

RECOMENDACIÓN UIT-R SM.1235*

FUNCIONES DE COMPORTAMIENTO DE LOS SISTEMAS DE MODULACIÓN DIGITAL EN UN ENTORNO CON INTERFERENCIA

(Cuestiones UIT-R 44/1 y UIT-R 45/1)

(1997)

Alcance

Esta Recomendación sirve de base para las funciones de estimación del comportamiento de los sistemas de modulación digital, recibiendo interferencia de un emisor.

Palabras clave

Modulación digital, señal no deseada, interfaz de canal, relación señal/ruido

La Asamblea de Radiocomunicaciones de la UIT,

considerando

- a) que el valor de las funciones de comportamiento a la entrada del receptor con diversas combinaciones de tipos de modulación de las señales interferentes y deseada puede resultar determinante para la eficacia de utilización del espectro;
- b) que las funciones de comportamiento dependen de los criterios aplicados para estimar la calidad de recepción de señales y de los tipos de modulación de las señales interferentes y deseada;
- c) que las funciones de comportamiento pueden definirse en forma experimental o gráfica o calcularse por medio de fórmulas,

recomienda

- 1 que para estimar el comportamiento de los diversos sistemas de modulación digital cuando reciben interferencia de un solo transmisor se utilicen las gráficas calculadas que aparecen en el Anexo 1;
- 2 que para estimar el comportamiento de los sistemas de modulación por desplazamiento de fase múltiple (MDPM) cuando reciben interferencia de uno o más transmisores se utilicen las gráficas calculadas o el método analítico que se presentan en el Anexo 2.

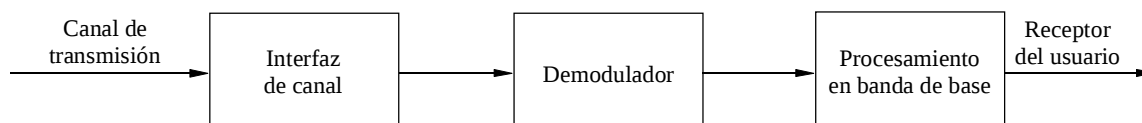
ANEXO 1

Funciones de comportamiento de diversos sistemas de modulación digital afectados por un solo sistema interferente**1 Modelo de receptor digital**

En la Fig. 1 se muestra un modelo simplificado de un receptor de comunicaciones. La entrada al interfaz de canal es la superposición de las señales deseada y no deseada que aparecen a la salida de la antena del receptor. El interfaz de canal está formado por varios elementos de circuito y está caracterizado por una selectividad de receptor y por las características de las señales deseadas y no deseadas. Varios Informes proporcionan medios para determinar la naturaleza de las señales deseadas y no deseadas a la entrada del demodulador dadas las características de interfaz de canal. Las características de interfaz de canal más importantes que han de considerarse son la relación de anchura de banda entre la señal no deseada y el interfaz de canal, la desintonización entre el receptor y la señal no deseada, y los efectos no lineales.

* La Comisión de Estudio 1 de Radiocomunicaciones efectuó modificaciones de redacción en esta Recomendación en 2019, de acuerdo con lo dispuesto en la Recomendación UIT-R 1.

FIGURA 1

Modelo general de receptor de un sistema de comunicación

1235-01

Las señales no deseadas se caracterizan como sigue:

– *No distorsionada:*

La forma de onda ideal transmitida por el transmisor interferente. La señal puede ser especificada en el dominio de la frecuencia en términos de densidad espectral de potencia.

– *Semejante a ruido:*

La señal varía en amplitud de acuerdo con una distribución normal (gaussiana). La señal puede tener un espectro plano y se denomina ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN).

– *Onda continua (CW):*

Una senoide de frecuencia constante cuya fase con respecto al receptor se supone que sea una variable aleatoria distribuida uniformemente.

– *Impulsiva:*

Una secuencia de impulsos espaciados periódica o aleatoriamente, cada uno de los cuales es de corta duración comparado con el tiempo entre impulsos.

Las señales no deseadas pueden ser continuas o intermitentes. Una señal no deseada intermitente puede definirse como una señal cuyas estadísticas, tales como función de distribución de amplitud, media y varianza, varían en el tiempo cuando se observan en un receptor víctima. La interferencia debida a un generador de saltos de frecuencia colocado es un ejemplo de señal no deseada intermitente en el sentido de que el receptor víctima presentará típicamente una degradación de la calidad de funcionamiento que varía en el tiempo. El procedimiento de análisis recomendado para el caso de señales no deseadas intermitentes comprende la división del intervalo de observación en segmentos de tiempo contiguos, o épocas, durante cada uno de los cuales las estadísticas de la señal no deseada son (aproximadamente) constantes. Se realiza un análisis de degradación separado para cada época, y los resultados se promedian en el tiempo. Es importante que la promediación temporal no se realice en las señales hasta que hayan sido demoduladas.

Para los análisis de la compatibilidad electromagnética (CEM) que utilizan las curvas de calidad de funcionamiento de esta Recomendación, puede suponerse normalmente que la señal no deseada a la entrada del receptor está no distorsionada (es decir, la salida de un transmisor interferente con característica de forma de onda conocida) o que es semejante al ruido. Las características de interfaz de canal se utilizan entonces para determinar la señal no deseada a la entrada del demodulador. Las curvas muestran la proporción de bits erróneos a la salida del demodulador en función de la relación energía de símbolos deseada/densidad espectral de potencia de ruido (E/N_0) o de la relación energía de símbolos deseada/energía de interferencia (E/I_c) a la entrada del demodulador. Se supone que el ruido es Gaussiano, y que la interferencia es una onda continua. El analista debe determinar si la señal no deseada a la entrada del demodulador se asemeja más a ruido o a interferencia de onda continua, o una combinación de los dos. Esta determinación puede incluir una predicción sobre la naturaleza del espectro de la señal interferente a la entrada del demodulador basada en la banda de paso del interfaz de canal y las características de la señal RF interferente.

El resto de la Recomendación trata cada sección del modelo de receptor mostrado en la Fig. 1 que sigue al interfaz de canal. La salida de cualquier sección determinada puede hallarse concatenando los efectos de esa sección y de cualesquiera secciones precedentes.

2 Calidad de funcionamiento de los demoduladores digitales

La calidad de funcionamiento típica de los demoduladores digitales M -arios se indica en términos de P_s en función de E/N_0 y E/I . Estos términos se definen como sigue:

M : número de posibles símbolos distintos. Para señalización binaria, $M = 2$

P_s : probabilidad de error de símbolos. La probabilidad de error de bits P_b , que se utiliza también a menudo, no puede rebasar P_s . Cuando $M = 2$, $P_b = P_s$

E/N_0 : relación de la energía de símbolos media (J)/densidad espectral de potencia de ruido (W/Hz) especificada a la entrada del demodulador (dB)

E/I_e : relación de la energía de la señal media por símbolo (o por bit)/energía de interferencia por símbolo (o por bit), especificada a la entrada del demodulador (dB).

Pueden utilizarse las relaciones de potencia, en particular la relación señal/ruido (S/N), en vez de las relaciones de energía señalando que:

$$E/N_0 = (S/N) (B T) \quad (1)$$

donde:

B : anchura de banda del receptor (Hz)

T : la duración de símbolo (s)

S/N : medida a la entrada del demodulador.

En el Cuadro 1 se resumen los tipos de modulación presentados, qué curva utilizar para cada uno y la señal no deseada (onda continua o ruido) para la cual pueden obtenerse probabilidades de errores de bits o de símbolos. Las curvas identificadas en el Cuadro 1 se proporcionan en las Figs. 2 a 24. Estas curvas relacionan la calidad de funcionamiento del receptor en términos de proporción de errores en los símbolos o en los bits en presencia de ruido y/o interferencia. Se supone que el ruido es Gaussiano y que la interferencia es de onda continua. Las curvas se han elaborado suponiendo un diseño de receptor óptimo, es decir, las anchuras de banda asociadas con el demodulador se diseñaron para las duraciones de bits y velocidades de datos asociadas al sistema.

CUADRO 1
Resumen de los tipos de modulación digital considerados

Tipo de modulación	Curva de	Señal interferente ⁽¹⁾	N.º de la Fig.
MDPC, M -aria	P_s en función de E_b/N_0	N	2
MDPC, $M = 2$	P_s en función de E/N_0 y E/I_e	I_e	3
MDPC, $M = 4$	P_s en función de E/N_0 y E/I_e	I_e	4
MDPC, $M = 8$	P_s en función de E/N_0 y E/I_e	I_e	5
MDPC, $M = 16$	P_s en función de E/N_0 y E/I_e	I_e	6
MDP-4	P_s en función de E/N_0 y E/I_e	I_e	4
MDP-4 O (MDP-4 con corrimiento de trenes binarios)	P_s en función de E/N_0 y E/I_e	I_e	4
MDPD, $M = 2$	P_s en función de E/N_0 y E/I_e	N, I_e	7
MDPD, $M = 4$	P_s en función de E/N_0 y E/I_e	N, I_e	8
MDPD, $M = 8, 16$	P_s en función de E/N_0 y E/I_e	I_e	9
MDFC, M -aria	P_b en función de E_b/N_0	N	10
MDFC, $M = 2$	P_s en función de E/N_0 y E/I_e	I_e	11
MDM	P_s en función de E/N_0 y E/I_e	I_e	4
MDFNC, M -aria	P_s en función de E_b/N_0	N	12
MDFNC, $M = 2$	P_s en función de E/N_0 y E/I_e (Interferencia en un solo canal)	I_e	13
MDFNC, $M = 2$	P_s en función de E/N_0 y E/I_e (Tonos interferentes iguales en cada canal)	I_e	14
MDFNC, $M = 4$	P_s en función de E/N_0 y E/I_e	I_e	15
MDFNC, $M = 8$	P_s en función de E/N_0 y E/I_e	I_e	16
MDAC M -aria bipolar	P_s en función de E_b/N_0	N	17
MDAC $M = 16$ bipolar	P_s en función de E/N_0 y E/I_e	I_e	18
MDAC M -aria unipolar	P_s en función de E_b/N_0	N	19
MDAC $M = 2$ unipolar (Denominada también manipulación por todo o nada (OOK))	P_s en función de E_b/N_0 y E/I_e	I_e	20
MDANC, M -aria	P_s en función de E_b/N_0	N	21
MAQ, M -aria (Modulación de amplitud en cuadratura)	P_s en función de E_b/N_0	N	22
MAQ, $M = 4$	P_s en función de E/N_0 y E/I_e	I_e	4
MAQ, $M = 16$	P_s en función de E/N_0 y E/I_e	I_e	23
MAQ, $M = 64$	P_s en función de E/N_0 y E/I_e	I_e	24

⁽¹⁾ N : ruido gaussiano blanco aditivo; I_e : interferencia de onda continua.

Al utilizar las curvas hay que tener mucho cuidado con los parámetros utilizados. Se usó la relación energía de bit/ruido (E_b/N_0) más bien que la relación energía de símbolos/ruido (E/N_0) en la mayoría de las Figuras en las que se comparan esquemas M -arios para diferentes valores de M a fin de simplificar los gráficos. El valor E representa la energía media de los símbolos. La relación entre la energía de símbolos y la energía de bits equivalente es:

$$E = E_b \log_2 M \quad (2)$$

Algunas de las Figuras presentadas contienen la probabilidad de un error de bits, P_b más bien que la probabilidad de un error de símbolos, P_s . La relación entre los dos, para la señalización ortogonal (manipulación por desplazamiento de frecuencia coherente (MDFC), manipulación por desplazamiento de frecuencia no coherente (MDFNC), manipulación por desplazamiento mínimo (MDM)), es:

$$P_b = \frac{2^{k-1}}{2^k - 1} P_s \quad (3)$$

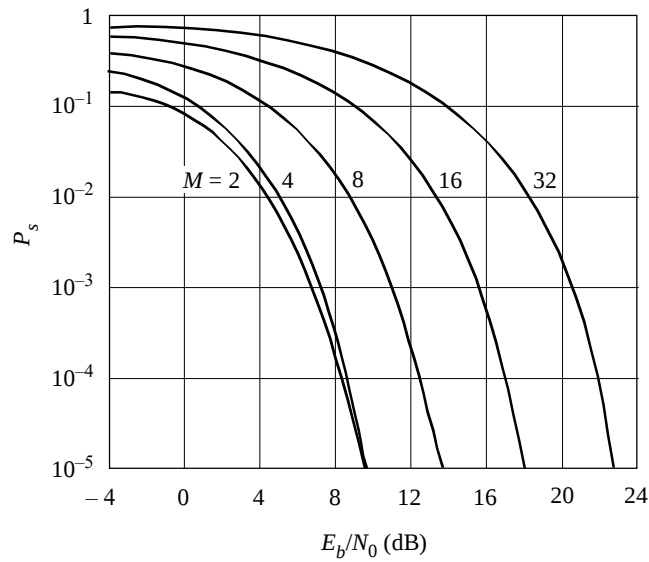
donde $k = \log_2 M$ (que es el número equivalente de bits).

Para la manipulación por desplazamiento de fase coherente (MDPC) y la manipulación por desplazamiento de fase diferencial (MDPD) M -arias (se supone la codificación de Gray) y para la manipulación por desplazamiento de amplitud coherente (MDAC) y la manipulación por desplazamiento de amplitud no coherente (MDANC) la relación es:

$$P_b = P_s/k \quad (4)$$

FIGURA 2

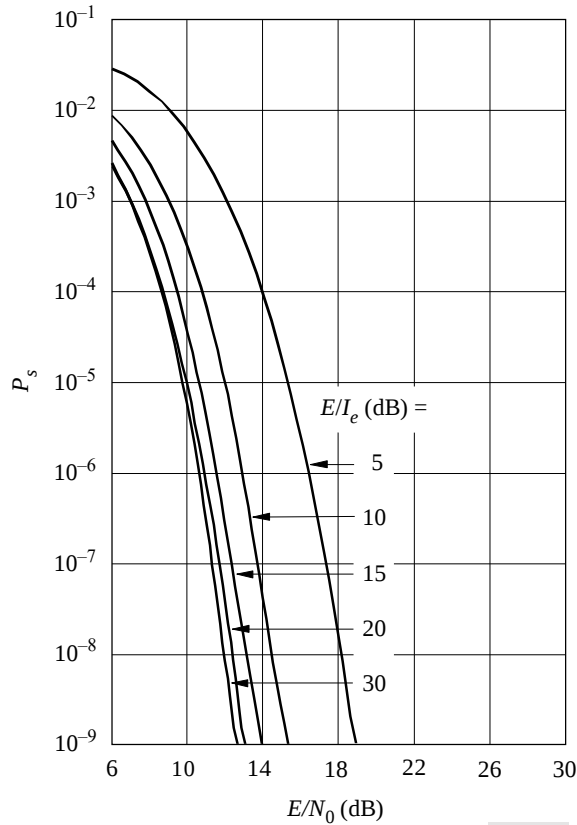
P_s en función de E_b/N_0 para MDPC M -aria



1235-02

FIGURA 3

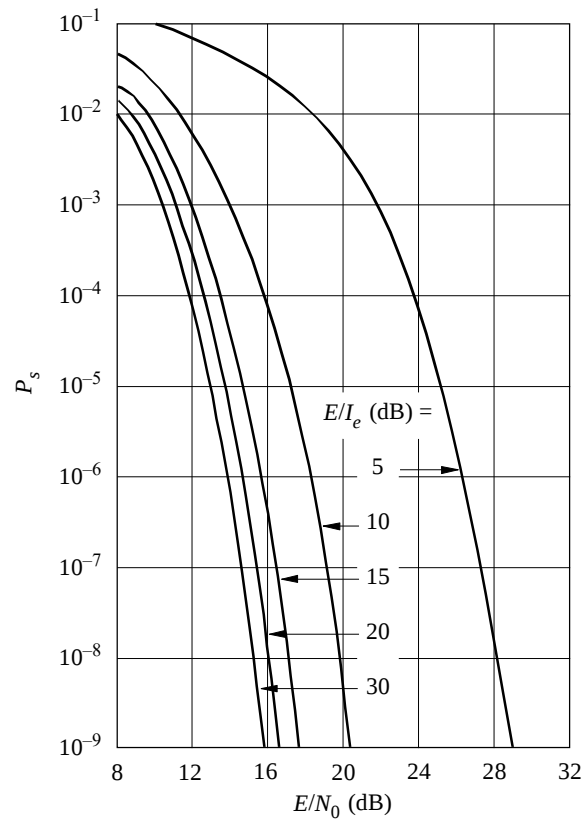
P_s en función de E/N_0 y E/I_e para MDPC binaria



1235-03

FIGURA 4

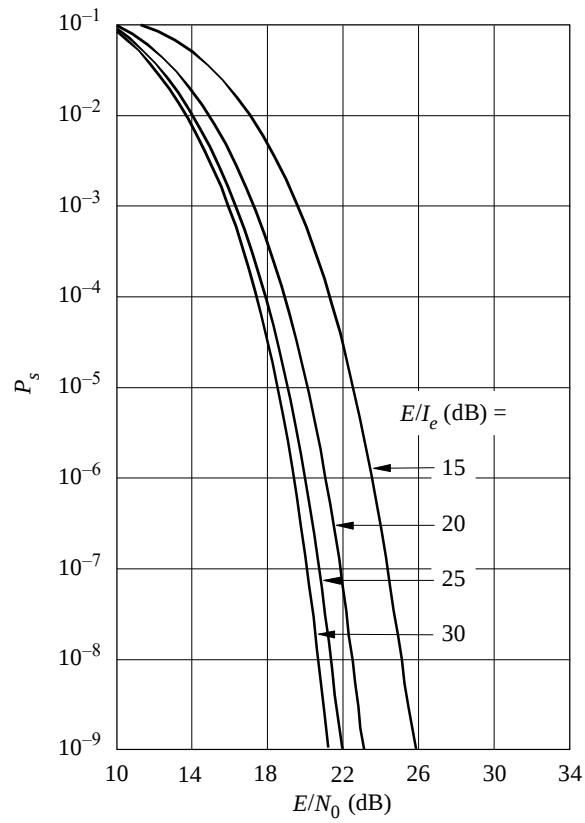
P_s en función de E/N_0 y E/I_e para MDPC, MDP-4, MDP-4 O, MDM y MAQ 4-aria



1235-04

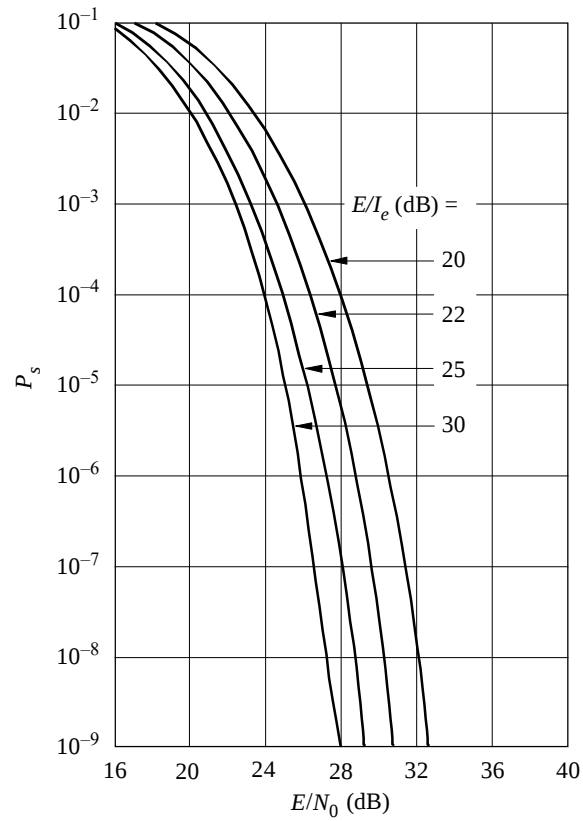
FIGURA 5

P_s en función de E/N_0 y E/I_e para MDPC 8-aria



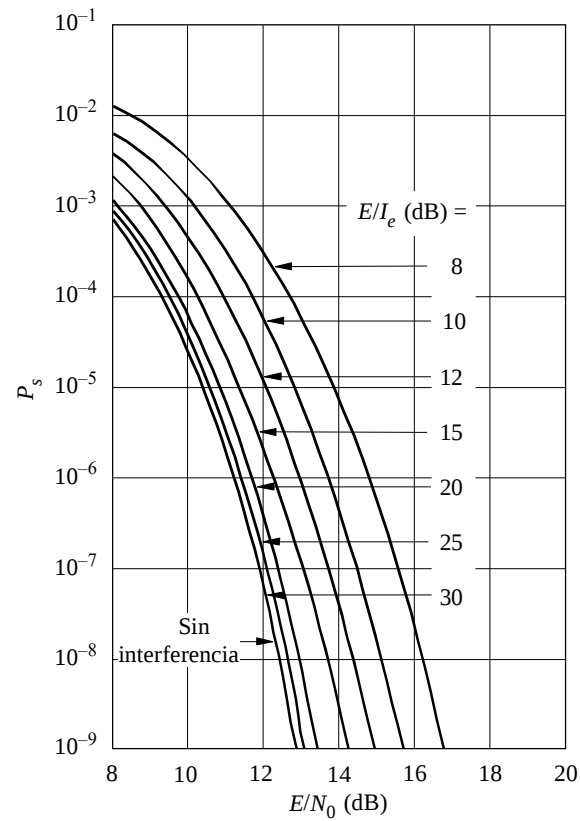
1235-05

FIGURA 6

 P_s en función de E/N_0 y E/I_e para MDPC 16-aria

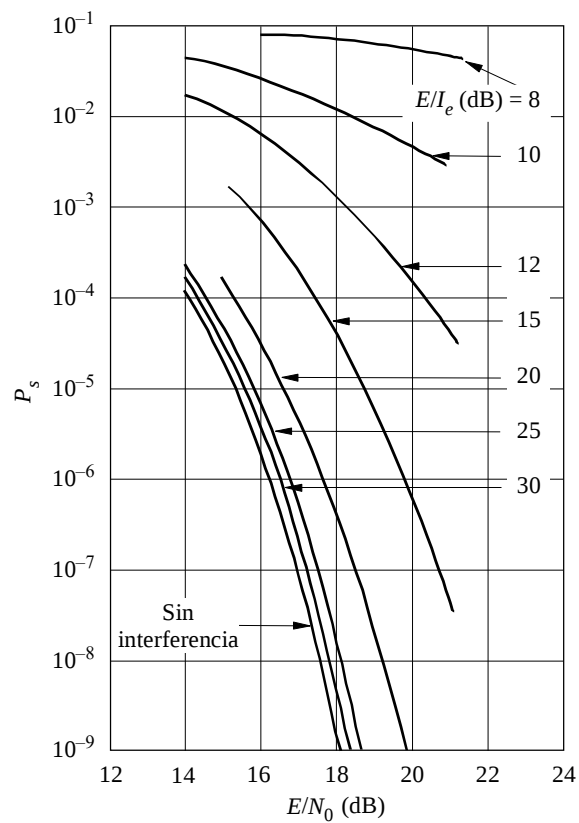
1235-06

FIGURA 7

 P_s en función de E/N_0 y E/I_e para MDPD binaria

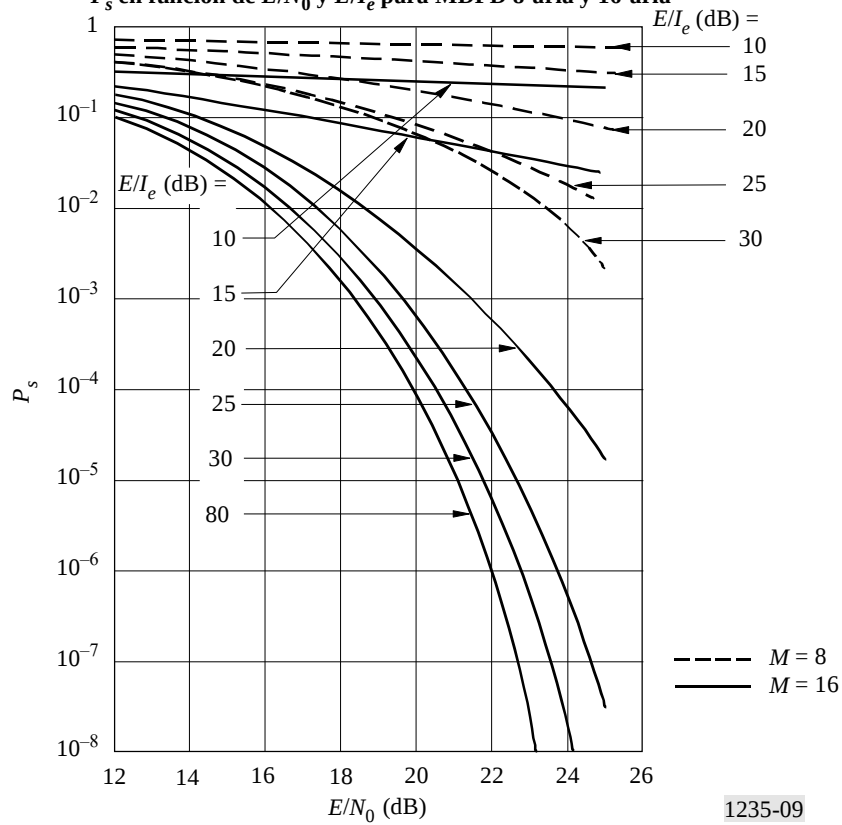
1235-07

FIGURA 8

 P_s en función de E/N_0 y E/I_e para MDPD 4-aria

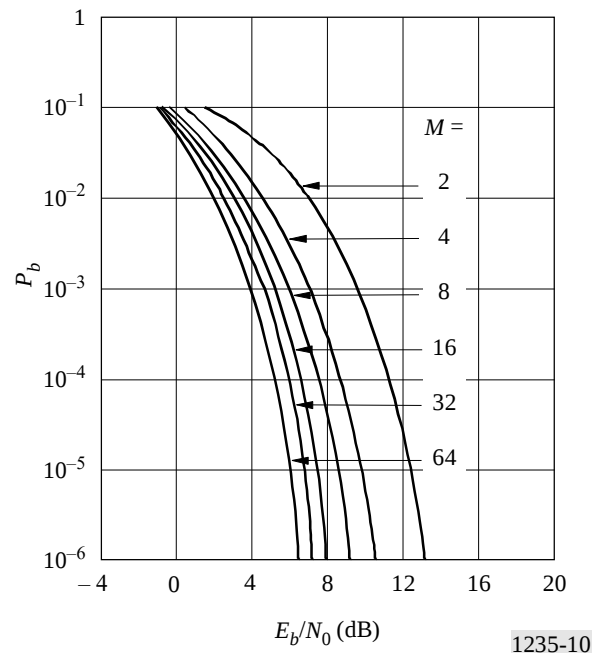
1235-08

FIGURA 9

 P_s en función de E/N_0 y E/I_e para MDPD 8-aria y 16-aria

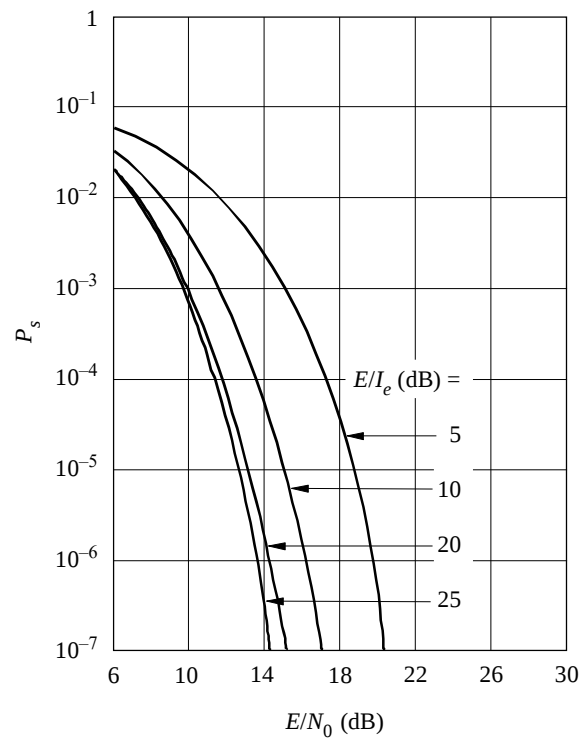
1235-09

FIGURA 10

 P_b en función de E_b/N_0 para MDFC M -aria

1235-10

FIGURA 11

 P_s en función de E/N_0 y E/I_e para MDFC binaria

1235-11

FIGURA 12
 P_s en función de E_b/N_0 para MDFNC M -aria

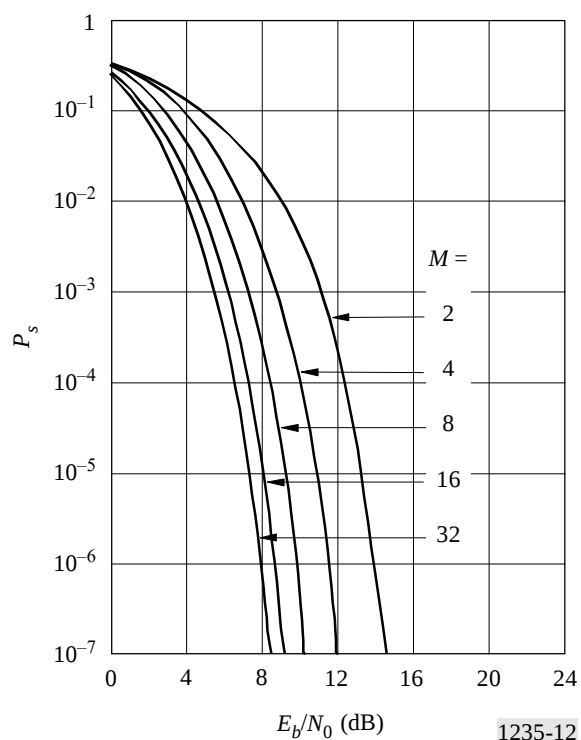


FIGURA 13
 P_s en función de E/N_0 y E/I_e para MDFNC
 con interferencia en un solo canal

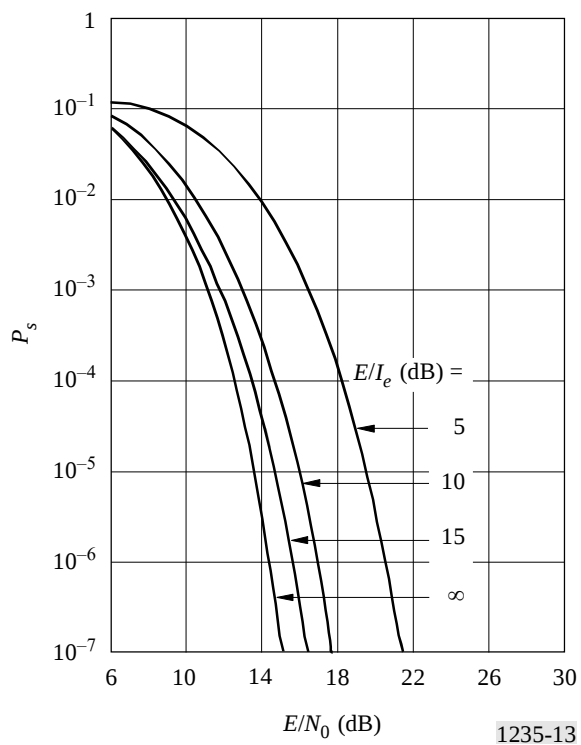
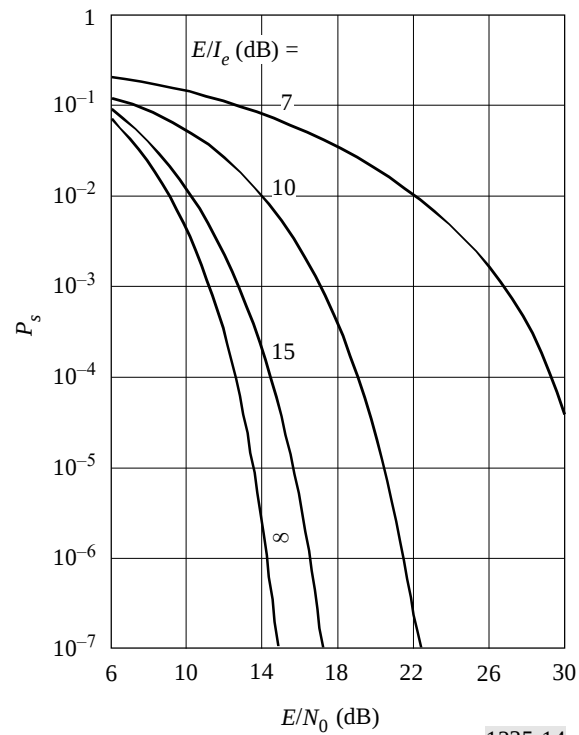


FIGURA 14

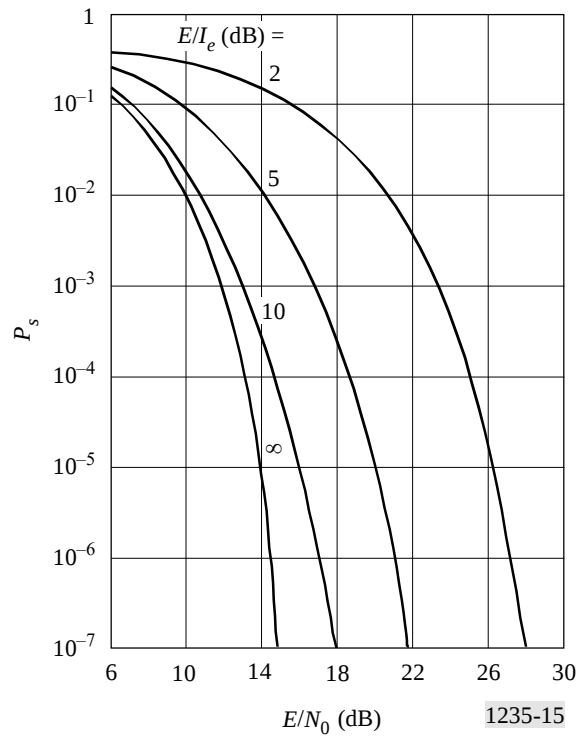
P_s en función de E/N_0 y E/I_e para MDFNC binaria con tonos
interferentes iguales en cada canal



1235-14

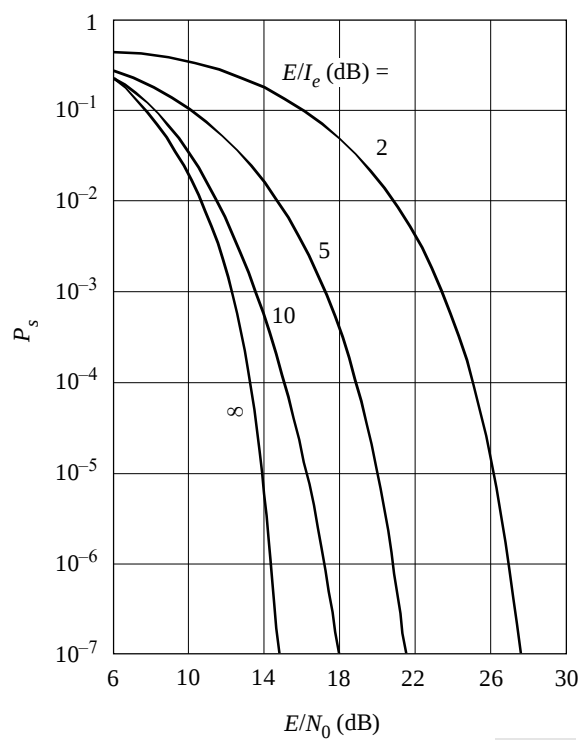
FIGURA 15

P_s en función de E/N_0 y E/I_e para MDFNC 4-aria



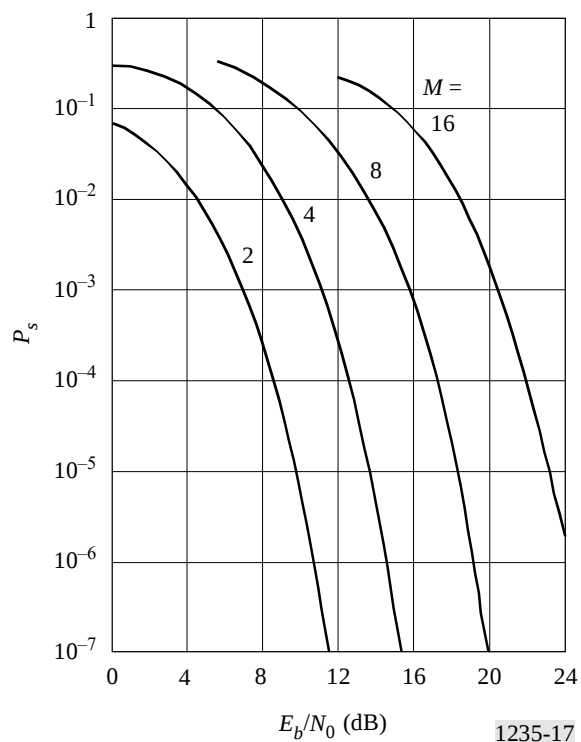
1235-15

FIGURA 16
 P_s en función de E/N_0 y E/I_e MDFNC 8-aria



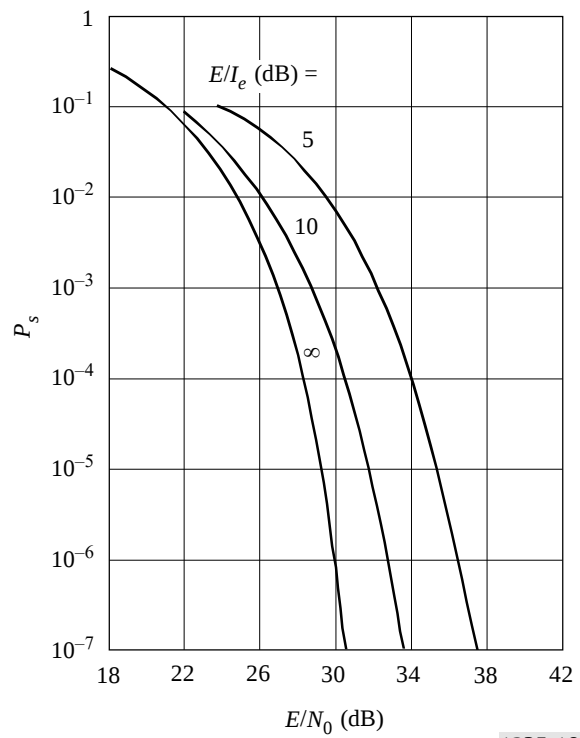
1235-16

FIGURA 17
 P_s en función de E_b/N_0 para MDAC M -aria bipolar



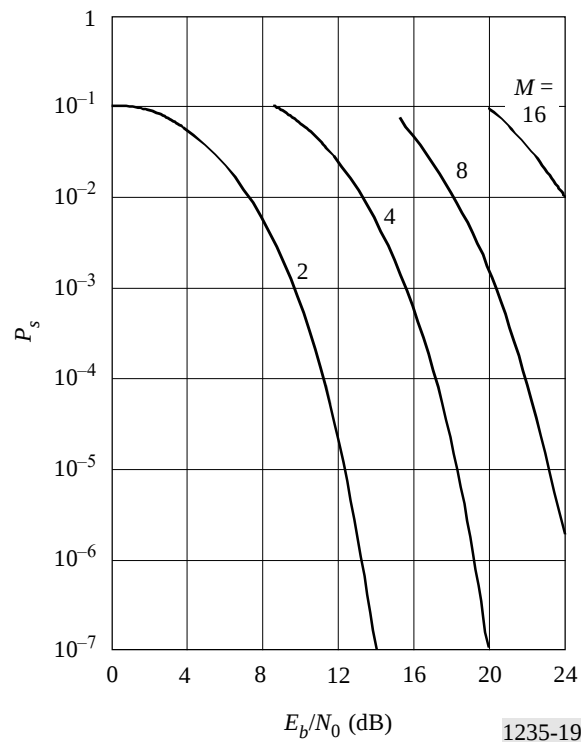
1235-17

FIGURA 18

 P_s en función de E/N_0 y E/I_e para MDAC 16-aria bipolar

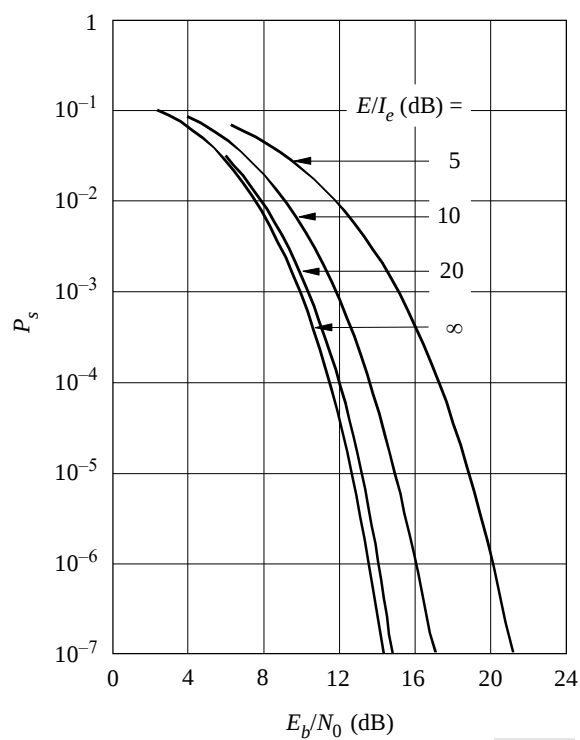
1235-18

FIGURA 19

 P_s en función de E_b/N_0 para MDAC M -aria unipolar

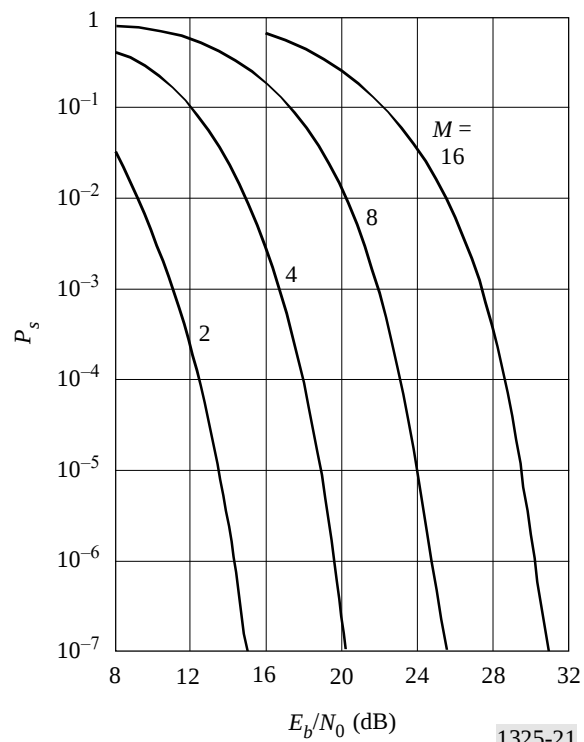
1235-19

FIGURA 20
 P_s en función de E_b/N_0 y E/I_c para MDAC
 binaria unipolar (OOK)



1235-20

FIGURA 21
 P_s en función de E_b/N_0 para MDANC M -aria



1325-21

FIGURA 22

P_s en función de E_b/N_0 para MAQ M -aria
y comparación con ciertas MDP M -arias

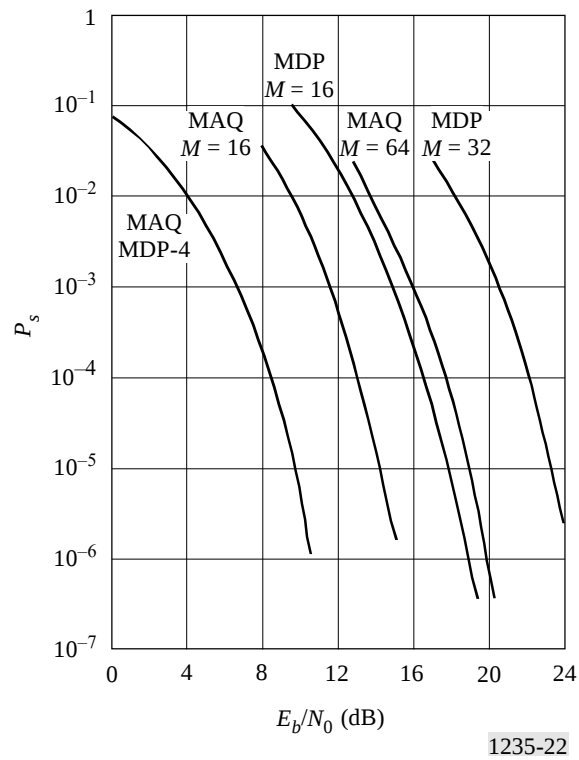


FIGURA 23

P_s en función de E/N_0 y E/I_e para MAQ 16-aria

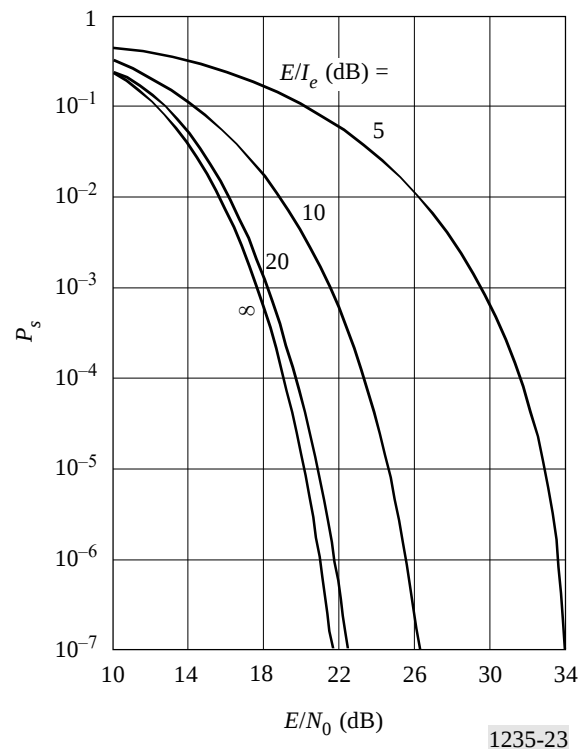
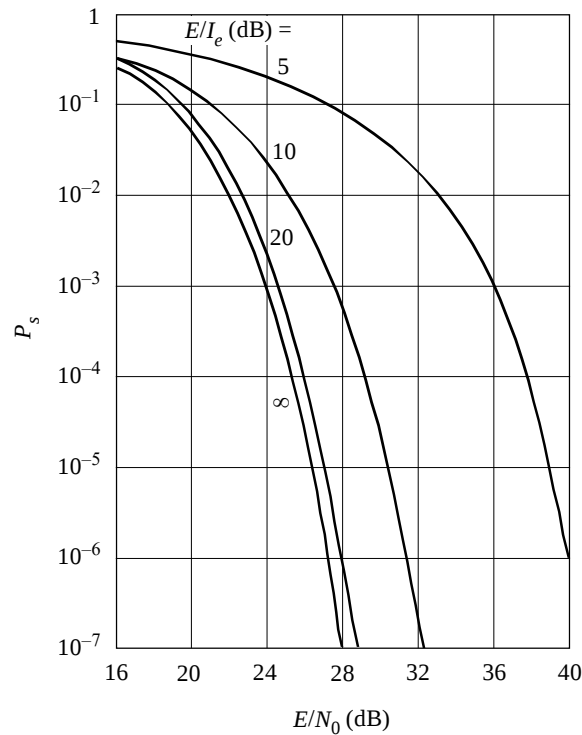


FIGURA 24

 P_s en función de E/N_0 y E/I_e para MAQ 64-aria

1235-24

ANEXO 2

Funciones de comportamiento de los sistemas de MDP múltiple afectados por más de un sistema interferente

NOTA 1 – Todas las gráficas del presente Anexo con $K = 1$ (un solo sistema interferente) son idénticas a las correspondientes gráficas del Anexo 1 en las que los valores de S/N y M son iguales.

1 Introducción

En algunas Cuestiones UIT-R, como las UIT-R 18/1, UIT-R 44/1 y UIT-R 45/1, se trata de buscar métodos y de obtener resultados sobre la teoría de la comunicación para aumentar la eficacia de utilización del espectro. Un caso que tiene bastante interés en estos momentos –y tal vez más en el futuro– para la tecnología de la transmisión de datos a gran velocidad, es el funcionamiento de los sistemas de MDPM (M -aria, coherente, $M = 2, 3, 4, \dots$), en presencia de ruido y de interferencia cocanal.

2 Definiciones

Supóngase que cada símbolo M -ario (igual que un elemento de señal binaria o no binaria) tiene una duración T , y que la forma de onda de la señal recibida en ausencia de otras entradas es:

$$s(t) = \sqrt{2S} \cos(\omega_0 t + \theta(t)) \quad (5)$$

donde la fase coherente instantánea $\theta(t)$ es $2\pi m/M$, aproximadamente, siendo m un entero $0 \leq m < M$. La potencia de la señal es S , y la energía de la señal por símbolo es $S T$. El ruido recibido $n(t)$ es ruido blanco gaussiano con una densidad

espectral unilateral de N_0 . A la señal y al ruido se añade la interferencia $i(t)$. Esta interferencia es cocanal cuando su frecuencia central es también ω_0 .

La calidad típica del sistema MDPM se expresa dando P_s en función de la relación señal/ruido (S/N), con uno o más parámetros para identificar el tipo de receptor, los filtros en el trayecto de la señal, las distorsiones de ésta, las condiciones de interferencia, etc.

Los dos términos primarios son:

- P_s : probabilidad de símbolos erróneos. La probabilidad de bits erróneos, que también se utiliza a menudo, no puede exceder de P_e , ni ser inferior a $P_s/\log_2 M$. Las dos probabilidades son iguales para $M = 2$
- S/N : $10 \log_{10} (S T/N_0)$, es el cociente entre la energía de la señal por símbolo y la densidad espectral de ruido (dB), supera en $10 \log_{10} (\log_2 M)$ dB a la relación (dB) entre la energía por bit y N_0 y puede interpretarse como la relación potencia de la señal/potencia de ruido, $S/(N_0 T^{-1})$ (dB).

3 Resultados

3.1 Resultados teóricos

Muchos investigadores han estudiado el comportamiento de diversos sistemas MDPM.

La Fig. 25 muestra la calidad de un muestreador o de un receptor con filtro adaptado, en presencia de ruido y sin interferencia. Las curvas se han trazado para el parámetro $M = 2, 4, 8$ y 16 .

La inclusión de la interferencia $i(t)$ implica la especificación del número de distintas interferencias de ángulo aleatorio y envolvente constante, contenidas en $i(t)$. Designando esta multiplicidad mediante K tendremos:

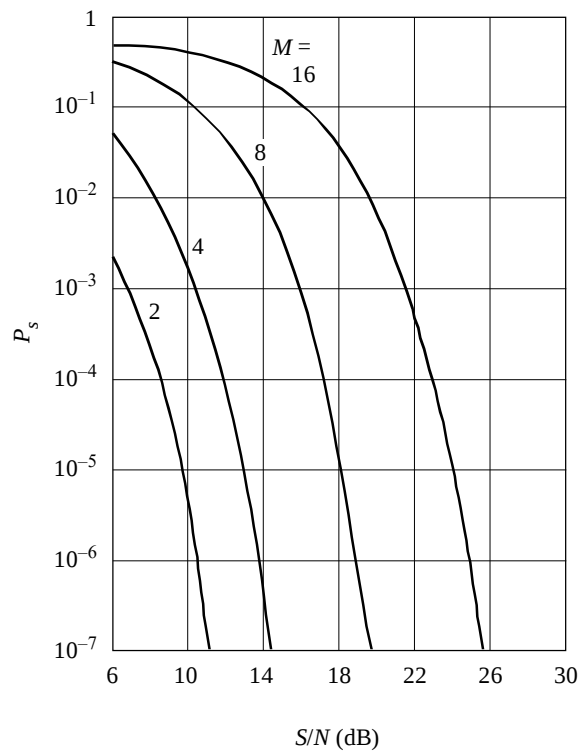
$$i(t) = i_1(t) + i_2(t) + \dots + i_k(t)$$

y la correspondiente potencia de interferencia total es:

$$I = I_1 + I_2 + \dots + I_k$$

La relación señal/interferencia (S/I) se define como la relación potencia de la señal deseada/señal interferente (dB) que es la misma que la relación energía de la señal por símbolo (o por bit)/energía de interferencia por símbolo (o por bit) (dB).

FIGURA 25
Funcionamiento de una MDPM ideal
sin interferencia cocanal



1235-25

El caso más sencillo se produce cuando la interferencia es una portadora única no modulada, $K = 1$, en la frecuencia central ω_0 y con una fase aleatoria de distribución uniforme. La degradación de calidad causada por esta interferencia a la MDPM ideal se muestra en las Figs. 26a) a 26d).

El efecto de $K > 1$ deteriora aún más la calidad. Tal efecto se muestra en las Figs. 27a y 27b, elegidas ambas para un valor fijo S/I , pero con $M = 2$. Al parecer, $K = \infty$ tendría el efecto más perjudicial de todas las selecciones de K .

Cuando la interferencia cocanal contiene señales moduladas de envolvente constante, los efectos se hacen mucho más complejos y no se explican muy bien. Aunque las estimaciones teóricas para una sola señal interferente ($K = 1$) con modulación angular parecen indicar la degradación de calidad que se muestra en la Fig. 28, pueden deducirse más resultados mediante simulación. La Fig. 29 presenta resultados obtenidos para el caso simulado de un receptor de MDP-4 ($M = 4$) interferido por una señal no deseada con modulación MDP-4. Los datos indican que, en relaciones elevadas señal/interferencia, los cálculos teóricos concuerdan bastante bien con los resultados simulados. En relaciones reducidas señal/interferencia, hay una diferencia apreciable entre ambos procedimientos, debida a las aproximaciones inherentes al planteamiento analítico. En general, los resultados indican que los límites teóricos son válidos; para las relaciones reducidas señal/interferencia hay que considerar una mayor complejidad analítica. En particular, la simulación debiera ampliarse al caso arbitrario de M fases y a una multiplicidad K de interferencias.

3.2 Resultados experimentales

Para medir la probabilidad de error en un receptor MDP-4 sujeto a interferencia se utilizó el montaje experimental que muestra la Fig. 30. El demodulador MDP incluía un circuito de recuperación de la portadora con un solo filtro sintonizado de 400 kHz de anchura de banda y un circuito de detección/decisión.

FIGURA 26

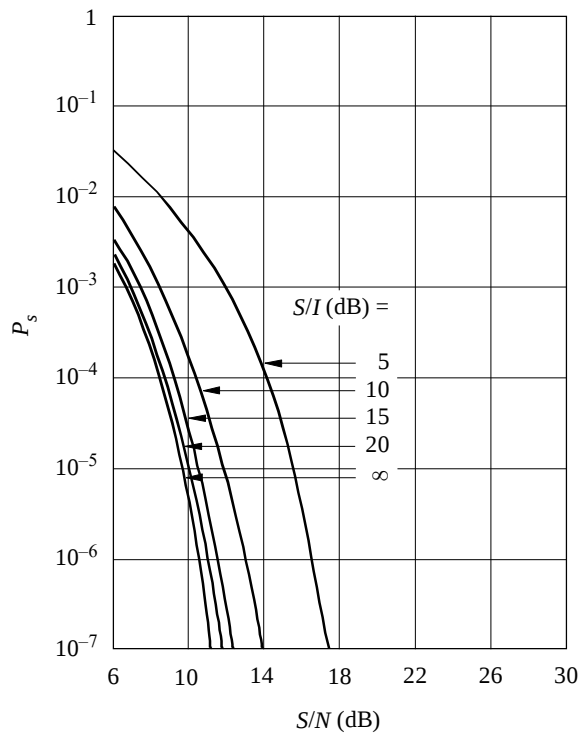
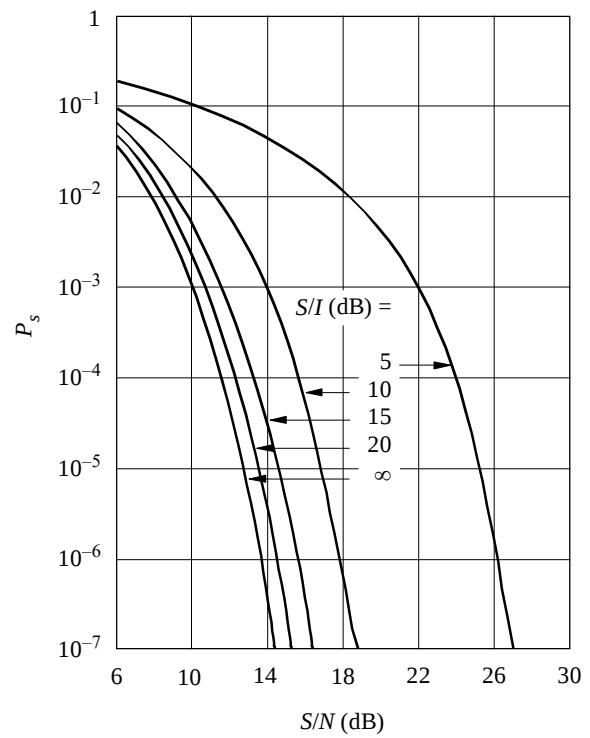
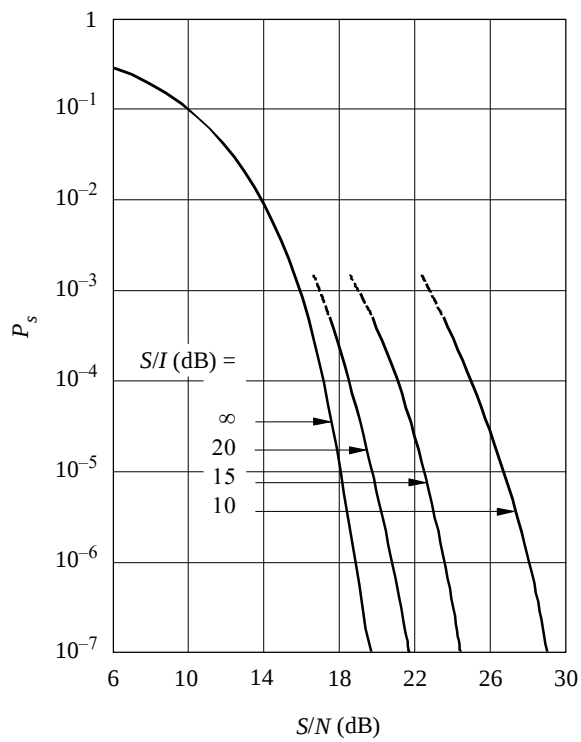
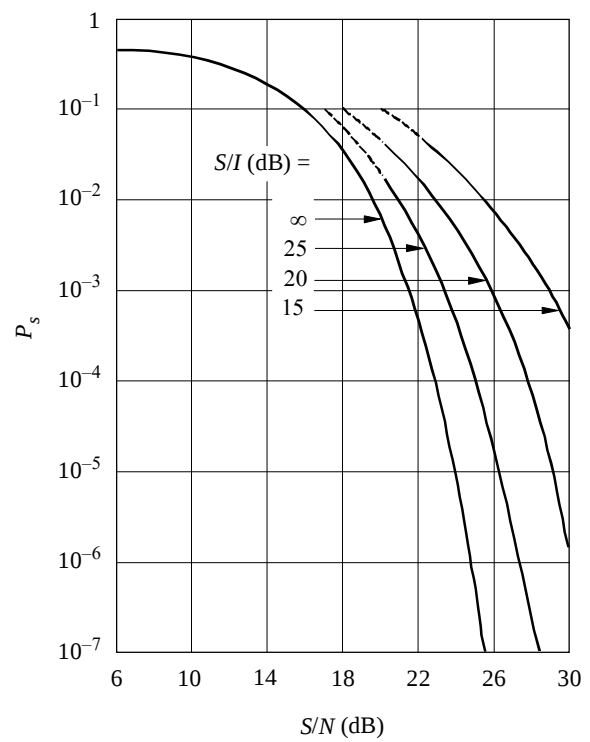
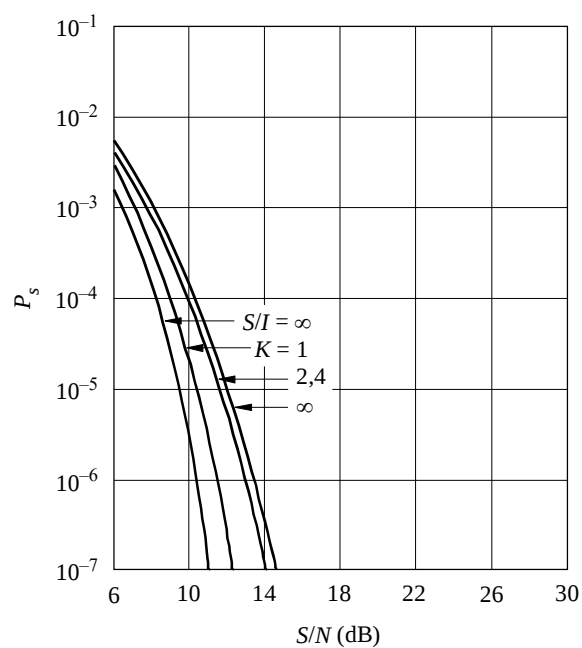
Comportamiento de una MDPM ideal con una sola interferencia, $K = 1$, sin modulacióna) $M = 2$ b) $M = 4$ c) $M = 8$ d) $M = 16$

FIGURA 27a

Influencia de K interferencias ($K = 1, 2, 4, \dots$) en el comportamiento de la MDPM binaria ($M = 2$)



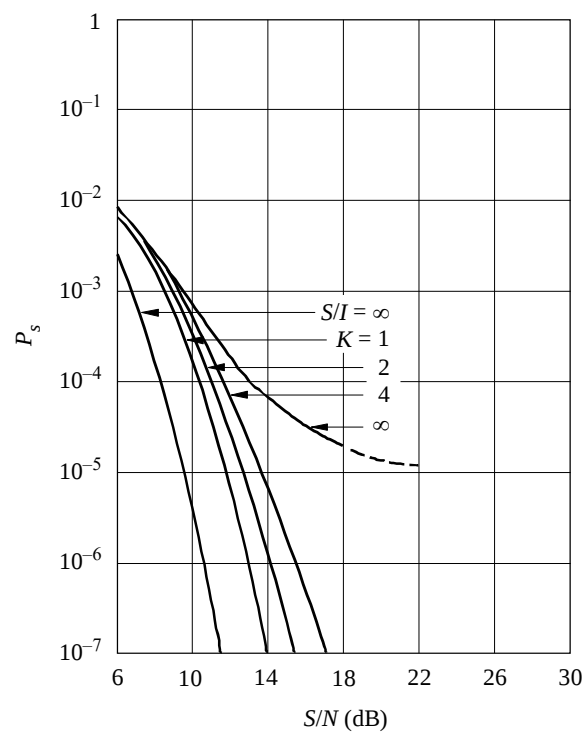
$S/I = 15$ dB

K : número de señales interferentes

1235-27a

FIGURA 27b

Influencia de K interferencias ($K = 1, 2, 4, \dots$) en el comportamiento de la MDPM binaria ($M = 2$)



$S/I = 10$ dB

K : número de señales interferentes

1235-27b

FIGURA 28

Estimación del efecto de una sola interferencia ($K = 1$) con modulación angular arbitraria en una MDPM binaria ($M = 2$)

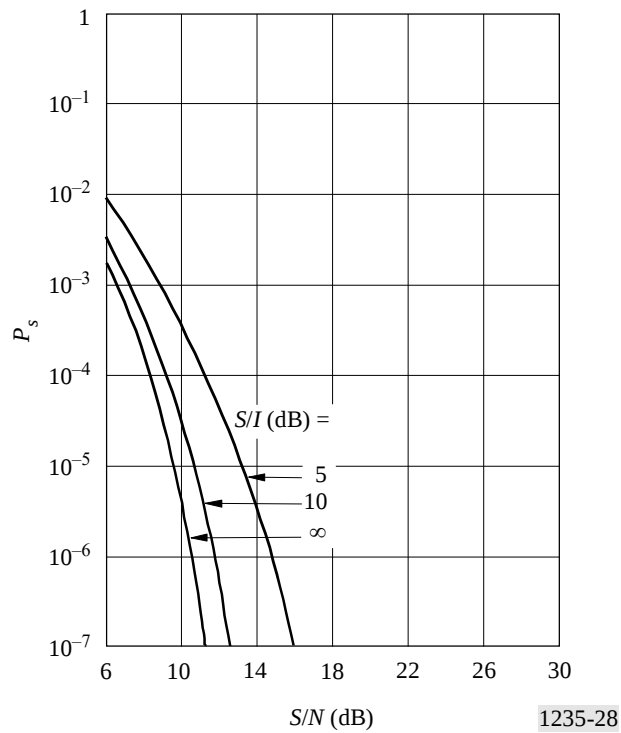
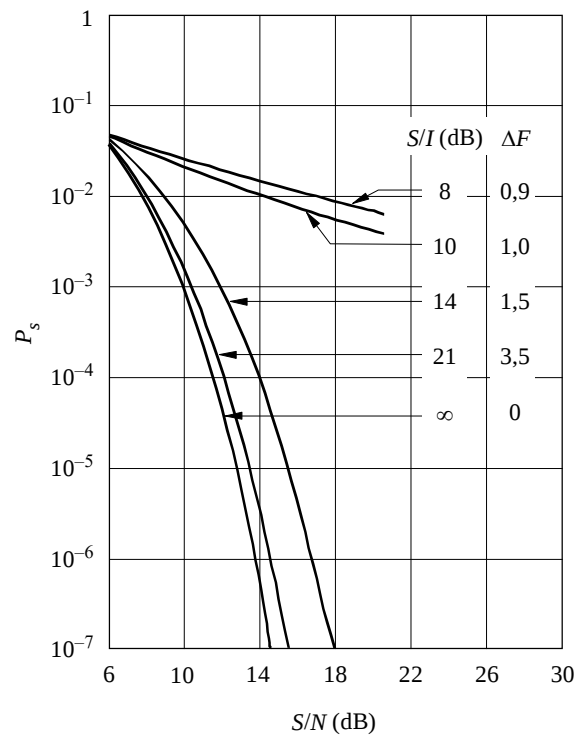


FIGURA 29

Resultados de la simulación de una MDP-4 ($M = 4$) en el caso de una sola interferencia ($K = 1$) con modulación del mismo tipo y desplazamiento de frecuencia normalizado (ΔF), CW



$$\Delta F = \frac{f_1 - f_0}{\text{Velocidad de símbolos}}$$

1235-29

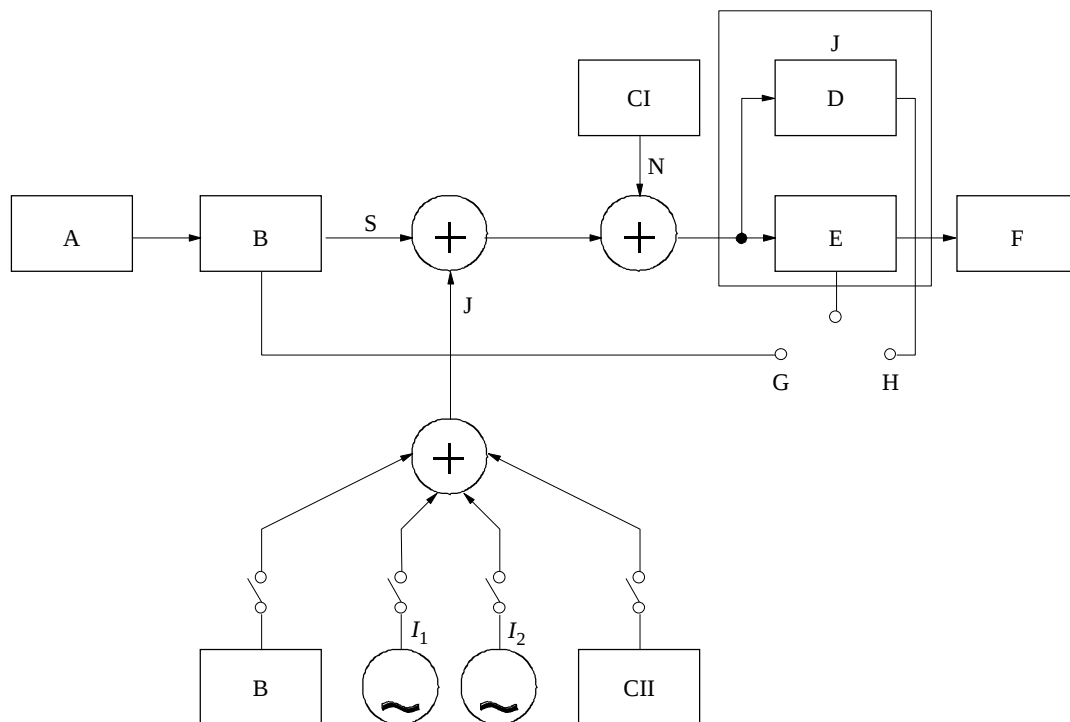
Como señal deseada se empleó una señal MDP-4 modulada a 30 MBd. Las señales interferentes (I_1 , I_2) son ondas sinusoidales no moduladas. En la Fig. 31, para $K = \infty$, se utilizó ruido blanco limitado en banda producido por el generador de ruido II como fuente de interferencia. En la Fig. 33, la señal interferente es una señal MDP-4 modulada a 30 MBd.

En la Fig. 31 se presentan los resultados de las mediciones de la dependencia que existe entre la relación señal deseada/potencia de ruido (S/N) y la proporción de bits erróneos (P_e) utilizándose como parámetro el número de señales interferentes (K). Estos resultados tienen la misma tendencia que los resultados de los cálculos (Fig. 27b).

En la Fig. 32 se presentan los resultados de las mediciones de la relación entre S/N y P_s con Δf y S/I como parámetros. En esta Figura puede verse que la proporción de bits erróneos aumenta cuando el valor de Δf se aproxima a cero. Esto parece deberse a los efectos de las señales interferentes en el circuito de recuperación de la portadora.

En la Fig. 33 se muestra la variación equivalente de S/N con respecto a S/I cuando la señal deseada sufre interferencia de la señal con MDP-4 modulada a 30 MBd. La variación equivalente de S/N es la diferencia entre la S/N requerida para obtener una determinada proporción de bits erróneos (1×10^{-4} ó 1×10^{-6}), en ausencia de interferencia, y la S/N necesaria para la misma proporción de bits erróneos en presencia de interferencia. Estos resultados muestran que los efectos de la señal interferente en el circuito de recuperación de la portadora no puede despreciarse en la región de pequeño valor de S/I .

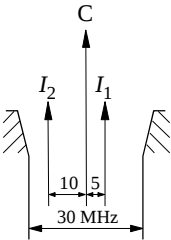
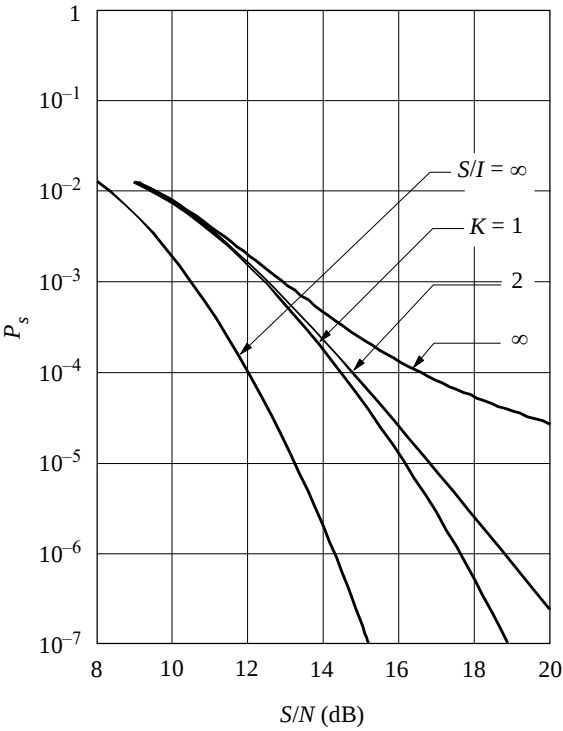
FIGURA 30

Diagrama simplificado de la medición

- A: generador de señal pseudoaleatoria
- B: modulador MDP-4
- C: generador de ruido
- D: recuperación de la portadora
- E: detección-decisión
- F: medición de P_e
- G: portadora original
- H: portadora recuperada
- J: demodulador

FIGURA 31

Resultados de las mediciones del comportamiento de la MDP-4
con interferencias múltiples no moduladas

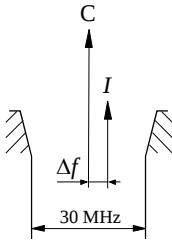
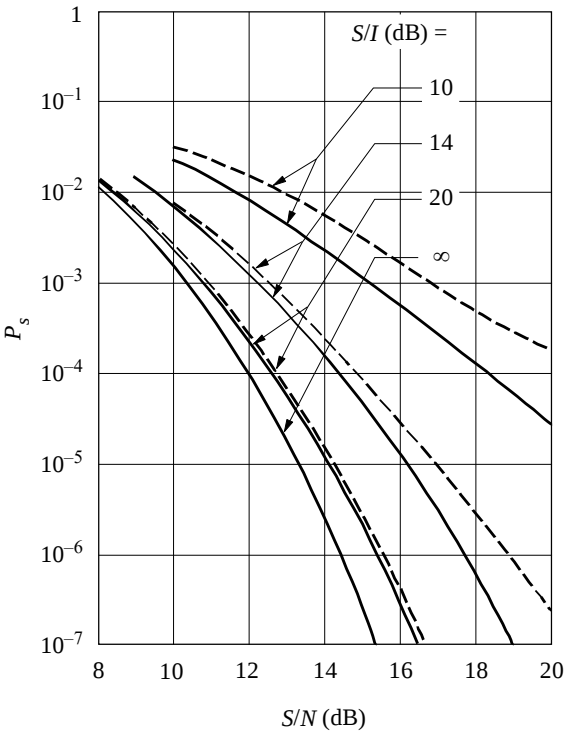


K : número de señales interferentes
 $S/I = 14$ dB para las tres curvas con $K = 1, 2$ e ∞

1235-31

FIGURA 32

Resultados de las mediciones del comportamiento de la MDP-4
con una sola interferencia no modulada

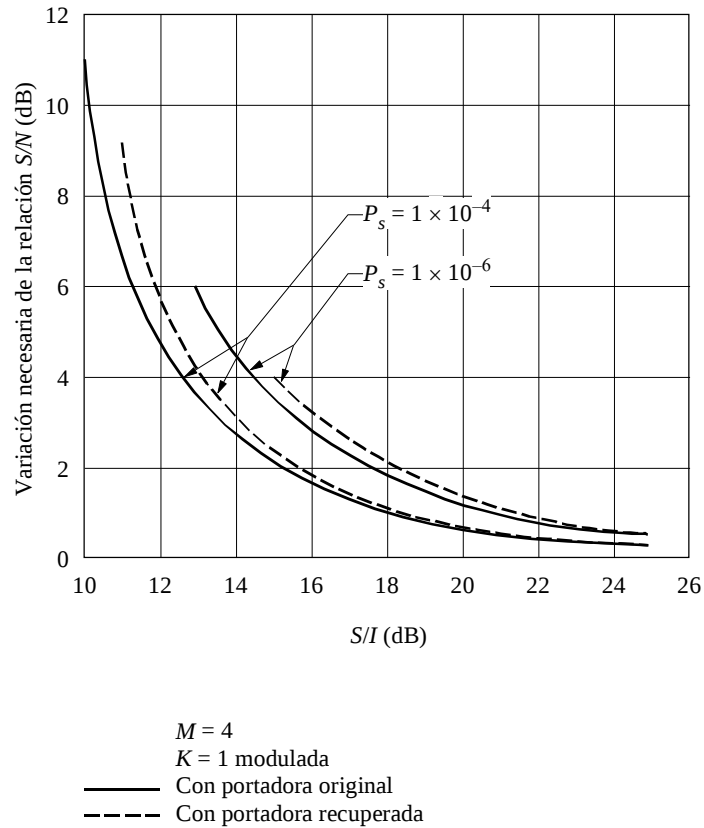


$M = 4$
 $K = 1$ (onda continua)
— $\Delta f = 5$ MHz
--- $\Delta f = 0,5$ kHz

1235-32

FIGURA 33

Variación de la relación S/N en función de S/I para proporciones de bits erróneos P_s de 1×10^{-4} y 1×10^{-6}



1235-33

4 Método analítico

Se puede aplicar un método analítico aproximado para calcular la probabilidad de recepción errónea de símbolos de señales MDP M -arias interferidas por un número « K » de señales interferentes. El método se basa en dos medidas para calcular el valor P_s esperado.

4.1 Parámetros medidos

Con los transmisores interferentes desconectados o filtrados, el valor de S/N de la señal deseada se mide (o calcula a partir de los datos de ingeniería del emplazamiento) a la entrada del demodulador del receptor, junto con « T », la duración deseada de los símbolos, definida para la ecuación (1). Seguidamente, con el transmisor deseado desconectado, se miden las señales interferentes como I_j/N a la entrada del demodulador del receptor, junto con la duración de símbolo interferente (T_j) y el desplazamiento de frecuencia (Δf_j) a partir de la frecuencia sintonizada del receptor para cada señal interferente.

4.2 Cálculo de los parámetros

De manera similar a la ecuación (1), se efectúan los cálculos siguientes utilizando los datos medidos según se describe en el § 4.1:

$$E/N_0 = (S/N) (B T) \quad (6a)$$

y:

$$E_{Ij}/N_0 = (I_j/N) (B T_j) \quad (6b)$$

Seguidamente se calculan los dos parámetros siguientes:

$$\rho_0 = 10^{0,1(E/N_0)} \quad (7)$$

y:

$$\rho_{Ij} = 10^{0,1(E/N_0 - E_{Ij}/N_0)} \quad (8)$$

El parámetro $h(\Delta f_j)$ se define como sigue:

$$h(\Delta f_j) = 10^{-0,05FDR(\Delta f_j)} \quad (9)$$

donde $FDR(\Delta f_j)$ representa el rechazo dependiente de la frecuencia tal como se define en la Recomendación UIT-R SM.337, para cada Δf_j medido por el método descrito en el § 4.1.

La función de Bessel modificada $I_0(x)$, necesaria para continuar el cálculo, puede aplicarse mediante la fórmula siguiente, en que $t = x/3,37$:

$$I_0(x) = 1 + 3,515 t^2 + 3,090 t^4 + 1,207 t^6 + 0,266 t^8 + 0,036 t^{10} + 0,005 t^{12} \quad \text{para } t \leq 1 \quad (10)$$

o bien

$$I_0(x) = \frac{\exp(x)}{\sqrt{x}} \left(0,399 + 0,013/t + 0,002/t^2 \right) \quad \text{para } t > 1 \quad (11)$$

Estos parámetros pueden utilizarse en las fórmulas del Cuadro 2 para obtener $\varphi(d_0)$, la relación efectiva señal/ruido a la entrada del demodulador por efecto tanto de la interferencia como del ruido térmico (dB).

Los cálculos que figuran en el Cuadro 2 se efectúan en el siguiente orden:

- Se calculan los parámetros β_1 , β_2 y d_0 a partir de ρ_0 , ρ_{Ij} , M y $h(\Delta f_j)$.
- Se calcula el parámetro $\varphi''(d_0)$, optando por una de las dos fórmulas posibles.
- Se calcula el parámetro $\varphi(d_0)$, optando por una de las dos fórmulas posibles.
- Se calcula la función $F(d_0)$, optando por una de las dos fórmulas posibles y mediante la función de Bessel modificada.

4.3 Cálculo de P_s

Por último, la probabilidad de recepción errónea de símbolos en el receptor MDP M -ario considerado se calcula mediante la siguiente expresión aproximada:

$$P_s = F(d_0) \exp[\varphi(d_0)] / \sqrt{2\pi \varphi''(d_0)} \quad (12)$$

5 Conclusiones

La degradación que produce la interferencia cocanal recibida de más de un sistema interferente en el factor de probabilidad de error de los módems con MDPM coherente en las condiciones indicadas puede estimarse por medio de las curvas teóricas que aparecen en las Figs. 25 a 28, de los resultados de simulación indicados en la Fig. 29, o mediante los resultados de mediciones experimentales de las Figs. 31 y 32.

Se ha propuesto también un método analítico para calcular la probabilidad potencial de errores de símbolo en un receptor MDP M -ario en un entorno de múltiples señales interferentes, incluyendo todas las mediciones necesarias para el cálculo. De un modo general, los métodos gráficos, de simulación y analíticos propuestos son suficientes para una amplia gama de sistemas de modulación digital, con especial consideración de la modulación MDP.

CUADRO 2

Fórmulas para el cálculo

Fórmulas para los parámetros:

$$\beta_1 = \sqrt{2\rho_0} \operatorname{sen} \frac{\pi}{M} / 1 + \sum_{j=1}^K \rho_{Ij} h^2(\Delta f_j)$$

$$\beta_2 = \sqrt{2\rho_0} \operatorname{sen} \frac{\pi}{M} - \sum_{j=1}^K \sqrt{2\rho_{Ij}} |h(\Delta f_j)|$$

$$d_0 = \max(\beta_1; \beta_2)$$

$$\varphi''(d_0) = 1 + \sum_{j=1}^K \rho_{Ij} h^2(\Delta f_j) \quad \text{para } \beta_1 > \beta_2$$

$$\varphi''(d_0) = 1 \quad \text{para } \beta_1 < \beta_2$$

$$\varphi(d_0) = -d_0 \sqrt{2\rho_0} \operatorname{sen} \frac{\pi}{M} + \frac{1}{2} d_0^2 \left(1 + \sum_{j=1}^K \rho_{Ij} h^2(\Delta f_j) \right) \quad \text{para } \beta_1 > \beta_2$$

$$\varphi(d_0) = -d_0 \left(\sqrt{2\rho_0} \operatorname{sen} \frac{\pi}{M} - \sum_{j=1}^K \sqrt{2\rho_{Ij}} |h(\Delta f_j)| \right) + \frac{d_0^2}{2} \quad \text{para } \beta_1 < \beta_2$$

Fórmulas para las funciones:

$$F(d_0) = \frac{1}{d_0} \prod_{j=1}^K I_0 \left(d_0 \sqrt{2\rho_{Ij}} |h(\Delta f_j)| \right) \exp \left(-\frac{1}{2} d_0^2 h^2(\Delta f_j) \rho_{Ij} \right) \quad \text{para } \beta_1 > \beta_2$$

$$F(d_0) = \frac{1}{d_0} \prod_{j=1}^K I_0 \left(d_0 \sqrt{2\rho_{Ij}} |h(\Delta f_j)| \right) \exp \left(-d_0 \sqrt{2\rho_{Ij}} |h(\Delta f_j)| \right) \quad \text{para } \beta_1 < \beta_2$$