

Medidas de RF en DVB-T y DVB-H (2)

Por Juan Navalpotro



Juan Navalpotro.
Director Gerente de
Abacanto Digital SA,
compañía que
representa en España a:
Tektronix, Anritsu,
Albalá Ingenieros,
Z-Technology,
IneoQuest, Nextamp,
Mediornet y
Craneworks.
www.abacantodigital.com

Máscaras de emisión

Es de desear que la energía transmitida en un canal TDT esté limitada al canal asignado y no perturbe a los canales adyacentes. De nuevo el documento TR101290 indica las pautas a seguir:

- 9.7 RF and IF spectrum (Emission mask)

– *Propósito:* Para evitar interferencias con otros canales, el espectro transmitido debe cumplir con un galibo o máscara espectral que está definido para las redes terrestres. Si el espectro definido a la salida de un modulador está limitado por una máscara, el mismo procedimiento puede aplicarse a la señal de FI (con la pre-corrección desactivada)

– *Método:* La medida se realiza normalmente con un analizador de espectros. La densidad espectral de una señal terrestre DVB se define como el promedio a largo plazo de la potencia de la señal variable por unidad de ancho de banda (por ejemplo 1 Hz). Se pueden obtener valores para otras anchuras de banda por el aumento proporcional de los valores por unidad de ancho de banda

Debe extremarse el cuidado para evitar que el lóbulo principal de la señal no sobrecargue la etapa de entrada del instrumento de medida cuando se mide la densidad espectral de los lóbulos laterales, es decir, el rango fuera de banda. Especialmente en casos donde haya una atenuación muy fuerte de los lóbulos laterales y en los que la distorsión no-lineal del equipo de medida puede producir lóbulos laterales que enmascaren los originales que se deseaban medir. Un modo de evitar estos efectos de enmascaramiento consiste en atenuar selectivamente el lóbulo principal. Sin embargo, puesto que la respuesta de dicho filtro limitador de banda pasante ha de tenerse en cuenta en la evaluación del resultado, este procedimiento resulta muy complicado.

Respecto al ancho de banda de resolución del analizador, se recomienda que los valores no excedan de 30 kHz prefiriéndose un valor aproximado de 4 kHz. El resultado debe normalizarse a 4 kHz

Las máscaras están descritas en diversas tablas del documento fundamental de la especificación DVB-T, es decir el documento EN-300744.

La diversidad de máscaras tiene en cuenta si el canal adyacente, superior o inferior es de tipo analógico PAL, PAL-I, con sonido NICAM, etc.

Para ilustrar un ejemplo de medidas de cumplimiento de la máscara se ha elegido para las figuras 15a, 15b, 15c, 15d, 15e y 15f la máscara simétrica que debe utilizarse en casos críticos, es decir en condiciones en las que el transmisor TDT está situado en la misma zona donde también hay transmisores de canales analógicos de baja potencia.

La verificación del comportamiento de los filtros limitadores se realiza con analizadores de espectros y a continuación se describe un procedimiento a seguir.

Figura 15 a

Figura 15 b

Figuras 15a y 15b mostrando las primeras fases de la construcción de la máscara crítica.



En la figura 15a se muestra la medida de nivel, es decir, de potencia media total, que en la señal recibida en este ejemplo es de unos -50 dBm. Debe advertirse aquí, que este ejemplo trata de simular las medidas a la salida de un transmisor donde la potencia total es, naturalmente muy superior, y que la única razón de hacerlo así es el hecho de no tener acceso a un transmisor real durante la elaboración del artículo.

El documento EN-300744 indica que esta medida debe realizarse con un analizador de espectros que tenga un filtro de resolución de 4 kHz, este valor de filtro de resolución no se encuentra normalmente en los analizadores modernos pero fue elegido por razones históricas. En el analizador utilizado para este artículo se dispone de una amplia selección de filtros en los diferentes modos de trabajo, y un filtro que se aproxima al nominal, con error inferior al 20% que suele especificarse para los analizadores convencionales, es el filtro de 4,166 kHz cuyo error es de solo un 4,15% respecto a 4 kHz.

El uso de dicho filtro implica que la parte plana del espectro se muestra en pantalla con un nivel de: $10 \log(4 \text{ kHz} / 7,61 \text{ MHz}) = 32,79 \text{ dB}$ por debajo de la potencia total.

Se considera el valor de la potencia media de la señal como nivel de referencia de 0 dB y la máscara se traza nominalmente a -32,8 dB, ó 32,8 dBc, que representa dicho valor medido con filtro de resolución de 4 kHz.

A partir de aquí se señalan los diversos puntos de cumplimiento en función del offset de frecuencia y la atenuación deseada para el espectro de emisión. (Se usa aquí la notación dBc, que indica decibelios por debajo de la portadora y que lleva implícito el signo menos)

La tabla de la máscara crítica es la indicada a continuación:

Máscara crítica EN-300744			Canal 58 del ejemplo a 770 MHz		
Potencia total del canal = 0 dB			Potencia total del canal = -46 dBm (0 dB)		
- Frec. Offset (MHz)	Nivel (dBc)	+ Frec. Offset (MHz)	- Frec. Offset (MHz)	Nivel (dBc)	+ Frec. Offset (MHz)
-5,8	32,8	5,8	-767,2	-82,8	-773,8
-4,2	83	4,2	-765,8	-133	-774,2
-6	95	6	-764	-145	-766
-42	120	42	-758	-170	-762

La figura 15b muestra el nivel relativo de potencia de tres canales, dos de ellos analógicos, en un span de 24 MHz, puede verse que la potencia media recibida del canal 58, de -50 dBm, es similar a la potencia de la portadora de vídeo del canal adyacente superior y está a unos 4

dB por debajo de la potencia del canal adyacente inferior, cuya portadora de vídeo está en unos -46 dBm.

Las figuras 15c y 15d muestran la continuación de la máscara que se ha dibujado sobre diversas copias de impresora de la pantalla del

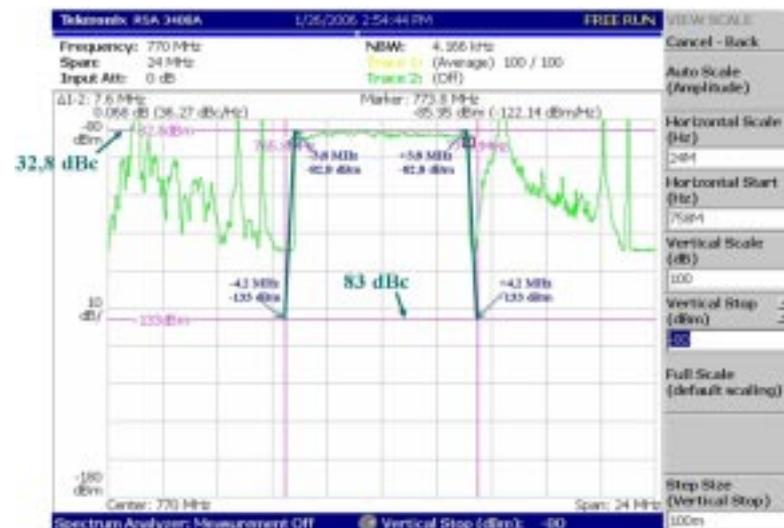
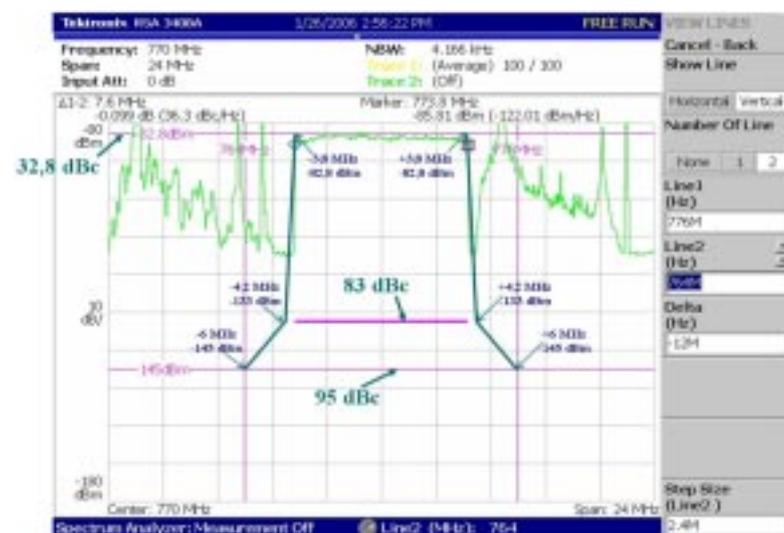


Figura 15c



Figuras 15c y 15d mostrando las siguientes fases de la construcción de la máscara crítica.

Figura 15d

analizador. Se han usado las líneas auxiliares (verticales y horizontales de color magenta), de las que dispone este modelo de analizador, para ilustrar los niveles de este ejemplo.

En la figura 15e se ha dibujado la máscara completa en esta simulación de verificación de un transmisor. Puede parecer que los puntos inferiores de la máscara no se pueden obtener con un analizador de espectros pues están situados a niveles tan bajos que siempre quedarán ocultos por el ruido de fondo del analizador, sin embargo debe recordarse que esta simulación se ha realizado sobre una señal recibida con antena y con un nivel muy bajo respecto a los niveles de señal de los que se dispone en los transmisores, por lo que si se realiza la medida a la salida de un transmisor, y después del filtro limitador de banda, con una potencia de unos 60 dB mayor que la utilizada aquí, es decir con unos +10 dBm de potencia, el nivel superior del espectro del canal quedaría a -22,8 dBm en la pantalla del analizador y los puntos de 83 dBc y de 95 dBc quedarían a -73 dBm y a -85 dBm, bien por encima de los -115 dBm en los que esta situado el ruido en este ejemplo usando un filtro de resolución de 4 kHz.

Sin embargo, los puntos de 120 dBc quedarían a -110 dBm, demasiado próximos al ruido. Aunque esto pueda parecer suficiente para medir dichos puntos, queda un aspecto a considerar y es el relacionado con las características de los analizadores de espectros.

Sensibilidad y margen dinámico de los analizadores

La densidad espectral de la potencia de ruido térmico transmitido a un analizador de espectros por una carga nominal de 50 Ω conectada a la entrada y estando a la temperatura de 290 $^{\circ}\text{K}$ es de -173,975 dBm/Hz, es decir, de unos -174 dBm/Hz, y puesto que un analizador como el empleado en este artículo muestra una densidad espectral de unos -151 dBm/Hz (véase la figura 4, en la 1ª entrega de este artículo) se puede decir que el factor de ruido del analizador incrementa en 23 dB el nivel de ruido mostrado.

La traza media de ruido térmico analizado con un filtro de 4 kHz sería de:

$$-174 + 10 \log 4000 = -174 \text{ dBm} + 36,02 \text{ dB} \approx -138 \text{ dBm}$$

y lo que se vería en pantalla del analizador estaría 23 dB por encima, es decir, sería un ruido de unos -115 dBm, que es el nivel mostrado

por la figura 15e y que parece corroborar el hecho de que los puntos de -110 dBm correspondientes a los puntos de ± 12 MHz de la máscara podrían verse y medirse.

Sin embargo esto no es tan fácil como se verá más adelante.

Nivel de entrada libre de distorsión

Esta es una característica que no suele aparecer en las especificaciones de los analizadores de espectros pues es muy difícil definir que es "libre de distorsión", en cambio suele especificarse el valor del punto de compresión de 1 dB, que en el analizador de este ejemplo se especifica en +2 dBm (con 0 dB de atenuación de entrada). Sin embargo esta especificación está muy lejos de ser la adecuada para el propósito indicado mas arriba, pues lo que realmente indica es que una señal sinusoidal con una potencia de +3 dBm a la entrada se comprimiría en 1 dB y se mediría como si fuera de +2 dBm. La distorsión de intermodulación del analizador en estas condiciones sería tan grande que los "hombros" del espectro se verían muy ampliados dificultando la medida.

Otra especificación suele ser la de nivel de distorsión TOI (Third-Order Intermodulation Distortion) y que suele especificarse de muy distintas maneras según el fabricante, e incluso, según el modelo de analizador. En el ejemplo usado aquí, la distorsión TOI se especifica para dos tonos sinusoidales del mismo nivel con una potencia total conjunta de -7 dBm y se especifica que con una atenuación de entrada de 20 dB, la distorsión TOI, es mejor que -78 dBc.

Esto significa que la potencia total aplicada al primer mezclador es de -27 dBm (ya que cada tono tiene un nivel de -10 dBm y llega al mezclador con -30 dBm) y los productos de intermodulación de

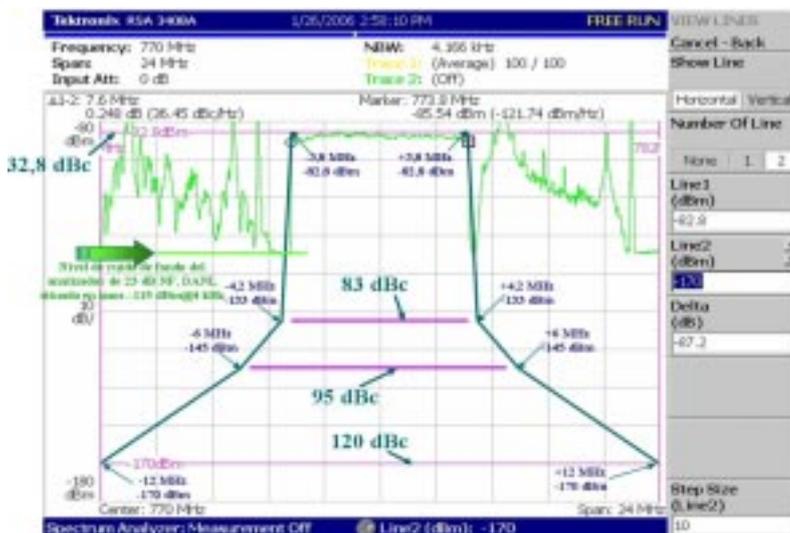


Figura 15e. La máscara crítica según EN-300744.

tercer orden producidos por el propio analizador estarían situados a 78 dB por debajo de cada tono, es decir, estarían situados por debajo de $(-10 \text{ dBm} - 78 \text{ dBc}) = -88 \text{ dBm}$, es decir, por encima de los valores de la máscara.

Suele estar admitido que "el nivel libre de distorsión" para la mayor parte de las medidas realizadas con un analizador de espectros de RF convencional con mezclador con puente de diodos, se consigue con potencias en el primer mezclador que no excedan de -30 dBm .

En señales del tipo de OFDM el número de portadoras es enorme, en el caso de la norma DVB-T en modo 8k hay 6.817 portadoras, que si se considerara para simplificar los cálculos que todas tienen la misma potencia, cuando la señal total es de -30 dBm , la potencia media de cada una de las portadoras estaría en:

$(-30 \text{ dBm} - 10 \log 6.817 \text{ dB}) = -68,34 \text{ dBm}$ y los productos de intermodulación producidos por el analizador estarían por debajo del nivel de ruido propio, pero solamente si se considerasen dos portadoras, que no es el caso ante la presencia de 6.817.

Pues bien, con una señal de $+10 \text{ dBm}$ como se indicaba más arriba para la figura 15e, habría que atenuarla 40 dB para llegar al mezclador con -30 dBm y por consiguiente todos los valores habrían de reducirse en la misma medida con lo que los puntos de la máscara quedarían en $-62,8 \text{ dBm}$ para el nivel superior del espectro a $\pm 3,8 \text{ MHz}$; -113 dBm para los puntos de $\pm 4,2 \text{ MHz}$; -125 dBm para los puntos de $\pm 6 \text{ MHz}$, es decir por debajo del nivel de ruido del analizador cuando usa filtro de 4 kHz (que según se vio en este ejemplo es de -115 dBm) y finalmente a -150 dBm para los puntos de $\pm 12 \text{ MHz}$ bien por debajo de dicho nivel de ruido.

Rango dinámico

El margen dinámico respecto al ruido de fondo, considerando una potencia de -30 dBm a nivel del primer mezclador y usando un filtro de 4 kHz , es de $[-30 - (-115)] = 85 \text{ dB}$, (el valor de -115 dBm es el denominado DANL para 4 kHz , es decir el Display Averaged Noise Level). Por supuesto que si se utilizan filtros equivalentes al ruido (NBW, Noise BandWidth) de 1 Hz , el margen dinámico sería de 122 dB (pues el DANL en este caso sería de -152 dBm), o incluso mayor si se usan los filtros inferiores a 1 Hz de que dispone el analizador, pero la norma de medida exige filtros de 4 kHz y los valores del gálibo especificado están adecuados a dicho valor de filtro.

La máscara crítica del documento EN-300744 del DVB exige mucho de los analizadores de espectro, tanto en términos de sensibilidad como en términos de margen dinámico de intermodulación.

Si se considera un analizador que disponga de un DANL de 128 dBm @ 4 kHz , para lo que se necesitaría que el factor de ruido propio del analizador fuera de $\text{NF} = 10 \text{ dB}$, y considerando que se adecua el nivel de señal de modo que llegue al mezclador a -30 dBm , para que trabaje "libre de distorsión", se encontraría una situación como la simulada en la figura 15f, en la que la escala de amplitudes se ha simulado a la derecha.

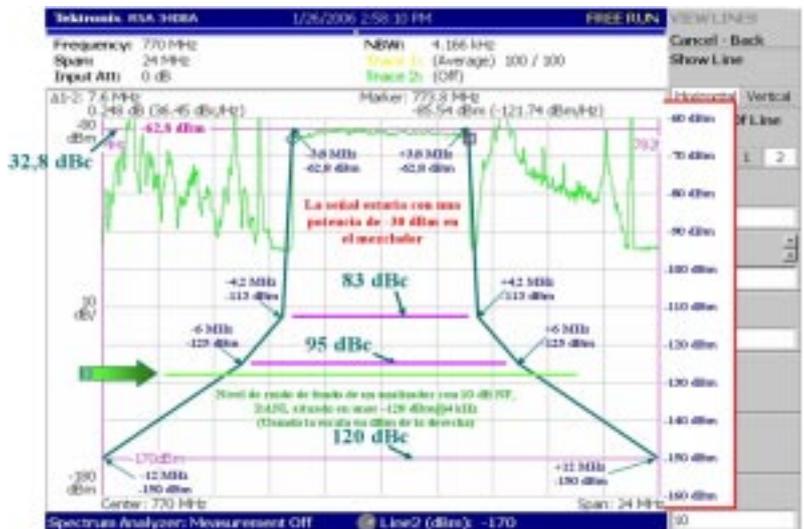
traría una situación como la simulada en la figura 15f, en la que la escala de amplitudes se ha simulado a la derecha.

Puede observarse que los puntos de 120 dBc de la máscara crítica no pueden medirse pues aún quedarían a unos 22 dB por debajo del ruido hipotético del analizador. Dicho de otro modo, la señal habría de aumentarse en más de 22 dB para poder medir dicha máscara, lo que impone que el nivel libre de distorsión de intermodulación de la etapa de entrada del analizador sea superior a -8 dBm . Esto supone un margen dinámico de 120 dB libre de distorsión de intermodulación.

Conviene observar que los preamplificadores no ayudan a resolver el problema, pues si se dispusiera de un amplificador, sea, por ejemplo, de una ganancia de $+30 \text{ dB}$ y una figura de ruido de $+5 \text{ dB NF}$, lo que aumenta no es el rango dinámico sino la sensibilidad.

En estas condiciones, la señal a la entrada del preamplificador debería ser de -60 dBm para que al mezclador del analizador siga llegando con un nivel de -30 dBm . El ruido térmico equivalente a la entrada del amplificador sería de $-174 \text{ dBm} + 5 \text{ dB} = -169 \text{ dBm}$ que al ser amplificado en 30 dB , resultaría un

Figura 15f. Simulación con señal a -30 dBm y analizador con $\text{NF} = 10 \text{ dB}$.



nivel de salida de -139 dBm que se aplicaría al analizador y para referirlo a un filtro de 4 kHz habría que sumar 36 dB quedando en -103 dBm, y este ruido es 13 dB peor que en el caso de los -115 dBm que se obtenían sin usar el preamplificador. El rango dinámico habría empeorado en 13 dB aunque la sensibilidad haya aumentado en 30 dB.

De hecho los preamplificadores disminuyen el rango dinámico de los analizadores de espectros y por ello solo suelen utilizarse cuando es necesario aumentar la sensibilidad aún a costa del margen dinámico. En caso de usar un preamplificador con una figura de ruido de 5 dB, su ganancia habría de ser inferior a +30 dB para aumentar la sensibilidad sin disminuir el rango dinámico, por ejemplo una ganancia de 17 dB sería el valor idóneo para mejorar la sensibilidad en esos 17 dB manteniendo el nivel de ruido en -116 dBm.

Con un amplificador de menor figura de ruido se podría mejorar aún más la sensibilidad sin perder margen dinámico, sea un amplificador de 2 dB de factor de ruido y de 20 dB de ganancia, se tendría así un aumento de sensibilidad de 20 dB. Pero como puede suponerse, las medidas a pie de transmisor no requieren el aumento de sensibilidad pues suele disponerse mucha potencia y el problema es más bien el de atenuar dicha señal para aplicarla al analizador sin dañarlo y sin que distorsione.

La reducción del filtro de resolución a un valor más bajo, no soluciona el problema, pues también la señal bajaría en la misma proporción que el ruido, ya que tanto la señal deseada como la indeseada son del tipo de espectro denso y se comportan como el ruido térmico.

Resumiendo, es necesario disponer de un analizador con un margen dinámico libre de distorsión de 120 dB para poder medir los puntos de ± 12 MHz de la máscara crí-

tica y esto solo se alcanza en algunos analizadores de gama muy alta. No obstante, si al sobre-excitar al mezclador con niveles superiores a -30 dBm, los productos de intermodulación introducidos por el analizador no superan los valores de la máscara, los valores de las medidas pueden darse por buenos.

Medidas de linealidad

Estas medidas están orientadas a la verificación de la linealidad de los transmisores y re-emisores. Al estar presentes miles de portadoras (6.817 en el modo de 8k), los productos de intermodulación, derivados de una falta de linealidad, son múltiples y se distribuyen dentro y fuera del canal.

Los productos que caen dentro del canal perjudican la desmodulación del mismo y reducen en gran manera el valor de MER (Modulation Error Ratio) a la salida del transmisor, siendo éste el efecto más perjudicial causado por la intermodulación pues no puede solucionarse una vez producido. Aunque los productos que caen fuera del canal, que se manifiestan como un crecimiento de los "hombros" del

espectro, podrían afectar a los canales adyacentes el filtro de máscara a la salida del transmisor limita la interferencia sobre dichos canales, por lo que estos productos resultan preocupantes solo en cuanto que reducen el MER del propio transmisor.

El efecto de los productos de intermodulación dentro del canal, una vez producidos, no se puede separar del ruido aleatorio ni de las interferencias de cualquier otro tipo, por lo que no es posible medirlo de manera aislada respecto a estas otras interferencias. Solo se puede medir el efecto global y sus resultados se incluyen en la medida del MER, que se realiza analizando los puntos de la constelación.

Si se deseara transmitir con una linealidad muy perfecta sería necesario trabajar con una relación de potencia pico/promedio tan alta como 15 dB, con lo que se tendría una probabilidad de ocurrencia de recortes en los picos de potencia de aproximadamente $9,4 \times 10^{-9}$. (Puesto que los picos en OFDM ocurren una vez por símbolo, esta probabilidad indica un recorte de una vez por cada 106 millones de símbolos, y si se transmite en 8k, 8 MHz y $\frac{1}{4}$ GI, cada símbolo dura

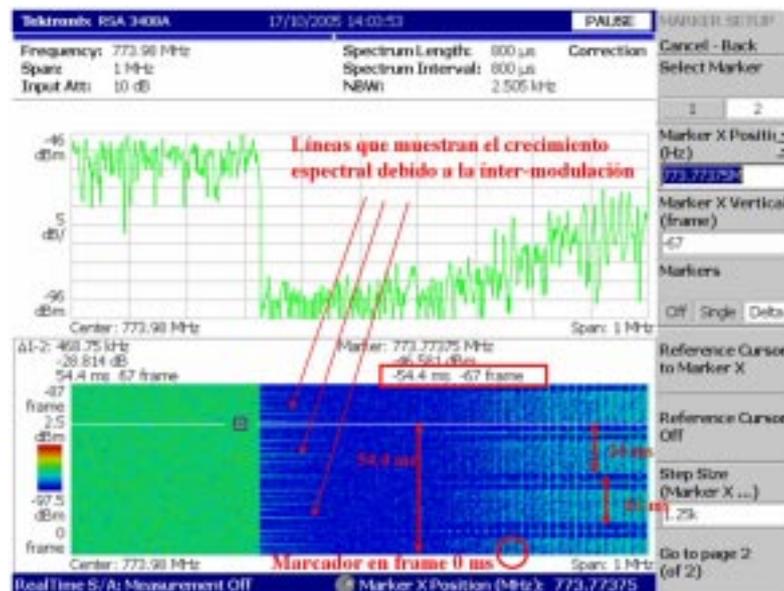


Figura 16. Adquisición en modo de tiempo real. Espectro normal

1.120 microsegundos, es decir hay 893 símbolos por segundo, por lo que la probabilidad de que un símbolo sufra recorte ocurre cada 119.149 segundos, es decir, cada 1.986 minutos o cada 33 horas)

Es frecuente aplicar un determinado back-off a la potencia de salida de los transmisores y se suele trabajar con relaciones de potencia de pico/promedio en el orden de los 10 dB a 12 dB. Esto implica admitir que trabajan en modo quasilineal y se permite esta distorsión ocasional confiando en que los sistemas de corrección de errores compensarán esta falta de linealidad. Aunque distorsionar la señal de salida con recortes ocasionales disminuye la cobertura teórica de un transmisor, queda compensado por el aumento de cobertura proporcionado por el aumento de potencia del transmisor. (Haciendo un cálculo similar se obtiene para 10 dB una probabilidad de $7,8 \cdot 10^{-4}$, es decir una vez cada 1.282 símbolos, o una vez cada 1,44 segundos, valor fácilmente corregible por los sistemas FEC, eso sí, a costa de perder cobertura en las zonas limítrofes)

Conviene recordar que un transmisor de TV analógica que proporcione una potencia de pico de 1 kw (los transmisores de TV analógica se especifican para potencia de pico en el instante de los impulsos de sincronismo), proporcionaría una potencia media de 100 w si trabaja en TV digital con un back-off de 10 dB, mientras que con un back-off de solo 7 dB proporcionaría 200 w de potencia media. Si, por el contrario, se desea trabajar con una relación de 13 dB, la potencia media transmitida sería de 50 w. Debido a estos recortes ocasionales producidos por la reducción del margen lineal del transmisor, el espectro de una señal DVB-T/H muestra un crecimiento instantáneo de los hombros que ocurre con mayor o menor frecuencia dependiendo de los recortes de potencia en el transmisor.

En la parte inferior de la figura 16 se muestra un espectrograma correspondiente a la adquisición de un bloque de espectros consecutivos en tiempo real. Cada trama espectral se corresponde con un intervalo de tiempo de $800 \mu s$ (valor determinado por el Span elegido, que es de 1 MHz en este caso) y se muestran desde la trama 0, en la parte inferior del espectrograma hasta la trama -87 en la parte superior.

Un espectrograma es una colección de tramas espectrales, denominada bloque, apiladas a medida que se van produciendo, de modo que la más reciente se añade por la parte inferior, y por eso las tramas superiores llevan número de orden negativo, pues han ocurrido en un tiempo anterior en la escala de tiempos correspondiente al eje vertical del espectrograma. La frecuencia está representada en el eje horizontal y se corresponde linealmente con la escala de frecuencia del espectro convencional (parte superior de la figura), la escala de amplitudes se representa por la codificación de colores indicada en la parte izquierda del espectrograma.

En el espectrograma se ve que, en algunas tramas espectrales, el espectro de la señal del canal de TV terrestre se extiende hacia la derecha, son las líneas verdes que sobresalen de la línea vertical divisoria entre el espectro de la señal OFDM (zona verde de la izquierda) y el valle de guarda (zona azul central del espectrograma) que hay entre dos canales consecutivos, el canal digital bajo medida (el 58 de UHF en este ejemplo) y el canal analógico superior (el 59), cuya banda lateral inferior se identifica por las zonas verdes de la derecha del espectrograma. El color representa la intensidad de señal recibida y, en este caso, el verde corresponde a las señales más fuertes.

A título de curiosidad, y dado que el espectrograma se ha tomado en el modo de tiempo real, es posi-

ble identificar parte de la estructura del canal analógico e identificado en la figura como la duración de dos campos de imagen de TV (20 ms/campo) y los correspondientes intervalos de borrado vertical. Para conocer más detalles respecto a las modulaciones analógicas y su espectrograma se puede leer el artículo nº 2 "Modulación y densidad espectral", disponible en la dirección: www.abacantodigital.com

En la figura 16 se ha seleccionado la trama espectral nº 67 del bloque, identificada por un marcador y una línea blanca horizontal en el espectrograma y cuyo espectro se muestra en la parte superior de la pantalla.

Puesto que a cada trama espectral le corresponde un intervalo de $800 \mu s$, el marcador está en el instante de tiempo de:

$$-68 \times 0,8 = -54,4 \text{ milisegundos}$$

como se indica recuadrado en rojo en la figura 16 (son 68 tramas incluyendo la trama 0).

Sin embargo en la figura 17 se muestra la trama espectral nº 68 del mismo bloque que sí tiene dicha distorsión y que se manifiesta como un aumento del "hombro" del espectro.

Puede haber, al menos, dos razones para que se produzcan estos ensanchamientos del espectro:

La razón principal o más frecuente se debe a que la transición entre símbolos puede, y en gran parte de los símbolos es, muy abrupta. Esto es inherente al sistema OFDM ya que el contenido de cada símbolo es completamente independiente del contenido de los símbolos anterior o posterior, por lo que el valor del voltaje instantáneo, en el dominio del tiempo, del final de un símbolo puede estar muy alejado del valor en voltaje del comienzo del símbolo siguiente, y este cambio de voltaje se produce en el intervalo de tiempo de una sola muestra en la conversión D/A del transmisor.

Sin embargo, esto no representa ningún problema para el funcionamiento del sistema, pues forma parte del concepto de ortogonalidad y los receptores no son sensibles a estas transiciones pues están sincronizados en tiempo con la señal recibida y demodulan exclusivamente el contenido de la parte útil del símbolo, sin que les afecte la mayor o menor transición entre símbolos, por lo que el MER no se ve afectado por esto.

Dicho de otro modo, los demoduladores "recuperan", por un lado, la ortogonalidad perdida por la inserción del intervalo de guarda y por otro lado no responden a las transiciones entre símbolos.

El hecho de que los demoduladores no sean sensibles al fenómeno, no quiere decir que éste no exista, el fenómeno se manifiesta en los analizadores de espectro debido a que la ventana temporal del análisis espectral no tiene una longitud igual a la parte útil del símbolo, ni ésta ventana está sincronizada en fase con la llegada de los símbolos, por ello se puede ver y medir dicho ensanchamiento de hombros.

La otra razón para que ocasionalmente ocurran estos ensancha-

mientos del espectro es que ocasionalmente las fases y amplitudes de las portadoras coincidan de modo que produzcan un valor de pico de voltaje de gran amplitud, y este pico se ve atenuado o recortado por las etapas de potencia de los transmisores si el pico excede el rango dinámico y entra en zonas de menor linealidad de los mismos. Esto ocurre más frecuentemente si el "back-off" aplicado al transmisor es demasiado elevado. Cuando el ensanchamiento del espectro es causado por dichos recortes, la intermodulación producida afecta a todas las portadoras y el MER sí se ve afectado por este fenómeno.

Estas tramas espectrales solo se pueden obtener adquiriendo un bloque completo en modo de tiempo real. La duración de cada trama espectral de las figuras 16 y 17 es de $800 \mu s$ y el espaciado entre ellas es también de $800 \mu s$, es decir, son continuas, esto es debido al modo de funcionamiento de tiempo real que permite un análisis continuo del espectro de las señales y su evolución en el tiempo.

Cada vez que ocurre un crecimiento de los hombros, se distorsiona la constelación de todas las

portadoras que forman el símbolo en el que ha ocurrido. Gracias a la dispersión y asignación de diferentes portadoras a los bits de información, esta distorsión se distribuye entre muchos paquetes del TS (Transport Stream) en lugar de estar concentrados entre unos pocos y es así que los algoritmos de pre-corrección de errores (FEC) por medio de la desmodulación Viterbi y decodificación Reed-Solomon pueden corregir los errores y proporcionar un TS libre de errores.

Sin embargo no es prudente abusar de los sistemas de corrección, siendo conveniente reducir los efectos de intermodulación, y dejar margen suficiente a los algoritmos FEC para corregir otros errores y ruidos que se pueden producir en el canal de transmisión y que no están al alcance de ser controlados adecuadamente.

Este fenómeno de intermodulación ocasional también se manifiesta, y quizás con más frecuencia, en los preamplificadores de las antenas colectivas si en el diseño de la cabecera receptora y/o en la distribución se hace caso omiso de estos posibles problemas y no se deja el margen adecuado de linealidad de los amplificadores, este margen puede encontrarse entre 10 y 15 dB si no se desea aumentar en gran medida los efectos causados por el back-off de los transmisores cuya señal se recibe, o de menos decibelios si la señal recibida está libre de efectos como los descritos más arriba, esta es una buena razón para no abusar del back-off en los transmisores, pues el efecto de la distorsión es acumulativo entre los transmisores y los amplificadores de antena colectiva.

Debe indicarse que observar el fenómeno de crecimiento instantáneo de los "hombros" es importante desde el punto de vista de que es un buen indicador del fenómeno de intermodulación que reduce el MER del sistema y por ello debe medirse

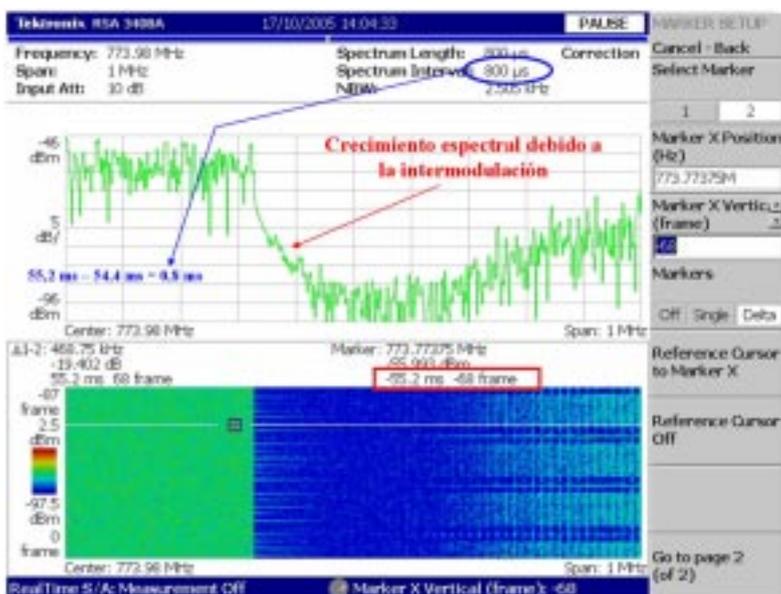


Fig.-17 Adquisición en modo de tiempo real. Espectro con intermodulación instantánea

cuidadosamente como indicador de la salud y calidad de la señal OFDM a la salida del transmisor, pues aunque el filtro limitador evite la interferencia sobre canales adyacentes, el efecto interno sobre el propio canal puede llegar a ser inadmisibles. Además debe tenerse en cuenta que si la distorsión de intermodulación se produce en los sistemas de antenas colectivas, dado que allí no existen filtros limitadores de máscara, el crecimiento de los hombros afectará claramente a los canales adyacentes, sean digitales o analógicos.

Las medidas de linealidad no tienen que ver, en principio, con las medidas de la máscara de emisión, pues los filtros limitadores pueden muy bien limitar que se invada el espectro de los canales adyacentes, y aún así la distorsión de no-linealidad puede ser tan desastrosa que no se pueda demodular el canal propio, por ello es conveniente realizar medidas cuidadosas de la linealidad, tanto a la salida de los amplificadores de potencia de los transmisores como en las instalaciones de antenas colectivas. Estas medidas se realizan en los "hombros" del espectro y en la proximidad a cada extremo del mismo, y la medida se refiere a valores de nivel situados a, tan solo, ± 500 kHz de dichos extremos.

La medida 9.10 de TR101290 se incluyó como ayuda para la verificación y ajuste de los transmisores en los procesos de diseño, fabricación, y mantenimiento. Se basa en la medida del crecimiento de los hombros del espectro debido a los productos de intermodulación.

Las medidas se realizan a 300 kHz, 500 kHz y 700 kHz de cada extremo del canal y conviene tomar el espectro en varios barridos sucesivos y poniendo el modo de registro del analizador en el modo de valores máximos dado que los productos de intermodulación se producen de diferente manera en cada uno de los símbolos emitidos.

• 9.10 Linearity characterization (shoulder attenuation)

– *Propósito:* La atenuación de los hombros del espectro se puede utilizar para caracterizar la linealidad de una señal OFDM sin hacer referencia a una máscara espectral.

– *Método:* Medir el valor máximo del espectro usando un filtro de resolución que sea del orden de 10 veces mayor que la separación de frecuencias, 10 kHz para el modo 8 k. Trazar una línea inclinada en cada extremo del espectro que pase por los puntos medidos a 300 kHz y 700 kHz del extremo del espectro.

Trazar una línea auxiliar paralela a esta que pase por el punto más alto del espectro dentro del rango indicado. La atenuación de los hombros (a cada lado del espectro) se especifica como la diferencia del valor de dicha línea auxiliar en el punto de 500 kHz y el valor máximo en el extremo.

El método abreviado consiste en medir el nivel del espectro a una separación de 500 kHz del extremo del mismo y compararlo con el nivel del espectro en el extremo. La medida del nivel debe realizarse con un filtro de resolución que sea del

Figura 18a.



Figuras 18a y 18b. Simulación de medida de "hombros" indicando los puntos A y B a 300 y 700 kHz.

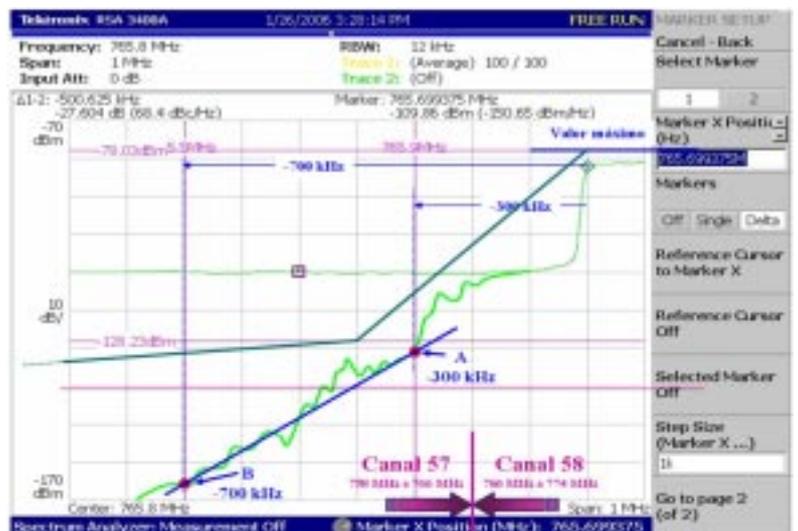


Figura 18b.

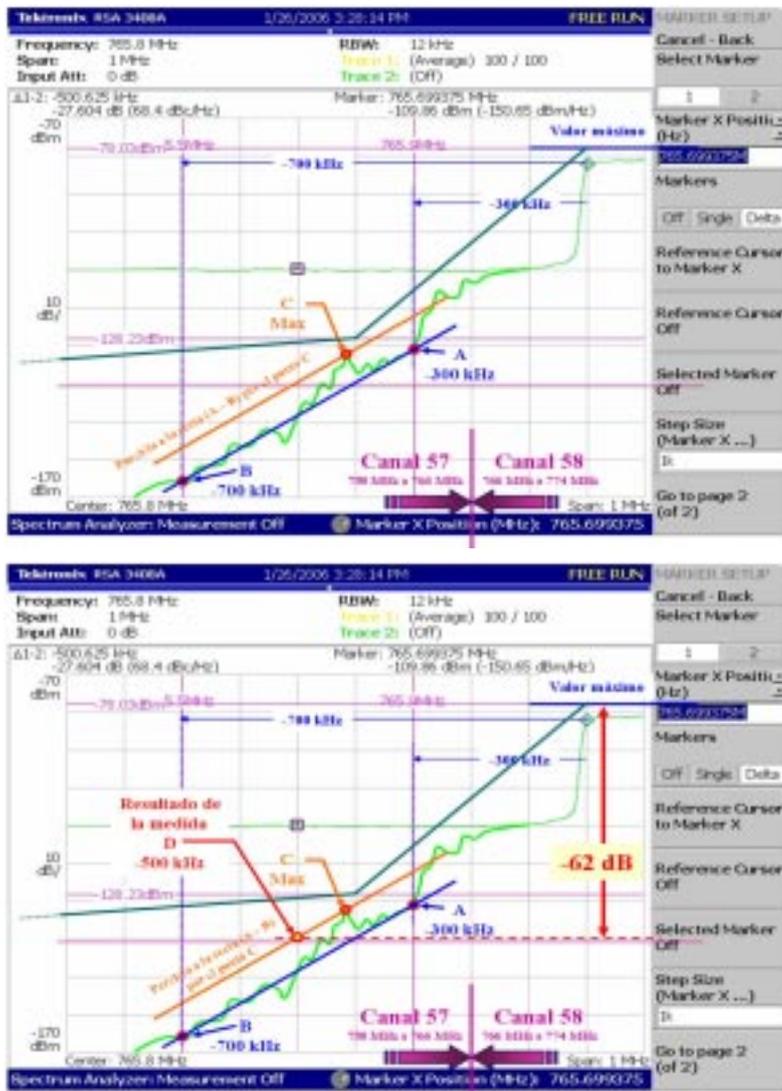


Figura 18c.

Después, en la figura 18d, se considera como valor de nivel de señal para realizar la medida, el valor que tendría una señal que alcanzara a la línea "naranja" en el punto de la frecuencia de -500 kHz, aunque en dicho punto no exista ningún valor real de la traza espectral "verde".

Con dicho valor referido al valor máximo del espectro se obtiene, en el ejemplo ilustrado en la figura 18d, un valor de unos 62 dBc, que sería el valor resultado de la medida y que figuraría en el informe de resultados de la medida de linealidad del transmisor bajo prueba.

Nótese que ésta hipotética intermodulación se ha medido sin tener en cuenta si el filtro de resolución es, o no, de 4 kHz como se especifica para la medida de la máscara, esta medida de hombros solo recomienda que se utilice un filtro de unas 10 veces mayor que la separación de frecuencias y no está relacionada con la medida de la máscara discutida anteriormente.

En los transmisores conviene realizar estas medidas de hombros tomando el espectro antes de los filtros limitadores de banda de señal transmitida, pues estos filtros atenúan el crecimiento de los hombros para limitar la emisión de señal fuera del canal, pero no evitan la intermodulación simultánea producida dentro del canal que pueda producirse en las etapas de potencia anteriores a dichos filtros.

Esta medida está encaminada a verificar si hay intermodulación excesiva que perjudique a la propia señal que se emite y si la medida se realizara tomando la señal después de los filtros de canal quedaría desvirtuado el propósito de la misma enmascarando los resultados. La medida después de los filtros daría mejores resultados que si se realiza antes de ellos, pero los resultados no darían una visión correcta sobre la linealidad del amplificador de potencia del transmisor.

Figuras 18c y 18d. Indicación del punto C a -500 kHz sobre la línea de medida.

orden de 10 veces mayor que la separación de frecuencias.

Las figuras 18a y 18b muestran una simulación de la medida de hombros para indicar como se llevaría a la práctica el método sugerido en el documento DVB TR101290. La simulación se debe a que no se disponía de acceso a un transmisor de TDT para realizarla en realidad.

Se ha dibujado una línea irregular "verde" para simular la respuesta espectral de un transmisor hipotético y sobre ella se han marcado los puntos "A" y "B" donde dicha línea espectral "verde" cruza los

valores de frecuencia de -300 kHz (A) y -700 kHz (B) respectivamente y se ha trazado una línea recta "azul" que pasa por ambos puntos.

En la figura 18c se ha trazado una recta "naranja" paralela a la línea anterior "azul" siendo tangente a la traza espectral "verde" en el punto más alto comprendido entre los puntos A y B, es decir el punto C. Nótese que hay dibujado un punto más alto a unos -210 kHz, pero este no se toma en cuenta para trazar la línea paralela "naranja" pues no está comprendido entre los puntos A y B.

Figura 18d.

Si se desea comprobar, a título de curiosidad, como se corresponden estos valores con la máscara de emisión, habría que convertir el valor máximo del espectro al valor que le correspondería si se hubiera medido con un filtro de 4 kHz, así que, como la medida se ha realizado con un filtro de 12 kHz habría que reducir el valor máximo en:

$$10 \log (12/4) = 4,77 \text{ dB,}$$

y el valor máximo estaría en:

$$-78,03 \text{ dBm} - 4,77 \text{ dB} = -82,80 \text{ dBm}$$

por lo que el nivel cero para la medida de la máscara quedaría en:

$$-82,8 \text{ dBm} + 32,8 \text{ dBc} = -50 \text{ dBm.}$$

La máscara queda también ilustrada en las figuras 18.

El espectro medido a -4,2 MHz del centro del canal, como se especifica para la máscara debe estar en -83 dB respecto al cero, es decir, a -133 dBm, en este ejemplo. El punto de -4,2 MHz, que correspondería con medir a -400 kHz del extremo del canal ($7,61 \text{ MHz}/2=3,805 \text{ MHz}$, es el extremo del canal referido al centro), está en un valor de unos 56 dB por debajo del valor máximo del espectro, es decir, a:

$$-82,8 \text{ dBm} - 56 \text{ dB} = -138,8 \text{ dBm,}$$

o sea, unos 5,8 dB por debajo del valor especificado para la máscara, pero téngase en cuenta que estos valores son ficticios, pues se ha simulado una traza espectral hipotética por el hecho de no disponer de un transmisor real.

Medidas CCDF

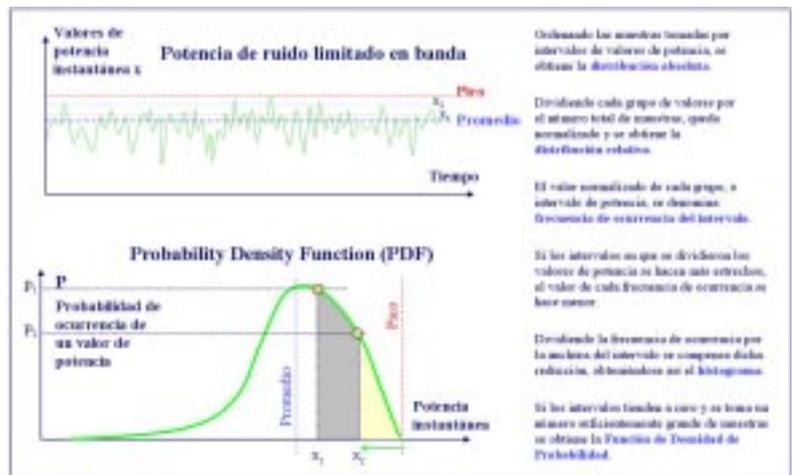
La medida 9.10 de TR101290 (atenuación de los hombros) se ha diseñado para medidas en fabricación y, aunque también se puede usar para la aceptación de transmisores (commissioning), es poco práctica para el monitoreo de unos transmisores que están en servicio. Por otro lado, la medida 9.7 (máscara) es útil para la verificación de la no emisión en los canales adyacentes, pero no para medidas de linealidad o de intermodulaciones.

Hay otra medida tradicional en los sistemas de modulación digital que además de ser útil para el monitoreo de transmisores en servicio lo es también, por ejemplo, en la evaluación de la linealidad de los sistemas de antenas colectivas, donde la señal disponible, procedente de la antena y amplificada por los amplificadores de distribución, contiene todos los canales que se capten en la zona de las medidas y que en las grandes ciudades pueden contener un espectro muy poblado.

Por otro lado se admite que en algunos casos, como se ha indicado más arriba, los transmisores y los sistemas de distribución de antenas colectivas tengan alguna distorsión de linealidad, más o menos controlada ya que los errores introducidos por su causa pueden ser compensados por los sistemas de corrección de errores FEC, pero que no debe exceder de ciertos valores de manera que dichos sistemas FEC queden saturados y pierdan su efectividad.

Las figuras 16 y 17 muestran que las expansiones del espectro están ocurriendo con mucha frecuencia, unos 5 ms si se consideran solo las más amplias, pero son de amplitudes diferentes en cada caso y por tanto son de difícil de cuantificación. No se ha detectado en esta toma de señal un crecimiento de hombros tan grande como los posibles mencionados más arriba que pueden ocurrir solo una vez cada varios segundos o varios minutos, pero sí otros de menor valor que ocurren con más frecuencia.

Las medidas CCDF (Complementary Cumulative Distribution Function, o Complemento de la Integral de la Función de Distribución) sirven para valorar en cuanto excede el valor de las potencias instantáneas el valor medio de la potencia y durante cuanto tiempo, y lo que es más importante, esta medida no se ve afectada por el crecimiento de hombros ocasionado por las transiciones entre símbolos.



En estas condiciones una pregunta puede ser ¿cuán a menudo ocurren estos errores ocasionales? Y otra pregunta más importante ¿Cómo se puede distinguir si el ensanchamiento de hombros observado se debe a la transición entre símbolos o a un recorte no-lineal de los amplificadores?

Para ello se mide, durante períodos de tiempo relativamente largos, el valor de la potencia instantánea y se tabula respecto de la potencia media medida en dicho período de tiempo.

Es conveniente repasar algunos conceptos estadísticos y para ello la figura 19 puede resultar de utilidad.

Figura 19. Conceptos básicos sobre las Funciones de Densidad de Probabilidad y de la función Complementaria de la Integral de la Función de Densidad de Probabilidad.

Considérese una colección de medidas puntuales de la potencia instantánea. Los medidores de potencia digitales, los osciloscopios digitales y los analizadores de espectros digitales de uno u otro tipo (barrido o FFT) que realizan estas funciones suelen presentar dicha colección de muestras de potencia instantánea en forma gráfica como la de la figura 19.

Los analizadores de espectro tienen generalmente la ventaja de permitir seleccionar el ancho de banda sobre el que se realiza la medida y, en general, también la de tener mayor sensibilidad que otros instrumentos. Es decir son selectivos y sensibles.

Si se ordenan los valores de potencia instantánea obtenidos, en intervalos "pequeños" y regulares, y se anota cuantas veces una medida ha "caído" dentro de cada intervalo, se obtiene la distribución absoluta de los valores instantáneos de la potencia sobre el rango total de potencias disponibles y, si el valor de cada intervalo se normaliza dividiendo por el número total de muestras tomadas, se obtiene la distribución relativa. El valor normalizado de cada intervalo así calculado se denomina frecuencia de ocurrencia para dicho intervalo.

Cuando los intervalos se hacen más estrechos, el valor de frecuencia relativa disminuye también y esto se puede compensar dividiendo los valores de frecuencia relativa por la anchura del intervalo dando lugar al histograma. Si los intervalos se hacen muy pequeños tendiendo a cero y se toma un número de muestras muy grande, tendiendo a infinito, el histograma se convierte en la Función de Densidad de Probabilidad, que en inglés toma las siglas PDF, figura 19.

Una vez obtenida la función de densidad de probabilidad, es posible conocer cual es la probabilidad de ocurrencia de un determinado valor de potencia, el valor x_1 de po-

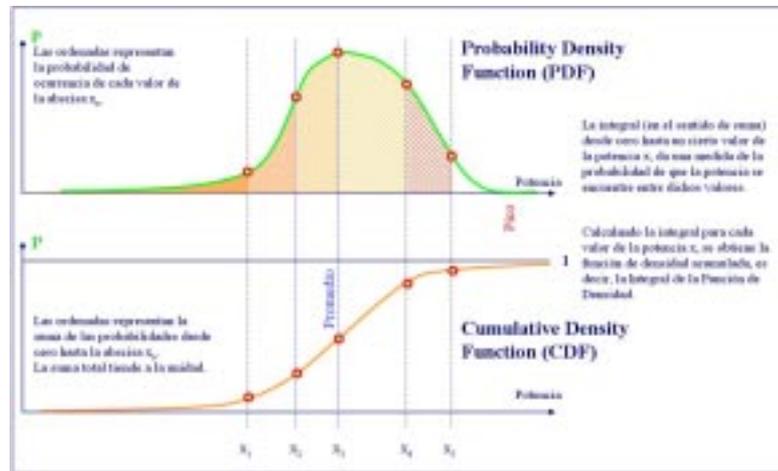


Figura 20. Conceptos básicos sobre las funciones PDF y CCDF

tencia tendrá una probabilidad de ocurrencia p_1 , mientras que el valor de potencia x_2 tendrá una probabilidad de ocurrencia p_2 .

Si se desea saber cual es la probabilidad de que una muestra tenga un valor de potencia comprendido entre cero y los valores x_1 y x_2 respectivamente, basta sumar las probabilidades de cada uno de los pequeños intervalos comprendidos entre cero y x_1 o entre cero y x_2 respectivamente, o en términos analógicos se calcula la integral de la función PDF hasta x_1 y x_2 respectivamente. Véase la figura 20.

La curva formada por los valores de la integral de todos y cada uno de los resultados de integración desde cero hasta cada valor de abscisa x se denomina CDF (Cumulative

Density Function).

La suma de todos los valores de la curva, desde cero hasta el valor de potencia de pico, siempre es la unidad puesto que la función de densidad se obtiene a partir del histograma normalizado.

Si lo que se desea es conocer la probabilidad de que una muestra tenga un valor de potencia que supere a x_1 resulta fácil calcular si se conoce la probabilidad de que esté por debajo de x_1 pues el total siempre es la unidad, y puesto que este es el caso en los cálculos de la probabilidad de ocurrencia de una relación entre potencia de pico y potencia media, se hace uso de la función complementaria CCDF (Complementary Cumulative Density Function) que se define la como

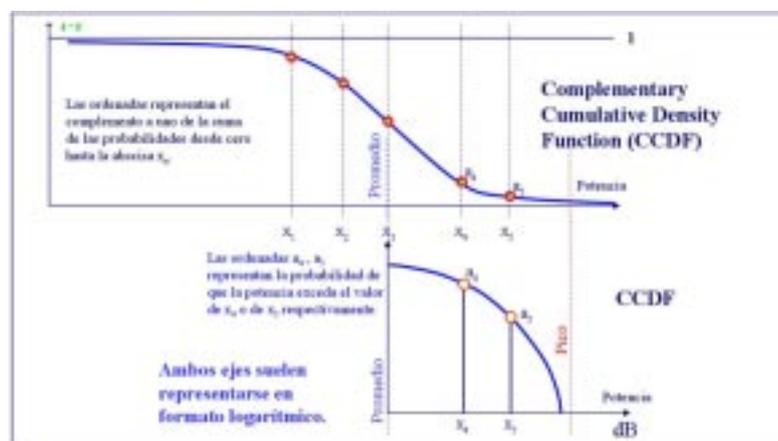


Figura 21. Representación logarítmica de la función CCDF.

Figuras 23a y 23b. Medidas CCDF en un SPAN de 10 MHz y de 5 MHz respectivamente.

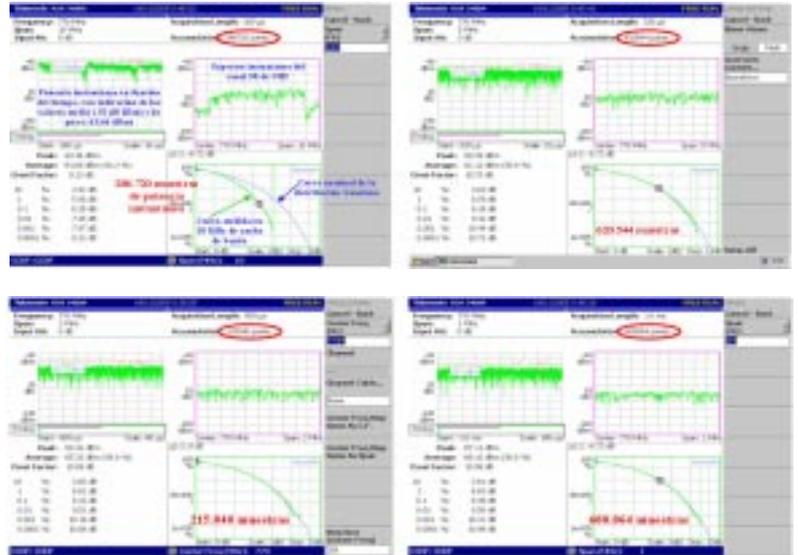
Figuras 23c y 23d. Medidas CCDF en un SPAN de 2 MHz y de 1 MHz respectivamente.

CCDF = 1- CDF. La figura 21 muestra una gráfica de la función CCDF en escala lineal y otra en escala logarítmica donde las muestras de potencia instantánea se representan en el eje horizontal expresadas en dB y la probabilidad en el eje vertical en décadas de porcentaje.

Los analizadores de espectro que disponen de estas medidas permiten verificar si la distribución de potencia de un transmisor sigue el patrón esperado. En el caso de las señales moduladas digitalmente la curva CCDF depende de las características de la modulación empleada y de los filtros de conformación de espectro empleados.

En el caso de las señales OFDM, el número de portadoras es sumamente grande y no usa filtros de conformación de espectro, excepto el limitador de emisión sobre el canal adyacente, y a lo largo de la parte plana del espectro presenta una distribución muy similar a la del ruido térmico, el denominado AWGN (Additive White Gaussian Noise) y se puede por tanto comparar la curva medida en un transmisor con la curva teórica gaussiana correspondiente al ruido blanco.

La figura 22 muestra el resultado de medir 10,5 millones de valores de potencia instantánea en el centro de un canal (el 58, en este caso) y usando un ancho de banda de 500 kHz (el SPAN del analizador



estaba fijado en 500 kHz y centrado en 770 MHz). La traza verde representa el resultado de la medida y sobre-escrbe la traza de referencia gris correspondiente a la curva del ruido blanco AWGN.

Debe tenerse en cuenta que si, para la medida, se toma un "span" superior al ancho real del espectro, como se muestra en la figura 23a con 10 MHz, la curva no alcanza a la curva de referencia gaussiana y podría asumirse, erróneamente, un recorte o un back-off excesivo en el transmisor analizado, el número de muestras tomado es de 286.720 que es suficiente para mostrar esta tendencia de la curva. El resultado erróneo se debe a que el valor de potencia de pico medido queda distorsionado respecto al valor medio por los valores de espectro de ruido, de bajo nivel, que hay en ambos extremos del espectro analizado.

La figura 23b muestra que tomando 5 MHz de span centrado dentro del espectro la curva vuelve a ser gaussiana, para apreciar esto basta con tomar 620.544 muestras en lugar de llegar a 10,5 millones como se tomaron en la figura 22.

Puede también verse que con un span más reducido, la curva es

también gaussiana, pues sigue siendo posible tomar un número relativamente grande de portadoras como para que el resultado sea similar al ruido AWGN, como se muestra en las figuras 23c y 23d con 2 MHz y 1 MHz respectivamente y en las que el número de puntos tomados es muy inferior al usado en la figura 22, que aún siendo de solo 500 kHz de span sigue mostrando la característica gaussiana.

El número de puntos acumulados para la gráfica de la curva CCDF afecta al resultado total que establece cual es el valor de cresta de la señal. El valor de cresta es de 12,08 dB con 10.536.960 puntos acumulados en el caso de la figura 22, es de 10,89 dB con 215.040 muestras y de 10,99 dB con 600.064 muestras tomadas para las figuras 23c y 23d respectivamente. El alcanzar valores de 15 dB en ruido gaussiano requiere tomar muchas más muestras, pues la probabilidad de alcanzar dicho valor excede de $9,39 \times 10^{-9}$ mientras que la gráfica de la figura 22 muestra valores de 1×10^{-7} con más de 10 millones de muestras.

Para ver análisis realizados con otros tipos de modulación ver el artículo nº 2 "Modulación y densidad espectral", indicado anteriormente.

Figura 22. Medidas CCDF con analizador de espectro sobre el canal 58 de TDT.

