

Capítulo 4

CARACTERIZACIÓN MULTIMODAL DE EQUIPOS ELECTRÓNICOS

Contenidos de este capítulo

4.1. Caracterización de la impedancia de entrada	58
4.1.1. Introducción	58
4.1.2. Caracterización circuital	58
4.1.3. Caracterización modal	60
4.1.4. Sistema de medida	62
Método de medida	62
Validación experimental	64
Modelos circuitales y modales de equipos reales	65
4.1.5. Método de medida mejorado	73
Interpolación	76
<i>Deembedding</i>	76
Validación experimental interpolación y <i>deembedding</i>	82
Efecto del <i>resolution bandwidth</i> en la medida de impedancias	85
4.2. Caracterización de la emisión conducida	86
4.2.1. Introducción	86
4.2.2. Caracterización circuital	87
4.2.3. Caracterización modal	88
4.2.4. Sistema de medida	91
Método de medida	91
Validación experimental	94
Modelos circuitales y modales de equipos reales	99

Una vez analizado el comportamiento de los filtros de red a través de sus modelos equivalentes, se lleva a cabo un estudio similar para los equipos electrónicos. Este capítulo presenta un nuevo método de medida multimodal que permite la caracterización de equipos electrónicos mediante sus modelos circuital y modal.

4.1. Caracterización de la impedancia de entrada

4.1.1. Introducción

Como se ha demostrado en el capítulo anterior, el conocimiento de la impedancia que presenta un equipo electrónico resulta muy útil de cara a predecir el comportamiento de cualquier filtro de red conectado a éste. Algunas técnicas han sido desarrolladas para medir las impedancias en modo común y en modo diferencial, como el método de las pérdidas de inserción [50], o el método de las dos sondas de corriente [51].

Este apartado propone un nuevo modelo para caracterizar la impedancia de entrada de un equipo electrónico monofásico. El modelo está basado en una red en pi compuesta por tres impedancias, ya que éste es el número mínimo de impedancias necesario para modelar una red de dos puertos. De este modelo, no sólo se determinan las impedancias en modo común y en modo diferencial, sino que también se obtiene la transimpedancia modal común a diferencial y diferencial a común, causante de la transferencia de energía entre modos en el equipo electrónico [68]-[71].

4.1.2. Caracterización circuital

Desde el punto de vista de emisiones, los tres terminales de alimentación de un ESE (figura 4.1) se pueden analizar como una red de dos puertos (figura 4.2). El puerto "L-G" se define entre el terminal de línea y el terminal de tierra, y el puerto "N-G" se define entre los terminales de neutro y tierra. Asumiendo que esta red es recíproca, puede ser completamente modelada por una red en pi (figura 4.3) [65].

Si se definen las ecuaciones que describen los parámetros S en ambos puertos del ESE (figura 4.3), éstas quedan en función de las impedancias Z_1 , Z_2 , Z_3 , y de la impedancia característica Z_0 (4.1); donde Z_0 es la impedancia de referencia del sistema de medida, puerto 1 es el puerto "L-G" y puerto 2 es el puerto "N-G". Midiendo los parámetros S del ESE con un analizador de redes y aislando las impedancias de dichas ecuaciones, se hallan los valores de Z_1 , Z_2 , Z_3 (4.2).

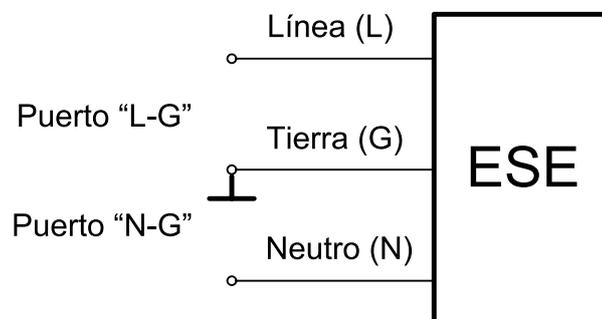


Figura 4.1: Definición de puertos para el ESE.

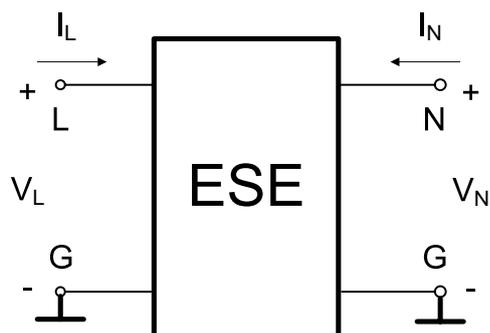


Figura 4.2: Circuito equivalente de dos puertos para el ESE.

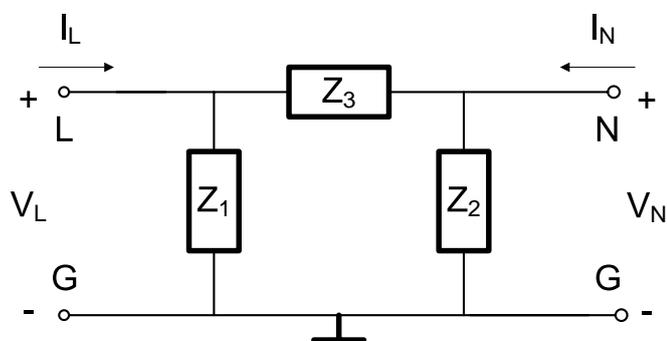


Figura 4.3: Modelo circuital para el ESE.

$$\begin{aligned}
S_{11} &= \frac{\left(\frac{Z_2 Z_0}{Z_2 + Z_0} + Z_3\right) \cdot Z_1}{\frac{Z_2 Z_0}{Z_2 + Z_0} + Z_3 + Z_1} \\
S_{21} &= \frac{\frac{Z_2 Z_0}{Z_2 + Z_0}}{\frac{Z_2 Z_0}{Z_2 + Z_0} + Z_3} \cdot (1 + S_{11}) \\
S_{22} &= \frac{\left(\frac{Z_1 Z_0}{Z_1 + Z_0} + Z_3\right) \cdot Z_2}{\frac{Z_1 Z_0}{Z_1 + Z_0} + Z_3 + Z_2} \\
S_{12} &= \frac{\frac{Z_1 Z_0}{Z_1 + Z_0}}{\frac{Z_1 Z_0}{Z_1 + Z_0} + Z_3} \cdot (1 + S_{22})
\end{aligned} \tag{4.1}$$

$$\begin{aligned}
Z_1 &= \frac{Z_0(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - Z_0 S_{12} S_{21}}{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12} S_{21} - 2S_{21}} \\
Z_2 &= \frac{Z_0(1 + S_{22})(1 + S_{11}) - Z_0 S_{21} S_{12}}{(1 - S_{22})(1 + S_{11}) + S_{21} S_{12} - 2S_{21}} \\
Z_3 &= \frac{Z_0(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - Z_0 S_{12} S_{21}}{S_{12} + S_{21}}
\end{aligned} \tag{4.2}$$

4.1.3. Caracterización modal

El modelo circuital de tres impedancias permite una caracterización completa de la impedancia de entrada de un ESE vista desde sus terminales de alimentación, pero un modelo en términos de impedancias en modo común y en modo diferencial resulta más interesante de cara a analizar el comportamiento del equipo y evaluar el comportamiento modal del filtro de red (pérdidas de inserción en modo común, modo diferencial e intercambio de energía entre modos) al cual será conectado.

La figura 4.4 propone un modelo modal para caracterizar la impedancia de entrada de un ESE, el cual está formado por una red de tres impedancias en pi: Z_{CM} (impedancia en modo común), Z_{DM} (impedancia en modo diferencial) y Z_{TM} (transimpedancia modal). A continuación se lleva a cabo un desarrollo matemático para, a partir de la relación entre las tensiones y corrientes circuitales (V_L, I_L, V_N, I_N) y modales ($V_{CM}, I_{CM}, V_{DM}, I_{DM}$) presentes en los terminales del ESE, obtener los valores de las tres impedancias modales (Z_{CM}, Z_{DM}, Z_{TM}). En primer lugar, recordemos la relación entre tensiones y corrientes circuitales y modales (figura 3.1):

$$\begin{aligned}
V_L &= V_{CM} + \frac{V_{DM}}{2} \\
V_N &= V_{CM} - \frac{V_{DM}}{2}
\end{aligned} \tag{4.3}$$

$$\begin{aligned} I_{CM} &= I_L + I_N \\ I_{DM} &= \frac{I_L - I_N}{2} \end{aligned} \quad (4.4)$$

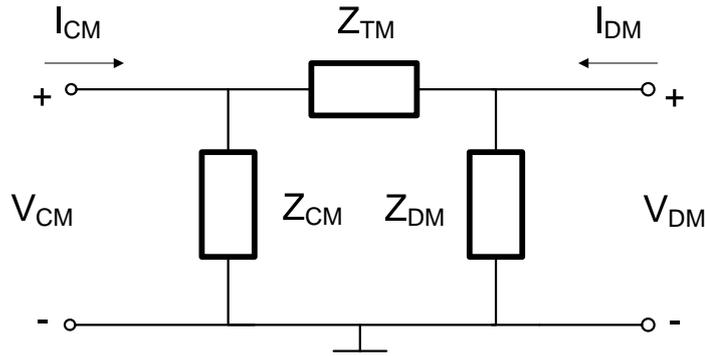


Figura 4.4: Modelo modal para el ESE.

A continuación, se determina la relación entre tensiones y corrientes en los terminales de línea y neutro del ESE (V_L, I_L, V_N, I_N) a partir de la figura 4.3:

$$\begin{aligned} I_L &= \frac{V_L}{Z_1} + \frac{V_L - V_N}{Z_3} \\ I_N &= \frac{V_N}{Z_2} + \frac{V_N - V_L}{Z_3} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Sustituyendo la ecuación 4.3 en 4.5, y ésta a su vez en 4.4, se obtienen las corrientes modales I_{CM}, I_{DM} :

$$\begin{aligned} I_{CM} &= V_{CM} \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \right) + V_{DM} \left(\frac{1}{2Z_1} - \frac{1}{2Z_2} \right) \\ I_{DM} &= V_{CM} \left(\frac{1}{2Z_1} - \frac{1}{2Z_2} \right) + V_{DM} \left(\frac{1}{4Z_1} + \frac{1}{4Z_2} + \frac{1}{Z_3} \right) \end{aligned} \quad (4.6)$$

Analizando el circuito de la figura 4.4 y aplicando las leyes de *Kirchoff* sobre éste, se extraen las corrientes modales I_{CM}, I_{DM} :

$$\begin{aligned} I_{CM} &= \frac{V_{CM}}{Z_{CM}} + \frac{V_{CM} - V_{DM}}{Z_{TM}} \\ I_{DM} &= \frac{V_{DM}}{Z_{DM}} + \frac{V_{DM} - V_{CM}}{Z_{TM}} \end{aligned} \quad (4.7)$$

Agrupando términos en la ecuación 4.7:

$$\begin{aligned} I_{CM} &= V_{CM} \left(\frac{1}{Z_{CM}} + \frac{1}{Z_{TM}} \right) + V_{DM} \left(\frac{-1}{Z_{TM}} \right) \\ I_{DM} &= V_{CM} \left(\frac{-1}{Z_{TM}} \right) + \left(\frac{1}{Z_{DM}} + \frac{1}{Z_{TM}} \right) \end{aligned} \quad (4.8)$$

Comparando las ecuaciones 4.6 y 4.8, se establecen las siguientes igualdades:

$$\begin{aligned} \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} &= \frac{1}{Z_{CM}} + \frac{1}{Z_{TM}} \\ \frac{1}{2Z_1} - \frac{1}{2Z_2} &= -\frac{1}{Z_{TM}} \\ \frac{1}{4Z_1} + \frac{1}{4Z_2} + \frac{1}{Z_3} &= \frac{1}{Z_{DM}} + \frac{1}{Z_{TM}} \end{aligned} \quad (4.9)$$

De las ecuación 4.9 se extraen los valores de la impedancia en modo común (Z_{CM}), la impedancia en modo diferencial (Z_{DM}) y la transimpedancia modal (Z_{TM}):

$$\begin{aligned} Z_{CM} &= \frac{2Z_1Z_2}{Z_1 + 3Z_2} \\ Z_{DM} &= \frac{4Z_1Z_2Z_3}{4Z_1Z_2 + 3Z_2Z_3 - Z_1Z_3} \\ Z_{TM} &= \frac{2Z_1Z_2}{Z_1 - Z_2} \end{aligned} \quad (4.10)$$

Como se puede observar en la ecuación 4.10, cuando el ESE está desequilibrado ($Z_1 \neq Z_2$) la transimpedancia Z_{TM} existe, causando una transferencia de energía entre modos. Esto corrobora la hipótesis de que dos impedancias, una en modo común y otra en modo diferencial, no son suficientes para modelar la impedancia del ESE.

4.1.4. Sistema de medida

Método de medida

La configuración utilizada para medir los parámetros S del ESE se compone de un analizador de redes y una LISN (*Line Impedance Stabilization Network*). Una LISN convencional, como la representada en la figura 4.5, se utiliza como red de acoplamiento en ensayos de emisión conducida de equipos electrónicos [29]. Los componentes pasivos que la componen forman filtros que tienen los siguientes cometidos:

- El filtro paso-bajo deja pasar los 50 Hz de la red eléctrica que alimentan el equipo electrónico, y bloquea las posibles interferencias de la red al equipo y viceversa.

- El filtro paso-alto bloquea los 50 Hz hacia el analizador, y deja pasar las interferencias generadas por el equipo electrónico (150 KHz - 30 MHz) hacia los puertos de monitorización de la LISN.
- La impedancia que ve el equipo electrónico a través de sus terminales de alimentación es de 50Ω en paralelo con $50 \mu\text{H}$, quedando la impedancia de red normalizada a este valor en ensayos de emisión conducida.

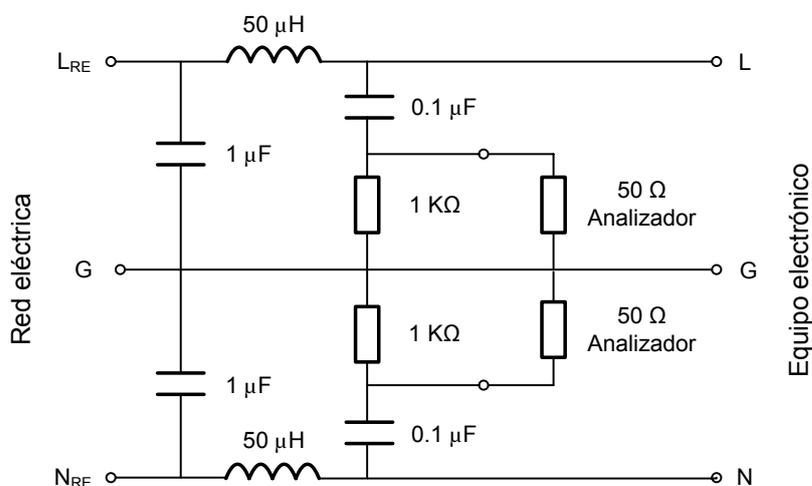


Figura 4.5: Esquema eléctrico de una LISN convencional según CISPR-16 [19].

Volviendo a la configuración utilizada para medir los parámetros S del ESE (figura 4.6), ésta se compone de un analizador de redes y una red de acoplamiento (LISN). La misión de la red de acoplamiento es acoplar las señales de radiofrecuencia del analizador de redes a los puertos "L-G" y "N-G" del ESE, protegiendo al analizador de la elevada tensión de la red eléctrica (50 Hz). La LISN se utiliza en ensayos de emisión conducida para realizar una tarea similar, por lo que ha sido adoptada para la medida de parámetros S que nos ocupa.

Los conectores de alimentación de la LISN se conectan al ESE igual que en un ensayo de emisión conducida, mientras que los conectores de monitorización de la línea y el neutro se llevan a ambos puertos del analizador. Para eliminar el efecto que provoca en la medida el camino monitor-ESE, el procedimiento de calibración estándar del analizador de redes (TOSM [72]) se ha realizado considerando como puertos de calibración los terminales de la LISN que están en contacto con el ESE.

La LISN presenta un elevado aislamiento entre los puertos de la red eléctrica y el resto de puertos, por lo que el efecto de la impedancia de la red sobre la medida es negligible. Para lograr una buena respuesta en frecuencia y repetitividad del sistema de medida, los terminales "L-G-N" de la LISN y el ESE se han convertido en dos líneas

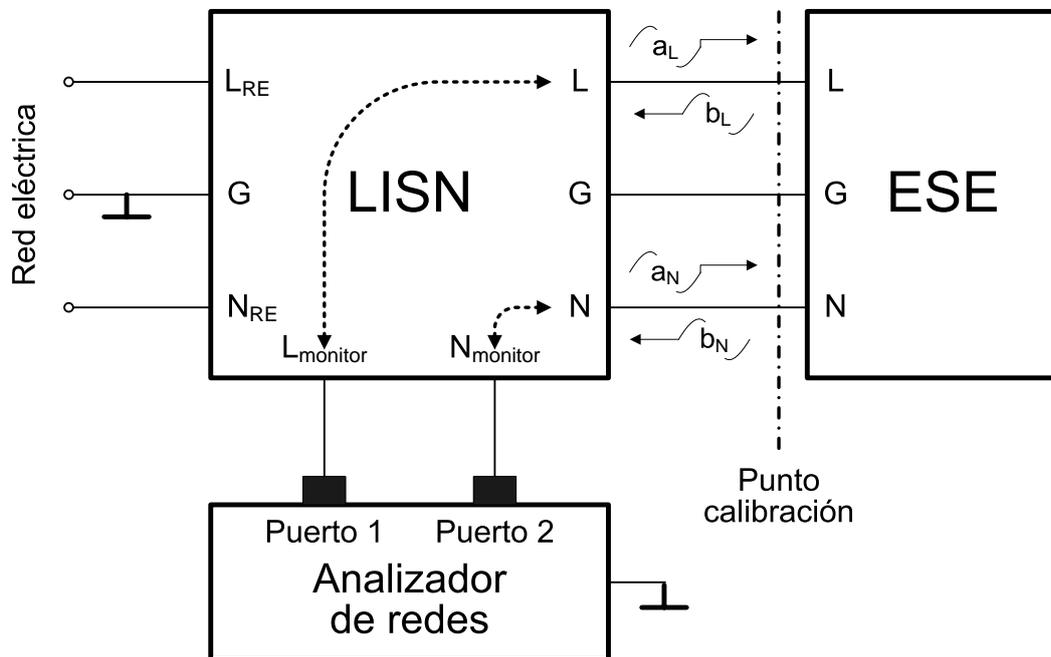


Figura 4.6: Diagrama de bloques del sistema de medida de parámetros S del ESE.

coaxiales: los conductores internos corresponden a los terminales de línea y neutro, y sus conductores externos a tierra.

El margen de frecuencia de las medidas está principalmente limitado por la red de acoplamiento utilizada y por los cables que conectan la LISN al ESE. La frecuencia mínima de operación depende de la impedancia de la bobina de la LISN. Una solución para disminuir la frecuencia mínima sería utilizar una LISN con una inductancia mayor. La frecuencia máxima de operación depende del error de calibración de la medida. Sin embargo, para un margen habitual de frecuencias como es el de los ensayos de emisión conducida, el sistema propuesto no es una limitación.

Validación experimental

Para validar el método de calibración y medida propuesto se ha empleado un circuito de prueba implementado explícitamente para realizar estos ensayos. El circuito de prueba utilizado como ESE tiene una estructura como la representada en la figura 4.7.

La figuras 4.8 a 4.13 muestran los valores de las tres impedancias (Z_1 , Z_2 , Z_3) del modelo circuital equivalente (figura 4.3) del circuito de prueba utilizado (figura 4.7), las cuales se han obtenido de dos maneras distintas:

1. Valores calculados de las impedancias a partir de los parámetros S medidos (usando el método propuesto en este apartado).

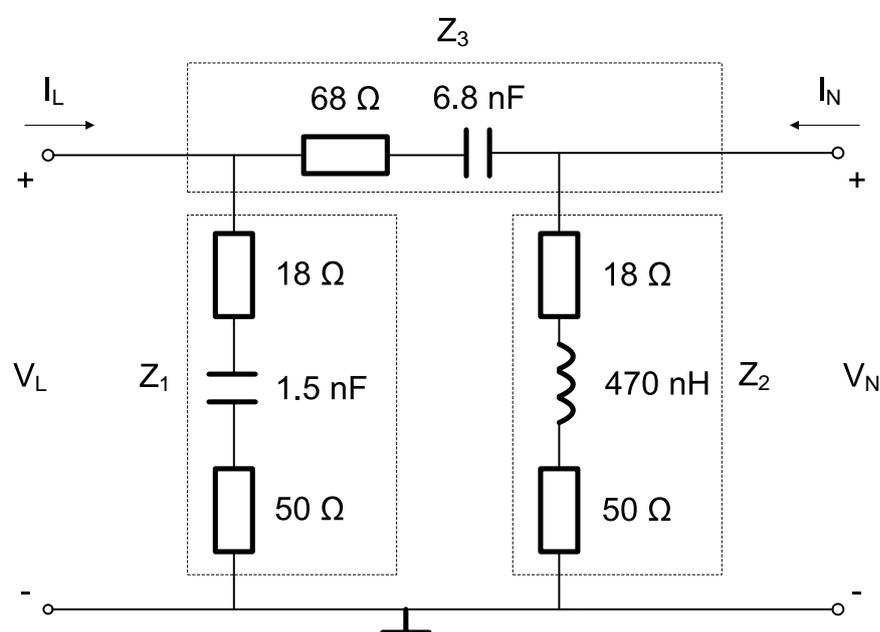


Figura 4.7: Circuito de prueba utilizado como ESE para la medida de impedancias.

2. Valores medidos de las impedancias (medidas una a una con el analizador de redes), que se utilizan para corroborar la validez del método.

La similitud de las figuras 4.8 a 4.13 demuestran que el método de medida propuesto para determinar el valor de las tres impedancias que componen el modelo circuital de un equipo electrónico es válido.

El modelo modal se halla aplicando la ecuación 4.10 a los valores circuitales obtenidos, por lo que si la caracterización circuital es correcta, la modal también lo será. Las figuras 4.14 a 4.19 muestran los valores de las tres impedancias (Z_{CM} , Z_{DM} , Z_{TM}) del modelo modal equivalente (figura 4.4) del circuito de prueba (figura 4.7).

La figura 4.20 muestra una fotografía del circuito de prueba implementado. La figura 4.21 muestra el conexionado de los elementos que conforman el sistema de medida siguiendo el esquema descrito en la figura 4.6, tanto para la fase de calibración del entorno como para la medida de los parámetros S . Se observa la conexión de dos limitadores de transitorios en los puertos de entrada del analizador de redes. Su función es la de proteger dichas entradas frente a posibles transitorios que pueda originar el ESE, los cuales no sólo afectarán a la medida, sino que pueden llegar a deteriorar las etapas de entrada del analizador.

Modelos circuitales y modales de equipos reales

Este apartado muestra el modelo de tres impedancias en pi (circuital y modal) medido para dos equipos electrónicos diferentes: fuente de alimentación lineal AC-DC

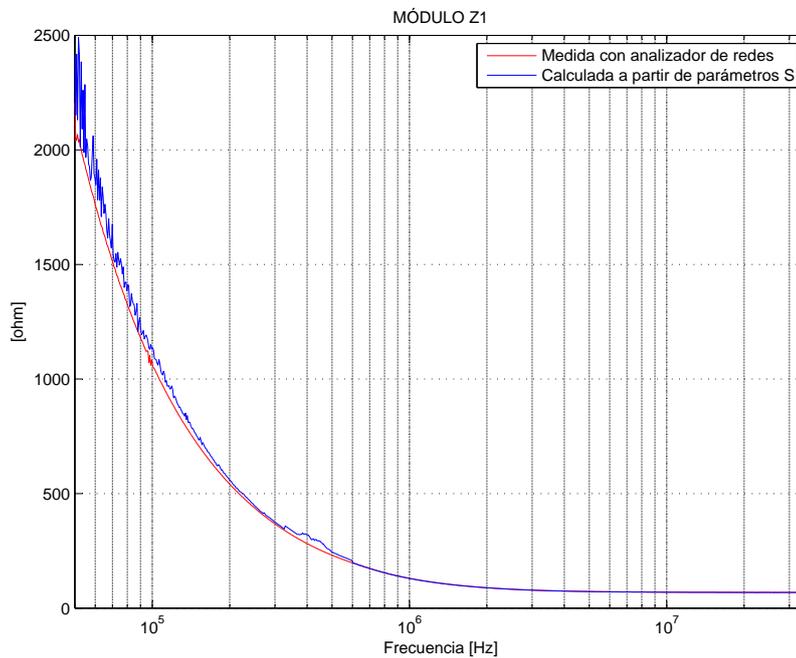


Figura 4.8: Comparación del módulo de Z_1 (medido individualmente y calculado usando el método) para el circuito de prueba de la figura 4.7.

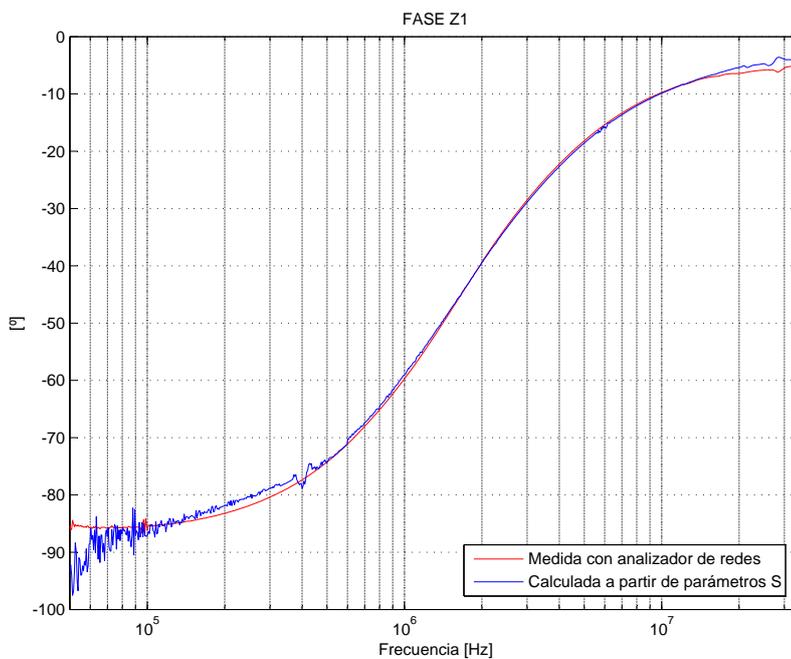


Figura 4.9: Comparación de la fase de Z_1 (medida individualmente y calculada usando el método) para el circuito de prueba de la figura 4.7.

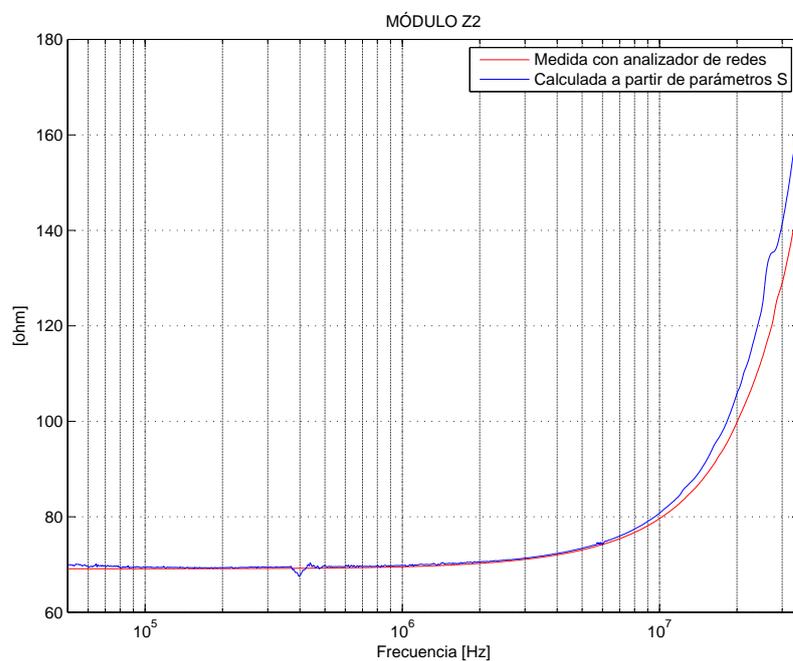


Figura 4.10: Comparación del módulo de Z_2 (medido individualmente y calculado usando el método) para el circuito de prueba de la figura 4.7.

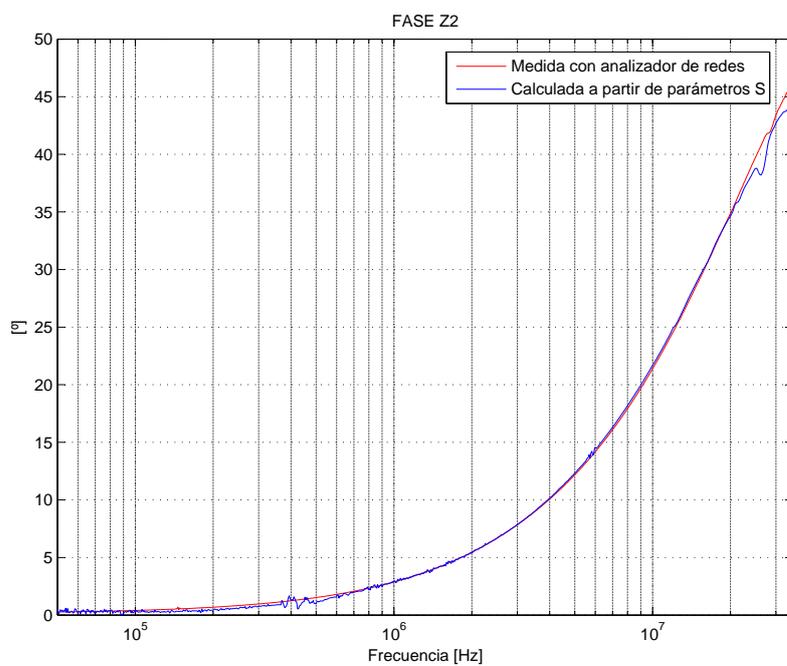


Figura 4.11: Comparación de la fase de Z_2 (medida individualmente y calculada usando el método) para el circuito de prueba de la figura 4.7.

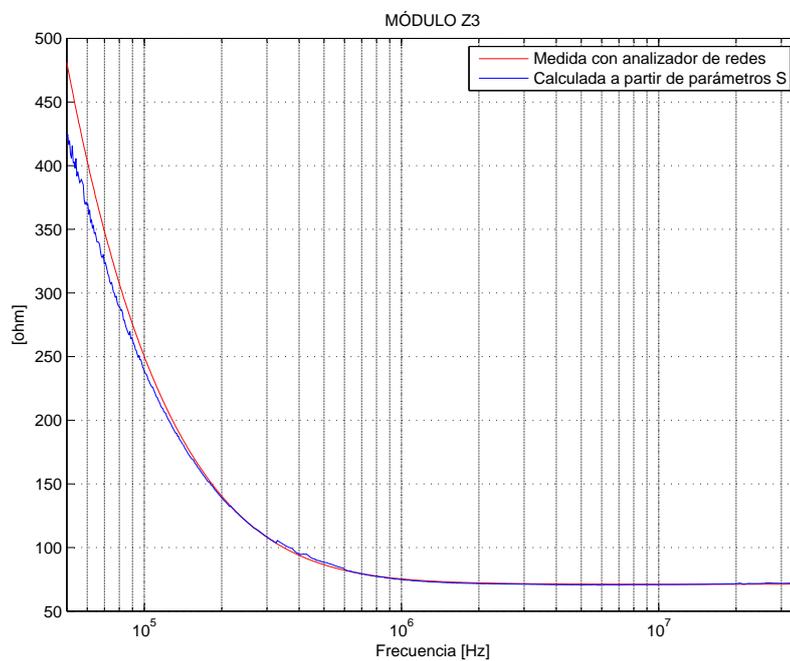


Figura 4.12: Comparación del módulo de Z_3 (medido individualmente y calculado usando el método) para el circuito de prueba de la figura 4.7.

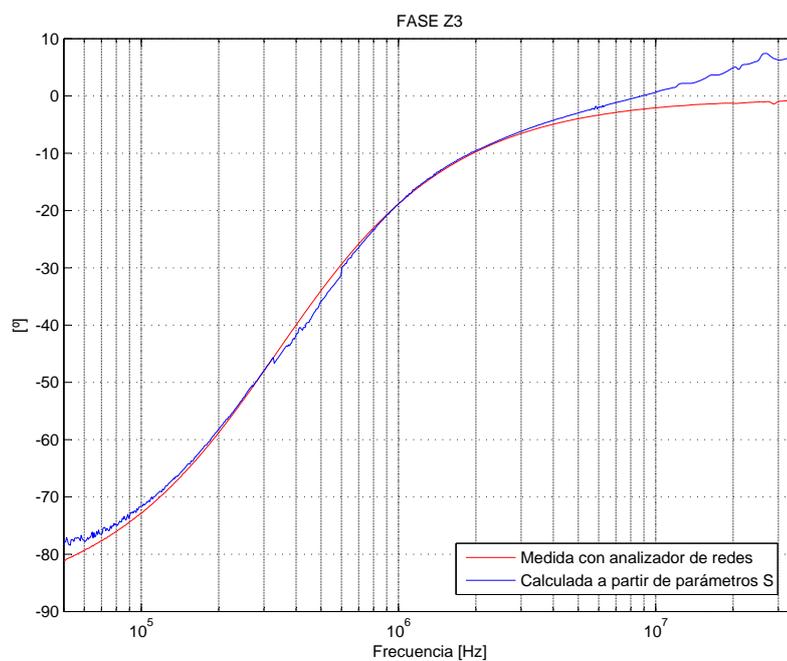


Figura 4.13: Comparación de la fase de Z_3 (medida individualmente y calculada usando el método) para el circuito de prueba de la figura 4.7.

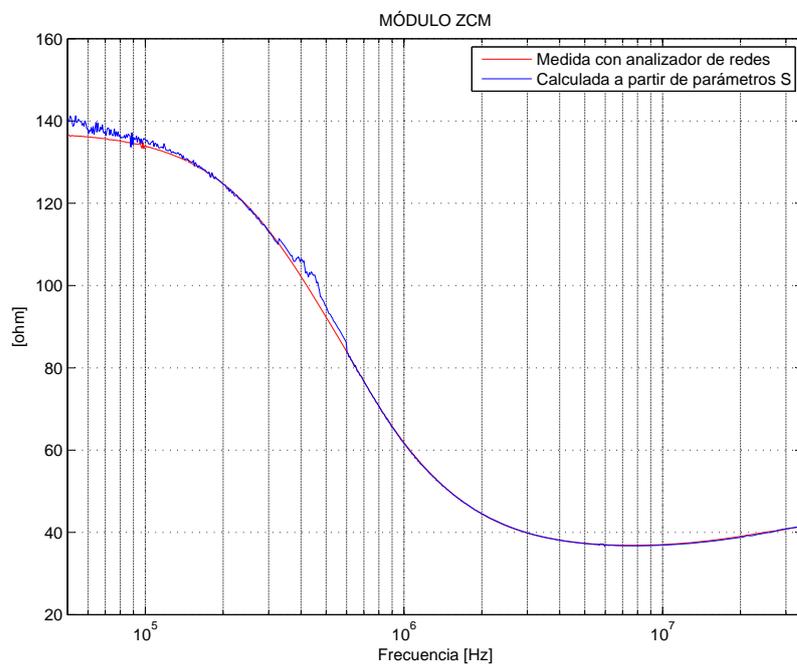


Figura 4.14: Comparación del módulo de Z_{CM} (medido individualmente y calculado usando el método) para el circuito de prueba de la figura 4.7.

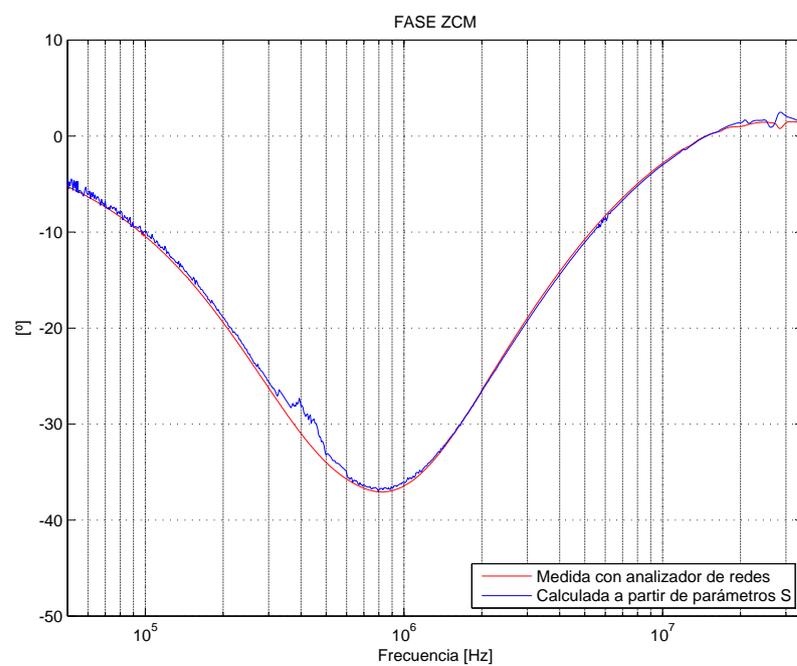


Figura 4.15: Comparación de la fase de Z_{CM} (medida individualmente y calculada usando el método) para el circuito de prueba de la figura 4.7.

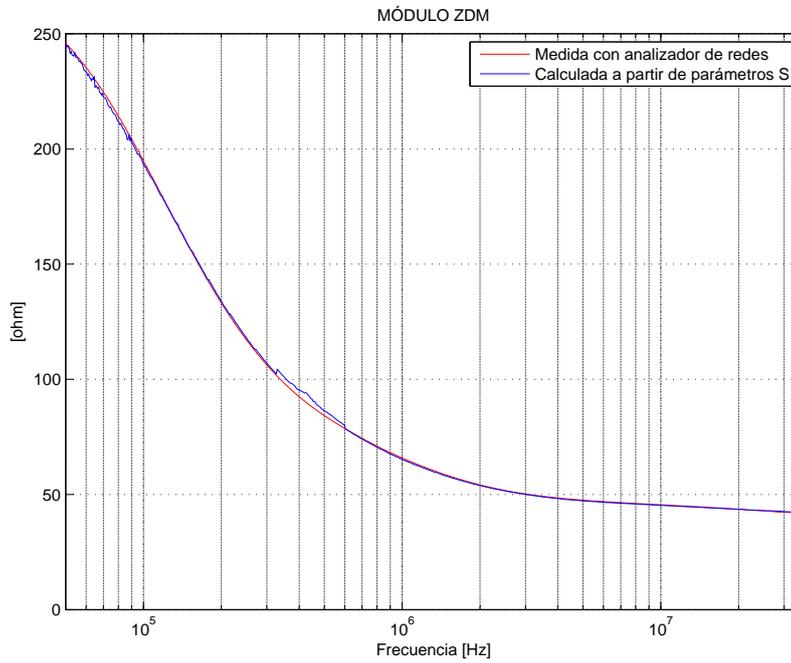


Figura 4.16: Comparación del módulo de Z_{DM} (medido individualmente y calculado usando el método) para el circuito de prueba de la figura 4.7.

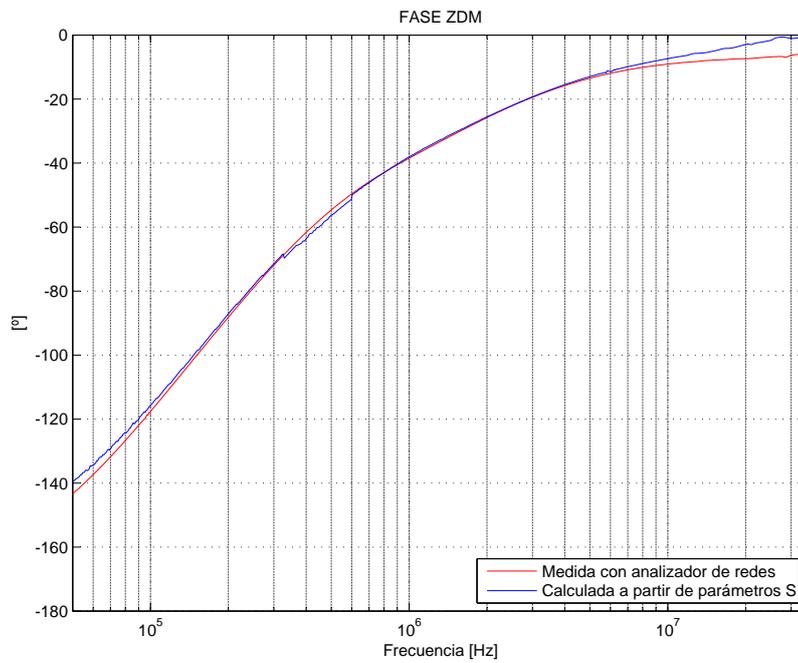


Figura 4.17: Comparación de la fase de Z_{DM} (medida individualmente y calculada usando el método) para el circuito de prueba de la figura 4.7.

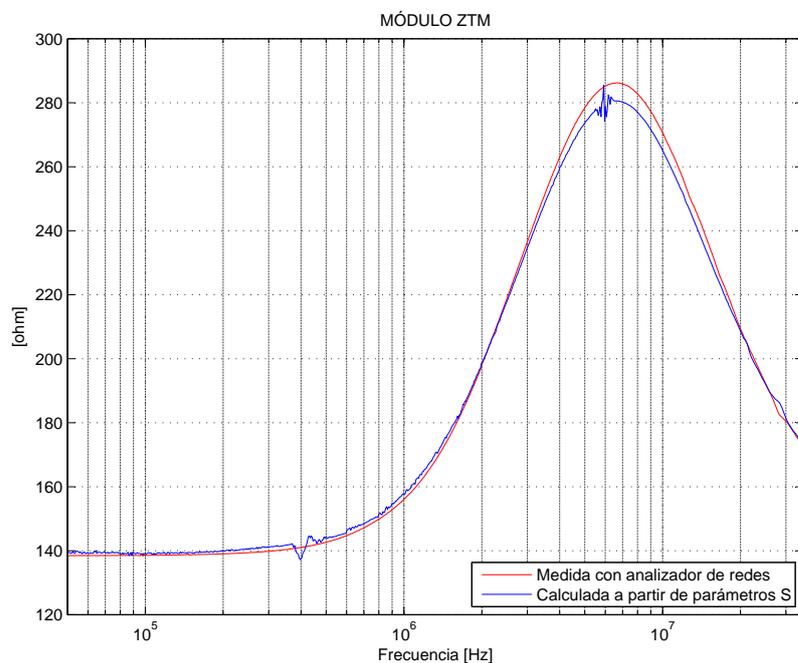


Figura 4.18: Comparación del módulo de Z_{TM} (medido individualmente y calculado usando el método) para el circuito de prueba de la figura 4.7.

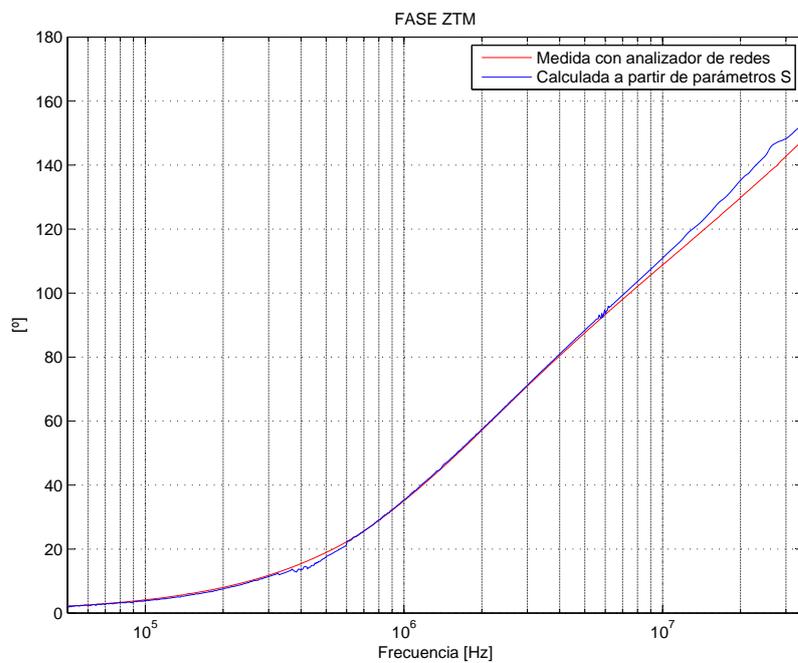


Figura 4.19: Comparación de la fase de Z_{TM} (medida individualmente y calculada usando el método) para el circuito de prueba de la figura 4.7.

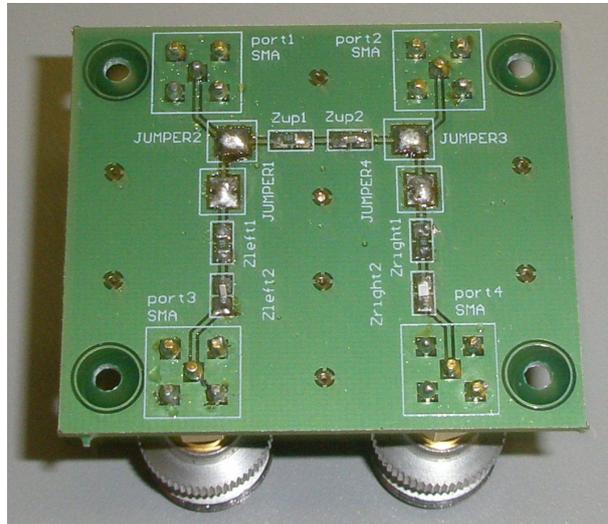


Figura 4.20: Circuito de prueba para la medida de impedancias con adaptadores N.

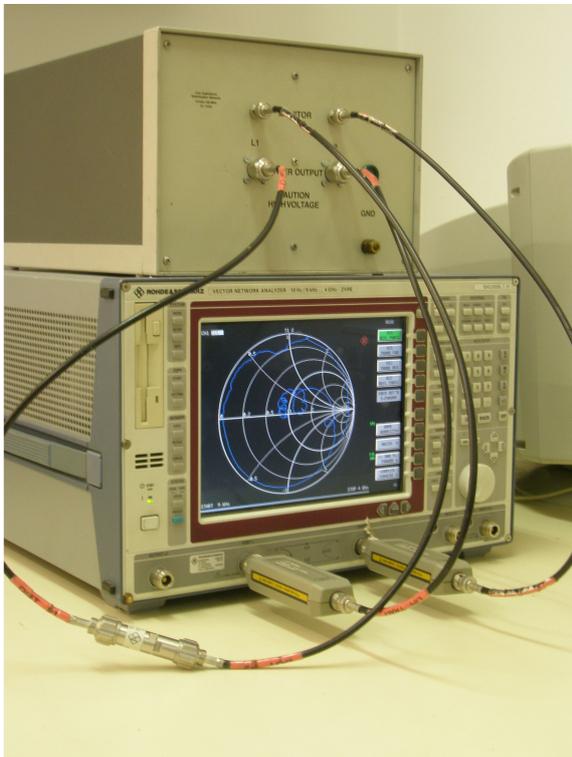


Figura 4.21: Calibración del sistema de medida (izquierda) y medida de parámetros S del ESE (derecha).

y ordenador personal (figura 4.22). Observar que el conector de alimentación propio del ordenador se ha substituido por dos conectores N, que permitirán conectarlo a los terminales de alimentación de la LISN mediante coaxiales, reduciendo así la incertidumbre de la medida. El mismo tipo de conector se ha instalado en la parte trasera de la fuente de alimentación para tal efecto.

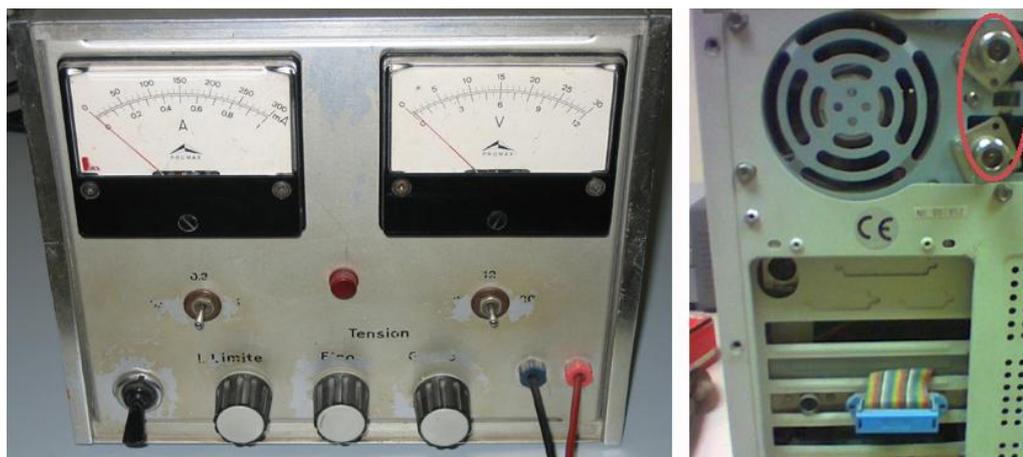


Figura 4.22: Fuente de alimentación lineal AC-DC (izquierda) y ordenador personal (derecha).

Las figuras 4.23 a 4.26 muestran el módulo de las impedancias que conforman los modelos circuital y modal de ambos equipos reales. Como se puede observar en las figuras 4.24 y 4.26, la magnitud de la transimpedancia modal (Z_{TM}) es similar a la magnitud de la impedancia en modo común (Z_{CM}) a ciertas frecuencias, por tanto, puede existir una elevada transferencia de energía entre modos. Por ejemplo, una interferencia en modo común que llega al ESE por sus terminales de alimentación puede ser reflejada en parte como interferencia en modo diferencial.

4.1.5. Método de medida mejorado

La configuración de medida utilizada para la obtención de los parámetros S del ESE (figura 4.6) lleva asociada las siguientes limitaciones:

- Para obtener una medida correcta de parámetros S , la interferencia que genera el ESE ha de ser despreciable frente a la potencia que suministra el analizador de redes. En caso contrario, la onda reflejada por el ESE puede quedar enmascarada por la propia interferencia que genera éste.
- No todos los analizadores de redes permiten una calibración como la que propone la figura 4.6; esto es compensar el efecto que producen los limitadores de transitorios, que atenúan del orden de 10 dB, conectados entre los puertos de medida (terminales de la LISN que están en contacto con el ESE) y los puertos

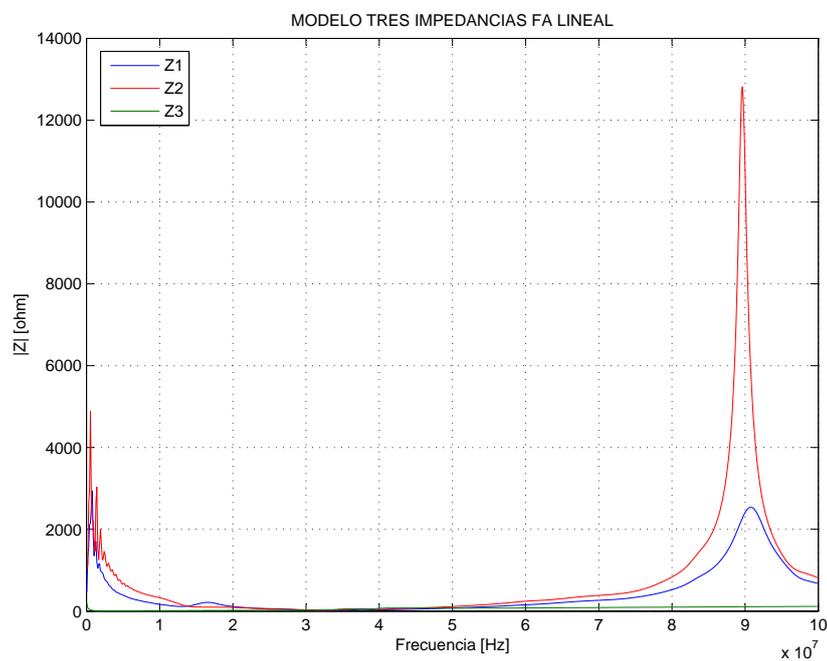


Figura 4.23: Modelo de impedancias circuital de la fuente de alimentación lineal AC-DC.

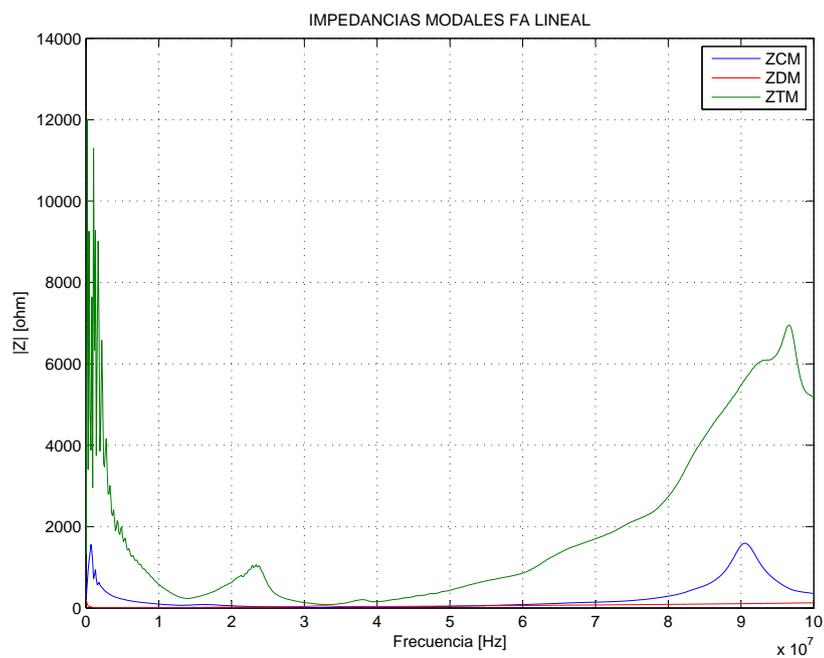


Figura 4.24: Modelo de impedancias modal de la fuente de alimentación lineal AC-DC.

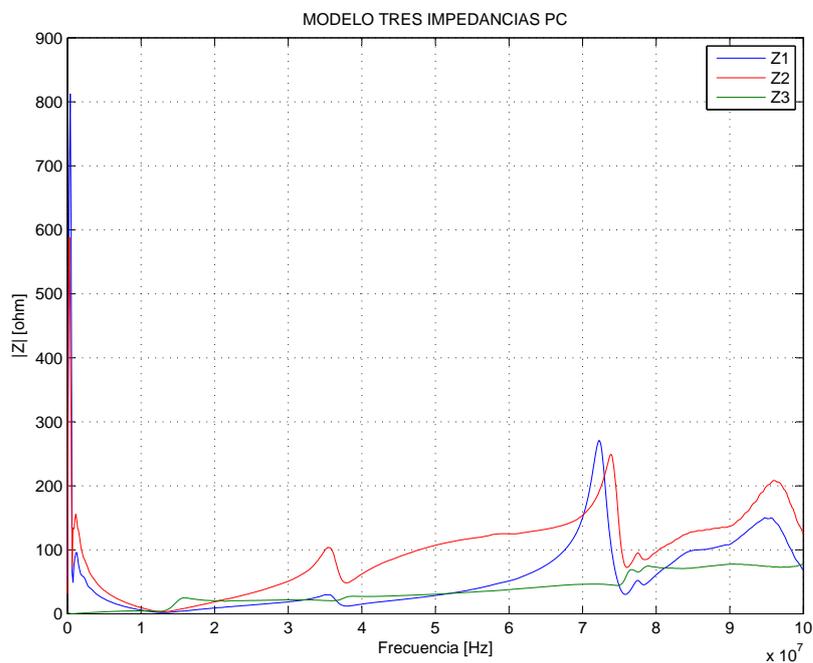


Figura 4.25: Modelo de impedancias circuital del ordenador personal.

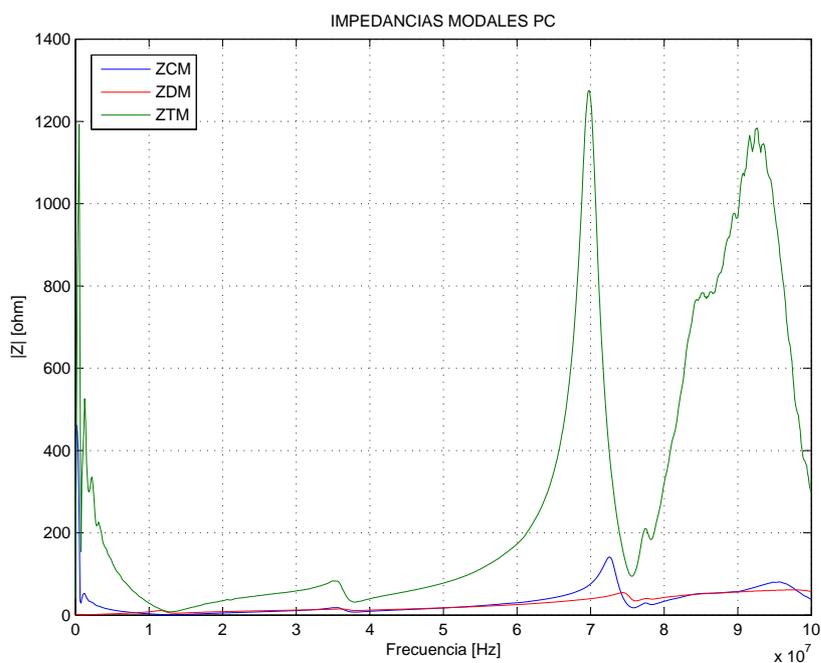


Figura 4.26: Modelo de impedancias modal del ordenador personal.

del analizador de redes. También la LISN introduce una atenuación considerable a bajas frecuencias que hay que compensar.

Este apartado propone, manteniendo la configuración inicial, dos nuevas técnicas en el proceso de medida que solucionan las limitaciones planteadas anteriormente [70]:

- Interpolación: permite utilizar analizadores de redes que no disponen de una potencia de salida elevada, asegurando la integridad de la medida de parámetros S .
- *Deembedding*: método de cálculo para extraer los parámetros S del ESE calibrando en los puertos del analizador de redes, y no en los terminales de la LISN que está en contacto con el ESE.

Interpolación

El método de interpolación corrige la medida de parámetros S en aquellas frecuencias donde el nivel de interferencia generado por el ESE supera el umbral de riesgo para la integridad de la medida. Para determinar si una frecuencia se encuentra por encima de dicho umbral, se han de realizar dos medidas:

- Nivel de interferencia generada por el ESE [$\text{dB}\mu\text{V}$] en los puertos "L-G" y "N-G" a las frecuencias de operación a las cuales se medirán los parámetros S . Para tal efecto, se miden las ondas b_L y b_N , pero en este caso el analizador de redes no ha de suministrar potencia alguna ($a_L = a_N = 0$).
- Nivel de las ondas b_L y b_N [$\text{dB}\mu\text{V}$] en los puertos de medida de la configuración empleada (figura 4.6), donde se mezcla la interferencia que genera el ESE con la onda reflejada por éste debido a su impedancia de entrada. En este caso el analizador de redes sí suministra potencia ($a_L, a_N \neq 0$).

Si la segunda de las medidas no está 12 dB (valor determinado experimentalmente) o más por encima de la primera, se puede considerar que la interferencia del ESE afecta a la medida, por tanto, se deberá corregir la medida de parámetros S a esa frecuencia. Para corregir los parámetros S a una frecuencia de operación, basta con hallar las dos frecuencias más cercanas sin interferencias y realizar una interpolación lineal de sus parámetros S correspondientes.

Deembedding

El método *deembedding* compensa, mediante cálculo matemático, el efecto que provoca la LISN, los limitadores de transitorios y los cables de interconexión en la medida de parámetros S del ESE, habiendo tomado como puertos de calibración los

puertos del analizador de redes, y no los terminales de la LISN que están en contacto con el equipo electrónico. La figura 4.27 agrupa los elementos anteriores y los representa como redes de dos y cuatro puertos.

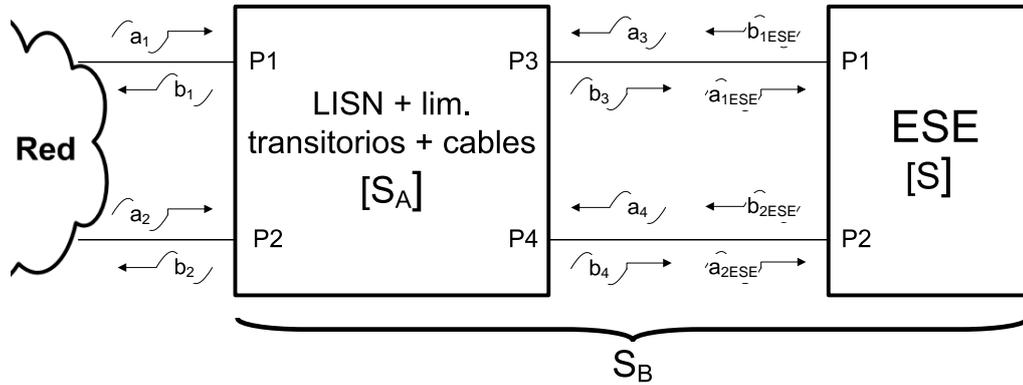


Figura 4.27: Definición de puertos del sistema de medida para la aplicación de la técnica *deembedding*.

Para hallar los parámetros S del ESE (S) será necesario disponer de las siguientes medidas previas:

- Parámetros S del conjunto LISN + limitadores de transitorios + cables (S_A).
- Parámetros S del conjunto LISN + limitadores de transitorios + cables + ESE (S_B).

La matriz de parámetros S relaciona las ondas salientes b con las ondas entrantes a de cada puerto del ESE:

$$\begin{bmatrix} b_{1ESE} \\ b_{2ESE} \end{bmatrix} = [S] \cdot \begin{bmatrix} a_{1ESE} \\ a_{2ESE} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Si se observa la definición de ondas de la figura 4.27, la matriz de parámetros S se puede expresar en función de las ondas a_3, b_3, a_4, b_4 :

$$\begin{bmatrix} a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} = [S] \cdot \begin{bmatrix} b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Para encontrar la matriz de parámetros S del ESE es necesario expresar a_3 y a_4 en función de b_3 y b_4 , lo cual se conseguirá con la ayuda de las matrices S_A y S_B :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = [S_A] \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = [S_B] \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Se transforma la matriz S_A en la matriz de transmisión T_A cambiando el orden de los subíndices [65]:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ a_1 \\ b_2 \\ a_2 \end{bmatrix} = [T_A] \cdot \begin{bmatrix} a_3 \\ b_3 \\ a_4 \\ b_4 \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Se halla la matriz inversa de T_A , que se denominará R_A :

$$[R_A] = [T_A]^{-1} \quad (4.16)$$

$$\begin{bmatrix} a_3 \\ b_3 \\ a_4 \\ b_4 \end{bmatrix} = [R_A] \cdot \begin{bmatrix} b_1 \\ a_1 \\ b_2 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Expandiendo las ecuaciones 4.14 y 4.17, se llega a las siguientes expresiones:

$$b_1 = S_{B11}a_1 + S_{B12}a_2 \quad (4.18)$$

$$b_2 = S_{B21}a_1 + S_{B22}a_2$$

$$a_3 = R_{A11}b_1 + R_{A12}a_1 + R_{A13}b_2 + R_{A14}a_2$$

$$b_3 = R_{A21}b_1 + R_{A22}a_1 + R_{A23}b_2 + R_{A24}a_2 \quad (4.19)$$

$$a_4 = R_{A31}b_1 + R_{A32}a_1 + R_{A33}b_2 + R_{A34}a_2$$

$$b_4 = R_{A41}b_1 + R_{A42}a_1 + R_{A43}b_2 + R_{A44}a_2$$

Substituyendo la ecuación 4.18 en 4.19 se obtienen:

$$a_3 = a_1E + a_2F \quad (4.20)$$

$$b_3 = a_1A + a_2B \quad (4.21)$$

$$a_4 = a_1G + a_2H \quad (4.22)$$

$$b_4 = a_1 C + a_2 D \quad (4.23)$$

donde:

$$\begin{aligned} E &= R_{A11}S_{B11} + R_{A12} + R_{A13}S_{B21} \\ F &= R_{A11}S_{B12} + R_{A14} + R_{A13}S_{B22} \\ A &= R_{A21}S_{B11} + R_{A22} + R_{A23}S_{B21} \\ B &= R_{A21}S_{B12} + R_{A24} + R_{A23}S_{B22} \\ G &= R_{A31}S_{B11} + R_{A32} + R_{A33}S_{B21} \\ H &= R_{A31}S_{B12} + R_{A34} + R_{A33}S_{B22} \\ C &= R_{A41}S_{B11} + R_{A42} + R_{A43}S_{B21} \\ D &= R_{A41}S_{B12} + R_{A44} + R_{A43}S_{B22} \end{aligned} \quad (4.24)$$

Aislando a_1 y a_2 de las ecuaciones 4.21 y 4.22:

$$a_1 = \frac{b_3 - a_2 B}{A} \quad (4.25)$$

$$a_2 = \frac{b_4 - a_1 C}{D} \quad (4.26)$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones anterior y aislando a_1 y a_2 :

$$a_1 = \frac{b_3 D - b_4 B}{AD - BC} \quad (4.27)$$

$$a_2 = \frac{b_4 A - b_3 C}{AD - BC} \quad (4.28)$$

Sólo queda substituir las ecuaciones 4.27 y 4.28 en 4.20 y 4.22 para obtener a_3 y a_4 en función de b_3 y b_4 :

$$\begin{aligned} a_3 &= b_3 \frac{DE - CF}{AD - BC} + b_4 \frac{AF - BE}{AD - BC} \\ a_4 &= b_3 \frac{DG - CH}{AD - BC} + b_4 \frac{AH - BG}{AD - BC} \end{aligned} \quad (4.29)$$

Si se compara la ecuación 4.29 con 4.12, se hallan los coeficientes que forman la matriz de parámetros S del ESE [73], [74]:

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= \frac{DE - CF}{AD - BC} \\
 S_{12} &= \frac{AF - BE}{AD - BC} \\
 S_{21} &= \frac{DG - CH}{AD - BC} \\
 S_{22} &= \frac{AH - BG}{AD - BC}
 \end{aligned} \tag{4.30}$$

Se observa que los parámetros S del ESE dependen directamente de las matrices R_A (que queremos hallar) y S_B (conocida). El siguiente paso es hallar los coeficientes de R_A a partir de la matriz S_A (conocida). Para encontrar la primera columna de R_A (R_{A11} a R_{A41}) se fuerza a que las ondas a_1 , b_2 y a_2 valgan 0 en las ecuaciones expandidas de la matriz R_A (4.19) y S_A (4.31):

$$\begin{aligned}
 b_1 &= S_{A11}a_1 + S_{A12}a_2 + S_{A13}a_3 + S_{A14}a_4 \\
 b_2 &= S_{A21}a_1 + S_{A22}a_2 + S_{A23}a_3 + S_{A24}a_4 \\
 b_3 &= S_{A31}a_1 + S_{A32}a_2 + S_{A33}a_3 + S_{A34}a_4 \\
 b_4 &= S_{A41}a_1 + S_{A42}a_2 + S_{A43}a_3 + S_{A44}a_4
 \end{aligned} \tag{4.31}$$

De aquí se obtiene el sistema de ecuaciones que permite hallar la primera de las columnas de la matriz R_A :

$$\begin{aligned}
 & a_1 = b_2 = a_2 = 0 \\
 R_{A11} = \frac{a_3}{b_1} \quad R_{A21} = \frac{b_3}{b_1} \quad R_{A31} = \frac{a_4}{b_1} \quad R_{A41} = \frac{b_4}{b_1} \\
 & b_1 = S_{A13}a_3 + S_{A14}a_4 \\
 & 0 = S_{A23}a_3 + S_{A24}a_4 \\
 & b_3 = S_{A33}a_3 + S_{A34}a_4 \\
 & b_4 = S_{A43}a_3 + S_{A44}a_4
 \end{aligned} \tag{4.32}$$

Siguiendo el mismo razonamiento se establecen las relaciones y sistemas de ecuaciones para el resto de columnas de la matriz R_A :

$$\begin{aligned}
 & b_1 = b_2 = a_2 = 0 \\
 R_{A12} = \frac{a_3}{a_1} \quad R_{A22} = \frac{b_3}{a_1} \quad R_{A32} = \frac{a_4}{a_1} \quad R_{A42} = \frac{b_4}{a_1} \\
 & 0 = S_{A11}a_1 + S_{A13}a_3 + S_{A14}a_4 \\
 & 0 = S_{A21}a_1 + S_{A23}a_3 + S_{A24}a_4 \\
 & b_3 = S_{A31}a_1 + S_{A33}a_3 + S_{A34}a_4 \\
 & b_4 = S_{A41}a_1 + S_{A43}a_3 + S_{A44}a_4
 \end{aligned} \tag{4.33}$$

$$\begin{aligned}
 & b_1 = a_1 = a_2 = 0 \\
 R_{A13} = \frac{a_3}{b_2} \quad R_{A23} = \frac{b_3}{b_2} \quad R_{A33} = \frac{a_4}{b_2} \quad R_{A43} = \frac{b_4}{b_2} \\
 & 0 = S_{A13}a_3 + S_{A14}a_4 \\
 & b_2 = S_{A23}a_3 + S_{A24}a_4 \\
 & b_3 = S_{A33}a_3 + S_{A34}a_4 \\
 & b_4 = S_{A43}a_3 + S_{A44}a_4
 \end{aligned} \tag{4.34}$$

$$\begin{aligned}
 & b_1 = a_1 = b_2 = 0 \\
 R_{A14} = \frac{a_3}{a_2} \quad R_{A24} = \frac{b_3}{a_2} \quad R_{A34} = \frac{a_4}{a_2} \quad R_{A44} = \frac{b_4}{a_2} \\
 & 0 = S_{A12}a_2 + S_{A13}a_3 + S_{A14}a_4 \\
 & 0 = S_{A22}a_2 + S_{A23}a_3 + S_{A24}a_4 \\
 & b_3 = S_{A32}a_2 + S_{A33}a_3 + S_{A34}a_4 \\
 & b_4 = S_{A42}a_2 + S_{A43}a_3 + S_{A44}a_4
 \end{aligned} \tag{4.35}$$

Resolviendo los sistemas de ecuaciones planteados se hallan las expresiones para el cálculo de los coeficientes de la matriz R_A :

$$\begin{aligned}
R_{A11} &= \frac{S_{A24}}{S_{A24}S_{A13} - S_{A14}S_{A23}} \\
R_{A21} &= \frac{S_{A33}S_{A24} - S_{A34}S_{A23}}{S_{A24}S_{A13} - S_{A14}S_{A23}} \\
R_{A31} &= \frac{S_{A23}}{S_{A14}S_{A23} - S_{A13}S_{A24}} \\
R_{A41} &= \frac{S_{A44}S_{A23} - S_{A43}S_{A24}}{S_{A14}S_{A23} - S_{A13}S_{A24}} \\
R_{A12} &= \frac{S_{A11}S_{A24} - S_{A21}S_{A14}}{S_{A23}S_{A14} - S_{A13}S_{A24}} \\
R_{A22} &= \frac{S_{A31}S_{A24} - S_{A21}S_{A34} + R_{A12}(S_{A33}S_{A24} - S_{A23}S_{A34})}{S_{A24}} \\
R_{A32} &= \frac{S_{A11}S_{A23} - S_{A13}S_{A21}}{S_{A13}S_{A24} - S_{A14}S_{A23}} \\
R_{A42} &= \frac{S_{A41}S_{A23} - S_{A43}S_{A21} + R_{A32}(S_{A44}S_{A23} - S_{A43}S_{A24})}{S_{A23}} \\
R_{A13} &= \frac{S_{A14}}{S_{A23}S_{A14} - S_{A24}S_{A13}} \\
R_{A23} &= \frac{S_{A33}S_{A14} - S_{A34}S_{A13}}{S_{A23}S_{A14} - S_{A24}S_{A13}} \\
R_{A33} &= \frac{S_{A13}}{S_{A24}S_{A13} - S_{A23}S_{A14}} \\
R_{A43} &= \frac{S_{A44}S_{A13} - S_{A43}S_{A14}}{S_{A24}S_{A13} - S_{A23}S_{A14}} \\
R_{A14} &= \frac{S_{A12}S_{A24} - S_{A22}S_{A14}}{S_{A23}S_{A14} - S_{A13}S_{A24}} \\
R_{A24} &= \frac{S_{A32}S_{A24} - S_{A22}S_{A34} + R_{A14}(S_{A33}S_{A24} - S_{A23}S_{A34})}{S_{A24}} \\
R_{A34} &= \frac{S_{A12}S_{A23} - S_{A13}S_{A22}}{S_{A13}S_{A24} - S_{A14}S_{A23}} \\
R_{A44} &= \frac{S_{A42}S_{A23} - S_{A43}S_{A22} + R_{A34}(S_{A44}S_{A23} - S_{A43}S_{A24})}{S_{A23}}
\end{aligned} \tag{4.36}$$

Cuanto más aislados estén los puertos de la LISN entre sí (S_{A14} , S_{A41} , S_{A23} , S_{A32} , S_{A12} , S_{A21} , S_{A34} , S_{A43} tendiendo a ser nulos), más exactos serán los resultados ofrecidos por la técnica *deembedding*.

Validación experimental interpolación y *deembedding*

Para validar ambas técnicas propuestas (interpolación y *deembedding*) se han realizado medidas a un equipo real: fuente de alimentación conmutada de ordenador personal de 200 W (figura 4.28). Observar que el conector de alimentación propio de

la fuente se ha substituido por dos cables coaxiales acabados en conectores N, que permitirán conectarla a los terminales de alimentación de la LISN, reduciendo así la incertidumbre de la medida.

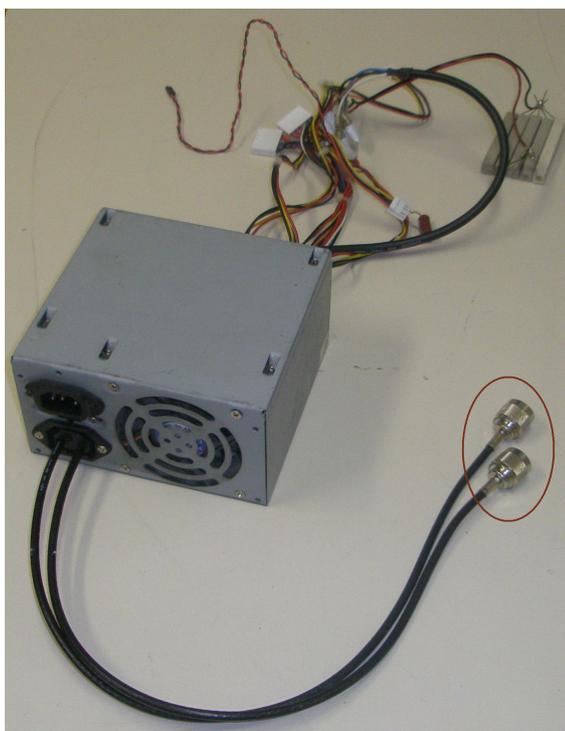


Figura 4.28: Fuente de alimentación conmutada de 200 W.

La figura 4.29 muestra la medida de parámetros S empleando el método de medida mostrado en el apartado 4.1.4, y el método de interpolación presentado aquí. Los picos que se observan con el método anterior indican una medida de parámetros S incorrecta, debido a que a dichas frecuencias la interferencia generada por el ESE es del mismo orden de magnitud que la onda reflejada por éste debido a su impedancia de entrada. El método de interpolación corrige este error de medida eliminando dichos picos.

La figura 4.30 muestra la medida de parámetros S empleando el método de calibración en los terminales de la LISN mostrado en el apartado 4.1.4, y el método de calibración en los puertos del analizador de redes y posterior aplicación de la técnica *deembedding* presentado aquí. Se puede observar como ambos métodos dan resultados muy similares, corroborando su validez. La técnica *deembedding* permitirá pues la utilización de cualquier analizador de redes sin la limitación de calibración impuesta por el método anterior.

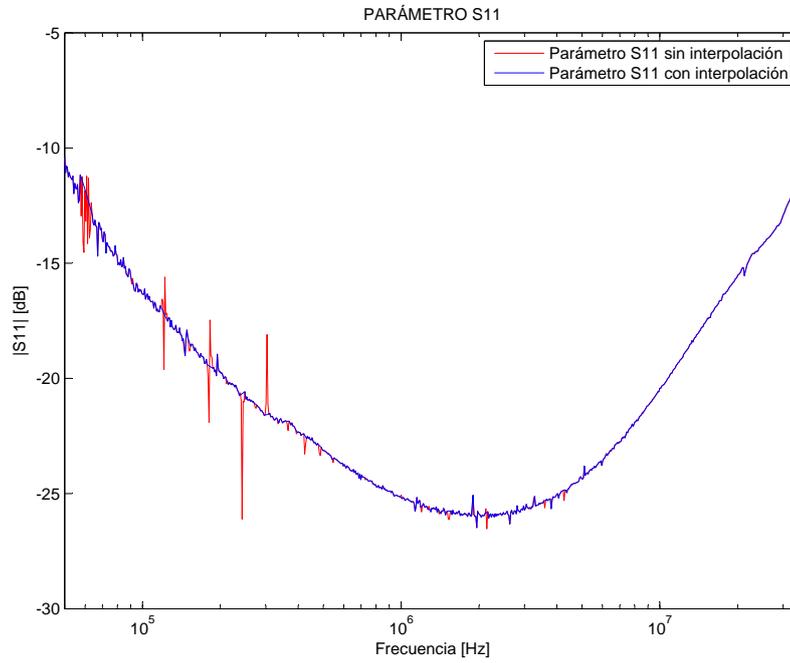


Figura 4.29: Comparación parámetros S del ESE con y sin interpolación.

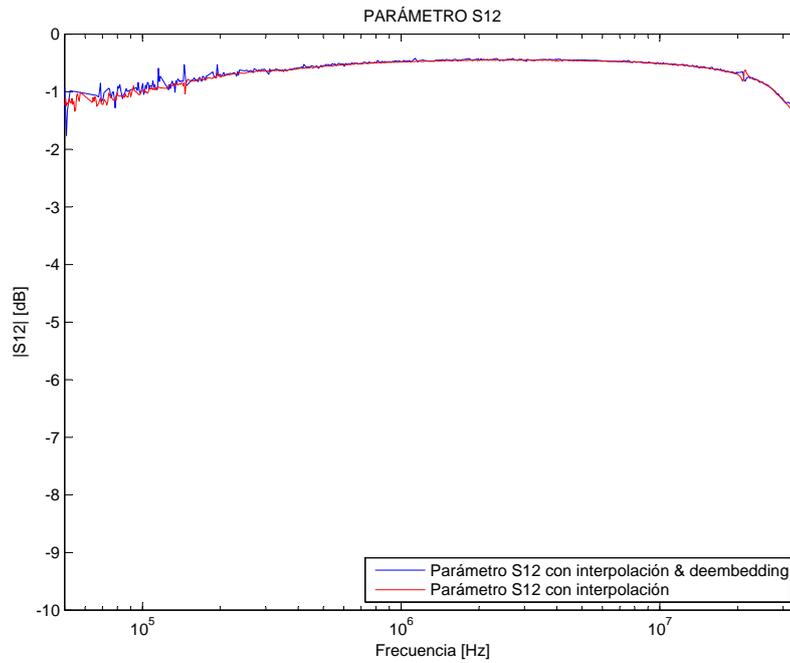


Figura 4.30: Comparación parámetros S del ESE con y sin *deembedding*.

Efecto del *resolution bandwidth* en la medida de impedancias

El valor con el que se configura el ancho de banda del filtro de frecuencia intermedia del analizador de redes (*resolution bandwidth*) determina el resultado de la medida de las impedancias Z_1 , Z_2 , Z_3 si el equipo electrónico emite interferencia de banda ancha. La figura 4.31 muestra el módulo de la impedancia Z_1 de la fuente de alimentación conmutada (figura 4.28) medido para dos anchos de banda (RBW): 1 KHz y 3 Hz. En ambos casos la interferencia de la fuente es de banda ancha, por lo que el nivel de emisión registrado a la salida del filtro será diferente, siendo menor para el caso de 3 Hz. Si $RBW = 3$ Hz, la interferencia del equipo electrónico resulta despreciable frente a la potencia que suministra el analizador de redes para la medida de parámetros S , por tanto resulta una medida de impedancias correcta y estable. Si $RBW = 1$ KHz, la salida del filtro registra un nivel mucho mayor que en el caso anterior; nivel similar a los valores de potencia del analizador, motivo por el cual la gráfica presenta unos picos indeseados en la banda baja del espectro. En resumen, para un equipo que emite en banda ancha, si se reduce el *resolution bandwidth* se obtiene una medida de impedancias equivalentes más precisa a costa de un tiempo de medida mayor.

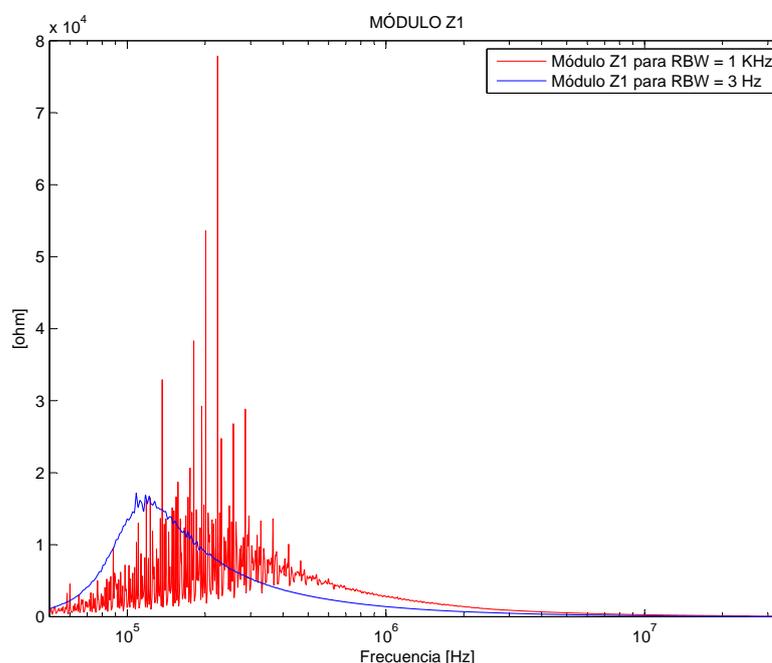


Figura 4.31: Comparación parámetros S del ESE para diferentes valores de *resolution bandwidth*.

El ancho de banda del filtro de frecuencia intermedia también determina la bondad en el resultado de la medida de las impedancias Z_1 , Z_2 , Z_3 de equipos electrónicos que emiten en banda estrecha, ya que cuanto menor sea éste, menor es la probabilidad