

2.2.- CARACTERIZACIÓN DE LAS IMPEDANCIAS DEL MEDIO DE PROPAGACIÓN

El objetivo de este apartado es la obtención de circuitos equivalentes de parámetros concentrados de las diferentes impedancias que caracterizan la propagación de las perturbaciones conducidas. Este Apartado complementa al 2.1 en el desarrollo de las aportaciones mencionadas en el Apartado 1.2.2.3 y los resultados obtenidos dan respuesta al punto 3 del Apartado 1.2.2.

Para visualizar de forma más clara las impedancias relevantes del sistema nos ayudaremos del esquema de la Figura 2.8. (Nota: en realidad la carga RL no reposaba sobre el plano equipotencial de referencia. Sin embargo, se ha dibujado así por una mayor sencillez del esquema)

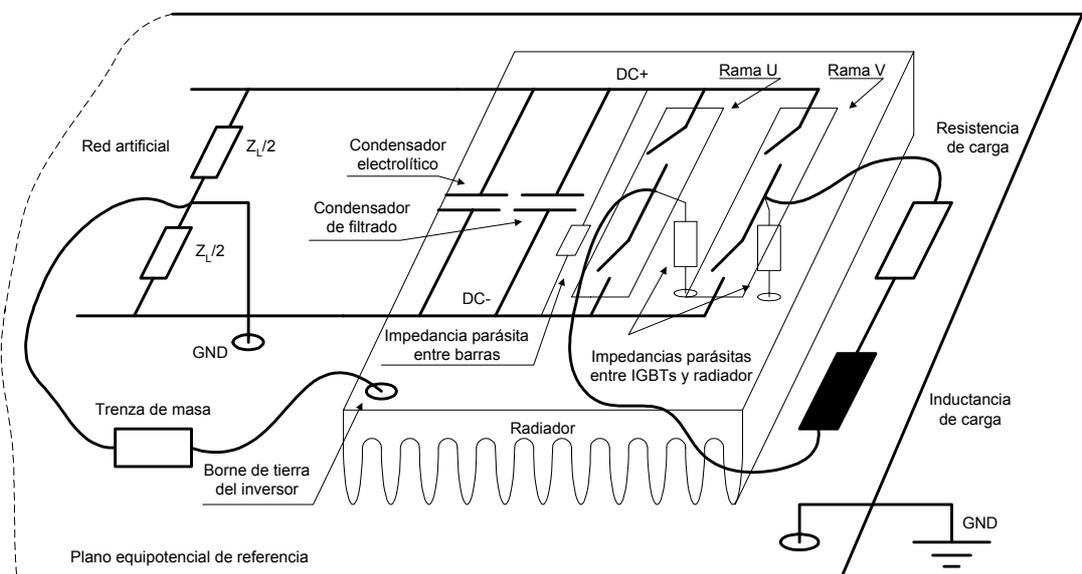


Fig. 2.8 Esquema de las impedancias relevantes del sistema

En cuanto a la propagación en modo diferencial, las impedancias que se han considerado más significativas son la de los condensadores del bus de continua y la de la carga del inversor, mientras que para la propagación en modo común han sido las impedancias parásitas entre las partes del circuito sometidas a fuertes gradientes de tensión y el retorno. En este sentido las más destacadas son las impedancias parásitas entre los puntos medios de las ramas y el radiador. Para caracterizar el camino de propagación de las perturbaciones se utilizó el método de medida expuesto en el Apartado 2.1. Recordemos que este método permite la medida del módulo de la impedancia con un analizador de espectros equipado con un generador de seguimiento. Por lo tanto, para la obtención del circuito equivalente se dispone únicamente de información sobre el módulo de la impedancia, mientras que se desconoce la fase. En algunos casos la lectura del módulo de la impedancia sugería claramente el tipo de circuito equivalente,

como es el caso del condensador de filtrado del bus de continua. En estos casos se le puede atribuir un sentido físico claro a los componentes del circuito equivalente. Sin embargo, en otras ocasiones el circuito equivalente no quedaba tan claramente definido a partir de la medida de módulo de la impedancia. Este ha sido el caso de la resistencia y de la inductancia de carga. Finalmente se ha encontrado un circuito equivalente para estos casos, pero en los cuales es difícil atribuir sentido físico a los componentes de dicho circuito.

2.2.1.- Condensador de desacoplo del DC bus

En las Figuras 2.9 y 2.10 se muestra la medida de impedancia del condensador de desacoplo del bus de continua en la Banda A y hasta 5MHz, respectivamente.

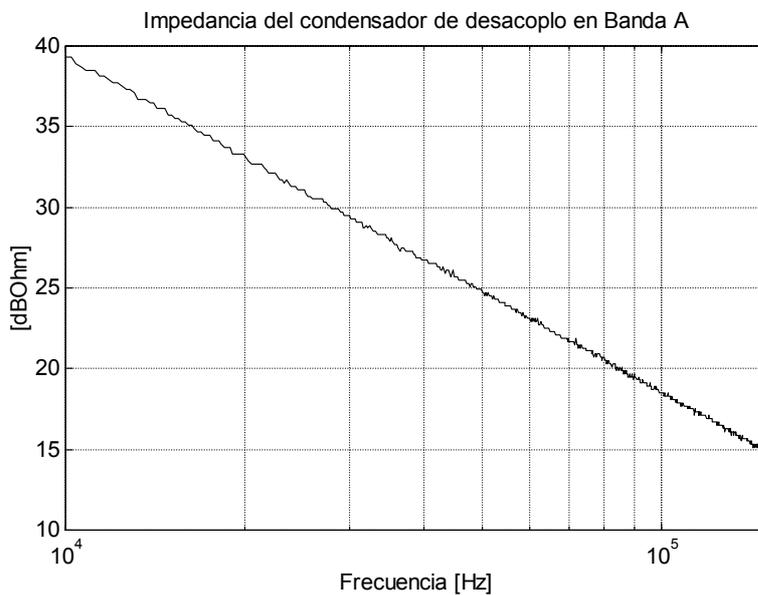


Fig. 2.9 Impedancia del condensador de desacoplo (Banda A)

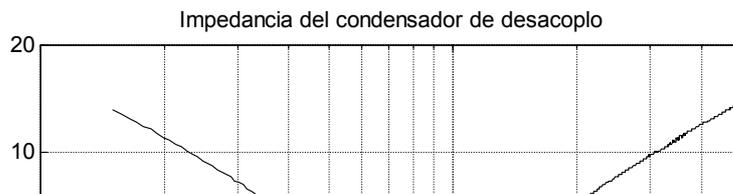


Fig. 2.10 Impedancia del condensador de desacoplo (hasta 5MHz)

Como se puede observar, el condensador de desacoplo presenta un comportamiento puramente capacitivo dentro de la Banda A. Sin embargo, a frecuencias mas elevadas presenta una forma que sugiere como circuito equivalente un circuito RLC serie. La expresión de la impedancia del condensador real será :

$$Z_c = R_s + j(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_0}) \quad (2.15)$$

donde

- R_s es el valor de la resistencia óhmica de las armaduras y conexiones del condensador (también conocida como ESR)
- L_s es el valor de la inductancia de las armaduras y conexiones del condensador
- C_0 es el valor de la capacidad ideal

Para determinar los valores de los componentes del circuito equivalente a partir de la medida de impedancia se procede de la forma que se describe a continuación.

Determinación de R_s : la impedancia del circuito es mínima e igual a R_s cuando la frecuencia es igual a la de resonancia. Es decir:

$$Z_c(\omega_r) \approx R_s \quad (2.16)$$

Por lo tanto, para determinar la resistencia serie equivalente R_s , basta con determinar el valor de impedancia mínima de la gráfica. En este caso es de $-23,4\text{dB}\Omega$ a una frecuencia de 829kHz. Esto equivale a un valor de R_s de 67,6m Ω .

Determinación de C_0 : para determinar el valor de la capacidad equivalente se toma un punto de la gráfica por debajo de la frecuencia de resonancia y suficientemente alejado de ella. En tal punto, la impedancia del circuito está dominada por el valor de la capacidad equivalente C_0 , de forma que la impedancia del circuito será:

$$Z_c \approx -j \frac{1}{\omega C_0} \quad (2.17)$$

En 150kHz se ha obtenido una lectura de impedancia de 14dB Ω , lo que da un valor de $C_0=0,2117\mu\text{F}$. Cabe señalar que el valor de capacidad indicado en el condensador es de 0,22 μF .

Determinación de L_s : para determinar del valor de la inductancia serie equivalente se tomará un punto por encima de la frecuencia de resonancia. A una frecuencia lo suficientemente alejada de la misma, la impedancia del circuito estará dominada por el valor de la inductancia serie L_s , de forma que la impedancia del circuito será:

$$Z_c \approx j\omega L_s \quad (2.18)$$

Otra forma de determinar el valor de L_s es a partir de la frecuencia de resonancia ω_r . El valor de esta frecuencia de resonancia es

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_s C_0}} \quad (2.19)$$

y hace que la impedancia del circuito sea mínima. Una vez determinado el valor de la capacidad equivalente C_0 , también se puede obtener el valor de L_s a partir de la anterior ecuación. De esta forma se ha obtenido un valor de $L_s=174,1\text{nH}$.

En la Figura 2.11 se representa el valor de impedancia medido y el que ofrece el circuito equivalente ajustado.

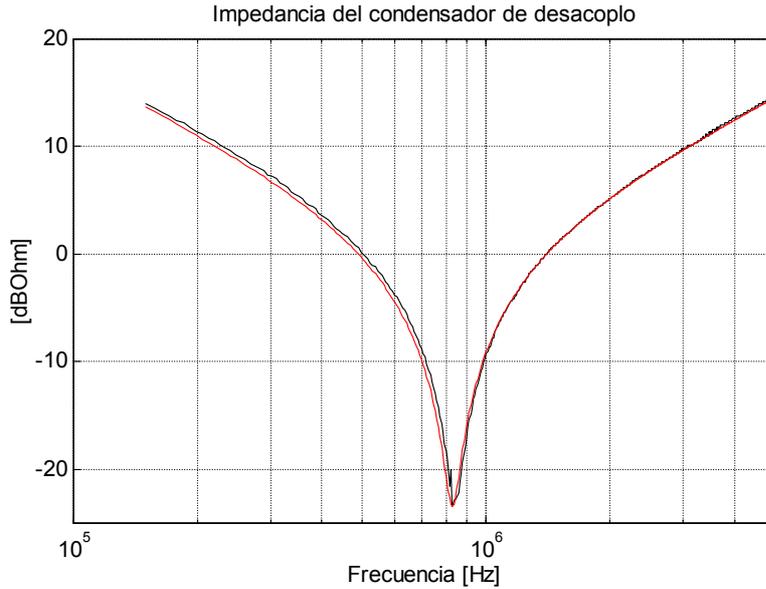


Fig. 2.11 Impedancia del condensador de desacoplamiento
(Negro: medida experimental , Rojo: calculada por el modelo)

2.2.2.- Impedancia parásita entre barras del DC bus

En las Figuras 2.12 y 2.13 aparece la medida de la impedancia parásita entre las barras del bus de continua en la Banda A y hasta 10MHz, respectivamente. Esta medida se tomó desconectando tanto los condensadores electrolíticos de almacenamiento como el de desacoplamiento, dejando únicamente las pletinas de cobre que unen los terminales de los IGBT.

La forma de la gráfica sugiere, al igual que en el caso del condensador de desacoplo, un circuito equivalente RLC serie. Para determinar el valor de los componentes del circuito equivalente se procedió de igual forma que en el caso del condensador de desacoplamiento. La gráfica presenta una impedancia mínima de $0\text{dB}\Omega$ a una frecuencia de $5,7082\text{MHz}$. Esto da un valor de R_s de 1Ω . Para determinar el valor de C_0 se tomó el valor de impedancia a $206,29\text{kHz}$, que es $46,2\text{dB}\Omega$. Eso da un valor de C_0 de $3,778\text{nF}$. El valor de L_s determinado a partir de la frecuencia de resonancia es de $205,77\text{nH}$.

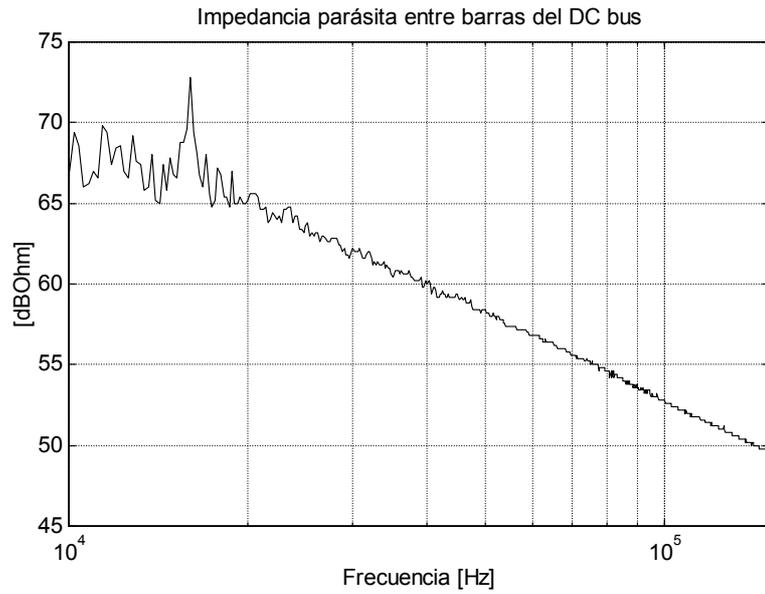


Fig. 2.12 Impedancia parásita entre barras del DC bus (Banda A)

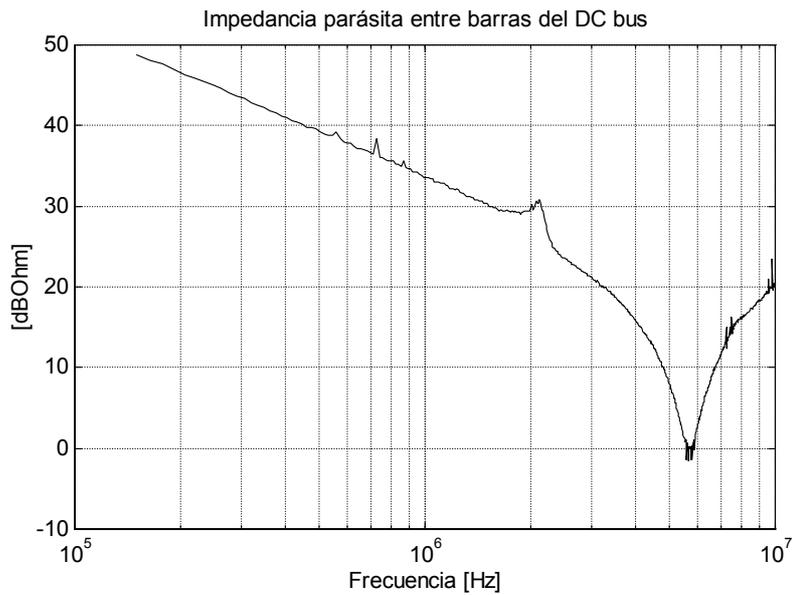


Fig. 2.13 Impedancia parásita entre barras del DC bus (hasta 10MHz)

En la Figura 2.14 aparecen representadas la impedancia obtenida experimentalmente y la calculada con el circuito equivalente. A una frecuencia de 2MHz aproximadamente, la medida presenta un pequeño pico de resonancia que no se ha considerado significativo y que no ha sido contemplado por el circuito equivalente.

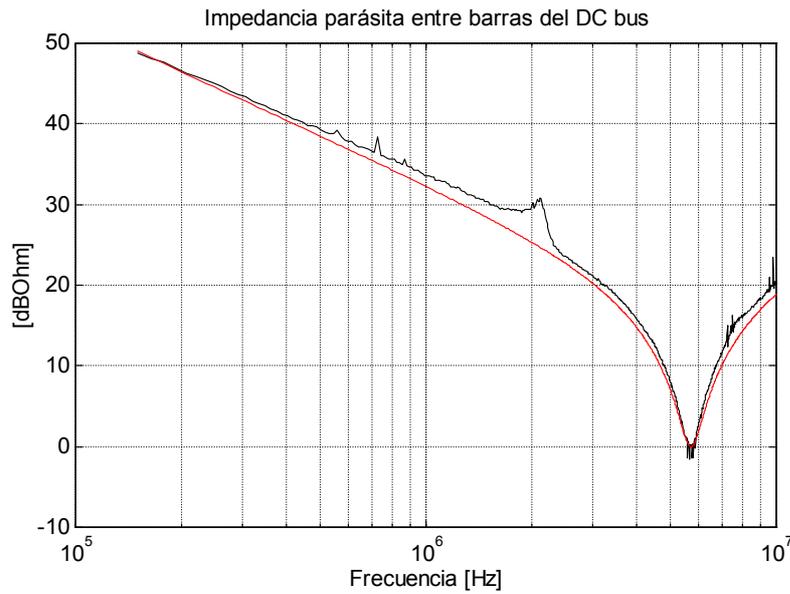


Fig. 2.14 Impedancia parásita entre barras del DC bus
(Negro: medida experimental , Rojo: calculada por el modelo)

2.2.3.- Impedancia de la resistencia de carga

Como carga de los ensayos relacionados con el desarrollo del punto b) del Apartado 1.2.1 se utilizó una configuración monofásica, tal como se describe en el Apartado 1.2.2. La carga monofásica está formada por una resistencia de hilo bobinado encapsulada en el dissipador de calor. La impedancia de la resistencia de carga obtenida experimentalmente aparece en trazo negro en la Figura 2.15. En rojo aparece la impedancia calculada con el circuito equivalente.

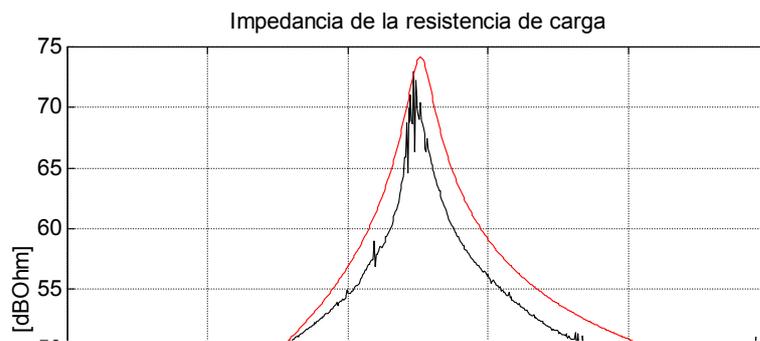


Fig. 2.15 Impedancia de la resistencia de carga
(Negro: medida experimental , Rojo: calculada por el modelo)

El circuito equivalente propuesto es un circuito RL serie, con un circuito RC paralelo en paralelo con la inductancia, tal como se muestra en la Figura 2.16.

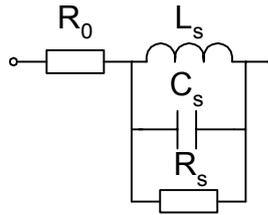


Fig. 2.16 Circuito equivalente de la resistencia de carga

Los valores de los componentes de este circuito equivalente son:

$$R_0 = 100\Omega$$

$$L_s = 10\mu\text{H}$$

$$C_s = 0,1\text{nF}$$

$$R_s = 5\text{k}\Omega$$

2.2.4.- Impedancia de la bobina de carga

La bobina de carga a la que hace referencia este apartado es la que, junto con la resistencia descrita en el apartado 2.2.3, forma la carga monofásica utilizada para desarrollar el punto b) del Apartado 1.2.1.

La forma de la gráfica del módulo de la impedancia de la bobina de carga que aparece en la Figura 2.17 sugiere un circuito equivalente formado por dos circuitos RLC serie conectados en paralelo, tal como se esquematiza en la Figura 2.18.

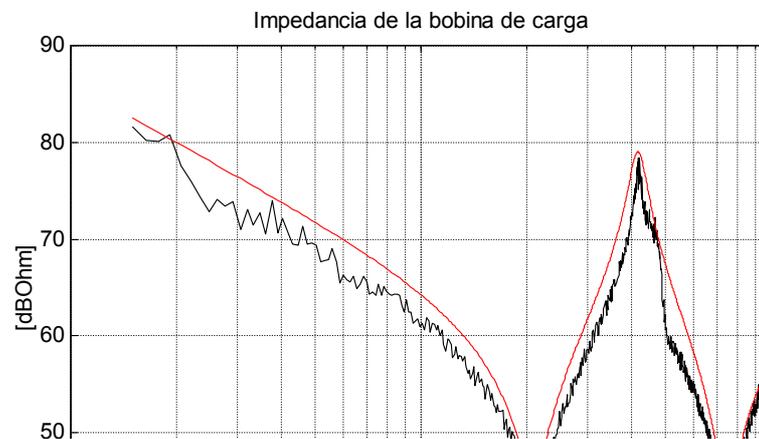


Fig. 2.17 Impedancia de la bobina de carga

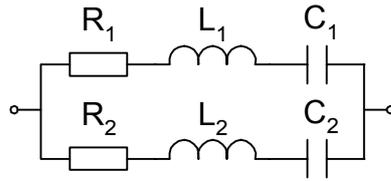


Fig. 2.18 Esquema del circuito equivalente propuesto

Cada una de las ramas da lugar a una resonancia serie, cuyas frecuencias de resonancia coincidirán con los valles de la gráfica. El pico de impedancia que se encuentra entre ambas resonancias serie es debido a la resonancia paralelo de ambas ramas. Las dos resonancias serie, f_{r1} y f_{r2} , aparecen en unas frecuencias de 2,1MHz y 7,5MHz, respectivamente. Los valores de las resistencias del circuito equivalente definirán el valor del módulo de la impedancia a las frecuencias de resonancia. Los valores que se han encontrado para el circuito equivalente son los siguientes:

$$R1=200\Omega \quad L1=60\mu\text{H} \quad C1=100\text{pF} \quad R2=150\Omega \quad L2=30\mu\text{H} \quad C2=15\text{pF}$$

2.2.5.- Punto medio de las ramas del inversor y terminal de tierra del inversor

Los puntos del circuito que se ven sometidos a mayores cambios de tensión son, sin duda alguna, los puntos medios de las ramas del inversor. Efectivamente, debido a la conmutación complementaria de los dos interruptores de una misma rama, estos puntos son conectados alternativamente a la barra positiva y negativa del bus de continua. Para una mayor claridad, se repite en la Figura 2.19 la Figura 2.8, destacando en rojo las impedancias que nos ocupan.

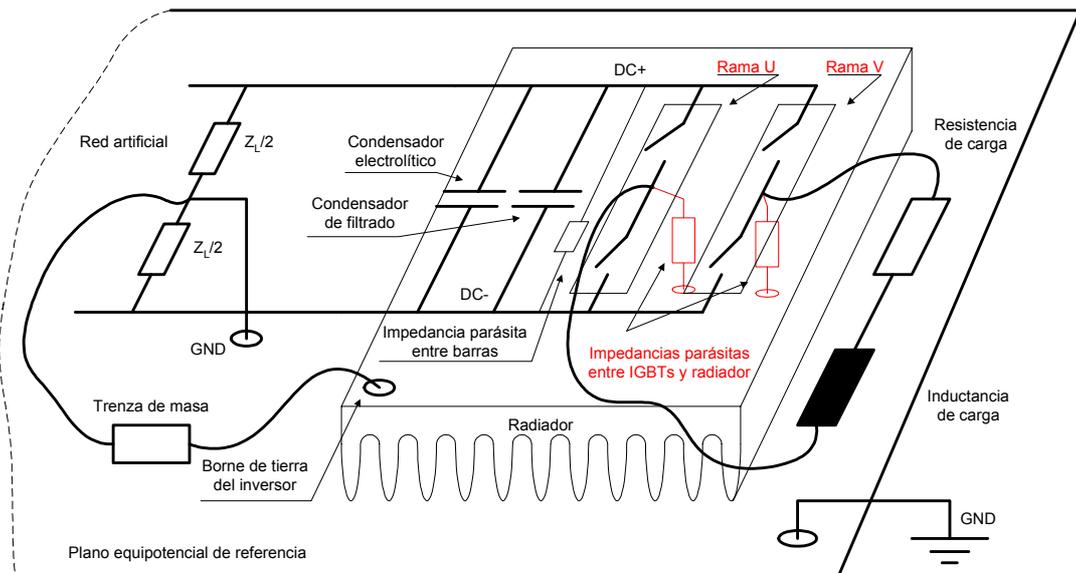


Fig. 2.19 Impedancias parásitas entre punto medio de las ramas y terminal de tierra del inversor

En la Figura 2.20 aparece la impedancia parásita medida entre el punto medio de la rama U y el terminal de tierra del inversor. En negro aparece la medida experimental y en rojo el valor calculado con el circuito equivalente.

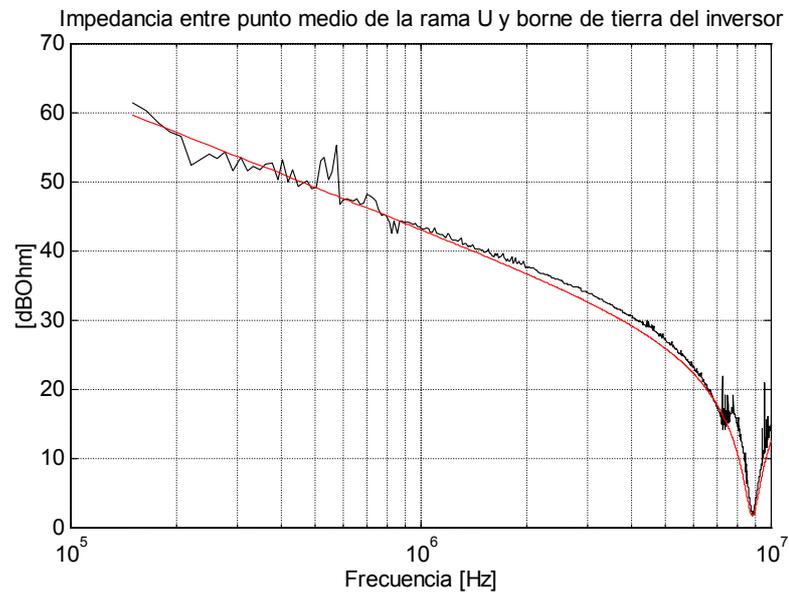


Fig. 2.20 Impedancia parásita entre punto medio de la rama U y borne de tierra del inversor
(Negro: medida experimental, Rojo: calculada por el modelo)

A la vista de la medida de impedancia, el circuito equivalente es una vez más un circuito RLC serie. La impedancia parásita presenta un valor mínimo de $1,8\text{dB}\Omega$ a una frecuencia de $8,8321\text{MHz}$. Esto da un valor de R_s de $1,23\Omega$. Para determinar el valor de C_0 se tomó el valor de impedancia a 1MHz , que es de $43,2\text{dB}\Omega$. Con estos valores, la C_0 calculada es de $1,1\text{nF}$. Con este valor y el de la frecuencia de resonancia se encuentra un valor para L_s de $295,2\text{nH}$.

Para la impedancia entre el punto medio de la rama V y el borne de tierra del inversor se encontró una impedancia similar. En la Figura 2.21 se compara el valor obtenido experimentalmente y el calculado con el modelo propuesto para la impedancia parásita de la rama U.

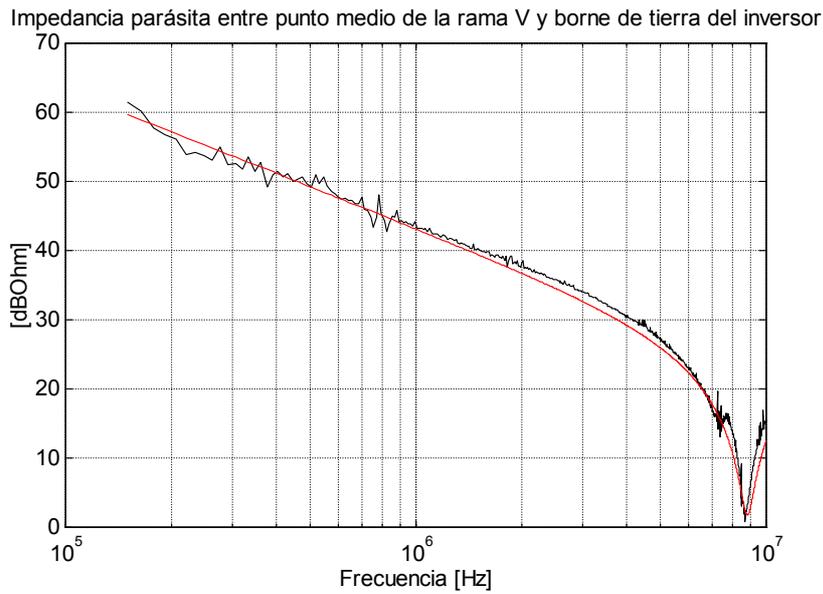


Fig. 2.21 Impedancia parasita entre punto medio de la rama V y borne de tierra del inversor
(Negro: medida experimental , Rojo: calculada por el modelo)

Como se puede observar, el modelo propuesto para la rama U también resulta adecuado para la rama V. Este es un resultado que cabía esperar porque el encapsulado de los IGBTs de las dos ramas y su disposición sobre el radiador es totalmente idéntica.

2.2.6.- Condensador electrolítico del DC bus

En la Figura 2.22 aparece el valor de la impedancia del condensador electrolítico del bus de continua desde 100kHz hasta 5MHz.

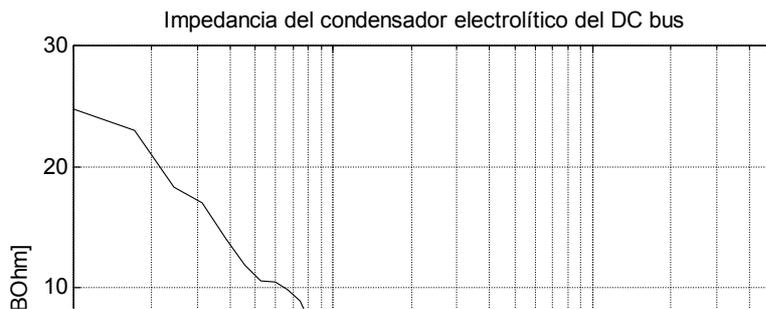


Fig. 2.22 Impedancia del condensador electrolítico del DC bus

La curva que se ha encontrado responde a un circuito equivalente formado por un RLC serie con una resistencia en paralelo. Esta última resistencia es la resistencia de descarga de los condensadores electrolíticos. El valor de la misma es de $400\text{k}\Omega$.

Procediendo de forma análoga a la expuesta anteriormente se obtienen los valores de los parámetros del circuito equivalente son: $R_1=500\text{m}\Omega$, $L=80\text{nH}$, $C=800\text{nF}$ y $R_p=400\text{k}\Omega$.

En principio resulta un tanto chocante que la capacidad del circuito equivalente sea de 800nF , cuando el valor nominal de capacidad del condensador es de $1000\mu\text{F}$. La explicación a este fenómeno se encuentra en el hecho de que el condensador es de tipo químico. La movilidad de los iones que forman el electrolito depende de la frecuencia a la que está sometido. A bajas frecuencias (algún centenar de Hz) la movilidad es suficiente como para que la capacidad sea próxima a la nominal. Pero al aumentar la frecuencia (por encima de algún kHz), el electrolito pierde sus cualidades de transporte de carga. En ese caso, la capacidad que presenta el condensador es debida a la geometría del mismo, pero sin la intervención del electrolito. Esta "capacidad residual" es la que tiene importancia en las frecuencias a las que se extiende este estudio.

2.2.7.- Impedancia entre bornes de tierra del inversor y red artificial

La impedancia existente entre los bornes de masa del inversor y la red artificial dependerá de si está o no conectada la trenza de masa entre ambos puntos. De estar conectada, se da un camino de retorno explícito a las corrientes en modo común, facilitando así su circulación. Si esta trenza no se conecta, las corrientes de modo común solo pueden cerrarse a través de la impedancia parásita entre radiador y plano de referencia equipotencial. Por esta razón se midió dicha impedancia en ambos casos. Las dos configuraciones estudiadas, con y sin conexión de la trenza de tierra, aparecen esquematizadas en las Figuras 2.23 y 2.24. En ellas aparece resaltada en rojo la impedancia medida.

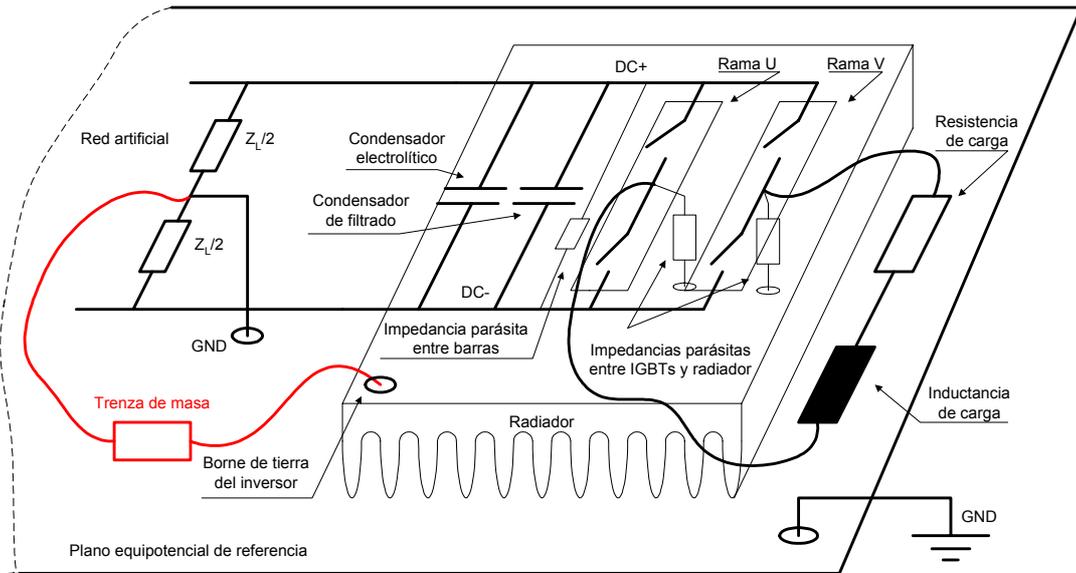


Fig. 2.23 Impedancia entre terminales de tierra con trenza de masa conectada

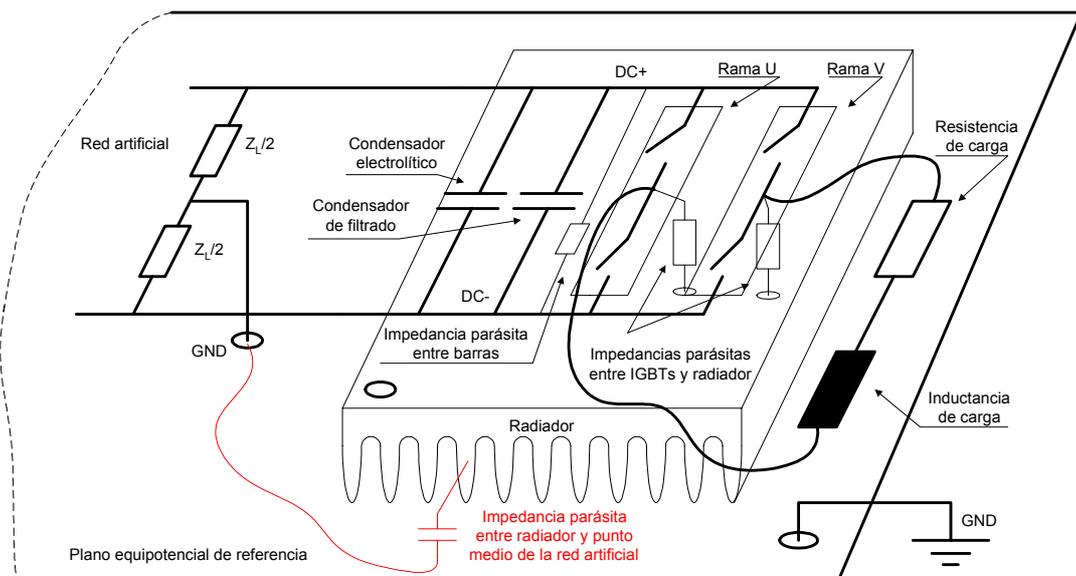


Fig. 2.24 Impedancia entre terminales de tierra sin trenza de masa conectada

En el primer caso (trenza conectada) la impedancia buscada coincide con la de la propia trenza de masa, mientras que en el segundo (trenza desconectada) la impedancia buscada es de carácter distribuido. En las Figuras 2.25 y 2.26 aparece la impedancia entre los bornes de tierra del inversor y de la red artificial con y sin la trenza de masa conectada, respectivamente.

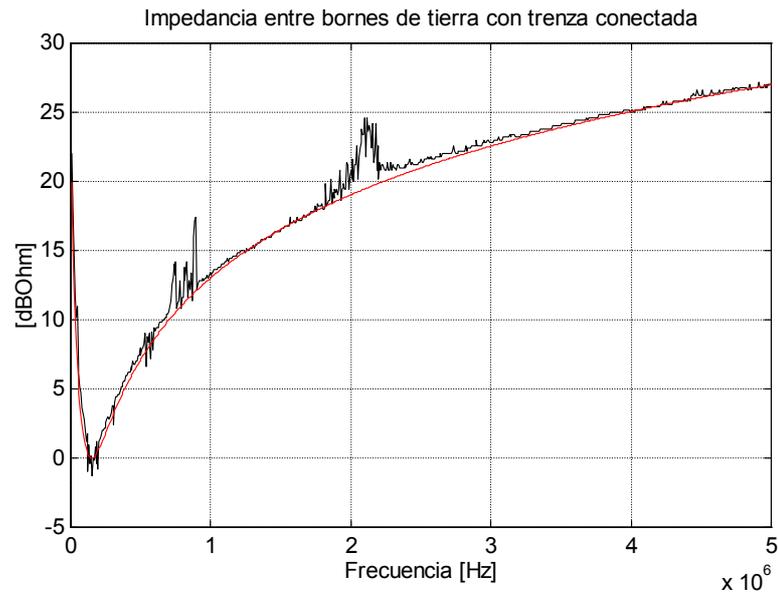


Fig. 2.25 Impedancia entre bornes de tierra con trenza conectada
(Negro: medida experimental , Rojo: calculada por el modelo)

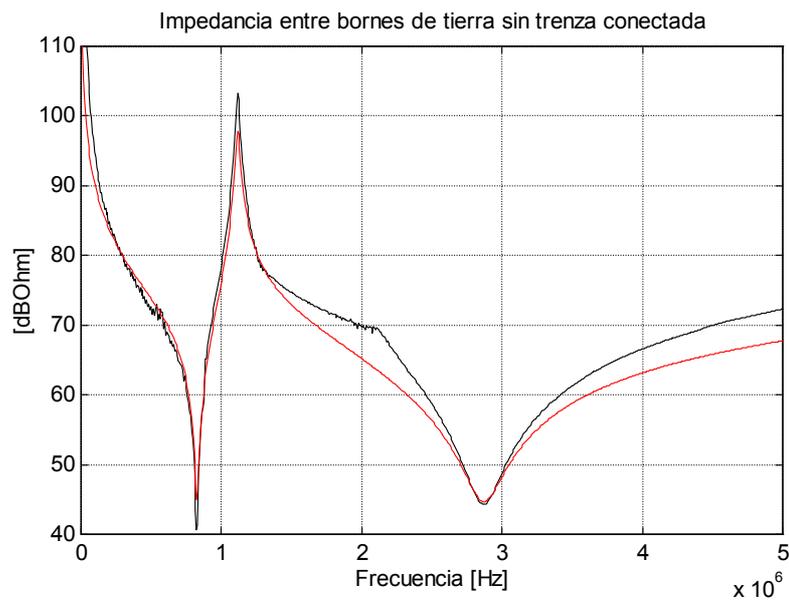


Fig. 2.26 Impedancia entre bornes de tierra sin trenza conectada
(Negro: medida experimental , Rojo: calculada por el modelo)

Como cabría esperar, la impedancia sin conectar la trenza de masa es mucho mayor que conectándola. Mientras que la impedancia mínima sin conexión es de más de 40dBΩ, con conexión la impedancia apenas supera los 25dBΩ. También llama la atención el comportamiento bastante inductivo de la trenza de masa.

En el caso de tener la trenza de masa conectada la medida del módulo de la impedancia sugiere en principio un circuito equivalente del tipo RLC serie. Sin embargo, este circuito equivalente carece de sentido físico: un circuito RLC a frecuencias inferiores a la de resonancia

presenta una impedancia elevada. Esto significaría que la trenza de masa presentaría una impedancia elevada a bajas frecuencias, lo que es una incongruencia.

La explicación a la lectura mostrada en la Figura 2.25, en la que aparentemente existe un valor elevado de impedancia para frecuencias inferiores a la de resonancia, se encuentra en el método de medida. Recordemos que la para llevar a cabo la medida de impedancia se ha utilizado un analizador de espectros. Como la medida se ha extendido hasta los 5MHz, el RBW mínimo que se puede utilizar es de 9kHz. Al ser la frecuencia mínima de exploración de 10kHz (fijada por el analizador) y utilizarse un RBW de 9kHz se produce una deformación en la parte baja del espectro. Este efecto se puede reducir extendiendo la medida a un rango de frecuencias mas restringido. En la Figura 2.27 aparece en detalle la parte baja de la Figura 2.25. En este caso la medida se ha llevado a cabo con un RBW de 200Hz.

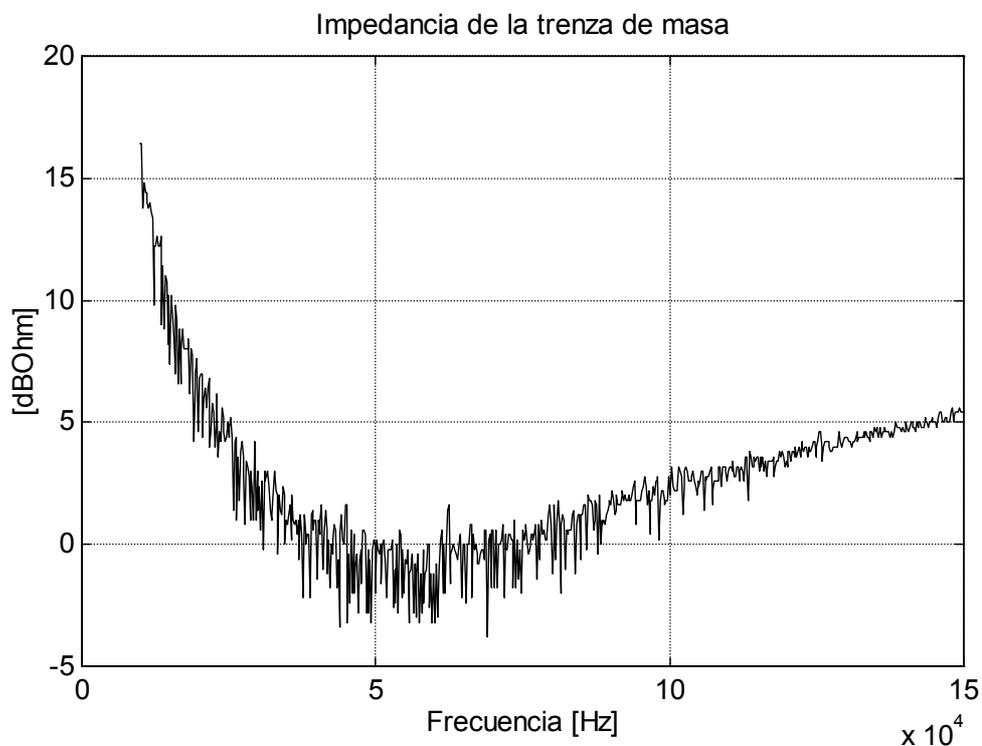


Fig. 2.27 Impedancia entre bornes de tierra con trenza conectada (medida con RBW=200Hz)

Como se puede observar, el supuesto aumento de impedancia que tiene lugar por debajo de los 50kHz se ha reducido respecto al observado en la Figura 2.25. De todas formas todavía es apreciable la distorsión en la medida. Esto pone de manifiesto una limitación del método de medida en el caso de impedancias bajas a frecuencias cercanas al límite del rango de frecuencias del analizador de espectros utilizado.

Finalmente, como circuito equivalente para frecuencias superiores a la de resonancia se ha tomado un circuito RLC serie, mientras que para frecuencias inferiores a la de resonancia se ha considerado como modelo equivalente únicamente la resistencia óhmica de la trenza.

En cuanto al segundo caso (trenza de masa desconectada), en principio parece buena idea suponer un circuito equivalente formado por dos ramas RLC serie conectadas en paralelo, similares al caso de la bobina de carga del apartado 2.2.4. Sin embargo no se lograron buenos resultados con este circuito equivalente. Finalmente se adoptó el circuito equivalente que aparece en la Figura 2.28.

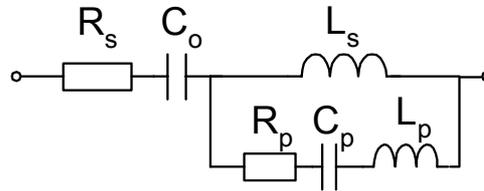


Fig. 2.28 Circuito equivalente de la impedancia entre bornes de tierra sin trenza de masa conectada

2.2.8.- Impedancia parásita en MC del motor de inducción

Para medir esta impedancia se han conectado las tres fases del estator en paralelo y se ha medido la impedancia entre la caja de bornas y el punto de conexión del conductor de seguridad, tal como ilustra la Figura 2.29.

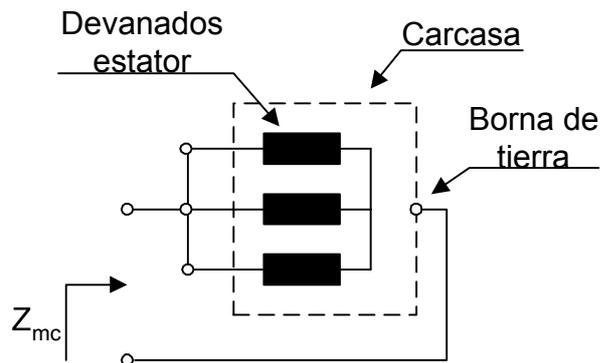


Fig. 2.29 Medida de la impedancia en modo común del motor asíncrono trifásico

El resultado obtenido es el que aparece en la Figura 2.30.

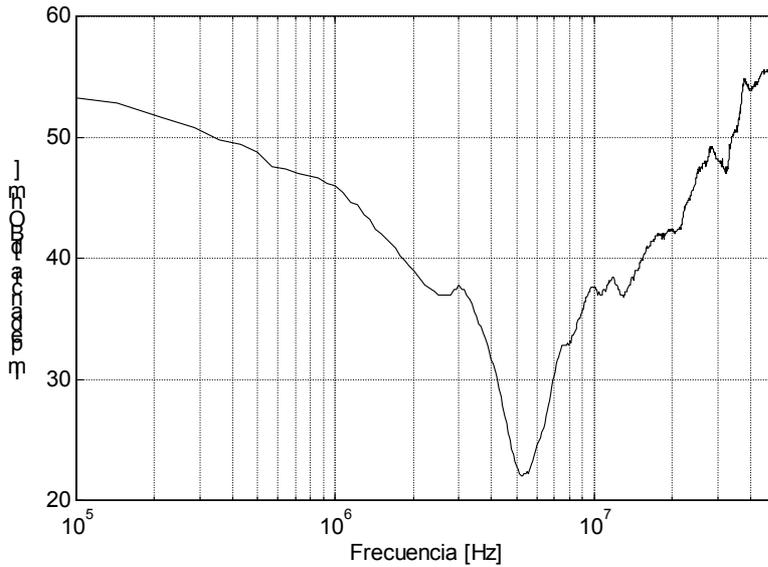


Fig. 2.30 Impedancia en modo común del motor asíncrono trifásico

Como se puede observar en la Figura 2.30, esta impedancia tiene una frecuencia de resonancia alrededor de los 5MHz, ofreciendo a esta frecuencia una impedancia mínima. Este hecho sugiere que el circuito equivalente será, como primera aproximación, un RLC serie como el mostrado en la Figura 2.31.

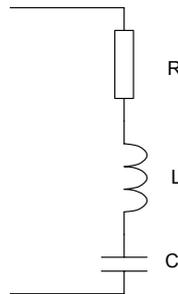


Fig. 2.31 Primera aproximación al modelo equivalente del motor

La frecuencia de resonancia f_0 es de 5,643MHz. A esa frecuencia el motor ofrece una impedancia Z_0 de 22dBΩ. De estos dos valores se puede obtener el valor del producto LC y el de la resistencia R .

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.20)$$

De la expresión (2.20) se obtiene:

$$LC = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2} = \frac{1}{4\pi^2 5,643^2 10^{12}} = 7,9546 * 10^{-16}$$

A la frecuencia de resonancia se cumplirá:

$$f = f_0 \rightarrow Z_{RLC} = Z_0 = R \quad (2.21)$$

Por lo tanto, según (2.20), de la frecuencia de resonancia se puede obtener el valor de la resistencia.

$$R = 22dB\Omega = 12,59\Omega$$

Para determinar el valor de la L elegimos un punto de la curva suficientemente alejado de la resonancia. Si este punto está muy por encima de la resonancia, el comportamiento del conjunto RLC será inductivo, puesto que la impedancia del condensador será mucho menor que la de la inductancia. Esto es:

$$f \gg f_0 \rightarrow |Z_L| \gg |Z_C| \quad (2.22)$$

$$f \gg f_0 \rightarrow Z_{RLC} \approx Z_L \quad (2.23)$$

Se elige la frecuencia de 50MHz, a la cual el motor ofrece una impedancia de 55dB Ω . Así obtenemos el valor de la inductancia L de acuerdo con (2.23):

$$Z_L = \omega L = 2\pi f L$$

$$L = \frac{562,3}{2\pi 50 * 10^6} = 1,79\mu H$$

Una vez determinado el valor de la inductancia se puede encontrar el valor de la capacidad C de la ecuación (2.20):

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L} = \frac{1}{4\pi^2 5,643^2 * 10^{12} 1,79 * 10^{-6}} = 444,4 pF$$

La comparación entre el modelo propuesto y la medida real aparece en la Figura 2.32.

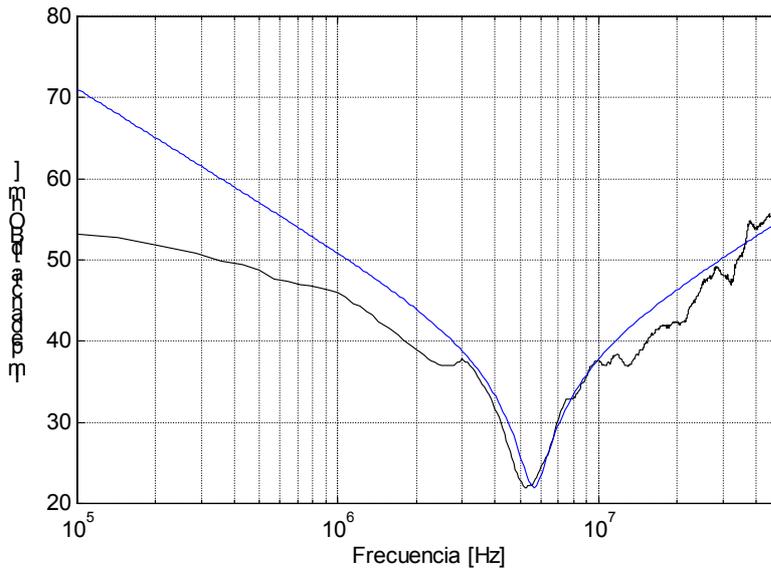


Fig. 2.32 Respuesta real (trazo negro) y del modelo propuesto (trazo azul)

Si bien este primer modelo es satisfactorio en el entorno de la frecuencia de resonancia, no lo es para frecuencias superiores e inferiores. El valor que toma la impedancia real por debajo de la frecuencia de resonancia es menor que la del modelo RLC. Por lo tanto se puede mejorar el modelo añadiendo una resistencia R_p en paralelo con el conjunto RLC. El nuevo circuito equivalente es el de la Figura 2.33.

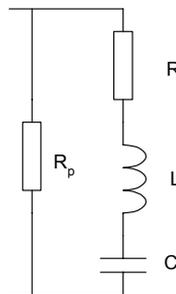


Fig. 2.33 Modelo mejorado del motor

El valor de la nueva resistencia se puede obtener eligiendo un punto de la curva por debajo de la frecuencia de resonancia. En este caso, la impedancia de la bobina L , Z_L , y de la resistencia R son despreciables frente a la del condensador, Z_C . Por lo tanto, la impedancia de todo el conjunto se puede aproximar a la asociación en paralelo del condensador C y de la resistencia R_p .

El punto elegido tiene una frecuencia de 142kHz. En esa frecuencia la impedancia del motor es 52,8dBΩ. Con estos valores, la resistencia R_p toma el valor de 527,9Ω. La comparación entre el modelo mejorado y la medida real aparece en la Figura 2.34. El modelo mejorado se ajusta mejor a la medida real. El error máximo de esta aproximación es menor de 3dB.

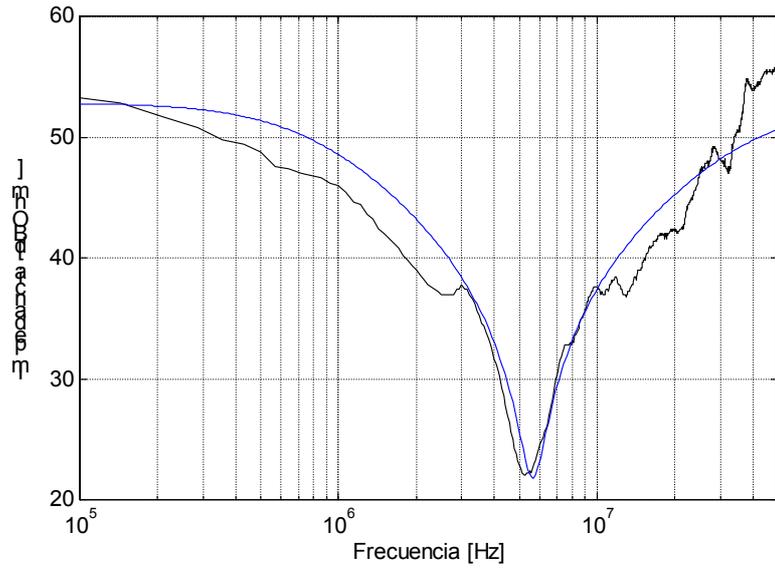


Fig. 2.34 Respuesta real (trazo negro) y del modelo mejorado (trazo azul)

2.3.- RESUMEN Y CONCLUSIONES

A modo de resumen se presentan en la Tabla 2.1 todos los circuitos equivalente de las impedancias estudiadas en el Apartado 2.2.

En este Capítulo se ha presentado un método de media de impedancias que permite caracterizar las impedancias dominantes en el sistema. A partir de las medidas experimentales del módulo de la impedancia se ha asociado a cada una de ellas un circuito equivalente de parámetros concentrados. Esto permite incluir estos circuitos equivalentes en el modelo de simulación y tener así una expresión explícita para las impedancias del sistema. Con estos circuitos equivalentes queda perfectamente modelado el medio de propagación de las perturbaciones.

En cuanto al proceso que se ha seguido para determinar los circuitos equivalentes asociados a cada impedancia cabe señalar que se trata de un proceso heurístico basado en la intuición. Este procedimiento permite llegar a identificar de forma bastante rápida los circuitos equivalentes si se tiene un poco de experiencia. Sin embargo, este es un punto sobre el que todavía se pueden introducir mejoras. De hecho, nuestro grupo de trabajo ya ha iniciado trabajos encaminados a la obtención automática de modelos equivalentes de parámetros distribuidos [66]. Concretamente este es uno de los aspectos abordados en la Tesis de mi compañero J. Llaquet: la obtención de los parámetros de alta frecuencia de un motor de inducción.

TABLA 2.1

CUADRO RESUMEN DE CIRCUITOS EQUIVALENTES

DESCRIPCIÓN	CIRCUITO EQUIVALENTE	VALORES
Condensador de desacoplo del DC bus		$R_s=67,6\text{m}\Omega$ $L_s=174,1\text{nH}$ $C_o=0,2117\mu\text{F}$
Impedancia parásita entre barras del DC bus		$R_s=1\Omega$ $L_s=205,77\text{nH}$ $C_o=3,778\text{nF}$
Condensador electrolítico del DC bus		$R_o=500\text{m}\Omega$ $L_s=80\text{nH}$ $C_o=800\text{nF}$ $R_d=400\text{k}\Omega$
Bobina de carga		$R_1=200\Omega$ $L_1=60\mu\text{H}$ $C_1=100\text{pF}$ $R_2=150\Omega$ $L_2=30\mu\text{H}$ $C_2=15\text{pF}$
Resistencia de carga		$R_o=100\Omega$ $L_s=10\mu\text{H}$ $C_s=0,1\text{nF}$ $R_s=5\text{k}\Omega$
Punto medio de las ramas contra borne de tierra del inversor		$R_s=1,23\Omega$ $L_s=295,2\text{nH}$ $C_o=1,1\text{nF}$
Impedancia entre bornes de tierra (red artificial-inversor)	Con trenza conectada 	$R_s=0,745\text{m}\Omega$ $L_s=706,8\text{nH}$
	Sin trenza conectada 	$R_s=100\Omega$ $L_s=400\mu\text{H}$ $C_o=50\text{pF}$ $R_p=100\Omega$ $L_p=157\mu\text{H}$ $C_p=36\text{pF}$

