

## CAPÍTULO 3. ESTUDIO DE LAS PERTURBACIONES GENERADAS POR CONVERTIDORES

Una vez conocidas las impedancias determinantes del sistema desde el punto de vista EMI, es decir, una vez conocido el camino de propagación de las perturbaciones ya se está en condiciones de abordar el estudio de las perturbaciones que generan cada uno de los convertidores por separado. Para ello debe caracterizarse la fuente de perturbación, es decir, la fuente origen de las EMI y que excita las impedancias que forman el camino de propagación. Este es precisamente el objetivo del Capítulo 3. Una vez que se haya determinado la contribución individual de cada convertidor se estudiará el efecto de su conexión en cascada. Este será el objetivo del Capítulo 4.

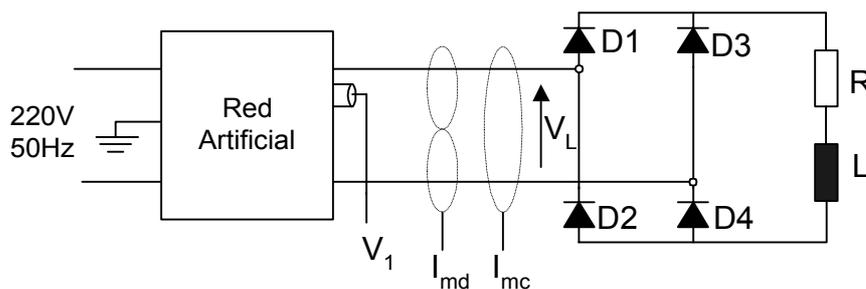
Para llevar a cabo el estudio de las perturbaciones individuales de cada convertidor se han ensayado de forma separada bajo unas ciertas condiciones que se han considerado representativas de su funcionamiento habitual. A la vista de los resultados de las observaciones experimentales y teniendo en cuenta los cambios topológicos del circuito debidos a la conmutación de los semiconductores, se ha derivado un modelo que permite predecir las perturbaciones generadas por cada convertidor. Dentro de este modelo se incluyen los circuitos equivalentes de las impedancias dominantes del sistema encontradas en el Capítulo 2.

### 3.1.- ESTUDIO DEL RECTIFICADOR NO CONTROLADO

Para el estudio de las perturbaciones generadas por el rectificador no controlado se ha utilizado la disposición experimental descrita en el apartado 1.2.2.1. El estudio se ha llevado a cabo separando la contribución de los dos modos de propagación: modo diferencial y modo común.

#### 3.1.1.- Observaciones experimentales

En el esquema de la Figura 3.1 se representa el montaje experimental utilizado y las señales que se han medido. El rectificador funcionaba en régimen de conducción continua.



*Fig. 3.1 Medidas experimentales en el rectificador*

En la tensión de entrada al rectificador  $V_L(t)$ , mostrada en la Figura 3.2, se advierte una deformación alrededor del paso por cero de la tensión. En ese momento se produce el relevo en la conducción de los dos diodos de una misma rama, produciéndose un cortocircuito en la misma. Esta es la fuente de perturbaciones en el caso del rectificador.

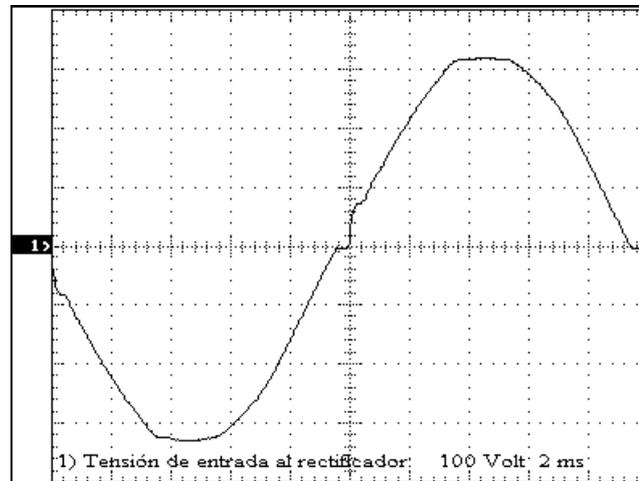


Fig. 3.2 Tensión de entrada al rectificador  $V_L(t)$

Prueba de ello es la tensión de salida de la red artificial  $V_1(t)$  que aparece representada en la Figura 3.3.

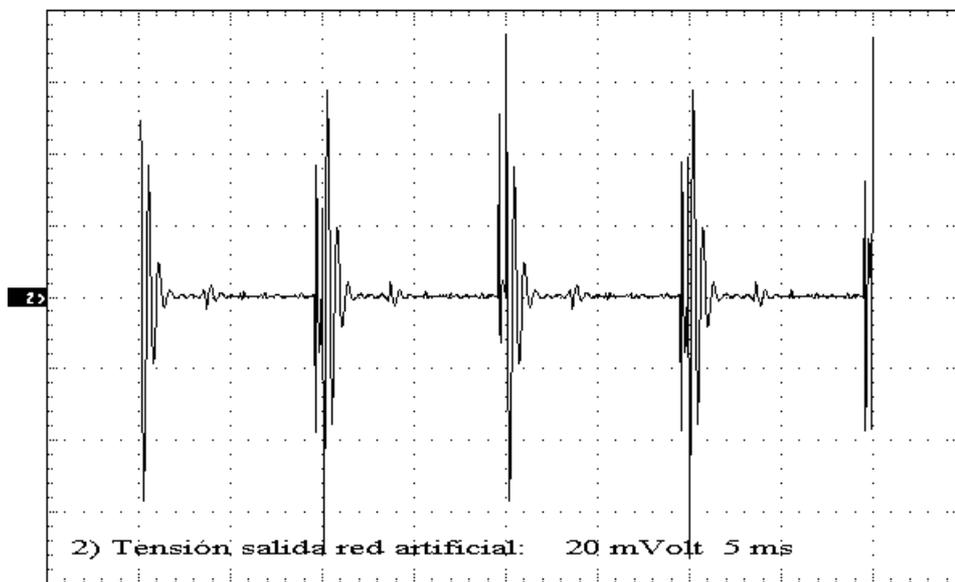
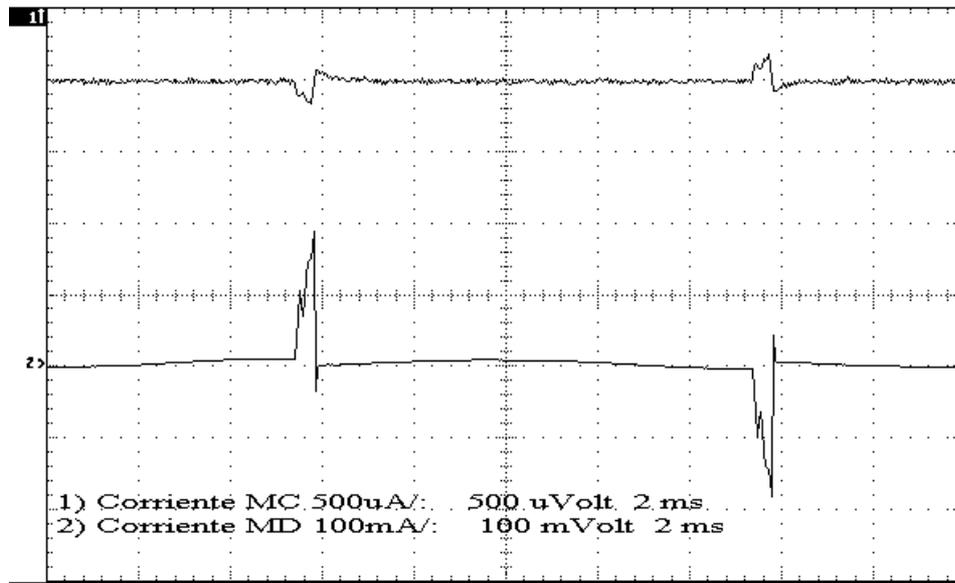


Fig. 3.3 Tensión de salida de la red artificial  $V_1(t)$

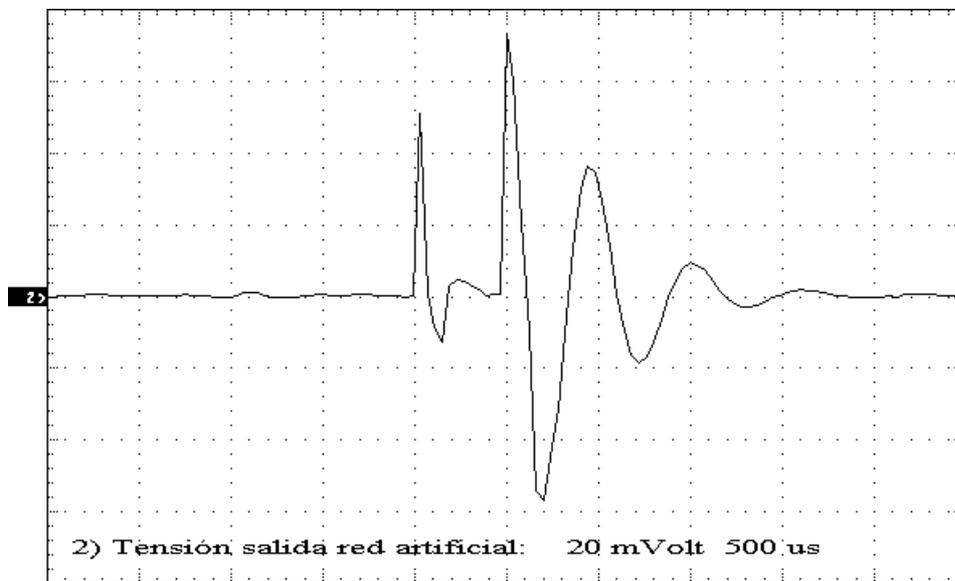
Efectivamente, se encuentra la misma perturbación fundamental, originada por el relevo de los diodos, que se repite cambiada de signo cada 10ms. Para determinar la naturaleza del tipo de perturbación se han medido las corrientes en modo diferencial,  $I_{ma}(t)$ , y en modo común,  $I_{mc}(t)$ , en la entrada del rectificador, Figura 3.4.



**Fig. 3.4** Corrientes en modo diferencial  $I_{md}(t)$  y en modo común  $I_{mc}(t)$  a la entrada del rectificador

Se observa que la principal contribución a la perturbación es en modo diferencial. La contribución en modo común es prácticamente despreciable frente a la de modo diferencial.

En la Figura 3.5 y 3.6 aparece un detalle de la tensión de salida de la red artificial  $V_1(t)$  y de la tensión de entrada al rectificador  $V_L(t)$ .



**Fig. 3.5** Detalle de la tensión  $V_1(t)$ .

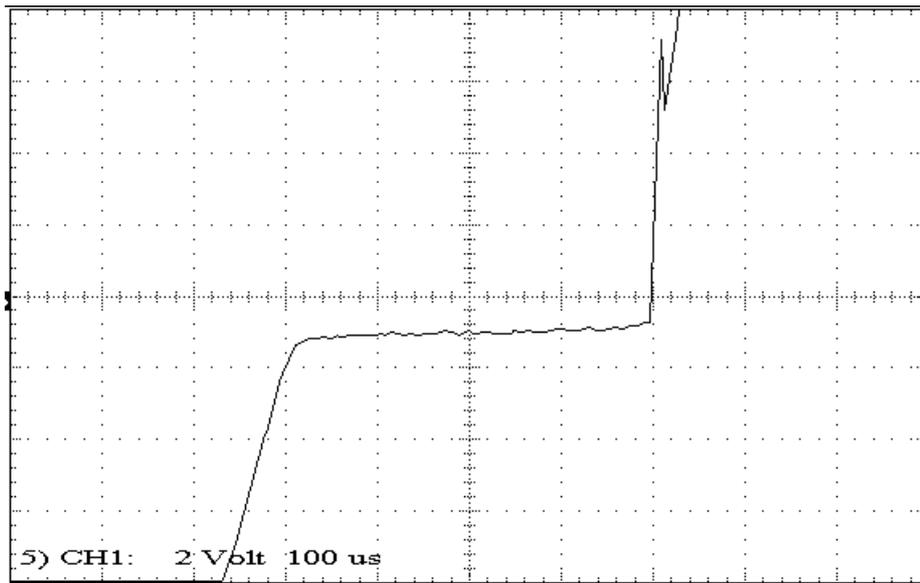


Fig. 3.6 Detalle de la tensión  $V_L(t)$ .

En cuanto al dominio frecuencial, se muestra el espectro en la Banda A de la tensión  $V_1(\omega)$  en la Figura 3.7.

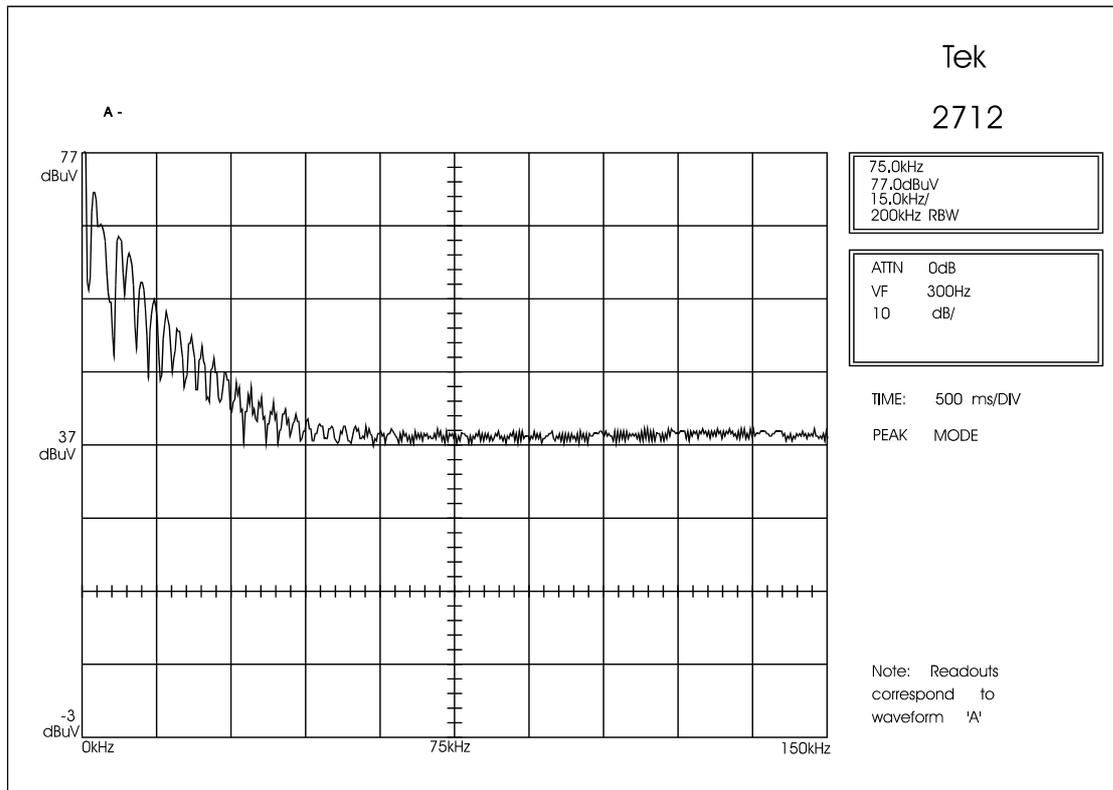
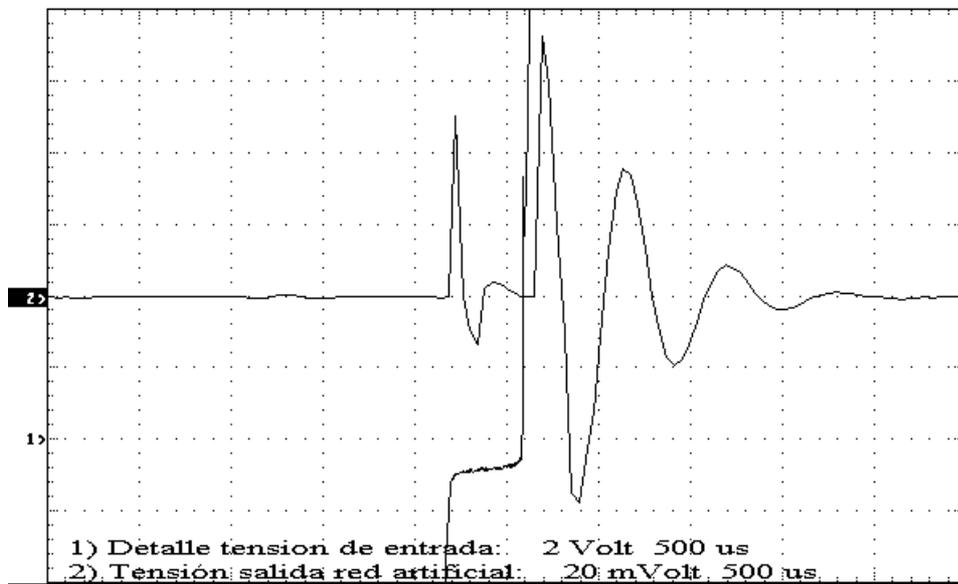


Fig. 3.7 Espectro frecuencial de la tensión de salida de la red artificial  $V_1(\omega)$

### 3.1.2.- Estudio en modo diferencial

A partir de los fenómenos observados en el Apartado 3.1.1. se intentará derivar un modelo que permita la predicción de la emisión de perturbaciones conducidas tanto en el dominio temporal como en el frecuencial.

De las observaciones experimentales presentadas en el apartado 3.1.1. se deduce que la principal fuente de perturbaciones en modo diferencial es el proceso de relevo en la conducción de los diodos. Mas concretamente, al inicio y al final del proceso de conmutación es cuando se producen las perturbaciones. Esto queda patente si observamos la Figura 3.8, en la que se representan conjuntamente los registros experimentales de la tensión de entrada al rectificador,  $V_L(t)$ , y la de salida de la red artificial,  $V_I(t)$ .



**Fig. 3.8** Tensiones a la entrada del rectificador,  $V_L(t)$ , y de salida de la red artificial  $V_I(t)$ .

Como se observa en la Figura 3.8, se producen dos impulsos: uno al inicio y otro al final del proceso de relevo en la conducción. A la vista de la Figura 3.8, el origen del impulso que tienen lugar al final del proceso de relevo es claro: el escalón de tensión que se produce al final del cortocircuito. Efectivamente, durante el proceso de relevo en la conducción entre los diodos D1 y D2, la tensión a la entrada del rectificador,  $V_L(t)$ , se mantiene igual a cero, debido a la conducción simultánea de ambos diodos. Mientras dura el proceso de relevo es la impedancia de la red artificial la que soporta la diferencia entre la tensión impuesta por la red y el cortocircuito que se produce en la entrada del rectificador. Al final de este proceso, cuando se ha producido el relevo, la tensión  $V_L(t)$  sufre un salto para pasar de cero al valor impuesto por la red, que no ha dejado de evolucionar durante el proceso de relevo. Es precisamente este salto

de tensión la causante de la perturbación en modo diferencial que tiene lugar al final del relevo en la conducción de los diodos.

Sin embargo, de la observación de la Figura 3.8 no obtenemos ninguna pista acerca del origen del impulso que tiene lugar al principio del relevo. Efectivamente el origen de este impulso es mucho mas sutil. Sin embargo, si se tiene en cuenta la estructura de la red artificial, representada en la Figura 3.9, comprenderemos rápidamente cuál es el origen de la misma.

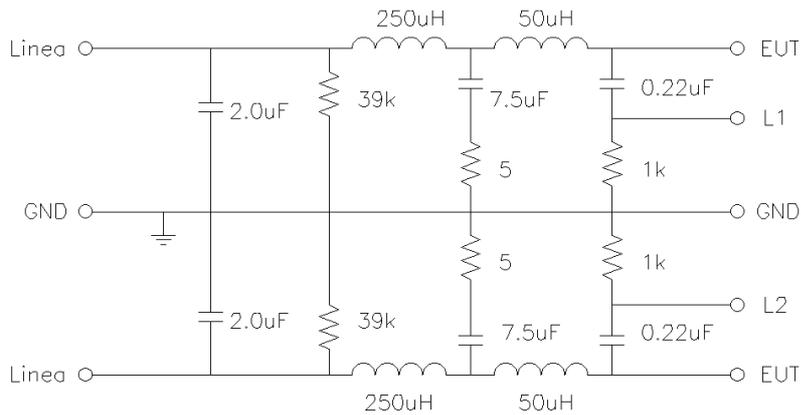


Fig. 3.9 Estructura de la red artificial

Al iniciarse el relevo en la conducción se produce un cortocircuito entre los dos puntos denominados EUT en la Figura 3.9. En ese momento la energía almacenada en la red artificial, en particular en los condensadores de salida de  $0,22\mu\text{F}$ , se descarga a través de los diodos, dando lugar a la perturbación que tiene lugar al inicio de la fase de conmutación. En este punto cobra especial importancia un elemento que hasta ahora parecía desempeñar un papel secundario: el limitador de transitorios que protege la entrada del analizador de espectros. Este elemento es excitado por la descarga de los condensadores de salida de la red artificial y su respuesta a este impulso es precisamente la perturbación que se observa al inicio de la fase de relevo. Para demostrar este hecho podemos observar los resultados de simulación de la salida de la red artificial y de la tensión a la entrada del rectificador que aparecen en la Figura 3.10. En esta simulación no se ha tenido en cuenta la función de transferencia representativa del limitador de transitorios,  $T(j\omega)$ , descrita en el Apartado 1.5.1.

A la vista de la Figura 3.10 queda patente la importancia que tiene el limitador de transitorios. Esto es tanto más sorprendente si se tiene en cuenta que éste es un elemento auxiliar de protección. Es más, sobre las características que debe tener no se hace mención alguna en la normativa al respecto. En otras palabras, si se dispusiera de un analizador de espectros capaz de admitir en su entrada señales de mayor potencia, y por tanto no fuese necesaria la utilización de ningún elemento de protección, la señal temporal de la perturbación que observaríamos sería la que aparece en la parte superior de la Figura 3.10. Obsérvese que ha

desaparecido la oscilación al inicio de la fase de relevo y que además la que tiene lugar al final de la misma ha cambiado sustancialmente de forma

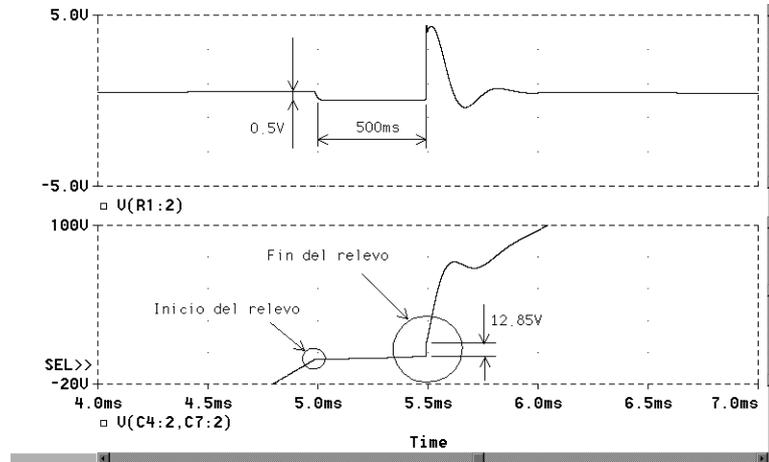


Fig. 3.10 Salida de la red artificial (superior) y tensión de entrada al rectificador (inferior)

### 3.1.2.1.- Modelo equivalente propuesto

De los resultados del apartado anterior se ha visto que la señal de salida de la red artificial  $V_1(t)$  está formada por la repetición cada 10ms de una misma perturbación, a la que denominaremos *perturbación fundamental*,  $V'_1(t)$ . A su vez, esta perturbación fundamental está formada por dos respuestas impulsionales: una al principio de la fase de solapamiento, originada por la descarga de la energía almacenada en la red artificial, y otra al final, cuyo origen está en la inductancia de la red de alimentación. Por lo tanto, una vez identificadas las fuentes de perturbación, éstas serán modeladas como dos funciones escalón de una amplitud determinada. Se considera válida esta simplificación porque únicamente estamos interesado en componentes de alta frecuencia. La fuente de perturbación del inicio del relevo,  $U_1(t)$ , tendrá lugar en  $t=t_0$ , mientras que la del final,  $U_2(t)$ , tendrá lugar en  $t=t_0+\mu$ , donde  $\mu$  es la duración del tiempo de solapamiento, tal como se esquematiza en la Figura 3.11.

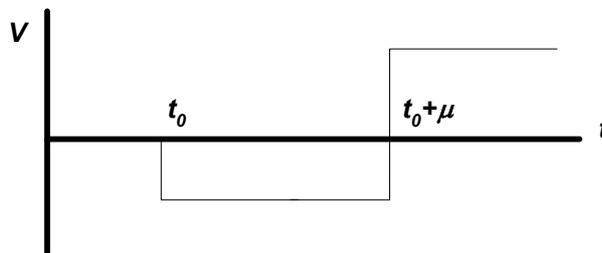


Fig. 3.11 Modelo de las funciones de excitación

Las expresiones temporales de estas funciones de excitación serán:

$$U_1(t) = A_1 u(t - t_0) \tag{3.1}$$

$$U_2(t) = A_2 u(t - (t_0 + \mu)) \quad (3.2)$$

en donde  $u$  es la función escalón de Heaviside. Las transformadas de Laplace de estas dos funciones tomando  $t_0$  como origen de tiempo serán:

$$U_1(s) = \frac{A_1}{s} \quad (3.3)$$

$$U_2(s) = \frac{A_2}{s - \mu} \quad (3.4)$$

Cada una de estas fuentes de excitación originará una cierta salida en la red artificial. Para obtener esta respuesta se obtendrán las funciones de transferencia que representan el camino de propagación de la perturbación, desde la fuente de excitación hasta los terminales de medida de la red artificial. Con la combinación de las respuesta de cada una de las fuentes de excitación, con su correspondiente camino de propagación, podremos obtener la *perturbación fundamental*  $V'_1(t)$ , tal como esquematiza la Figura 3.12

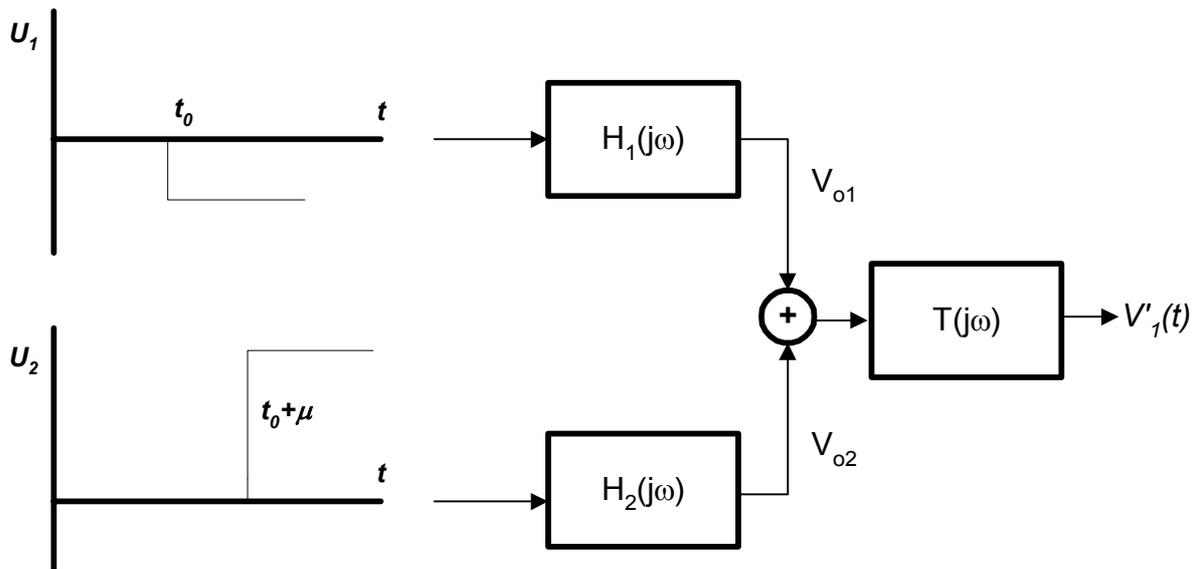


Fig. 3.12 Esquema del modelo para obtener la perturbación fundamental  $V'_1(t)$

Para obtener la señal  $V_1(t)$ , basta entonces con componer una señal formada por la repetición cada 10ms de la *perturbación fundamental*  $V'_1(t)$ , en la que se va alternando el signo. Es decir, un periodo de la señal  $V_1(t)$  será:

$$V_1(t) = V'_1(t) - V'_1\left(t - \frac{T}{2}\right) \quad (3.5)$$

en donde  $T$  es el periodo de la red de alimentación.

La función  $T(j\omega)$  es la función de transferencia que caracteriza al limitador de transitorios, obtenida ya en el Apartado 1.5.1. Conocidas ya las funciones  $U_1(t)$ ,  $U_2(t)$  y  $T(j\omega)$  sólo resta determinar las funciones  $H_1(j\omega)$  y  $H_2(j\omega)$ , que describen el camino de propagación.

### 3.1.2.2.- Cálculo de las funciones de excitación

La función  $H_1(j\omega)$  es la que modela el camino de propagación de la perturbación que tiene lugar al principio de la fase de relevo y que es modelada por la fuente de excitación  $U_1(t)$ . En otras palabras, relaciona la tensión que aparece en los bornes de medida de la red artificial con la fuente de excitación  $U_1(t)$ . El esquema del circuito equivalente utilizado para modelar esta perturbación aparecen en la Figura 3.13. Dada la estructura simétrica de la red artificial, por simplicidad para realizar el cálculo, se considerará la mitad de la misma.

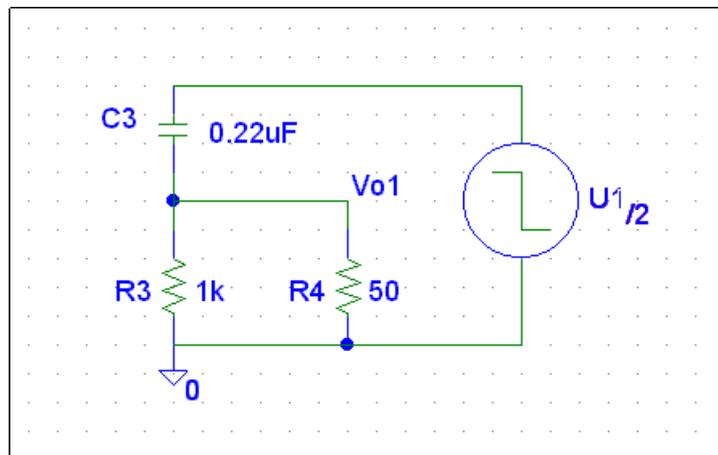


Fig. 3.13 Circuito equivalente de la perturbación al inicio de la fase de solapamiento

De la Figura 3.13 definimos  $R_a$  como:

$$R_a = R_3 // R_4 = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \quad (3.6)$$

La tensión de salida de la red artificial,  $V_{o1}$ , originada por la fuente de excitación  $U_1(t)$ , será:

$$V_{o1} = \frac{U_1}{2} \frac{R_a}{R_a + 1/sC_3} \quad (3.7)$$

Por lo tanto, la función  $H_1(j\omega)$  será:

$$H_1(j\omega) = \frac{1}{2} \frac{j\omega R_a C_3}{1 + j\omega R_a C_3} \quad (3.8)$$

La función  $H_2(j\omega)$  es la que modela el camino de propagación de la perturbación que tiene lugar al final de la fase de relevo y que es modelada por la fuente de excitación  $U_2(t)$ . En otras palabras, relaciona la tensión que aparece en los bornes de medida de la red artificial con la fuente de excitación  $U_2(t)$ .

Esta fuente de excitación será aplicada a la red artificial tal como ilustra la Figura 3.14. Dada la estructura simétrica de la red artificial, por simplicidad para realizar el cálculo, se considerará la mitad de la misma.

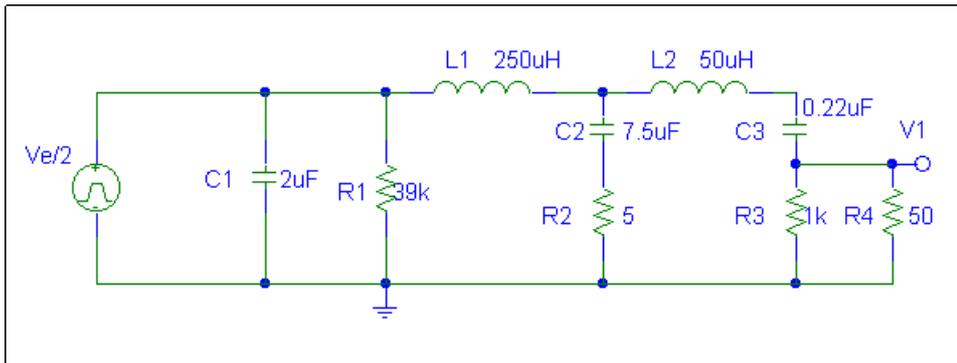


Fig. 3.14 Circuito equivalente de la perturbación al final de la fase de solapamiento

Para calcular la función de transferencia dividiremos el circuito en etapas, tal como muestra la Figura 3.15.

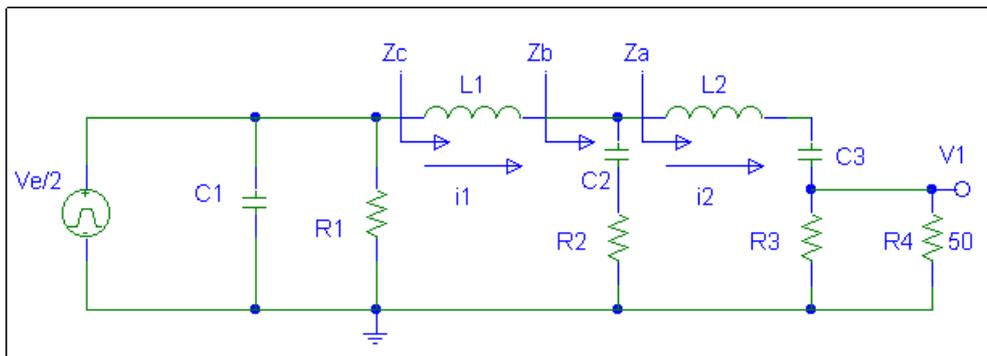


Fig. 3.15 Etapas de cálculo de la función  $H_2$

Puesto que los componentes  $C_1$  y  $R_1$  se encuentran en paralelo con la fuente de perturbación no intervienen en la función de transferencia. La impedancia  $Z_a$  será:

$$Z_a = sL_2 + \frac{1}{sC_3} + \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \quad (3.9)$$

teniendo en cuenta la definición de  $R_a$  y desarrollando, la expresión de  $Z_a$  queda:

$$Z_a = \frac{L_2 C_3 s^2 + R_a C_3 s + 1}{s C_3} \quad (3.10)$$

Definiendo las constantes  $\tau_{a3}$  y  $\omega_{23}$  como:

$$\tau_{a3} = R_a C_3 \quad (3.11)$$

$$\omega_{23} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_3}} \quad (3.12)$$

La expresión de  $Z_a$  será:

$$Z_a = \frac{s^2 / \omega_{23}^2 + \tau_{a3} s + 1}{s C_3} \quad (3.13)$$

La expresión de  $Z_b$  es:

$$Z_b = \frac{Z_a (R_2 + \frac{1}{s C_2})}{Z_a + \frac{1}{s C_2} + R_2} \quad (3.14)$$

Definiendo  $\tau_2$  como:

$$\tau_2 = R_2 C_2 \quad (3.15)$$

y manipulando la expresión (3.14) se obtiene:

$$Z_b = \frac{a_1 s^3 + a_2 s^2 + a_3 s + 1}{b_1 s^3 + b_2 s^2 + b_3 s} \quad (3.16)$$

en donde:

$$a_1 = \frac{\tau_2}{\omega_{23}^2} \quad (3.17)$$

$$a_2 = \frac{1}{\omega_{23}^2} + \tau_{a3}\tau_2 \quad (3.18)$$

$$a_3 = \tau_{a3} + \tau_2 \quad (3.19)$$

$$b_1 = \frac{C_2}{\omega_{23}^2} \quad (3.20)$$

$$b_2 = \tau_{a3}C_2 + \tau_2C_3 \quad (3.21)$$

$$b_3 = C_2 + C_3 \quad (3.22)$$

La expresión de  $Z_c$  será:

$$Z_c = sL_1 + Z_b \quad (3.23)$$

Desarrollando la expresión (3.23) se puede llegar a :

$$Z_c = \frac{c_1s^4 + c_2s^3 + c_3s^2 + c_4s + 1}{b_1s^3 + b_2s^2 + b_3s} \quad (3.24)$$

en donde

$$c_1 = L_1b_1 \quad (3.25)$$

$$c_2 = a_1 + L_1b_2 \quad (3.26)$$

$$c_3 = a_2 + L_1b_3 \quad (3.27)$$

$$c_4 = a_3 \quad (3.28)$$

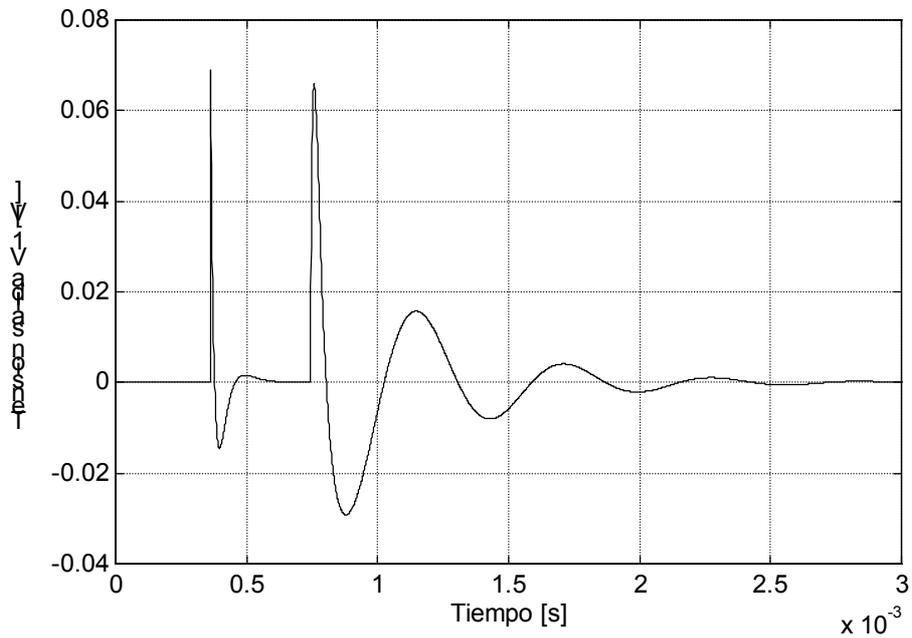
A partir de estas expresiones podemos encontrar la respuesta que aparecerá en el terminal de medida  $V_1$  debida a la perturbación  $V_e$ . Estas dos señales están relacionadas por:

$$H_2(s) = \frac{V_1(s)}{V_e(s)} = \frac{R_a}{Z_a} \left(1 - \frac{sL_1}{Z_c}\right) \quad (3.29)$$

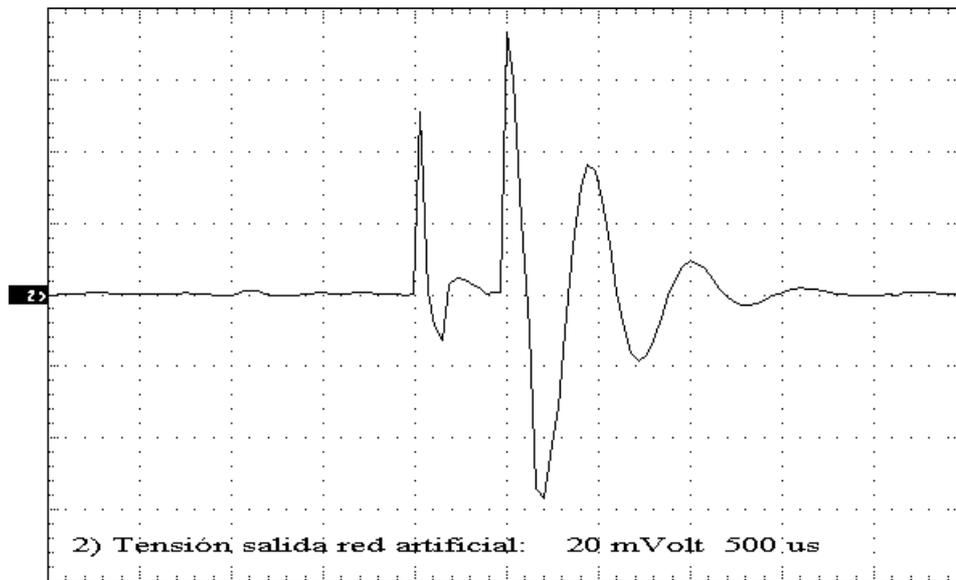
Haciendo la sustitución  $s=j\omega$  en la expresión (3.29) se obtiene  $H_2(j\omega)$ .

### 3.1.2.3.- Resultados

La perturbación fundamental  $V'_1(t)$  obtenida por simulación aparece representada en la Figura 3.16. Compárese con la Figura 3.17, en la que aparece la misma señal obtenida experimentalmente (se repite aquí la Figura 3.5 por comodidad).



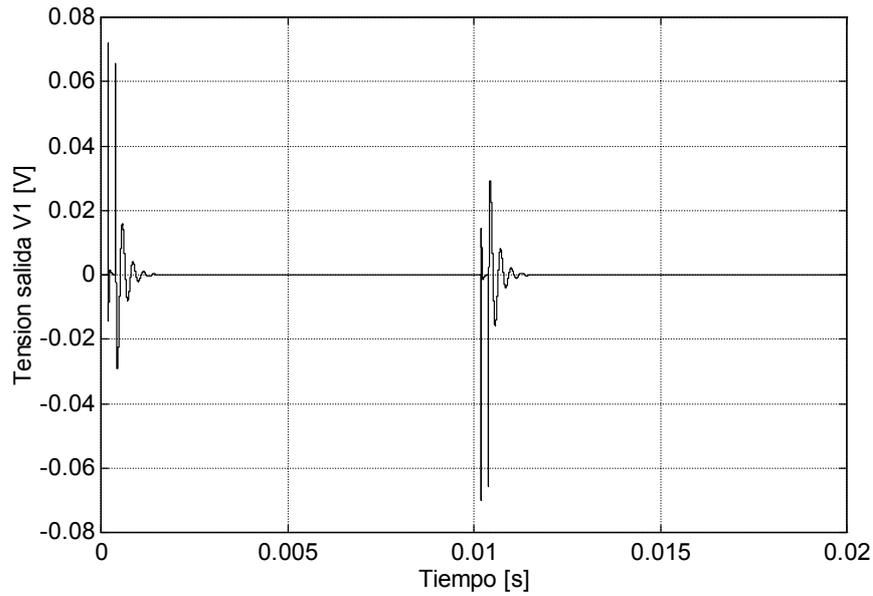
**Fig. 3.16** Señal  $V'_1(t)$  obtenida por simulación



**Fig. 3.17** Señal  $V_1(t)$  obtenida experimentalmente

Como se puede observar, la estructura de ambas señales, la obtenida por el modelo y la experimental, es coincidente: las dos están formadas por dos respuestas impulsionales. En cuanto a la perturbación del inicio de la fase de solapamiento, el modelo predice una amplitud mayor a la experimental. Esto puede explicarse debido a efectos disipativos del circuito real que no han sido contemplados en el modelo. En lo referente a la perturbación del final de la fase de solapamiento, la coincidencia es mayor: La amplitud del primer impulso es prácticamente coincidente con el experimental. Los valores del periodo propio de oscilación son también bastante coincidentes, aunque un poco más corto el del modelo. Sin embargo, la constante de atenuación es mayor en el modelo que en el registro experimental.

Aunque el modelo propuesto así lo considere, cabe señalar que si bien la *perturbación fundamental*  $V_1(t)$  responde siempre a los mismo fenómenos, no es perfectamente repetitiva. Esta suposición introducirá un cierto error en las predicciones obtenidas a partir del modelo. Por lo tanto, para obtener un periodo de la señal  $V_1(t)$  basta con formar una señal en la que la señal  $V_1(t)$  se repite cada 10ms cambiada de signo. La señal  $V_1(t)$  obtenida de esta forma aparece en la Figura 3.18



**Fig. 3.18** Señal  $V_1(t)$  obtenida por composición de  $V'_1(t)$

Para obtener el espectro de la tensión  $V_1(t)$  se calcula su transformada de Fourier. Puesto que la señal  $V_1(t)$  es periódica con un periodo fundamental de  $T$ , su transformada dará lugar a un espectro de bandas para frecuencias múltiplo de la fundamental. Para que este espectro se pueda comparar a la medida arrojada por el analizador de espectros se deben aplicar las correcciones expuestas en el Capítulo 2. El resultado de la simulación, una vez aplicadas las correcciones aparece en al Figura 3.19. En la Figura 3.20 aparece la medida experimental de la señal  $V_1(t)$  obtenida con el analizador de espectros.

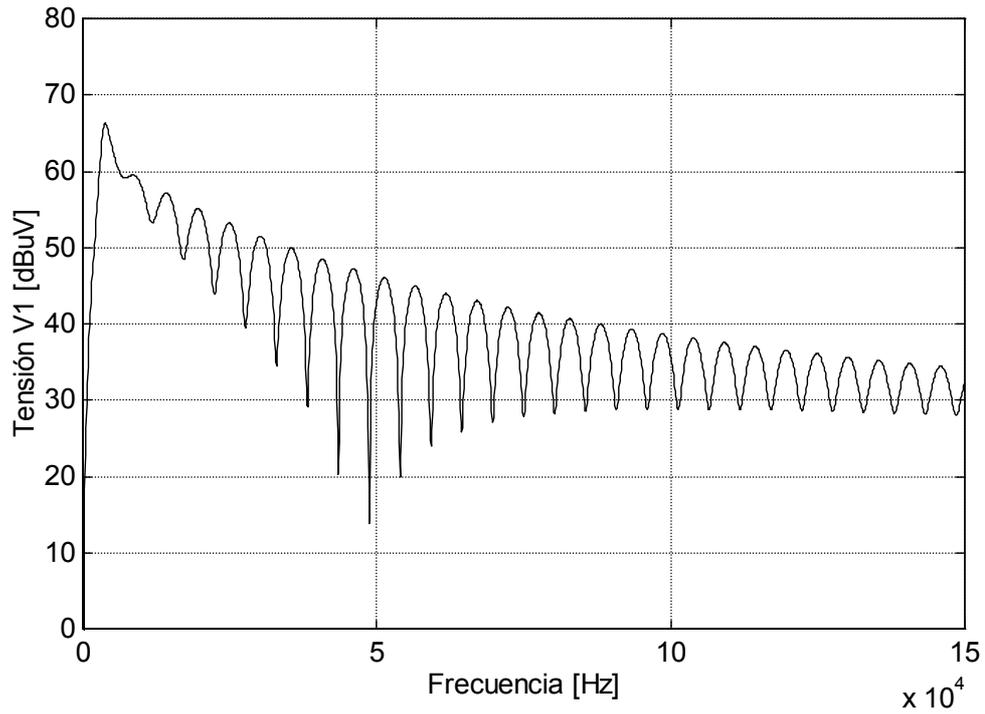


Fig. 3.19 Espectro de la señal  $V_1(t)$  obtenida por simulación

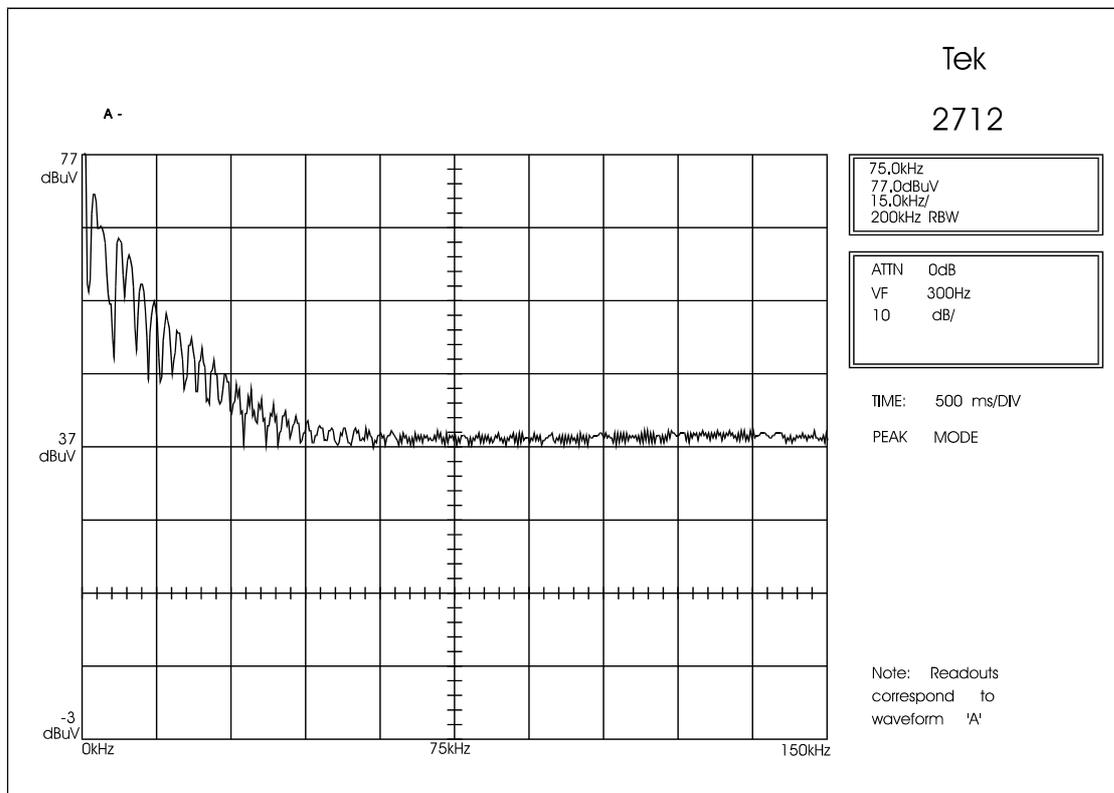


Fig. 3.20 Espectro de la señal  $V_1(t)$  obtenida experimentalmente

### 3.1.3.- Estudio en modo común

De las observaciones experimentales mostradas en el apartado 3.1.1. se colige que el rectificador no controlado no contribuye apenas a la generación de perturbaciones en modo común. Esto es debido a que las capacidades parásitas entre los conductores activos sometidos a tensión, encapsulados de los diodos, etc.. y el retorno no son excitadas por gradientes de tensión importantes, dado que el relevo en la conducción se produce de forma natural. Esto explica la gran diferencia de magnitudes de corriente observada en la Figura 3.4. Esto se ve corroborado por el espectro de la corriente en modo común a la entrada del rectificador, mostrado en la Figura 3.21

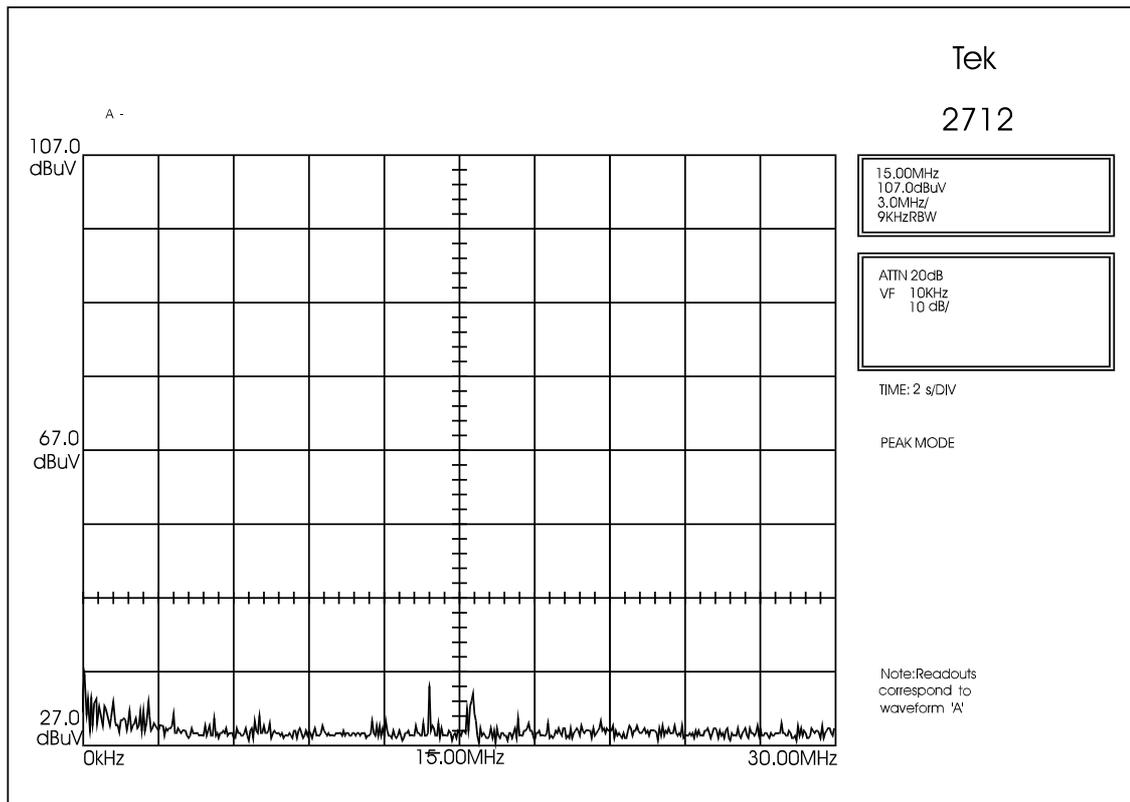


Fig. 3.21 Espectro de la corriente en modo común a la entrada del rectificador

### 3.1.4.- Conclusiones

Se ha estudiado la generación de perturbaciones conducidas producidas por el rectificador de diodos separando la contribución de los modos de propagación diferencial y común. Se ha determinado que el origen de la perturbación es el fenómeno de solapamiento durante el relevo en la conducción de los diodos del puente. La duración de este fenómeno de conducción simultánea de los semiconductores de una misma rama, que supone un cortocircuito momentáneo de la línea de alimentación, viene determinada por la inductancia de dicha línea. Aquí aparece una paradoja: el nivel de perturbación generado por un rectificador depende de un parámetro ajeno a él mismo. Llegados a este punto cabe señalar las objeciones que se

pueden hacer al uso de la red artificial en este particular. La utilización de la red artificial introduce una inductancia en la línea de alimentación que afecta de forma decisiva al comportamiento del sistema estudiado. Desde este punto de vista, se puede aceptar el uso de la red artificial como método de medida a efectos comparativos, pero nunca como una medida ajustada a los valores reales de perturbación que se darán en una aplicación real. Recordemos ahora uno de los aspectos puestos de manifiesto en el Apartado 1.5: que el valor de la impedancia de red es un valor de difícil estimación y muy variable que depende de múltiples factores. Por lo tanto, se ha demostrado con detalle que la red artificial resulta un método de medida claramente invasivo. Otro caso en el que se pone de manifiesto la influencia de la red artificial sobre el comportamiento del equipo bajo ensayo es el mostrado en [58].

Por otra parte, se ha demostrado que la principal contribución a la perturbación es debida al modo diferencial. En cuanto al modo común, su contribución es prácticamente despreciable frente al modo diferencial. Esto es debido a que las conmutaciones en los semiconductores tienen lugar de forma natural, sin pendientes fuertes de tensión que exciten las capacidades parásitas existentes entre los semiconductores y el retorno. Sin embargo, el valor de esta impedancia parásita es fundamental en el caso de los rectificadores con tiristores [47] [65].

Otro aspecto a destacar es la limitación de la hipótesis que aceptamos para llevar a cabo el modelado del sistema. Es suponer que la perturbación es perfectamente periódica, es decir, que periodo tras periodo la forma de la perturbación es la misma. Basta con observar la Figura 3.3 para darse cuenta que esto en realidad no es así. En dicha Figura se observan diferencias de amplitud entre los pulsos que se suceden en el registro. Se puede decir que la perturbación no es perfectamente periódica pero sí “repetitiva”, en el sentido que la estructura de los pulsos es similar y que todos responden a las mismas causas. El aceptar la hipótesis de periodicidad de la perturbación tiene como consecuencia que el modelo tenga un rango de validez limitado dentro del dominio frecuencial.

También se ha puesto de manifiesto la extraordinaria importancia de un accesorio de protección como es el limitador de transitorios. Este es otro resultado más paradójico si cabe si se tiene en cuenta que la normativa no especifica cómo debe ser su respuesta frecuencial. De ella depende en gran medida el resultado final.

A partir de las anteriores conclusiones se pueden extraer las siguientes recomendaciones de diseño de rectificadores:

- la utilización de diodos de conmutación rápida es ineficaz. Su efecto se ve enmascarado por el efecto de la impedancia de la red de alimentación.
- no es necesario prestar atención a la disposición de los diodos sobre el radiador ni disponer de ninguna medida para la reducción de la capacidad parásita entre el encapsulado de los semiconductores y el retorno (por ejemplo pantallas electrostáticas)

