

1.4.- EL ANALIZADOR DE ESPECTROS COMO RECEPTOR EMI

En todo estudio de Compatibilidad Electromagnética es necesario el uso de un instrumento capaz de transformar una señal del dominio temporal al frecuencial. Un aparato adecuado para este fin es el analizador de espectros. Si se utiliza un analizador de espectros como receptor EMI se deben tener en cuenta diferentes consideraciones para poder comparar los resultados de las medidas con los arrojados por el modelo matemático. Estas consideraciones tienen que ver con la forma en que un analizador de espectros trata y muestra la señal en la pantalla del instrumento. Por lo tanto es necesario conocer los principios de funcionamiento del instrumento de medida para poder interpretar correctamente los resultados de sus medidas. El diagrama de bloques de un analizador de barrido aparece en la Figura 1.14

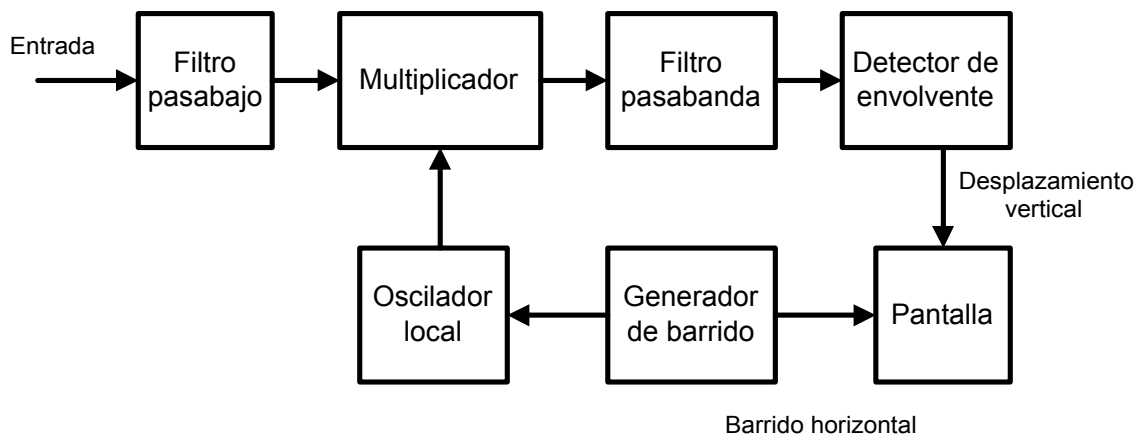


Fig 1.14 Diagrama de bloques de un analizador de espectros

La señal de entrada es filtrada por un filtro pasabajos para eliminar el ruido de alta frecuencia y evitar que éste llegue al mezclador. De esta forma se pretenden evitar problemas de “aliasing”. En el mezclador la señal de entrada es multiplicada por una señal senoidal generada por el oscilador local, cuya frecuencia es controlada por el generador de barrido. El generador de barrido es el que también controla el barrido horizontal de la pantalla del instrumento.

Puesto que la operación que se lleva a cabo en el mezclador es no lineal el espectro de la señal resultante se extiende en todo el rango de frecuencias. Por lo tanto, la señal que llega a la entrada del filtro pasabanda está constituida por una combinación de los armónicos de las dos señales, la de entrada y la del oscilador local, en la que aparecen sus armónicos, la suma la resta y frecuencias intermedias.

El filtro pasabanda con ancho de banda variable, deja pasar una porción del espectro rechazando el resto. La parte de la señal que atraviesa este filtro es posteriormente rectificada por el detector de envolvente. La salida de este detector es la que produce la desviación vertical en la pantalla del instrumento.

Dos parámetros que deben ser cuidadosamente elegidos a la hora de realizar una medida con el analizador de espectros es el ancho de banda del filtro pasabanda que se encuentra después del mezclador y el tipo de detector de envolvente utilizado. El valor de la medida dependerá en gran medida del valor de estos parámetros y es necesario conocer su efecto sobre el resultado final para poder llevar a cabo una interpretación correcta de los resultados obtenidos en una medida experimental.

1.4.1.- Influencia del parámetro RBW

El ancho de banda del filtro pasabanda que se encuentra a la salida del multiplicador es conocido como el parámetro RBW (Resolution BandWidth). Este parámetro es muy importante porque de él dependen las características de la señal que finalmente, tras atravesar el detector de envolvente, controlará la desviación vertical de la pantalla y la resolución frecuencial de la medida. Normalmente la atenuación del filtro pasabanda tiene un perfil gaussiano y para definir su ancho de banda se toma la atenuación de 6dB [37].

La influencia del parámetro RBW sobre el valor de la medida se puede ilustrar con un ejemplo. Supongamos una señal de entrada al filtro compuesta por 2 líneas espectrales de frecuencias f_1 y f_2 , separadas por una frecuencia de Δf , y que se cumple que:

$$RBW < \Delta f \quad (1.26)$$

Esta situación viene esquematizada por la Figura 1.15

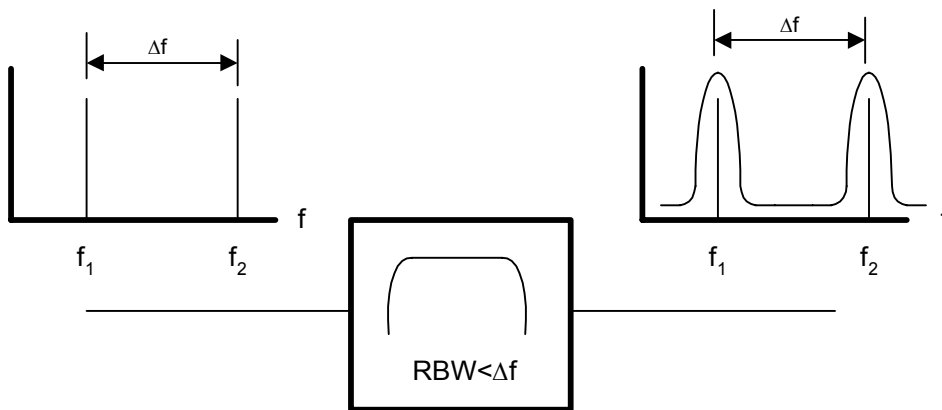


Fig 1.15 Efecto del parámetro RBW sobre la resolución espectral de la medida ($RBW < \Delta f$)

En este caso el filtro pasabanda ha sido capaz de resolver las dos frecuencias f_1 y f_2 de las que se compone la señal de entrada. Sin embargo si RBW es del orden de magnitud de Δf o superior, el filtro pasabanda no será capaz de discriminar las 2 líneas frecuenciales de la señal de entrada. Este caso es ilustrado por la Figura 1.16. En este caso se obtiene una medida falseada de las características de la señal de entrada: aunque realmente está compuesta por un espectro discreto obtenemos la medida de un espectro continuo.

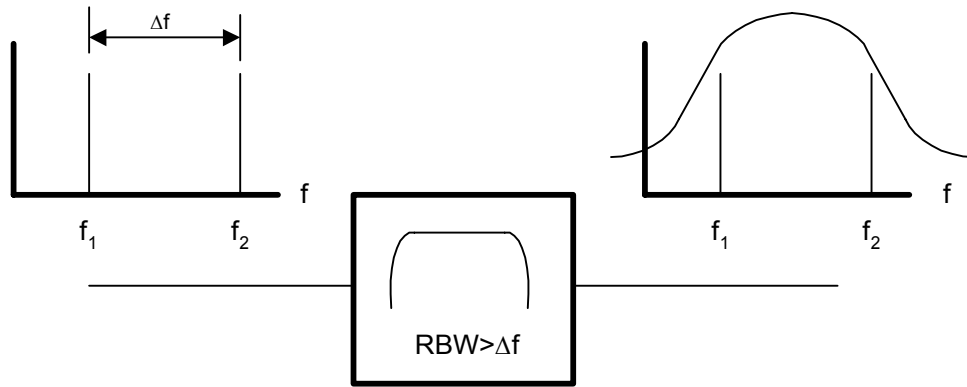


Fig 1.16 Efecto del parámetro RBW sobre la resolución espectral de la medida ($RBW > \Delta f$)

Sin embargo, es posible que la separación de las componentes frecuenciales o rayas espectrales de la señal de entrada sea inferior al menor RBW de nuestro instrumento (este es el caso de las perturbaciones generadas por un rectificador, como se verá en el Capítulo 3). En este caso el valor de la medida es proporcional al conjunto de todas las componentes que entran dentro del ancho de banda del filtro. Puesto que el analizador de espectros no tiene en cuenta la fase relativa de las diferentes componentes frecuenciales de una señal, la suma de éstas variará entre dos valores extremos. De la solución de este problema surge la necesidad de utilizar un detector de envolvente, cuya salida no es sensible a las variaciones instantáneas de la entrada. Este bloque funcional será tratado con mayor profundidad en el siguiente apartado.

Como se ha visto, el valor de la medida de una misma señal depende del parámetro RBW con que se haya llevado a cabo. Si una misma señal es medida con dos RBW diferentes se debe aplicar un factor multiplicativo K , que se convertirá en aditivo ΔA si se utiliza una escala logarítmica.

$$\Delta A = 20 \log K \tag{1.27}$$

El valor de este factor corrector depende de si la perturbación es de banda ancha o estrecha. En el primer caso el factor corrector es proporcional a los dos RBW utilizados, mientras que en el segundo lo es al número de líneas espectrales contenidas dentro del ancho de banda del filtro.

$$\Delta A_{bandaancha} = 20 \log \frac{RBW_2}{RBW_1} \tag{1.28}$$

$$\Delta A_{bandaestrecha} = 20 \log \frac{N_{R2}}{N_{R1}} \tag{1.29}$$

En el anterior cálculo del factor de corrección K se ha supuesto de forma implícita que ninguna de las bandas espectrales resulta atenuada por el filtro. En realidad esto no será así. Las bandas frecuenciales que caen dentro del ancho de banda del filtro se verán atenuadas en función de su posición relativa a la frecuencia central del mismo. Por lo tanto, si una banda resulta muy atenuada, incluso hasta el extremo de ser prácticamente omitida en relación al cálculo teórico, se puede cometer un error apreciable en el factor de corrección K . Este fenómeno se puede ilustrar con un ejemplo. Supongamos un espectro discreto con una separación entre bandas Δf de 100Hz, y que esta misma señal es medida con dos RBW diferentes: 200Hz y 9kHz. En el caso de medir con el RBW=9kHz, habrá 90 rayas espectrales contenidas dentro del filtro de entrada. Imaginemos ahora, para el caso de RBW=200Hz, dos situaciones diferentes en cuanto a la posición relativa de las bandas espectrales respecto de la frecuencia central del filtro, tal como ilustra la Figura 1.17

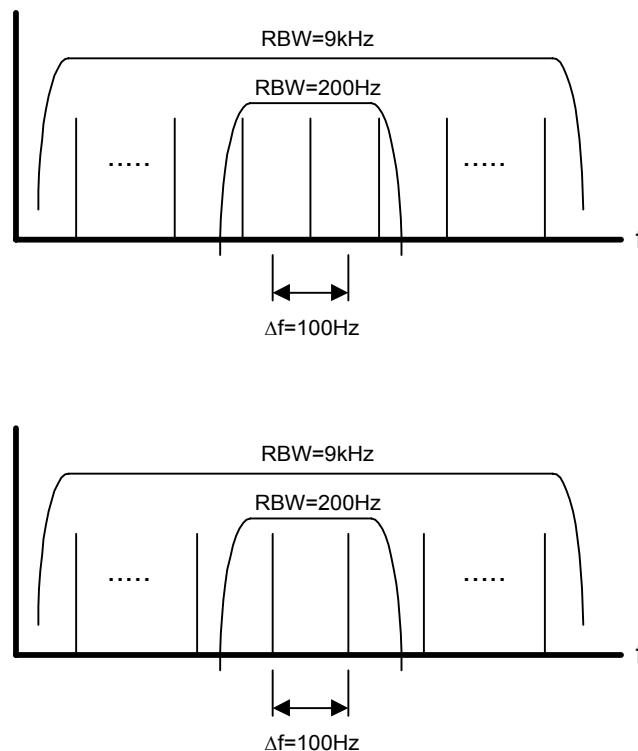


Fig. 1.17 Influencia de la posición relativa a la frecuencia central del filtro sobre la medida

En el primer caso, ninguna de las tres bandas que entran en el filtro de RBW=200Hz sufre una atenuación apreciable. Por lo tanto el factor ΔA_1 será:

$$\Delta A_1 = 20 \log \frac{90}{3} = 29,5dB \quad (1.30)$$

En el segundo caso, solo dos bandas no son atenuadas por el filtro, con lo que el factor ΔA_2 será ahora:

$$\Delta A_2 = 20 \log \frac{90}{2} = 33dB \quad (1.31)$$

Se observa una diferencia de 3,5dB al medir la misma señal con el mismo RBW. Este sencillo ejemplo pone en evidencia la influencia sobre la medida de diferentes circunstancias que escapan a nuestro control y que son fuente de incertidumbre en la medida.

Otro aspecto importante del filtro de entrada es su perfil de atenuación. El perfil de atenuación del filtro pasabanda de entrada está fijado por la normativa en las llamadas curvas de selectividad. Estas curvas deben ser tenidas en cuenta a la hora de modificar los resultados de las simulaciones para hacerlas comparables a los resultados arrojados por el analizador de espectros. Un analizador de espectros ofrece una medida del espectro “continua”, mientras que con las simulaciones se obtienen espectros discretos, determinados por la resolución espectral de la misma.

La curva de atenuación del filtro pasabanda de entrada debe estar confinada dentro de los límites marcados en la Figura 1.18

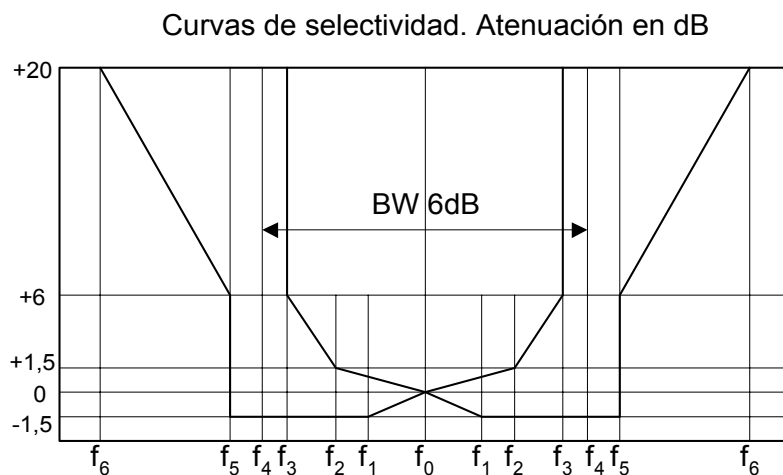


Fig. 1.18 Curvas de selectividad del filtro pasabanda de entrada

El valor numérico de las especificaciones del filtro de entrada aparecen en la Tabla 1.2.

TABLA 1.2

Banda de Medida	10kHz-150kHz	150kHz-30MHz
Banda Pasante (-6dB)	200Hz	9kHz
$f_1=f_0\pm\dots(\text{Hz})$	50	1000
$f_2=f_0\pm\dots(\text{Hz})$	50	2000
$f_3=f_0\pm\dots(\text{Hz})$	85	4000
$f_4=f_0\pm\dots(\text{Hz})$	100	4500
$f_5=f_0\pm\dots(\text{Hz})$	110	5000
$f_6=f_0\pm\dots(\text{Hz})$	220	10000

1.4.2.- El detector de envolvente

En el Apartado anterior se mostró la necesidad del detector de envolvente. Puesto que la salida del filtro pasabanda es proporcional a la contribución de las diferentes componentes frecuenciales que entran dentro de su banda pasante, este valor dependerá de la fase relativa entre las señales del oscilador local y la entrada. Se puede ilustrar esta idea con el siguiente ejemplo. Supongamos que el oscilador local está generando una señal de pulsación angular ω_0 y que la señal de entrada está formada por dos componentes frecuenciales, caracterizadas por sus frecuencias angulares y su fase. Una de ellas coincide con la frecuencia que está generando el oscilador local. Tomando como referencia de fase la señal generada por el oscilador local, las expresiones de las señales del oscilador local y de entrada serán, respectivamente:

$$S_{ol} = K_0 \sin(\omega_0 t) \quad (1.32)$$

$$S_e = A_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + A_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) \quad (1.33)$$

En el mezclador del analizador son multiplicadas las dos señales anteriores, obteniendo una señal con la expresión:

$$S_{ol} S_e = [K_0 \sin(\omega_0 t)] [A_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + A_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1)] \quad (1.34)$$

En virtud de la relación:

$$\sin A \sin B = \frac{1}{2} (\cos(A - B) - \cos(A + B)) \quad (1.35)$$

se puede escribir:

$$S_{ol} S_e = \frac{K_0}{2} [A_0 (\cos(\varphi_0) - \cos(2\omega_0 t + \varphi_0)) + A_1 (\cos((\omega_0 - \omega_1)t - \varphi_1) - \cos((\omega_0 + \omega_1)t + \varphi_1))] \quad (1.36)$$

Como se puede observar en la expresión (1.36) se obtiene un término de continua diferente de cero. Además aparece una banda a frecuencia doble de la generada por el oscilador local y otras a las frecuencias suma y resta.

Aceptando que el RBW es suficientemente pequeño para resolver las bandas frecuenciales que componen la señal, el valor de salida del filtro pasabanda será proporcional al valor medio que, como queda patente en este ejemplo, depende de la fase relativa entre las señales del oscilador local y de entrada. Como consecuencia de ello, el valor de salida del filtro pasabanda oscilará entre dos valores extremos. El detector de envolvente intenta “promediar” estos valores, para obtener una lectura independiente de las variaciones de un valor instantáneo de la entrada. Existen diferentes tipos de detectores de envolvente:

- de pico
- de cuasi-pico
- de valor medio
- de valor RMS (térmico)

Cada uno de estos detectores de envolvente pretende promediar la señal utilizada prestando atención a un aspecto determinado.

Aunque la normativa establece los límites de emisión para medidas realizadas con detector de cuasi-pico, en este trabajo se utilizará el detector de pico por tres razones. En primer lugar las medidas que arrojan ambos detectores de envolventes prácticamente se confunden cuando la frecuencia de repetición de la perturbación supera los 10kHz. En segundo lugar, el tiempo en llevar a cabo una medida con el detector de cuasi-pico es muy superior a otra con el detector de pico. Mientras que una medida con detector de pico se puede obtener en unos 2 minutos, una con el detector de cuasi-pico puede durar unos 20 minutos. En tercer lugar, se debe tener en cuenta que el poder interferente de una perturbación depende de su valor de pico y no de cualquier otro. Aunque la normativa exija medidas de cuasi-pico, la medida a pico da cuenta de una forma más adecuada de lo “agresiva” que es una perturbación. En este sentido se debe recordar que el detector de cuasi-pico se utiliza por razones históricas y que su origen se encuentra en un intento de simular el efecto audible de las perturbaciones sobre una transmisión de radio en AM.

Por último, las medidas realizadas con el detector de pico siempre serán algo superiores a las de cuasi-pico (exigidas por la norma). Por lo tanto, los resultados de nuestro estudio siempre están del lado de la seguridad. De todas formas, las lecturas obtenidas con diferentes detectores de envolvente están relacionados entre sí, por lo que se puede obtener cualquiera de ellos a partir de las medidas realizadas con el detector de pico. Esta conversión se puede realizar según [40].

1.4.3.- Incertidumbres en la medida

En los apartados anteriores se han puesto de manifiesto diferentes aspectos relacionados con la medida que escapan a nuestro control y que afectarán a los resultados obtenidos. Es decir, dos medidas llevadas a cabo sobre un mismo sistema en condiciones aparentemente repetibles pueden dar lugar a resultados ligeramente diferentes. Otras fuentes de error que pueden afectar a la medida son:

- tiempo finito de observación de la señal
- imperfecciones en el detector de envolvente
- derivas térmicas y temporales de los instrumentos
- tolerancias de los equipos de medida permitidos por la normativa

Todo ello hace que las medidas puedan tener una dispersión de unos 5dB aproximadamente. Incluso las medidas de ensayos normativos llevados a cabo en laboratorios acreditados tienen una incertidumbre de 3dB. Incluso existen trabajos que muestran la influencia de diferentes

parámetros sobre los resultados de la medida (posición del equipo bajo ensayo sobre el plano equipotencial, influencia de la tolerancia de los equipos de medida, posición del cableado, etc..) que ponen de manifiesto la incertidumbre en la medida [41]. Por lo tanto, cualquier modelo matemático que ofrezca unas desviaciones respecto de las medidas de este orden de magnitud puede ser considerado como válido.

Desde el punto de vista del modelo de simulación, es difícil incluir todos estos factores intrínsecos a la medida en el mismo. Esto hace que, aunque se mejore el modelo de simulación, por ejemplo refinando el modelo de los componentes, sea difícil obtener un resultado con un error menor de un cierto umbral. Por ejemplo, una hipótesis de trabajo que se ha aceptado es que las perturbaciones son periódicas. Esta hipótesis, indispensable para poder aplicar la técnica de la transformada de Fourier, no es del todo cierta. Si bien todas las perturbaciones responden a las mismas causas y tienen una estructura “repetitiva”, cada uno de los periodos no es exactamente igual al anterior o al siguiente. El efecto de esta aproximación se pondrá de manifiesto en el Capítulo 3.