

RECOMENDACIÓN UIT-R SF.766*

MÉTODOS PARA DETERMINAR LOS EFECTOS DE LA INTERFERENCIA EN LA CALIDAD DE FUNCIONAMIENTO Y LA DISPONIBILIDAD DE LOS SISTEMAS DE RELEVADORES RADIOELÉCTRICOS TERRENALES Y EN LOS SISTEMAS DEL SERVICIO FIJO POR SATÉLITE

(1992)

La Asamblea de Radiocomunicaciones de la UIT,

considerando

- a) que es necesario evaluar los efectos de la interferencia en la calidad de funcionamiento y la disponibilidad de los sistemas de relevadores radioeléctricos terrenales y en los sistemas del servicio fijo por satélite;
- b) que, en general, la determinación de los criterios de interferencia requiere métodos de cálculo adecuados;
- c) que para determinar la interferencia causada a los sistemas MDF-MF existen métodos de cálculo bastante adecuados;
- d) que deben elaborarse métodos de cálculo de la interferencia causada a la telefonía MF de un solo canal por portadora (SCPC);
- e) que deben elaborarse métodos de cálculo de la interferencia causada a la televisión MF;
- f) que deben elaborarse métodos de cálculo de la interferencia causada a la telefonía con modulación de amplitud (MA);
- g) que deben elaborarse métodos de cálculo de la interferencia causada a las transmisiones digitales;
- h) que en el futuro quizás se deban elaborar métodos de cálculo de la interferencia causada a sistemas que empleen nuevas técnicas de modulación;
- j) que es conveniente establecer los espectros de las señales para permitir la determinación de la interferencia a partir de la formulación general,

recomienda

1. que se utilicen los métodos descritos en el anexo 1 para el cálculo de la interferencia causada a los sistemas MDF-MF;
2. que, mientras no se disponga de información más exacta, se utilicen provisionalmente los métodos descritos en el anexo 2 para las señales deseadas distintas a las MDF-MF.

ANEXO 1**

Métodos de cálculo de la interferencia causada a los sistemas MDF-MF

A continuación figura el método de cálculo para determinar los efectos de la interferencia causada a los sistemas MDF-MF de los sistemas de relevadores eléctricos terrenales y a los sistemas del servicio fijo por satélite.

* Las Comisiones de Estudio 4 y 9 de Radiocomunicaciones efectuaron modificaciones de redacción en esta Recomendación en 2000 de conformidad con la Resolución UIT-R 44.

** *Nota del Director del CCIR* – A título de información, la deducción de las fórmulas, así como otros antecedentes históricos, del presente anexo pueden encontrarse en las Referencias Bibliográficas que figuran en el Informe 388 del CCIR (Düsseldorf, 1990).

1. Métodos de cálculo

1.1 Formulación general

En la relación (la relación lineal es válida sólo para niveles bajos de interferencia en las señales telefónicas MDF-MF) entre la potencia de la interferencia en la banda de base en un canal telefónico y la relación portadora/interferencia, interviene el factor de reducción de la interferencia, B (dB), definido como sigue:

$$B = 10 \log \frac{S/N_i}{C/I} \quad (1)$$

donde:

S : potencia de la señal de prueba en un canal telefónico = 1 mW

N_i : potencia no ponderada de interferencia en un canal telefónico (anchura de banda: 3,1 kHz)

C : potencia de la portadora de la señal deseada (W)

I : potencia de la portadora de la señal interferente (W).

La potencia ponderada de interferencia N_p (pW) se obtiene como potencia no ponderada en 1,75 kHz, lo que da:

$$10 \log N_p = 87,5 - B - 10 \log (C/I) \quad (2)$$

El factor de reducción de la interferencia, B , se expresa como sigue:

$$B = 10 \log \frac{2(\delta f)^2 p(f/f_m)}{b f^2 D(f, f_0)} \quad (3)$$

con:

$$D(f, f_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(F) P_1(f + f_0 - F) dF + \int_{-\infty}^{+\infty} S(F) P_1(f - f_0 - F) dF + S(f + f_0) P_{10} + \\ + S(f - f_0) P_{10} + S_0 P_1(f + f_0) + S_0 P_1(f - f_0) + \frac{S_0 P_{10}}{b} \delta(f - f_0) \quad (4)$$

$$P_1(f) = P(f) A^2(f) \quad (5)$$

$$P_{10} = P_0 A^2(0) \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \delta(f - f_0) &= 1 && \text{cuando} && f = f_0 \\ \delta(f - f_0) &= 0 && \text{cuando} && f \neq f_0 \end{aligned} \quad (6a)$$

donde:

δf : valor cuadrático medio de la excursión del tono de prueba (sin preacentuación) de la señal deseada (kHz)

f : frecuencia central del canal considerado, dentro de la banda de base de la señal deseada (kHz)

f_m : frecuencia superior de la banda de base de la señal deseada (kHz)

$p(f/f_m)$: factor de preacentuación para la frecuencia central del canal considerado, en la banda de la portadora deseada

b : anchura de banda del canal telefónico (3,1 kHz)

f_0 : separación entre las frecuencias portadoras de las señales deseada e interferente (kHz)

$S(f)$: parte continua de la densidad espectral de potencia normalizada de la señal deseada con preacentuación (Hz^{-1})

S_0 : potencia de la portadora residual normalizada de la señal deseada

$P(f)$: parte continua de la densidad espectral de potencia normalizada de la señal interferente (Hz^{-1})

P_0 : potencia de la portadora residual normalizada de la señal interferente

$A(f)$: característica amplitud/frecuencia del filtro de recepción de la señal deseada; el origen de las frecuencias es la frecuencia central de la portadora de la señal interferente.

Las densidades espectrales de potencia están normalizadas con relación a la unidad y se supone que son unilaterales (únicamente frecuencias positivas).

De las expresiones (2) y (3) se deduce la expresión de N_p en función de la relación C/I . Para determinar N_p es necesario conocer:

- el espectro de la señal deseada (telefonía analógica),
- el espectro de la señal interferente.

Las expresiones de estos espectros figuran en el § 2 más adelante y en el § 3 del anexo 2.

1.2 Interferencia causada por una señal MDF-MF con bajo índice de modulación a una señal MDF-MF con elevado índice de modulación

Se representa aquí el caso de un sistema terrenal de relevadores radioeléctricos que causa interferencia a un sistema del servicio fijo por satélite. No es fácil identificar el canal de la banda de base más interferido. Sin embargo, la condición de interferencia más desfavorable resulta cuando la separación entre las frecuencias portadoras deseada e interferente es igual o inferior a la frecuencia superior de la banda de base de la señal deseada.

El factor B puede determinarse con la siguiente fórmula:

$$B = 10 \log \frac{1}{b f^2} \left\{ \frac{2(\delta f)^2 p(f/f_m)}{P(f_0 - f) + P(f_0 + f)} \right\} \quad (7)$$

Si el índice de modulación de la señal deseada es superior a 3, la forma del espectro de la señal casi gaussiana y la ecuación (7) adoptará la siguiente forma:

$$B = 10 \log \frac{1}{b f^2} \left\{ \frac{2\sqrt{2\pi} (\delta f)^2 p(f/f_m) f_s}{\exp \left[\frac{-(f_0 - f)^2}{2f_s^2} \right] + \exp \left[\frac{-(f_0 + f)^2}{2f_s^2} \right]} \right\} \quad (7a)$$

El § 1.1 contiene las definiciones de los parámetros de las fórmulas (7) y (7a), con excepción de las siguientes:

f_s : valor cuadrático medio de la excursión multicanal de la señal deseada (kHz)

$$= \delta f \cdot 10^y \cdot (LF)^{1/2} \quad (8)$$

LF : factor de carga, que es inferior a la unidad fuera de la hora cargada

$$\begin{aligned} y &= (-15 + 10 \log N_c)/20 && \text{para } N_c \geq 240 \\ &= (-1 + 4 \log N_c)/20 && \text{para } 60 \leq N_c < 240 \\ &= (2,6 + 2 \log N_c)/20 && \text{para } 12 \leq N_c < 60 \end{aligned} \quad (9)$$

N_c : número de canales telefónicos en la banda de base.

1.3 Interferencia causada por una señal MDF-MF de elevado índice de modulación a otra señal MDF-MF de las mismas características

Se pueden hacer aquí los mismos comentarios que en el § 1.2 respecto al canal de banda de base de la interferencia máxima y a la separación de frecuencias más desfavorable. Además, el factor B es idéntico al indicado en la ecuación (7) del § 1.2 sustituyendo f_s por F_s .

F_s se define como sigue:

$$F_s = \sqrt{f_{s_1}^2 + f_{s_2}^2} \quad (10)$$

donde f_{s_1} y f_{s_2} representan los valores cuadráticos medios de la excursión de frecuencia multicanal de las señales deseada e interferente (kHz).

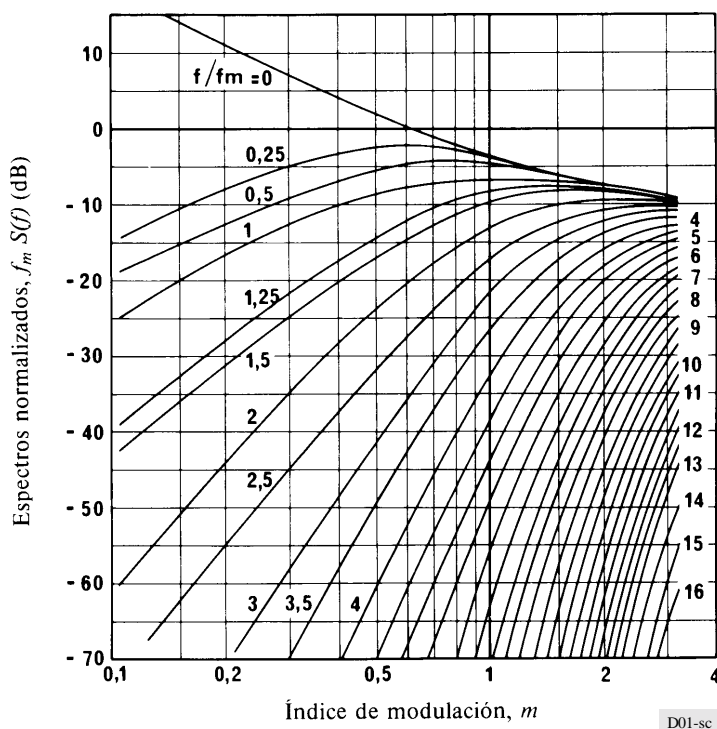
1.4 Interferencia entre señales MDF-MF con índices medios de modulación

La fig. 1 contiene una serie de curvas de espectros normalizados en función del índice de modulación para determinados valores de la frecuencia normalizada. Con estas curvas es fácil construir un gráfico del espectro para cualquier valor del índice de modulación comprendido entre 0,1 y 3. Cuando $m > 3$, la forma del espectro de la señal corresponde muy estrechamente a una curva de Gauss. Si los índices de modulación de las señales deseada e interferente son mayores que 3, para calcular la interferencia debe entonces aplicarse la fórmula (7), teniendo en cuenta el § 1.3.

En ciertos casos especiales, cuando la señal interferente puede caracterizarse por el valor cuadrático medio de su índice de modulación y la frecuencia superior de la banda de base es igual a la de la señal deseada (o sea, $f_{m1} = f_{m2} = f_m$), es posible calcular muy simplemente la función de interferencia $D(f, f_0)$ a base de las curvas normalizadas de la fig. 1.

FIGURA 1

Densidad espectral normalizada de señales MDF-MF



Se determina el índice de modulación equivalente:

$$m = \left[m_1^2 + m_2^2 \right]^{1/2} \quad (11)$$

y para este valor m se hallan con las curvas de la fig. 1 las magnitudes $f_m S(f_1)$ y $f_m S(f_2)$,

siendo:

$$f_1 = \frac{(f_0 + f)}{f_{m_1}} \quad \text{y} \quad f_2 = \frac{(f_0 - f)}{f_{m_1}} \quad (12)$$

y también:

$$D(f, f_0) = \frac{1}{f_{m_1}} [f_m S(f_1) + f_m S(f_2)] \quad (13)$$

Este mismo método puede aplicarse para la determinación aproximada de $D(f, f_0)$, según el valor del índice de modulación «equivalente»:

$$m = \left[m_1^2 + m_2^2 \left(\frac{f_{m_2}}{f_{m_1}} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (14)$$

cuando:

$$f_{m_2} < f_{m_1} \quad \text{y} \quad m_2^2 \left(\frac{f_{m_2}}{f_{m_1}} \right)^2 \ll m_1^2 \quad (15)$$

Los símbolos utilizados se definen como sigue:

f_0 : separación entre las frecuencias portadoras

f_{m_1}, f_{m_2} : frecuencia central del canal superior de la banda de base de las señales deseada e interferente, respectivamente

m_1, m_2 : valores cuadráticos medios de los índices de modulación de las señales deseada e interferente, respectivamente.

1.5 Interferencia causada por una señal MDF-MF con elevado índice de modulación, a una señal MDF-MF con bajo índice de modulación

Este es el caso típico de un sistema del servicio fijo por satélite que causa interferencia a un sistema terrenal de relevadores radioeléctricos. La modulación angular de bajo índice puede considerarse como casi lineal con respecto a algunos tipos de señal interferente; el cálculo de la interferencia en estos casos se realiza por un sencillo procedimiento, análogo al empleado para el caso de la modulación lineal de amplitud con doble banda lateral (MA-DBL).

Puede usarse la siguiente fórmula aproximada:

$$\left\{ \frac{\text{Potencia de la interferencia en un canal telefónico}}{\text{Potencia del ruido térmico en un canal telefónico}} \right\} = \left\{ \frac{\text{Potencia de la señal interferente en dos bandas apropiadas de 4 kHz a la entrada del receptor}}{\text{Potencia del ruido térmico en las dos bandas de 4 kHz a la entrada del receptor}} \right\} \quad (16)$$

1.6 Interferencia causada por señales digitales con modulación angular a señales MDF-MF

Los sistemas digitales que utilizan manipulación por desplazamiento de fase (MDP) o de frecuencia (MDF) son tipos de sistemas de modulación angular. En consecuencia, la interferencia causada por ellos a sistemas analógicos con modulación angular se calcula por la integral de convolución. Ahora bien, no es fácil generalizar las densidades espectrales de las señales digitales con modulación angular; en el § 3.2 del anexo 2 se da un espectro específico. Una mayor generalización entrañará el cálculo de la densidad espectral de señales digitales (véase el § 3.2 del anexo 2), el cálculo de la densidad espectral de señales analógicas, la convolución de las dos densidades, y el cálculo del factor B .

Cuando una portadora MDF-MF de elevado índice de modulación es interferida por señales digitales con modulación angular que ocupen una anchura de banda reducida comparada con la de la señal deseada, el factor B viene dado aproximadamente por la fórmula (7).

Si una señal deseada MDF-MF recibe interferencia de una señal no deseada MIC-MDP o MDPD-MP que ocupa una anchura de banda grande en comparación con la de la señal deseada, el factor B viene dado por la siguiente fórmula simplificada:

$$B = 10 \log \frac{1}{b f^2} \left\{ \frac{2(\delta f)^2 P(f/f_m)}{P(f_0 - f) + P(f_0 + f)} \right\} \quad (17)$$

La densidad espectral de potencia normalizada de la señal interferente $P(f)$ utilizada en esta fórmula se determina mediante las fórmulas (36a) a (36d) contenidas en el § 3.2 del anexo 2.

1.7 Interferencia causada por señales MA a señales MDF-MF

Las propiedades casi lineales de las señales con modulación angular de bajo índice de modulación, con respecto a las señales interferentes cuyas densidades espectrales no presentan variaciones excesivas dentro de la banda de paso del receptor, permiten el uso, en tales casos, de la siguiente fórmula aproximada:

$$\left\{ \frac{\text{Potencia de la interferencia en un canal telefónico}}{\text{Potencia del ruido térmico en un canal telefónico}} \right\} = \left\{ \frac{\text{Potencia de la señal interferente en dos bandas apropiadas de 4 kHz a la entrada del receptor}}{\text{Potencia del ruido térmico en las dos bandas de 4 kHz a la entrada del receptor}} \right\}$$

En la fórmula se utilizan dos bandas de 4 kHz, ya que puede haber asimetría en el espectro de interferencia con respecto a la portadora deseada. Cuando un sistema con modulación angular y alto índice de modulación es interferido por señales digitales con modulación de amplitud que ocupan una pequeña anchura de banda en comparación con la de la señal deseada, el factor B viene dado aproximadamente por la fórmula del § 1.2.

1.8 Interferencia causada por un sistema de banda estrecha a un sistema MDF-MF

La expresión teórica del § 1.1 puede aplicarse al caso de una señal interferente de modulación arbitraria, pero con anchura de banda pequeña en comparación con la de la señal interferida. La interferencia causada por los sistemas de un solo canal por portadora (SCPC) a las señales MDF-MF es un ejemplo de esta clase de situación.

En particular, para portadoras SCPC separadas de manera uniforme, la potencia interferente compuesta en la banda de base resultante de todas fuentes de interferencia SCPC de una red interferente, equivale aproximadamente a un ruido térmico de la misma potencia a partir de que el número de portadoras se eleva a 5 ó 6.

1.9 Interferencia causada por señales de televisión MF a señales de telefonía MDF-MF

Cuando la señal interferente es una señal TV-MF modulada sólo por una señal con dispersión de energía, y la señal deseada MDF-MF con un bajo número de canales telefónicos tiene un espectro cuya anchura es conmensurable con la del espectro de la señal interferente, si además coinciden las frecuencias portadoras, la fórmula (4) adopta la forma:

$$D(f, 0) = P \left[\int_{f-\Delta f/2}^{f+\Delta f/2} S(F) dF - \int_{f+\Delta f/2}^{f-\Delta f/2} S(F) dF \right] = 2P \int_{f-\Delta f/2}^{f+\Delta f/2} S(F) dF \quad (18)$$

donde:

Δf : excursión de frecuencia causada por la señal con dispersión (cresta a cresta)

P : densidad espectral de potencia de la señal interferente (véase la fig. 4, $i = 1$)

$$= 1/\Delta f$$

En las condiciones indicadas y con referencia a la fórmula (3), puede considerarse que:

$$\int_{f-\Delta f/2}^{f+\Delta f/2} S(F) dF \approx 1 \quad \text{cuando} \quad f < f_{m_1} \quad (19)$$

donde:

$$B = 10 \log \frac{(\delta f)^2 \Delta f p (f/f_m)}{f^2 b} \quad (20)$$

1.10 Interferencia causada por un tono residual en un sistema MDF-MF con un índice de modulación bajo

Se debe prestar especial atención a los considerables efectos de la interferencia de tono (frecuencia pura) provocada por una portadora residual sobre sistemas MDF-MF con un índice de modulación bajo. La potencia de ruido interferente $P_{\epsilon\delta}$ en el punto del nivel relativo cero está determinada por:

$$P_{\varepsilon\delta} = \frac{1}{2m_1} 10^{\frac{1}{10}y} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{k^{2n}}{n^2} D_n \frac{\sigma^2}{p(\sigma)} \delta(\sigma - n\sigma_d)_I \quad (21a)$$

donde:

$$k = (L/C)^{1/2}$$

$$D_n = e^{-nm_2, e} \quad \text{para la interferencia causada por una portadora sin modulación} \quad (21b)$$

$$= e^{-2nm_2, e} \quad \text{para la interferencia con el mismo tipo de modulación MDF-MF} \quad (21c)$$

$$m_e^2 = \left[C_0 + (C_2/\beta) + \frac{C_\mu}{3\beta^3} (\beta^2 + \beta + 1) \right] m_{e0}^2 \quad (21d)$$

$$m_{e0}^2 = m_1^2 \beta \quad (21e)$$

β : relación entre la frecuencia más alta y la más baja en la banda de base de la señal deseada.

$$\sigma = f/f_{m_1} \quad (21f)$$

$$p(\sigma) = C_0 + C_2(\sigma)^2 + C_\mu(\sigma)^4 \quad (21g)$$

$$\delta(\sigma - \sigma_d)_I = 1 \quad \text{para } \sigma = \sigma_d \quad (21h)$$

$$= 0 \quad \text{para } \sigma \neq \sigma_d$$

La influencia de la interferencia de tono tiende a ser considerable en los casos en que la separación de frecuencias (f) entre las portadoras de la señal deseada y de la señal interferente cae en la banda de base o en regiones particulares (tales como la frecuencia piloto, el intervalo de frecuencia del ruido detectado, un posible canal de servicio por encima de la banda de base o una subportadora del tipo con «datos por encima de la señal vocal»). En este caso, los requisitos de diseño respecto de la interferencia deben determinarse teniendo en cuenta la interferencia de tono.

2. Espectros de las señales

2.1 Señal de telefonía analógica MDF-MF

La densidad espectral de potencia normalizada de la señal centrada en la frecuencia portadora se expresa mediante:

$$P(f) = e^{-a} \left[\delta(f) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{m^{2n}}{n!} S(f)^n * S(f) \right] \quad (22)*$$

donde:

$\delta(f)$: función delta de Dirac

$S(f)^n * S(f)$: designa la convolución de la función $S(f)$ n veces por sí misma

$S(f)$: densidad espectral normalizada de la fase de la señal:

$$S(f) = \frac{f_m P(f/f_m)}{2f^2 (1 - \varepsilon)} \quad (23)$$

donde ε es la relación entre las frecuencias inferior y superior en la banda de base de la señal deseada.

* Si bien la serie en la fórmula (22) converge para todos los valores de los parámetros del sistema, no ofrecerá siempre el algoritmo más apropiado para el cálculo numérico, sobre todo en aquellos casos en que los valores cuadráticos medios de las excursiones de fase y/o de frecuencia multicanal (a y m respectivamente) son grandes.

La característica de preacentuación del UIT-R puede aproximarse bien por la expresión:

$$p(f/f_m) = 0,4 + 1,35 \left(\frac{f}{f_m}\right)^2 + 0,75 \left(\frac{f}{f_m}\right)^4, \quad \text{para } \varepsilon \leq \frac{f}{f_m} \leq 1 \quad (24)$$

En este caso:

$$a = R_s(0) - R_s(\infty) \simeq \frac{m^2}{\varepsilon} (0,4 + 1,6 \varepsilon + 0,25 \varepsilon^2 + 0,25 \varepsilon^3) \approx \frac{m^2}{\varepsilon} (0,4 + 1,6 \varepsilon) \quad (25)$$

donde:

$R_s(\tau)$: función de autocorrelación de $S(f)$.

La potencia normalizada de portadora de la señal se expresan en la forma e^{-a} .

Cuando $m > 1$:

$$\begin{aligned} P(f) &= \frac{1}{f_s \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{f^2}{2f_s^2}} \left\{ 1 + \sum_{n=2}^{\infty} (-1)^n \frac{C_{2n}}{m^{2n} 2^n} H_{2n} \left(\frac{f}{f_s \sqrt{2}} \right) \right\} \approx \\ &\approx \frac{1}{f_s \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{f^2}{2f_s^2}} \left\{ 1 + \frac{6,375 \cdot 10^{-2}}{m^2} H_4^* \left(\frac{f}{f_s \sqrt{2}} \right) - \frac{7,416 \cdot 10^{-3}}{m^4} H_6^* \left(\frac{f}{f_s \sqrt{2}} \right) + \right. \\ &\left. + \left(\frac{2,37 \cdot 10^{-2}}{m^4} + \frac{7,16 \cdot 10^{-4}}{m^6} \right) H_8^* \left(\frac{f}{f_s \sqrt{2}} \right) - \left(\frac{9,929 \cdot 10^{-3}}{m^6} + \frac{5,854 \cdot 10^{-5}}{m^8} \right) H_{10}^* \left(\frac{f}{f_s \sqrt{2}} \right) \right\} \quad (26) \end{aligned}$$

donde:

f_s : valor cuadrático medio de la excursión de frecuencia causada por la señal multicanal

$H_{2n}^*(x) = (-1)^n \frac{n!}{(2n)!} H_{2n}(x)$: polinomio normalizado de Hermite.

En las figs. 2a a 2e se representan los espectros calculados con las fórmulas (22) y (26), para valores del índice de modulación m tomados de sistemas típicos de relevadores radioeléctricos y por satélite.

Las curvas son aproximadas en la región en que la relación f/f_m es próxima a 0 y 1. Los valores exactos dependen del valor particular de ε . En las figs. 2f a 2j se dan curvas exactas para diversos valores de ε en la región en que f/f_m es próxima a cero. (Las curvas que aparecen en los ángulos de las figs. 2d a 2e son también bastante precisas para valores de f/f_m próximos a cero si ε es igual o mayor que 0,02.)

Para índices de modulación superiores a 1,1 la siguiente fórmula empírica se ajusta adecuadamente a las curvas de $P(f)$ y es buena aproximación de la ecuación (26):

$$f_m \cdot P(f) = \frac{1}{m \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2m^2(1 + 0,01337 x^2 \cdot m^{-3,367})}} \quad (26a)$$

donde:

$x = f/f_m$.

Esta fórmula empírica es una adaptación de la fórmula gaussiana para grandes índices de modulación. En cuanto a esta última.

FIGURA 2a

Densidad espectral de potencia normalizada
en función del índice de modulación normalizado

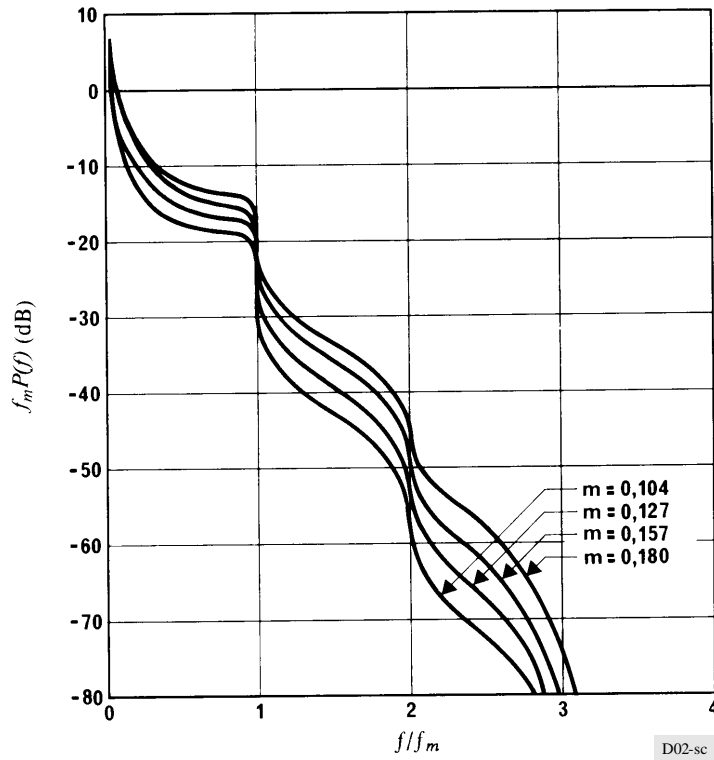


FIGURA 2b

Densidad espectral de potencia normalizada
en función del índice de modulación normalizado

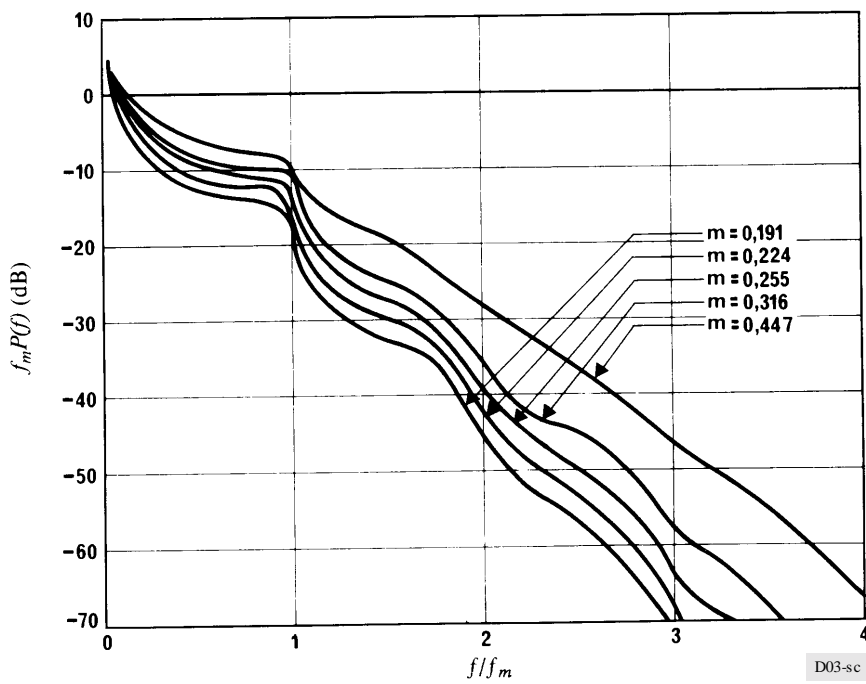


FIGURA 2c

Densidad espectral de potencia normalizada
en función del índice de modulación normalizado

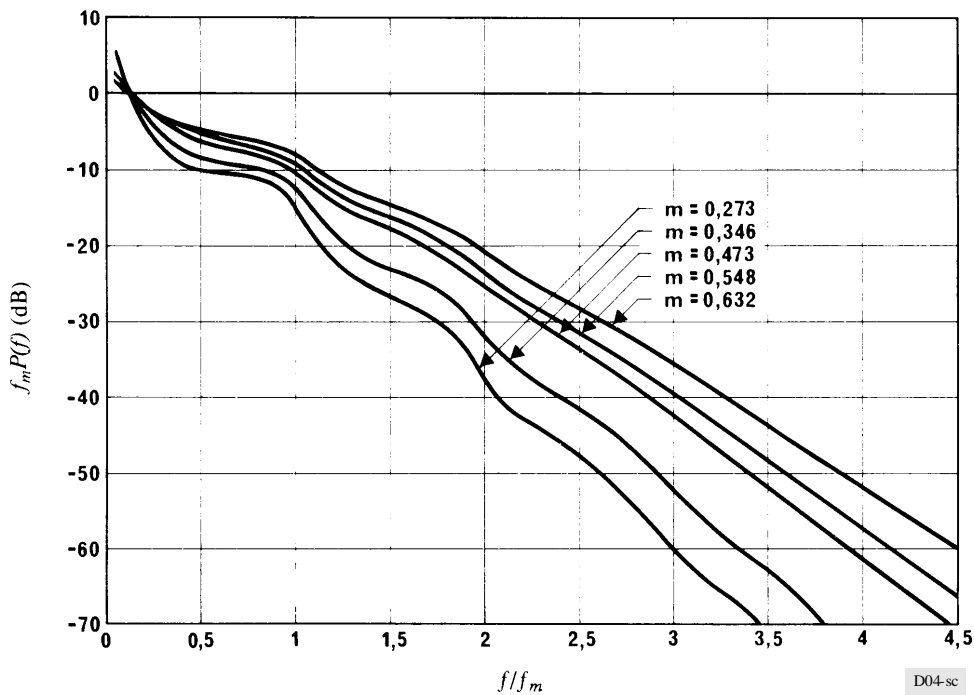


FIGURA 2d

Densidad espectral de potencia normalizada
en función del índice de modulación normalizado

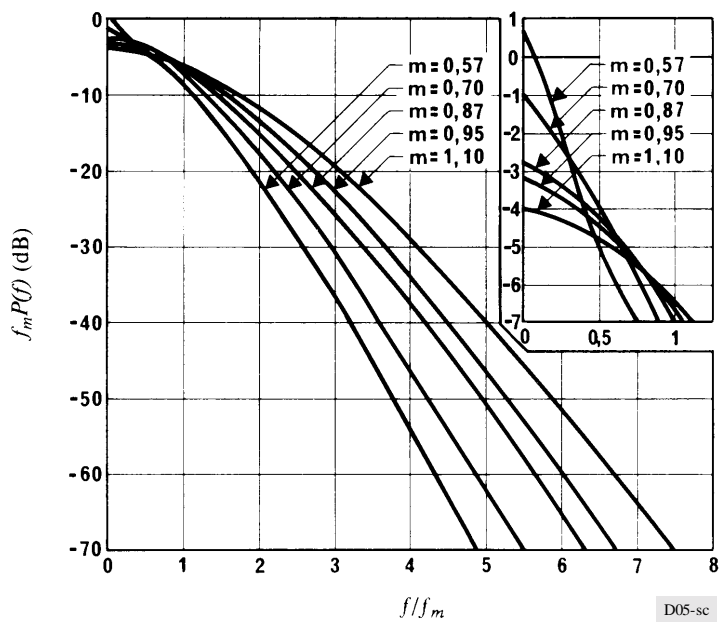


FIGURA 2c

Densidad espectral de potencia normalizada
en función del índice de modulación normalizado

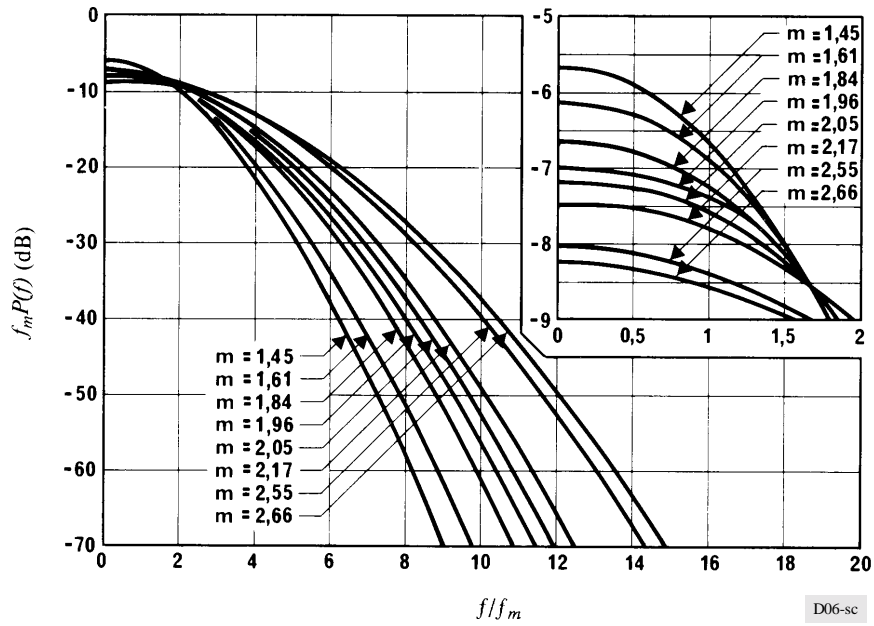
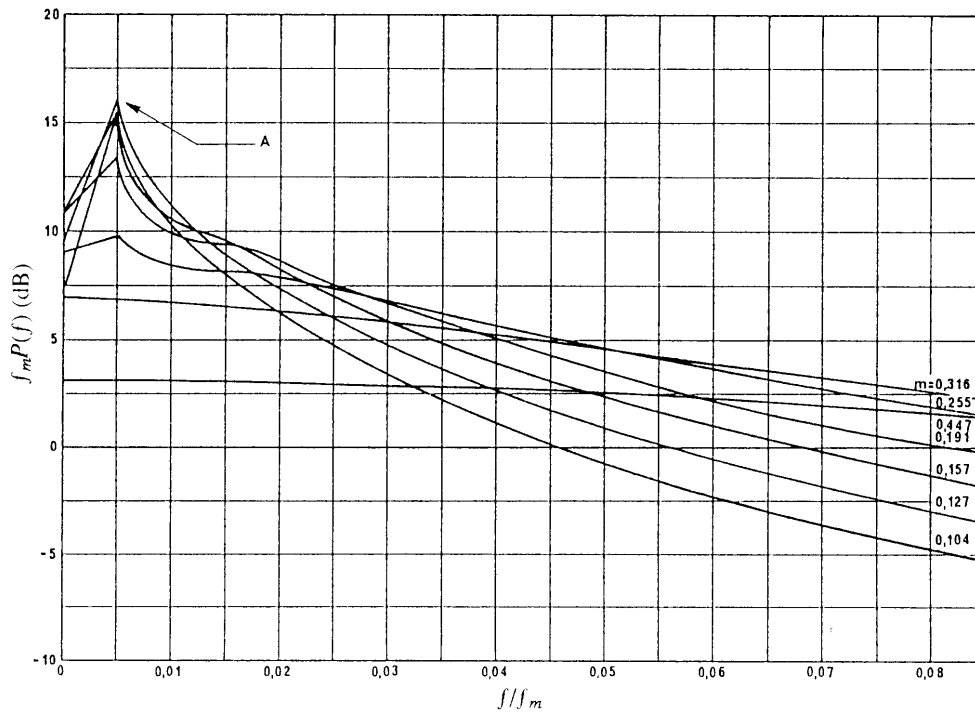


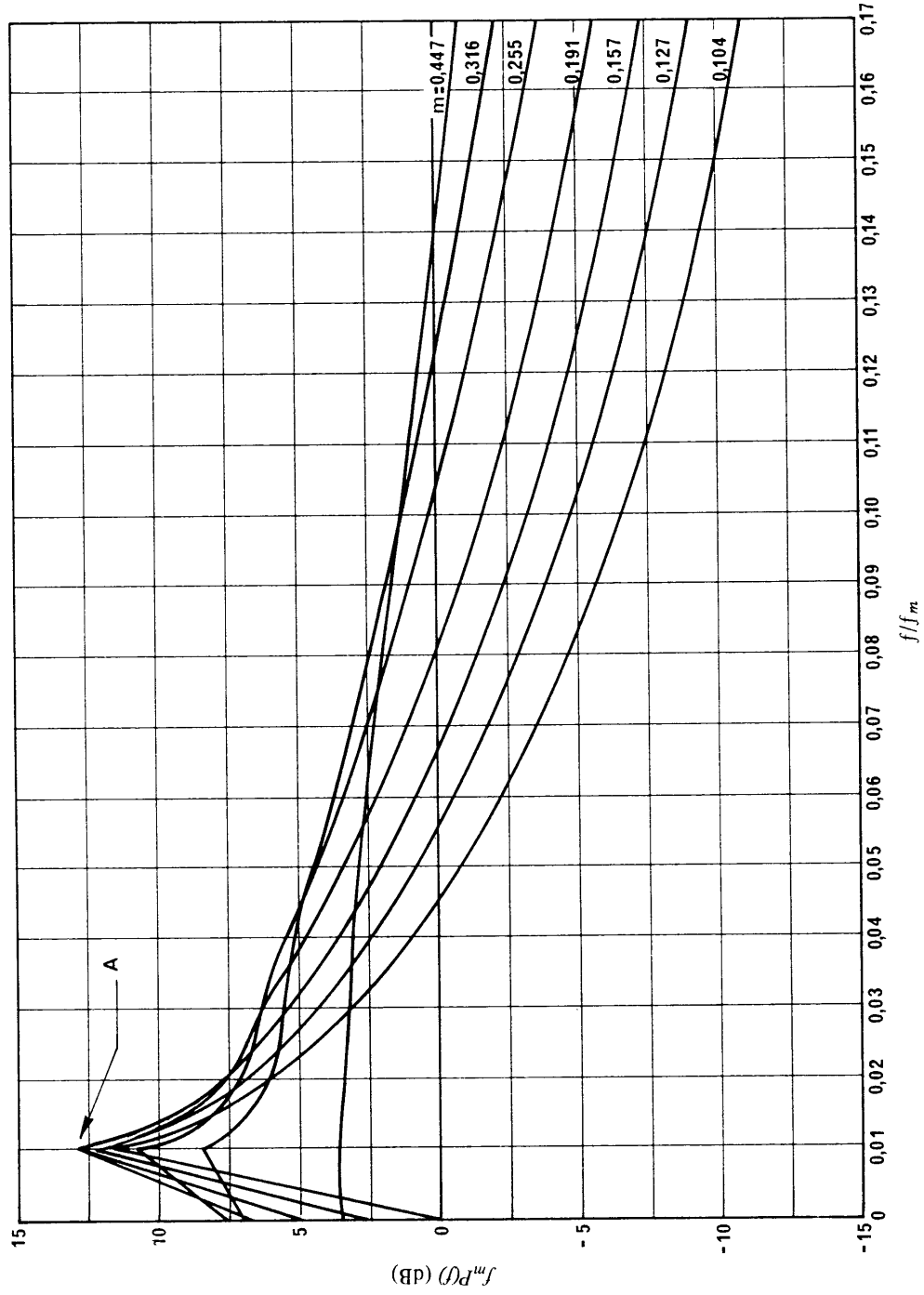
FIGURA 2f

Densidades normalizadas de potencia espectral para varios índices
de modulación y para $\epsilon = 0,005$



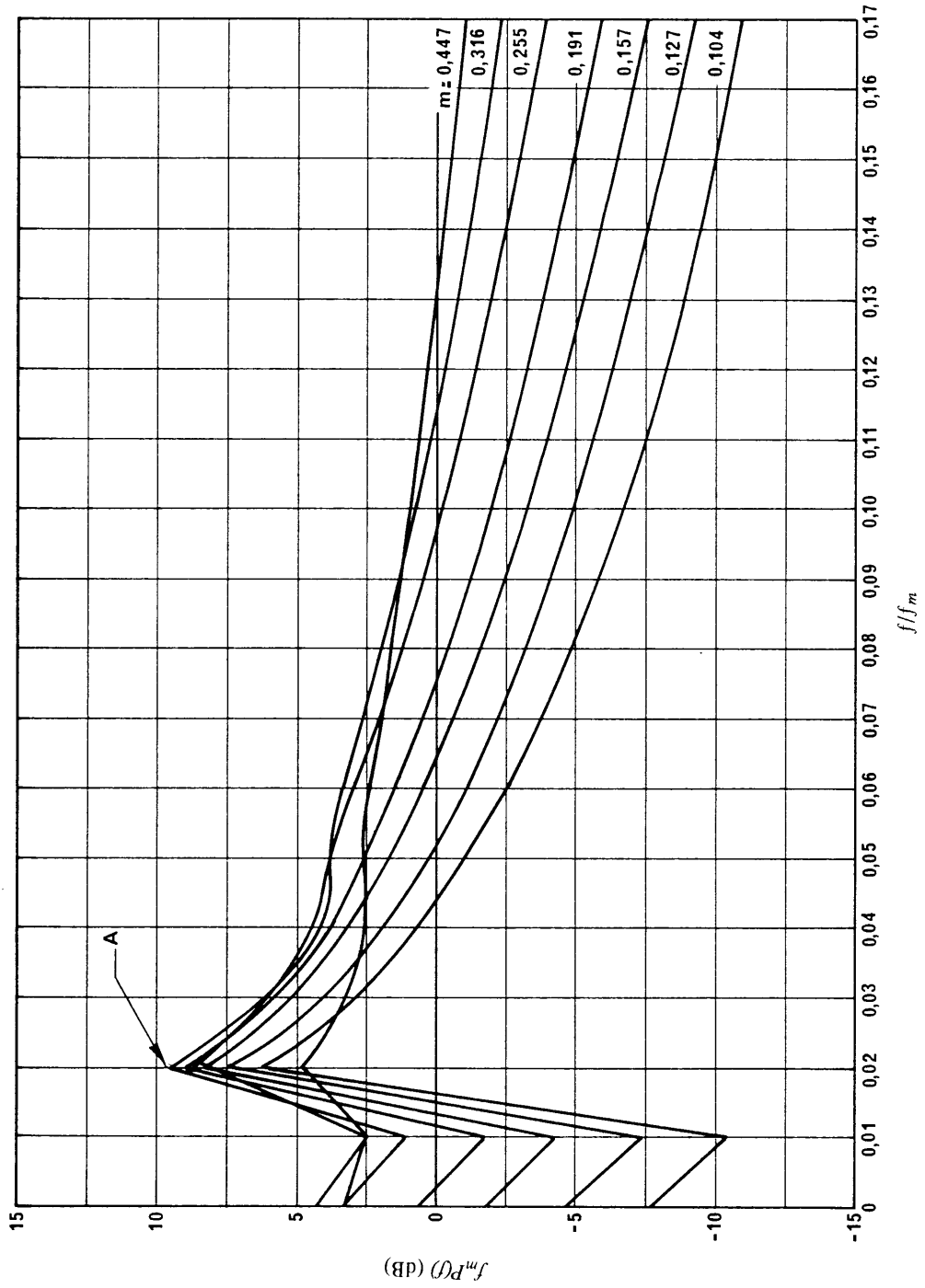
A: Los valores máximos en dB son: 15.9, 15.9, 15.2, 13.6, 9.8, 7.1, 3.2 para $m = 0,104$ a $0,447$ respectivamente

FIGURA 2g
 Densidades normalizadas de potencia espectral para varios índices de modulación y para $\epsilon = 0,01$



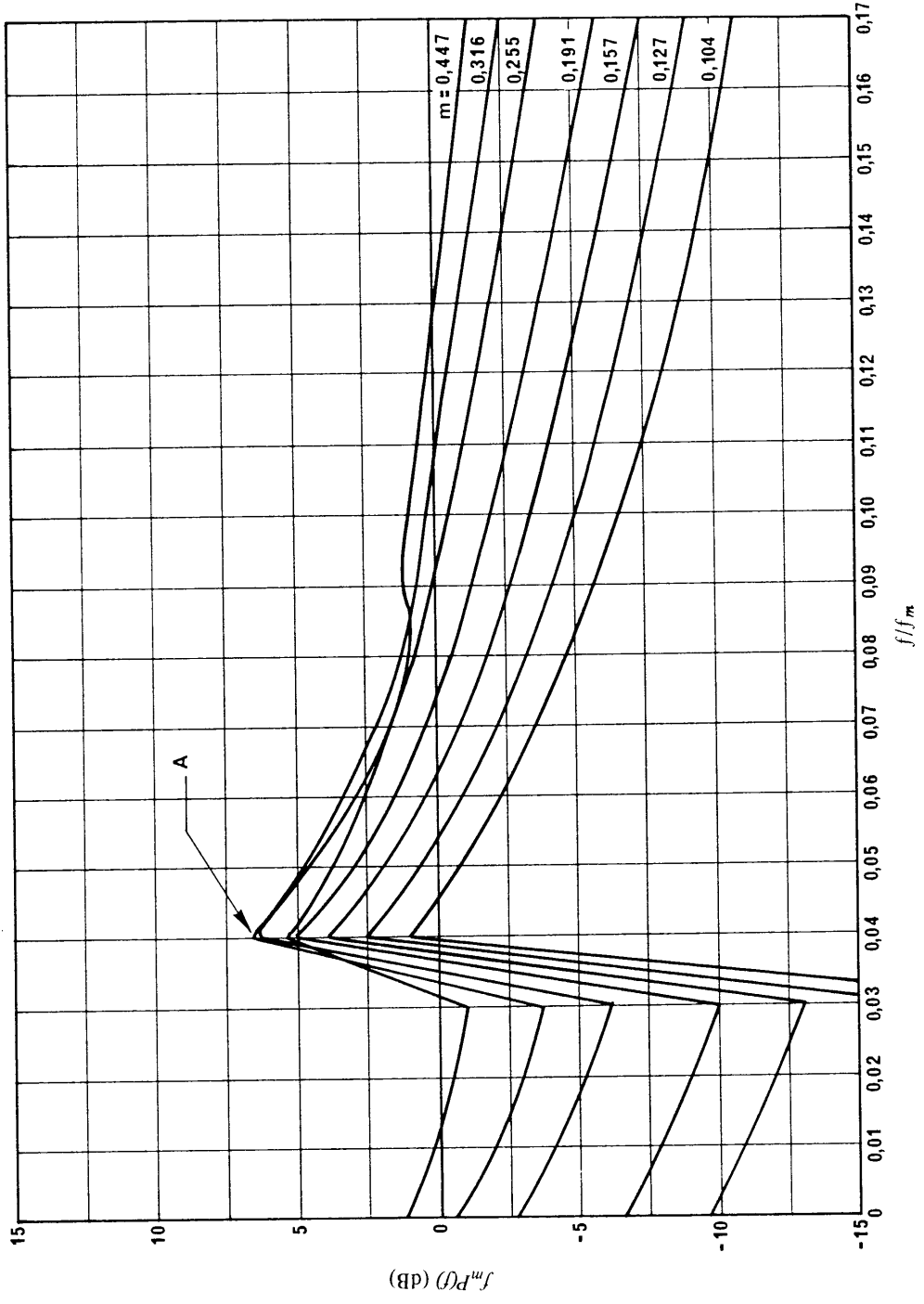
A: Los valores máximos en dB son: 11,6, 12,4, 12,9, 12,8, 10,9, 8,3, 3,5 para $m = 0,104$ a 0,447 respectivamente

FIGURA 2h
 Densidades normalizadas de potencia espectral para varios índices de modulación y para $\epsilon = 0,02$



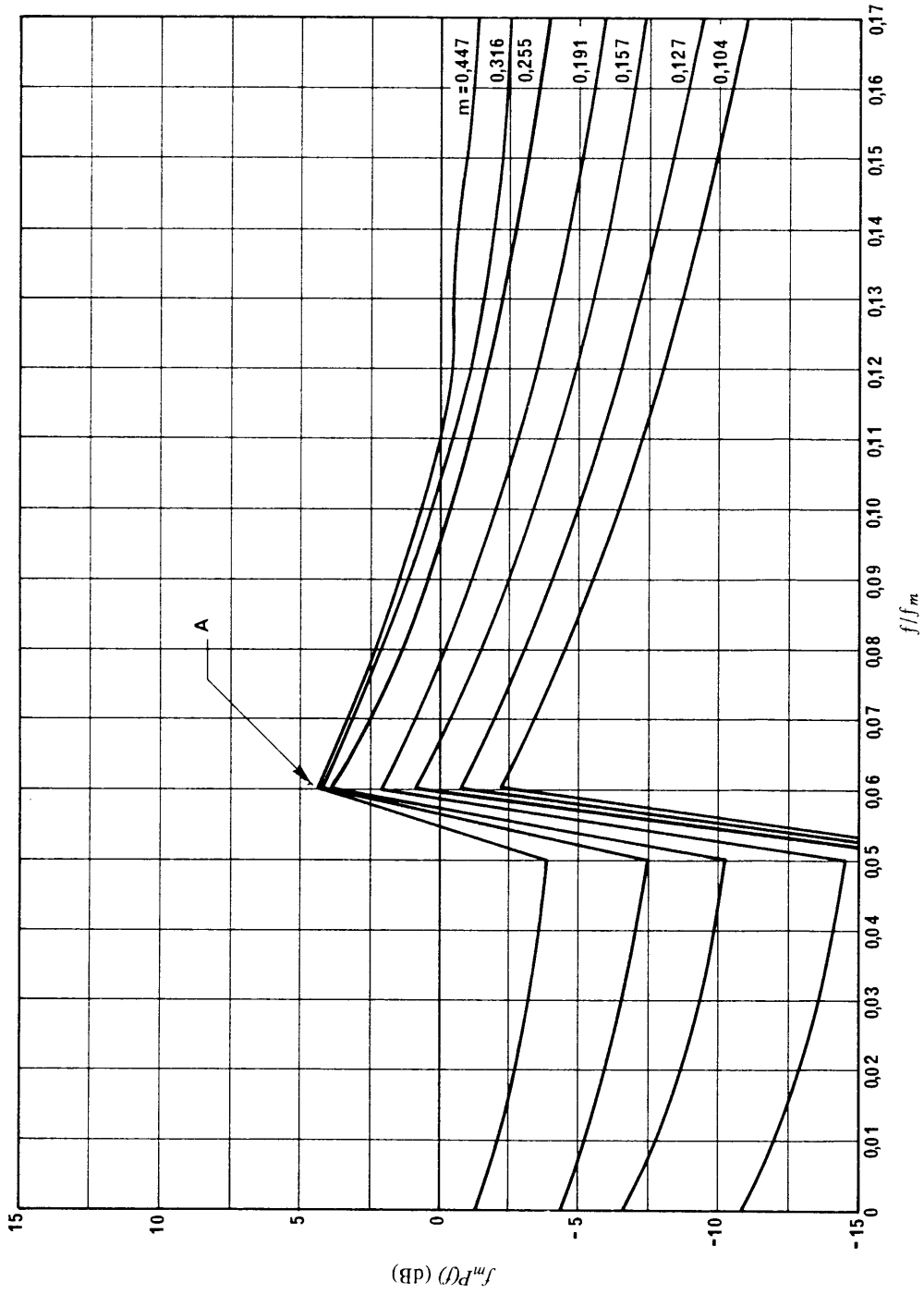
A: Los valores máximos en dB son: 6,5, 7,7, 8,8, 9,5, 9,6, 8,7, 4,8 para $m = 0,104$ a $0,447$ respectivamente

FIGURA 2i
 Densidades normalizadas de potencia espectral para varios índices de modulación y para $\epsilon = 0,04$



A: Los valores máximos en dB son: 1,0, 2,5, 3,9, 5,1, 6,3, 6,5, 5,2 para $m = 0,104$ a 0,447 respectivamente

FIGURA 2j
 Densidades normalizadas de potencia espectral para varios índices de modulación y para $\epsilon = 0,06$



A: Los valores máximos en dB son: -2,3, -0,7, 0,9, 2,2, 3,7, 4,4, 4,3 para $m = 0,104$ a $0,447$ respectivamente

Métodos de cálculo de la interferencia causada a sistemas distintos de los MDF-MF

A continuación se indica el método de cálculo aplicable a las señales deseadas distintas de las MDF-MF.

1. Generalidades

Para la mayoría de los casos se presentan fórmulas o gráficos en los que se observa fácilmente la degradación causada por la interferencia. Se proporcionan también espectros de las señales para permitir la determinación de la interferencia a partir de la fórmula general y para contribuir a los cálculos de la densidad de potencia utilizados en la Recomendación UIT-R SF.675.

Se necesitan ulteriores estudios sobre telefonía analógica de banda lateral única (BLU), BLU con compresión-expansión, MDF-MF con compresión-expansión, sistemas híbridos de datos más voz y datos más imagen, televisión con componentes analógicas multiplexadas (MAC-TV), televisión de alta definición (TVAD), acceso múltiple por distribución en el tiempo (AMDT), señales de acceso múltiple por diferenciación de código (AMDC) con espectro ensanchado, etc.

La degradación de la calidad de funcionamiento de una transmisión telefónica analógica se puede expresar en términos de ruido (pW) y de indisponibilidad. En el caso de la transmisión digital, esta degradación se puede expresar en proporción de bits erróneos (BER), segundos con muchos errores, segundos con errores, minutos degradados e indisponibilidad. En televisión MF, las expresiones dadas en este anexo permiten calcular el valor admisible de la relación portadora/interferencia.

Se incluyen notas con advertencias sobre los efectos de la interferencia que no pueden predecirse a partir de los espectros, así como sobre los efectos de la no linealidad del canal.

2. Formulaciones de la interferencia

2.1 Señal deseada: señal telefónica MF con un solo canal por portadora

Este caso requiere más amplios estudios.

2.2 Señal deseada: señal de televisión con modulación de frecuencia

Puede introducirse una relación de protección R , que represente la relación entre las potencias de las portadoras de las señales deseada e interferente correspondiente a una degradación dada. En el caso en que la señal interferente es una portadora no modulada, las pruebas realizadas en Francia a este respecto llevan a proponer los valores de R dados en la fig. 3 en función de la separación de frecuencia f_0 entre las portadoras de las señales deseada e interferente. La curva de la fig. 3, compuesta de dos segmentos de recta y de dos semirrectas, es una curva empírica que se ha obtenido a partir de las pruebas efectuadas (ΔF = excursión de frecuencia en las bajas frecuencias de la señal deseada (MHz)).

Se recuerda que el nivel de interferencia subjetivo elegido ha sido el correspondiente al umbral de perceptibilidad, en ausencia de ruido térmico, para un observador situado en un local pobremente iluminado, a una distancia de la imagen igual a seis veces la altura de ésta.

El valor admisible $(C/I)_a$ de esta relación viene dado por la expresión:

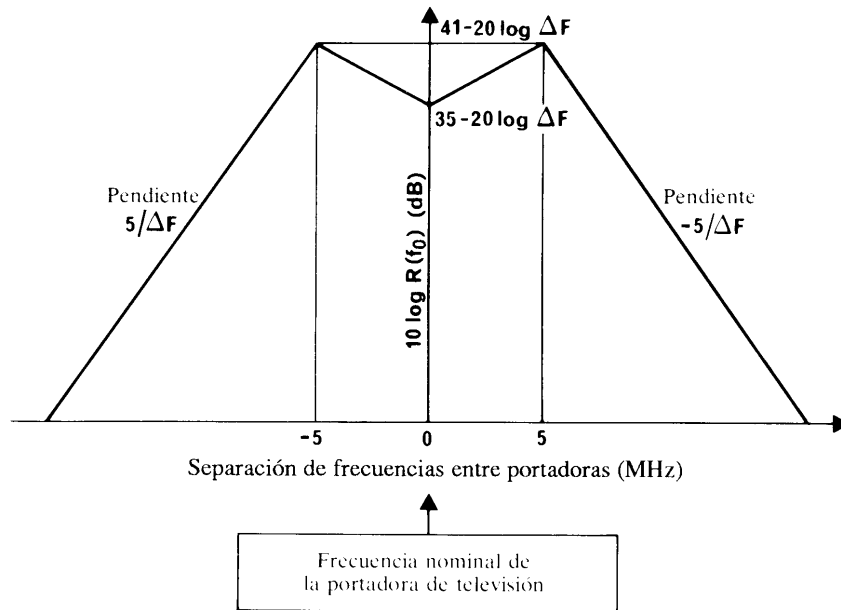
$$\left(\frac{C}{I}\right)_a = \int_{-\infty}^{+\infty} R(f - f_0) A(f) [P(f) + P_0 \delta] df \quad (27)$$

donde la significación de $P(f)$, P_0 y $A(f)$ es la indicada en el § 1.1 del anexo 1.

El cálculo de $(C/I)_a$ puede efectuarse una vez determinado el espectro de la señal interferente (véase el § 3).

* Nota del Director del CCIR – A título de información, la deducción de las fórmulas, así como otros antecedentes históricos, del presente anexo pueden encontrarse en las Referencias Bibliográficas que figuran en el Informe 388 del CCIR (Düsseldorf, 1990).

FIGURA 3
Relación de protección R (dB)



Señal deseada: portadora de TV con modulación de frecuencia
Señal interferente: portadora pura

ΔF : excursión de frecuencia en las bajas frecuencias de la señal deseada (TV con modulación de frecuencia) (MHz)

D12-sc

2.3 Señal deseada: señal telefónica con modulación de amplitud

2.3.1 Formulación general

Este caso requiere más amplios estudios.

2.3.2 Interferencia entre señales con modulación de amplitud

El factor K_4 se define como la diferencia (dB) entre la relación potencia de la señal/potencia de la señal interferente, y la relación densidad espectral de la señal en la banda apropiada de 4 kHz a la entrada del receptor/densidad de la señal interferente en la misma anchura de banda de 4 kHz.

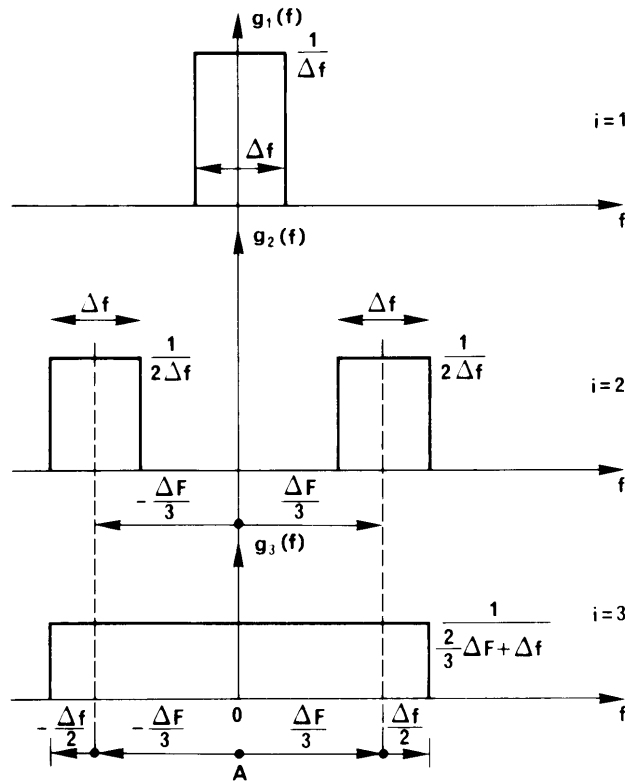
Como consecuencia de la propiedad que tiene la modulación lineal de transferir las señales interferentes directamente a la banda de base, el valor del factor K_4 es simplemente 0 dB para las emisiones en banda lateral única con portadora suprimida (BLUPS), y de 3 dB para las emisiones en doble banda lateral con portadora suprimida (DBLPS).

2.3.3 Interferencia causada a señales con modulación de amplitud por señales con modulación angular

Los valores del factor K_4 son también de 0 dB para emisiones en BLUPS, y de 3 dB para DBLPS.

El espectro de la señal interferente en banda de base será idéntico al espectro de la señal interferente en radiofrecuencia en el caso de BLUPS, y a la suma de los espectros interferentes en radiofrecuencia que caen dentro de las bandas laterales superior e inferior, en el caso DBLPS. En consecuencia, una señal interferente con modulación angular, con portadoras de nivel elevado generará, en banda de base, interferencia de tonos (frecuencias puras). En los sistemas MA, será generalmente necesario tener en cuenta este modo de interferencia al elegir la disposición de los canales.

FIGURA 4
Señal de televisión con modulación de frecuencia



Modelos utilizados para representar la parte central del espectro.

A: Frecuencia nominal

D13-sc

2.4 Señal deseada digital

Son conocidas las expresiones de la calidad de funcionamiento en el caso de sistemas de modulación digital coherente sin codificación, para un canal gaussiano. Sin embargo, en la práctica, apenas se encuentra el entorno de un canal gaussiano perfecto. La señal recibida es un proceso aleatorio constituido por dos componentes, la primera debida al ruido térmico blanco gaussiano y la segunda originada por las demás fuentes de perturbación, tales como la interferencia cocanal (ICC), la interferencia de canal adyacente (ICA) y la interferencia entre símbolos (IES). En principio, pueden evaluarse los efectos de estas interferencias sobre la probabilidad de error. Entre los métodos que pueden emplearse para ello figuran el cálculo directo/simulación, método numérico con simulación en computador, la serie de Gram-Charlier, la regla de cuadratura gaussiana, la integración compleja y los métodos de contorno.

2.4.1 Entorno de interferencia gaussiana

La calidad en términos de probabilidad de errores de la modulación por desplazamiento de fase binaria (MDPB = MDP-2), de la MDP M-aria (MDP-M) ($M > 2$), de la modulación de amplitud en cuadratura M-aria (MCQ-M), de la modulación de respuesta parcial en cuadratura M-aria (MRPC-M) y MDPB diferencial (MDPB-D) viene dada por las siguientes expresiones:

$$P_B \doteq \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_b}) \quad (\text{MDPB}) \quad (28)$$

$$P_{\text{MDPB-D}} = \frac{1}{2} e^{-\gamma_b} \quad (29)$$

$$P_M \doteq \operatorname{erfc}\left(\sqrt{k\gamma_b} \operatorname{sen} \frac{\pi}{M}\right) \quad (\text{MDP-M}, M > 2) \quad (30)$$

$$P_L \doteq \left(1 - \frac{1}{L}\right) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3}{M-1}} \frac{1}{2} \gamma_{av} \right) \quad (\text{MAQ-M}) \quad (31a)$$

$$P_L \doteq \left(1 - \frac{1}{M}\right) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3}{M-1}} \frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{4}\right)^2 \gamma_{av} \right) \quad (\text{MRPC-M}) \quad (32a)$$

$$P_M = 2P_L \left(1 - \frac{1}{2} P_L\right) \quad (\text{MAQ-M y MRPC-M}) \quad (31b) \text{ y } (32b)$$

donde:

$$\gamma_b = \frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N} \frac{B}{f_b} \quad (33)$$

- P_B : calidad en cuanto a probabilidad de errores de un sistema MDPB
- P_M : proporción de símbolos erróneos para los sistemas MDPB ($M > 2$), MAQ-M y MRPC-M
- P_L : probabilidad de errores de la señal de banda de base para cada una de las componentes en cuadratura del sistema MAQ o RPC
- P_{MDPB-D} : calidad de la probabilidad de errores de un sistema MDPB diferencial
- γ_{av} : relación señal/ruido media para un símbolo de k bits
- $k = \log M$, siendo M el número de estados
- L : número de niveles de la banda de base, es decir, $M = L^2$
- γ_b : relación «energía por bit/densidad espectral del ruido»
- C/N : relación portadora/ruido térmico
- f_b : velocidad de bit (bit/s), y
- B : anchura de banda bilateral del ruido (Hz). Suponemos que B es igual a la anchura de banda de Nyquist bilateral.

Las expresiones (28), (30) y (31) permiten dibujar las curvas de calidad en cuanto a probabilidad de errores representadas en la fig. 5.

En el caso de los sistemas MAQ-M que utilizan un filtrado estricto (como el filtrado Nyquist de coseno alzado) puede tratarse la interferencia como un ruido gaussiano. Un receptor MAQ-M puede resultar interferido por una o varias fuentes. La distribución de la amplitud de una señal interferente filtrada estrictamente presenta una relación «valor de cresta/valor medio» elevada que podría aproximarse por una fuente de ruido gaussiano equivalente. En el caso de varias señales interferentes puede considerarse que las fuentes interferentes son variables aleatorias independientes. Según el teorema del límite central, en ciertas condiciones, la densidad de probabilidad de la interferencia equivalente resultante se aproxima a una curva gaussiana cuando aumenta el número de fuentes. En consecuencia, en los casos de interferencia simple y múltiple, la interferencia equivalente puede considerarse como un ruido gaussiano. Este enfoque práctico proporciona curvas de calidad útiles en las cuales puede apreciarse fácilmente la degradación debida a la interferencia.

La interferencia gaussiana, se combina con el ruido de canal, que se supone de tipo blanco gaussiano, resultando una relación portadora/ruido total $(C/N)_T$ dada por:

$$(C/N)_T = (N/C + I/C)^{-1} \quad (34a)$$

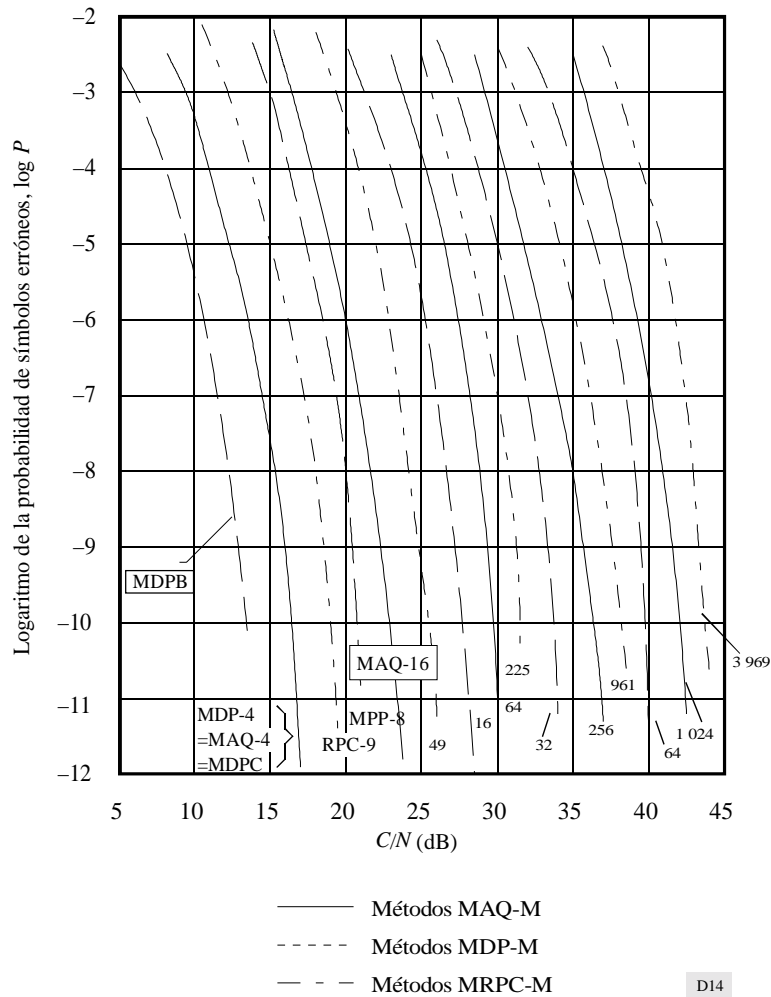
$$I/C = I_1/C + I_2/C + \dots + I_n/C \quad (34b)$$

donde N/C es la relación ruido térmico/portadora, I/C es la relación interferencia equivalente/portadora e I_i/C ($i = 1, \dots, n$) es la relación interferencia/portadora para la fuente aleatoria i -ésima. Se utilizan expresiones conocidas tales como las de las ecuaciones (28) a (31) para calcular la calidad de funcionamiento de los sistemas de modulación digital coherente en presencia de interferencia, sustituyendo C/N por $(C/N)_T$ y empleando C/I como parámetro variable. La utilización de C/I como parámetro variable produce el conjunto de curvas representado en las figs. 6 y 7. En la fig. 8, se resumen las degradaciones (dB) de $(C/N)_T - C/N$ para el caso de una proporción de bits erróneos $P_e = 10^{-6}$,

en función de la relación C/I , para los sistemas MAQ-M. Si una relación portadora/interferencia es al menos 10 dB mayor que la relación portadora/ruido térmico necesaria para $P_e = 10^{-6}$, la degradación debida a la interferencia será menor que 1 dB. Aunque no se ha representado en la fig. 8 puede deducirse que si la relación C/I es al menos 6 dB mayor que la relación C/N correspondiente a $P_e = 10^{-3}$, la degradación debida a la interferencia será inferior a 1 dB.

FIGURA 5

Calidad en cuanto a probabilidad de errores media de los métodos de modulación de M niveles en función de la relación portadora/ruido térmico (medido en la anchura de banda de Nyquist bilateral) para un canal con ruido gaussiano solamente



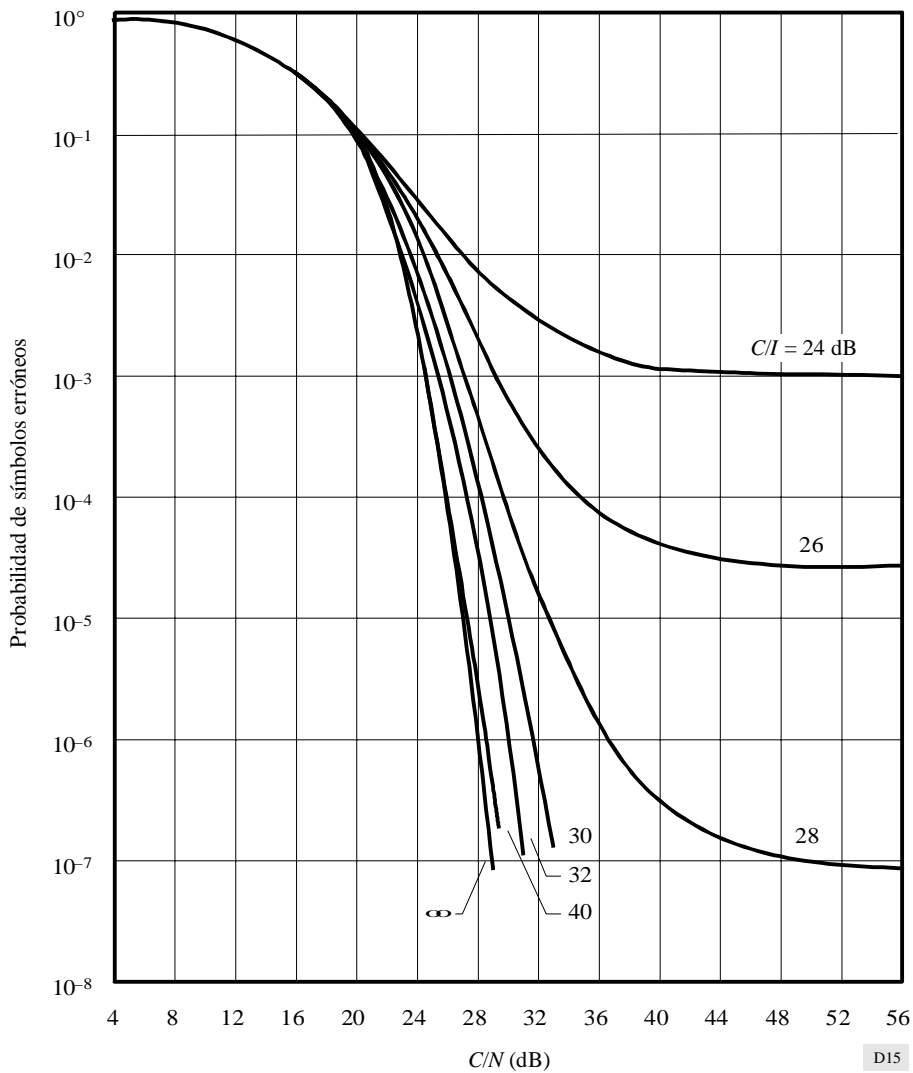
Sin embargo, la interferencia del tipo gaussiano no es necesariamente el caso más desfavorable. Se encarece a las administraciones que estudien nuevos métodos para la determinación de los efectos mutuos de la interferencia entre la MAQ-M y otros métodos de modulación analógicos y digitales.

2.4.2 Método de la regla de cuadratura gaussiana

En este punto se presentan curvas de calidad para proporciones de bits erróneos de 10^{-3} y 10^{-6} con C/I y C/N como variables. Estas curvas se han obtenido utilizando la regla de cuadratura gaussiana. Estas curvas se refieren a la interferencia cocanal y de canal adyacente en portadoras MDP-4, MAQ-16 y MAQ-64 por diversos tipos de portadoras interferentes. Se supone que los filtros de transmisión y recepción de los sistemas deseado e interferente tienen funciones de transferencia de coseno alzado, raíz cuadrada, con factores de decremento de 0,4 y 0,5 típicos para sistemas de satélites. El filtro de transmisión comprende también un igualador de apertura para conseguir la condición libre de interferencia entre símbolos. Para fines de comparación, en cada figura se incluye también una curva obtenida suponiendo interferencia gaussiana (véase el § 2.4.1).

FIGURA 6

Calidad de funcionamiento en términos de probabilidad de errores media para un método de modulación MAQ-64, en función de la relación portadora/ruido térmico (C/N) (medido en la anchura de banda de Nyquist bilateral), tomando como parámetro la relación portadora/interferencia (C/I)

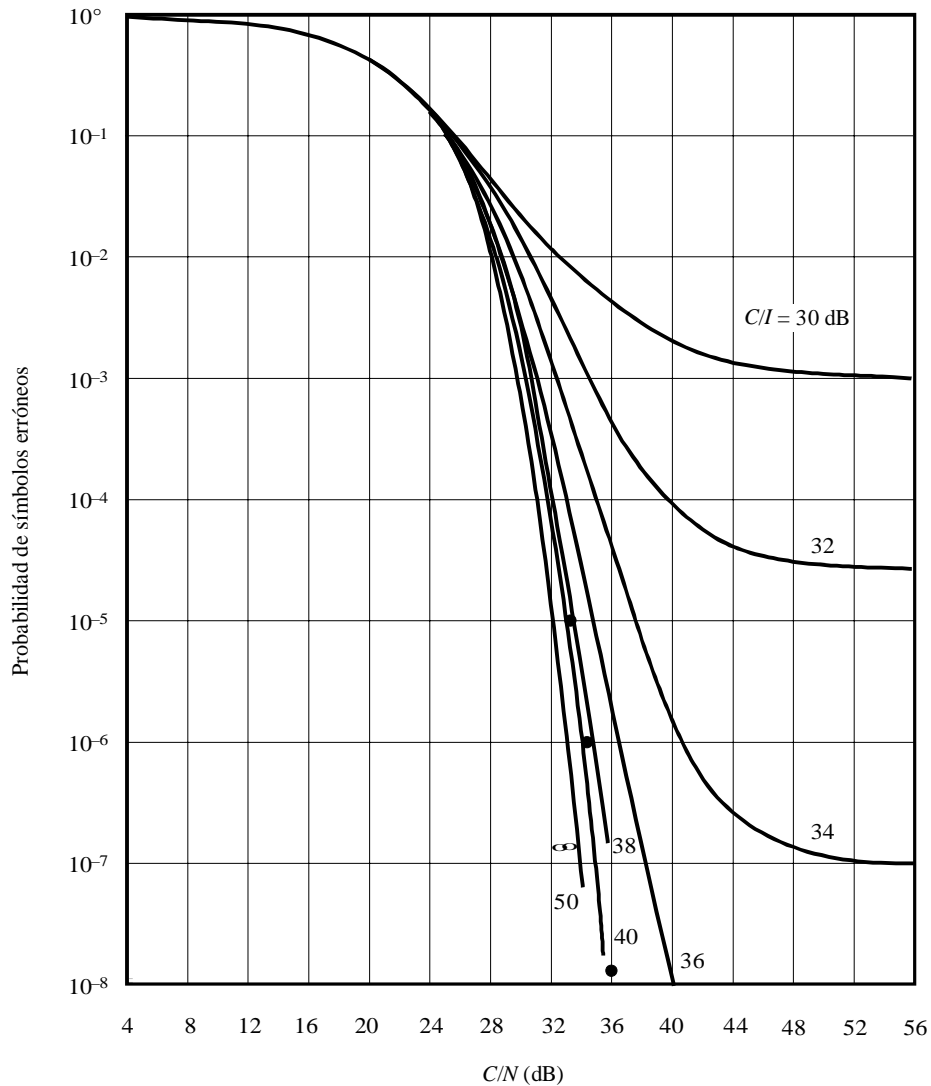


En las figs. 9 a 13, C/I' se define como la relación entre la potencia de la portadora en la entrada del filtro de recepción y la potencia interferente en la salida en el filtro de recepción. La relación se puede determinar restando el factor de reducción de la interferencia correspondiente que se da en las figuras. Además, en esas figuras C/N representa la relación entre potencia de la portadora en la entrada del filtro de recepción y la potencia de ruido en la salida del filtro de recepción. La relación portadora/ruido en la salida del filtro de recepción es inferior en aproximadamente 0,5 dB a causa de la atenuación del espectro de la portadora deseada por el filtro de recepción.

Las figs. 9 a 11 se refieren a la interferencia cocanal y de canal adyacente en sistemas con modulación MDP-4, MAQ-16 y MAQ-64 con diversos valores de separación de frecuencia entre dos portadoras igualmente moduladas. La fig. 12 presenta la interferencia cocanal entre dos portadoras MDP-4 con anchuras de banda relativas diferentes. En la fig. 13 se presenta el efecto de la interferencia de diferentes tipos de modulación en la calidad de funcionamiento de un sistema MDP-4.

FIGURA 7

Calidad de funcionamiento media en términos de probabilidad de errores para un método de modulación MAQ-256 en función de la relación portadora/ruido térmico (C/N), tomando como parámetro la relación portadora/interferencia (C/I) (anchura de banda de Nyquist de doble banda lateral)



● Resultados de mediciones con módems a 1,6 Mbit/s y $C/I = 40$ dB

D16

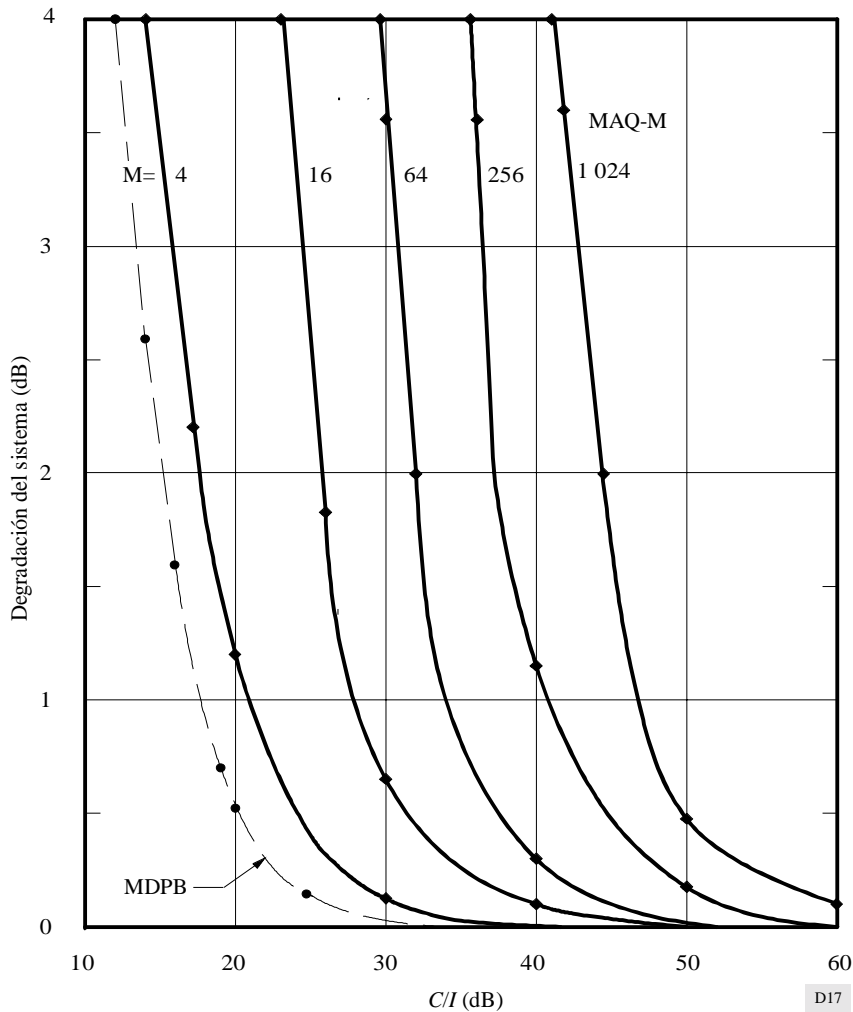
Del simple análisis de las figuras se pueden deducir las siguientes conclusiones generales:

- cuando la potencia de la señal interferente es igual o mayor que la potencia del ruido térmico, el efecto de la interferencia con modulación angular es considerablemente menor que el producido por un nivel equivalente de potencia de ruido blanco gaussiano;
- cuando la potencia de la señal interferente es pequeña comparada con la potencia del ruido térmico, el efecto sobre la proporción de errores puede calcularse correctamente suponiendo que la señal interferente equivale al ruido gaussiano de igual potencia;
- con una relación portadora/interferencia determinada, la vulnerabilidad a la interferencia aumenta considerablemente a medida que aumenta el número de símbolos transmitidos, M ;
- para la misma potencia interferente después del filtrado, los efectos de la interferencia tienden a ser mayores a medida que aumenta la separación de frecuencia entre portadoras. Estos efectos tienden también a aumentar con la anchura de banda de la portadora interferente y con el número de portadoras interferentes. Son aproximadamente

iguales cuando la portadora interferente es MDP-4 o MDP-8, pero aumentan con el número de símbolos en el caso de una señal MAQ interferente. Todas estas situaciones se pueden interpretar en términos de un aumento del factor de cresta de la interferencia; con valores altos de separación de frecuencia (interferencia de canal adyacente), con valores altos de anchura de banda de la portadora interferente y con un gran número de portadoras interferentes, el efecto de la interferencia se aproxima al de un nivel igual de ruido blanco gaussiano.

FIGURA 8

Degradación (dB) de la relación C/N en el caso de sistemas de modulación MAQ-M con respecto al valor teórico necesario para lograr la calidad de funcionamiento correspondiente a $P_e = 10^{-6}$, en función de la relación portadora/interferencia (C/I) (dB) (medida en la anchura de banda de Nyquist bilateral)

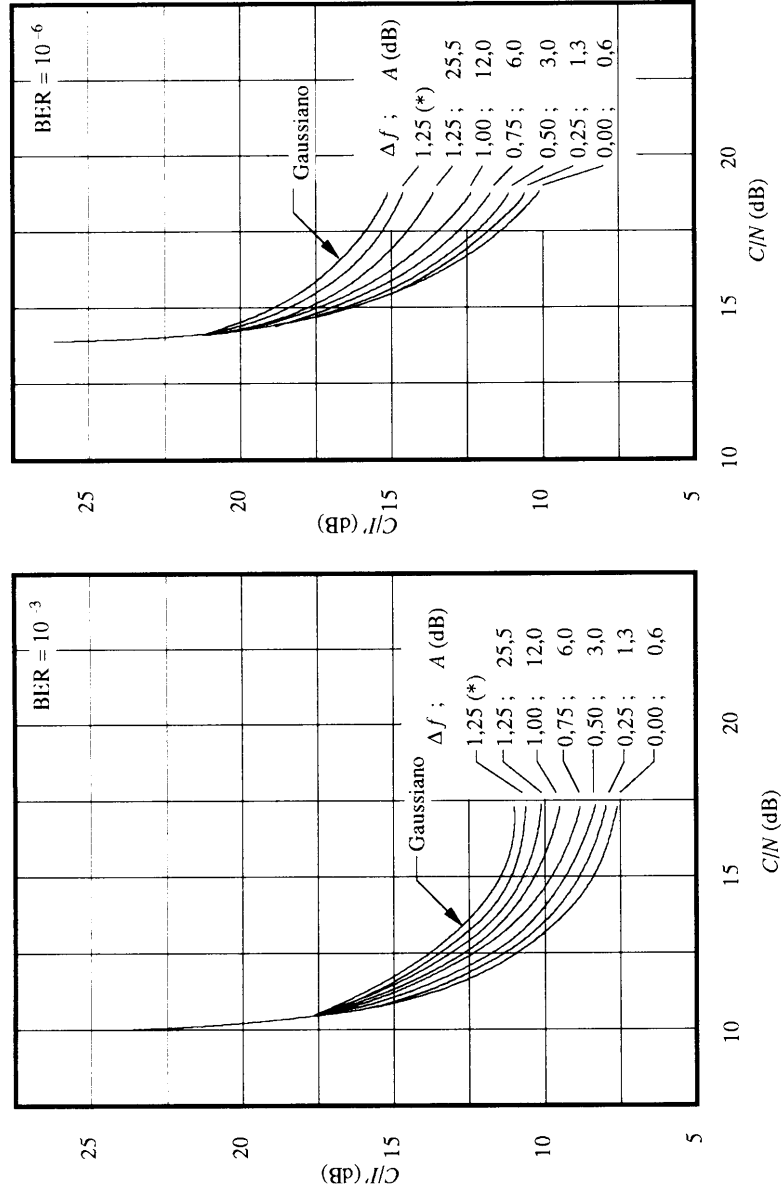


2.4.3 Método numérico con simulación por computador

Se puede utilizar un método de cálculo («Método numérico con simulación por computador») para evaluar la calidad de funcionamiento de sistemas generales de modulación multiestados MDP y MAQ alternados, y no alternados, en un entorno de distorsión, interferencia y ruido aditivo, comprendido en unos sistemas MAQ de constelación modificados. En la fig. 14 se presentan los resultados del cálculo de una sola interferencia en un sistema MAQ-16. Las curvas representan los resultados obtenidos por el método de cálculo arriba descrito. Para fines de comparación, en la fig. 14 se utiliza el símbolo \times en las curvas para indicar los resultados obtenidos utilizando un cálculo puramente numérico con una técnica de expansión de series. Los resultados concuerdan también entre sí.

Este método se puede utilizar también para analizar los efectos combinados de la interferencia y la distorsión de realización.

FIGURA 9
 Comparación entre C/I' y C/N para transmisión MDP-4 con portadoras interferentes MDP-4,
 «proporción de bits erróneos» (BER) de 10^{-3} y 10^{-6}



Δf : Separación de frecuencia entre portadoras (normalizada en relación con la velocidad de símbolos)

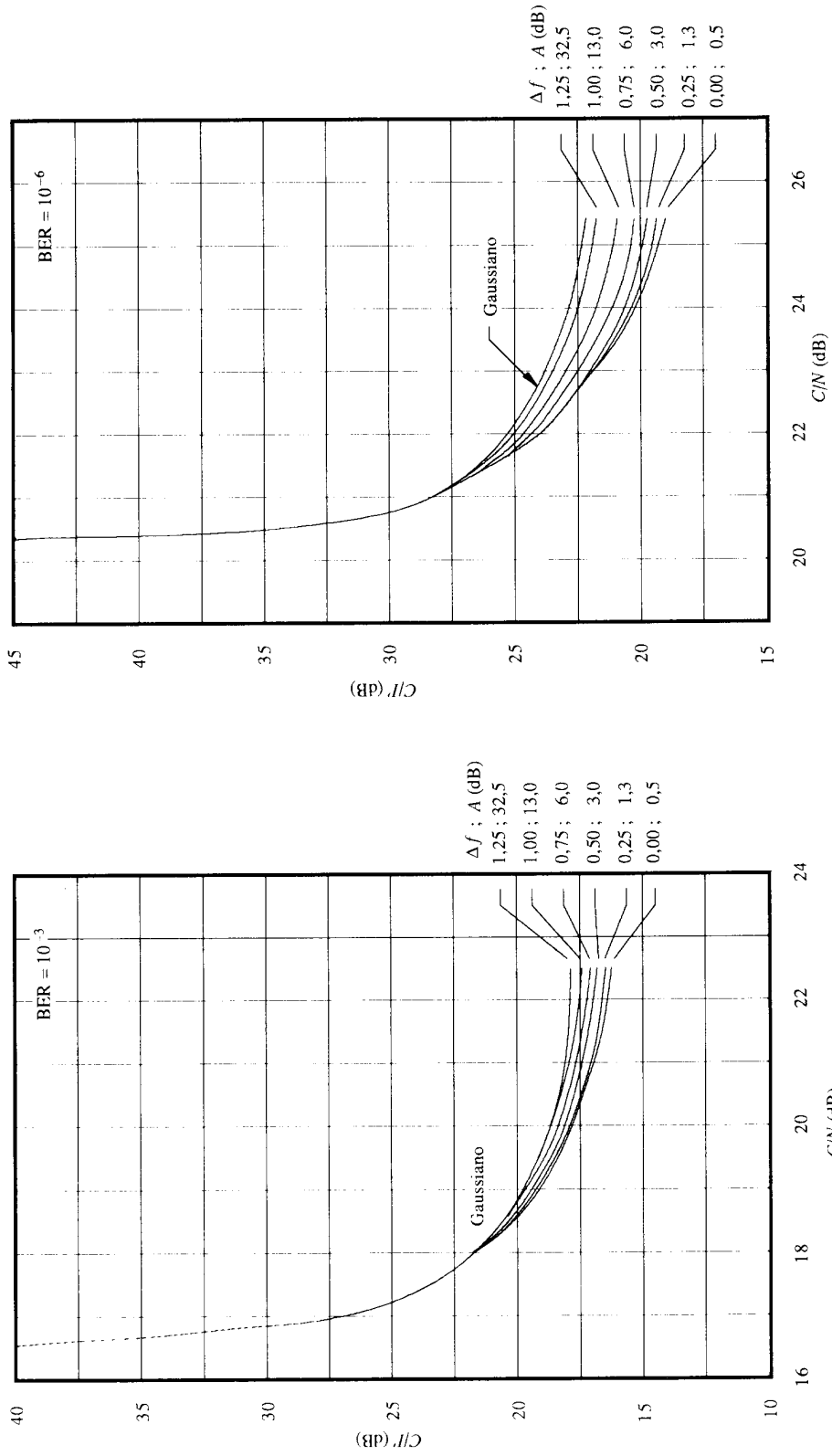
A (dB): Factor de reducción de la interferencia definido como relación entre las potencias interferentes en la entrada y en la salida del filtro de recepción

Caída del filtro ("roll-off") = 0,5

* 2 portadoras adyacentes.

FIGURA 10

Comparación entre C/I' y C/N para transmisión MAQ-16 con portadoras interferentes MAQ-16, BER de 10^{-3} y 10^{-6}



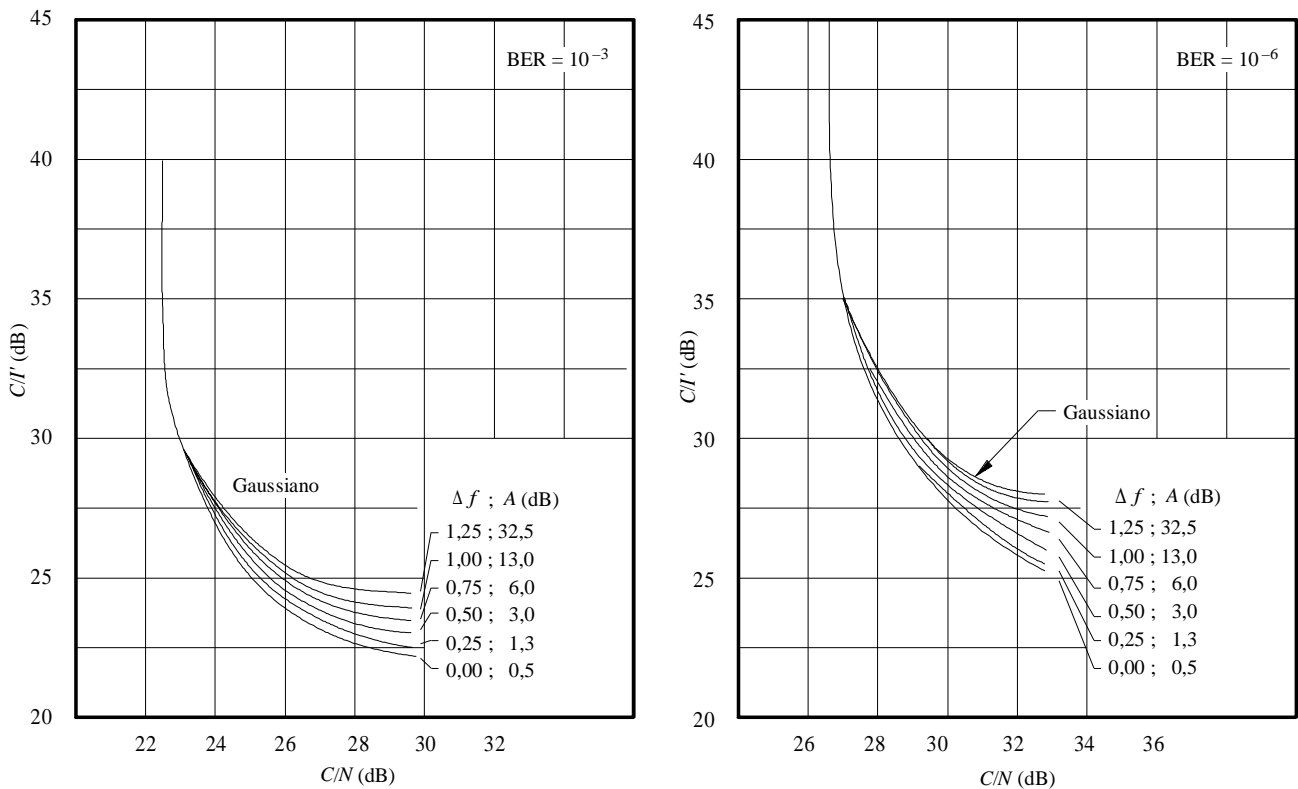
Δf : Separación de frecuencia entre portadoras (normalizada en relación con la velocidad de símbolos)

A (dB) : Factor de reducción de la interferencia definido como relación entre las potencias interferentes en la entrada y en la salida del filtro de recepción

Caída del filtro ("roll-off") = 0,4

FIGURA 11

Comparación entre C/I' y C/N para transmisión MAQ-64 con portadoras interferentes MAQ-64, BER de 10^{-3} y 10^{-6}



Δf : Separación de frecuencia entre portadoras (normalizada en relación con la velocidad de símbolos)
 A (dB) : Factor de reducción de la interferencia definido como relación entre las potencias interferentes en la entrada y en la salida del filtro de recepción
 Caída del filtro ("roll-off") = 0,4

D20

2.4.4 Métodos basados en los límites

En muchos casos prácticos en que no se dispone de una descripción estadística exacta de las diversas interferencias, un método útil es calcular un límite superior de la probabilidad de error. Este método exige conocer solamente la relación portadora/ruido a la entrada del demodulador C/N , la relación entre los valores de cresta y eficaz de la interferencia, y la relación entre las potencias de la señal deseada e interferente C/N . Debe señalarse que los resultados son válidos para un sistema teórico, y no tienen en cuenta las limitaciones prácticas de los sistemas, por lo que de hecho pueden tener valores muy diferentes a causa de la fluctuación de fase y otras degradaciones que se dan en la práctica.

Otros estudios proporcionan resultados para varios casos de interés práctico, incluido el efecto de la separación de frecuencias entre las portadoras deseada e interferente.

En las figs. 15 y 16 se presentan curvas de combinaciones de las relaciones C/N y C/I que dan lugar a un límite superior de la probabilidad de bits erróneos (BER) de 10^{-3} y 10^{-7} , respectivamente. Estas curvas se aplican a casos de interferencia única o múltiple. Las curvas paramétricas se presentan en función del factor de cresta de la interferencia FC :

$$FC = 20 \log \frac{R}{\tau_r} \tag{35}$$

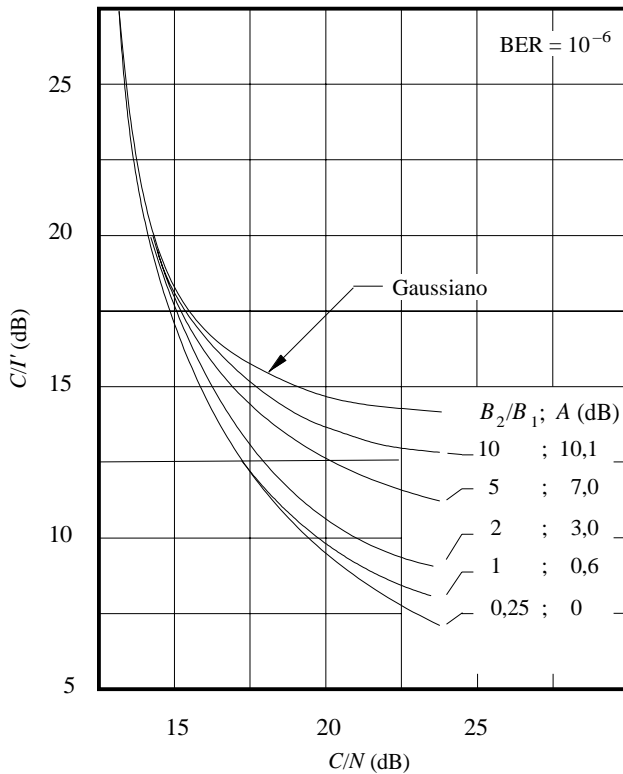
donde:

R : valor de cresta de la envolvente de la interferencia

τ_r : valor cuadrático medio de la envolvente de la interferencia.

FIGURA 12

Comparación entre C/I' y C/N para transmisión MDP-4 con portadoras interferentes MDP-4, de diferente anchura de banda BER de 10^{-6}

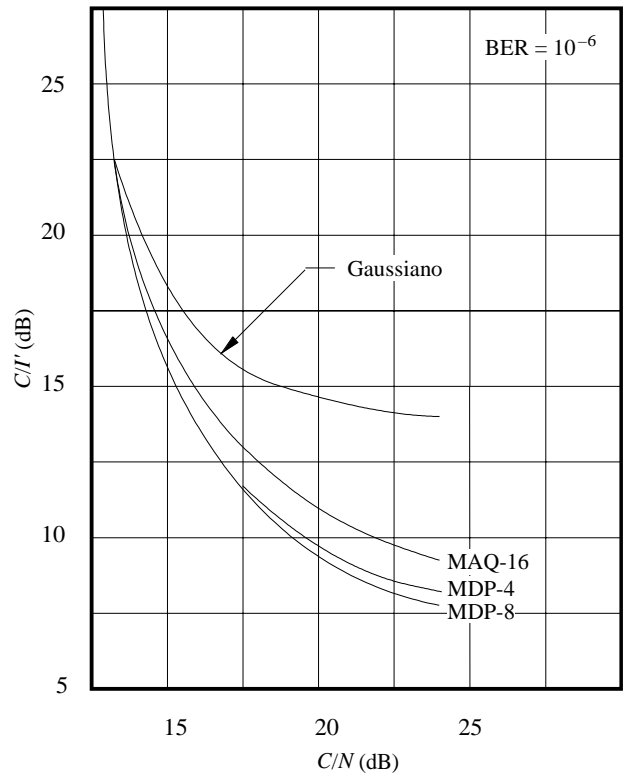


B_1 : Anchura de banda de la portadora deseada
 B_2 : Anchura de banda de la portadora interferente
 A (dB): Factor de reducción de la interferencia definido como relación entre la potencia interferente en la entrada y en la salida del filtro de recepción

Caída del filtro ("roll-off") = 0,5

FIGURA 13

Comparación entre C/I' y C/N para transmisión MDP-4 con portadoras interferentes MDP y MAQ de igual anchura de banda BER de 10^{-6}



Caída del filtro ("roll-off") = 0,5

D21

Una señal con modulación angular no filtrada tiene un valor

$$FC = 0$$

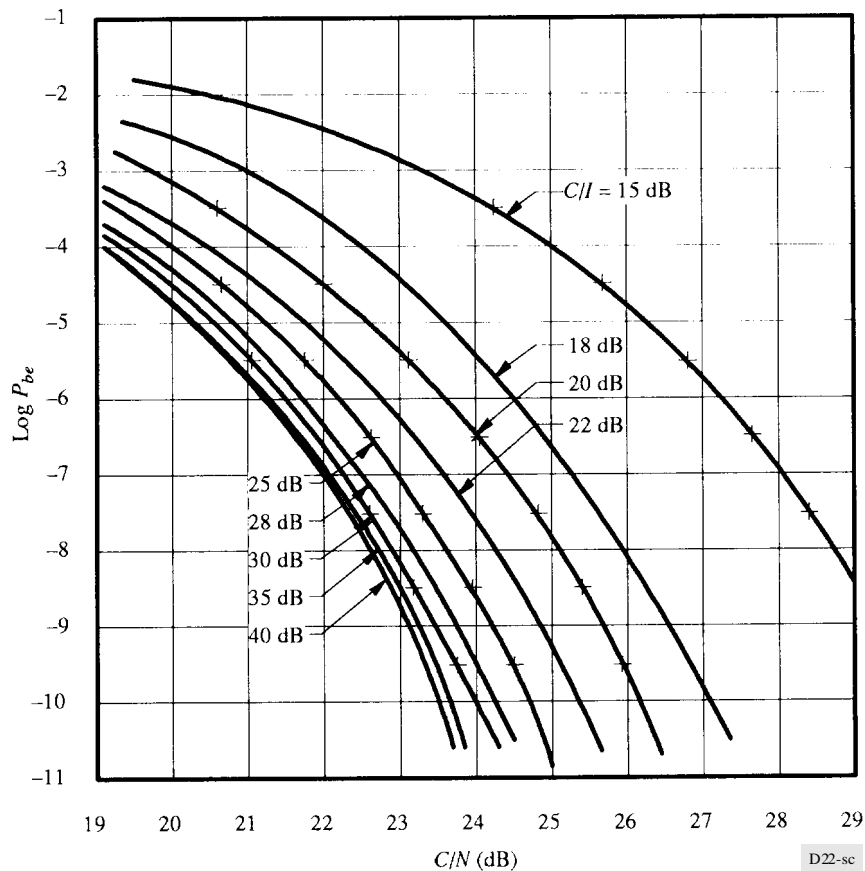
Se pueden obtener directamente de las curvas $FC = 0$ de las figs. 15 y 16 resultados idénticos a los que corresponderían a una señal única con modulación angular (MF, MP, MDPC, MDPD) que interfiera con una señal MDPC de 2 niveles. Los resultados correspondientes a la interferencia causada a emisiones MDPC de 3 y 4 niveles pueden obtenerse indirectamente a partir de las mismas curvas, utilizando las fórmulas anteriores.

Del simple análisis de las figuras se pueden deducir las siguientes conclusiones generales:

- cuando la potencia de la señal interferente es igual o mayor que la potencia del ruido térmico, el efecto de la interferencia con modulación angular es considerablemente menor que el producido por un nivel equivalente de potencia de ruido blanco gaussiano;
- cuando la potencia de la señal interferente es pequeña comparada con la potencia del ruido térmico, el efecto sobre la proporción de errores puede calcularse correctamente suponiendo que la señal interferente equivale al ruido gaussiano de igual potencia;
- para una determinada relación portadora/interferencia, la vulnerabilidad a la interferencia aumenta considerablemente a medida que crece el número M de fases transmitidas.

FIGURA 14

Resultados del cálculo para una sola fuente interferente en un sistema MAQ-16



2.4.5 Interferencia causada por señales con modulación angular a señales MDP diferencial (MDPD)

La fig. 17 muestra las curvas de proporción de símbolos erróneos en función de la relación C/N , utilizando la relación C/I como parámetro, para señales diferencialmente coherentes con 2, 4, 8 y 16 fases transmitidas. La probabilidad de error en el caso de la detección diferencial depende, según puede verse, de un parámetro adicional, θ , que es el deslizamiento relativo de fase de la interferencia entre una muestra y la siguiente. La dependencia de θ disminuye, sin embargo, a medida que aumenta el número de fases transmitidas. En consecuencia, se supone que θ es una variable aleatoria uniformemente distribuida en sistemas con más de 4 fases transmitidas. Se han derivado, pues, probabilidades medias de error para $M = 8$ y $M = 16$, así como límites de probabilidad para los casos de 2 y 4 niveles.

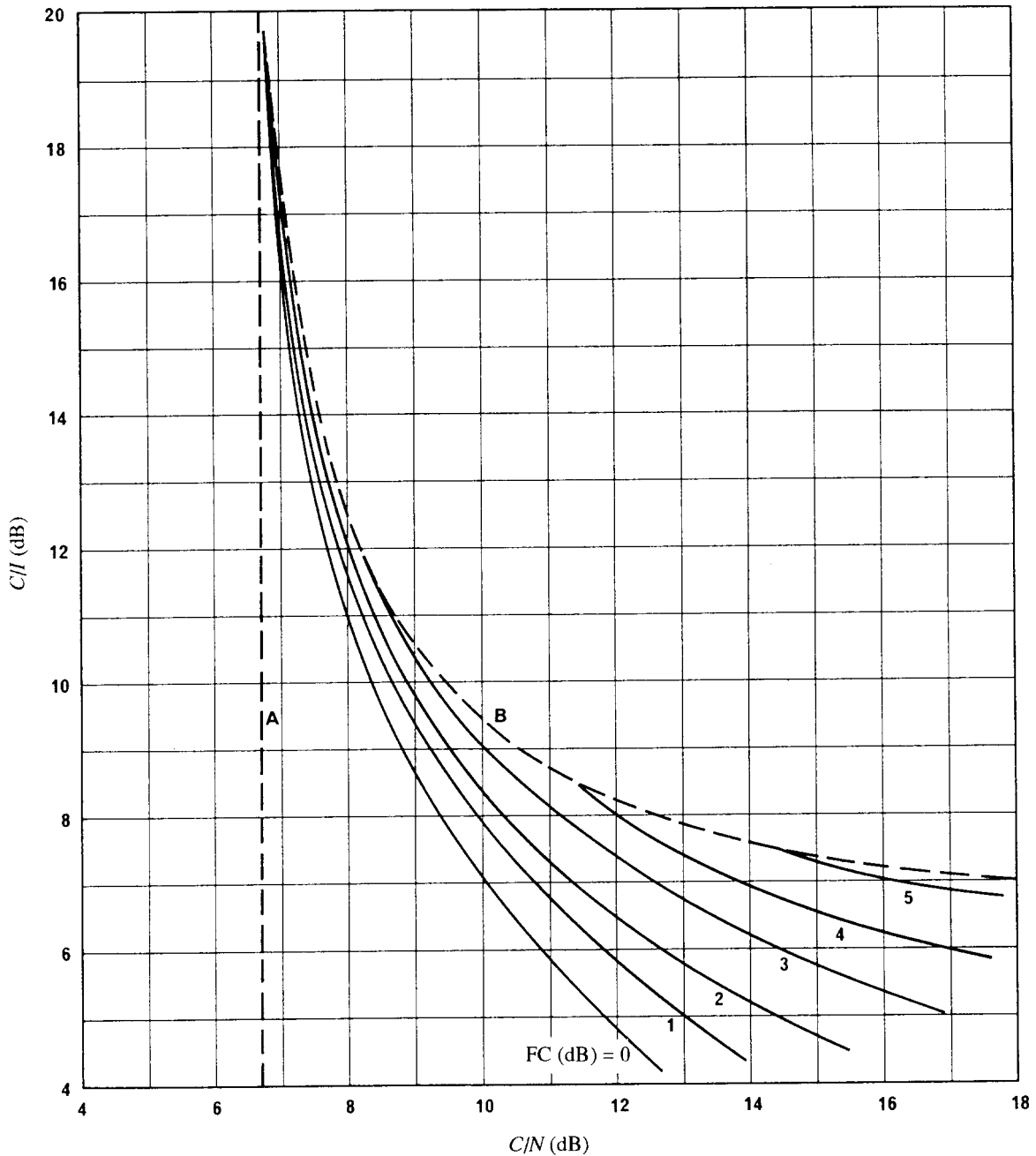
Las curvas para MDP diferencial implican las mismas conclusiones que las de MDP coherente en lo que respecta a los efectos relativos de interferencia del ruido blanco y de señales de modulación angular, así como la dependencia de estos efectos de M . Además, puede verse que, en general, la detección diferencial sufre mayor degradación que la detección coherente, con la salvedad de que la MDP de 2 niveles diferencial es casi tan satisfactoria como la MDP de 2 niveles coherente. La degradación debida a la interferencia sirve como base de comparación, ya que se equilibran las disparidades que puedan darse en el comportamiento cuando actúa el ruido solamente.

Se ha calculado la probabilidad de error en un sistema MDP binario producida por una interferencia MF, simulando el paso de la señal MF a través de un filtro de banda ideal. La fig. 18 muestra la probabilidad de error P_e en función de la relación entre el valor cuadrático medio de la excursión de frecuencia de la señal MF, f_g interferente y la banda de filtro de recepción de la señal MDP, Δf_c . Los cálculos se han realizado a cinco niveles de interferencia diferentes relativos al ruido intrínseco: 3 dB (curva A), 0 dB (curva B), -3 dB (curva C), -6 dB (curva D), -10 dB (curva E). Se consideró una relación señal/ruido de 12,4 dB ya que la probabilidad de error no excede de 10^{-6} (también en presencia de interferencia), que corresponde a una relación señal/ruido de 10,5 dB, mientras que el margen de interferencia total procedente de todos los sistemas terrenales y por satélite llega hasta, al menos, el 35%. Se ha considerado

que la frecuencia moduladora superior de la interferencia MF, f_B , es Δf_c . La fig. 18 muestra también la probabilidad de error, P_e , en función del índice de modulación eficaz de la interferencia MF, así como los valores de probabilidad de error en presencia de ruido térmico adicional, en lugar de interferencia MF, a los mismos niveles a la entrada del demodulador que la interferencia MF (líneas horizontales A', B', C', D', E').

FIGURA 15

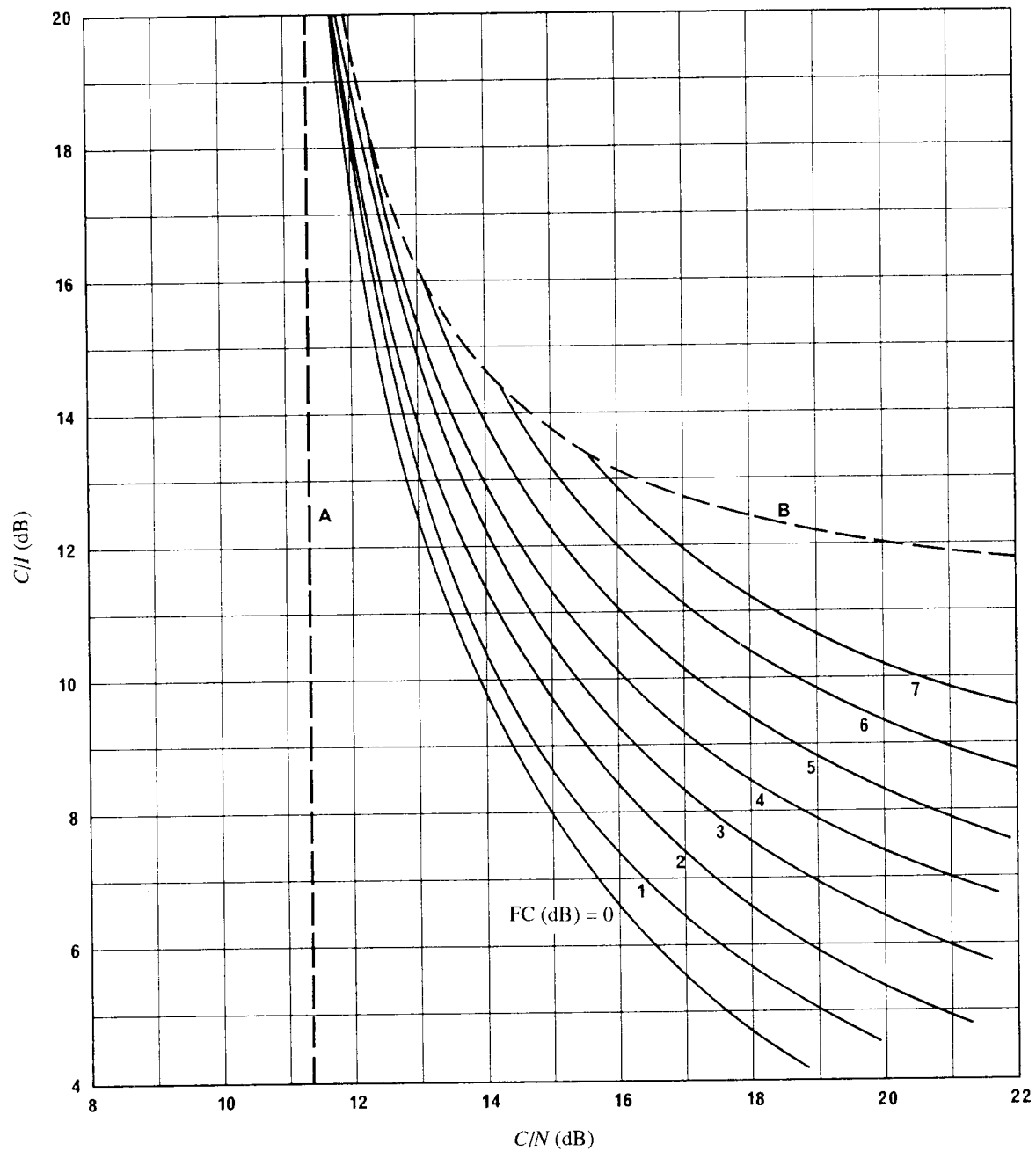
Variación de C/I en función de C/N para una BER de 10^{-3}



- A : C/N en ausencia de interferencia
- B : interferencia con características de ruido térmico
- FC: factor de cresta de interferencia

Nota 1 – Las curvas son teóricas y no se han tomado en cuenta las limitaciones de los sistemas en la práctica.

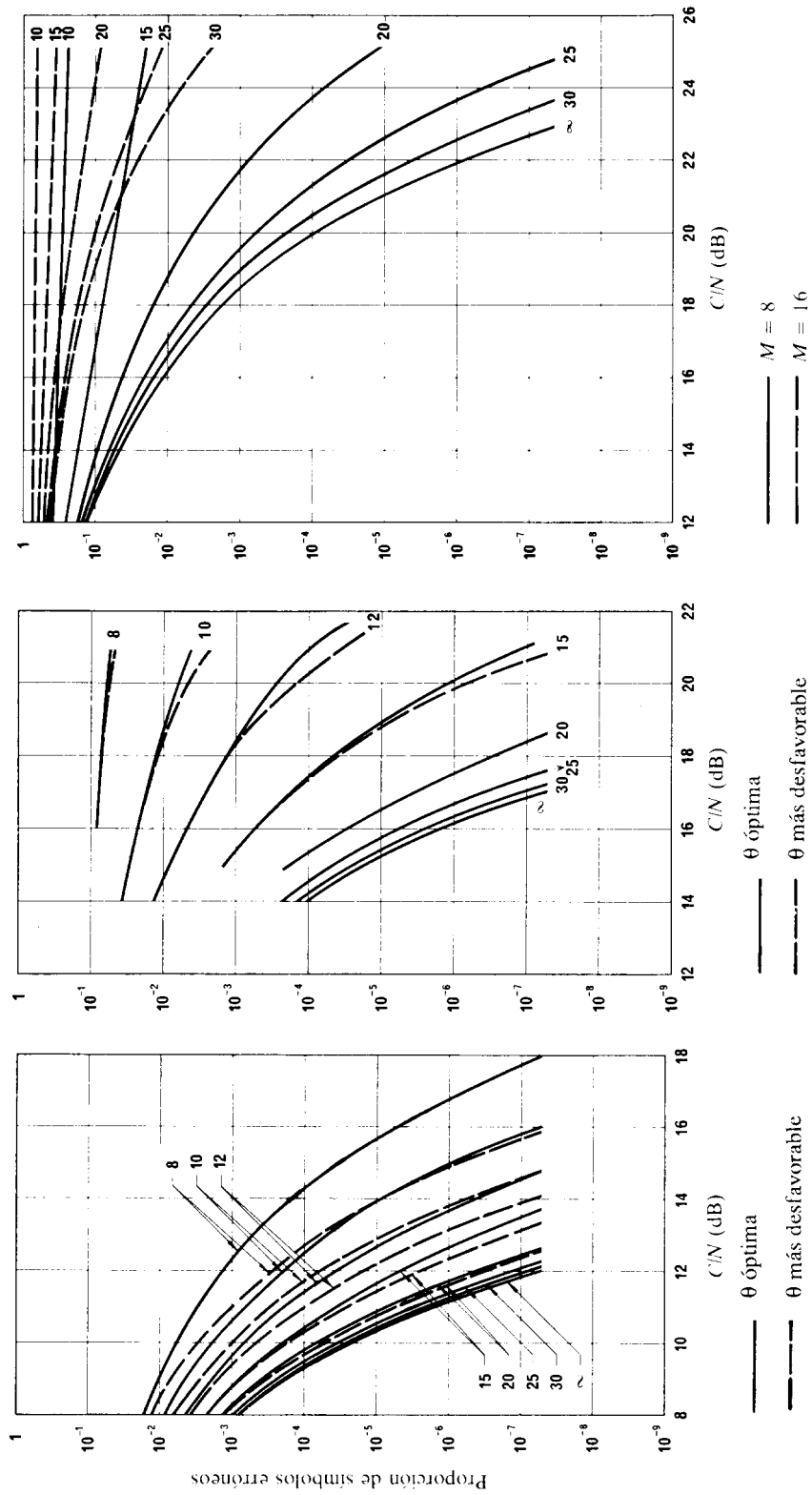
FIGURA 16

Variación de C/I en función de C/N para una BER de 10^{-7} 

- A: C/N en ausencia de interferencia
 B: interferencia con características de ruido térmico
 FC: factor de cresta de interferencia

Nota 1 - Las curvas son teóricas y no se han tomado en cuenta las limitaciones de los sistemas en la práctica.

FIGURA 17
Interferencia causada a una señal MDP diferencial por una señal de modulación angular



a) De 2 niveles ($M = 2$)

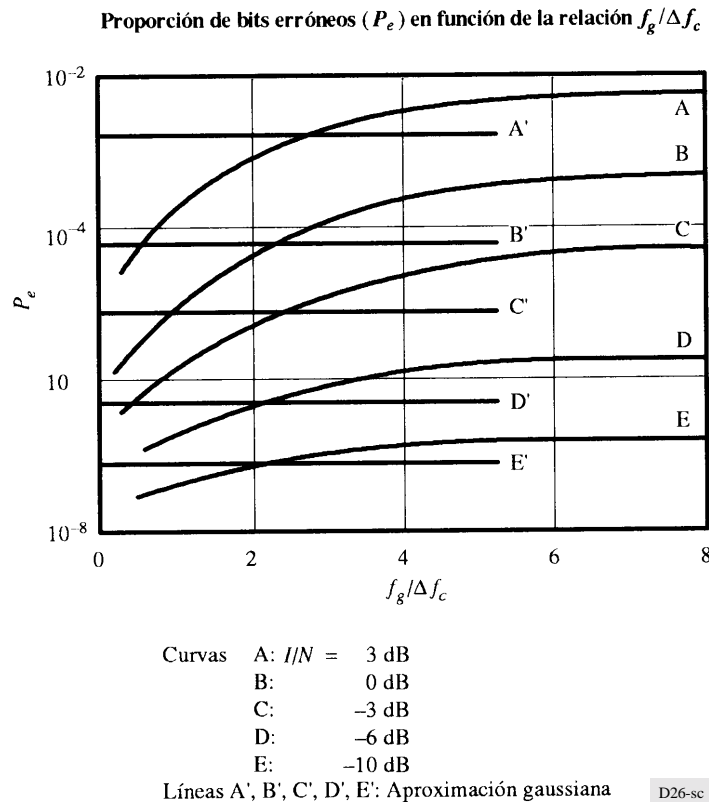
b) De 4 niveles ($M = 4$)

c) De 8 niveles ($M = 8$) y de 16 niveles ($M = 16$)

(El parámetro que se indica en las curvas corresponde al valor de las relaciones portadora-interferencia (C/I) (dB))

En la práctica, los sistemas por satélites y de relevadores radioeléctricos funcionan con índices de modulación eficaces no mayores de 3. Al analizar el efecto de los sistemas MF existentes sobre sistemas MDP, una aproximación gaussiana suministra el mejor estimador. El aumento de la probabilidad de error es notablemente menor para interferencia MF que para ruido térmico del mismo nivel de potencia, y por lo tanto, el nivel admisible de interferencia MF puede aumentarse por encima del valor del 6% establecido provisionalmente en la Recomendación UIT-R S.523 para este caso particular, hasta 1,4 dB.

FIGURA 18



3. Espectros de las señales

3.1 Telefonía MF con un solo canal por portadora

Se necesitan estudios ulteriores.

3.2 Señal con modulación digital del tipo MDP, MAQ y MIC

La densidad del espectro de potencia normalizado de la señal centrada en la frecuencia de la portadora se expresa de la forma siguiente:

$$P(f) = T_s \cdot \frac{\text{sen}^2(\pi f T_s)}{(\pi f T_s)^2} \quad \text{para MDP-M-aria y MAQ} \quad (36a)$$

$$P(f) = 4T_s \cdot \frac{1 + \cos(2\pi f T_s)}{\pi^2 [1 - (4f^2 T_s^2)]^2} \quad \text{para modulación por desplazamiento mínimo (MDM)} \quad (36b)$$

$$P(f) = 2T_s \cdot \left[\frac{\text{sen}(\pi f T_s)}{\pi f T_s} \right]^2 \cdot \left[\frac{\cos(\pi f T_s)}{1 - (4f^2 T_s^2)} \right]^2 \quad \text{para modulación en coseno alzado y en cuadratura con superposición} \quad (36c)$$

$$P(f) = \frac{\text{sen}^2(2\pi f T_s)}{2\pi^2 f^2 T_s (1 - 4f^2 T_s^2)^2} \quad \text{para MDP-4 desplazada, exenta de interferencia y temblores de fase («jitter»)} \quad (36d)$$

3.3 Señal de televisión con modulación de frecuencia (TV-MF)

El examen del espectro conduce a tomar como límite superior de la densidad espectral de potencia normalizada de la señal, centrada en la frecuencia de la portadora, la expresión siguiente:

$$P(f) = \text{Sup} \left\{ \frac{1}{\sqrt{2\pi} \Delta F} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{f}{\Delta F} \right)^2 \right], g_i(f) \right\} \quad (37)$$

donde i puede tener valores distintos. (Sup (x , y) designa la mayor de las dos funciones x e y). Se examinan sucesivamente las interferencias obtenidas para cada uno de estos valores, y se retiene el valor más elevado de interferencia.

Las mediciones han mostrado que la $P(f)$ de una señal de TV-MF con dispersión de energía se define con más exactitud mediante la siguiente fórmula:

$$P(f) = \text{Sup} \left\{ \frac{1}{\sqrt{\pi} \Delta F} \exp \left[-\left(\frac{f}{\Delta F} \right)^2 \right], g_i(f) \right\} \quad (37a)$$

Al determinar el nivel admisible de interferencia procedente de una señal TV-MF durante el 20% del tiempo con dispersión de energía, puede suponerse que ese valor es 10 dB inferior de lo calculado mediante la fórmula (37a).

La primera parte de la expresión que figura entre corchetes representa el «fondo continuo» del espectro, de aspecto gaussiano, donde ΔF tiene la significación dada en el § 2.2, y f es la frecuencia (MHz). La segunda parte, $g_i(f)$, representa la parte «central» del espectro ligada esencialmente a las rayas correspondientes al «negro» y al «blanco». Si Δf es la excursión de frecuencia de la dispersión de energía, $g_i(f)$ tiene los valores indicados en la fig. 4 para valores de i iguales a 1, 2 y 3. Estos valores corresponden, respectivamente, al caso de una imagen uniforme (negra o blanca), bien sea de mucho contraste (típicamente: señal de prueba «barra de duración media línea»), o bien poco contrastada (típicamente: señal de prueba «en escalera»). En estos modelos no se ha tenido en cuenta la influencia de la raya de sincronismo y de la subportadora de color, debido a la poca importancia en términos de potencia de las rayas correspondientes con relación a las que se toman en consideración en los modelos.

Sin embargo, el modelo correspondiente a $i = 1$ sólo puede utilizarse sin cambios cuando se emplean moduladores con acoplamiento c.a. (en corriente alterna), en cuyo caso el espectro sigue centrado alrededor de la frecuencia nominal, en una imagen negra (o blanca). En cambio, si se trata de moduladores con acoplamiento c.c. (en corriente continua), la frecuencia nominal corresponde en todos los casos al gris medio; la función $g_i(f)$ debe centrarse entonces en una frecuencia desplazada $\pm \Delta F/3$ de la frecuencia nominal.

3.4 Señal de telefonía con modulación de amplitud

Sean $f_{\text{mín}}$ y $f_{\text{máx}}$ las frecuencias inferior y superior de la señal en la banda de base; la densidad espectral de potencia normalizada viene dada por:

$$P(f) = \begin{cases} \frac{1}{f_{\text{máx}} - f_{\text{mín}}} & \text{(caso de la BLU – portadora suprimida)} \\ \frac{1}{2(f_{\text{máx}} - f_{\text{mín}})} & \text{(caso de la DBL – portadora suprimida)} \end{cases} \quad (38)$$

dentro de la anchura de banda de la señal, y es nula fuera de esa anchura de banda.

4. Efectos «no espectrales» de la interferencia – canales lineales

Además de los efectos espectrales de la interferencia, debe prestarse atención a efectos no predecibles a partir de las densidades espectrales de potencia. Diversas degradaciones debidas a la interferencia hacen necesario examinar las características relacionadas con el tiempo. Algunos ejemplos de tales degradaciones son los siguientes:

- El ruido impulsivo en los sistemas de telecomunicación MDF-MF puede provenir de una interferencia MF del canal adyacente. En este caso, una portadora MDF-MF situada en una banda de frecuencias adyacente sufre ocasionalmente sobre-excursiones que la hacen pasar a la banda de la portadora deseada. Si la relación «potencia de la portadora interferente/potencia de la portadora deseada» y las estadísticas de la excursión en el tiempo son inadecuadas, se producirá ruido impulsivo o chasquidos.
- La interferencia sufrida por la televisión puede provenir de una transmisión de la portadora «a ráfagas», como en el sistema AMDT. En este caso, la envolvente de la portadora interferente puede contener componentes de frecuencia a las cuales es sensible la señal de vídeo. Es de prever que las frecuencias cercanas a la frecuencia de línea o de trama de televisión produzcan degradaciones subjetivamente molestas.
- Los efectos de la interferencia causada por una portadora intensa, modulada únicamente por la señal de dispersión de energía, que barre periódicamente el intervalo ocupado por una portadora débil de banda de paso muy estrecha, como la utilizada en el sistema de un solo canal por portadora. Esta situación produce efectos transitorios relacionados con el factor de actividad de la interferencia y con la frecuencia del barrido.

Esta lista de ejemplos no es exhaustiva y sólo pretende ilustrar algunos mecanismos de interferencia dependientes del tiempo.

Otro efecto «no espectral» en relación con las características de la interferencia es su dependencia respecto de la técnica de demodulación. La naturaleza de la interferencia puede hacer preferible una técnica de demodulación determinada. Por ejemplo, el ruido impulsivo que proviene de un canal adyacente en un sistema con modulación de frecuencia de banda ancha puede reducirse utilizando un bucle de enganche de fase adecuadamente concebido o un demodulador MF con realimentación. En el caso de la recepción digital, las diferentes técnicas de recuperación de la portadora y del ritmo del reloj de temporización reaccionarán de manera distinta ante ciertos tipos de interferencia.

5. Efectos de los canales no lineales

5.1 Consideraciones generales

La mayor parte de los canales de transmisión por satélite usados en la actualidad tienen características de transmisión no lineales, como resultado de los transpondedores y de los equipos utilizados en las estaciones terrenas. En el transpónder existe una relación no lineal entre la amplitud de las señales a la entrada y a la salida (MA-MA), y por otro lado la función de transferencia de fase (conversión MA-MP) está relacionada con la amplitud a la entrada. Estas características influyen en la sensibilidad del sistema de telecomunicación a la interferencia. Cuando tanto la señal deseada como la interferente están presentes a la entrada del dispositivo no lineal, se genera una degradación multiplicativa (no aditiva). Según la técnica de modulación empleada, esta degradación se manifestará en la calidad de funcionamiento observada en la banda de base.

5.2 Señal deseada: telefonía analógica MDF-MF

Al estudiar la interferencia causada a las señales analógicas MF, deben considerarse dos posibilidades. La presencia de la portadora deseada y de la portadora o portadoras interferentes a la entrada del dispositivo no lineal entrañará la generación de componentes espectrales de intermodulación. Estas componentes pueden aparecer como portadoras interferentes adicionales. La segunda posibilidad es que la combinación de señales deseadas e interferentes a la entrada se traduzca en una modulación de amplitud; esta modulación se transforma en modulación de fase debido a la conversión MA-MP. La modulación de fase se incorpora en la portadora deseada y, tras su demodulación en el receptor, produce una degradación en la banda de base.

La supresión incompleta de la modulación de amplitud de la señal deseada por el limitador del receptor, puede provocar interferencias en la banda de base; es posible también que la interferencia del canal adyacente, hallándose en la pendiente del filtro del canal deseado, esté modulada en amplitud, y esta modulación de amplitud convertida en modulación de fase aparezca en la banda de base. Normalmente, este tipo de interferencia se deriva de la no linealidad de los amplificadores de potencia y de los demoduladores.

La interferencia no lineal puede tener un marcado efecto subjetivo, dado que puede manifestarse como diafonía directa. Además, puede degradar el umbral del receptor, y este efecto se aplica particularmente a señales procedentes de satélites en las que la señal deseada tiene un nivel próximo al del umbral y la interferencia del canal adyacente puede producir una ráfaga de ruido debido al efecto umbral.

Deben estudiarse los mecanismos de la interferencia no lineal cuando los mecanismos lineales más clásicos parezcan provocar una interferencia despreciable. Para calcular esta interferencia se precisa información sobre las características específicas de los receptores, los filtros y las constantes de conversión MA-MP.

Al estudiar y analizar sistemas AMDF-MF para la transmisión de telefonía multicanal, el cálculo del ruido debido a la interferencia en los diferentes canales debe realizarse teniendo en cuenta las fuentes siguientes:

- No linealidad de los limitadores que pueden realizarse.
- No linealidad de los detectores de frecuencia que pueden realizarse.
- Efecto de umbral de los receptores MF (habida cuenta del índice de modulación de la interferencia).
- Conversión de la modulación de amplitud en modulación de fase (conversión MA-MP), en el radiocanal.

5.3 Señal deseada: señal digital MDP

El tratamiento de la interferencia causada a una portadora con modulación digital MDP es más complejo que en el caso de la modulación analógica. El filtrado de paso de banda de la portadora MDP para minimizar la anchura de banda necesaria se traduce en una importante modulación de la envolvente, a frecuencias que están relacionadas con la velocidad de transmisión de símbolos. Dicha modulación, al transformarse en modulación de fase por el mecanismo de conversión MA-MP, reduce la inmunidad del sistema a la interferencia. Por otro lado, debe prestarse atención a la forma en que se efectúan las funciones de recuperación de la portadora y del ritmo del reloj de temporización del sistema. La especificación de las características del modulador y del demodulador con respecto al filtrado, a las técnicas de recuperación de la portadora y del ritmo del reloj de temporización y a los métodos de muestreo, puede influir mucho en la inmunidad del sistema a la interferencia. En la actualidad no existen expresiones analíticas para calcular el efecto de la interferencia en portadoras MDP transmitidas por un canal no lineal. Se han presentado resultados de mediciones en laboratorio de diversos sistemas específicos, que pueden utilizarse como orientación.

6. Mediciones de la interferencia causada a los sistemas digitales

Un estudio muestra que es posible alcanzar una reducción considerable en la interferencia que causan los sistemas con modulación angular a los sistemas con modulación por impulsos codificados que utilizan la modulación por desplazamiento de fase; la interferencia, en este caso, es mucho menos intensa que la interferencia mutua entre dos sistemas con modulación angular.

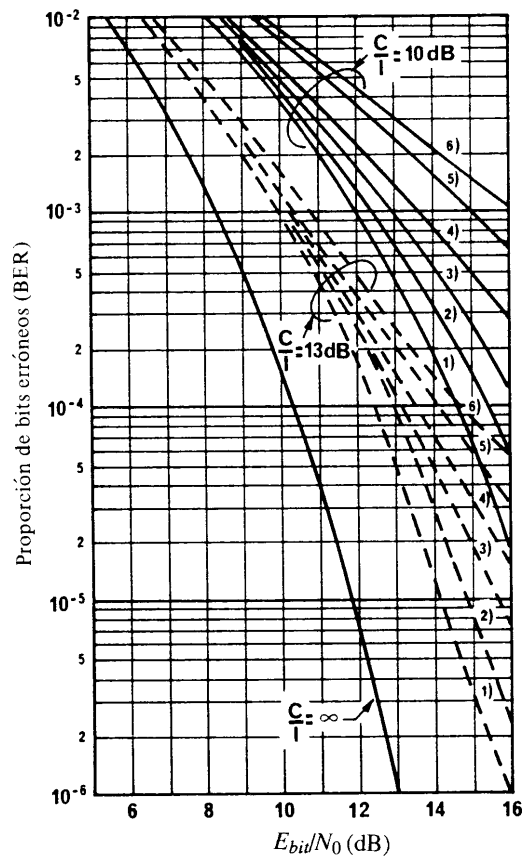
Otras pruebas han mostrado que los datos medidos estaban de acuerdo con los principios teóricos.

Experimentos realizados sobre el efecto de una señal interferente MDP y del ruido sobre demoduladores de señales MDP permiten determinar la validez de una aproximación gaussiana en la estimación del efecto de una señal interferente MDP. La fig. 19 presenta la proporción de bits erróneos a la salida de un demodulador de señales MDP coherente de cuatro estados en función de la relación «energía por bit/densidad de ruido» para el caso de dos valores de la relación C/I determinados de 10 y 13 dB y para diferentes relaciones entre la velocidad de transmisión en el canal de la señal deseada (R_d) y la de la señal interferente (R_i) ($R_i/R_d = 0; 0,5; 1; 2; 5$). Se estableció la relación portadora/interferencia en la salida del filtro de recepción del demodulador con una banda 1,1 veces mayor que la banda de Nyquist. La fig. 20 presenta la proporción de bits erróneos en función de la relación R_i/R_d para un valor de la relación C/N determinado de 13 dB y para tres valores de la relación C/I ($C/I = C/N$, $C/I = C/N + 2$ dB, $C/I = C/N - 2$ dB). La fig. 21 presenta las relaciones en el caso de que se utilice en el canal de la señal deseada un codec de código de convolución (a una velocidad relativa de $\gamma = 1/2$) con decodificación de Viterbi.

El examen de los resultados obtenidos muestra que la representación de la señal interferente cocanal MDP como ruido gaussiano es correcta para $R_i > (4 - 5) R_d$, y esto se aplica tanto al canal MDP ordinario como a sistemas que utilizan codificación, aunque en este último caso la característica de la variación de la proporción de bits erróneos no es monótona. En la gama de valores de los niveles de la señal interferente equivalentes a los niveles del ruido térmico, una señal interferente MDP de banda ancha produce un aumento de la proporción de bits erróneos de un orden de magnitud aproximado en comparación con la señal interferente sin modular del mismo nivel, lo que equivale a una diferencia en sus niveles de hasta 3 ó 4 dB para una proporción de bits erróneos constante. Debería también observarse que la señal interferente MDP de dos estados produce un efecto algo más perceptible sobre la probabilidad de error que la señal interferente MDP de cuatro estados.

FIGURA 19

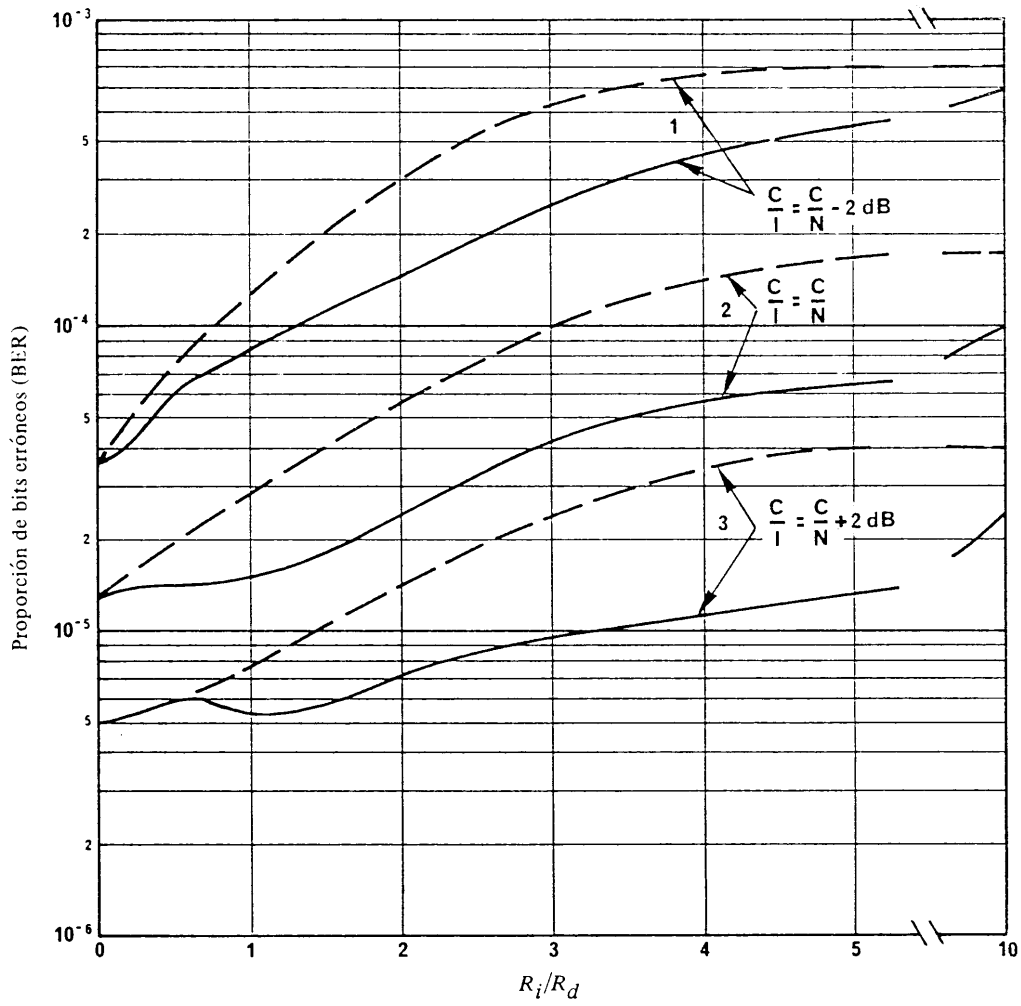
Proporción de bits erróneos en función de la relación «energía por bit/densidad de ruido» E_{bit}/N_0 con la relación portadora/interferencia C/I como parámetro



- 1) $R_i/R_d = 0$
- 2) $R_i/R_d = 0,5$
- 3) $R_i/R_d = 1$
- 4) $R_i/R_d = 2$
- 5) $R_i/R_d = 5$
- 6) Señal interferente en forma de ruido

FIGURA 20

Proporción de bits erróneos utilizando un demodulador MDP-4 coherente en función de la relación entre las velocidades de transmisión R_i/R_d

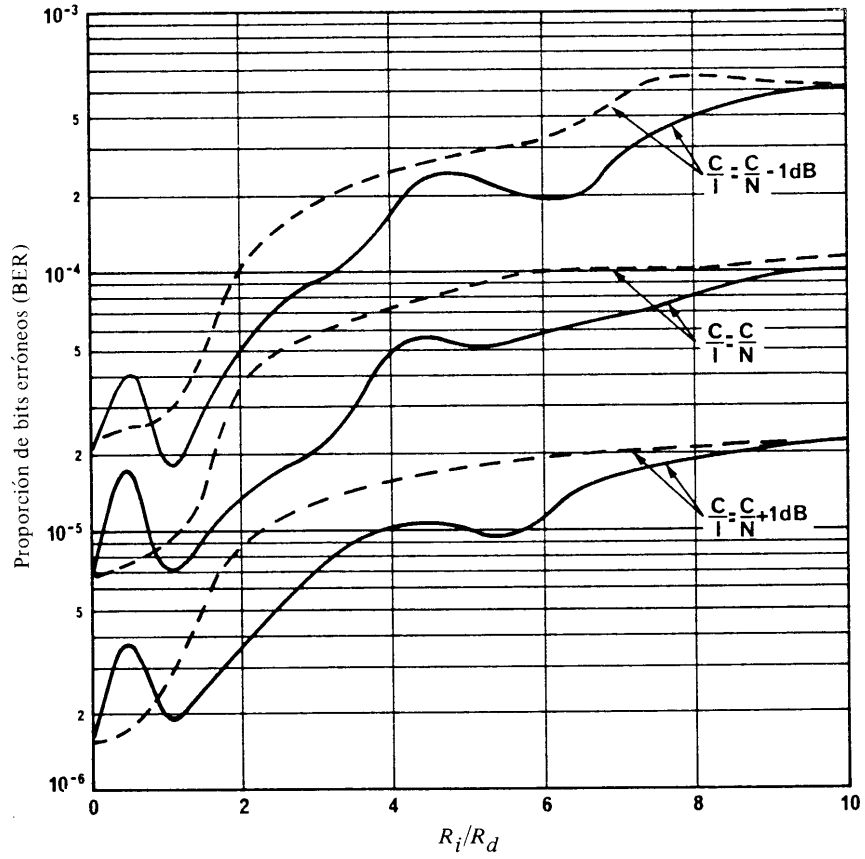


--- Señal interferente MDP de dos estados
 — Señal interferente MDP de cuatro estados

$$\frac{C}{N} = 13 \text{ dB}$$

FIGURA 21

Proporción de bits erróneos utilizando un decodificador de código de convolución,
en función de la relación entre las velocidades de transmisión R_i/R_d



----- Señal interferente MDP de dos estados
 ————— Señal interferente MDP de cuatro estados
 $\frac{C}{I} = \frac{C}{N} = 9 \text{ dB}$

D29-sc