

RECOMENDACIÓN UIT-R SM.328-11*

Espectros y anchuras de banda de las emisiones

(Cuestión UIT-R 222/1)

(1948-1951-1953-1956-1959-1963-1966-1970-1974-1978-1982-1986-1990-1994-1997-1999-2006)

Cometido

Esta Recomendación proporciona definiciones, modelos analíticos y otras consideraciones relativas a los valores de las componentes de la emisión para diferentes tipos de emisiones así como la utilización de esos valores desde el punto de vista de la eficacia del espectro.

Palabras clave

emisión no esencial, dB de anchura de banda, espectros de las emisiones, canal adyacente, banda necesaria

La Asamblea de Radiocomunicaciones de la UIT,

considerando

- a) que la utilización eficaz del espectro radioeléctrico exige establecer para cada clase de emisión, las normas que controlen el espectro emitido por una estación transmisora;
- b) que, para determinar un espectro emitido de anchura óptima debe tenerse en cuenta el conjunto del canal de transmisión, así como todas sus condiciones técnicas de funcionamiento, incluidos los demás canales y servicios radioeléctricos que comparten la banda, las tolerancias de frecuencia del transmisor indicadas en la Recomendación UIT-R SM.1045 y, en especial, los fenómenos de propagación;
- c) que los conceptos de «anchura de banda necesaria» y de «anchura de banda ocupada» definidos en los números 1.152 y 1.153 del Reglamento de Radiocomunicaciones (RR), son la base para especificar las propiedades espectrales de una determinada emisión, o clase de emisión, de la forma más sencilla posible;
- d) que estas definiciones no bastan, sin embargo, para tratar el conjunto del problema de la economía y eficacia del espectro radioeléctrico, y que para reducir las interferencias causadas en los canales adyacentes, se debe estar en condiciones de fijar reglas que limiten, por una parte, la anchura de banda ocupada por una emisión al valor más eficaz en cada caso y, por otra, las amplitudes de las componentes emitidas en las partes exteriores del espectro;
- e) que, con miras a la utilización eficaz del espectro de frecuencias radioeléctricas, es necesario conocer las anchuras de banda necesarias para las distintas clases de emisiones; que, en algunos casos, las fórmulas incluidas en la Recomendación UIT-R SM.1138 sólo pueden utilizarse con carácter orientativo; y que la anchura de banda necesaria para determinadas clases de emisiones debe ser evaluada con respecto a una norma de transmisión y a un requisito de calidad especificados;
- f) que la anchura de banda ocupada permite a las empresas de explotación y a las organizaciones nacionales e internacionales realizar mediciones para cuantificar la anchura de banda realmente ocupada por una determinada emisión y, por tanto, cerciorarse, por comparación con la anchura de

* La Comisión de Estudio 1 de Radiocomunicaciones introdujo algunas modificaciones redaccionales en esta Recomendación en 2016 y 2019, de conformidad con la Resolución UIT-R 1.

banda necesaria, de que dicha emisión no ocupa una anchura de banda excesiva para el servicio que ha de proporcionarse y, por consiguiente, que no creará probablemente interferencia más allá de los límites estipulados para esta clase de emisión;

g) que, además de limitar el espectro ocupado por una emisión al valor más eficaz en cada caso se han establecido reglas en la Recomendación UIT-R SM.1541 para limitar las emisiones fuera de banda y en la Recomendación UIT-R SM.329 para limitar las amplitudes de las componentes de la emisión no esencial;

h) que es preciso definir la anchura de banda necesaria de una transmisión para llevar a cabo la medición de las emisiones no esenciales de acuerdo con la Recomendación UIT-R SM.329;

j) que en la Recomendación UIT-R SM.326 figuran métodos para medir los productos de distorsión por intermodulación y que los límites figuran en la Recomendación UIT-R SM.329;

k) que, en varios casos, la utilización de sistemas con anchuras de banda necesarias muy superiores a la anchura de la banda de base, aumenta potencialmente el número de usuarios simultáneos que pueden compartir una banda del espectro (por ejemplo, sistemas MF que emplean un elevado índice de modulación, técnicas de expansión de la anchura de banda), ya que puede reducirse suficientemente la susceptibilidad de los receptores a la interferencia para compensar con creces la reducción del número de canales disponibles, incrementándose así la eficacia de la utilización del espectro radioeléctrico,

reconociendo

que el Reglamento de Radiocomunicaciones (Artículo 1, Sección VI) contiene las siguientes definiciones de los términos vinculados a las características de las emisiones.

1.144 *emisión fuera de banda**: Emisión en una o varias frecuencias situadas inmediatamente fuera de la *anchura de banda necesaria*, resultante del proceso de modulación, excluyendo las *emisiones no esenciales*.

1.145 *emisión no esencial**: Emisión en una o varias frecuencias situadas fuera de la *anchura de banda necesaria*, cuyo nivel puede reducirse sin influir en la transmisión de la información correspondiente. Las emisiones armónicas, las emisiones parásitas, los productos de intermodulación y los productos de la conversión de frecuencia están comprendidos en las emisiones no esenciales, pero están excluidas las *emisiones fuera de banda*.

1.146 *emisiones no deseadas**: Conjunto de las *emisiones no esenciales* y de las *emisiones fuera de banda*.

* Los términos asociados con las definiciones dadas en los números **1.144**, **1.145** y **1.146** deben expresarse en los idiomas de trabajo como sigue:

| Números | En francés | En inglés | En español |
|--------------|---------------------------|----------------------|------------------------|
| 1.144 | Emission hors bande | Out-of-band emission | Emisión fuera de banda |
| 1.145 | Rayonnement non essentiel | Spurious emission | Emisión no esencial |
| 1.146 | Rayonnements non désirés | Unwanted emissions | Emisiones no deseadas |

NOTA 1 – Con arreglo a la Resolución 115 (Marrakech, 2002) convendría modificar el Cuadro incorporando los términos correspondientes en los otros tres idiomas, a saber, el árabe, el chino y el ruso.

1.146A *dominio fuera de banda* (de una emisión): Gama de frecuencias externa e inmediatamente adyacente a la anchura de banda necesaria pero excluyendo el *dominio no esencial*, en la que generalmente predominan las *emisiones fuera de banda*. Las *emisiones fuera de banda*, definidas en función de su fuente, ocurren en el dominio fuera de banda y, en menor medida, en el *dominio no esencial*. Las *emisiones no esenciales* pueden asimismo ocurrir en el dominio fuera de banda así como en el *dominio no esencial*. (CMR-03)

1.146B *dominio no esencial* (de una emisión): Gama de frecuencias más allá del *dominio fuera de banda* en la que generalmente predominan las *emisiones no esenciales*. (CMR-03)

1.147 *banda de frecuencias asignada*: Banda de frecuencias en el interior de la cual se autoriza la *emisión* de una *estación* determinada; la anchura de esta banda es igual a la *anchura de banda necesaria* más el doble del valor absoluto de la *tolerancia de frecuencia*. Cuando se trata de *estaciones espaciales*, la banda de frecuencias asignada incluye el doble del desplazamiento máximo debido al efecto Doppler que puede ocurrir con relación a un punto cualquiera de la superficie de la Tierra.

1.148 *frecuencia asignada*: Centro de la *banda de frecuencias asignada* a una *estación*.

1.149 *frecuencia característica*: Frecuencia que puede identificarse y medirse fácilmente en una *emisión* determinada.

Una frecuencia portadora puede designarse, por ejemplo, como una frecuencia característica.

1.150 *frecuencia de referencia*: Frecuencia que ocupa una posición fija y bien determinada con relación a la *frecuencia asignada*. La desviación de esta frecuencia con relación a la *frecuencia asignada* es, en magnitud y signo, la misma que la de la *frecuencia característica* con relación al centro de la banda de frecuencias ocupada por la *emisión*.

1.151 *tolerancia de frecuencia*: Desviación máxima admisible entre la *frecuencia asignada* y la situada en el centro de la banda de frecuencias ocupada por una *emisión*, o entre la *frecuencia de referencia* y la *frecuencia característica* de una *emisión*.

La tolerancia de frecuencia se expresa en millonésimas o en hertzios.

1.152 *anchura de banda necesaria*: Para una *clase de emisión* dada, anchura de la banda de frecuencias estrictamente suficiente para asegurar la transmisión de la información a la velocidad y con la calidad requeridas en condiciones especificadas.

1.153 *anchura de banda ocupada*: Anchura de la banda de frecuencias tal que, por debajo de su frecuencia límite inferior y por encima de su frecuencia límite superior, se emitan *potencias medias* iguales cada una a un porcentaje especificado, $\beta/2$, de la *potencia media* total de una *emisión* dada.

En ausencia de especificaciones en una Recomendación UIT-R para la *clase de emisión* considerada, se tomará un valor $\beta/2$ igual a 0,5%.

recomienda

1 Definiciones

Que al tratar las cuestiones de anchura de banda, separación entre canales e interferencias se haga uso de las siguientes definiciones:

1.1 Banda base

Banda de frecuencias ocupada por una señal, o por varias señales multiplexadas, que ha de encaminarse por una línea o por un sistema de transmisión radioeléctrica.

NOTA 1 – En el caso de las radiocomunicaciones, la señal de banda base es la señal que modula el transmisor.

1.2 Anchura de la banda base

Anchura de la banda de frecuencias ocupada por una señal, o por varias señales multiplexadas, que ha de encaminarse por una línea o por un sistema de transmisión radioeléctrica.

1.3 Relación de expansión de la anchura de banda

Relación entre la anchura de banda necesaria y la anchura de banda de la banda base.

1.4 Espectro fuera de banda (de una emisión)

Parte del espectro de densidad de potencia (o del espectro de potencia cuando el espectro consiste en componentes discretas) de una emisión que está fuera de la anchura de banda necesaria y que resulta del proceso de modulación, con exclusión de las emisiones no esenciales.

1.5 Espectro fuera de banda admisible (de una emisión)

Para una clase de emisión dada, nivel admisible de densidad de potencia (o potencia de las componentes discretas) en frecuencias situadas por encima y por debajo de los límites de la banda necesaria.

NOTA 1 – La densidad de potencia admisible (o la potencia) puede especificarse en forma de una curva límite representativa de la densidad de potencia (o la potencia), expresada en decibelios con relación al nivel de referencia especificado para frecuencias fuera de la banda necesaria. Las abscisas de los puntos iniciales de la curva de limitación deberán coincidir con las frecuencias límite de la banda necesaria. En los Anexos 1 a 6 figuran descripciones de curvas límite para diversas clases de emisiones.

1.6 Potencia fuera de banda (de una emisión)

Potencia total emitida en el conjunto de las frecuencias del espectro fuera de banda.

1.7 Potencia fuera de banda admisible

Para una clase de emisión dada, el valor admisible de la potencia media emitida en frecuencias por encima y por debajo de los límites de la banda necesaria.

NOTA 1 – La potencia fuera de banda admisible debe determinarse para cada clase de emisión, y especificarse en forma de porcentaje, β , de la potencia media total radiada, reducida de la curva límite fijada individualmente para cada clase de emisión.

1.8 Anchura de banda entre puntos a x dB

Anchura de una banda de frecuencias fuera de cuyos límites inferior y superior, las componentes del espectro discreto o la densidad de potencia del espectro continuo son inferiores en por lo menos x dB con relación a un nivel predeterminado de referencia de 0 dB.

La definición de anchura de banda entre puntos a x dB puede variar según la determinación del nivel de referencia de 0 dB (véase la Recomendación UIT-R SM.1541):

- anchura de banda entre puntos a x dBsd: anchura de banda entre puntos a x dB cuando el nivel de referencia elegido tiene el valor máximo de densidad espectral de potencia en la anchura de banda necesaria;
- anchura de banda entre puntos a x dBc: anchura de banda entre puntos a x dB cuando el nivel de referencia elegido tiene la potencia de la portadora no modulada de la emisión. Cuando

no es posible acceder a la portadora para realizar mediciones, el nivel de referencia es la potencia media;

- anchura de banda entre puntos a x dBpp: anchura de banda entre puntos a x dB cuando el nivel de referencia elegido tiene el valor máximo de la potencia de cresta, medido en la anchura de banda de referencia dentro de la anchura de banda ocupada.

NOTA 1 – Con el método de la anchura de banda entre puntos a x dB se obtienen resultados aceptables para calcular el 99% de la anchura de banda ocupada definida en el número 153 del Artículo 1 del RR si se eligen adecuadamente el valor de x dB y el nivel de referencia de 0 dB.

1.9 Tiempo de establecimiento de una señal telegráfica

Tiempo durante el cual la corriente telegráfica pasa de una décima a nueve décimas (o viceversa) del valor que alcanza en pleno régimen; cuando se trate de señales asimétricas, los tiempos de establecimiento al principio y al final de la señal pueden estar representados por dos valores distintos.

1.10 Tiempo relativo de establecimiento de una señal telegráfica

Relación entre el tiempo de establecimiento de una señal telegráfica definida en el § 1.9 y la duración del impulso a amplitud mitad.

1.11 Velocidad de modulación

La velocidad de modulación, B , (Bd) que figura en el texto siguiente, es la velocidad máxima empleada por el transmisor correspondiente. Cuando el transmisor trabaja a velocidad inferior a este máximo hay que aumentar el tiempo de establecimiento, a fin de mantener al mínimo la anchura de banda ocupada, conforme a lo dispuesto en el número 3.9 del RR.

2 Emisión óptima de un transmisor desde el punto de vista de la eficacia del espectro

Que debe ser considerada como tal una emisión cuya anchura de banda ocupada es igual a la anchura de banda necesaria para esa clase de emisión.

En un caso de compartición, una anchura de banda que es óptima desde el punto de vista de la eficacia del espectro puede no serlo desde el punto de vista de la utilización del espectro.

2.1 A continuación figuran algunos ejemplos de espectro que ilustran las definiciones de potencia fuera de banda, anchura de banda necesaria y anchura de banda entre puntos a x dB.

FIGURA 1
Evaluación del espectro comparando la potencia fuera de banda y la potencia de la curva límite de banda

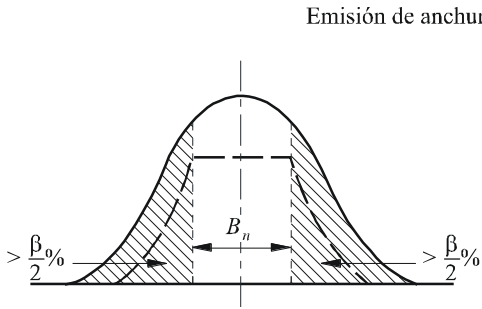
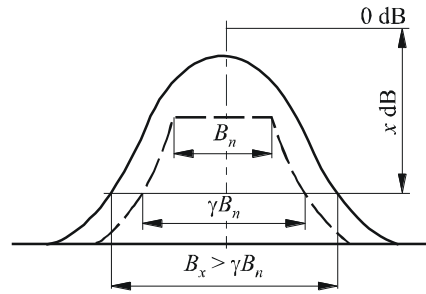
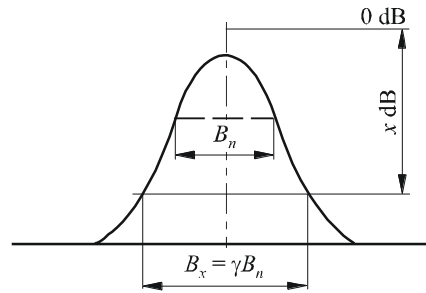
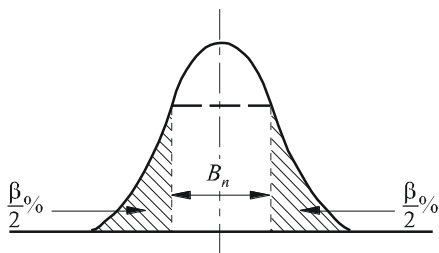


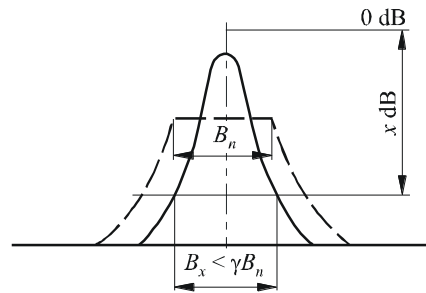
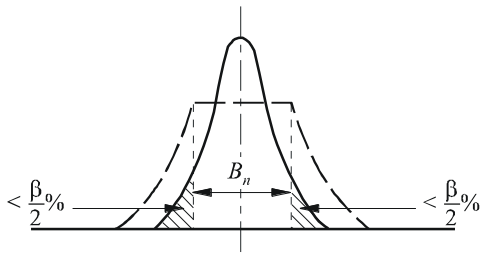
FIGURA 2
Evaluación del espectro por medio de la anchura de banda entre puntos a x dB



Emisión correspondiente a la «óptima»



Emisión de anchura inferior a la «óptima»



- B_n : Anchura de banda necesaria
- B_x : Anchura de banda entre puntos a x dB
- x : Valor del nivel de medición (dB)
- γ : Relación requerida entre la anchura de banda entre puntos a x dB y la anchura de banda necesaria, determinada por el nivel x dB y los parámetros de la curva que limita el espectro fuera de banda
- $\frac{\beta}{2}$: Mitad de la potencia fuera de banda admisible

3 Límites de las emisiones fuera de banda

Que esta Recomendación puede utilizarse como orientación para obtener los límites de las emisiones fuera de banda. Tales límites deben definirse considerando la degradación provocada por las imperfecciones de la modulación, el ruido de fase, la intermodulación y las limitaciones prácticas en el filtrado.

4 Cálculo del espectro emitido

Que los valores para los componentes de la emisión pueden calcularse para los tipos de emisiones definidos en el Apéndice 1 al RR. Para calcular los siguientes tipos de emisiones deben utilizarse los Anexos 1 a 6 donde figuran modelos analíticos y se hacen otras consideraciones que pueden emplearse como base para determinar los valores en las mediciones de la anchura de banda ocupada:

- emisiones denominadas de tipo A (véase el Anexo 1);
- emisiones denominadas de tipo B y R (véase el Anexo 2);
- emisiones denominadas de tipo F (véase el Anexo 3);
- emisiones denominadas de tipo G (véase el Anexo 4);
- emisiones denominadas de tipo J (véase el Anexo 5);
- modulación de fase digital (véase el Anexo 6).

4.1 Aproximación de las envolventes de espectro fuera de banda para cálculos analíticos

Para obtener una aproximación de las envolventes de espectro fuera de banda mediante funciones de potencias debe utilizarse la siguiente fórmula:

$$S_1(f) = S(f_m) \left(\frac{f_m}{f} \right)^\gamma \quad (1)$$

$$\gamma = 0,33 N$$

siendo $S(f_m)$ la potencia a una frecuencia determinada f_m y N el número de dB que se reduce la envolvente de espectro en una sola octava de ensanchamiento de banda.

Para otras aproximaciones de las envolventes de espectro fuera de banda mediante funciones exponenciales debe utilizarse la siguiente fórmula:

$$S_2(f) = S(f_m) \exp \left[-\frac{0,23N_1}{f_m} (f - f_m) \right] \quad (2)$$

siendo N_1 el número de dB correspondiente a la primera octava de ensanchamiento de la banda. Para los valores más comunes de $N = 12$ a 20 dB/octava, es suficiente realizar la comparación de potencia con una precisión muy baja de aproximadamente $\pm 15\%$ a 20% para asegurar una precisión en la medición de la anchura de banda ocupada de $\pm 3\%$ a 7% *.

* *Nota de la Secretaría:* La relación entre el porcentaje de error en la medición de la anchura de banda ocupada y el porcentaje de error en la comparación de potencia, para distintos valores de N figura en la Fig. 71 del Manual para la comprobación técnica del espectro (Ginebra, 1995).

Estos métodos consisten en comparar la potencia total de emisión con la potencia que resta después del filtrado, mediante dos filtros paso bajo o dos filtros paso alto o mediante un filtro paso alto, o mediante un filtro paso alto y un filtro paso bajo cuyas frecuencias de corte pueden modificarse a voluntad con respecto al espectro de la emisión. Alternativamente, pueden determinarse las componentes de la potencia pertinentes evaluando el espectro de potencia obtenido mediante un analizador de espectro.

5 Reducción de la interferencia debida a emisiones no deseadas en los transmisores

Que se utilice uno de los siguientes métodos para reducir las emisiones no deseadas de un transmisor (los detalles de estos métodos se describen en el Anexo 7):

- arquitectura del transmisor (véase el § 1 del Anexo 7);
- filtrado (véase el § 2 del Anexo 7);
- técnicas de modulación (véase el § 3 del Anexo 7);
- linealización (véase el § 4 del Anexo 7);
 - predistorsión (véase el § 4.1 del Anexo 7);
 - precompensación (véase el § 4.2 del Anexo 7);
 - realimentación (véase el § 4.3 del Anexo 7);
 - realimentación de la modulación (véase el § 4.4 del Anexo 7);
 - técnica de bucle polar (véase el § 4.5 del Anexo 7);
 - técnica de bucle cartesiano (véase el § 4.6 del Anexo 7).

NOTA 1 – Teniendo en cuenta la amplia variedad de diferentes arquitecturas y los posibles métodos para reducir las emisiones, esta lista no ha de considerarse exhaustiva.

Anexos a la presente Recomendación

Anexo 1 – Consideraciones sobre las emisiones de tipo A (Doble banda lateral)

Anexo 2 – Consideraciones sobre las emisiones de tipo B y R (Banda lateral independiente y banda lateral única)

Anexo 3 – Consideraciones sobre las emisiones de tipo F (Modulación de frecuencia)

Anexo 4 – Consideraciones sobre las emisiones de tipo G (Modulación de fase)

Anexo 5 – Consideraciones sobre emisiones de tipo J (Banda lateral única, portadora suprimida)

Anexo 6 – Modulación de fase digital

Anexo 7 – Reducción de la interferencia debida a emisiones no deseadas en los transmisores

Anexo 1**Consideraciones sobre las emisiones de tipo A**

(Doble banda lateral)

ÍNDICE

| | <i>Página</i> |
|---|---------------|
| 1 Emisiones de clase A1A y A1B con fluctuaciones | 10 |
| 1.1 Anchura de banda necesaria | 10 |
| 1.2 Forma de la envolvente del espectro | 10 |
| 1.3 Anchura de banda ocupada..... | 11 |
| 1.4 Espectro fuera de banda..... | 11 |
| 1.5 Tiempo de establecimiento de la señal | 11 |
| 1.6 Interferencia producida en los canales adyacentes | 11 |
| 2 Emisiones de clases A1A y A1B sin fluctuaciones..... | 12 |
| 3 Conformación de la señal telegráfica mediante filtros | 12 |
| 4 Emisiones de clases A2A y A2B..... | 12 |
| 4.1 Anchura de banda necesaria | 12 |
| 4.2 Espectro fuera de banda..... | 13 |
| 5 Emisiones radiotelefónicas con modulación de amplitud, excluidas las emisiones de radiodifusión sonora | 13 |
| 5.1 Tipos de señales moduladoras y ajuste del nivel de la señal de entrada..... | 14 |
| 5.2 Extraído de la Recomendación UIT-T G.227 | 14 |
| 5.3 Emisiones de clase A3E para telefonía de doble banda lateral..... | 16 |
| 5.3.1 Anchura de banda necesaria..... | 16 |
| 5.3.2 Potencia en la banda necesaria..... | 16 |
| 5.3.3 Espectro fuera de banda | 17 |
| 5.3.4 Relación entre el nivel de referencia de 0 dB para la determinación del espectro fuera de banda y los niveles de otras componentes espectrales de la emisión..... | 18 |
| 5.4 Emisiones de banda lateral única de clases R3E, H3E y J3E (portadora reducida, completa o suprimida) y de bandas laterales independientes de clase B8E | 19 |

| | | |
|-------|---|---------------|
| 5.4.1 | Anchura de banda necesaria..... | 19 |
| 5.4.2 | Potencia en la banda necesaria..... | 20 |
| | | <i>Página</i> |
| 5.4.3 | Espectro fuera de banda para las emisiones de clase B8E, cuatro canales telefónicos en servicio simultáneo | 20 |
| 6 | Emisiones de radiodifusión sonora con modulación de amplitud | 21 |
| 6.1 | Tipo de señal de modulación y ajuste en el nivel de la señal de entrada, clase de emisión A3EGN, radiodifusión sonora..... | 21 |
| 6.2 | Señal del ruido utilizada para la modulación de los generadores de señales (extraída de la Recomendación UIT-R BS.559, § 1.3)..... | 22 |
| 6.3 | Emisiones de radiodifusión sonora de clase A3E, de doble banda lateral..... | 23 |
| 6.3.1 | Anchura de banda necesaria..... | 23 |
| 6.3.2 | Potencia en la banda necesaria..... | 23 |
| 6.3.3 | Espectro fuera de banda | 23 |
| 6.3.4 | Relación entre el nivel de referencia de 0 dB para la determinación del espectro fuera de banda y los niveles de otros componentes espectrales de la emisión..... | 23 |

1 Emisiones de clase A1A y A1B con fluctuaciones

Las especificaciones que se indican a continuación para las emisiones de telegrafía símplex con modulación de amplitud en onda continua (clases A1A y A1B), en presencia de importantes variaciones de corto periodo de la intensidad de campo recibida, representan las características deseables que pueden obtenerse con transmisores provistos de filtros de entrada convenientes y con amplificadores suficientemente lineales después de la etapa de manipulación.

1.1 Anchura de banda necesaria

La anchura de banda necesaria es igual a cinco veces la velocidad de modulación (Bd). Las componentes en los límites de la banda están, por lo menos, a 3 dB por debajo del nivel de las mismas componentes del espectro representativo de una serie de puntos rectangulares y de espacios iguales, transmitidos a la misma velocidad.

Este nivel relativo de -3 dB corresponde a un nivel absoluto de 27 dB por debajo de la potencia media en emisión continua (véase el Cuadro 1 de la Recomendación UIT-R SM.326).

1.2 Forma de la envolvente del espectro

En la Fig. 3 se ilustra la amplitud de la envolvente del espectro con relación a la amplitud de la emisión continua expresada como función del orden de las componentes de banda lateral, suponiendo que la envolvente de la señal de radiofrecuencia (RF) es una onda cuadrada. En esta Figura, el orden n de la componente de banda lateral está dado por:

$$n = \frac{2f}{B} \quad (3)$$

donde:

- f : separación de frecuencia desde el centro del espectro (Hz)
 B : velocidad de modulación (Bd).

1.3 Anchura de banda ocupada

La anchura de banda ocupada, L (Hz), puede calcularse, para una relación de potencia fuera de banda $\beta = 0,01$, mediante la siguiente fórmula empírica:

$$L = \left(\frac{1}{0,05 + \alpha} - 1 \right) B \quad (4)$$

donde:

- α : tiempo de establecimiento relativo del impulso más breve de una señal telegráfica, conforme se define en el *recomienda* 1.10
 B : velocidad de modulación (Bd).

La máxima discrepancia entre los resultados obtenidos mediante esta ecuación y los resultados de cálculos exactos corresponde a $2B$ cuando $\alpha < 0,02$ y B cuando $\alpha \geq 0,02$, lo que ha sido corroborado por mediciones. La ecuación (3) puede utilizarse, por tanto, para la medida indirecta de la anchura de banda ocupada por las emisiones A1A y A1B.

1.4 Espectro fuera de banda

Si se lleva en abscisas la frecuencia, en unidades logarítmicas, y en ordenadas las densidades de potencia (dB), la curva que representa el espectro fuera de banda deberá encontrarse por debajo de dos líneas rectas que partan del punto $(+5 B/2, -27 \text{ dB})$ o del punto $(-5 B/2, -27 \text{ dB})$ antes mencionados, presenten una pendiente de 30 dB/octava y terminen en el punto $(+5 B, -57 \text{ dB})$ o en el punto $(-5 B, -57 \text{ dB})$, respectivamente. A continuación, la misma curva debería estar por debajo de -57 dB .

La potencia fuera de banda admisible, por encima y por debajo de los límites de frecuencia de la anchura de banda necesaria, constituyen, cada una, aproximadamente el 0,5% de la potencia media total radiada.

1.5 Tiempo de establecimiento de la señal

El tiempo de establecimiento de la señal emitida depende esencialmente de la forma de la señal a la entrada del transmisor, de las características del filtro al que se aplica la señal y de los efectos lineales y no lineales que pueden producirse en el propio transmisor (en el supuesto de que la antena no influya en la forma de la señal). En primera aproximación puede suponerse que a un espectro fuera de banda vecino del límite descrito en el § 1.4 corresponde un tiempo de establecimiento del orden del 20% aproximadamente de la duración inicial del punto teleográfico, es decir, del orden de $1/5 B$.

1.6 Interferencia producida en los canales adyacentes

La interferencia producida en los canales adyacentes depende de numerosos parámetros y su cálculo riguroso es difícil. Sin embargo, como no es necesario calcular con gran precisión las características de interferencia, se pueden utilizar fórmulas semiempíricas y gráficas.

2 Emisiones de clases A1A y A1B sin fluctuaciones

En telegrafía con modulación de amplitud en onda continua la anchura de banda necesaria puede reducirse a tres veces la velocidad de modulación (Bd) cuando las variaciones de corto periodo de la intensidad de campo recibida no influyan en la calidad de la transmisión.

3 Conformación de la señal telegráfica mediante filtros

Un método adecuado para reducir la anchura de banda ocupada es incrementar el tiempo de establecimiento de la señal telegráfica hasta un valor máximo compatible con el correcto funcionamiento del equipo receptor.

El valor mínimo del cociente, T , entre la banda de paso a 6 dB de tales filtros y la mitad de la velocidad de modulación (Bd), es muy dependiente de los requisitos de sincronización del equipo terminal receptor, de la estabilidad de frecuencia, tanto del transmisor como del receptor, y en el caso del tráfico real, de las condiciones de propagación. El valor mínimo puede variar desde 2, cuando la sincronización y la estabilidad son extremadamente buenas, a 15, cuando el desplazamiento de frecuencia es considerable y se usa el teletipo.

Sería preferible utilizar filtros con sobreoscilación mínima de manera que pudiera utilizarse toda la potencia del transmisor.

El Cuadro 2 da, en función de T , el porcentaje de tiempo durante el cual la señal telegráfica es plana dentro de un 1% para un filtro de mínima sobreoscilación:

CUADRO 2

| $\frac{\text{Longitud de la parte plana}}{\text{Longitud de la señal}}$ | 0% (señal sinusoidal) | 50% | 90% | 100% (señal rectangular) |
|---|-----------------------|-----|-----|--------------------------|
| T | 1,6 | 3,2 | 16 | ∞ |

Determinado el valor T , puede ser necesario usar filtros formados por varias secciones para reducir suficientemente las componentes espectrales fuera de banda.

4 Emisiones de clases A2A y A2B

En las emisiones en telegrafía símplex, en las que se manipulan a la vez la portadora y las oscilaciones moduladoras, como el porcentaje de modulación puede ser hasta del 100% y la frecuencia de modulación superior a la velocidad de modulación ($f > B$), los requisitos que se dan seguidamente representan características deseables que pueden obtenerse con transmisores provistos de filtros de entrada bastante sencillos con pasos aproximadamente lineales.

4.1 Anchura de banda necesaria

La anchura de banda necesaria es igual a dos veces la frecuencia de modulación, f , más cinco veces la velocidad de modulación (Bd).

4.2 Espectro fuera de banda

Si se lleva en abscisas la frecuencia, en unidades logarítmicas, y en ordenadas las densidades de potencia (dB), la curva del espectro fuera de banda tendrá que estar por debajo de dos líneas rectas que partan del punto $(+(f + 5 B/2), -24 \text{ dB})$ o del punto $(-(f + 5 B/2), -24 \text{ dB})$, presenten una pendiente de 12 dB/octava y terminen en el punto $(+(f + 5 B), -36 \text{ dB})$ o el punto $(-(f + 5 B), -36 \text{ dB})$, respectivamente. A continuación, la misma curva debería estar por debajo de -36 dB .

El nivel de referencia de 0 dB, corresponde a la potencia de la portadora en emisión continua con una oscilación moduladora.

Cada una de las potencias fuera de banda toleradas por encima y por debajo, respectivamente, de los límites de la anchura de banda necesaria es aproximadamente igual al 0,5% de la potencia media total radiada.

5 Emisiones radiotelefónicas con modulación de amplitud, excluidas las emisiones de radiodifusión sonora

La anchura de banda ocupada y la radiación fuera de banda de las emisiones de señales analógicas con modulación de amplitud dependen, en grado variable, de varios factores que son:

- el tipo de señal moduladora;
- el nivel de la señal moduladora a la entrada que determina el espectro de salida del transmisor;
- la banda de paso que está determinada por filtros utilizados en las etapas de audiofrecuencia, así como en las etapas intermedias y final de modulación del transmisor;
- el nivel de las componentes de distorsión por armónicos y productos de intermodulación radiados en frecuencias del espectro fuera de banda.

Las limitaciones indicadas en el presente punto para los espectros de las emisiones radiotelefónicas se han deducido de mediciones realizadas por diferentes métodos. La potencia en la cresta de la envolvente del transmisor se ha determinado en principio, según el método de la Recomendación UIT-R SM.326, § 3.1.3, y con el transmisor ajustado de modo que se obtenga una distorsión aceptable para el servicio considerado.

Se han realizado mediciones empleando varias señales moduladores diferentes en lugar de dos tonos de audiofrecuencia. En la realización práctica de las mediciones se ha comprobado que un ruido blanco o ponderado, de anchura de banda limitada por filtrado a la anchura de banda necesaria para la transmisión de la información en explotación normal, sustituye a la señal vocal de modo satisfactorio.

En las curvas de emisión fuera de banda definidas en los § 5.3 y 5.4, las ordenadas representan la energía recibida por un receptor de 3 kHz de anchura de banda, cuya frecuencia central está ajustada a la frecuencia llevada en abscisas, normalizada dicha energía a la recibida por el mismo receptor cuando está sintonizado a la frecuencia central de la banda ocupada.

No obstante, un receptor de 3 kHz de anchura de banda no puede dar informaciones bastante detalladas en la región del espectro próxima a los límites de la banda ocupada. Las mediciones realizadas punto por punto, con un receptor con una anchura de banda efectiva de 100 Hz a 250 Hz, o con un analizador de espectro cuyo filtro tenga una anchura de banda análoga, se han revelado más útiles para la determinación de la estructura fina del espectro.

Antes de efectuar estas mediciones, se debe determinar la característica atenuación-frecuencia del filtro que limita la anchura de banda transmitida. El transmisor se modula entonces con un ruido blanco o ponderado, limitado a una anchura de banda ligeramente superior a la anchura de banda del filtro.

Al aplicar la señal a la entrada del transmisor, hay que evitar que, en la salida, las crestas de la señal excedan la potencia en la cresta de la envolvente del transmisor o el nivel correspondiente a un grado de modulación del 100%, según el caso, durante más de un pequeño porcentaje de tiempo especificado. Este porcentaje depende de la clase de emisión.

5.1 Tipos de señales moduladoras y ajuste del nivel de la señal de entrada

Teniendo en cuenta que la distribución estadística de la amplitud del ruido es prácticamente independiente de la anchura de banda del ruido y que apenas se modifica cuando el ruido se pondera por medio de una red lineal, se estima que los procedimientos que se indican a continuación permitirían simular la condición de carga de un transmisor en condiciones de tráfico real.

El transmisor se modula primeramente mediante una señal sinusoidal con un índice de modulación del 100%. La señal sinusoidal se sustituye a continuación por una señal de ruido cuyo nivel se ajusta hasta que la tensión eficaz después de la demodulación lineal de la señal de radiofrecuencia, sea igual al 35% de la tensión eficaz producida por la señal sinusoidal.

En este ajuste que se aplica tanto a las señales moduladas por un ruido blanco como a las señales moduladas por un ruido ponderado, la envolvente de la señal modulada por el ruido no excede el nivel correspondiente al índice de modulación del 100% durante más del 0,01% del tiempo, aproximadamente, según la curva de la Fig. 3.

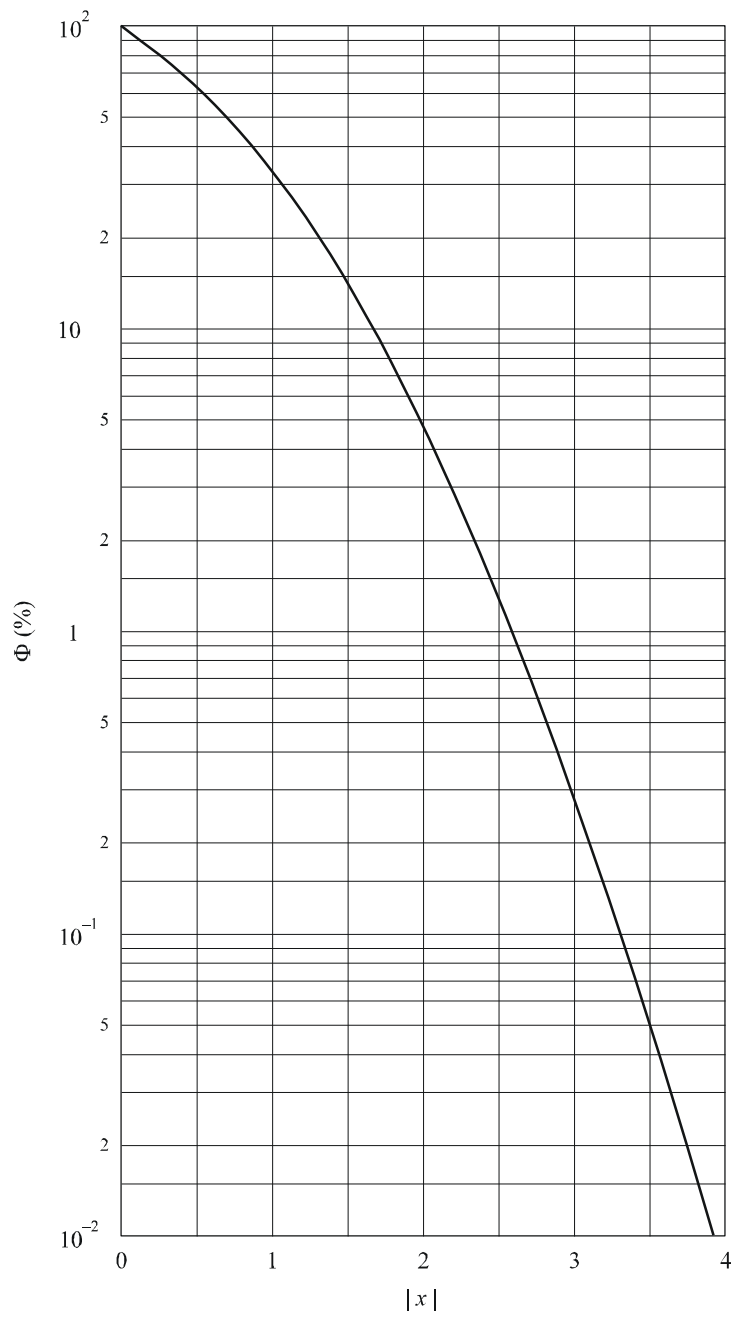
Los niveles deberían medirse, de preferencia a la salida del transmisor en la forma antes descrita, a fin de evitar la aparición de errores resultantes de los diferentes valores de anchura de banda de ruido. Estos errores pueden producirse cuando el nivel de ruido se mide a la entrada o a la salida de los filtros limitadores de banda utilizados en el transmisor.

5.2 Extraído de la Recomendación UIT-T G.227

La curva de respuesta relativa y el diagrama eléctrico de la red ponderadora del generador de la señal telefónica convencional aparecen en las Figs. 4 y 5, respectivamente.

FIGURA 3

Tiempo Φ (%) durante el cual el valor instantáneo del ruido blanco excede la tensión umbral $\pm u$, en función de la relación x



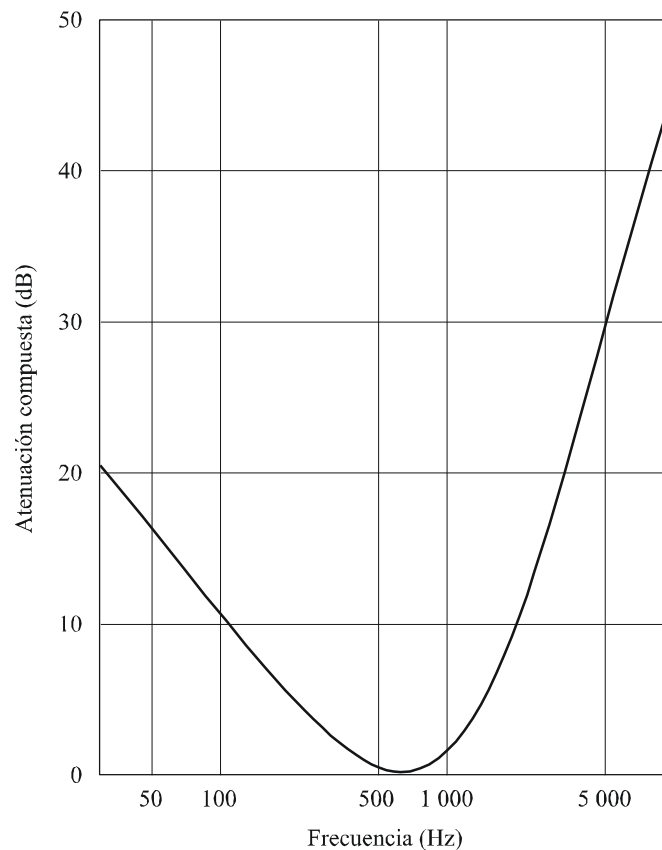
x está dado por $|x| = |u| / U_{ef}$

donde:

U_{ef} : Valor eficaz de la tensión de ruido

u : Nivel umbral

FIGURA 4
Curva de respuesta relativa de la red ponderadora
del generador de la señal telefónica convencional



0328-04

5.3 Emisiones de clase A3E para telefonía de doble banda lateral

5.3.1 Anchura de banda necesaria

La anchura de banda necesaria, F , es prácticamente igual al doble de la frecuencia de modulación, M , más alta que se desea transmitir con una pequeña atenuación determinada.

5.3.2 Potencia en la banda necesaria

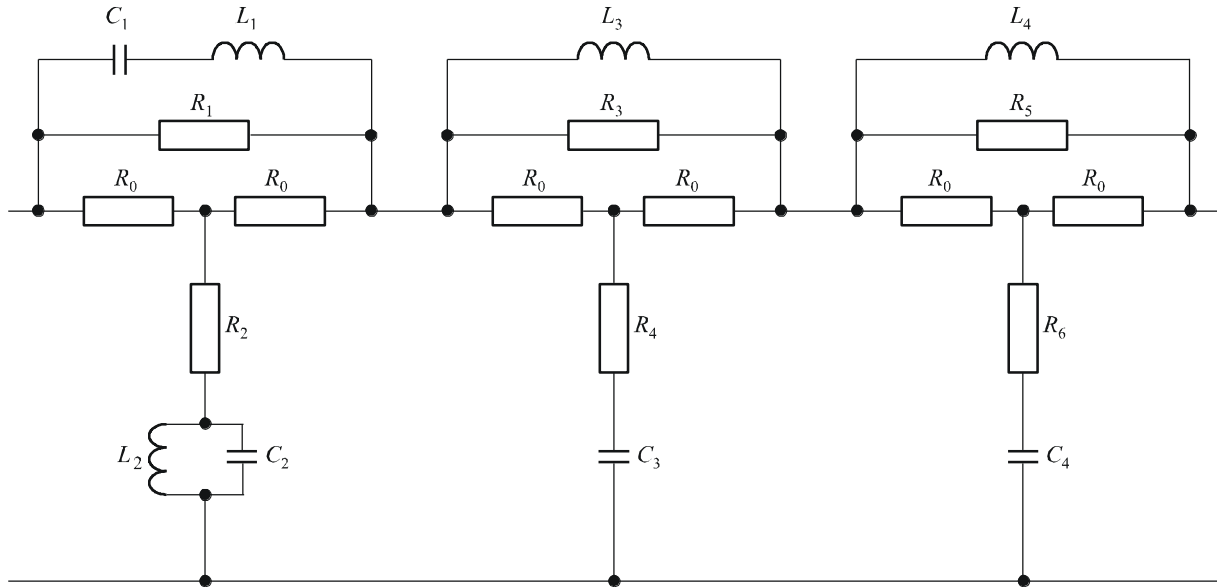
La distribución estadística de la potencia en el interior de la banda necesaria está determinada por los niveles relativos de las diferentes componentes de frecuencias vocales aplicadas a la entrada del transmisor. Si se utilizan varios canales telefónicos, esta distribución está determinada por el número de canales en servicio y por los niveles relativos de las diferentes componentes de frecuencias vocales aplicadas a la entrada de cada canal.

Para un transmisor de radiotelefonía que no lleve ningún dispositivo de secreto, puede admitirse que la distribución estadística de las componentes de frecuencias vocales, sobre cada uno de los canales, corresponde a la curva reproducida en la Fig. 4. Esta curva no es aplicable a los transmisores de radiodifusión sonora.

Si el transmisor se utiliza con un dispositivo de secreto con inversión de banda, pueden emplearse los mismos datos haciendo que el espectro obtenido sufra una inversión adecuada.

Finalmente, si se emplea un dispositivo de secreto con división de banda, se puede tener en cuenta que, estadísticamente, la repartición de la potencia es uniforme en el interior de la banda.

FIGURA 5
Red ponderadora del generador de la señal telefónica convencional



Sección 1

$$\frac{R_1}{R_0} = 45$$

$$\frac{R_2}{R_0} = 0,0222$$

$$\frac{R_3}{R_0} = 10$$

$$\frac{R_4}{R_0} = 0,1$$

$$\frac{R_5}{R_0} = 22$$

$$\frac{R_6}{R_0} = 0,0455$$

Sección 2

$$\frac{L_1 \omega_0}{R_0} = 0,5$$

$$\frac{L_2 \omega_0}{R_0} = 2$$

$$\frac{L_3 \omega_0}{R_0} = 0,5$$

$$\frac{L_4 \omega_0}{R_0} = 1,11$$

Sección 3

$$R_0 C_1 \omega_0 = 2$$

$$R_0 C_2 \omega_0 = 0,5$$

$$R_0 C_3 \omega_0 = 0,5$$

$$R_0 C_4 \omega_0 = 1,11$$

$$\omega_0 = 2\pi \times 10^3 \times s^{-1}$$

R_0 : Impedancia característica de la red

Tolerancia de los componentes: $\pm 1\%$

0328-05

5.3.3 Espectro fuera de banda

Si en abscisas se llevan las frecuencias según una escala logarítmica, y en ordenadas, las densidades de potencia (dB), la curva que representa el espectro fuera de banda deberá encontrarse por debajo de las dos rectas que parten del punto $(+0,5 F, 0 \text{ dB})$, o del punto $(-0,5 F, 0 \text{ dB})$, y que vienen a parar al punto $(+0,7 F, -20 \text{ dB})$ o $(-0,7 F, -20 \text{ dB})$, respectivamente. Más allá de estos puntos y hasta el nivel -60 dB , esta curva habrá de estar por debajo de dos rectas que parten de estos últimos puntos y tengan

una pendiente de 12 dB/octava. Esta misma curva habrá de estar seguidamente por debajo del nivel de -60 dB.

El nivel de referencia de 0 dB corresponde a la densidad de potencia que existiría si la potencia total, con exclusión de la potencia de la portadora, se distribuyese uniformemente sobre la banda necesaria.

5.3.4 Relación entre el nivel de referencia de 0 dB para la determinación del espectro fuera de banda y los niveles de otras componentes espectrales de la emisión

5.3.4.1 Relación entre el nivel de referencia de 0 dB y el nivel correspondiente a la máxima densidad espectral de potencia

El nivel de referencia de 0 dB definido en el § 5.3.3 está 5 dB aproximadamente por debajo del nivel correspondiente a la máxima densidad de potencia en cualquiera de las bandas laterales, cuando el transmisor se modula con ruido blanco ponderado de acuerdo con la curva que se menciona en el § 5.3.2 y se muestra en el § 5.1.

El valor de 5 dB es válido para una anchura de banda de modulación de frecuencia con un límite de frecuencia superior de 3 kHz o 3,4 kHz.

5.3.4.2 Relación entre el nivel de referencia de 0 dB y el nivel de la portadora

La relación α_B (dB) entre el nivel de referencia de 0 dB y el nivel de la portadora, viene dado por la siguiente ecuación:

$$\alpha_B = 10 \log \left(\frac{m_{ef}^2}{2} \frac{B_{eff}}{F} \right) \quad (5)$$

donde:

- m_{ef} : índice de modulación eficaz del transmisor
- B_{eff} : anchura de banda efectiva de ruido del analizador
- F : anchura de banda necesaria de la emisión.

Por consiguiente, el nivel de referencia depende de:

- la potencia de banda lateral, P_s , dada por la ecuación:

$$P_s = \frac{m_{ef}^2}{2} P_c \quad (6)$$

donde P_c es la potencia de la portadora,

- la anchura de banda necesaria, F ,
- la anchura de banda efectiva de ruido, B_{eff} , del analizador empleado.

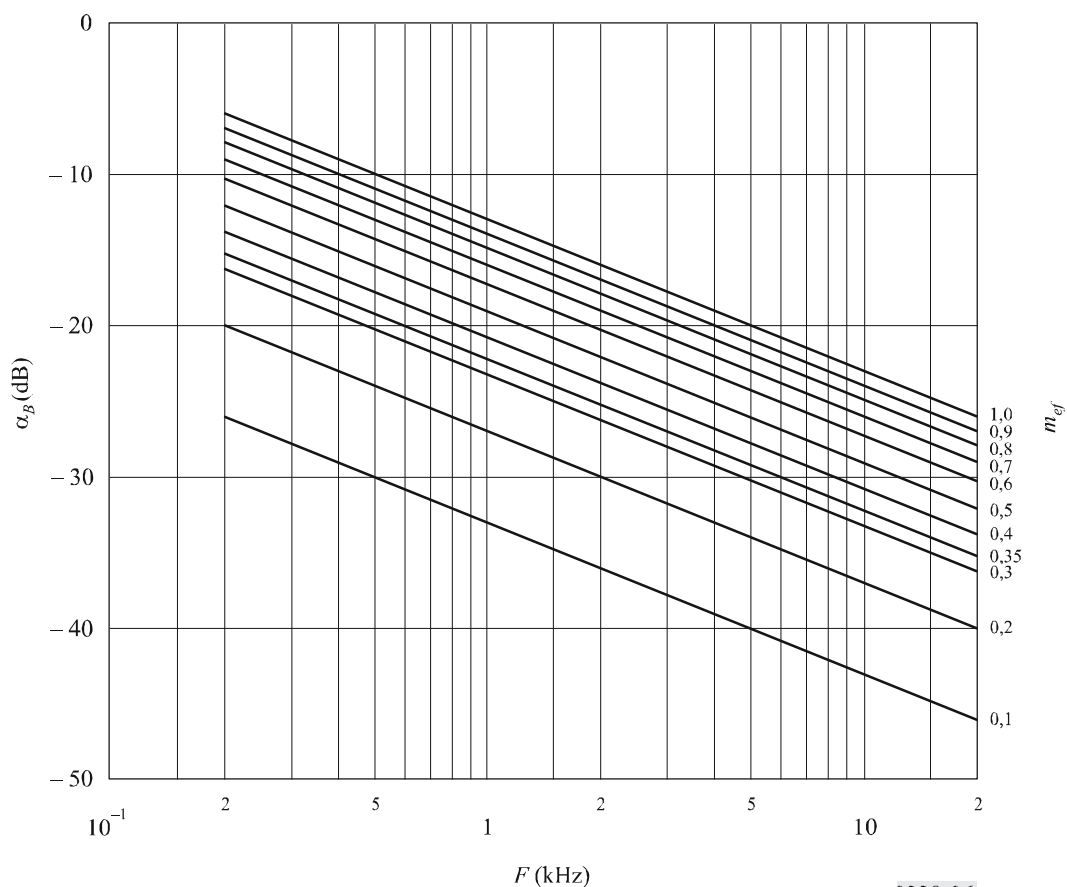
La Fig. 6 muestra la relación α_B calculada mediante la ecuación (5), en función de la anchura de banda necesaria, para diferentes valores de índice de modulación eficaz.

Para las necesidades de algunas aplicaciones prácticas, por ejemplo en estaciones de comprobación técnica de las emisiones, puede suponerse un índice de modulación eficaz del transmisor, $m_{ef} = 35\%$, en el caso en que el índice de modulación real no pueda determinarse de una manera totalmente segura. La ecuación (5) puede simplificarse entonces de la siguiente manera:

$$\alpha_B = 10 \log \left(\frac{B_{eff}}{F} \right) - 12,1 \quad (7)$$

FIGURA 6

Relación α_B (dB) entre el nivel de referencia de 0 dB de la curva representativa de los límites del espectro fuera de banda en el caso de la clase de emisión A3E y el nivel de la portadora representada, en función de la anchura de banda necesaria, F (kHz), para una anchura de banda efectiva de ruido del analizador de 100 Hz, con el índice de modulación eficaz del transmisor, m_{ef} , como parámetro



0328-06

La Fig. 7 muestra la relación α_B calculada mediante la ecuación simplificada (7), en función de la anchura de banda necesaria para diferentes valores de anchura de banda de ruido eficaz.

5.4 Emisiones de banda lateral única de clases R3E, H3E y J3E (portadora reducida, completa o suprimida) y de bandas laterales independientes de clase B8E

5.4.1 Anchura de banda necesaria

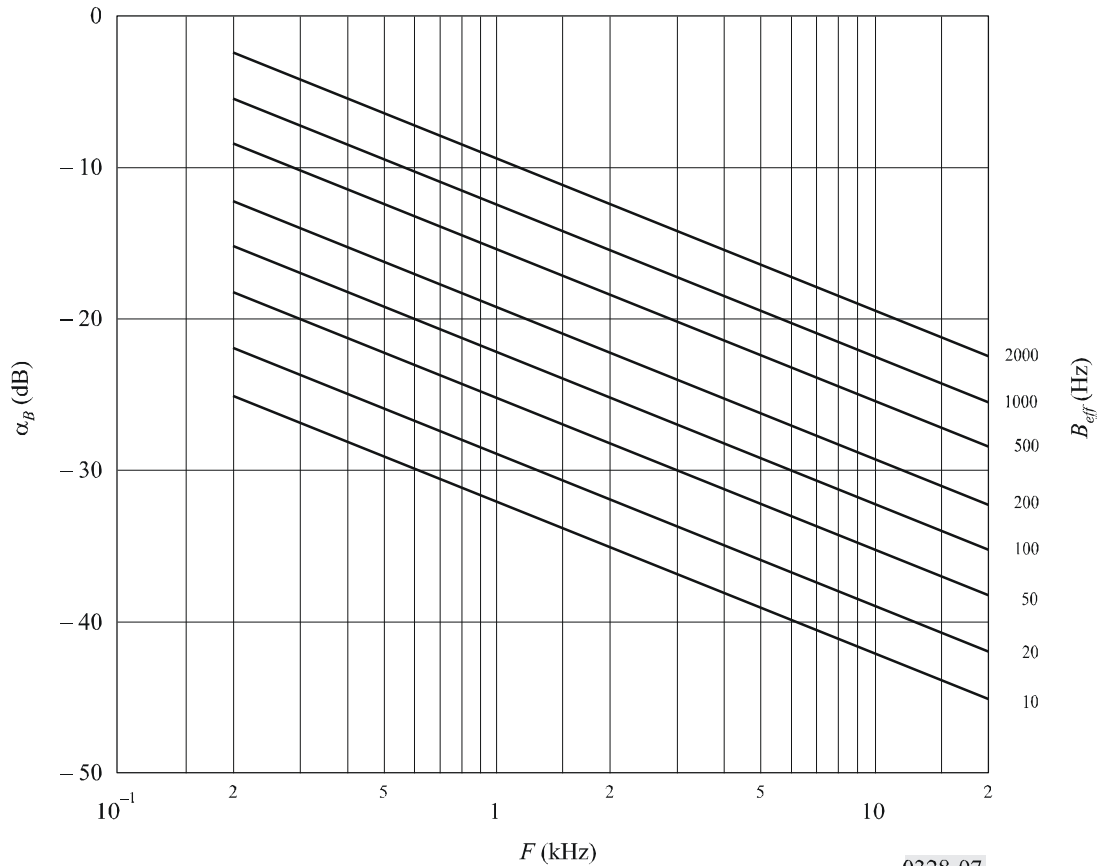
En el caso de las emisiones R3E y H3E, la anchura de banda necesaria, F , es prácticamente igual al valor de la audiofrecuencia más alta, f_2 , que se desea transmitir con una pequeña atenuación determinada.

En el caso de las emisiones J3E, la anchura de banda necesaria F es prácticamente igual a la diferencia entre la más alta, f_2 , y la más baja, f_1 , de las audiofrecuencias que se desean transmitir con una pequeña atenuación determinada.

En el caso de las emisiones B8E, la anchura de banda necesaria F es prácticamente igual a la diferencia entre las dos frecuencias radioeléctricas más alejadas de la frecuencia asignada, que corresponden a las dos audiofrecuencias extremas que se desean transmitir, con una pequeña atenuación determinada, en los dos canales exteriores de la emisión.

FIGURA 7

Relación α_B (dB) entre el nivel de referencia de 0 dB de la curva representativa de los límites del espectro fuera de banda en el caso de la clase de emisión A3E y el nivel de la portadora representada, en función de la anchura de banda necesaria, F (kHz), para un índice de modulación eficaz del 35% con una anchura de banda efectiva de ruido, B_{eff} , del analizador como parámetro



5.4.2 Potencia en la banda necesaria

Para las consideraciones relativas a la potencia en la banda necesaria, véase el § 5.3.2.

5.4.3 Espectro fuera de banda para las emisiones de clase B8E, cuatro canales telefónicos en servicio simultáneo

La potencia fuera de banda depende del número y posición de los canales en servicio. El texto siguiente corresponde únicamente al caso en que estén simultáneamente en servicio cuatro canales telefónicos. Cuando no se utiliza algún canal, la potencia fuera de banda es menor.

Si se lleva en abscisas la frecuencia, en una escala logarítmica, partiendo del supuesto de que la frecuencia de referencia coincide con el centro de la banda necesaria, y en ordenadas una escala lineal (dB) para las densidades de potencia, la curva representativa del espectro fuera de banda habrá de estar por debajo de dos rectas que partan, respectivamente, del punto $(+0,5 F, 0 \text{ dB})$, o del punto $(-0,5 F, 0 \text{ dB})$ y que lleguen, respectivamente, al punto $(+0,7 F, -30 \text{ dB})$ o al punto $(-0,7 F, -30 \text{ dB})$. Más allá de estos últimos puntos y hasta el nivel -60 dB , esta curva habrá de estar por debajo de dos rectas que partan de estos últimos puntos y tengan una pendiente de 12 dB/octava . Esta misma curva habrá de estar seguidamente por debajo del nivel de -60 dB .

El nivel de referencia de 0 dB corresponde a la densidad de potencia que existiría si la potencia total, con exclusión de la portadora reducida, se distribuyese uniformemente sobre la anchura de banda necesaria.

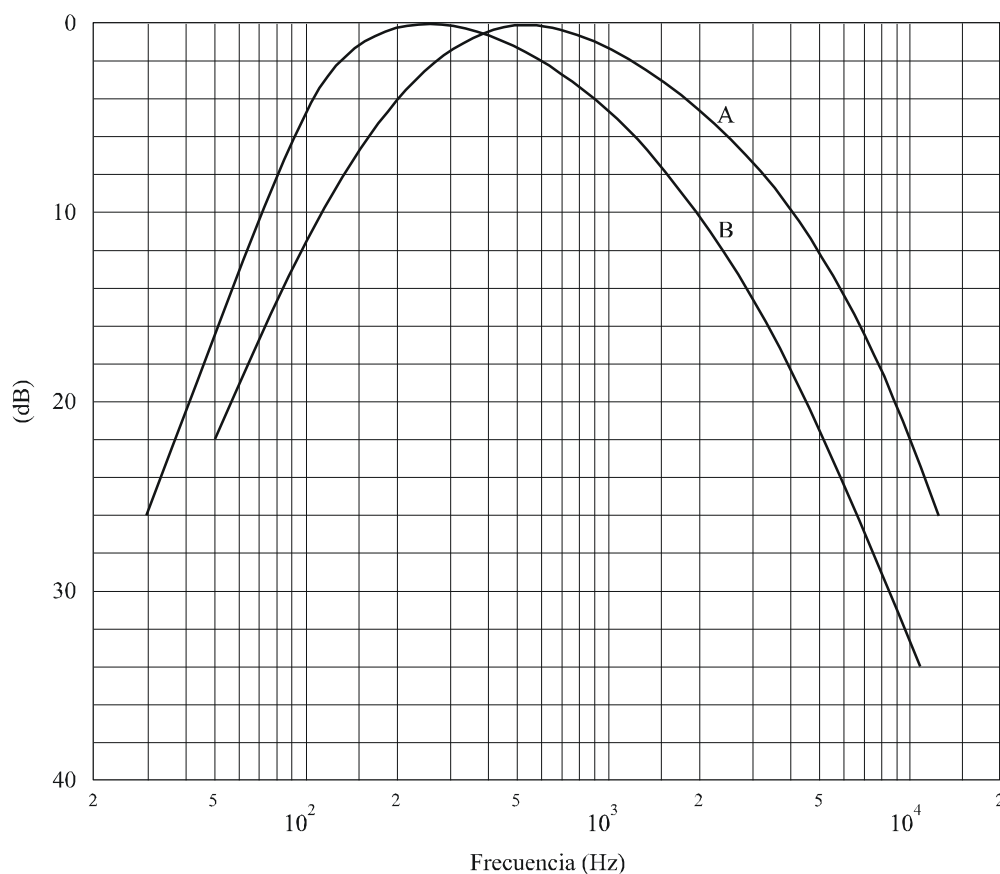
6 Emisiones de radiodifusión sonora con modulación de amplitud

Los límites del espectro que se indican en este punto para las emisiones de radiodifusión sonora con modulación de amplitud se han establecido a base de mediciones hechas con transmisores modulados por un ruido ponderado, con un índice de modulación eficaz de 35%, en ausencia de toda compresión dinámica de la amplitud de la señal.

6.1 Tipo de señal de modulación y ajuste en el nivel de la señal de entrada, clase de emisión A3EGN, radiodifusión sonora

El procedimiento de ajuste descrito en el § 5.1 anterior también puede aplicarse a transmisores para radiodifusión sonora, salvo que en este caso el ruido está ponderado de acuerdo con las curvas mencionadas en el § 6.3.2 y representadas en la Fig. 8.

FIGURA 8



Curvas A: Espectro del ruido normalizado (medido con filtros de un tercio de octava)
 B: Respuesta en frecuencia del filtro

6.2 Señal del ruido utilizada para la modulación de los generadores de señales (extraída de la Recomendación UIT-R BS.559, § 1.3)

Una señal destinada a simular la modulación debe reunir las dos condiciones siguientes:

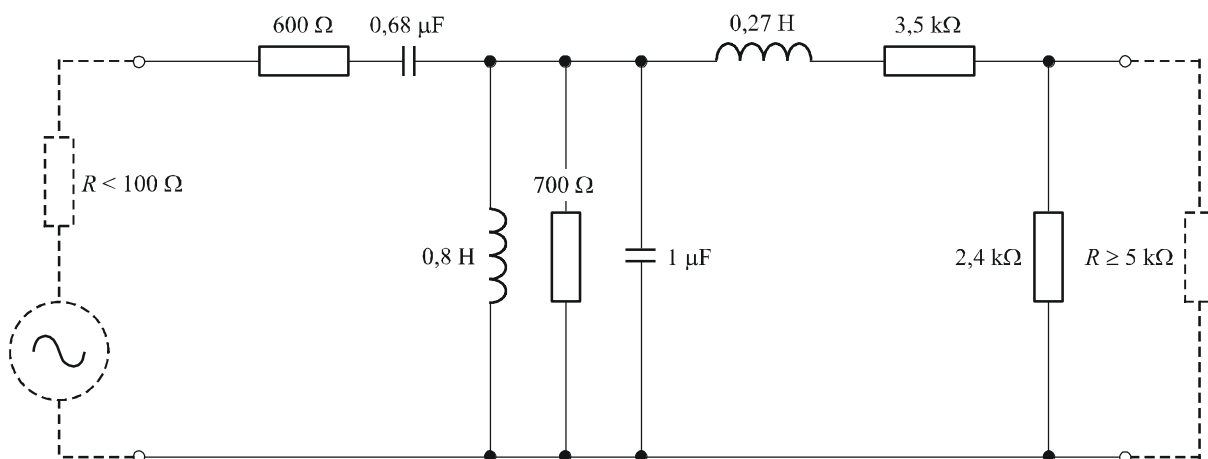
- su composición espectral debe corresponder a un programa típico de radiodifusión;
- su dinámica debe ser lo bastante reducida para dar al instrumento una indicación constante y bien definida.

Se ha tomado como base la distribución espectral de la música de baile moderna; en efecto, este tipo de programa tiene una proporción muy grande de audiofrecuencias elevadas, y es uno de los más corrientes. No obstante, su dinámica es demasiado amplia, y no satisface la segunda condición mencionada. La señal que conviene para este fin es un ruido coloreado normalizado, (señal de ruido no blanco) cuya distribución espectral se aproxima a la de la música de baile moderna (véase la Curva A de la Fig. 8 que se mide con filtros de un tercio de octava).

Esta señal, correspondiente al ruido coloreado normalizado, puede obtenerse a partir de un generador de ruido blanco por medio de un circuito pasivo de filtrado, como se representa en la Fig. 9. La característica de respuesta en frecuencia de este filtro se representa por la Curva B de la Fig. 8. (Conviene advertir que la diferencia entre las Curvas A y B de la Fig. 8 se debe a que la Curva A se basa en mediciones con filtros de tercio de octava que dejan pasar mayores cantidades de energía a medida que crece la anchura de banda del filtro con la frecuencia.)

Más allá de la frecuencia de modulación máxima utilizada, la anchura de banda del ruido coloreado normalizado debe limitarse por medio de un filtro paso bajo cuya frecuencia de corte y pendiente hagan que la banda de paso de la señal moduladora sea aproximadamente igual a la mitad de la anchura de banda de transmisión normalizada. La característica amplitud/frecuencia en audiofrecuencia del modulador del generador de señal no debe variar en más de 2 dB hasta la frecuencia de corte del filtro paso bajo.

FIGURA 9
Circuito de filtrado



6.3 Emisiones de radiodifusión sonora de clase A3E, de doble banda lateral

6.3.1 Anchura de banda necesaria

La anchura de banda necesaria, F , es prácticamente igual al doble de la frecuencia más alta de modulación, M , que se desee transmitir con una pequeña atenuación determinada.

6.3.2 Potencia en la banda necesaria

La distribución estadística de la potencia en la banda necesaria está determinada por los niveles relativos de las distintas componentes de audiofrecuencia aplicadas a la entrada del transmisor.

Puede suponerse que la distribución de la potencia en la banda de audiofrecuencias de un programa corriente de radiodifusión corresponde a las curvas reproducidas en la Fig. 8. En la práctica, estas curvas no se exceden durante más del 5% al 10% del tiempo de transmisión del programa.

6.3.3 Espectro fuera de banda

Si se llevan en abscisas las frecuencias según una escala logarítmica y en ordenadas las densidades de potencia (dB), la curva que representa el espectro fuera de banda deberá encontrarse por debajo de dos rectas que partan del punto $(+0,5 F, 0 \text{ dB})$ o del punto $(-0,5 F, 0 \text{ dB})$ y lleguen al punto $(+0,7 F, -35 \text{ dB})$ o al punto $(-0,7 F, -35 \text{ dB})$, respectivamente. A partir de estos últimos puntos y hasta el nivel de -60 dB , la curva deberá encontrarse por debajo de dos rectas que partan de estos últimos puntos y tengan una pendiente de 12 dB/octava . Esta misma curva deberá encontrarse después por debajo del nivel de -60 dB .

El nivel de referencia de 0 dB , corresponde a la densidad de potencia que existiría si la potencia total, excluida la potencia de la portadora, se distribuyese uniformemente sobre la banda necesaria (véase el § 6.3.4).

La ordenada de la curva así definida representa la potencia media interceptada por un analizador con una anchura de banda efectiva de ruido de 100 Hz y cuya frecuencia central coincida con la frecuencia indicada en abscisas.

6.3.4 Relación entre el nivel de referencia de 0 dB para la determinación del espectro fuera de banda y los niveles de otros componentes espectrales de la emisión

6.3.4.1 Relación entre el nivel de referencia de 0 dB y el nivel correspondiente a la máxima densidad espectral de potencia

El nivel de referencia de 0 dB definido en el § 6.3.3 está de 8 dB a 10 dB por debajo del nivel correspondiente a la máxima densidad de potencia en cualquiera de las bandas laterales, cuando el transmisor se modula con ruido blanco ponderado de acuerdo con las curvas que se mencionan en el § 6.3.2.

El valor de 8 dB es válido para una anchura de banda de la frecuencia de modulación que tenga un límite de frecuencia superior de $4,5 \text{ kHz}$ o 6 kHz . El valor de 10 dB se aplica cuando el límite de frecuencias es superior de 10 kHz .

6.3.4.2 Relación entre el nivel de referencia de 0 dB y el nivel de la portadora

Véase el § 5.3.4.2 que se aplica también en este caso de radiodifusión sonora.

Anexo 2

Consideraciones sobre las emisiones de tipo B y R

(Banda lateral independiente y banda lateral única)

ÍNDICE

Página

| | | |
|-----|--|----|
| 1 | Forma de la envolvente del espectro para emisiones de clase B8E y R7J moduladas con ruido blanco | 24 |
| 1.1 | Respecto a las pruebas descritas en el punto 1 del Cuadro 3..... | 25 |
| 1.2 | Respecto a la prueba descrita en el punto 2 del Cuadro 3 | 27 |
| 1.3 | Respecto a las pruebas descritas en el punto 3 del Cuadro 3..... | 27 |

1 Forma de la envolvente del espectro para emisiones de clase B8E y R7J moduladas con ruido blanco

En este punto se consideran los resultados de las mediciones hechas por diversas administraciones sobre transmisores de diseños diferentes para las emisiones de clase B8E y R7J.

Las principales características de los transmisores así como las condiciones de prueba de las mediciones, se sintetizan en el Cuadro 3.

CUADRO 3

Características de los transmisores y condiciones en que se realizaron las mediciones para emisiones B8E y R7J

| Punto N.º | 1 | 2 | 3 |
|---|---------------------------------|---|---------------------|
| Clase de emisión | B8E | B8E | B8E, R7J |
| <i>Características del transmisor:</i> | | Varios transmisores | Varios transmisores |
| – potencia en la cresta de la envolvente P_p (dos tonos) ⁽¹⁾ (kW) | 20 | Desde varios kW hasta algunas decenas de kW | Valores diferentes |
| – distorsión de intermodulación de tercer orden α_3 ⁽¹⁾ (dB) | ≤ -35 | | |
| – número de canales activos durante la medida | 2, en la banda lateral inferior | 2 y 4 | |
| – anchura de banda del canal de conversación (Hz) | 3 000 | | |
| – atenuación de portadora con relación a la potencia en la cresta de la envolvente (dB) | -50 | | |

CUADRO 3 (Fin)

| Punto N.º | 1 | 2 | 3 |
|---|---|--|--|
| Clase de emisión | B8E | B8E | B8E, R7J |
| Tipo de señal moduladora: – anchura de banda | Ruido blanco de 30 Hz a 20 kHz ± 1 dB | Ruido blanco | Ruido blanco de 100 Hz a 6 kHz por banda lateral |
| Nivel de la señal de entrada ⁽¹⁾ ajustado a un valor tal que: – a la entrada, P_m (ruido) = | 0,25 P_p (dos tonos) | | 0,25 P_p (dos tonos) |
| Tipo de dispositivo de medida: – banda de paso (Hz) | Dispositivo de medida selectiva del valor eficaz verdadero Curvas C: 3 800 D: 100 | Analizador de espectro $\leq 0,05 F$ ⁽²⁾ | Analizador de espectro |
| Forma del espectro | Véase la Fig. 10 | Véase el § 1.1 | |

⁽¹⁾ En todas las pruebas el transmisor es primero modulado con dos señales sinusoidales de igual amplitud. A continuación se determinan la potencia en la cresta de la envolvente, P_p (dos tonos), y el nivel de distorsión por intermodulación de tercer orden, α_3 , de acuerdo con los métodos expuestos en la Recomendación UIT-R SM.326. Por último, las dos señales sinusoidales se reemplazan por ruido, cuyo nivel se ajusta de manera que se obtengan las condiciones mencionadas en «nivel de la señal de entrada», donde P_m indica la potencia media y P_p la potencia en la cresta de la envolvente.

⁽²⁾ B_p es la banda de paso de los filtros del transmisor, y F es la anchura de banda necesaria.

Los resultados de las mediciones pueden resumirse como sigue:

1.1 Respecto a las pruebas descritas en el punto 1 del Cuadro 3

Se ha utilizado únicamente la banda lateral inferior, habiéndose atenuado la banda lateral superior a -60 dB, por lo menos, gracias a un filtro incorporado al transmisor. La onda portadora se atenuó a -50 dB, aproximadamente (clase J3E), y la banda paso de audiofrecuencias era, aproximadamente, de 6000 Hz.

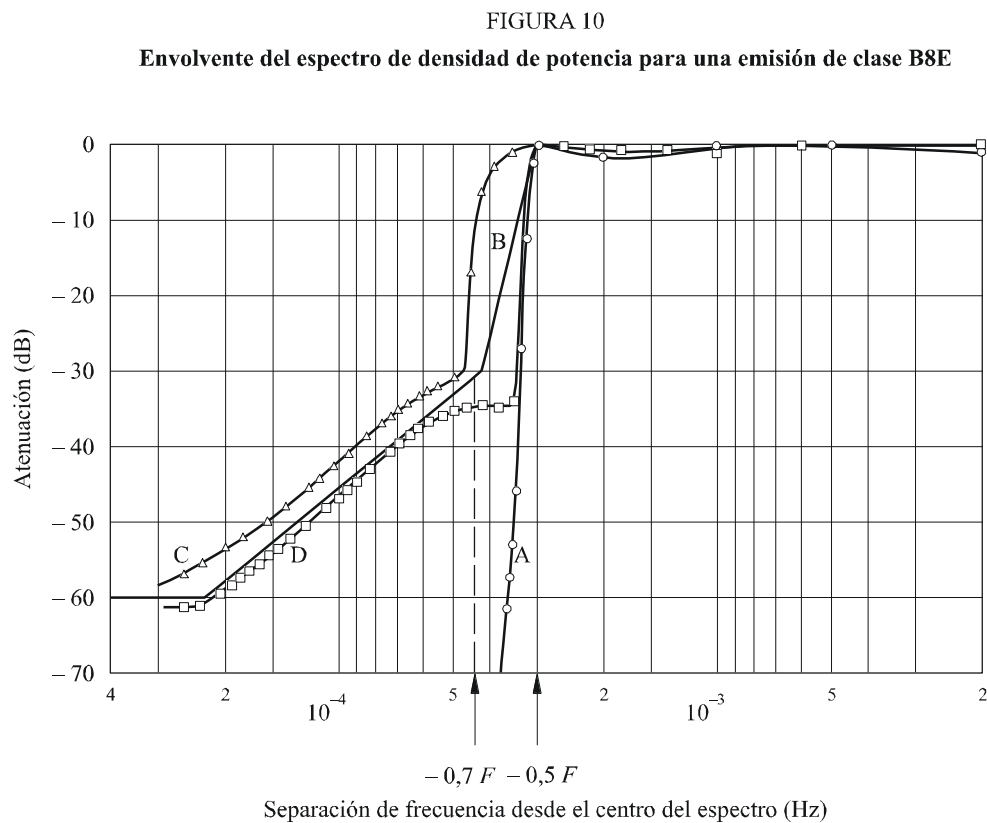
La anchura de banda de la señal de ruido no estaba limitada más que por las características del filtro del transmisor (véase la Curva A de la Fig. 10). Conviene señalar, a este respecto, que si se quiere determinar el espectro radioeléctrico transmitido sobre un solo canal telefónico debe limitarse la anchura de banda de la señal de prueba antes de ser aplicada al transmisor ya que su anchura total es considerablemente mayor que la del canal telefónico.

Se ha efectuado una serie de mediciones con un voltímetro selectivo cuya banda de paso era de 100 Hz, aproximadamente. Para las otras series de mediciones, se utilizó un receptor con una banda de paso de 3,8 kHz y una pendiente de atenuación muy abrupta.

Los resultados se indican, respectivamente, por las Curvas D y C de la Fig. 10, que representan la envolvente de los espectros de la mitad inferior de la banda lateral inferior para la gama de las frecuencias radioeléctricas más bajas. Para la gama de frecuencias elevadas se han obtenido curvas semejantes a las de la Fig. 10.

Si el espectro medido con un aparato de banda estrecha se encuentra, como en el caso presente, exactamente en los límites de la Curva B, el espectro analizado con un receptor de banda ancha sobrepasa estos límites. Como los aparatos de medida de banda ancha no tienen en cuenta la estructura fina del espectro especialmente en las regiones en que su pendiente es abrupta, se recomienda utilizar para estas mediciones aparatos de banda estrecha.

Por otra parte, se puede deducir de la Fig. 10 que la radiación fuera de banda comienza a un nivel casi igual al de los productos de intermodulación de tercer orden, es decir, a -35 dB. La radiación fuera de banda permanece casi constante en las proximidades inmediatas a los límites de la anchura de banda; para las frecuencias alejadas de estos límites, la curva disminuye gradualmente, al principio proporcionalmente a la frecuencia, luego alcanza al final, una pendiente de 12 dB por octava aproximadamente. En la Fig. 11 se ha utilizado una escala lineal de frecuencias en abscisas para representar mejor la envolvente del espectro descrito precedentemente.

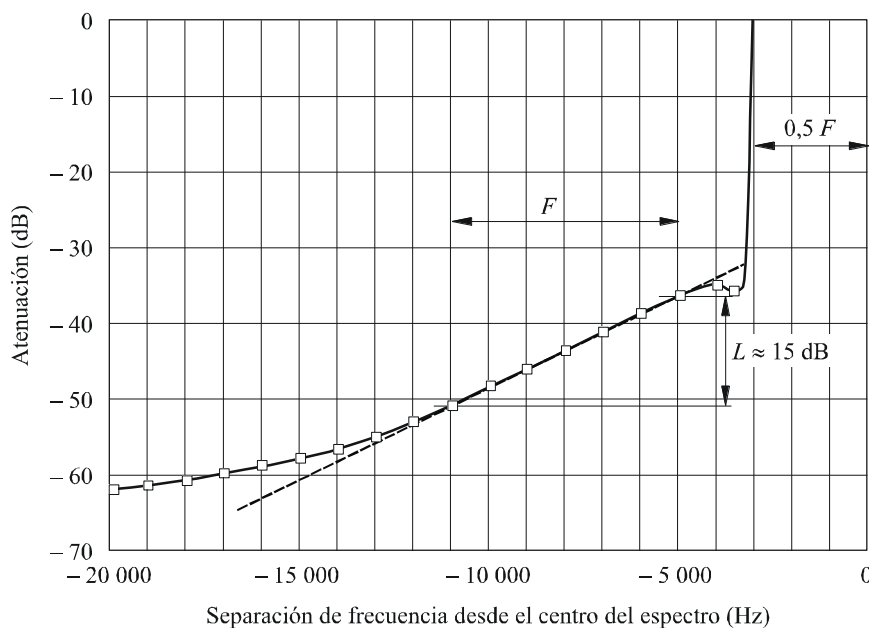


F : Anchura de banda necesaria (6 000 Hz)

- Curvas A: Características del filtro del transmisor
 B: Curva límite especificada en el § 5.4.3 del Anexo 1
 C: Medida con un analizador con una banda de paso de 3 800 Hz
 D: Medida con un analizador con una banda de paso de aproximadamente 100

FIGURA 11

Curva D de la Fig. 10 representada con una escala lineal de frecuencia



L : Región lineal, aproximadamente igual a la anchura de banda necesaria, F

0328-11

1.2 Respecto a la prueba descrita en el punto 2 del Cuadro 3

Si se representa la frecuencia en abscisas en unidades logarítmicas, entonces la frecuencia de referencia coincide con el centro de la anchura de banda necesaria, F , y si las densidades de potencia se representan en ordenadas (dB), las curvas que representan el espectro fuera de banda producido por varios transmisores con potencias diferentes y con una emisión de clase B8E (con dos o cuatro canales activos simultáneamente) están por debajo de dos líneas rectas, que comienzan en $(+0,5 F, 0 \text{ dB})$ o en $(-0,5 F, 0 \text{ dB})$, y terminan en $(+0,55 F, -30 \text{ dB})$ o en $(-0,55 F, -30 \text{ dB})$, respectivamente. Más allá de estos últimos puntos y por debajo del nivel de -60 dB , las curvas están por debajo de dos líneas rectas, que empiezan en los últimos puntos y tienen una pendiente de 12 dB/octava .

1.3 Respecto a las pruebas descritas en el punto 3 del Cuadro 3

El equipo de prueba se dispuso de forma que se facilitaran las mediciones realizadas por el método de dos señales o el de ruido blanco, a fin de poder comparar ambas técnicas. Con el método de ruido blanco se filtró la señal de salida del generador de ruido blanco con objeto de limitar la anchura de banda del ruido a la anchura de banda máxima normalmente previsible en tráfico, es decir, de 100 Hz a 6000 Hz por banda lateral. Un filtro de eliminación de banda proporcionó un intervalo en el que pudieron medirse los productos de distorsión «dentro de la banda» utilizando el filtro de 30 Hz del analizador de espectro. Al medir relaciones de distorsión próximas a 50 dB , fue necesario utilizar un filtro eliminador de banda con anchura de banda mínima igual a 500 Hz a 3 dB y factor de forma de $3,5$ a 1 para 60 dB a fin de que el filtro del analizador de espectro de 30 Hz diera una definición adecuada.

La mayoría de las pruebas de carga con ruido blanco se realizaron para un nivel medio de potencia de salida de -6 dB con relación al valor de la potencia en la cresta de la envolvente, que confirma la relación indicada en el § 1.2.4 del Anexo 5, ecuación (16).

Las pruebas confirman y amplían las conclusiones previas y demuestran que el empleo de una señal de ruido blanco es un sustituto válido para la señal moduladora de dos tipos de transmisiones múltiples de uso común, B8E y R7E. Además, las pruebas revelan una relación experimental útil y estable entre la distorsión de intermodulación dentro de la banda y la radiación fuera de banda. Sin embargo, no se observó una clara concordancia entre las relaciones de distorsión de los productos de intermodulación con dos señales y la distorsión equivalente con un ruido blanco.

Anexo 3

Consideraciones sobre las emisiones de tipo F

(Modulación de frecuencia)

ÍNDICE

| | <i>Página</i> |
|---|---------------|
| 1 Emisión de clase F1B | 29 |
| 1.1 Anchura de banda necesaria | 29 |
| 1.2 Forma de la envolvente del espectro | 29 |
| 1.2.1 Señal telegráfica de alternancias con tiempo de establecimiento nulo | 29 |
| 1.2.2 Señales periódicas con tiempo de establecimiento finito..... | 31 |
| 1.2.3 Señal telegráfica aperiódica con tiempo de establecimiento finito..... | 32 |
| 1.3 Anchura de banda ocupada y potencia fuera de banda..... | 32 |
| 1.4 Conformación de la señal telegráfica mediante filtros | 34 |
| 1.5 Interferencia producida en los canales adyacentes | 34 |
| 1.6 Tiempo de establecimiento de la señal | 35 |
| 1.7 Anchura de banda ocupada con señales no conformadas | 35 |
| 1.8 Espectro fuera de banda..... | 36 |
| 2 Emisiones con modulación de frecuencia para la radiodifusión sonora y las radiocomunicaciones | 36 |
| 2.1 Clase de emisión F3E (radiodifusión sonora monofónica)..... | 36 |
| 2.1.1 Anchura de banda necesaria..... | 36 |
| 2.1.2 Espectro fuera de banda de las emisiones de clase F3E moduladas por ruido | 37 |

| | | |
|-------|---|----|
| 2.2 | Clases de emisión F8E y F9E (radiodifusión sonora estereofónica) | 37 |
| 2.2.1 | Anchura de banda necesaria..... | 37 |
| 2.3 | Clase de emisión F3E, radiocomunicaciones en banda estrecha..... | 37 |
| 3 | Emisiones multicanal con modulación en frecuencia que utilizan múltiplex por división de frecuencia (MDF) | 37 |
| 3.1 | Anchura de banda necesaria | 38 |
| 3.2 | Forma de la envolvente del espectro | 38 |
| 3.3 | Potencia fuera de banda | 41 |

1 Emisión de clase F1B

Para la telegrafía por desplazamiento de frecuencia, clase F1B, con o sin fluctuaciones debidas a la propagación:

1.1 Anchura de banda necesaria

Si se representa por $2D$ el desplazamiento de frecuencia o la diferencia entre las frecuencias de trabajo y de reposo y por m el índice de modulación $2D/B$, se obtiene la anchura de banda necesaria mediante una de las fórmulas siguientes, que se elegirá según el valor de m :

$$\begin{array}{ll}
 2,6 D + 0,55 B & \text{para } 1,5 < m < 5,5 \quad \text{con una aproximación de 10\%} \\
 2,1 D + 1,9 B & \text{para } 5,5 \leq m \leq 20 \quad \text{con una aproximación de 2\%}
 \end{array}$$

1.2 Forma de la envolvente del espectro

En los § 1.2.1 a 1.2.3 siguientes se describe la forma de espectro de radiofrecuencia de la clase de emisión F1B para varias formas de señales telegráficas.

1.2.1 Señal telegráfica de alternancias con tiempo de establecimiento nulo

En la Fig. 12 (líneas continuas) se muestra la amplitud de la envolvente del espectro con relación a la amplitud de la emisión continua, $A(n)$, en función del orden de la componente de banda lateral, para el caso de una señal telegráfica de alternancias con tiempo de establecimiento nulo y con duraciones idénticas para la marca y el espacio.

Las partes lineales o asintóticas de las curvas de trazo continuo de la Fig. 12 pueden aproximarse mediante la fórmula:

$$A(n) = \frac{2m}{\pi n^2} \tag{8}$$

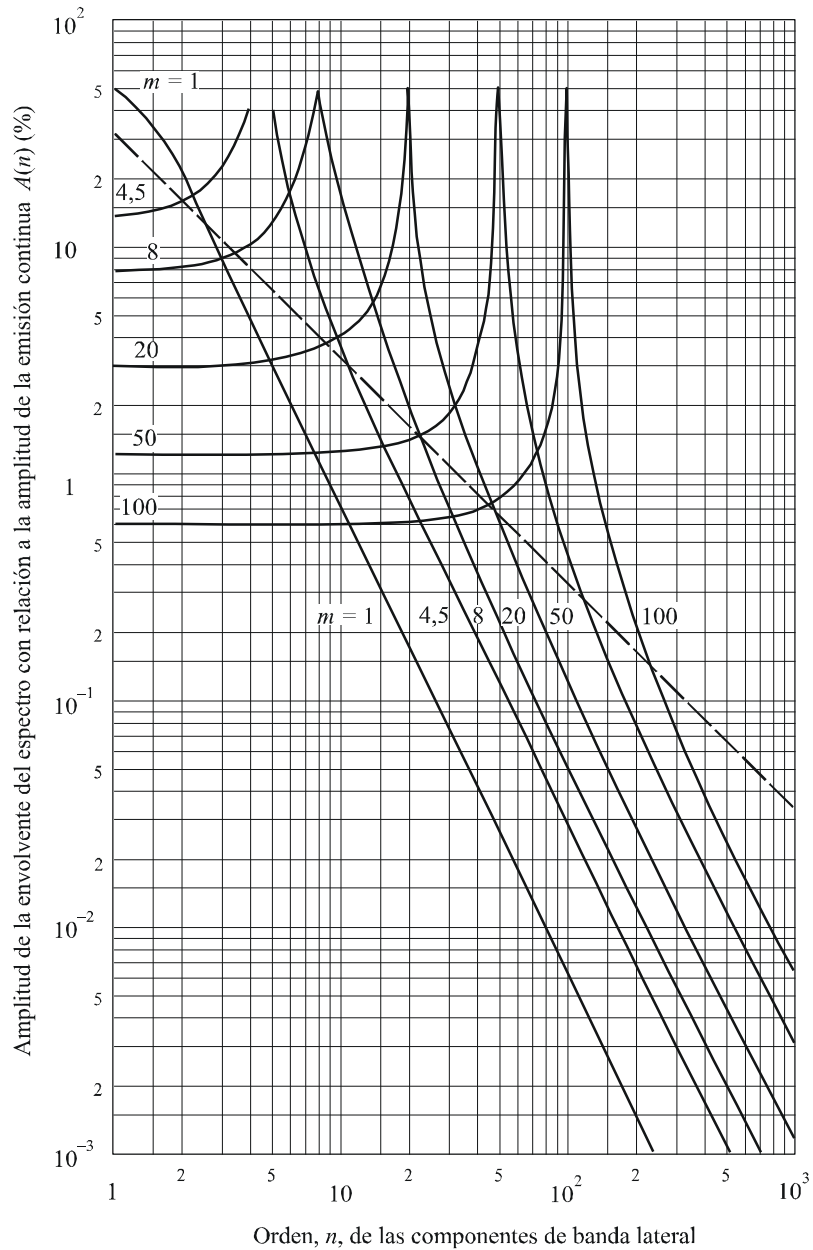
donde:

- n : orden de la componente de banda lateral
- $n = 2f/B$
- f : separación en frecuencia al centro del espectro (Hz)

- B : velocidad de modulación (Bd)
- m : índice de modulación
- $m = 2 D/B$
- D : desviación de frecuencia de cresta o semi desplazamiento de frecuencia (Hz).

FIGURA 12

Envolturas de los espectros RF para una señal telegráfica de alternancias



m : Índice de modulación
 — Clase de emisión F1B
 - - - Clases de emisión A1A y A1B

1.2.2 Señales periódicas con tiempo de establecimiento finito

La amplitud, $A(x)$, de la envolvente del espectro producido por una señal telegráfica de alternancias con tiempo de establecimiento finito e idéntica duración de marca y espacio, se obtiene mediante la siguiente ecuación empírica:

$$A(x) = E \frac{2}{\pi} \frac{1}{m} x^{-u} (x^2 - 1)^{-1} \quad \text{para } x > 1 \quad (9)$$

siendo:

$$x = f/D$$

E : amplitud de la emisión continua

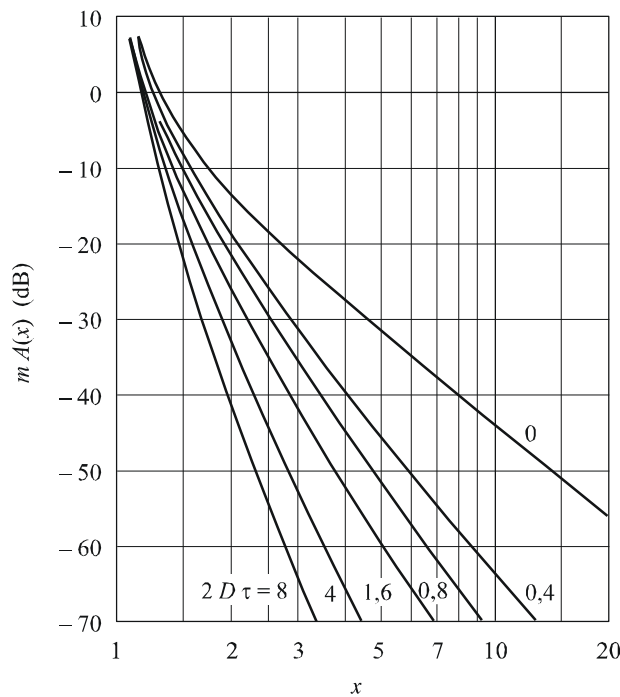
$$u = \sqrt{5 D \tau}$$

τ : tiempo de establecimiento (s) de la señal telegráfica como se define en el *recomienda 1.9*

f, D, m : definidos en el § 1.2.1 anterior.

En la ecuación (9), la forma de la envolvente del espectro depende solamente del producto $D \tau$, para un valor dado de este producto, la amplitud de la envolvente, $A(x)$, es inversamente proporcional al índice de modulación, m . Esto se ilustra en la Fig. 13 donde el producto $m A(x)$ se ilustra en función de x para diversos valores de $D \tau$.

FIGURA 13
Distribución espectral de las emisiones de tipo F1B
calculada con la ecuación empírica (9)



Se ha mostrado que el efecto del tiempo de establecimiento sobre la forma de la envolvente espectral es pequeño para valores de $D \tau$ que sean menores de 0,15 o comprendidos entre 1 y 5. Cuando las duraciones de la marca y el espacio no son idénticas, la forma de la envolvente espectral depende mucho del producto $D \tau$ y de la duración del elemento de señal más corto, pero es siempre similar al producido por una señal telegráfica de alternancias con tiempos de establecimiento idénticos.

En la Fig. 14 se comparan los resultados de las mediciones realizadas sobre diversos espectros y los obtenidos calculando los valores correspondientes a partir de la ecuación (9). La concordancia es satisfactoria para valores de x mayores que 1,2, pero disminuye a medida que disminuye el valor del producto $D \tau$.

1.2.3 Señal telegráfica aperiódica con tiempo de establecimiento finito

Cuando una señal es aperiódica, como es el caso para tráfico real, la distribución del espectro debería representarse como densidad espectral de potencia.

La densidad de potencia media por unidad de anchura de banda, $p(x)$, se obtiene mediante la ecuación empírica siguiente:

$$p(x) = \frac{P_0}{B} \frac{4}{\pi^2} \frac{1}{m^2} x^{-2u} (x^2 - 1)^{-2} \quad (10)$$

donde:

P_0 : potencia total de la emisión

B, m, x, u : definidos en los § 1.2.1 y 1.2.2.

También en este caso la forma de la envolvente del espectro sólo depende del producto del desplazamiento de frecuencia por el tiempo de establecimiento.

1.3 Anchura de banda ocupada y potencia fuera de banda

La potencia fuera de banda, P' , como se define en el *recomienda* 1.6, puede obtenerse integrando entre dos límites de frecuencia, la densidad de potencia dada por la ecuación (10).

La Fig. 15 muestra los valores de anchura de banda, L , calculados en función de m y $2 D \tau$, para $\beta = 0,01$ y $\beta = 0,001$, siendo β la proporción de potencia fuera de banda P'/P_0 .

La anchura de banda ocupada L (Hz), para $\beta = 0,01$, puede también calcularse a partir de la ecuación empírica siguiente:

$$L = 2 D + D(3 - 4\sqrt{\bar{\alpha}})m^{-0,6} \quad (11)$$

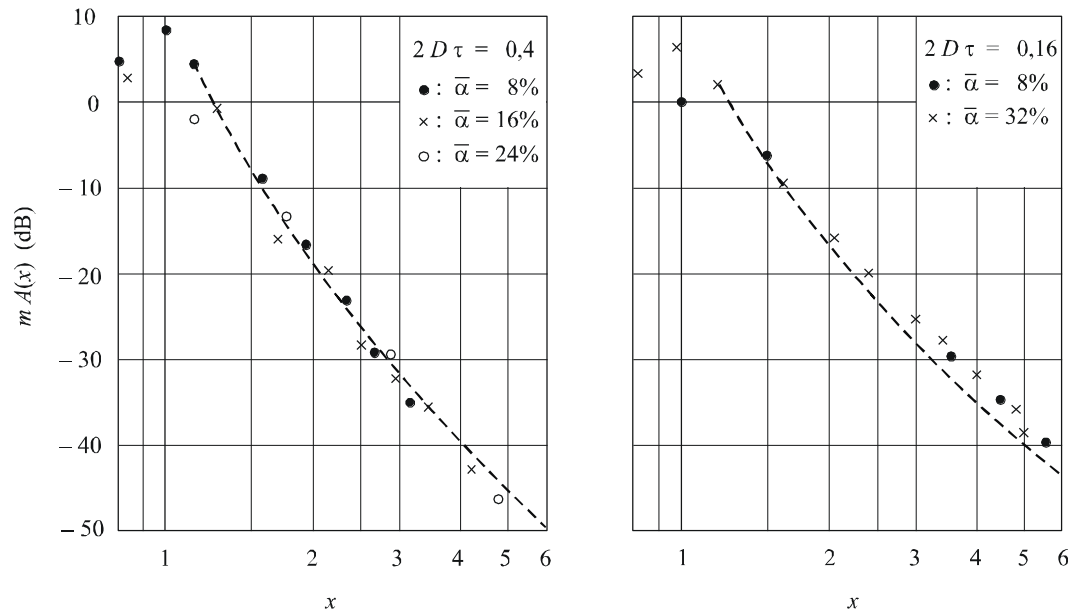
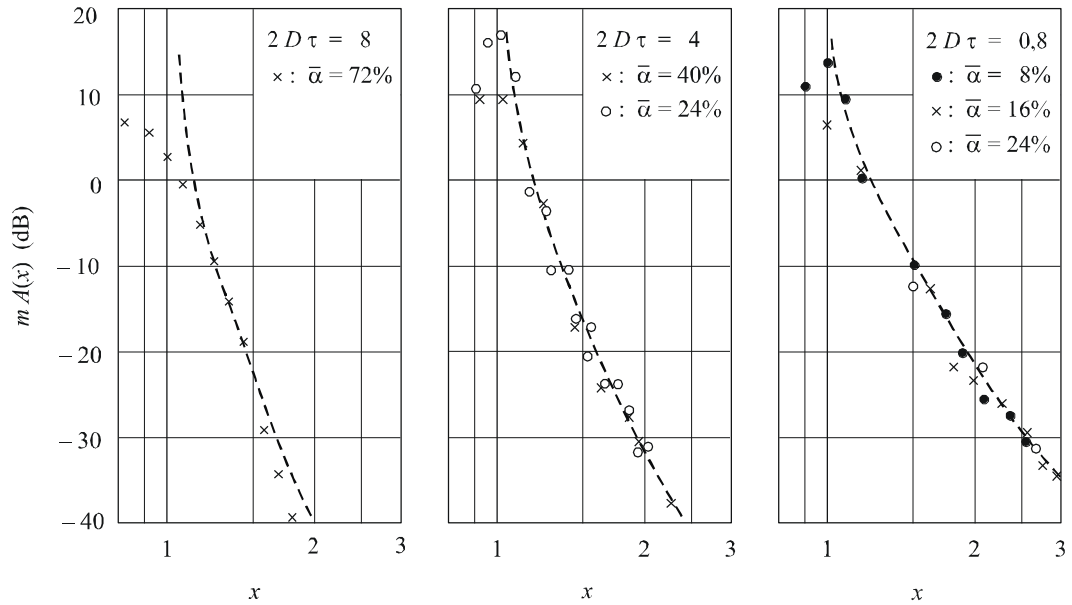
siendo $\bar{\alpha}$ el tiempo relativo de establecimiento del impulso más corto de la señal telegráfica, como se define en el *recomienda* 1.10.

La anchura de banda ocupada así calculada, resulta escasamente afectada por la forma de la señal telegráfica, mientras que el espectro fuera de banda depende en gran medida de dicha forma.

La divergencia máxima entre los resultados obtenidos utilizando la ecuación (11) y los que se obtuvieron mediante los cálculos exactos es la siguiente:

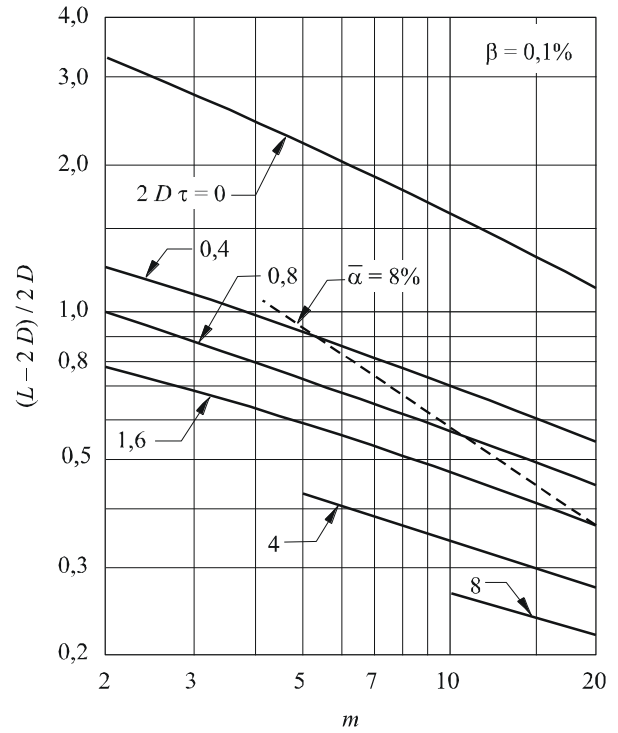
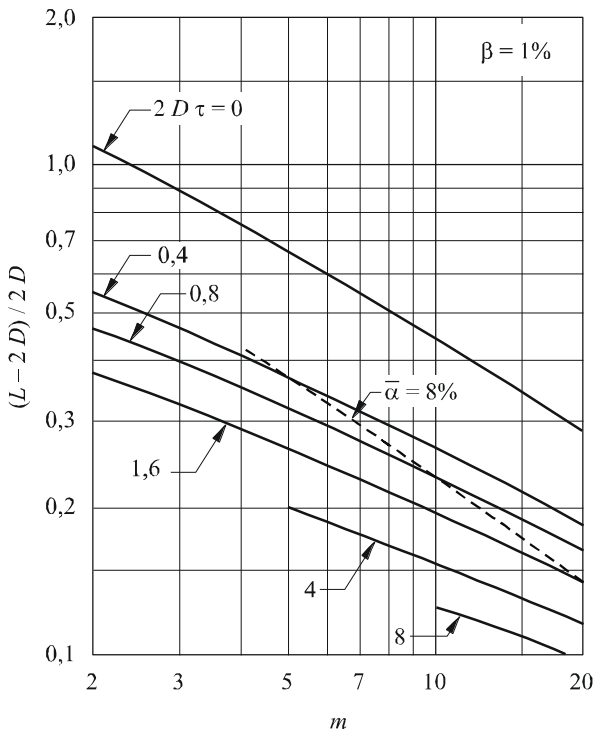
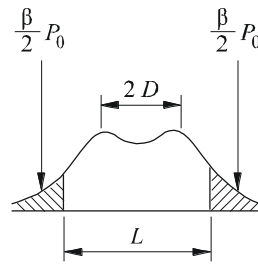
| | | |
|-----|------------------------------|----------------------|
| 3% | para $\bar{\alpha} = 0$; | $2 \leq m \leq 20$ |
| 9% | para $\bar{\alpha} = 0,08$; | $1,4 \leq m \leq 20$ |
| 10% | para $\bar{\alpha} = 0,24$; | $2 \leq m \leq 20$ |

FIGURA 14
Espectro de las emisiones de tipo F1B



----- Calculado con la ecuación empírica (9)
 • ○ × Valores medidos
 $\bar{\alpha}$: Tiempo de establecimiento relativo (%)

FIGURA 15
Anchura de banda calculada con la ecuación empírica (10)



0328-15

Estos valores muestran los límites dentro de los cuales puede usarse la ecuación (11) con una precisión razonable. Los porcentajes indicados se aplican al límite inferior de m . Dichos porcentajes disminuyen al aumentar el límite.

Por último, la Fig. 16 muestra los resultados de cálculos y mediciones de anchura de banda ocupada utilizando diversos métodos.

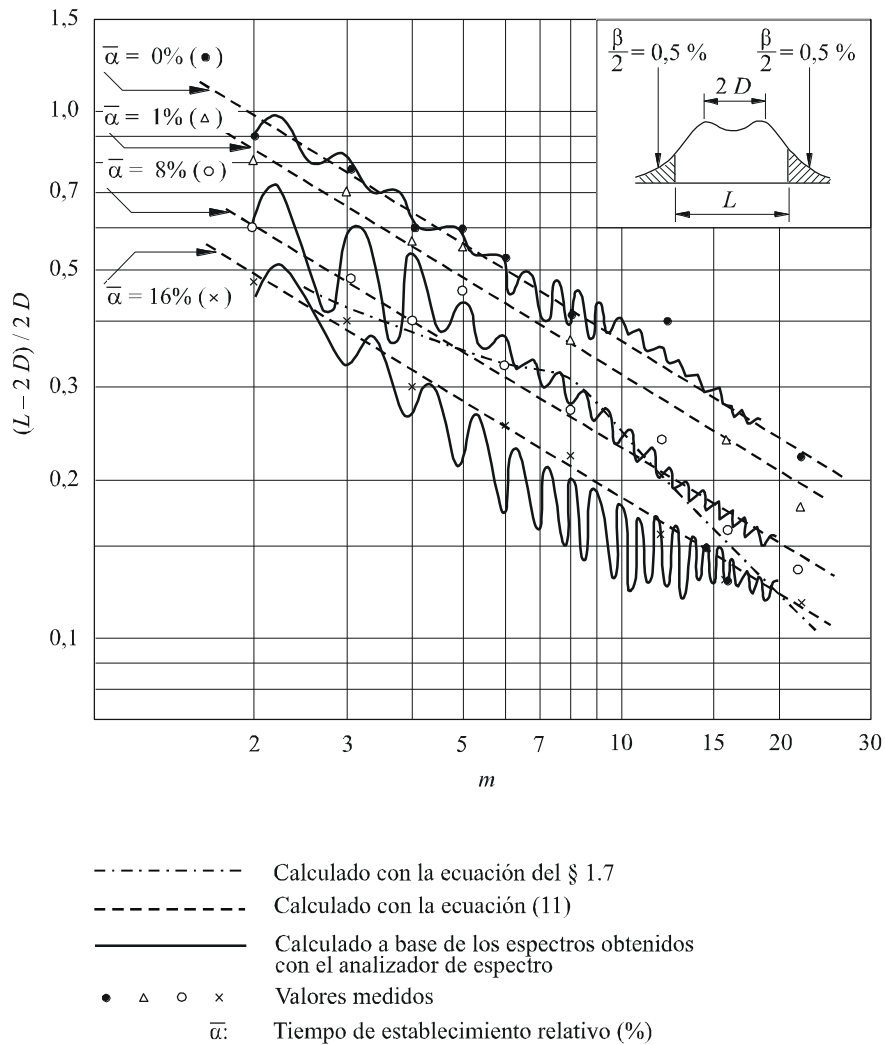
1.4 Conformación de la señal telegráfica mediante filtros

Véase el § 3 del Anexo 1. Sin embargo, no es esencial usar filtros con sobreoscilación mínima cuando se quiera que el transmisor funcione en más de dos frecuencias, por ejemplo, en el caso de telegrafía dúplex de cuatro frecuencias.

1.5 Interferencia producida en los canales adyacentes

Véase el § 1.6 del Anexo 1.

FIGURA 16
 Comparación entre los resultados de cálculos y mediciones
 de anchura de banda ocupada



0328-16

1.6 Tiempo de establecimiento de la señal

A un espectro fuera de banda muy próximo a la curva límite descrita en el § 1.8 corresponde un tiempo de establecimiento de la señal aproximadamente igual a un 8% de la duración inicial del punto telegráfico, es decir, $1/12 B$ aproximadamente, a condición de que se emplee un filtro adecuado para la conformación de la señal.

1.7 Anchura de banda ocupada con señales no conformadas

A los efectos de comparación con las fórmulas del § 1.1, puede indicarse que en el caso de una serie de señales de trabajo y de reposo iguales y rectangulares (tiempo de establecimiento nulo), la anchura de banda ocupada se obtiene mediante las fórmulas siguientes:

$$\begin{aligned}
 2,6 D + 1,4 B & \quad \text{para } 2 \leq m \leq 8 & \quad \text{con una aproximación del 2\%} \\
 2,2 D + 3,1 B & \quad \text{para } 8 \leq m \leq 20 & \quad \text{con una aproximación del 2\%}
 \end{aligned}$$

1.8 Espectro fuera de banda

Si se lleva en abscisas la frecuencia, en unidades logarítmicas, y en ordenadas las densidades de potencia (dB), la curva que representa el espectro fuera de banda deberá encontrarse por debajo de dos líneas rectas de pendiente constante, en decibelios por octava, que partan de dos puntos situados en las frecuencias límite de la banda necesaria y terminen en el nivel de -60 dB. A continuación, la misma curva debería estar por debajo de -60 dB. Las ordenadas de arranque de las dos líneas rectas, así como sus pendientes, se dan en el Cuadro 4 en función del índice de modulación, m .

CUADRO 4

| Índice de modulación | Ordenada de arranque (dB) | Pendiente (dB/octava) |
|----------------------|---------------------------|-----------------------|
| $1,5 \leq m < 6$ | -15 | $13 + 1,8 m$ |
| $6 \leq m < 8$ | -18 | $19 + 0,8 m$ |
| $8 \leq m \leq 20$ | -20 | $19 + 0,8 m$ |

El nivel de referencia de 0 dB corresponde a la potencia media de la emisión.

La potencia fuera de banda admisible, por encima y por debajo de los límites de frecuencia de la anchura de banda necesaria, constituye, cada una, aproximadamente el 0,5% de la potencia media total radiada.

La curva que representa el espectro fuera de banda para índices de modulación $0,5 \leq m \leq 1,5$ debe encontrarse por debajo de los puntos con las coordenadas indicadas en el Cuadro 5.

CUADRO 5

| Fórmula para calcular B_x a los niveles X (dB) | | | | |
|--|-----------------------|-----------------------|-----------------------|----------------------|
| -20 | -30 | -40 | -50 | -60 |
| $3\sqrt{m} \cdot B$ | $4,1\sqrt{m} \cdot B$ | $5,8\sqrt{m} \cdot B$ | $8,1\sqrt{m} \cdot B$ | $11\sqrt{m} \cdot B$ |

m : índice de modulación

B : velocidad de modulación.

Para cada punto de la curva de limitación del espectro, la abscisa es la anchura de banda relativa $\pm B_x/2 B$ y la ordenada es el nivel relativo, X . El nivel de referencia 0 dB es el de la portadora sin modular.

2 Emisiones con modulación de frecuencia para la radiodifusión sonora y las radio-comunicaciones

2.1 Clase de emisión F3E (radiodifusión sonora monofónica)

2.1.1 Anchura de banda necesaria

La anchura de banda necesaria puede calcularse mediante la fórmula que figura en la Recomendación UIT-R SM.1138:

$$B_n = 2 M + 2 D K \quad (12)$$

donde:

- B_n : anchura de banda necesaria
 M : frecuencia de modulación máxima
 D : desviación máxima con respecto a la portadora RF
 K : factor igual a 1 si se cumple la condición $D \gg M$.

2.1.2 Espectro fuera de banda de las emisiones de clase F3E moduladas por ruido

La curva que representa el espectro fuera de banda debe encontrarse por debajo de los puntos con las coordenadas indicadas en el Cuadro 6.

CUADRO 6

| Fórmula para calcular B_x a los niveles X (dB) | | | | | Modulación efectiva índice m' |
|--|------------------|------------------|--------------------|------------------|------------------------------------|
| -20 | -30 | -40 | -50 | -60 | |
| $6 m' M$ | $(6,7 m' + 2) M$ | $(7,8 m' + 3) M$ | $(8,4 m' + 4,4) M$ | $(9 m' + 6) M$ | $0,5 \leq m' \leq 1,3$ |
| $6 m' M$ | $(7 m' + 2) M$ | $(7,8 m' + 4) M$ | $(8,4 m' + 6) M$ | $(8,8 m' + 8) M$ | $m' > 1,3$ |

- $m' = D/pM$: índice de modulación efectiva
 D : desviación de cresta de la frecuencia
 p : factor de cresta
 M : máxima frecuencia de modulación.

Para cada punto de la curva de limitación del espectro, la abscisa es la anchura de banda relativa $\pm B_x/2 M$ y la ordenada es el nivel relativo X . El nivel de referencia 0 dB es el de la densidad de potencia espectral máxima dentro de una banda lateral.

2.2 Clases de emisión F8E y F9E (radiodifusión sonora estereofónica)

2.2.1 Anchura de banda necesaria

La anchura de banda necesaria puede calcularse mediante la ecuación (12), que figura en la Recomendación UIT-R SM.1138.

2.3 Clase de emisión F3E, radiocomunicaciones en banda estrecha

La modulación de frecuencia en banda estrecha se utiliza a efectos de comunicaciones. Los requisitos de espectro básicos se indican en la ecuación (12), pero las necesidades de preacentuación varían ampliamente y no es posible señalar unos parámetros específicos.

3 Emisiones multicanal con modulación en frecuencia que utilizan múltiplex por división de frecuencia (MDF)

La señal de salida de un transmisor multicanal con modulación en frecuencia que utiliza MDF puede simularse mediante una señal modulada en frecuencia con ruido blanco. Esta simulación puede aplicarse también a la señal de salida de un transmisor con un número limitado de canales si se utiliza en cada uno de ellos un dispositivo de privacidad por división de banda.

Este punto presenta los resultados de un análisis teórico del espectro de una señal modulada en frecuencia con ruido blanco, para varios grados de desviación de la frecuencia. Los resultados se han confirmado mediante mediciones del espectro real.

Las emisiones con índices de modulación ni muy elevados ni muy reducidos son importantes en los sistemas de comunicaciones reales.

3.1 Anchura de banda necesaria

Véase el § 1 (Emisiones multicanal de multiplexión por división de frecuencia y modulación de frecuencia (MDF-MF)) de la Recomendación UIT-R SM.853 (Anchura de banda necesaria).

3.2 Forma de la envolvente del espectro

El espectro de potencia, $p(f)$, de una señal modulada en frecuencia con ruido blanco puede calcularse de la forma siguiente, teniendo en cuenta los efectos de la preacentuación especificados en la Recomendación UIT-R F.275. Este cálculo se basa en la transformada de Fourier de la función de autocorrelación de la señal con modulación de fase.

$$R_s(\tau) = \frac{2\sigma^2}{f_{m\acute{a}x}^2} \int_{\varepsilon}^1 \frac{\text{sen}^2(\pi f_{m\acute{a}x} \tau u)}{u^2} P_r(u) du \quad (13)$$

siendo:

- $f_{m\acute{a}x}$: frecuencia de modulación más elevada
- $f_{m\acute{i}n}$: frecuencia de modulación más baja
- $\varepsilon = f_{m\acute{i}n} / f_{m\acute{a}x}$
- σ : valor eficaz de la desviación de frecuencia multicanal
- $P_r(u)$: característica de preacentuación.

$$P_r(f/f_{m\acute{a}x}) = C_0 + C_2 (f/f_{m\acute{a}x})^2 + C_4 (f/f_{m\acute{a}x})^4$$

$C_0 = 0,4$, $C_2 = 1,35$, $C_4 = 0,75$ (véase la Recomendación UIT-R SF.675)

$$p(f) = 2P_0 \int_0^{\infty} \exp[-R_s(\tau)] \cos(2\pi f \tau) d\tau \quad (14)$$

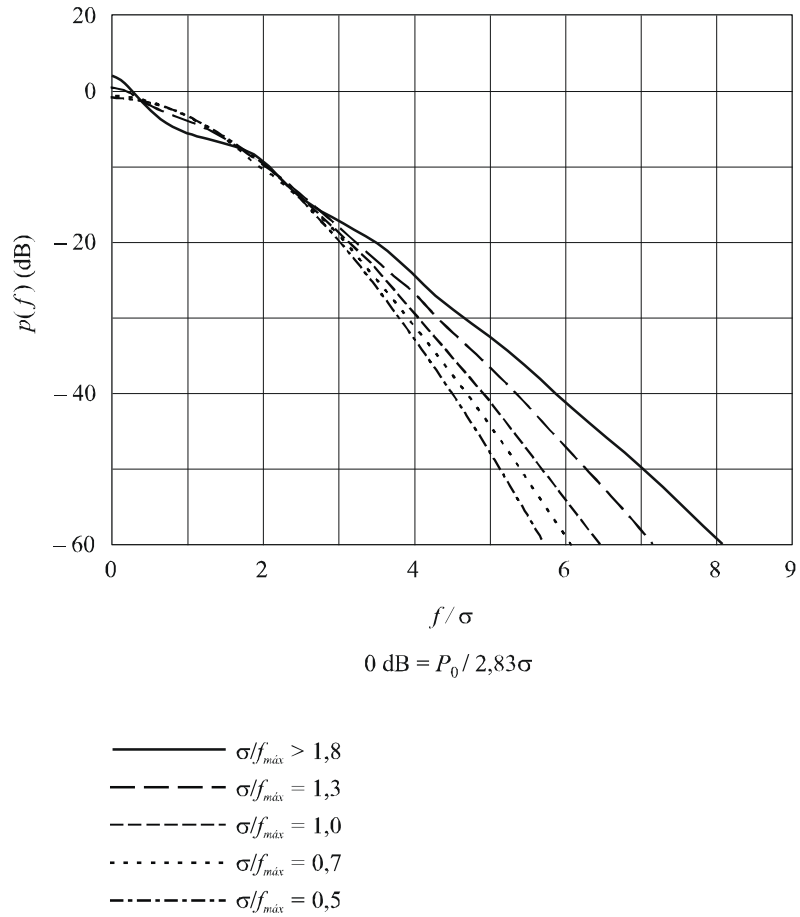
siendo P_0 la potencia total.

Cuando σ es muy elevado, el valor de la ecuación (14) viene determinado por los valores de τ reducidos. En este caso, $R_s(\tau) = 2(\pi \sigma \tau)^2$ aproximadamente. Por lo tanto, la envolvente del espectro puede aproximarse mediante la siguiente distribución gaussiana:

$$p(f) = \frac{P_0}{\sqrt{2\pi} \sigma} \exp\left(-\frac{f^2}{2\sigma^2}\right) \quad (15)$$

Se han llevado a cabo los cálculos teóricos de la envolvente del espectro para varios índices de modulación. Las curvas para $\sigma/f_{m\acute{a}x} \geq 0,5$ se representan en la Fig. 17 y las curvas para $\sigma/f_{m\acute{a}x} < 0,5$ aparecen en la Fig. 18. Estas curvas se basan en la hipótesis de $\varepsilon = 0$. En aplicaciones reales, ε no es cero y en este caso, aparece una componente discreta a la frecuencia portadora porque para valores elevados de τ , $R_s(\tau)$ calculada en la ecuación (13) no es infinita, mientras que si $\varepsilon = 0$, este valor resulta infinito. Esta portadora residual normalmente es mayor para menores índices de modulación (véase la Recomendación UIT-R SF.675). Por lo tanto, en la Fig. 18, la forma del espectro de potencia próximo a la portadora y en múltiplos enteros de $f_{m\acute{a}x}$ puede ser algo distinto. Sin embargo, las repercusiones de la hipótesis de $\varepsilon = 0$ en la potencia fuera de banda (Figs. 19 y 20) no son significativas. En la Recomendación UIT-R SF.766 aparecen varios espectros de potencia en aplicaciones reales.

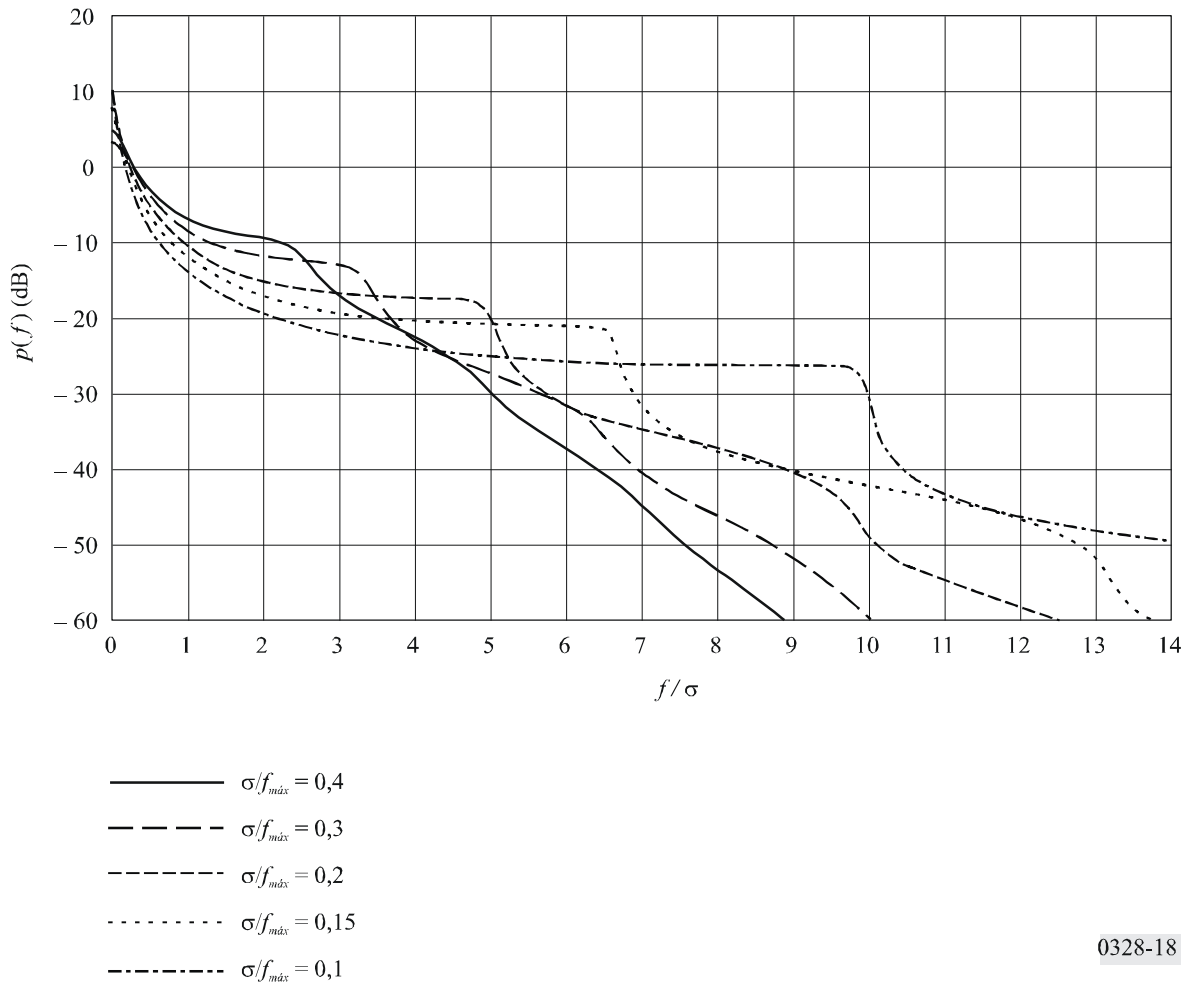
FIGURA 17
 Distribución espectral de potencia para $\sigma/f_{m\acute{a}x} \geq 0,5$



En las Figs. 17 a 20 se utilizan los siguientes s\xedmbolos:

- $f_{m\acute{a}x}$: Frecuencia m\xe1xima del ruido blanco de banda limitada
- σ : Valor eficaz de la desviaci3n de frecuencia; es decir, valor eficaz de la diferencia entre la frecuencia instant\nea y su valor aritm\etico medio
- f : Separaci3n de frecuencia con relaci3n al centro del espectro
- P_0 : Potencia total de la emisi3n
- P' : Potencia fuera de las frecuencias $-f$ y $+f$ del espectro; es decir, potencia fuera de banda
- β : Proporci3n de potencia fuera de banda P'/P_0
- $p(f)$: Densidad de potencia del espectro a la frecuencia f

FIGURA 18
Distribución espectral de potencia para $\sigma/f_{m\acute{a}x} < 0,5$



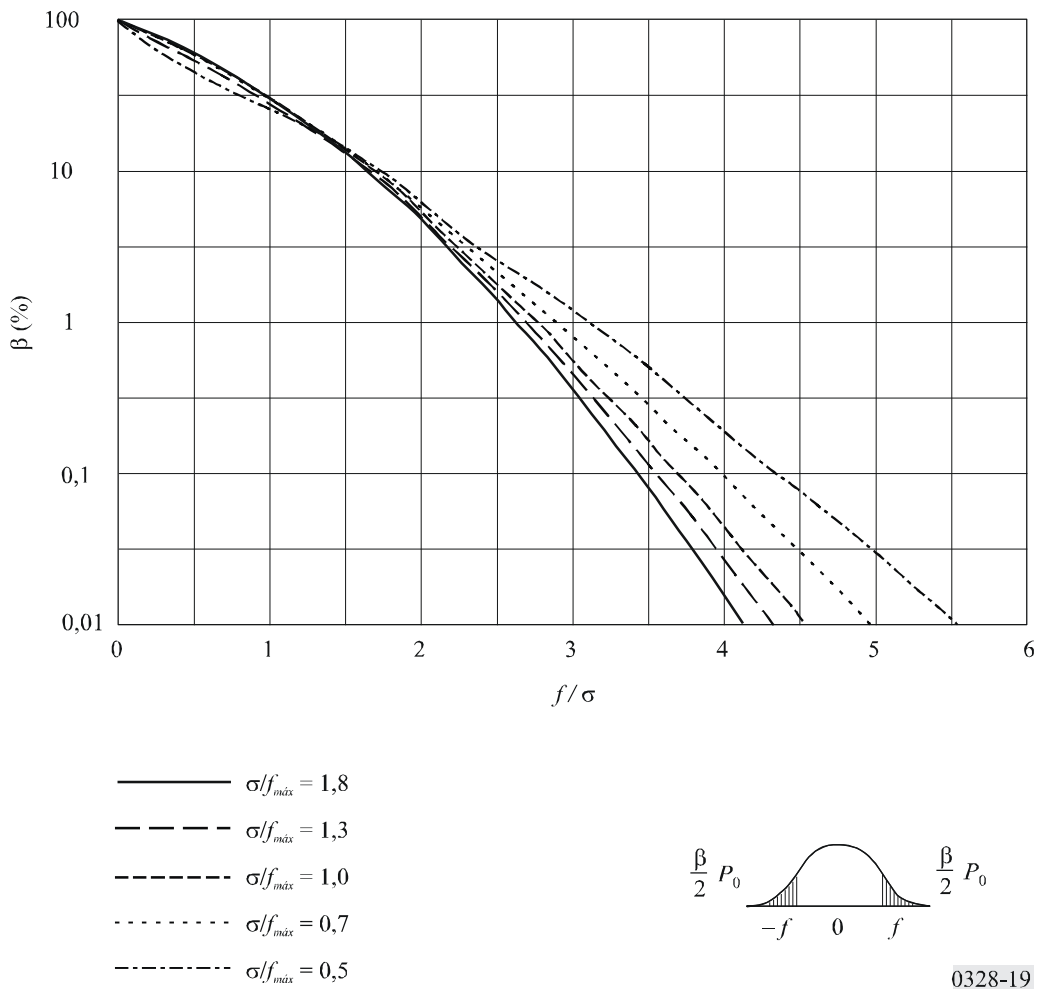
0328-18

Cuando f toma un valor elevado, el espectro se reduce muy rápidamente. Cabe señalar, sin embargo, que estas pendientes no continúan indefinidamente. Debido al ruido generado internamente en el transmisor, el espectro tiene un límite inferior cuyo nivel depende del tipo de etapa de salida de radiofrecuencia.

3.3 Potencia fuera de banda

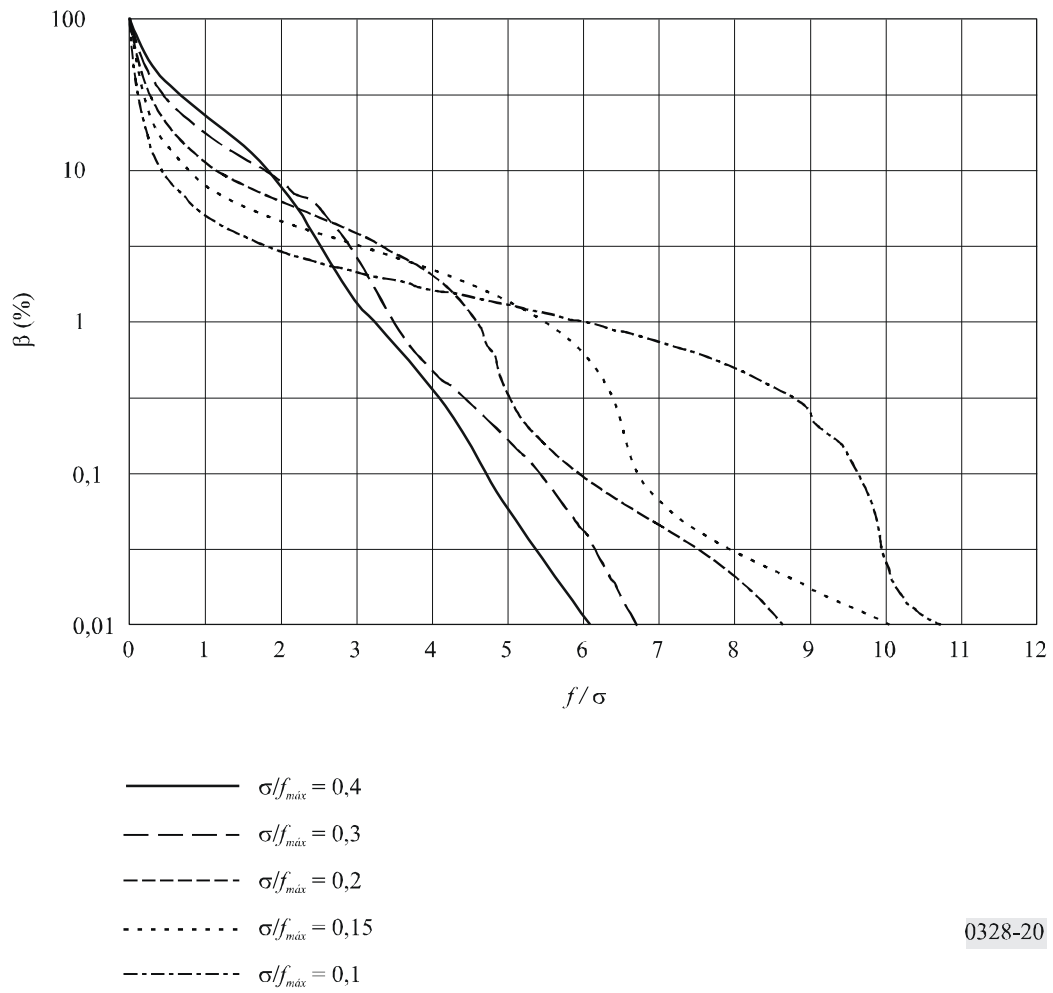
En la Fig. 19 aparecen las curvas que representan la potencia de las emisiones fuera de banda con valores medianos de la desviación de frecuencia. Estas curvas se han obtenido a partir del cálculo teórico del espectro de potencia.

FIGURA 19
Potencia fuera de banda del espectro para $\sigma/f_{\text{m\acute{a}x}} \geq 0,5$



En la Fig. 20 se representan las curvas de las emisiones con una desviación de frecuencia pequeña. Esta Figura también se ha obtenido a partir del cálculo teórico del espectro de potencia.

FIGURA 20
Potencia fuera de banda del espectro para $\sigma/f_{m\acute{a}x} < 0,5$



Anexo 4

Consideraciones sobre las emisiones de tipo G

(Modulación de fase)

ÍNDICE

| | <i>Página</i> |
|--|---------------|
| 1 Clase de emisión G1B (telegrafía con modulación de fase en canal único)..... | 43 |
| 1.1 Anchura de banda necesaria..... | 43 |
| 1.2 Espectro fuera de banda..... | 43 |

1 Clase de emisión G1B (telegrafía con modulación de fase en canal único)

1.1 Anchura de banda necesaria

La anchura de banda necesaria puede calcularse mediante la siguiente fórmula:

$$B_n = K B$$

siendo:

B : velocidad de modulación (Bd)

$K = 5$, para radioenlaces con desvanecimiento

$K = 3$, para radioenlaces sin desvanecimiento.

1.2 Espectro fuera de banda

La curva que representa el espectro fuera de banda debe encontrarse por debajo de los puntos con las coordenadas indicadas en el Cuadro 7.

CUADRO 7

| Fórmula para calcular B_x a los niveles X (dB) | | | | |
|--|-------|--------|--------|--------|
| -20 | -30 | -40 | -50 | -60 |
| $3 B$ | $7 B$ | $13 B$ | $23 B$ | $41 B$ |

Para cada punto de la curva de limitación del espectro, la abscisa es la frecuencia relativa $\pm B_x/2 B$ y la ordenada es el nivel relativo X . El nivel de referencia 0 dB es el de la portadora sin modular.

Anexo 5

Consideraciones sobre emisiones de tipo J

(Banda lateral única, portadora suprimida)

ÍNDICE

| | <i>Página</i> |
|--|---------------|
| 1 Emisiones con modulación de amplitud de banda lateral única y de banda lateral independiente para telefonía y telegrafía armónica multicanal | 44 |
| 1.1 Introducción | 44 |
| 1.2 Forma de la envolvente espectral para emisiones de clase J3E y J7B moduladas con ruido blanco | 45 |
| 1.2.1 Respecto a las pruebas descritas en el punto 1 del Cuadro 8 | 47 |
| 1.2.2 Respecto a las pruebas descritas en el punto 2 del Cuadro 8 | 48 |
| 1.2.3 Respecto a las pruebas descritas en el punto 3 del Cuadro 8 | 50 |
| 1.2.4 Respecto a las pruebas descritas en el punto 4 del Cuadro 8 | 50 |
| 1.2.5 Respecto a las pruebas descritas en el punto 5 del Cuadro 8 | 50 |
| 2 Clase de emisión J3E, radiodifusión sonora en banda lateral única | 50 |

1 Emisiones con modulación de amplitud de banda lateral única y de banda lateral independiente para telefonía y telegrafía armónica multicanal

1.1 Introducción

La anchura de banda ocupada y la radiación fuera de banda de las emisiones de señales analógicas con modulación de amplitud dependen, en grado variable, de varios factores, que son:

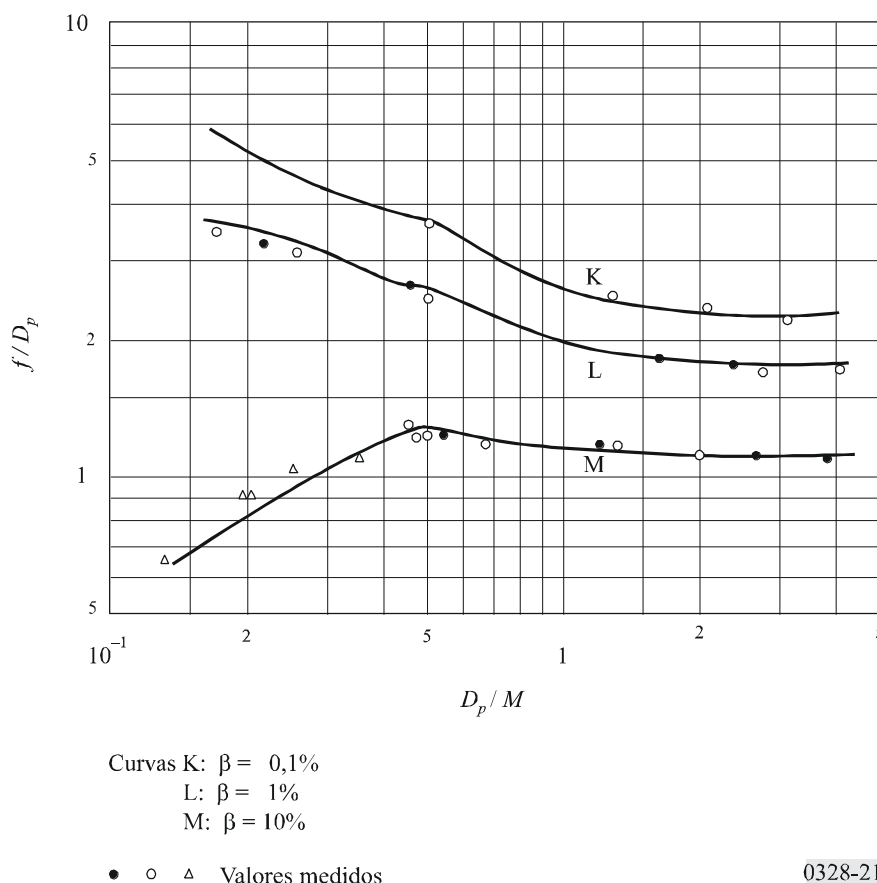
- el tipo de señal moduladora;
- el nivel de la señal de entrada que determina el espectro de modulación del transmisor;
- la banda de paso que está determinada por filtros utilizados en las etapas de audiofrecuencia, así como en las etapas intermedias y final de modulación del transmisor;
- el nivel de las componentes de distorsión por armónicos y productos de intermodulación radiados en frecuencias del espectro fuera de banda;
- la característica del ruido de fase de los diversos osciladores situados en el interior del transmisor.

Los resultados de las mediciones dependen también de la banda de paso del dispositivo selectivo de medida empleado y de sus características dinámicas, tales como el tiempo de integración del instrumento o de otros aparatos cualesquiera utilizados junto con el dispositivo de medición selectivo.

La Fig. 21 muestra la anchura de banda, en términos de D_p , para porcentajes específicos de la potencia fuera de banda para tres casos distintos, siendo:

- f : anchura de banda
- D_p : desviación de frecuencia de cresta
- $f_{m\acute{a}x}$: frecuencia de banda base más elevada
- β : porcentaje de potencia fuera de banda.

FIGURA 21
 Anchura de banda, en función de D_p , para porcentajes específicos de la potencia fuera de banda



0328-21

1.2 Forma de la envolvente espectral para emisiones de clase J3E y J7B moduladas con ruido blanco

Este punto trata de los resultados de las mediciones realizadas por varias administraciones sobre transmisores de diferentes diseños para emisiones de clase J3E y J7B.

El Cuadro 8 sintetiza las principales características de los transmisores y las condiciones en que se realizaron las mediciones.

CUADRO 8

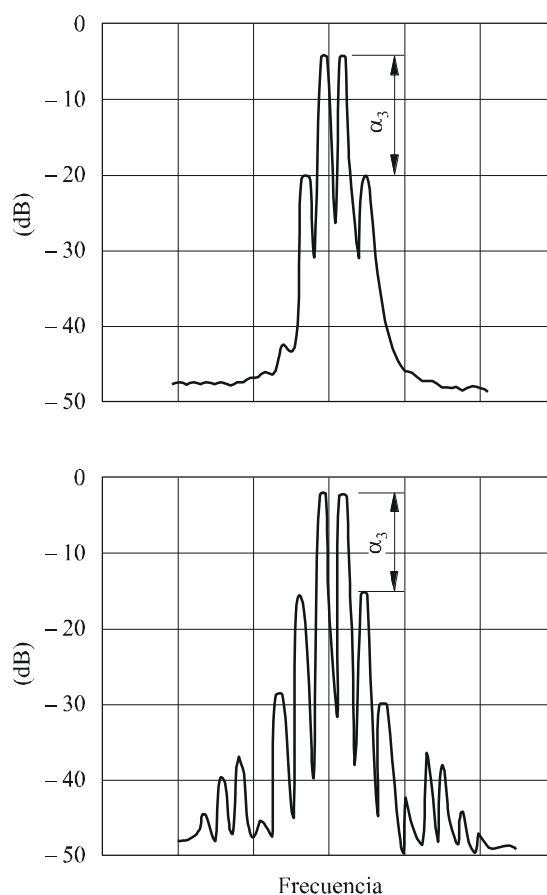
**Características de los transmisores y condiciones en que se realizaron
las mediciones para emisiones J3E y J7B**

| Punto N.º | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 |
|---|--------------------|--|--|---------------------------------|--|
| Clase de emisión | J3E | J3E | J3E | J3E, J7B | J3E |
| <i>Características del transmisor:</i> – potencia en la cresta de la envolvente, P_p (dos tonos) ⁽¹⁾ (kW) – distorsión de intermodulación de tercer orden α_3 ⁽¹⁾ (dB) | Diferentes valores | 0,150 | Varios transmisores 2,5-30 | | Varios transmisores Varios kW a algunas decenas de kW |
| <i>Tipo de señal moduladora:</i> – anchura de banda | Ruido blanco | Ruido blanco | Ruido blanco | Ruido blanco Ruido ponderado | Ruido blanco |
| <i>Nivel de la señal de entrada</i> (1) ajustado a un valor tal que: – a la entrada, P_m (ruido) = – a la salida, P_m (ruido) = – a la salida, P_p (ruido) = | P_m (dos tonos) | Limitado sólo por B_p ⁽²⁾ | Limitado sólo por B_p ⁽²⁾ | $0,25 P_p$ (dos tonos) | |
| <i>Tipo de dispositivo de medida:</i> – banda de paso (Hz) | | Analizador de espectro 300 | Analizador de espectro | | Analizador de espectro $\leq 0,05 F$ ⁽²⁾ |
| Forma del espectro | Véase la Fig. 23 | | | | Véase el § 1.2.5 |

(1) En todas las pruebas el transmisor es primero modulado con dos señales sinusoidales de igual amplitud (véase la Fig. 22). A continuación se determinan la potencia en la cresta de la envolvente, P_p (dos tonos), y el nivel de distorsión por intermodulación de tercer orden, α_3 , de acuerdo con los métodos expuestos en la Recomendación UIT-R SM.326. Por último, las dos señales sinusoidales se reemplazan por ruido, cuyo nivel se ajusta de manera que se obtengan las condiciones mencionadas en «nivel de la señal de entrada», donde P_m indica la potencia media y P_p la potencia en la cresta de la envolvente.

(2) B_p es la banda de paso de los filtros del transmisor, y F es la anchura de banda necesaria.

FIGURA 22
**Envolvente del espectro de la emisión de clase J3E
 modulada por dos tonos sinusoidales**



α_3 : Nivel de intermodulación de tercer orden

0328-22

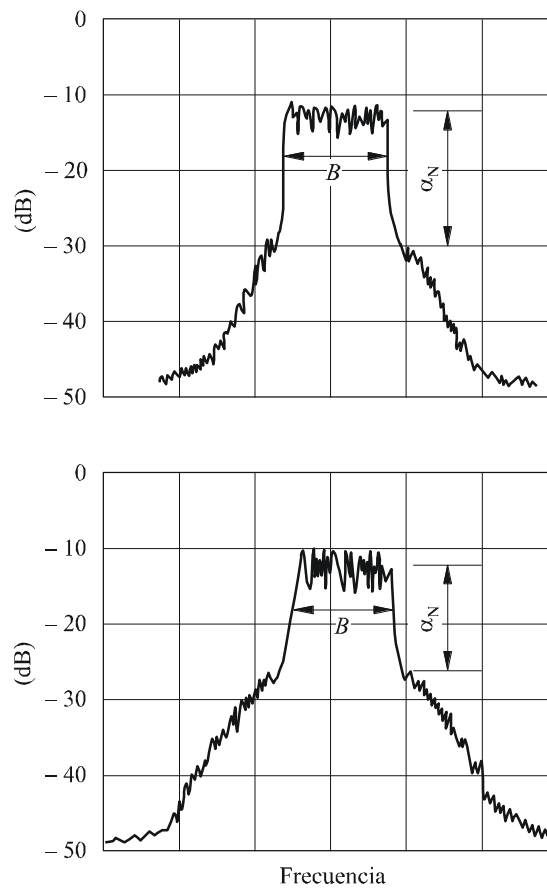
Los resultados de las mediciones pueden resumirse como sigue:

1.2.1 Respecto a las pruebas descritas en el punto 1 del Cuadro 8

Suponiendo que el transmisor funciona en las condiciones indicadas en el punto 1 del Cuadro 8, y suponiendo asimismo que la radiación fuera de banda es causada principalmente por la intermodulación que se produce en las etapas de radiofrecuencia posteriores al modulador final, se puede deducir:

- la parte central del espectro de radiofrecuencia presenta fundamentalmente una forma rectangular y se superpone a una curva que indica la radiación fuera de banda, que es simétrica respecto a la frecuencia central (véase la Fig. 23);
- la diferencia α_N entre el nivel de la parte plana de la parte superior del espectro y aquel en el que comienza la radiación fuera de banda, es generalmente igual al nivel de la distorsión de intermodulación de tercer orden α_3 (véase la Fig. 24);

FIGURA 23
 Envolvente del espectro de la emisión de clase J3E
 modulada por ruido blanco



α_N : Véase el texto

B : Anchura de banda de la señal de ruido

0328-23

- la pendiente (dB/Hz) de la curva que representa la radiación fuera de banda, es inversamente proporcional a la anchura de banda B de la señal de ruido a la entrada;
- la pendiente es constante, por lo menos, en las proximidades de los límites de la anchura de banda y tiene un valor comprendido entre 10 dB y 20 dB por la anchura de banda B según la naturaleza de la distorsión (véase la Fig. 25);
- la anchura de banda ocupada por la emisión es igual a la anchura del espectro principal, a condición de que α_3 sea por lo menos 20 dB.

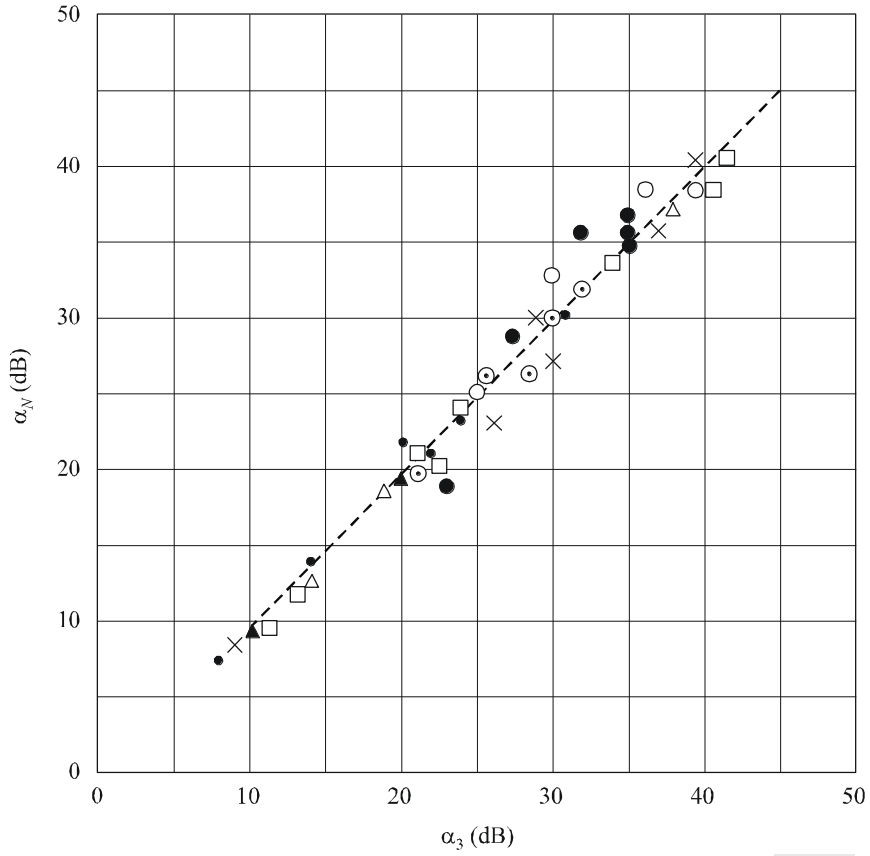
Las conclusiones precedentes se consideran también válidas en los casos en que la señal de modulación es comparable a un ruido blanco, como en los casos de emisiones de radiotelefonía que utilizan un dispositivo para lograr la privacidad por división de banda o en el de emisiones de radiotelegrafía armónica multicanal.

1.2.2 Respecto a las pruebas descritas en el punto 2 del Cuadro 8

Los resultados, especialmente en lo relativo al nivel en que comienza la radiación fuera de banda propiamente dicha, son sensiblemente los mismos que se obtienen con las mediciones descritas en el punto 1 del Cuadro 8 y en el punto 1 del Cuadro 3.

FIGURA 24

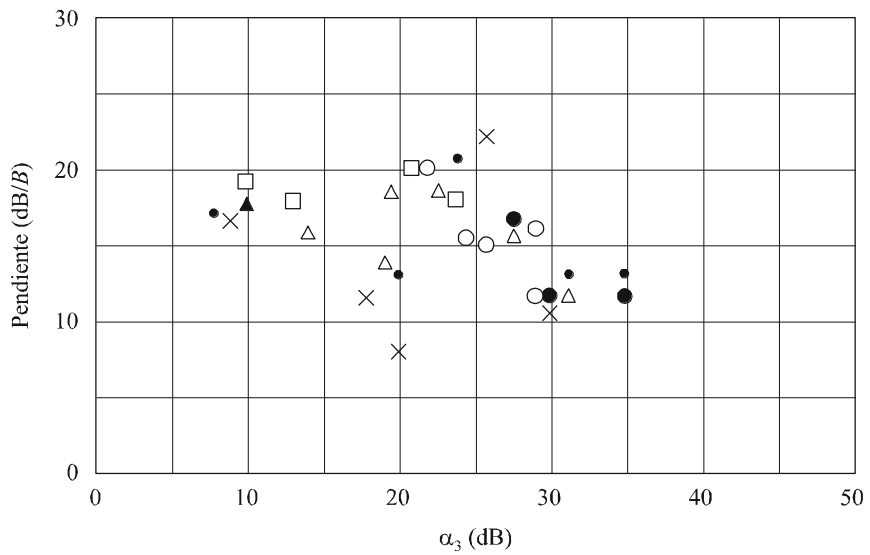
Valor de α_N de la Fig. 23 para diferentes valores de α_3



0328-24

FIGURA 25

Valor de la pendiente en la proximidad de la anchura de banda para diferentes valores de α_3



0328-25

1.2.3 Respecto a las pruebas descritas en el punto 3 del Cuadro 8

Los transmisores empleados en estas pruebas, aunque de diseño y potencias diferentes, utilizaban triodos en la etapa final: estos transmisores podían ser excitados hasta la aparición de una corriente de rejilla.

En una primera serie de pruebas, los transmisores se cargaron considerablemente, a fin de determinar la posible influencia de la corriente de rejilla. En estas condiciones, el nivel de la distorsión de intermodulación de tercer orden, α_3 , fue bastante pobre y se comprobó una marcada diferencia entre el valor de α_3 y el nivel α_N del espectro de potencia al cual comienza la radiación fuera de banda.

En el curso de una segunda serie de pruebas, se determinaron α_N y α_3 en función del nivel de modulación a la entrada. Cuando los valores de este nivel eran bajos se cumplía bastante bien la relación $\alpha_3 = \alpha_N$.

Por otra parte, se ha observado que en las condiciones de modulación mencionadas en el punto 3 del Cuadro 8 la potencia media de la señal de radiofrecuencia modulada por el ruido era 1 dB superior aproximadamente a la potencia media de la señal de radiofrecuencia modulada por dos señales sinusoidales. Debido a ello, la potencia en la cresta de la envolvente se excedió durante un porcentaje notable del tiempo. Esta condición no corresponde a las prácticas generalmente adoptadas en explotación, y las experiencias ulteriores parecen indicar que puede ser necesario ajustar el nivel de la señal de ruido a un valor 2 dB a 3 dB inferior al utilizado durante las pruebas que acaban de describirse.

1.2.4 Respecto a las pruebas descritas en el punto 4 del Cuadro 8

El ajuste del nivel de la señal de entrada mencionado en el punto 4 del Cuadro 8 se aplica a los transmisores tanto de la clase J3E como J7B. Para este caso, se satisface la siguiente relación con respecto a la potencia de la señal de radiofrecuencia:

$$P_m (\text{ruido}) = 0,5 P_m (\text{dos tonos}) = 0,25 P_p (\text{dos tonos}) \quad (16)$$

En estas condiciones, la envolvente de la señal modulada por el ruido no excederá el nivel correspondiente al valor nominal de la potencia durante más del 2% del tiempo aproximadamente.

Si se emplea una señal de ruido ponderado con un transmisor de clase J3E, se puede utilizar el mismo ajuste.

1.2.5 Respecto a las pruebas descritas en el punto 5 del Cuadro 8

Si se representa la frecuencia en abscisas en unidades logarítmicas, entonces la frecuencia de referencia coincide con el centro de la anchura de banda necesaria, F , y si las densidades de potencia se representan en ordenadas (dB), las curvas que representan el espectro fuera de banda producido por varios transmisores con potencias diferentes y con clase de emisión J3E, están por debajo de dos líneas rectas, que comienzan en $(+0,5 F, 0 \text{ dB})$ o en $(-0,5 F, 0 \text{ dB})$, y terminan en $(+0,6 F, -30 \text{ dB})$ o en $(-0,6 F, -30 \text{ dB})$, respectivamente. Más allá de estos últimos puntos y por debajo del nivel de -60 dB , las curvas están por debajo de dos líneas rectas, que empiezan en el último punto y tienen una pendiente de 12 dB/octava.

2 Clase de emisión J3E, radiodifusión sonora en banda lateral única

Véase la Parte B (Sistema de banda lateral (BLU)) del apéndice 11 (Especificación de los sistemas de doble banda lateral (DBL) y banda lateral única (BLU) en el servicio de radiodifusión en ondas decamétricas) al RR.

Anexo 6

Modulación de fase digital

ÍNDICE

| | <i>Página</i> |
|--|---------------|
| 1 Modulación por desplazamiento de fase binaria (MDP-2) y modulación por desplazamiento de fase cuaternaria (MDP-4)..... | 52 |
| 1.1 Descripción del esquema | 52 |
| 1.2 Espectro de potencia y aproximación de la anchura de banda ocupada | 53 |
| 1.3 Influencia de la función de conformación de impulsos | 55 |
| 1.4 Realización práctica..... | 58 |
| 2 Modulación de fase continua (MPC)..... | 58 |
| 2.1 Descripción del sistema | 58 |
| 2.2 Espectro | 59 |
| 2.3 Anchura de banda ocupada..... | 60 |
| 3 Modulación por desplazamiento mínimo con filtro gaussiano (MDMG)..... | 61 |
| 3.1 Fórmulas básicas..... | 61 |
| 3.1.1 Filtrado | 61 |
| 3.1.2 Fase de salida | 62 |
| 3.1.3 Modulación | 62 |
| 3.2 Propiedades y características | 62 |
| 3.2.1 Espectro..... | 62 |
| 3.2.2 Anchura de banda ocupada | 63 |
| 3.2.3 Diagramas de ojos..... | 64 |
| 3.3 Consideraciones prácticas..... | 65 |
| 4 MAQ M -aria, MDP-4 $\pi/4$ y MDP-4 diferencial $\pi/4$ | 65 |
| 4.1 MAQ M -aria | 65 |
| 4.1.1 Señal modulada | 65 |
| 4.1.2 Densidad espectral de potencia | 66 |
| 4.1.3 Anchura de banda..... | 66 |
| 4.2 MDP-4 $\pi/4$ y MDP-4 diferencial $\pi/4$ | 66 |
| 4.2.1 Señal modulada | 66 |
| 4.2.2 Densidad espectral de potencia | 67 |
| 4.2.3 Anchura de banda..... | 67 |

| | | <i>Página</i> |
|-----|--|---------------|
| 5 | Multiplexión por división de frecuencia ortogonal (MDFO) | 67 |
| 5.1 | La idea básica | 67 |
| 5.2 | Esquema de modulación MDFO | 68 |
| 5.3 | Sistema MDFO | 70 |
| 5.4 | Portadores de datos útiles | 70 |
| 5.5 | Características del espectro..... | 70 |
| 5.6 | Influencia de las no linealidades..... | 72 |
| 6 | Espectro ensanchado..... | 74 |

1 Modulación por desplazamiento de fase binaria (MDP-2) y modulación por desplazamiento de fase cuaternaria (MDP-4)

Las ventajas que presentan la MDP-2 y la MDP-4 radican en la baja probabilidad de que se produzca error para una relación S/N determinada. Se utilizan en sistemas en que esta relación no es muy elevada o cuando es más difícil lograr la detección coherente.

Se presentan las características del esquema de modulación MDP-2 y la densidad espectral de potencia ampliándolo al caso de MDP-4 (y también al de MDP-8), la conformación de impulsos y su influencia en las emisiones fuera de banda.

1.1 Descripción del esquema

En el sistema MDP binario, los símbolos «1» y «0» se representan por las dos señales $s_1(t)$ y $s_2(t)$:

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (17)$$

$$s_2(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \pi) = -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad \text{para} \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (18)$$

y donde:

E_b : energía de la señal transmitida por bit

f_c : frecuencia de la portadora.

Ambas señales se denominan *señales antipodales*.

En la MDP-2, se requiere una función base de energía unitaria para describir la señal:

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad \text{para} \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (19)$$

de manera que esta modulación se caracteriza por un *espacio de señal unidimensional* ($N = 1$) y dos *puntos de mensaje* ($M = 2$).

1.2 Espectro de potencia y aproximación de la anchura de banda ocupada

La expresión para la densidad espectral de potencia se obtiene de la forma siguiente:

La señal se escribe en términos de sus componentes en fase y en cuadratura:

$$\begin{aligned} s(t) &= s_I(t)\cos(2\pi f_c t) - s_Q\text{sen}(2\pi f_c t) \\ &= R_e[\tilde{s}(t)\exp(j2\pi f_c t)] \end{aligned} \quad (20)$$

La *densidad espectral de potencia en banda base* $S_B(f)$ de la envolvente compleja $\tilde{s}(t)$ se utiliza como medida para el espectro de potencia de la señal $s(t)$. $S_B(f)$ está relacionada con la densidad espectral de potencia de la señal $s(t)$ mediante la relación:

$$S_s(f) = \frac{1}{4} [S_B(f - f_c) + S_B(f + f_c)] \quad (21)$$

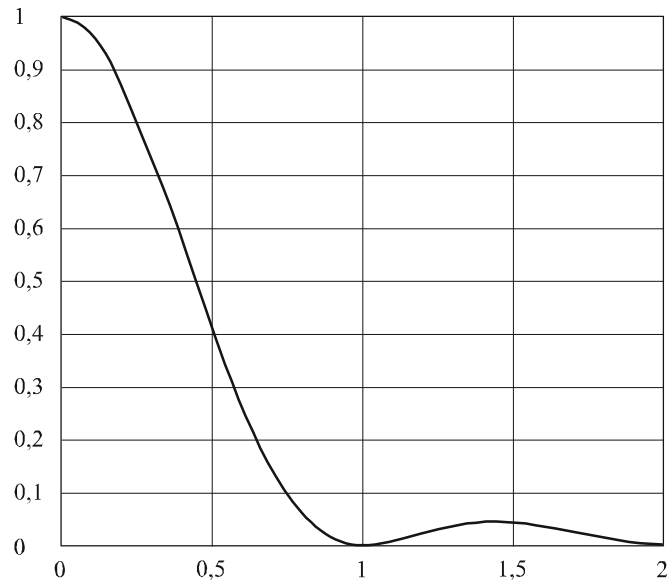
En la MDP-2, la componente en fase es igual a $\pm g(t)$ (la componente en cuadratura es igual a cero):

$$g(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} & \text{para } 0 \leq t \leq T_b \\ 0 & \text{para otros valores} \end{cases} \quad (22)$$

y el cuadro de la magnitud de la transformada de Fourier dividida por la duración de símbolo es la densidad de potencia en banda base, como se representa en la Fig. 26:

$$S_B(f) = \frac{2E_b \text{sen}^2(\pi T_b f)}{(\pi T_b f)^2} = 2E_b \text{sinc}^2(T_b f) \quad (23)$$

FIGURA 26
Espectro MDP-2



0328-26

La MDP-2 es un caso especial de las señales con MDP M -aria, que toman la siguiente forma:

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left(2\pi f_c t + \frac{2\pi}{M}(i-1)\right) \quad \text{para} \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (24)$$

El valor medio de la probabilidad de errores de símbolo para la MDP M -aria coherente viene dada por:

$$P_e \approx \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E}{N_0}} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{M}\right)\right) \quad (25)$$

siendo:

$$\operatorname{erfc}(x) = \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt$$

La forma cerrada de la ecuación (25) puede indicarse de la siguiente manera:

$$P_e = 2Q\left(\sqrt{\frac{2E}{N_0}} \operatorname{sen} \frac{\pi}{M}\right) - Q\left(\sqrt{\frac{2E}{N_0}} \operatorname{sen} \frac{\pi}{M}, \sqrt{\frac{2E}{N_0}} \operatorname{sen} \frac{\pi}{M}; -\cos \frac{2\pi}{M}\right)$$

donde:

$$Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du$$

y

$$Q(x, y; \rho) = \frac{1}{2\pi\sqrt{1-\rho^2}} \int_x^\infty \int_y^\infty \exp\left[-\frac{u^2 + v^2 - 2\rho uv}{2(1-\rho^2)}\right] du dv$$

La densidad espectral de potencia en banda base es:

$$S_B(f) = 2E \operatorname{sinc}^2(Tf) = 2E_b \log_2 M \operatorname{sinc}^2(T_b f \log_2 M) \tag{26}$$

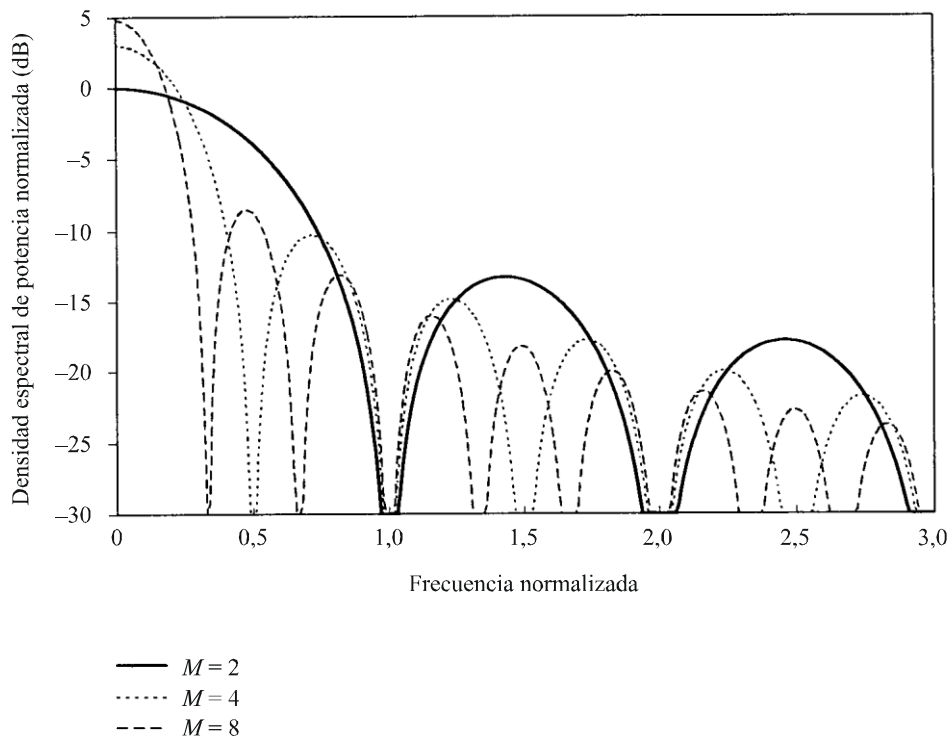
siendo:

$$\operatorname{sinc}(x) = \frac{\operatorname{sen}(x)}{x}$$

El espectro de potencia de las señales M -arias para $M = 2, 4, 8$ se representa en la Fig. 27. Para $M = 2$ se obtiene el espectro de MDP-2; para $M = 4$ se obtiene el espectro de MDP-4 y para $M = 8$ se obtiene el espectro de MDP-8.

La anchura de banda ocupada de la señal MDP-4 en MHz, según el criterio $\beta = 1\%$, puede calcularse aproximadamente como $\frac{6}{T_b}$, donde T_b es la duración de bit (μs).

FIGURA 27
Espectro de MDP-2, MDP-4 y MDP-8



1.3 Influencia de la función de conformación de impulsos

El espectro de modulación obtenido anteriormente se calculó para un impulso de la forma:

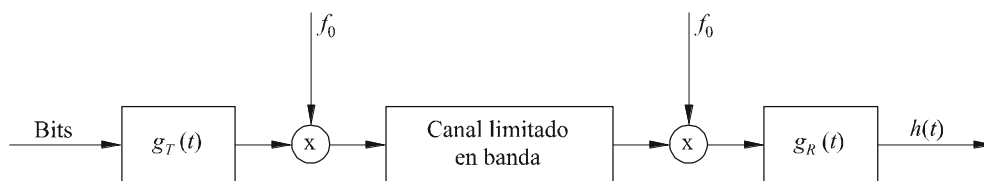
$$g(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} & \text{para } 0 \leq t \leq T_b \\ 0 & \text{para otros valores} \end{cases} \quad (27)$$

y se observó que el espectro resultante es infinito.

En la Fig. 28 se representa el esquema de transmisión práctico en un canal limitado en banda.

FIGURA 28

Transmisión por un canal limitado en banda



0328-28

El truncamiento de los lóbulos secundarios más elevados de $G(f)$ por el canal limitado en banda da lugar a valores distintos de cero de la función $h(t)$ para $t = kT, k \neq 0$. Este efecto de interferencia entre símbolos hace más difícil la recepción.

Para evitar la interferencia entre símbolos debe respetarse la siguiente condición (Teorema de Nyquist) en el diseño del filtro de transmisión:

La condición necesaria y suficiente de $x(t)$ para que satisfaga:

$$x(nT) = \begin{cases} 1 & n = 0 \\ 0 & n \neq 0 \end{cases} \quad (28)$$

es que su transformada de Fourier $X(f)$ satisfaga:

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} X(f + m/T) = T \quad (29)$$

Una forma de impulso especialmente bien conocida que satisface el criterio de Nyquist es la de coseno alzado, que tiene las siguientes características:

$$X_{rc}(f) = \begin{cases} T & \text{para } 0 \leq |f| \leq \frac{1-\beta}{2T} \\ T/2 \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi T}{\beta} \left(|f| - \frac{1-\beta}{2T} \right) \right] \right\} & \text{para } \frac{1-\beta}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\beta}{2T} \\ 0 & \text{para } |f| \geq \frac{1+\beta}{2T} \end{cases} \quad (30)$$

El parámetro β , definido como «factor de régimen de caída», oscila entre 0 y 1. Determina la anchura de banda ocupada por el filtro de coseno alzado. Eligiendo un valor de β elevado es más fácil realizar el filtro, pero aumenta la anchura de banda ocupada.

Este filtro se encuentra igualmente distribuido entre los lados del transmisor y el receptor. La forma del impulso de transmisión viene definida por su espectro

$$G_T(f) = \sqrt{X_{rc}(f)} e^{-j2\pi f t_0} \quad (31)$$

siendo t_0 un retardo.

En un caso ideal, el espectro de la señal transmitida estaría estrictamente limitado en banda y no habría necesidad de preocuparse por las emisiones fuera de banda. En la realización práctica del filtro, las no linealidades y otros efectos provocan la aparición de lóbulos secundarios.

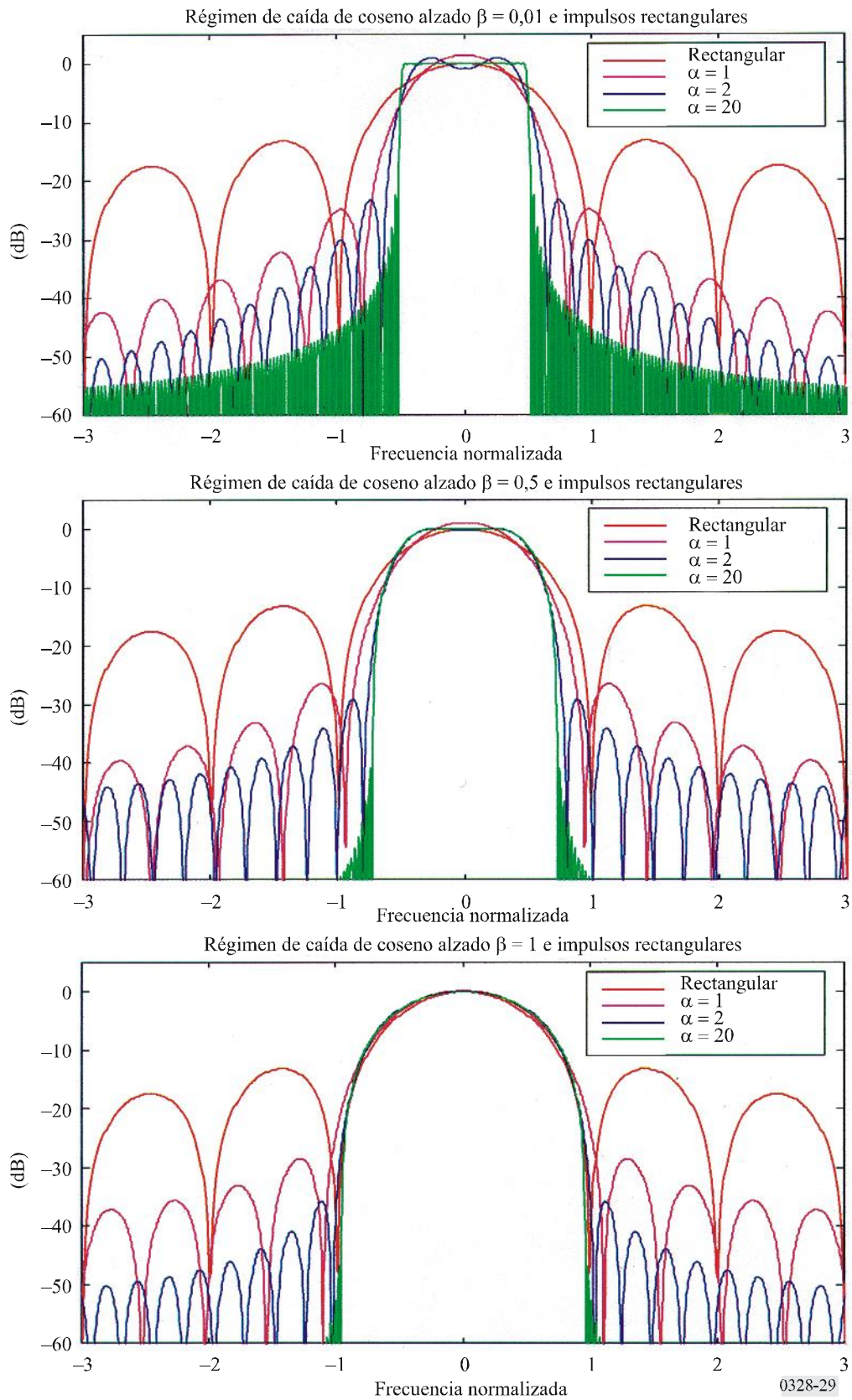
En la presente contribución sólo se examina uno de estos efectos:

El $g_T(t)$ que corresponde al espectro anterior tiene una extensión infinita en el dominio del tiempo, lo cual no puede lograrse físicamente. Si se hace pasar este impulso a través de una ventana de tiempo:

$$w(t) = \begin{cases} 1 & \text{para } |t| \leq \alpha T \\ 0 & \text{para otros valores} \end{cases} \quad (32)$$

se provoca la aparición de lóbulos secundarios. La Fig. 29 muestra el efecto de esta ventana para distintas aperturas ($\alpha = 1, 2$ y 4), y diferentes regímenes de caída ($\beta = 0,01, 0,5$ y 1).

FIGURA 29
Espectro con regímenes de caída = 0,01, 0,5 y 1



1.4 Realización práctica

Al filtrar las señales con MDP-2 y MDP-4 aparecen amplias variaciones en amplitud comparadas con la envolvente constante que se tiene cuando no se realiza filtrado. Cualquier no linealidad en el amplificador de alta potencia para la señal con MDP filtrada provoca la reaparición de bandas laterales. Este efecto puede reducirse en la práctica utilizando MDP-4 desplazada, método por el cual se reducen las componentes octogonales y las variaciones de la envolvente.

2 Modulación de fase continua (MPC)

La MPC es un esquema de modulación interesante porque combina una buena eficacia espectral con una baja sensibilidad a las no linealidades. Existe una amplia gama de posibles realizaciones, incluyendo los clásicos esquemas de modulación por desplazamiento mínimo (MDM) y modulación de frecuencia controlada (MFC). Las MPC son modulaciones con envolvente constante.

En los puntos siguientes se describe una clase de señales con MPC adecuada para la señalización multiestado.

2.1 Descripción del sistema

Los datos binarios de entrada con duración de bit T_b se agrupan en N -plas de duración $T_s = NT_b$. Cada N -pla se hace corresponder a un símbolo a_k perteneciente a un alfabeto M -ario ($M = 2^N$). En el modulador se introduce deliberadamente interferencia entre símbolos conformando a los mismos con un impulso de modulación de frecuencia $g(t)$ que se extiende a lo largo de L símbolos (modulación de respuesta parcial). La señal a la salida del circuito de conformación de impulsos viene dada por la expresión:

$$b(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k g(t - kT_s) \quad (33)$$

Tras la modulación de frecuencia, la señal con MPC de envolvente constante viene dada por:

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \varphi(t) + \varphi_0) \quad (34)$$

siendo:

E_b : energía por bit

f_c : frecuencia portadora

φ_0 : fase constante arbitraria

$\varphi(t)$: fase que cursa la información:

$$\varphi(t) = 2\pi h \int_{-\infty}^t b(\tau) d\tau = 2\pi h \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k q(t - kNT_b) \quad (35)$$

En este caso, h es el índice de modulación y $q(t)$ el impulso de conformación de fase normalizado con respecto a $g(t)$ y de forma que:

$$\begin{aligned} q(t) &= 0 & \text{para } t &\leq 0 \\ q(t) &= 1/2 & \text{para } t &\geq LT_s \end{aligned} \quad (36)$$

En el caso de que $0 < t \leq LT_s$, en realizaciones prácticas, $q(t)$ puede describirse de forma simplificada mediante la siguiente expresión polinómica:

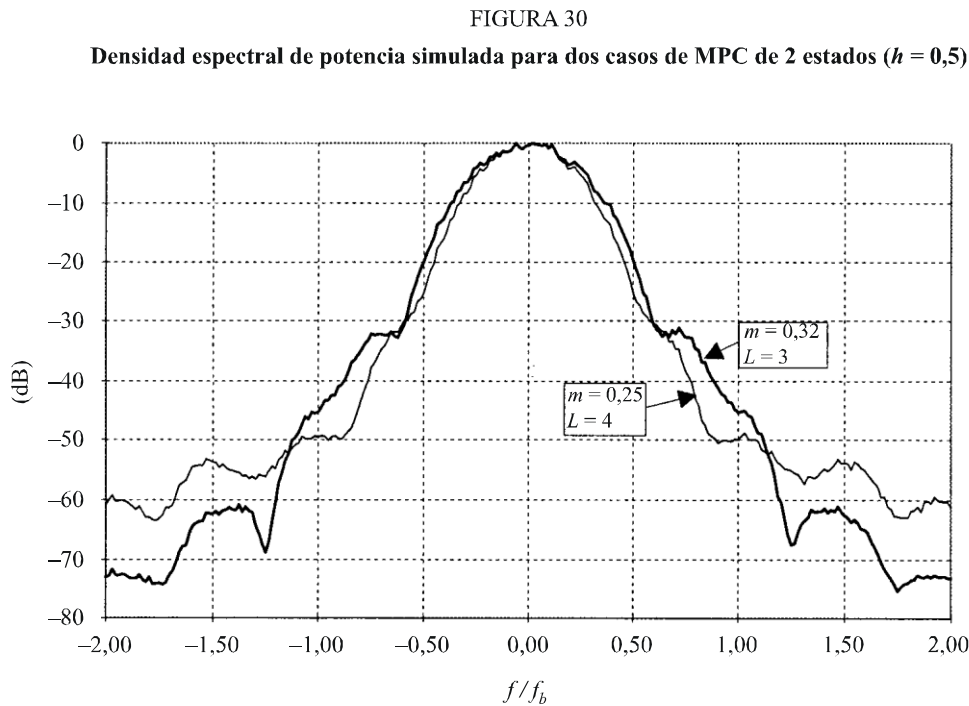
$$q(t) = \frac{1}{4} + m \left(\frac{t}{T_s} - \frac{L}{2} \right) + \frac{5 - 8mL}{L^3} \left(\frac{t}{T_s} - \frac{L}{2} \right)^3 + \frac{16mL - 12}{L^5} \left(\frac{t}{T_s} - \frac{L}{2} \right)^5 \quad \text{para } 0 < t \leq LT_s \quad (37)$$

donde m y L (duración del impulso de conformación en símbolos) son parámetros de diseño.

Para una modulación de dos estados ($M = 2$) es más adecuado el valor $h = 0,5$. Además, utilizando $h = 0,5$ con $m = 0,25$ y $L = 4$ se obtiene una muy buena aproximación del esquema de modulación MFC clásico.

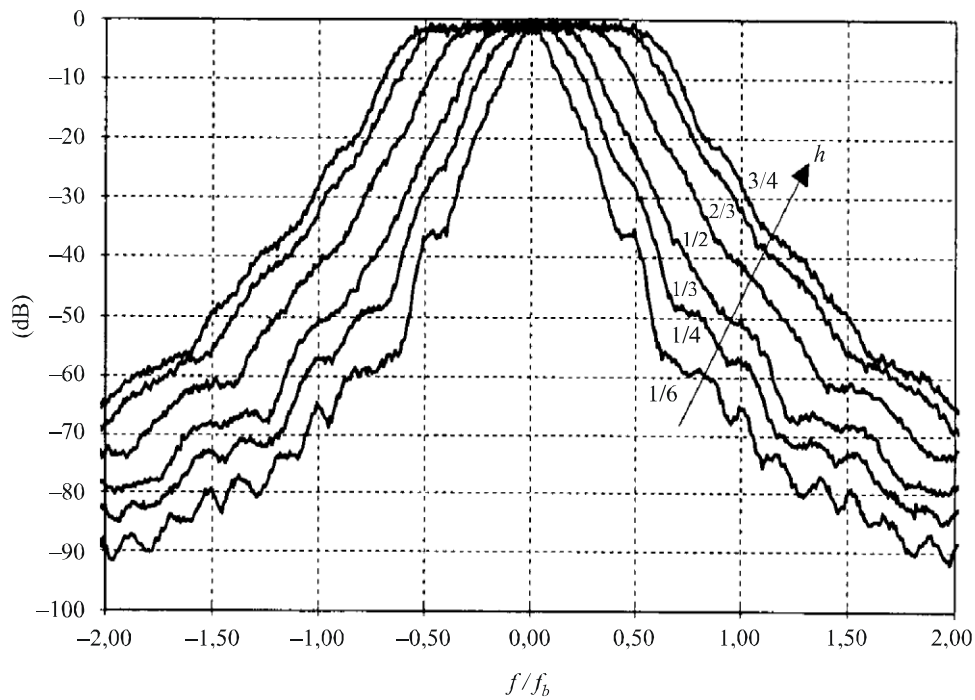
2.2 Espectro

La Fig. 30 representa la densidad espectral de potencia simulada para dos casos de modulación de dos estados con $h = 0,5$ y ($L = 3, m = 0,32$) y ($L = 4, m = 0,25$) respectivamente. Las amplitudes están en dB, normalizadas al valor de la mitad de la banda. Las frecuencias están normalizadas a la velocidad binaria f_b .



La Fig. 31 muestra la densidad espectral de potencia simulada para una modulación de cuatro estados ($M = 4$) con $m = 0,49$, $L = 2$ (equivalente a un 2RC: impulso de frecuencia en coseno alzado extendido a lo largo de un intervalo de dos símbolos) y varios índices de modulación. Las amplitudes están en dB, normalizadas a la densidad de potencia a mitad de banda y las frecuencias están normalizadas a la velocidad binaria f_b .

FIGURA 31
 Densidad espectral de potencia simulada para una MPC de 4 estados
 (impulso 2RC)



0328-31

El espectro depende del filtro en banda base en la realización práctica.

2.3 Anchura de banda ocupada

En los Cuadros 9 y 10 aparece la anchura de banda ocupada para el 95% y el 99% del espectro total de radiofrecuencia en los casos mostrados en las Figs. 30 y 31, respectivamente. Los valores están normalizados a la velocidad binaria.

CUADRO 9

MPC de 2 estados, $h = 0,5$

| B/f_b | $L = 3, m = 0,32$ | $L = 4, m = 0,25$ |
|---------|-------------------|-------------------|
| 99% | 0,87 | 0,80 |
| 95% | 0,69 | 0,62 |

CUADRO 10

MPC de 4 estados, impulso 2RC

| B/f_b | $h = 1/6$ | $h = 1/4$ | $h = 1/3$ | $h = 1/2$ | $h = 2/3$ | $h = 3/4$ |
|---------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| 99% | 0,51 | 0,63 | 0,79 | 1,05 | 1,32 | 1,44 |
| 95% | 0,35 | 0,48 | 0,59 | 0,86 | 1,11 | 1,24 |

3 Modulación por desplazamiento mínimo con filtro gaussiano (MDMG)

La modulación por desplazamiento mínimo gaussiano es una ampliación y mejora del clásico esquema de modulación digital MDM.

La MDM denominada también modulación por desplazamiento de frecuencia rápida (MDFR), es un caso especial en la modulación por desplazamiento de frecuencia con fase continua (MDFPC) con una relación de desviación igual a 0,5.

Pero la MDM también es equivalente a una forma MDP-4 desplazada en la que la forma del impulso de los símbolos es una senoide de medio ciclo en vez del impulso rectangular no filtrado básico.

La envolvente de la portadora de RF con MDM es constante y no sufre apenas degradación al transmitirse a través de dispositivos no lineales (MDM es una modulación de frecuencia). Por consiguiente, la MDM (al igual que la MDP-4) puede definirse también como un esquema de modulación lineal con impulsos de símbolos antipodales y permite detección coherente, lo que significa una resistencia óptima al ruido y a la interferencia no deseados.

A finales de los años 70 y principios de los 80 se llevó a cabo una intensa labor de investigación y desarrollo para mejorar el esquema de modulación básico con los siguientes objetivos y limitaciones:

- utilización eficaz de la anchura de banda (anchura de banda ocupada estrecha y propiedades de pureza espectral adecuadas);
- amplitud constante (fácil realización de los transmisores, adecuada eficacia de potencia, mínimo riesgo de generación de productos de intermodulación);
- baja degradación de las propiedades de la proporción de bits erróneos (para permanecer lo más próximo posible a un esquema de modulación antipodal lineal);
- fácil realización (procesamiento en el modulador y el demodulador).

De hecho, como los cuatro requisitos anteriores son más o menos incompatibles, el objetivo principal de estas investigaciones fue llegar a un buen compromiso. La MDMG es el resultado de uno de estos esfuerzos de investigación y desarrollo y desde principios de los años 90 los servicios móviles terrestres la han utilizado ampliamente.

3.1 Fórmulas básicas

3.1.1 Filtrado

Los valores de datos de modulación (d_i) representados por impulsos de Dirac dan lugar a un filtro lineal con respuesta al impulso definida por:

$$g(\tau) = h(\tau) * \text{rect}(\tau/T) \quad (38)$$

donde la función $\text{rect}(x)$ viene definida por:

$$\begin{aligned} \text{rect}(\tau/T) &= 1/T & \text{para } |\tau| < T/2 \\ \text{rect}(\tau/T) &= 0 & \text{para otros valores} \end{aligned} \quad (39)$$

y (*) significa convolución.

$h(t)$ se define mediante la función de densidad gaussiana:

$$h(\tau) = \exp\left(-\frac{\tau^2}{2\sigma^2 T^2}\right) / (\sigma T \sqrt{2\pi}) \quad (40)$$

donde:

$$\sigma = \frac{\sqrt{\ln 2}}{2\pi BT} \quad (41)$$

siendo:

\ln : logaritmo natural (de base e)

B : anchura de banda a 3 dB del filtro con respuesta al impulso $h(\tau)$

T : duración de un símbolo de datos de entrada.

BT es el parámetro que define el tipo de modulación MDMG. $BT = \infty$ corresponde a MDM. En la práctica, los valores de BT utilizados son inferiores a 1.

$$BT(\text{DECT}) = 0,50$$

$$BT(\text{GSM/DCS/PCS}) = 0,30$$

$$BT(\text{Tetrapol}) = 0,25$$

3.1.2 Fase de salida

La fase de la portadora modulada es:

$$\varphi(t) = \sum_i \left(d_i \frac{\pi}{2} \int_{-\infty}^{t-iT} g(\tau) d\tau \right) \quad (42)$$

siendo d_i (bits de información) = ± 1 .

3.1.3 Modulación

La portadora de radiofrecuencia modulada puede expresarse de la forma siguiente:

$$x(\tau) = \sqrt{2P} \cos(2\pi f\tau + \varphi(\tau) + \varphi_0) \quad (43)$$

donde:

P : potencia de la portadora

f : frecuencia central

$\varphi(\tau)$: fase modulada

φ_0 : fase aleatoria constante.

3.2 Propiedades y características

Por la anterior definición se deduce que la MDMG es un esquema de modulación de envolvente constante. A continuación, se resumen algunas de las características de la MDMG en función de los valores de BT .

Se han considerado valores de $BT = 0,5, 0,3, 0,25$ y $0,15$.

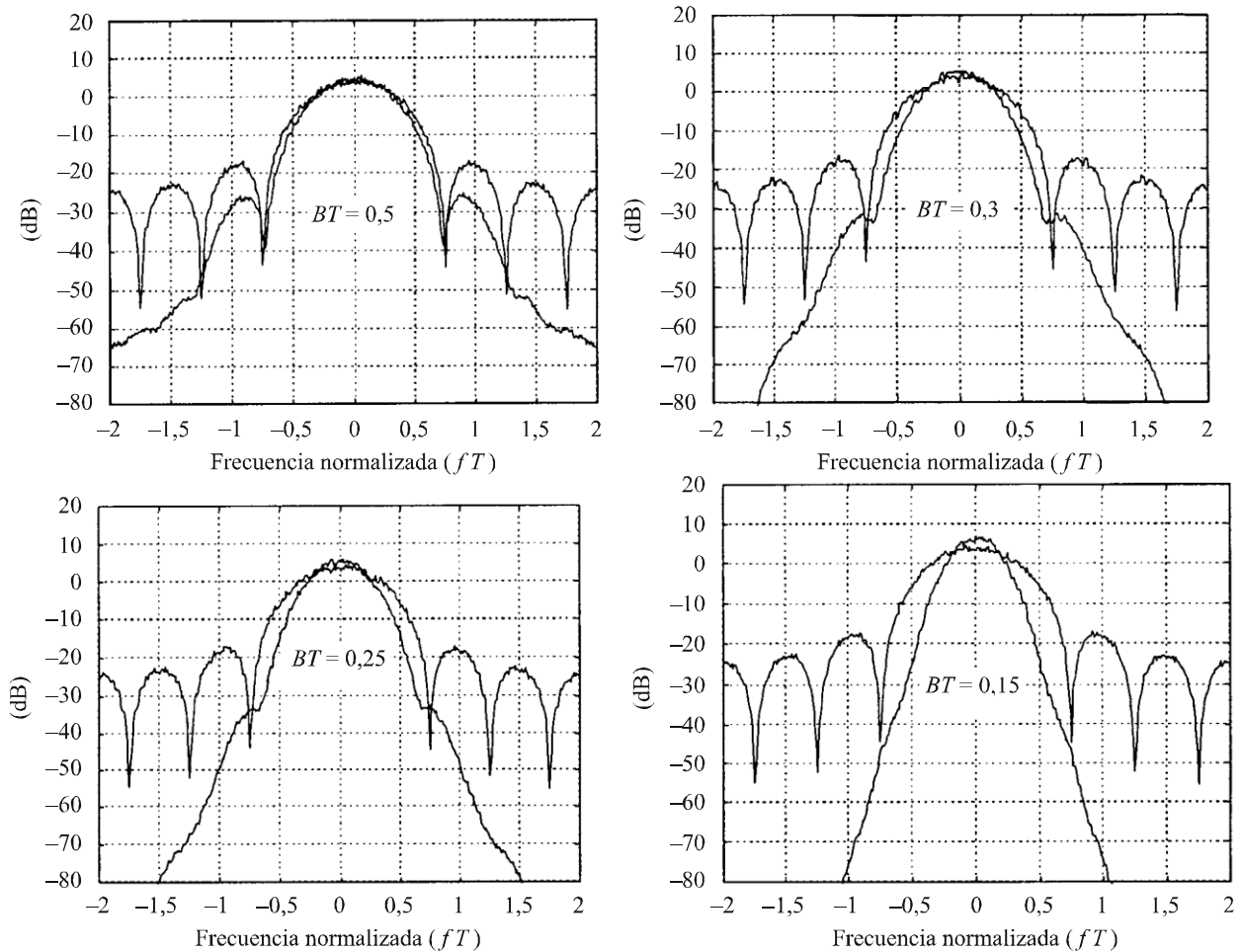
3.2.1 Espectro

La Fig. 32 muestra la densidad espectral de potencia calculada (dB) en función de (fT) , que es la separación de frecuencias normalizada con respecto a la frecuencia central de la portadora.

En cada gráfico se ha representado también, a efectos comparativos, el espectro de la MDM.

Los cálculos se realizaron utilizando 10 000 valores de datos de modulación aleatorios.

FIGURA 32
Espectros de MDMG para $BT = 0,5, 0,3, 0,25$ y $0,15$



0328-32

3.2.2 Anchura de banda ocupada

En el Cuadro 11 aparece la anchura de banda ocupada para el $(1 - \beta)\%$ del total de la señal de radiofrecuencia modulada; como las unidades también son fT (frecuencia normalizada), los valores se obtuvieron de los anteriores cálculos del espectro.

CUADRO 11

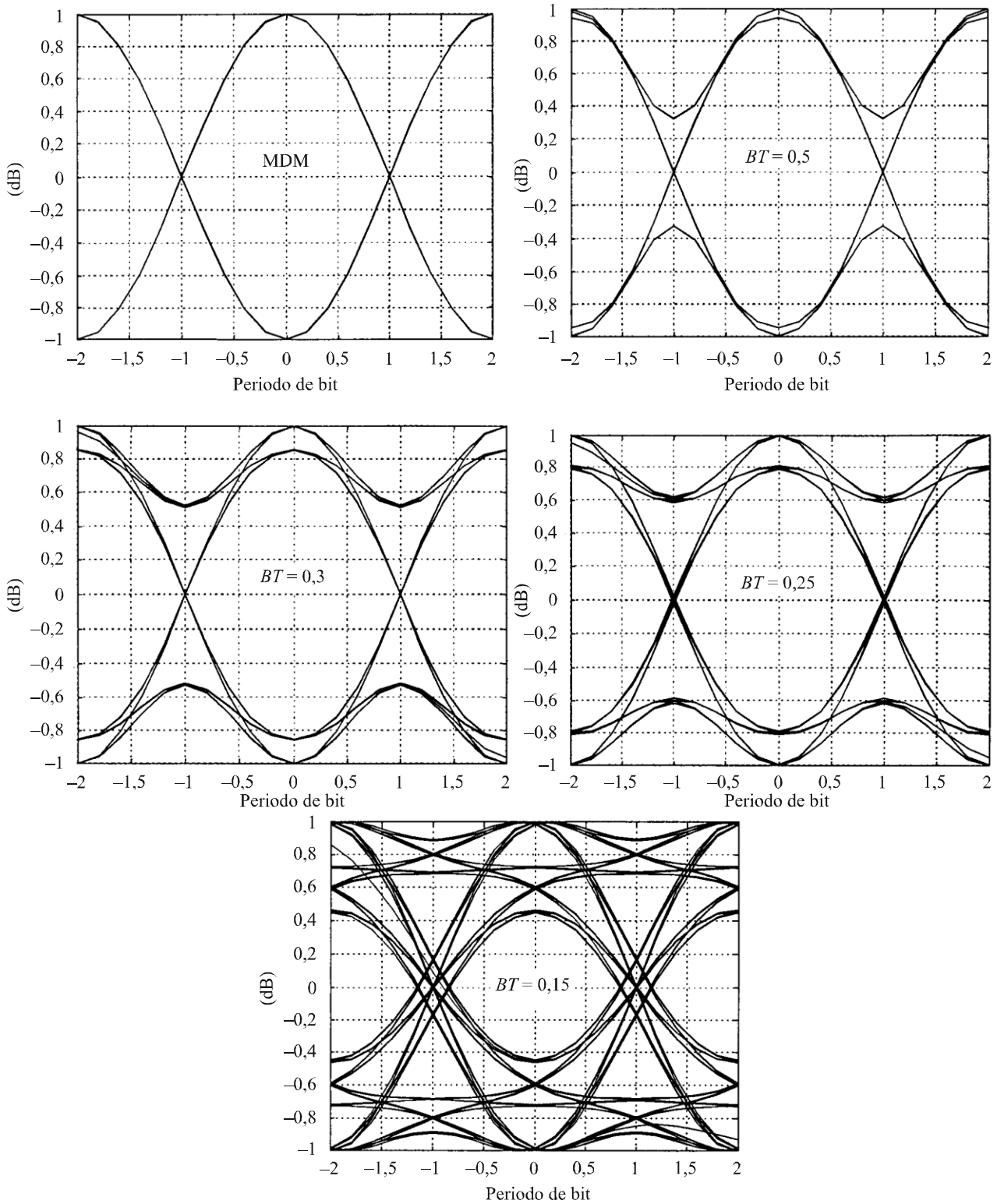
Anchura de banda ocupada

| B | MDM | BT | | | |
|-------|------|------|------|------|------|
| | | 0,50 | 0,30 | 0,25 | 0,15 |
| 90% | 0,80 | 0,69 | 0,61 | 0,56 | 0,45 |
| 95% | 0,94 | 0,80 | 0,70 | 0,67 | 0,53 |
| 99% | 1,28 | 1,03 | 0,91 | 0,86 | 0,70 |
| 99,8% | 2,81 | 1,20 | 1,06 | 1,00 | 0,83 |

3.2.3 Diagramas de ojos

La Fig. 33 representa los diagramas de ojos calculados a la salida de un detector coherente antes del filtrado del demodulador en banda base para la MDM y la MDMG con $BT = 0,5, 0,3, 0,25$ y $0,15$.

FIGURA 33
Diagramas de ojos



El eje de tiempo horizontal está graduado en valores de tiempo normalizados τ/T (número de periodos de bit) y en el eje vertical se representa a escala lineal la amplitud a la salida del detector coherente.

3.3 Consideraciones prácticas

En la práctica, el espectro transmitido real es distinto y generalmente más amplio que el teórico o el calculado anteriormente. Ello se debe a algunos defectos en el modulador y/o en el transmisor del equipo.

Una parte de estos defectos se debe al diseño de ciertos componentes o funciones; por ejemplo, el diseño del filtro gaussiano de premodulación, la longitud de la velocidad de muestreo y la cuantificación de la respuesta del filtro en el dominio del tiempo.

Otra parte se debe a una fabricación imperfecta; por ejemplo, el desequilibrio y desplazamiento en el modulador de impulsos en fase, I y en cuadratura, Q o la pureza espectral del oscilador/sintetizador local de la conversión ascendente.

Un análisis individual y una especificación de los efectos de cada uno de estos fenómenos sería muy tedioso.

Generalmente, cada sistema o norma especifica de forma global el efecto conjunto de estas imperfecciones en forma de un contorno límite para el espectro transmitido y/o como una especificación relativa a la precisión de modulación medida a la salida del transmisor (puerto de antena).

4 MAQ M -aria, MDP-4 $\pi/4$ y MDP-4 diferencial $\pi/4$

4.1 MAQ M -aria

4.1.1 Señal modulada

La forma general de una señal con MAQ M -aria puede definirse de la forma siguiente:

$$S_i(t) = \sqrt{\frac{2E_{\min}}{T_s}} a_i \cos(2\pi f_c t) + \sqrt{\frac{2E_{\min}}{T_s}} b_i \sin(2\pi f_c t) \quad \text{para } 0 \leq t \leq T_s, i = 1, K, M \quad (44)$$

siendo:

- E_{\min} : energía de la señal con la amplitud más baja
- T_s : periodo de símbolo
- f_c : frecuencia portadora
- a_i y b_i : par de enteros independientes elegidos de acuerdo al emplazamiento de un punto de señal en concreto.

Si se suponen impulsos de forma rectangular, la señal $S_i(t)$ puede desarrollarse en términos de un par de funciones básicas definidas como:

$$\begin{aligned} \phi_1(t) &= \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_c t) & \text{para } 0 \leq t \leq T_s \\ \phi_2(t) &= \sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin(2\pi f_c t) & \text{para } 0 \leq t \leq T_s \end{aligned} \quad (45)$$

Las coordenadas del punto de mensaje i -ésimo son $a_i\sqrt{E_{\text{mín}}}$ y $b_i\sqrt{E_{\text{mín}}}$ donde (a_i, b_i) un elemento de la matriz L por L dada por:

$$\{a_i, b_i\} = \begin{vmatrix} (-L+1, L-1) & (-L+3, L-1) & \dots & (L-1, L-1) \\ (-L+1, L-3) & (-L+3, L-3) & \dots & (L-1, L-3) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ (-L+1, -L+1) & (-L+3, -L+1) & \dots & (L-1, -L+1) \end{vmatrix} \quad (46)$$

donde $L = \sqrt{M}$.

4.1.2 Densidad espectral de potencia

La duración de símbolo T_s de una señal con MAQ M -aria está relacionada con la duración de bit T_b mediante la expresión:

$$T_s = T_b \log_2 M$$

La densidad espectral de potencia de una señal con MAQ M -aria con impulsos rectangulares viene dada por:

$$\begin{aligned} P_{M\text{-MAQ}} &= \frac{E_s}{2} \left[\left(\frac{\text{sen}[\pi(f - f_c)T_s]}{\pi(f - f_c)T_s} \right)^2 + \left(\frac{\text{sen}[\pi(f + f_c)T_s]}{\pi(f + f_c)T_s} \right)^2 \right] \\ &= \frac{E_b \log_2 M}{2} \left[\left(\frac{\text{sen}[\pi(f - f_c)T_b \log_2 M]}{\pi(f - f_c)T_b \log_2 M} \right)^2 + \left(\frac{\text{sen}[\pi(f + f_c)T_b \log_2 M]}{\pi(f + f_c)T_b \log_2 M} \right)^2 \right] \end{aligned} \quad (47)$$

siendo E_b la energía por bit y E_s la energía por símbolo.

4.1.3 Anchura de banda

Anchura de banda de radiofrecuencia de nulo a nulo es igual a $\frac{2}{\log_2 M} R_b$.

4.2 MDP-4 $\pi/4$ y MDP-4 diferencial $\pi/4$

4.2.1 Señal modulada

En un transmisor con MDP-4 $\pi/4$, el tren de bits de entrada se divide mediante un convertidor serie-paralelo y dos trenes de datos paralelos $m_{I,k}$ y $m_{Q,k}$, cada uno de ellos con una velocidad de símbolos igual a la mitad de la velocidad binaria entrante. Los impulsos k -ésimos en fase (I_k) y en cuadratura (Q_k) aparecen a la salida del circuito de correspondencia de la señal con el tiempo. Representan impulsos rectangulares con duración superior al de un símbolo y amplitudes dadas por:

$$\begin{aligned} I_k &= I_{k-1} \cos \varphi_k - Q_{k-1} \text{sen} \varphi_k \\ Q_k &= I_{k-1} \text{sen} \varphi_k + Q_{k-1} \cos \varphi_k \end{aligned} \quad (48)$$

donde la desviación de fase φ_k está relacionada con los símbolos de información de entrada $m_{I,k}$ y $m_{Q,k}$ según se indica en el Cuadro 12.

CUADRO 12

| Bits de información $m_{I,k}, m_{Q,k}$ | Desviación de fase φ_k |
|--|--------------------------------|
| 11 | $\pi/4$ |
| 01 | $3\pi/4$ |
| 00 | $-3\pi/4$ |
| 10 | $-\pi/4$ |

La forma general de una señal con MDP-4 $\pi/4$ viene dada por

$$S_{MDP-4 \pi/4} = I(t) \cos(2\pi f_c t) - Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (49)$$

donde:

$$\begin{aligned} I(t) &= \sum_k I_k p(t - kT_s - T_s/2) \\ Q(t) &= \sum_k Q_k p(t - kT_s - T_s/2) \end{aligned} \quad (50)$$

La función $p(t)$ corresponde a la forma del impulso y T_s es el periodo de símbolo.

En la MDP-4 diferencial $\pi/4$, la secuencia binaria de entrada en primer lugar se codifica de forma diferencial y a continuación se modula utilizando el modulador MDP-4 $\pi/4$ descrito anteriormente.

4.2.2 Densidad espectral de potencia

La duración de símbolo T_s de una señal MDP-4 $\pi/4$ está relacionada con la duración de bit T_b mediante la fórmula:

$$T_s = 2T_b$$

La densidad espectral de potencia de una señal con MDP-4 $\pi/4$ (y con MDP-4 diferencial $\pi/4$) con impulsos rectangulares viene dada por:

$$\begin{aligned} P_{MDP-4 \pi/4} &= \frac{E_s}{2} \left[\left(\frac{\text{sen}[\pi(f - f_c)T_s]}{\pi(f - f_c)T_s} \right)^2 + \left(\frac{\text{sen}[\pi(f + f_c)T_s]}{\pi(f + f_c)T_s} \right)^2 \right] \\ &= E_b \left[\left(\frac{\text{sen}[2\pi(f - f_c)T_b]}{2\pi(f - f_c)T_b} \right)^2 + \left(\frac{\text{sen}[2\pi(f + f_c)T_b]}{2\pi(f + f_c)T_b} \right)^2 \right] \end{aligned} \quad (51)$$

siendo E_b la energía por bit y E_s la energía por símbolo.

4.2.3 Anchura de banda

La anchura de banda de RF de nulo a nulo es igual a la velocidad binaria R_b .

5 Multiplexión por división de frecuencia ortogonal (MDFO)

5.1 La idea básica

En el campo de las comunicaciones digitales, es posible utilizar dos métodos para emplear eficazmente la anchura de banda de canal disponible a fin de transmitir la información de manera fiable teniendo en cuenta las limitaciones impuestas por la potencia del transmisor y la complejidad

del receptor. El primer método consiste en utilizar un sistema de una sola portadora en el que la secuencia de información se transmite en forma serie. En este método, la dispersión en el tiempo es generalmente mucho mayor que la duración de símbolo y, por consiguiente, aparece interferencia entre símbolos debido a las características no ideales de respuesta en frecuencia del canal. Por lo tanto, es necesario introducir un ecualizador para compensar la distorsión de canal.

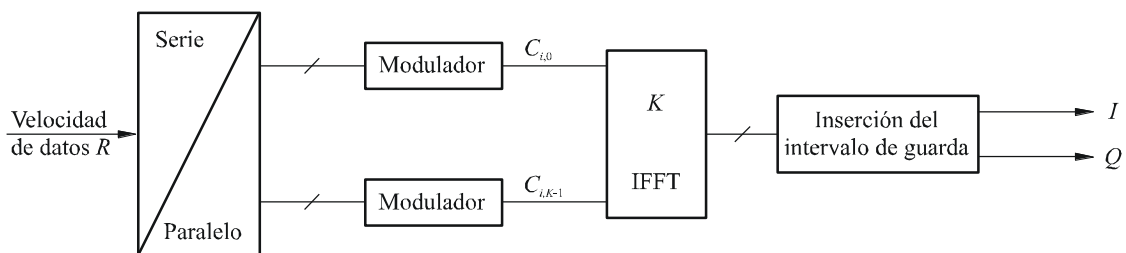
El otro método en presencia de distorsión de canal consiste en subdividir la anchura de banda de canal disponible en un cierto número de subcanales cada uno de los cuales es casi ideal. Este procedimiento se aplica en los sistemas de datos en paralelo o multiplexados. En estos sistemas, se transmiten simultáneamente varios trenes de datos secuenciales de manera que en cualquier instante se están transmitiendo muchos elementos de datos. En un sistema de estas características el espectro de un elemento de datos individual ocupa normalmente sólo una pequeña parte de la anchura de banda disponible. En un sistema de datos en paralelo clásico, la banda de frecuencias total de la señal se divide en N subcanales de frecuencia no superpuestos, cada uno de los cuales se modula por un símbolo por separado y a continuación los N subcanales se multiplexan en frecuencia. Puede lograrse una utilización más eficaz de la anchura de banda con un sistema paralelo si se permite la superposición de los espectros de los distintos subcanales, imponiendo una limitación de ortogonalidad específica para facilitar la separación de los subcanales en el receptor.

5.2 Esquema de modulación MDFO

La MDFO que se aplica a la radiodifusión de sonido digital (DAB) y a la radiodifusión de vídeo digital (DVB-terrenal), utiliza este último método para lograr un sistema eficaz de comunicaciones de datos. En un sistema con MDFO, la anchura de banda disponible total, B , se divide en K subbandas con subportadoras ortogonales. En la primera realización de estos sistemas se utilizaban redes de generadores sinusoidales y de moduladores coherentes. Pero en el caso de un gran número de canales estas redes son excesivamente costosas y complejas. Sin embargo, se ha demostrado que una señal de datos multiportadora es efectivamente la transformada de Fourier (o, de hecho, la transformada inversa de Fourier) del tren de datos serie original y que el conjunto de demoduladores coherente es, en realidad, un generador de transformada inversa (o directa, respectivamente) de Fourier.

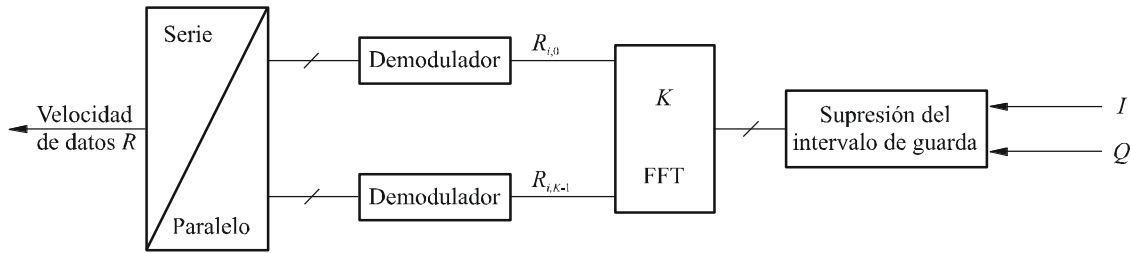
En las Figs. 34 y 35 se representan las unidades digitales del transmisor y receptor de dicho sistema.

FIGURA 34
Transmisor MDFO



IFFT: Transformada rápida de Fourier inversa

FIGURA 35
Receptor MDFO



FFT: Transformada rápida de Fourier

0328-35

En este sistema, una secuencia de entrada con una velocidad de transmisión de datos R se divide en K secuencias de información en paralelo con una velocidad de transmisión de datos R/K . Cada secuencia da lugar a una señal en banda estrecha y modula una de las K subportadoras, con una frecuencia f_k para la subportadora k -ésima.

$$f_k = f_c + k/T_u$$

donde:

$$K_{\min} \leq k \leq K_{\max}$$

f_c : frecuencia portadora.

T_u es la longitud efectiva del intervalo de símbolo y la separación entre subportadoras es $1/T_u$. De esa forma, cada una de las secuencias es independiente del resto y pueden modularse independientemente unas de otras. Tras la modulación, la salida de cada modulador se introduce en una IFFT para pasar del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo. Dentro de un intervalo de tiempo específico de longitud T_u , las subportadoras se superponen, pero son ortogonales.

En el canal de comunicaciones, la interferencia entre símbolos que aparece puede eliminarse en el receptor de MDFO con bastante facilidad si el intervalo de símbolo efectivo T_u se alarga en el receptor mediante un intervalo de guarda de longitud T_g . Dicho intervalo de guarda consiste normalmente en una continuación cíclica del símbolo, añadida antes de él. La duración de símbolo resultante en este caso es $T = T_u + T_g$. Si los retardos de propagación del canal de comunicaciones son más reducidos que el intervalo de guarda T_g las subportadoras continúan siendo ortogonales, aún en las situaciones de interferencia entre símbolos más intensas. Esta ortogonalidad permite una buena recuperación de los datos.

Si los retardos de propagación del canal rebasan la longitud del intervalo de guarda T_g , las subportadoras dejarán de ser ortogonales. Por lo tanto, el intervalo de guarda, es un parámetro de diseño importante en el sistema MDFO.

El receptor MDFO también es bastante sencillo. Tras un proceso de sincronización, la señal recibida se multiplica mediante una ventana rectangular de longitud T_u para suprimir el intervalo de guarda. A las K muestras complejas resultantes se les aplica una FFT.

Aun en situaciones de interferencia entre símbolos intensa, no deberá utilizarse ningún ecualizador debido al comportamiento en banda estrecha de cada señal subportadora.

5.3 Sistema MDFO

La señal emitida viene descrita por la siguiente expresión:

$$s(t) = R \left\{ e^{2\pi j f_c t} \sum_{m=0}^{+\infty} \sum_{l=0}^L \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} c_{m,l,k} \Psi_{m,l,k}(t) \right\} \quad (52)$$

donde:

$$\Psi_{m,l,k}(t) = \begin{cases} e^{2\pi j \frac{k}{T_u} (t - T_g - lT_s - (L+1)mT_s)} & \text{para } (l + (L+1)m)T_s \leq t \leq (l + (L+1)m + 1)T_s \\ 0 & \text{para otros valores} \end{cases}$$

siendo:

- k : número de subportadora
- l : número de símbolo MDFO
- $L+1$: número de símbolos por trama
- m : número de trama
- T_s : duración de símbolo ($T_s = T_u + T_g$)
- T_u : inversa de la separación entre portadoras
- T_g : duración del intervalo de guarda
- f_c : frecuencia central de la señal de radiofrecuencia
- $c_{m,l,k}$: símbolo complejo para la portadora, k , del símbolo de datos, l , en el número de trama, m
- K : número de portadoras activas ($= K_{\max} - K_{\min} + 1$).

Esta señal emitida refleja la organización del tren de datos. La señal transmitida se organiza en tramas; cada una de ellas tiene una duración T_f y consiste en $(L+1)$ símbolos MDFO.

5.4 Portadores de datos útiles

En un sistema MDFO, debido a la independencia de cada subportadora, las señales de modulación pueden ser independientes. Las portadoras de datos en una trama MDFO pueden tener una MDP-4 o una MAQ.

También se introduce entrelazado de datos para aprovecharse de la diversidad en frecuencia de la transmisión.

5.5 Características del espectro

Las características del espectro de este sistema MDFO pueden obtenerse a partir de la señal emitida, utilizando la definición dada para las subportadoras. A fin de establecer la densidad espectral de potencia de la señal emitida, el cálculo se limita al primer símbolo de la primera trama. Las portadoras de subbanda tienen frecuencias:

$$f_c + k/T_u \quad (53)$$

La función de autocorrelación para la subportadora k -ésima en la banda base es:

$$\begin{aligned}
 A(\tau) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \Psi_{0,0,k}(t+\tau) \times \Psi_{0,0,k}^*(t) dt \\
 &= e^{2\pi j \frac{k\tau}{T_u}} \int_{-\infty}^{+\infty} \text{rect}\left(\frac{t+\tau - \frac{T_s}{2} + T_g}{T_s}\right) \times \text{rect}\left(\frac{t - \frac{T_s}{2} + T_g}{T_s}\right) dt \\
 &= e^{2\pi j \frac{k\tau}{T_u}} F(\tau)
 \end{aligned} \tag{54}$$

siendo:

$$\text{rect}(t) = \begin{cases} 1 & \text{para } -\frac{1}{2} \leq t \leq \frac{1}{2} \\ 0 & \text{para otros valores} \end{cases}$$

La función $F(\tau)$ es, de hecho, una función triangular de la forma:

$$F(\tau) = \begin{cases} T_s \left(1 - \frac{|\tau|}{T_s}\right) & \text{para } -T_s \leq \tau \leq T_s \\ 0 & \text{para otros valores} \end{cases} \tag{55}$$

Por consiguiente, la densidad espectral de potencia para la subportadora k -ésima es la convolución de $\delta(f - k/T_u)$ por la transformada de Fourier de la función triangular:

$$P_k(f) = \left[\frac{\text{sen}\left(\pi \left(f - f_c - \frac{k}{T_u}\right) T_s\right)}{\pi \left(f - f_c - \frac{k}{T_u}\right) T_s} \right]^2 \tag{56}$$

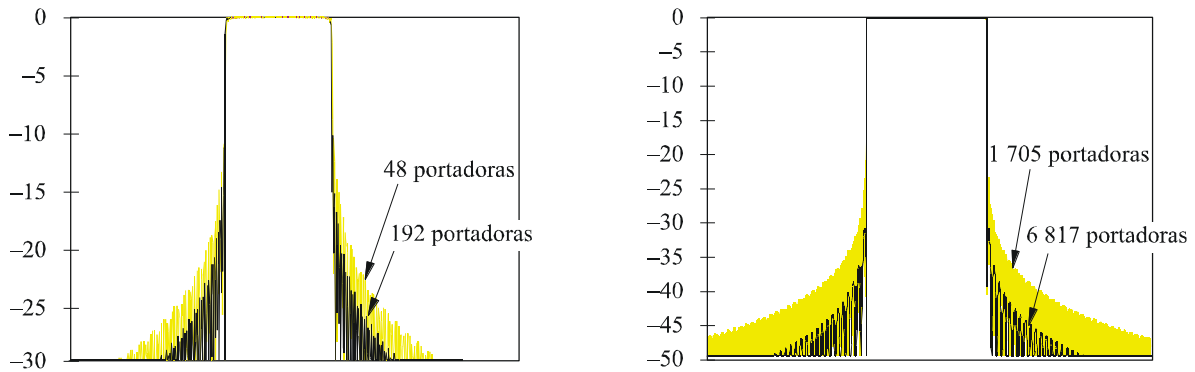
El espectro total se obtiene, pues, mediante superposición de las $(K_{\text{máx}} - K_{\text{mín}}) + 1$ portadoras útiles moduladas por los datos correspondientes.

El espectro transmitido tiende a una forma rectangular cuando aumenta el número de portadoras.

Estas emisiones fuera de banda «intrínsecas» se reducen mediante el adecuado filtrado FI.

La producción de la MDFO mediante procesamiento digital puede dar lugar a un crecimiento espectral debido al truncamiento. Puede producirse un crecimiento adicional en el modulador.

FIGURA 36
Densidad espectral de potencia MDFO



0328-36

5.6 Influencia de las no linealidades

La radiación fuera de banda de la señal modulada MDFO amplificada es más crítica. Ello es así a causa del amplio margen dinámico de las señales MDFO debido a la suma de un elevado número de subportadoras con amplitud y fase aleatorias. Esto exige una elevada reducción de potencia de salida para lograr un comportamiento aceptable en presencia de dispositivos no lineales tales como los amplificadores de alta potencia de los emisores.

La no linealidad teórica normalmente utilizada para establecer modelos de amplificadores de alta potencia es el modelo de envolvente sin memoria. La entrada al amplificador se expresa como una señal en la banda de paso modulada en amplitud y fase:

$$s(t) = A(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi(t)) \quad \text{con} \quad f_c \gg B \quad (57)$$

siendo:

- f_c : frecuencia portadora
- B : anchura de banda de la señal transmitida
- $A(t)$: envolvente de la señal transmitida
- $\varphi(t)$: fase de la señal transmitida.

Se supone (idealmente) que los armónicos de la señal con distorsión no lineal que aparecen en los múltiplos de las frecuencias portadoras son rechazados por la primera zona de la banda de paso del amplificador. La señal de salida del amplificador de alta potencia se expresa de la forma siguiente:

$$s_{fz}(t) = f(A(t)) \cos[2\pi f_c t + \varphi(t) + \Phi(A(t))] \quad (58)$$

Las distorsiones producidas por un amplificador no lineal dependen de las fluctuaciones de envolvente de la señal entrante y se describen mediante las dos funciones de transferencia de envolvente:

- $f(A(t))$: conversión MA/MA
- $\Phi(A(t))$: conversión MA/MP.

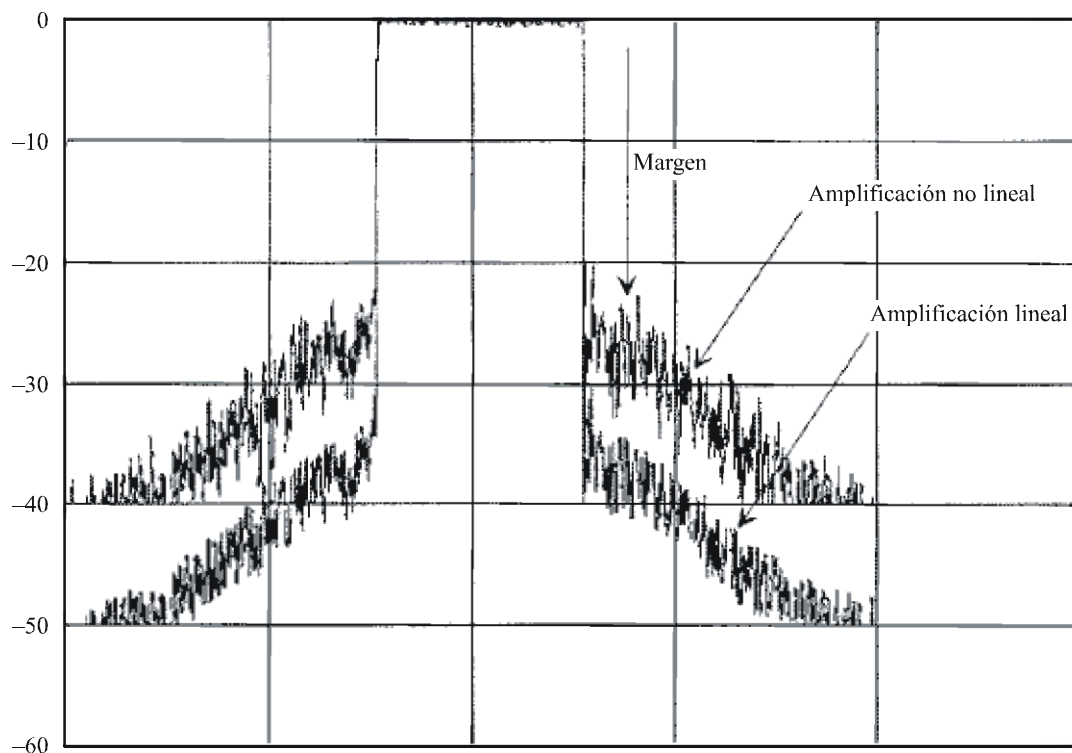
Estas distorsiones son de cuatro tipos:

- interferencia no lineal adicional en el receptor;
- interferencia entre las componentes en fase y en cuadratura debida a la conversión MA/MP;

- expansión espectral de la señal;
- efectos de intermodulación.

Los estudios han demostrado que la MDFO presenta una gran robustez contra la interferencia dentro de banda causada por amplificadores no lineales, pero produce una fuerte interferencia fuera de banda en el canal adyacente. En la DAB, como especificación para la interferencia de canal adyacente en el emisor se necesita una relación de casi 30 dB (y casi 40 dB en el caso de DVB-T), (véase la Fig. 37).

FIGURA 37
Espectro MDFO simulado lineal y no lineal



0328-37

La teoría demuestra que cuando las no linealidades de tercer orden son más importantes que las de órdenes más elevados, el nivel de estos márgenes puede deducirse del nivel de los productos de intermodulación generados por una señal bitono transmitida a la misma potencia que la señal con MDFO. El nivel de los márgenes, en estas circunstancias, es 6 dB superior que el nivel de los productos de la tercera intermodulación.

Para reducir estas emisiones fuera de banda debido a las no linealidades pueden aplicarse los siguientes métodos:

- funcionamiento en la región lineal del amplificador de alta potencia. La reducción de potencia a la salida disminuye la eficacia eléctrica del amplificador. Una pequeña reducción, establecida como un compromiso entre la eficacia eléctrica y la degradación no lineal, podría ser una solución;
- actualmente se dispone de distintos dispositivos para corregir los efectos no lineales (predistorsión, realimentación, precompensación, ...);

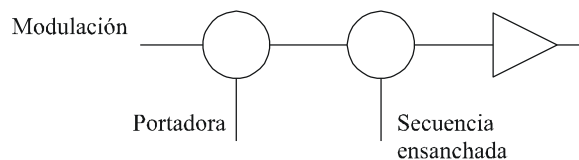
- una codificación adecuada puede disminuir la relación entre la potencia de cresta y la potencia media, permitiendo de esa forma una salida de mayor nivel en un transmisor determinado para un grado concreto de crecimiento espectral;
- también puede utilizarse un filtrado posterior en el amplificador de potencia para reducir las emisiones fuera de banda.

6 Espectro ensanchado

Las técnicas de espectro ensanchado consisten en aumentar la anchura de banda transmitida de una señal para obtener una o más ventajas, tales como la reducción de la propagación multitrayecto, la provisión de acceso múltiple, la disminución de la densidad espectral de potencia, etc. Existen tres formas básicas de espectro ensanchado: secuencia directa, salto o fluctuación de frecuencia y dispersión en el tiempo. Desde el punto de vista de las emisiones fuera de banda, el espectro ensanchado por secuencia directa es el más importante: los efectos de los saltos de frecuencia generalmente dependen de la velocidad de los saltos y vienen fijados por los efectos de MF o los efectos de MA, dependiendo de la realización exacta.

En la técnica de ensanchamiento de espectro por secuencia directa, una señal modulada se expande en el dominio de la frecuencia realizando una remodulación con una secuencia digital pseudoaleatoria, generalmente mediante MDP. La Fig. 38 muestra un sistema básico.

FIGURA 38
Configuración del sistema básico



0328-38

La modulación básica generalmente no proporciona una característica distintiva a la señal ensanchada; por ejemplo, una señal con modulación de amplitud seguiría siendo reconocible porque la señal ensanchada continuaría teniendo dicha modulación de amplitud. Normalmente, se emplea un sistema de modulación tal como la MDP-4 y la señal modulada resultante se amplía mediante la utilización de MDP-2 o MDP-4 para la señal ensanchada.

La demodulación se logra mediante un «desensanchado» de la señal utilizando la misma secuencia de código pseudoaleatorio, síncrona con la señal recibida, y detectando posteriormente la señal desensanchada. Cuando están presentes simultáneamente un cierto número de señales, cada una de ellas puede recibirse utilizando la secuencia del código correcto.

En la Recomendación UIT-R SM.1055 aparece información más detallada sobre las técnicas de espectro ensanchado.

Anexo 7

Reducción de la interferencia debida a emisiones no deseadas en los transmisores

ÍNDICE

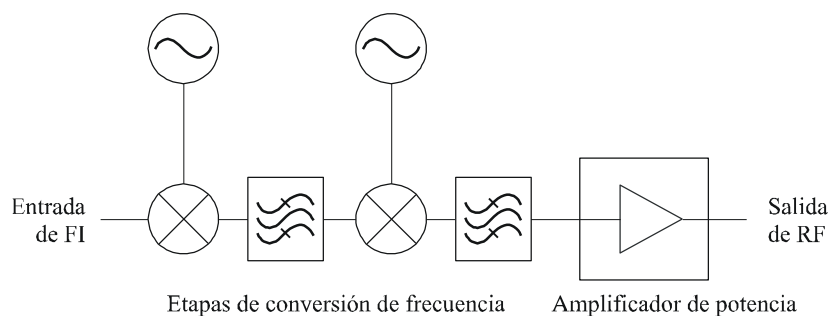
| | | <i>Página</i> |
|-----|------------------------------------|---------------|
| 1 | Arquitectura del transmisor | 75 |
| 2 | Filtrado | 77 |
| 3 | Técnicas de modulación | 80 |
| 4 | Linealización | 81 |
| 4.1 | Predistorsión | 82 |
| 4.2 | Precompensación | 83 |
| 4.3 | Realimentación | 84 |
| 4.4 | Realimentación de modulación..... | 84 |
| 4.5 | Técnica del bucle polar | 85 |
| 4.6 | Técnica del bucle cartesiano | 86 |
| 4.7 | Resumen | 87 |

1 Arquitectura del transmisor

La arquitectura de los transmisores de radiofrecuencia a menudo toma la forma mostrada en el diagrama de bloques simplificado de la Fig. 39. La señal de entrada modulada se genera a una FI y a continuación la frecuencia se transforma, mediante una o más etapas de mezclado y filtrado, en la frecuencia de salida del transmisor final.

FIGURA 39

Típica arquitectura de un transmisor con conversión ascendente

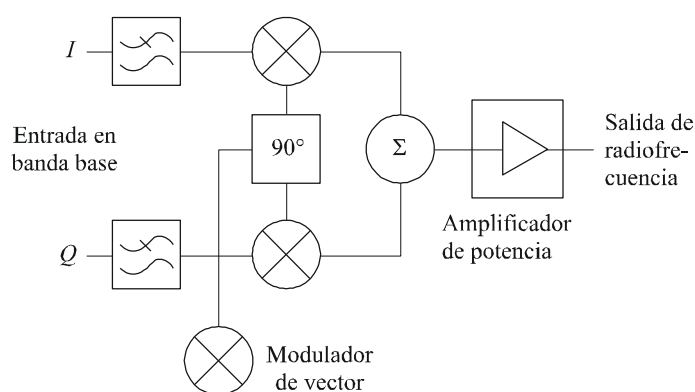


Un problema común que presenta esta disposición es que en cada uno de los procesos de mezclado se producirán varios productos no esenciales, así como la suma y diferencia principal de las frecuencias. La causa es la mezcla de los armónicos del oscilador local (OL) con los armónicos de la entrada de FI. Aunque los armónicos del OL son inevitables debido a la acción de conmutación del puerto mezclador del oscilador local, los armónicos de FI pueden reducirse si se asegura un nivel de FI lo suficientemente bajo en la parte lineal. Sin embargo, en la práctica, debe llegarse a un compromiso entre la linealidad y los productos de intermodulación que se consideran emisiones no esenciales, de manera que estos elementos no esenciales no pueden eliminarse completamente. Los productos no esenciales que están alejados de la frecuencia deseada pueden suprimirse mediante filtrado pero los que están próximos a la portadora no se atenuarán.

Una forma de solventar este problema consiste en generar la señal deseada directamente en la frecuencia de salida del transmisor final utilizando un modulador de vector, como muestra la Fig. 40. En este caso, las señales en banda base en fase, I y en cuadratura, Q se utilizan para modular directamente una portadora a la frecuencia de salida. Aunque puede producirse una dispersión espectral de la señal en los canales adyacentes, se elimina el efecto de mezclado de armónicos puesto que al mezclador se le aplica únicamente una sola componente de portadora.

FIGURA 40

Arquitectura del transmisor modulador de vector



0328-40

Un inconveniente de esta disposición es que se producirá una fuga de portadora finita hacia la salida, normalmente atenuada unos 30 dB con respecto a la señal deseada. Generalmente esto no tiene ninguna consecuencia pero en los casos en que se requiere una mayor supresión de portadora es necesario ajustar la deriva de continua en las entradas I y Q para suprimir la portadora.

Si bien la arquitectura representada en la Fig. 40 es genérica, la realización práctica exige tomar precauciones para evitar la realimentación de radiofrecuencia. La utilización de arquitecturas de conversión ascendente y modulación a una FI del transmisor fija puede disminuir la distorsión de modulación y las emisiones fuera de banda.

La disposición representada en la Fig. 40 utiliza dos moduladores MA bifásicos pero también es posible emplear cuatro moduladores unifásicos y cuatro canales de entrada ortogonales.

Un método más complejo, pero más flexible, consiste en utilizar un solo trayecto que incorpore un atenuador con control digital y un derivador de fase con control digital. Estos dos componentes son excitados por la entrada en banda base mediante una matriz de memoria permitiendo la generación directa de prácticamente cualquier esquema de modulación digital.

2 Filtrado

El filtrado (generalmente mediante un filtro paso banda) de la salida del transmisor puede utilizarse junto con otras técnicas presentadas en este anexo para reducir los niveles de salida no esenciales residuales. La elección del tipo de filtro que debe utilizarse es, como casi siempre, un compromiso entre un cierto número de requisitos interrelacionados y generalmente contrapuestos tales como el rechazo fuera de banda, la atenuación de la banda de paso, la respuesta del dominio del tiempo, el tamaño, el peso, el coste, etc.

Los diseños del filtro se basan generalmente en las categorías clásicas de filtros tales como Butterworth, Chebyshev, etc. Algunas de estas categorías se optimizan en una de sus características a expensas de otras y en algunas se llega a un compromiso entre las diversas características, como se indica en el Cuadro 13.

CUADRO 13

Comparación de las distintas categorías de filtros

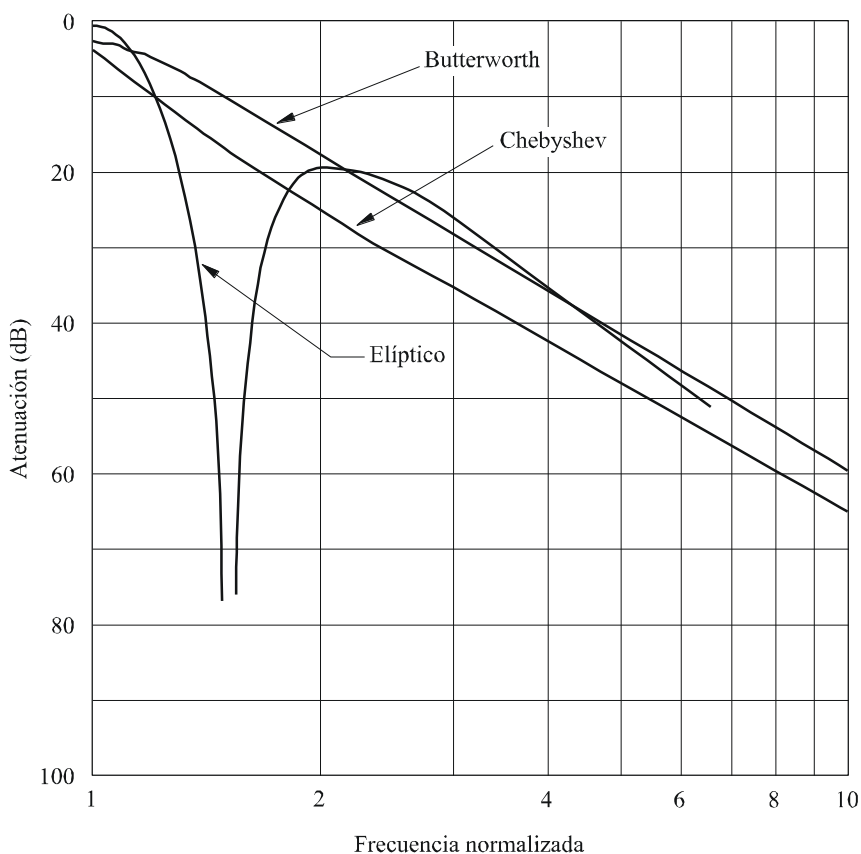
| Categoría | Parámetro optimizado | Parámetro sacrificado |
|----------------------------|--|---|
| Butterworth | Rizado de la amplitud de la banda de paso | Rechazo de las señales fuera de banda |
| Chebyshev | Rechazo de las señales fuera de banda | Atenuación y rizado de la amplitud de la banda de paso |
| Bessel | Rizado de los retardos de la banda de paso | Rechazo de las señales fuera de banda |
| Elíptico (Cauer-Chebyshev) | Rechazo de las señales fuera de banda en frecuencias próximas (teóricamente infinito en frecuencias puntuales) | Rechazo de las señales fuera de banda alejadas de las frecuencias puntuales |

Otras categorías ofrecen compromisos entre las características. Por ejemplo, el denominado filtro de fase lineal puede diseñarse de forma que proporcione una banda de paso plana próxima a la del filtro de Bessel pero con una característica de rechazo de señales fuera de banda mejorada. De forma similar, los filtros de transición tienen una deriva de fase casi lineal y un régimen de caída de la amplitud continuo en la banda de paso, con una mejora en el rechazo de las señales fuera de banda en comparación con los filtros de Bessel (pero menos importante que la que ofrecen los filtros Chebyshev).

Además de las características descritas anteriormente, otro factor que define el comportamiento de un filtro es su orden de complejidad, que está relacionado con el número de polos y/o ceros que aparecen en su función de transferencia. Por regla general, al aumentar el orden de complejidad se mejora el comportamiento de la característica optimizada a expensas de degradar el comportamiento de la característica o características sacrificadas.

La Fig. 41 muestra ejemplos de rechazo de señales fuera de banda (que es el principal parámetro de interés en el contexto de este estudio) para filtros Butterworth, Chebyshev y elíptico, de orden $n = 3$. Obsérvese que se muestra la respuesta de un paso bajo; en un diseño práctico, la respuesta de un paso banda se obtendría de esta figura mediante la adecuada interpolación en el eje de frecuencias. Por lo tanto, la Fig. 41 ilustra el comportamiento relativo de estos tipos de filtros.

FIGURA 41
Comparación de los filtros Butterworth, Chebyshev y elíptico, $n = 3$



0328-41

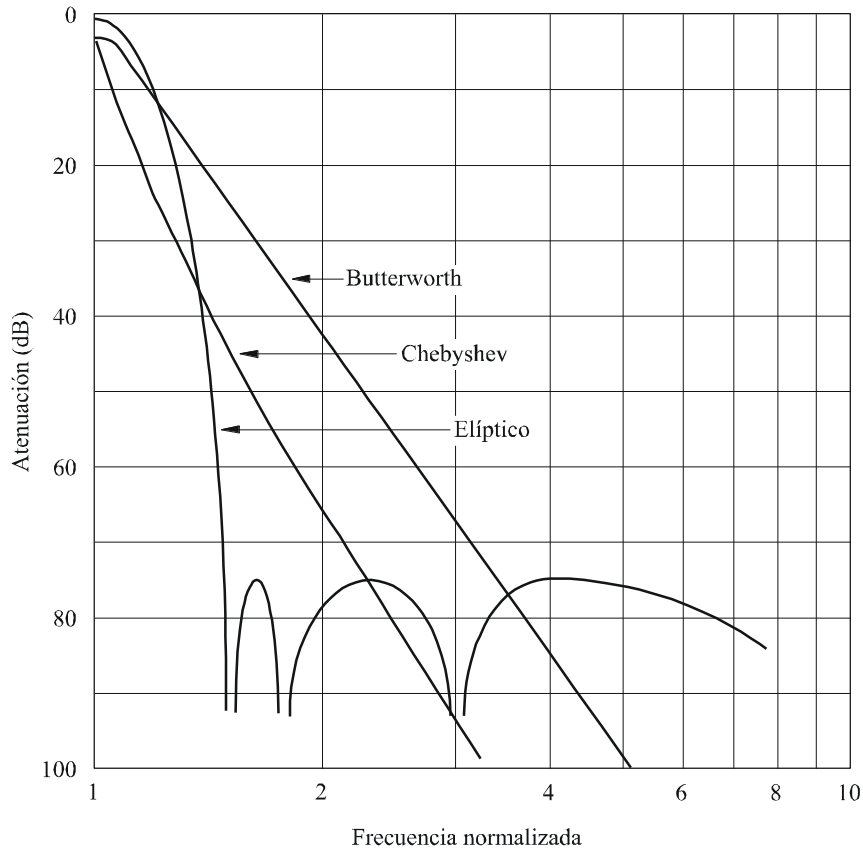
En la Fig. 42 se representan ejemplos de rechazo de señales fuera de banda para filtros similares de orden $n = 7$. La característica mejorada de estos filtros en comparación con los de la Fig. 41 puede obtenerse únicamente aumentando la complejidad de los mismos y en la práctica incrementando las pérdidas de inserción en la banda de frecuencias deseada.

El filtrado de la salida del transmisor casi siempre exige la utilización de elementos resonantes tales como circuitos sintonizados o líneas de transmisión para constituir estas estructuras del filtro. Aunque se han construido filtros de onda acústica de superficie (SAW) para el funcionamiento hasta 2 GHz, tienen una potencia de funcionamiento relativamente baja. Las pérdidas de inserción de los filtros SAW tienden a ser bastante alta, hasta 6 dB para filtros resonadores SAW y hasta 30 dB en el caso de filtros transversales (línea de retardo).

Para frecuencias de hasta unos pocos cientos de MHz, se utilizan generalmente filtros de inductancia-capacitancia a fin de lograr anchuras de banda del 10% o superiores. Es posible obtener anchuras de banda más estrechas pero la Q sin carga, las tolerancias y la estabilidad de temperatura de los componentes generalmente impiden obtener reducciones más significativas.

En frecuencias más elevadas, hasta unos pocos GHz, las tecnologías de filtros más utilizadas son las de microcinta impresa y cerámica chapada en plata. Los filtros de microcinta generalmente se limitan a anchuras de banda no inferiores a un pequeño porcentaje, debido a las tolerancias de la constante dieléctrica, el espesor del substrato y a la variabilidad del grabado. La Q sin carga de los resonadores de microcinta (normalmente < 200) también limita la anchura de banda práctica mínima debido a consideraciones de pérdidas de inserción.

FIGURA 42

Comparación de los filtros Butterworth, Chebyshev y elíptico, $n = 7$ 

0328-42

La utilización de la tecnología de cerámica chapada en plata puede lograr un mejor comportamiento debido al mayor valor de la Q sin carga y a la excelente estabilidad de los materiales utilizados. La industria de la telefonía inalámbrica y celular digital, en particular, ha impulsado el desarrollo de materiales cerámicos con constante dieléctrica muy elevada y pérdidas muy bajas para su utilización en filtros resonadores acoplados en miniatura. Un filtro típico de 1,9 GHz y dos polos, por ejemplo, puede lograr unas pérdidas de inserción de 0,8 dB con una anchura de banda del 1%.

Para frecuencias de varios GHz y superiores, los elementos resonadores suelen ser cavidades o líneas de transmisión con un dieléctrico de aire. Una configuración común es el filtro interdigital en el que varias cavidades resonantes se sitúan en el interior de una sola cavidad mayor para obtener el acoplamiento deseado y, por consiguiente, la respuesta global del filtro. El comportamiento es comparable al de los filtros de cerámica chapados en plata con anchuras de banda disponibles de un valor tan reducido como el 0,2%.

Un ejemplo de la reducción que puede obtenerse, y el coste a la que se logra, viene dado por el filtrado utilizado en algunos transmisores de televisión en la banda de ondas decimétricas a fin de proteger el servicio de radioastronomía. Como se ha descrito anteriormente, es posible que aparezca interferencia en los receptores de radioastronomía que funcionan a 610 MHz procedente del canal adyacente, recientemente asignado a los transmisores de televisión analógica de alta potencia. Por lo tanto, los operadores de los transmisores han instalado filtros de alta potencia en algunos transmisores a fin de reducir la emisión de las bandas laterales de modulación y los productos de intermodulación. En el caso de un emplazamiento de transmisor en concreto, fue necesario instalar un filtro de 12 polos para

lograr un rechazo, 2 MHz por debajo del borde de la banda, de unos 80 dB. Sin embargo, este grado de filtrado supone un costo adicional próximo al 25% del valor de toda la instalación del transmisor.

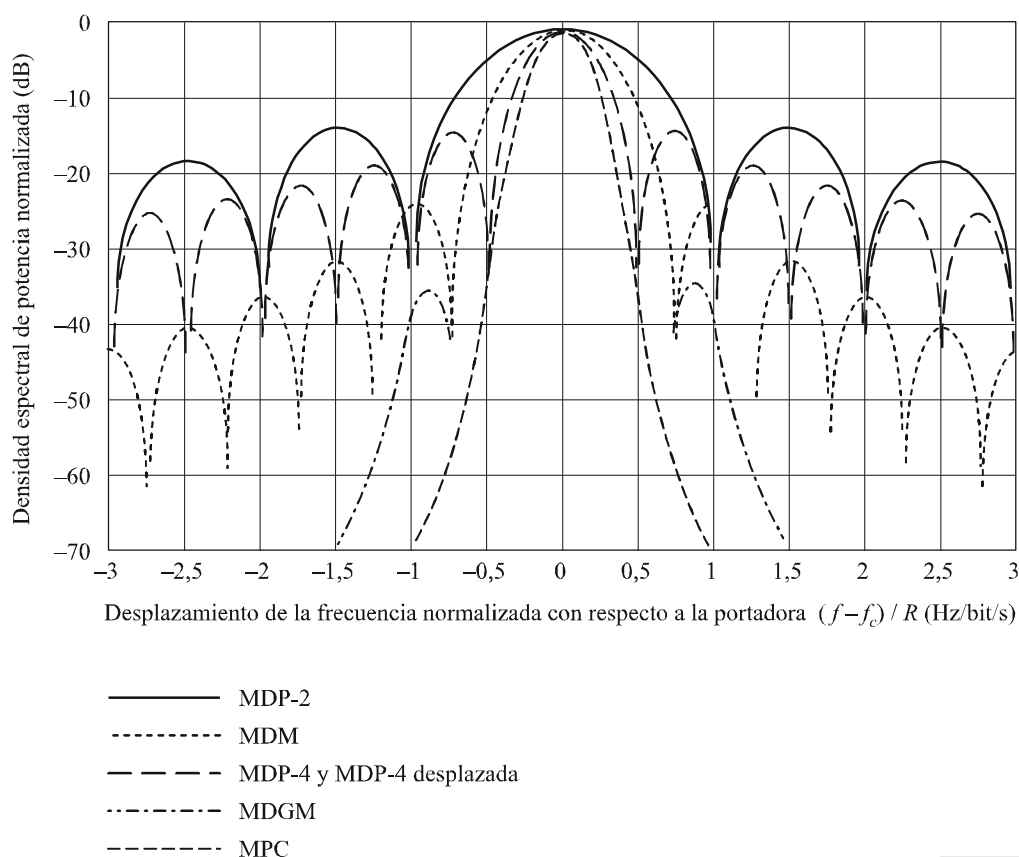
3 Técnicas de modulación

En transmisores destinados a aplicaciones de una sola portadora, la elección del esquema de modulación puede afectar significativamente al nivel de energía del canal adyacente. Paradójicamente, los esquemas que pueden ofrecer en principio el espectro más restringido a menudo son los que presentan un peor comportamiento al respecto.

En la Fig. 43 se muestran las densidades espectrales de potencia teóricas normalizadas de varios esquemas de modulación. En la Figura puede observarse que en el caso más sencillo, MDP-2, la energía de canal adyacente se reduce muy lentamente al desplazarse con respecto a la frecuencia portadora.

FIGURA 43

Densidades espectrales de potencia de algunos ejemplos de esquemas de modulación



0328-43

La MDP-4 sin filtrar y la MDP-4 desplazada tienen un «lóbulo» principal más estrecho pero presentan sólo una mejora marginal en cuanto a la supresión de la energía de canal adyacente. Con MDP-4 desplazada puede obtenerse una energía fuera de banda muy inferior filtrando las señales en banda base antes de la modulación. Por ejemplo, utilizando un filtro de raíz de coseno alzado puede obtenerse teóricamente un rechazo infinito del canal adyacente. Sin embargo, en la práctica, el filtrado

tiene una banda eliminada limitada y, lo que es más importante, como la MDP-4 desplazada es un esquema de envolvente no constante, la no linealidad del amplificador de potencia provoca un crecimiento espectral en la conversión MA a MA y MA a MP.

La MDM sin filtrado en banda base presenta una mejor tasa de reducción de la energía fuera de banda. Esta característica puede mejorarse aún más añadiendo un filtrado en banda base gaussiano (MDMG). El grado de mejora depende de los parámetros del filtro utilizado; el ejemplo mostrado en la Fig. 43 es para el caso en que el producto tiempo-anchura de banda es 0,3 (valor utilizado en los sistemas de radiocomunicaciones celulares). Puede observarse que este esquema presenta únicamente una moderada característica en cuanto a canal adyacente (normalmente -40 dBc para desplazamientos comparables a la velocidad de símbolos), pero como se trata de una técnica de envolvente constante tiene la ventaja de que puede utilizarse un amplificador limitador de potencia.

La MDMG puede considerarse como un caso especial de un tipo de técnica de modulación de envolvente constante conocida como MPC. Como en el caso de la MDMG los detalles de la densidad espectral de potencia de la señal con MPC dependen de varios parámetros. El ejemplo mostrado es el caso de una señal de 4 niveles, índice de modulación 0,33 y filtrado en banda base de coseno alzado con una duración de 3 símbolos.

En la práctica, las limitaciones en la precisión con que pueden implantarse estos esquemas de modulación avanzados restringen el grado de supresión de la energía fuera de banda que puede lograrse. La envolvente de la señal es casi constante, pero no exactamente constante, de manera que la no linealidad del amplificador de potencia puede causar un cierto crecimiento espectral si bien este efecto no es tan pernicioso como en el caso de la MDP-4 desplazada.

Un desarrollo creciente es la utilización del múltiplex por división de frecuencia ortogonal codificado (MDFOC) en la radiodifusión digital (de audio y vídeo), véase el § 5 del Anexo 6. Esta técnica de modulación produce un peine de portadoras, normalmente separadas unos pocos kHz, en el que cada una de las portadoras se modula a una velocidad de símbolos baja mediante trenes de datos ortogonales. Por lo tanto, el espectro global es casi rectangular. Sin embargo, la distribución de amplitud de tales señales es similar a la del ruido y se necesita una reducción de potencia a la salida del amplificador de potencia para lograr la relación deseada entre los valores de cresta y medio. Evidentemente, la no linealidad del amplificador también es un problema con esta técnica.

En sistemas multiportadora, en los que se utiliza un solo amplificador de potencia para amplificar varias portadoras, el problema se agrava a causa de los productos de intermodulación entre portadoras. En este caso, pueden aparecer productos no deseados generados en los múltiplos de la separación entre portadoras. La aplicación de técnicas de codificación adecuadas puede disminuir hasta 15 dB la relación entre las potencias de cresta y media de la señal. Estas técnicas aseguran la supresión de los códigos de datos ortogonales particulares que podrían sumarse en fase dando lugar a elevados valores de cresta de la potencia.

4 Linealización

Las técnicas de linealización del amplificador de RF pueden dividirse en dos categorías generales:

- Técnicas de bucle abierto, que tienen la ventaja de ser incondicionalmente estables pero el inconveniente de no poder compensar las variaciones en las características del amplificador.
- Técnicas de bucle cerrado, que se autoadaptan a los cambios en el amplificador pero pueden experimentar problemas de estabilidad.

En los puntos siguientes se examinan las técnicas de linealización.

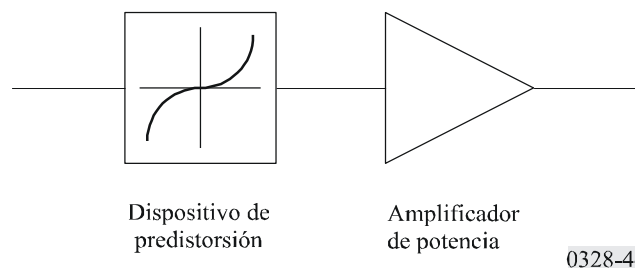
4.1 Predistorsión

En vez de utilizar un método que responda a la característica instantánea real del amplificador de alta potencia, es habitual introducir una predistorsión en la señal de entrada del amplificador, basándose en un conocimiento a priori de la función de transferencia. Tal predistorsión puede realizarse a RF, en FI, o en banda base. Los linealizadores en banda base, que a menudo se basan en la utilización de microprogramas en memoria, cada vez son más comunes gracias a la disponibilidad de las técnicas de integración a gran escala (VLSI) y pueden ofrecer una solución compacta. Sin embargo, hasta hace poco ha sido más fácil generar la función de predistorsión adecuada con circuitería en RF o FI.

Ello supone introducir una no linealidad de compensación en el trayecto de la señal, antes del amplificador que va a linealizarse, como se muestra en la Fig. 44. De esa forma la señal es «predistorsionada» antes de aplicarse al amplificador. Si el dispositivo de predistorsión tiene una característica de no linealidad que es la inversa exacta de la no linealidad del amplificador, la distorsión introducida por éste compensará exactamente la predistorsión, obteniéndose una salida sin distorsión alguna.

FIGURA 44

Concepto de predistorsión

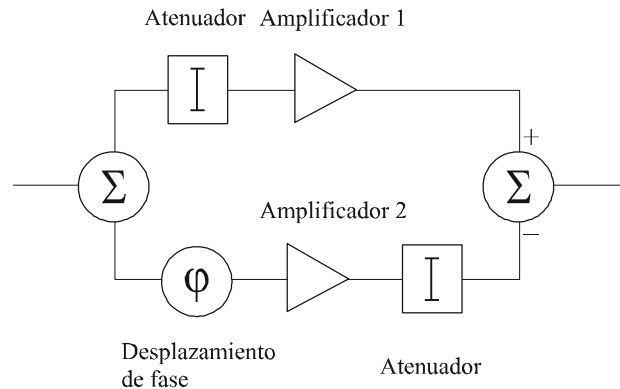


En su realización analógica más sencilla, un dispositivo de predistorsión práctica puede estar formado por una red de resistencias y elementos no lineales tales como diodos o transistores. En la literatura han aparecido varios ejemplos de esta técnica señalándose una reducción en la distorsión por intermodulación de tercer orden típicamente en la gama de 7 a 15 dB. El pobre comportamiento se debe al hecho de que las características del amplificador no son constantes sino que varían con el tiempo, la frecuencia, el nivel de potencia, la tensión de alimentación y las condiciones ambientales.

Se han obtenido mejores resultados utilizando un par de amplificadores de transistores de efecto de campo (FET) como dispositivo de predistorsión (véase la Fig. 45). En esta disposición, la señal de entrada se divide asimétricamente entre los dos amplificadores de manera que uno de ellos se lleva a la compresión. A continuación, la salida comprimida se extrapola y se sustrae de la salida lineal para obtener la inversa de la característica de compresión necesaria. Utilizando esta técnica se ha llegado a medir una reducción en la distorsión por intermodulación de unos 20 dB, pero únicamente cuando el amplificador principal actúa con al menos 1 dB de reducción de potencia.

Aunque se ha informado de la existencia de esquemas de predistorsión adaptativos, donde la no linealidad se logra en el procesamiento de la señal digital, suelen ser muy complicados desde el punto de vista de los cálculos y de ocupación de memoria y consumen gran energía.

FIGURA 45
Predistorsión con limitador



0328-45

4.2 Precompensación

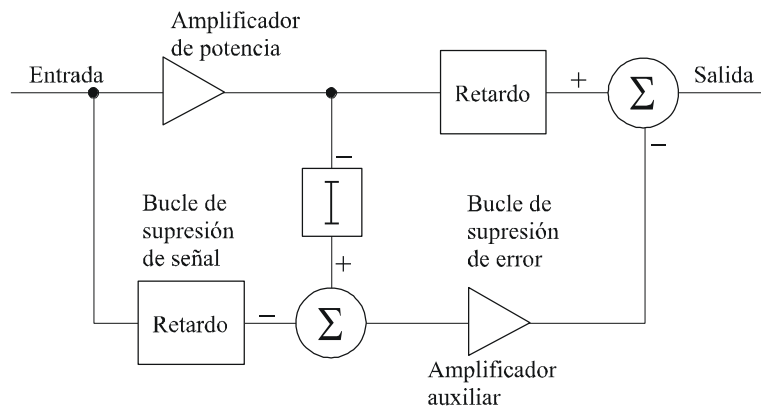
La técnica de linealización por precompensación compara la señal amplificada con una versión adecuadamente retardada de la señal de entrada y obtiene una señal diferencial que representa las distorsiones del amplificador. Esta señal diferencial a su vez se amplifica y se sustrae de la salida del amplificador de alta potencia. El inconveniente principal del método es la necesidad de contar con un segundo amplificador que puede ser de un nivel de potencia inferior. Sin embargo, esta técnica puede proporcionar un aumento en el nivel de potencia de salida de unos 3 dB cuando se utiliza con un tubo de ondas progresivas (TOP).

En la precompensación se comparan las señales de entrada y salida del amplificador de potencia para obtener un término de error o distorsión en un bucle de supresión de señal. A continuación este error residual se amplifica en otro amplificador de baja potencia antes de sustraerlo de la salida del amplificador principal en un bucle de supresión de error. Este proceso se representa en la Fig. 46. Si el amplificador auxiliar de baja potencia es perfectamente lineal y el bucle de supresión de error está perfectamente equilibrado, el resultado global es una amplificación sin distorsión. No obstante, en la práctica los bucles de supresión sólo son parcialmente eficaces y la técnica resulta así algo comprometida, aunque se utiliza ampliamente.

En una realización práctica de la precompensación se producirá un desequilibrio en el bucle de compensación de error que limitará la reducción de la distorsión. Por ejemplo, un error de ganancia de 1 dB y un error de fase de 10° limitan la supresión de la distorsión a simplemente 14 dB. Para mejorar esta cifra a 30 dB, por ejemplo, sería necesario lograr una estabilidad en la ganancia de $\pm 0,3$ dB y en la fase de $\pm 1^\circ$. Aun cuando puedan satisfacerse estos estrictos requisitos, la linealidad global nunca podrá ser mejor que la del amplificador auxiliar, que debe funcionar por lo tanto en clase A y en consecuencia será ineficaz. Estos problemas se agravan además por los errores que aparecen en el bucle de supresión de señal, que aumentará los requisitos de tratamiento de potencia del amplificador auxiliar. Un error de ganancia de 2 dB y un error de fase de 10° , por ejemplo, exigen que la potencia de salida del segundo amplificador esté únicamente 12 dB por debajo de la del amplificador principal.

Como ejemplo de aplicación práctica de la precompensación puede citarse el caso de un amplificador de ondas decamétricas de 30 W. En este caso el amplificador auxiliar tenía la misma potencia estimada que el amplificador principal y aún así la reducción de la distorsión obtenida no fue superior a 15 dB en toda la banda. Es interesante señalar que cuando se conectaron los dos amplificadores en paralelo, funcionando cada uno de ellos a potencia mitad, los resultados fueron ligeramente peores.

FIGURA 46
Precompensación



0328-46

La técnica es ampliamente utilizada en estaciones de base celulares y normalmente proporciona compensaciones de la distorsión superiores a 30 dB en una anchura de banda de 20 MHz.

4.3 Realimentación

En los amplificadores de audio, puede lograrse fácilmente la linealización utilizando la realimentación pero esta técnica es menos sencilla en radiofrecuencias elevadas debido a limitaciones en la ganancia del amplificador de bucle abierto disponible. Sin embargo, es posible aplicar la realimentación a una forma demodulada de la salida para generar una predistorsión adaptativa en el modulador. Evidentemente, no es posible aplicar este método en un transpondedor de guías acodado (únicamente translación de frecuencias y sin demodulación a bordo) donde el modulador y el amplificador de alta potencia están bastante separados.

La realimentación negativa es la técnica de linealización mejor conocida y se utiliza ampliamente en amplificadores de baja frecuencia en los que es fácil mantener la estabilidad del bucle de realimentación. Sin embargo, con amplificadores de radiofrecuencia multietapa normalmente sólo es posible aplicar unos pocos dB de realimentación global antes de que empiecen a aparecer graves problemas de estabilidad. Ello se debe fundamentalmente al hecho de que si bien a baja frecuencia puede asegurarse que el amplificador de bucle abierto tiene un polo dominante en su respuesta en frecuencia (estabilidad garantizada), ello no es posible con los amplificadores de radiofrecuencia debido a que sus etapas individuales normalmente presentan anchuras de banda similares.

Evidentemente, a menudo se utiliza realimentación local aplicada a una sola etapa de radiofrecuencia, pero como la reducción de distorsión es igual a la reducción de la ganancia, la mejora obtenida es inevitablemente pequeña porque generalmente no se dispone de un valor elevado de exceso de ganancia de bucle abierto.

4.4 Realimentación de modulación

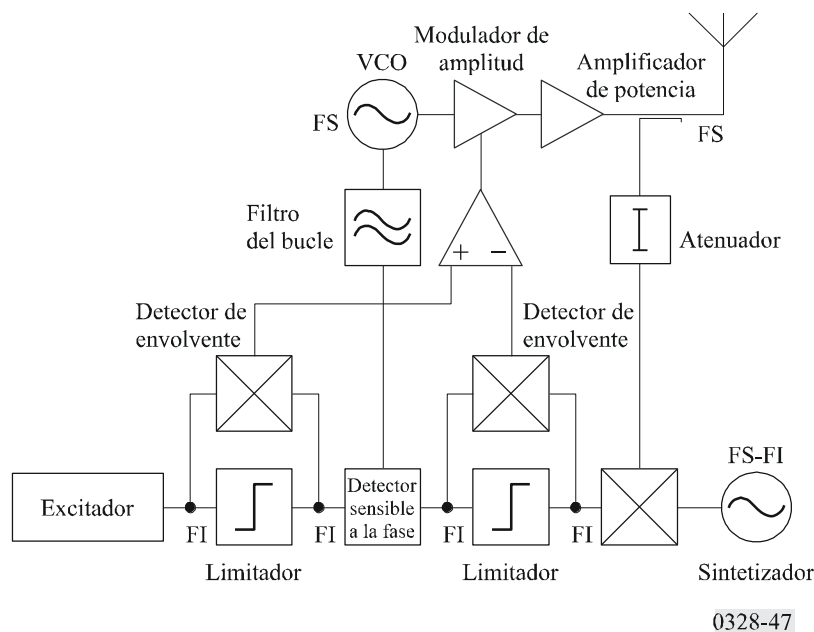
Para una frecuencia central determinada, la señal puede definirse completamente por su modulación de amplitud y fase. La realimentación de modulación aprovecha esta circunstancia aplicando realimentación negativa a la modulación de la señal en vez de a la propia señal. Como la modulación puede representarse por señales en banda base, puede aplicarse adecuadamente un elevado grado de realimentación a estas señales sin que aparezcan problemas de estabilidad que afecten a la realimentación directa en RF.

En las primeras aplicaciones de realimentación de modulación se utilizaba únicamente realimentación de amplitud (o de envolvente) aplicada a los amplificadores de válvulas, en los que la distorsión de la amplitud es la forma dominante de no linealidad. Sin embargo, en los amplificadores de estado sólido la distorsión de fase es muy significativa y debe corregirse, además de los errores de amplitud. La primera aplicación práctica con éxito de realimentación simultánea de amplitud y fase se conoce con el nombre de técnica del bucle polar.

4.5 Técnica del bucle polar

La técnica del bucle polar se basa en el principio de eliminación y restablecimiento de la envolvente, al que se modifica para permitir la aplicación de realimentación. En la Fig. 47 aparece un diagrama de bloques de la técnica del bucle polar.

FIGURA 47
Técnica de bucle polar



Las etapas de radiofrecuencia del sistema son muy sencillas. Consisten en un oscilador controlado por tensión (VCO) que funciona a la frecuencia de salida (FS) y genera la componente de fase de la señal de salida, una etapa modulada en amplitud que genera la componente de amplitud y el amplificador de potencia principal.

La señal de entrada al bucle polar se genera en primer lugar a la FI y con un nivel de potencia bajo (figura como bloque excitador en el diagrama). A continuación, se resuelve en la forma coordinada polar mediante detección de envolvente para producir una componente de amplitud y se le aplica un limitador para obtener la componente de fase. La detección de envolvente se logra multiplicando la señal de entrada por la salida del limitador en un mezclador doblemente equilibrado (en un proceso equivalente a una rectificación de onda completa). Una muestra de la salida final de radiofrecuencia se convierte (normalmente conversión descendente) a la misma frecuencia que la señal de entrada y se resuelve en forma similar en sus coordenadas polares. A continuación se comparan las dos señales de envolvente en un amplificador diferencial de alta ganancia que, a su vez, controla el modulador de amplitud, constituyendo un sistema de realimentación de envolvente. Las dos señales moduladas en fase se comparan en un detector sensible a la fase y la señal de error amplificada controla el OCT formando un bucle de enganche de fase (PLL). El efecto global es que se crean dos bucles de

realimentación ortogonales que, mediante la adecuada elección de la ganancia de bucle y de la anchura de banda intentan que la amplitud y la fase de la señal de salida se aproximen en gran medida a las de la entrada en FI.

Los dos factores limitadores principales en el comportamiento del sistema de bucle polar son los siguientes:

- el equilibrio entre los dos circuitos de resolución polar (limitadores + mezcladores);
- las anchuras de banda relativas de los bucles de realimentación y los espectros de amplitud y fase (que determinan el volumen de realimentación negativa disponible).

En los transmisores de bucle polar prácticos diseñados para aplicaciones de banda estrecha (5 kHz) se ha observado que el equilibrio de los circuitos de resolución es el problema principal y se fija un valor mínimo para una distorsión por intermodulación de tercer orden residual de aproximadamente -60 dBc. Para señales con anchura de banda más amplia, la principal limitación viene determinada por el grado finito de realimentación. Esto se aplica especialmente a señales en que la envolvente puede llegar a un valor 0, pues el cruce por 0 a menudo da lugar a una brusca discontinuidad en las ondas de la envolvente y la fase y, en consecuencia, produce unos espectros de envolvente y fase considerablemente más amplios que la anchura de banda de la señal compuesta.

Un método alternativo a la realimentación de modulación, que suprime los problemas antes mencionados, es la denominada técnica del bucle cartesiano explicada en el siguiente punto.

4.6 Técnica del bucle cartesiano

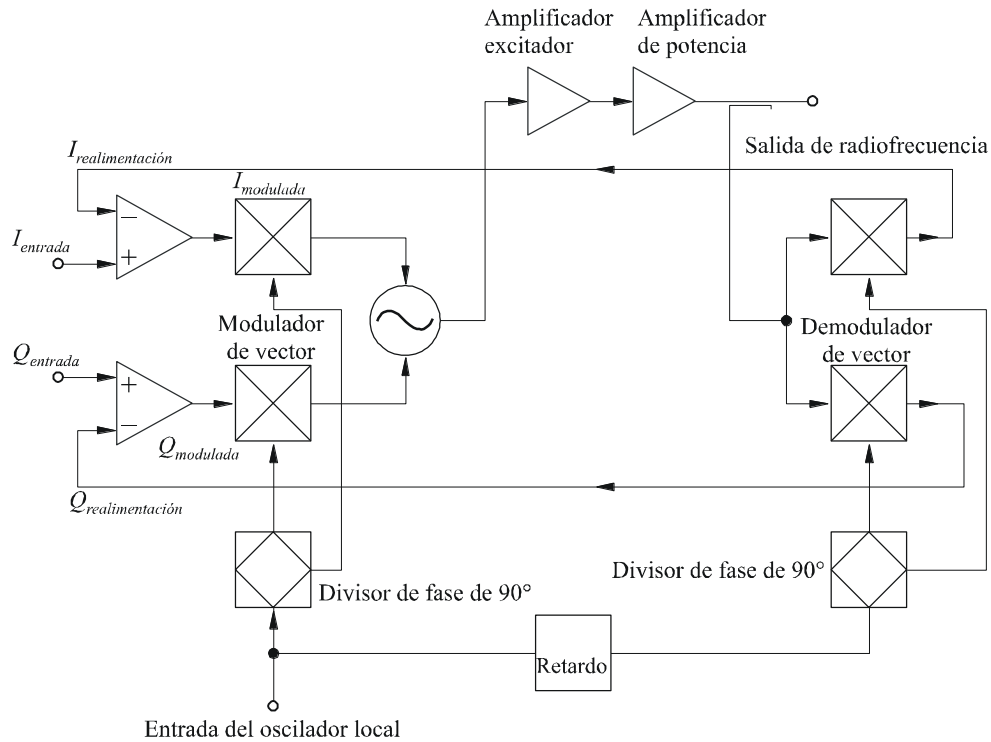
La técnica del bucle cartesiano aprovecha el hecho de que una señal de radiofrecuencia modulada puede representarse en banda base de forma compleja (I y Q) así como mediante las funciones de amplitud y fase.

Si se aplica una realimentación negativa a I y Q en vez de A y ϕ , se obtiene la configuración mostrada en la Fig. 48. El principio de funcionamiento es el siguiente.

Las señales en banda base complejas, $I_{moduladas}$ y $Q_{moduladas}$, se utilizan para modular las señales del oscilador local en fase y en cuadratura mediante mezcladores doblemente equilibrados y la salida combinada constituye la entrada al excitador y al amplificador de potencia. Una muestra de la salida del amplificador de potencia ataca a un segundo par de mezcladores configurados como demoduladores que utilizan el mismo oscilador local. A continuación, la salida de radiofrecuencia se demodula de forma coherente hasta las señales en banda base I y Q . Estas señales, $I_{realimentación}$ y $Q_{realimentación}$, se realimentan y se comparan con las señales de entrada, $I_{entrada}$ y $Q_{entrada}$, en amplificadores diferenciales de alta ganancia cuyas salidas constituyen las entradas a los moduladores, $I_{moduladas}$ y $Q_{moduladas}$. Al igual que en el bucle polar, se forman dos bucles de realimentación ortogonales que hacen que las salidas demoduladas I y Q sean casi idénticas a las entradas I y Q . Obsérvese que debido a la naturaleza coherente de la realimentación, la técnica es idénticamente equivalente a la realimentación en radiofrecuencia pero como los amplificadores diferenciales introducen polos del bucle dominante, puede mantenerse fácilmente un buen margen de estabilidad de fase, incluso cuando se aplica un elevado grado de realimentación.

El elemento de retardo mostrado en la Fig. 48 tiene por objeto asegurar que la salida de radiofrecuencia y las portadoras de demodulación se encuentran en fase relativa correcta. No es necesario un alineamiento perfecto debido a la acción compensadora de los bucles.

FIGURA 48
Técnica del bucle cartesiano



0328-48

La eficacia del bucle cartesiano depende de dos factores:

- la relación entre las anchuras de banda del bucle de realimentación y las anchuras de banda de las señales I y Q de entrada (determina el volumen de realimentación);
- la linealidad de los demoduladores (ya que las salidas demoduladas I y Q deben ser una representación lineal de la salida de radiofrecuencia).

Obsérvese que, a diferencia del bucle polar, la anchura de banda de la salida de RF es simplemente el doble de la anchura de banda I y Q . No aparece el problema de la generación de señales A y φ de banda ancha.

Se han construido transmisores con bucle cartesiano prácticos que funcionan con señales de banda relativamente estrecha y han dado excelentes resultados. En una prueba de dos tonos, los productos de intermodulación de tercer orden se reducen normalmente 40 dB con respecto al mismo transmisor con el amplificador de potencia de bucle abierto.

4.7 Resumen

Debido a la utilización cada vez mayor del procesamiento y remodulación en banda base en los sistemas, actualmente es posible emplear la realimentación de modulación para mejorar la linealización del amplificador de alta potencia, pero aún existen considerables limitaciones de anchura de banda asociadas con estas técnicas. Las técnicas de predistorsión en RF se utilizan especialmente cuando se necesitan amplificadores de anchura de banda amplia.