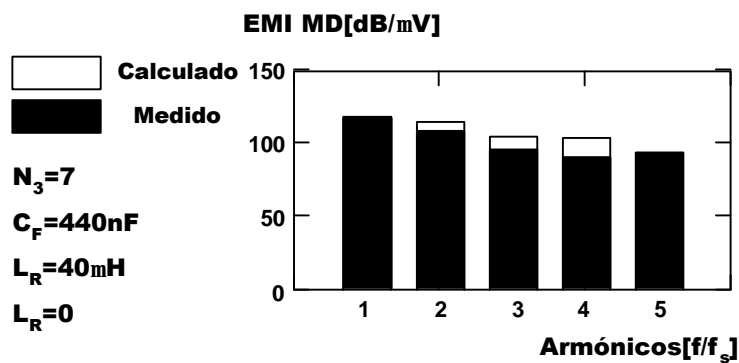


Fig. 4-17. EMI conducido en modo diferencial (MD) medido y simulado.  $K=0$  y  $C_F=440\text{nF}$ .

## 4.5 Conclusiones.

A la vista de los resultados expuestos en el apartado anterior, se considera válido el método de cálculo seguido para la obtención de las EMI conducidas en modo diferencial en los RAA basados en RAI, al menos para los primeros armónicos de la frecuencia de conmutación. A medida que la frecuencia aumenta, la dificultad del modelado también aumenta y el modelo se aleja de la realidad.

El modelo planteado ha sido utilizado para estimar el tamaño del filtro EMI y evaluar (Capítulo 3) si merece la pena incrementar el tamaño de la bobina de filtro de la RAI o por el contrario es mejor incrementar el tamaño de filtro EMI.

Para finalizar resaltar que se ha comentado la posibilidad de reducir el tamaño del filtro EMI y nunca de la posibilidad de eliminarlo. El tamaño de la bobina de filtro de la RAI podrá limitar las interferencias conducidas en modo diferencial, pero nunca podrá eliminar las interferencias en modo común.

## Bibliografía

- [4.1] CISPR 16. "Specification for Radio interference Measuring Apparatus and Measurement Methods". Second Edition 1987.
- [4.2] UNE 20-503-84. "Aparatos y Métodos de Medida de las Perturbaciones Radioeléctricas". Instituto Español de Normalización (IRANOR). Noviembre de 1984.
- [4.3] UNE 20-506-84. " Límites y métodos de medida de las características relativas a perturbaciones radioeléctricas, en alta frecuencia, de los aparatos industriales, científicos y médicos". Instituto Español de Normalización (IRANOR). Diciembre de 1984.
- [4.4] Hewlett Packard. "EMC In The European Environment Seminar". 1992.
- [4.5] Siemens, "Switched power supply units 3 Radio interference suppression". Application Note Components Group. Balanstrabe 73, D-8000 München 80.
- [4.6] M. Albach. "How to Avoid Filters in off Line Power Supplies". EPE European Conference on Power Electronics and Applications. Pag. 52-57. 1993.
- [4.7] R. D. Middlebrook. "Input Filter Considerations in Design and Application of Switching Regulators". IEEE Industry Applications Society. Pag. 336-382. 1976
- [4.8] V. Vlatkvic, D. Borojevic y F.C. Lee. "Input Filter Design for Power Factor Correction Circuits". IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation. Pag. 954-958. 1993.
- [4.9] T. Farkas y M. F. Schlecht. "Active EMI Filters for Utility Application". IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 9. Pag. 328-337. 1994.
- [4.10] F. Shih, D. Y. Chen, Y. P. Wu y Y.T. Chen. " A Procedure for Designing EMI filters for AC Line Applications". IEEE Trans. On Power Electronics. Vol. 11. N° 1. Enero 1996.
- [4.11] M. Albach. "Conducted interference voltage of ac-dc converters". IEEE Power Electronics Specialists Conference. Pag. 203-212. 1986.
- [4.12] J. J. Goedbloed. "Electromagnetic Compatibility". Editorial: Prentice Hall. ISBN: 0-13-249293-8. 1990.