

## RECOMMANDATION UIT-R SF.766\*

**MÉTHODES DE DÉTERMINATION DES EFFETS DU BROUILLAGE SUR LA QUALITÉ  
ET LA DISPONIBILITÉ DES FAISCEAUX HERTZIENS DE TERRE  
ET DES SYSTÈMES DU SERVICE FIXE PAR SATELLITE**

(1992)

L'Assemblée des radiocommunications de l'UIT,

*considérant*

- a) qu'il est nécessaire d'évaluer les effets du brouillage sur la qualité et la disponibilité des faisceaux hertziens de Terre et des systèmes du service fixe par satellite;
- b) qu'en règle générale, il faut disposer de méthodes de calcul adéquates pour déterminer les critères de brouillage;
- c) que les méthodes de calcul permettant de déterminer les brouillages causés aux systèmes MRF-MF sont assez bien établies;
- d) que les méthodes de calcul des brouillages causés à la téléphonie MF avec une seule voie par porteuse (SCPC) doivent être fixées;
- e) que les méthodes de calcul des brouillages causés à la télévision MF doivent être fixées;
- f) que les méthodes de calcul des brouillages causés à la téléphonie à modulation d'amplitude (MA) doivent être fixées;
- g) que les méthodes de calcul des brouillages causés aux transmissions numériques doivent être fixées;
- h) qu'à l'avenir, il faudra peut-être fixer des méthodes de calcul des brouillages causés aux systèmes utilisant les nouvelles techniques de modulation;
- j) qu'il est souhaitable d'indiquer les spectres des signaux pour déterminer les brouillages à partir de la formulation générale,

*recommande*

1. d'employer les méthodes décrites à l'Annexe 1 pour calculer les brouillages causés aux systèmes MRF-MF;
2. d'employer, à titre provisoire, les méthodes décrites à l'Annexe 2 pour les signaux utiles autres que MRF-MF en l'absence de données plus précises.

## ANNEXE 1\*\*

**Méthodes de calcul des brouillages causés aux systèmes MRF-MF**

On trouvera ci-après les méthodes de calcul permettant de déterminer les effets des brouillages causés aux systèmes MRF-MF dans les faisceaux hertziens de Terre et dans les systèmes du service fixe par satellite.

---

\* Les Commissions d'études 4 et 9 des radiocommunications ont apporté des modifications rédactionnelles à cette Recommandation en 2000 conformément aux dispositions de la Résolution UIT-R 44.

\*\* *Note du Directeur du CCIR* – Il est précisé, à titre d'information, que le mode d'obtention des formules de même que les antécédents historiques de la présente Annexe peuvent être trouvés dans les références bibliographiques figurant dans le Rapport 388 du CCIR (Düsseldorf, 1990).

## 1. Méthodes de calcul

### 1.1 Formulation générale

La relation (cette relation linéaire n'est valable que pour les brouillages peu intenses causés aux signaux téléphoniques MRF-MF) entre la puissance de brouillage en bande de base dans une voie téléphonique et le rapport des puissances porteuses des signaux utile et brouilleur fait intervenir le facteur de réduction du brouillage,  $B$  (en dB), défini comme suit:

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

où:

$S$ : puissance du signal d'essai dans une voie téléphonique = 1 mW

$N_i$ : puissance non pondérée de brouillage dans une voie téléphonique (largeur de bande de la voie: 3,1 kHz)

$C$ : puissance de la porteuse du signal utile (W)

$I$ : puissance de la porteuse du signal brouilleur (W).

La puissance pondérée de brouillage  $N_p$  (pW) s'obtient en tant que puissance non pondérée dans 1,75 kHz, ce qui conduit à:

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

Le facteur de réduction du brouillage,  $B$ , a pour expression:

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

avec:

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

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

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

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

où:

$\delta f$ : valeur efficace de l'excursion du signal d'essai (sans préaccentuation) du signal utile (kHz)

$f$ : fréquence centrale de la voie considérée, située dans la bande de base du signal utile (kHz)

$f_m$ : fréquence supérieure de la bande de base du signal utile (en kHz)

$p(f/f_m)$ : facteur de préaccentuation pour la fréquence centrale considérée, dans la bande de base de la porteuse utile

$b$ : largeur de bande de la voie téléphonique (3,1 kHz)

$f_0$ : écart entre fréquences porteuses des signaux utile et brouilleur (kHz)

$S(f)$ : partie continue de la densité spectrale de puissance normalisée du signal utile avec préaccentuation ( $\text{Hz}^{-1}$ )

$S_0$ : puissance porteuse résiduelle normalisée du signal utile

$P(f)$ : partie continue de la densité spectrale de puissance normalisée du signal brouilleur ( $\text{Hz}^{-1}$ )

$P_0$ : puissance porteuse résiduelle normalisée du signal brouilleur

$A(f)$ : caractéristique amplitude/fréquence du filtre de réception du signal utile, l'origine des fréquences étant la fréquence centrale de la porteuse du signal brouilleur.

Les densités spectrales de puissance sont normalisées par rapport à l'unité et sont supposées être unilatérales (fréquences positives seulement).

On déduit des équations (2) et (3) l'expression de  $N_p$  en fonction du rapport  $C/I$ . On constate que la détermination de  $N_p$  nécessite:

- la connaissance du spectre du signal utile (téléphonie analogique),
- la connaissance du spectre du signal brouilleur.

Les expressions de ces spectres sont données au § 2 ci-après et au § 3 de l'Annexe 2.

## 1.2 Brouillage causé par un signal MRF-MF à faible indice de modulation à un signal MRF-MF à grand indice de modulation

Ce cas correspond à un système de faisceaux hertziens de Terre brouillant un système du service fixe par satellite. Il n'est pas facile d'identifier la voie de la bande de base qui reçoit le plus de brouillage. Cependant, la situation de brouillage la plus défavorable se produit lorsque l'espacement entre la porteuse utile et la porteuse brouilleuse est égal ou inférieur à la fréquence la plus élevée de la bande de base du signal utile.

Le facteur  $B$  peut être déterminé à partir de la formule suivante:

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

Si l'indice de modulation du signal utile est supérieur à 3, la forme du spectre est presque gaussienne et la formule (7) prend la forme:

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

La définition des paramètres des formules (7) et (7a) est donnée au § 1.1 à l'exception de ce qui suit:

$$\begin{aligned} f_s : \quad & \text{valeur efficace de l'excursion multivoie du signal utile (kHz)} \\ & = \delta f \cdot 10^y \cdot (LF)^{1/2} \end{aligned} \quad (8)$$

$LF$  : facteur de charge, inférieur à l'unité en dehors de l'heure chargée

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

$N_c$  : nombre de voies téléphoniques en bande de base.

## 1.3 Brouillage causé par un signal MRF-MF à indice de modulation élevé à un autre signal MRF-MF à indice de modulation élevé

On peut faire ici les mêmes observations qu'au § 1.2 en ce qui concerne la voie de bande de base contenant le plus de brouillage et ayant l'espacement de fréquences le plus défavorable. Par ailleurs, le facteur  $B$  est identique à celui que l'on trouve dans la formule (7) du § 1.2, en remplaçant  $f_s$  par  $F_s$ .

$F_s$  a pour expression:

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

où  $f_{s_1}$  et  $f_{s_2}$  représentent les valeurs efficaces des excursions de fréquence multivoies des signaux utile et brouilleur (kHz).

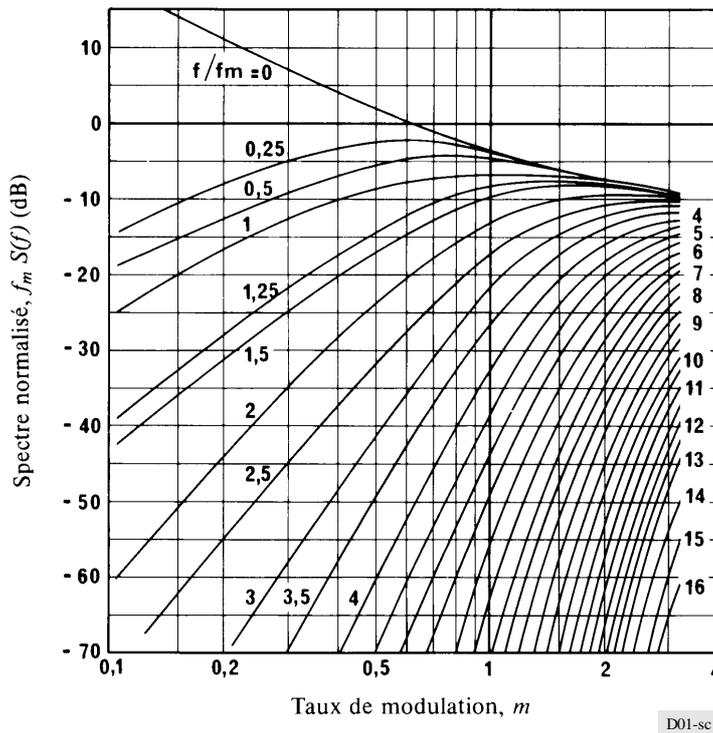
### 1.4 Brouillage entre signaux MRF-MF ayant des indices de modulation intermédiaires

La Fig. 1 contient une série de courbes de spectres normalisés en fonction de l'indice de modulation, pour des valeurs données de la fréquence normalisée. A l'aide de ces courbes, il est facile d'établir des graphiques du spectre pour n'importe quelle valeur de l'indice de modulation comprise entre 0,1 et 3. Pour  $m > 3$ , la forme du spectre du signal se rapproche beaucoup d'une courbe de Gauss. Si les indices de modulation des signaux utile et brouilleur sont supérieurs à 3, il faut utiliser pour déterminer le brouillage la formule (7), compte tenu du § 1.3.

Dans certains cas particuliers, lorsque le signal brouilleur peut être caractérisé par la valeur efficace de son indice de modulation et que la fréquence supérieure de sa bande de base est égale à celle du signal utile  $f_{m_1} = f_{m_2} = f_m$ , on peut très facilement calculer la fonction de brouillage  $D(f, f_0)$  à partir des courbes normalisées de la Fig. 1.

FIGURE 1

Densité spectrale normalisée des signaux MRF-MF



On définit l'indice de modulation équivalent:

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

et pour cette valeur de  $m$  sur les courbes de la Fig. 1, on trouve les valeurs  $f_m S(f_1)$  et  $f_m S(f_2)$ ,

où:

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

puis:

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

On peut suivre la même méthode pour calculer approximativement  $D(f, f_0)$ , selon la valeur de l'indice de modulation «équivalent»:

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

lorsque:

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

Les symboles sont définis comme suit:

$f_0$  : écart entre les fréquences porteuses

$f_{m_1}, f_{m_2}$  : fréquence centrale de la voie supérieure de la bande de base des signaux utile et brouilleur, respectivement

$m_1, m_2$  : taux de modulation efficaces des signaux utile et brouilleur, respectivement.

### 1.5 Brouillage causé par un signal MRF-MF à grand indice de modulation à un signal MRF-MF à faible indice

C'est là un cas typique où un système du service fixe par satellite brouille un système de faisceaux hertziens de Terre. Une modulation angulaire de faible indice peut être considérée comme quasi angulaire en ce qui concerne certains types de signaux brouilleurs; dans des cas de ce genre, on calcule le brouillage en appliquant une procédure simple, analogue à celle qui est appliquée dans le cas de la modulation d'amplitude à double bande latérale.

On peut utiliser la formule suivante, qui n'est qu'approchée:

$$\left\{ \frac{\text{Puissance du brouillage dans une voie téléphonique}}{\text{Puissance du bruit thermique dans une voie téléphonique}} \right\} = \left\{ \frac{\text{Puissance du signal brouilleur dans deux bandes appropriées de 4 kHz à l'entrée du récepteur}}{\text{Puissance du bruit thermique dans les deux mêmes bandes de 4 kHz à l'entrée du récepteur}} \right\} \quad (16)$$

### 1.6 Brouillage causé par des signaux numériques à modulation angulaire à des signaux MRF-MF

Les systèmes à modulation numérique des types MDP ou MDF constituent aussi des catégories de systèmes à modulation angulaire. On calcule donc par l'intégrale de convolution le brouillage qu'ils causent à des systèmes analogiques à modulation angulaire. Cependant, il n'est pas facile de généraliser les densités spectrales des signaux numériques à modulation angulaire; un spectre spécifique figure toutefois au § 3.2 de l'Annexe 2. Une plus grande généralisation permettrait en effet de calculer la densité spectrale des signaux numériques (voir le § 3.2 de l'Annexe 2), la densité spectrale des signaux analogiques, la convolution des deux densités et le facteur  $B$ .

Lorsqu'une onde porteuse MRF-MF à indice de modulation élevé est brouillée par des signaux numériques à modulation angulaire qui occupent une bande dont la largeur est petite par rapport à celle du signal utile, on obtient une valeur approximative du facteur  $B$  en appliquant la formule (7).

Si un signal utile MRF-MF subit l'influence du signal brouilleur MIC-MDP ou MDPD-MP qui occupe une largeur de bande plus grande que la sienne, on calcule le facteur  $B$  au moyen de la formule simplifiée suivante:

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

Dans cette formule, la densité spectrale de puissance normalisée du signal brouilleur,  $P(f)$ , est calculée au moyen des formules (36a) à (36d), données plus loin, au § 3.2 de l'Annexe 2.

### 1.7 Brouillage causé par des signaux MA à des signaux MRF-MF

Les propriétés quasi linéaires des signaux à modulation angulaire de faible indice, par rapport aux signaux brouilleurs dont les densités spectrales ne varient pas excessivement dans la bande passante du récepteur, permettent d'appliquer en pareil cas la formule approximative suivante:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Puissance du brouillage dans} \\ \text{une voie téléphonique} \\ \hline \text{Puissance du bruit thermique} \\ \text{dans une voie téléphonique} \end{array} \right\} = \left\{ \begin{array}{l} \text{Puissance du signal brouilleur dans} \\ \text{deux bandes appropriées de 4 kHz} \\ \text{à l'entrée du récepteur} \\ \hline \text{Puissance du bruit thermique dans} \\ \text{les deux mêmes bandes de 4 kHz} \\ \text{à l'entrée du récepteur} \end{array} \right\}$$

Dans cette formule, on fait intervenir deux bandes de 4 kHz, car il se peut que le spectre brouilleur soit asymétrique par rapport à la porteuse utile. Lorsqu'un système à modulation angulaire à indice de modulation élevé est brouillé par une émission numérique à modulation d'amplitude dont la largeur de bande occupée est faible par rapport à celle du signal utile, le facteur  $B$  est donné approximativement par la formule du § 1.2.

### 1.8 Brouillage causé par un système à bande étroite à un système MRF-MF

La formule théorique donnée au § 1.1 peut s'appliquer au cas d'un signal brouilleur de modulation arbitraire, mais de largeur de bande étroite par rapport à celle du signal brouillé. Le brouillage causé par des signaux SCPC à des signaux MRF-MF est un exemple d'une telle situation.

En particulier, pour des porteuses SCPC régulièrement espacées, la puissance de brouillage composite dans la bande de base résultant de toutes les sources de brouillage SCPC d'un réseau brouilleur est presque équivalente à un bruit thermique de même puissance dès que le nombre de porteuses atteint 5 ou 6.

### 1.9 Brouillage causé par les signaux TV-MF aux signaux MRF-MF

Lorsque d'une part le signal brouilleur est un signal TV-MF modulé uniquement par un signal de dispersion, lorsque d'autre part le signal utile est un signal MRF-MF avec un petit nombre de voies téléphoniques dont le spectre a une largeur correspondant à celle du spectre du signal brouilleur, enfin s'il y a coïncidence des fréquences porteuses, la formule (4) devient:

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

où:

$\Delta f$ : excursion de fréquence du signal de dispersion (crête-à-crête)

$P$ : densité spectrale de puissance du signal brouilleur (voir la Fig. 4,  $i = 1$ )

$$= 1/\Delta f.$$

Dans les conditions précitées, et en se référant à l'équation (3) on peut considérer que:

$$\int_{f-\Delta f/2}^{f+\Delta f/2} S(F) dF \approx 1 \quad \text{pour } f < f_{m1} \quad (19)$$

d'où:

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

### 1.10 Brouillage résiduel à fréquence pure d'un système MRF-MF ayant un faible indice de modulation

Il convient de prêter une attention particulière aux graves effets du brouillage à fréquence pure dû à la porteuse résiduelle de systèmes MRF-MF ayant un faible indice de modulation. La puissance de bruit de brouillage,  $P_{\epsilon\delta}$  au point de niveau relatif zéro, a pour expression:

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

où:

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

$$D_n = e^{-nm_2, e} \quad \text{pour un brouillage à onde porteuse non modulée} \quad (21b)$$

$$= e^{-2nm_2, e} \quad \text{pour un brouillage MRF-MF modulé du même type} \quad (21c)$$

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

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

$\beta$  : rapport de la fréquence supérieure à la fréquence inférieure dans la bande de base du signal utile

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

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

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

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

L'influence du brouillage à fréquence pure tend à devenir importante dans les cas où l'écart de fréquence  $f$  entre la porteuse du signal utile et celle du signal brouilleur tombe dans la bande de base ou dans certaines régions particulières (onde pilote; intervalle de fréquence du bruit détecté; le cas échéant, canal de service de suprabande de base ou sous-porteuse DSV, par exemple). En pareil cas, les caractéristiques de conception en ce qui concerne le brouillage devraient être déterminées compte tenu du brouillage à fréquence pure.

## 2. Spectres des signaux

### 2.1 Signal de type «téléphonie analogique» (MRF-MF)

La densité spectrale de puissance normalisée du signal centrée sur la fréquence porteuse a pour expression:

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

où:

$\delta(f)$  : fonction delta de Dirac

$S(f)^n * S(f)$  : produit de la convolution de la fonction  $S(f)$   $n$  fois par elle-même

$S(f)$  : densité spectrale normalisée de la phase du signal:

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

où  $\varepsilon$  est le rapport de la fréquence inférieure à la fréquence supérieure de la bande de base du signal utile.

\* Bien que la série de la formule (22) converge pour toutes les valeurs des caractéristiques du système, elle ne fournit pas toujours l'algorithme le plus approprié pour les calculs numériques, en particulier lorsque les valeurs efficaces normalisées de l'excursion de phase multivoie et/ou de l'excursion de fréquence ( $a$  et  $m$  respectivement) sont élevées.

La caractéristique de préaccentuation de l'UIT-R est bien approchée par l'expression:

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

On a ici:

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

où:

$R_s(\tau)$ : fonction d'autocorrélation de  $S(f)$ .

La puissance normalisée de la porteuse résiduelle du signal a pour expression  $e^{-a}$ .

Si  $m > 1$ :

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

où:

$f_s$ : excursion de fréquence efficace du signal multivoies

$$H_{2n}^*(x) = (-1)^n \frac{n!}{(2n)!} H_{2n}(x) : \quad \text{polynôme normalisé d'Hermite.}$$

Sur les Fig. 2a à 2e sont présentés des graphiques des spectres calculés au moyen des formules (22) et (26) pour des indices de modulation  $m$ , adoptés dans des systèmes typiques de faisceaux hertziens et de communication par satellite.

Les courbes sont approximatives pour les valeurs de  $f/f_m$  voisines de 0 et 1. Les valeurs exactes dépendent de la valeur de  $\varepsilon$ . Les courbes exactes, pour plusieurs valeurs de  $\varepsilon$ , sont données dans les Fig. 2f à 2j pour les valeurs de  $f/f_m$  voisines de zéro. (Les courbes en médaillon dans les Fig. 2d et 2e sont également assez exactes pour les valeurs de  $f/f_m$  voisines de zéro si  $\varepsilon$  est égal ou supérieur à 0,02.)

Pour des indices de modulation supérieurs à 1,1, on a constaté que la formule empirique ci-après est bien ajustée aux courbes  $P(f)$  et constitue une bonne approximation de l'équation (26):

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

où:

$$x = f/f_m.$$

Cette formule empirique est une adaptation de la formule gaussienne applicable aux grands indices de modulation.

FIGURE 2a

Densité spectrale de puissance normalisée  
en fonction de l'indice de modulation normalisé

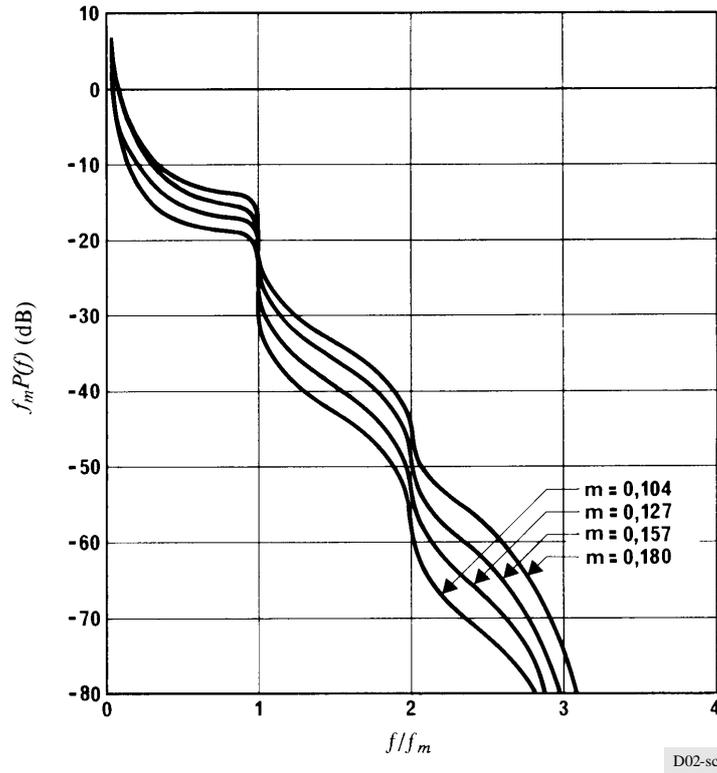


FIGURE 2b

Densité spectrale de puissance normalisée  
en fonction de l'indice de modulation normalisé

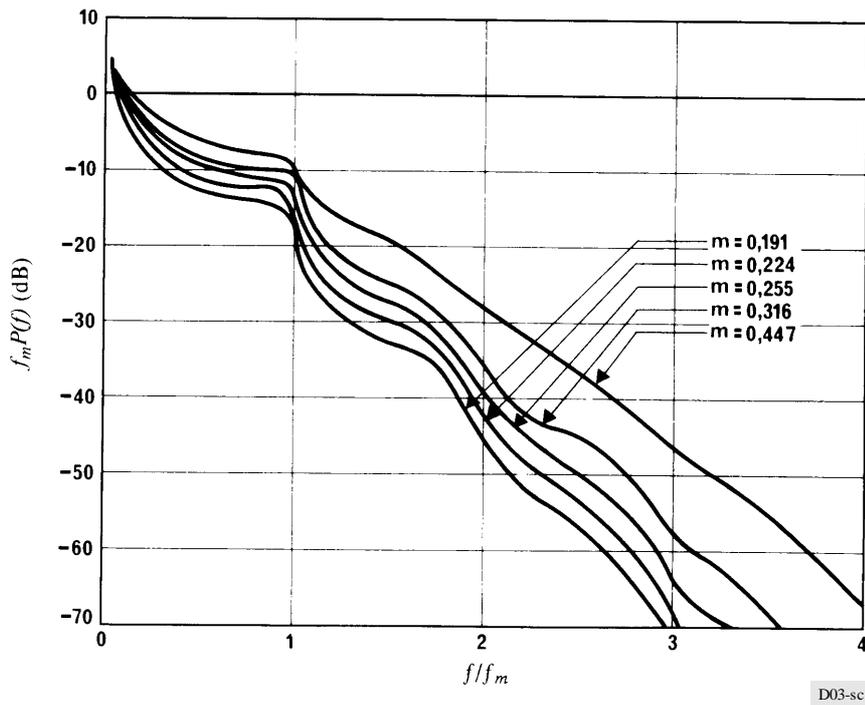
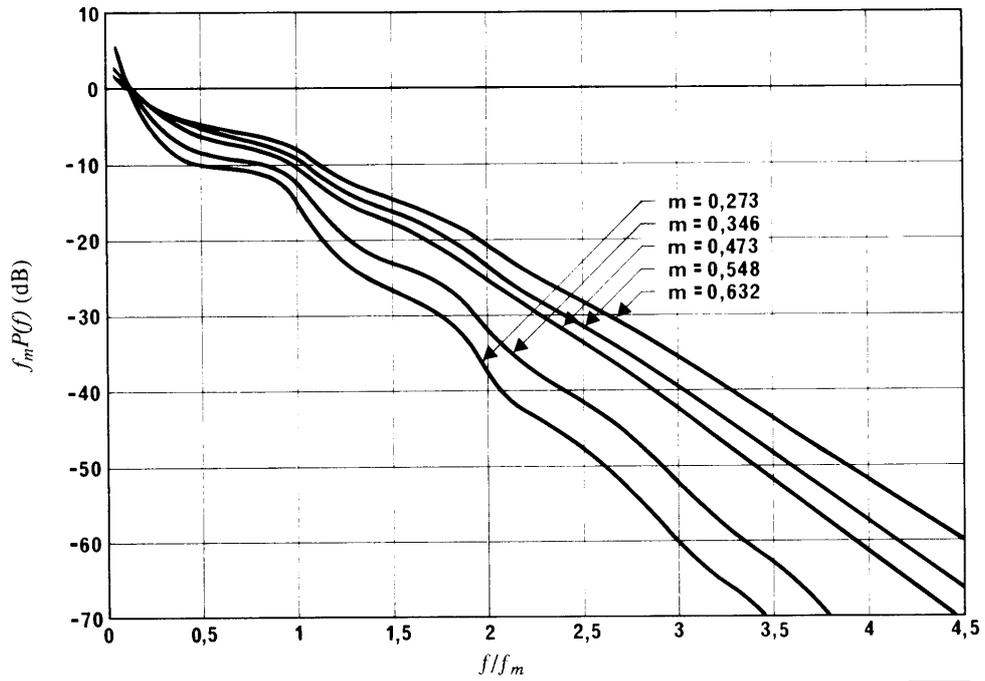


FIGURE 2c

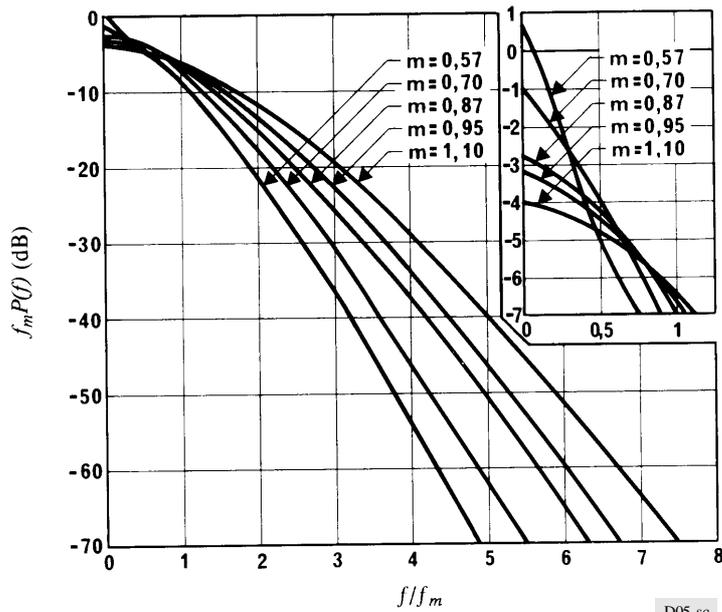
Densité spectrale de puissance normalisée  
en fonction de l'indice de modulation normalisé



D04-sc

FIGURE 2d

Densité spectrale de puissance normalisée  
en fonction de l'indice de modulation normalisé



D05-sc

FIGURE 2c

Densité spectrale de puissance normalisée  
en fonction de l'indice de modulation normalisé

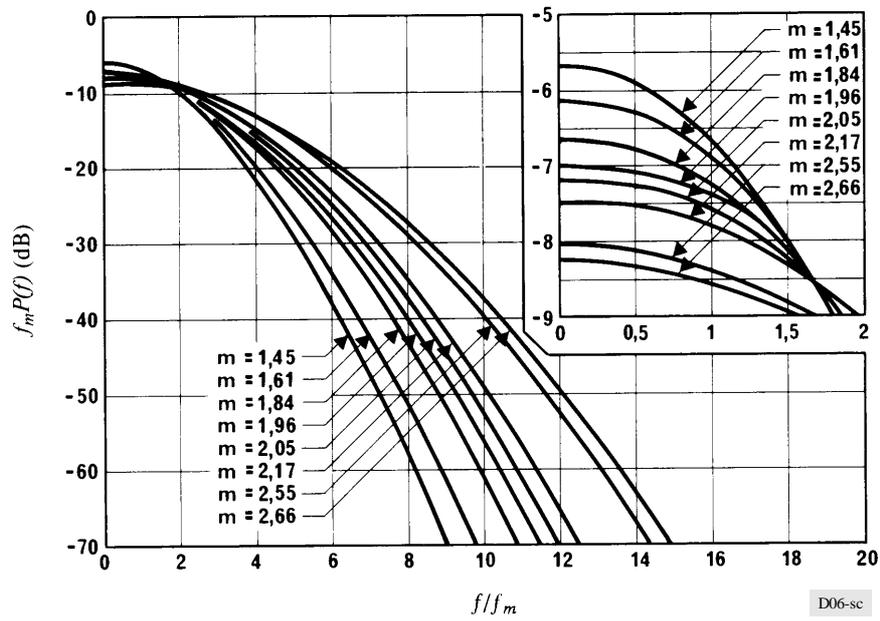
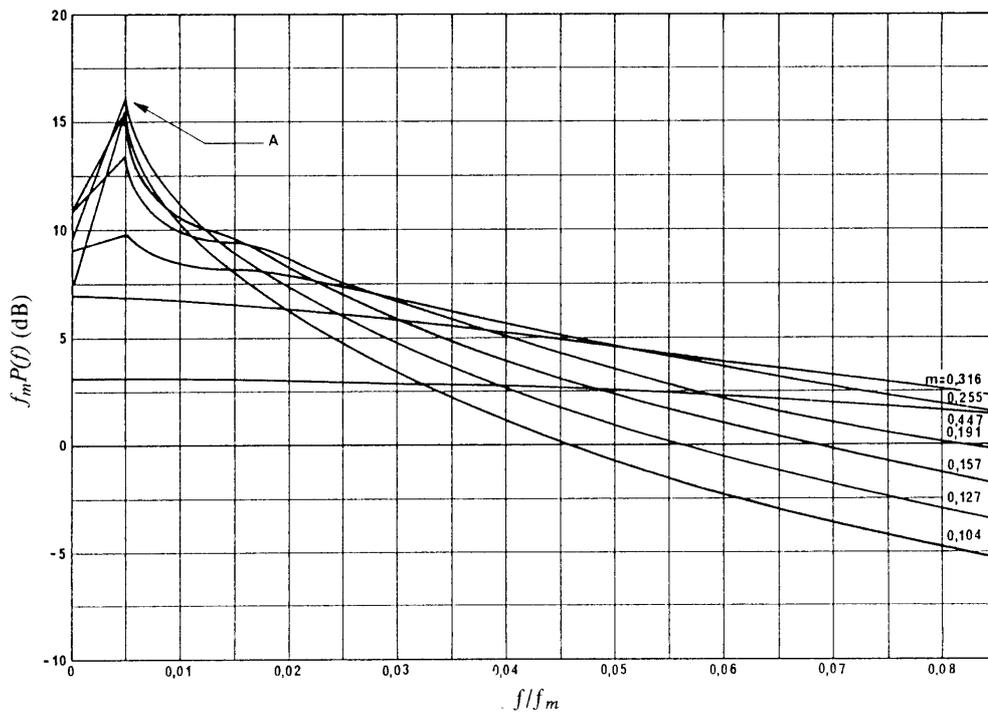


FIGURE 2f

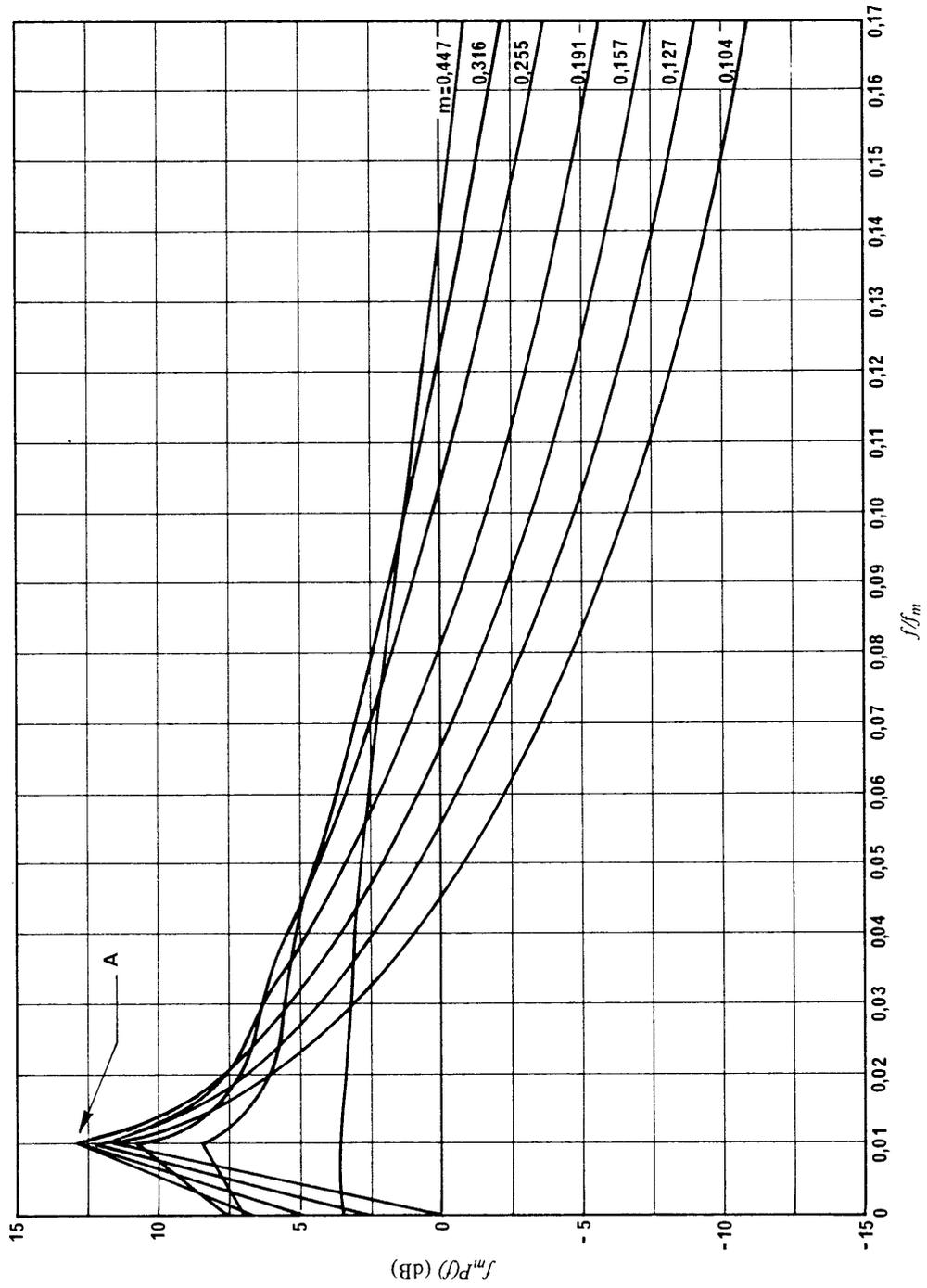
Densité spectrale de puissance normalisée  
en fonction de l'indice de modulation normalisé et pour  $\epsilon = 0,005$



A: Valeurs de crête en dB: 15,9, 15,9, 15,2, 13,6, 9,8, 7,1, 3,2  
pour  $m = 0,104$  à  $0,447$  respectivement

D07-sc

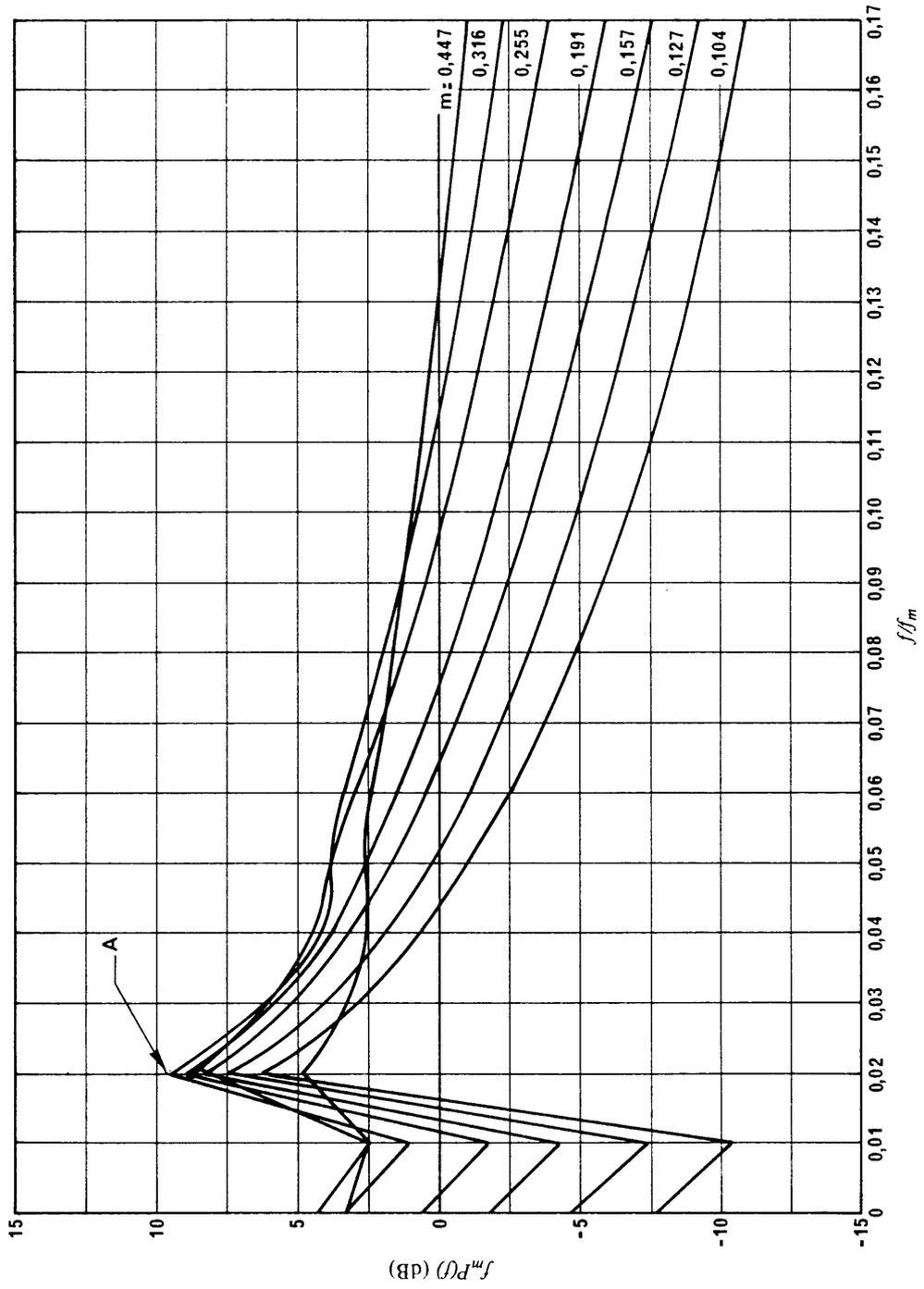
FIGURE 2g  
 Densité spectrale de puissance normalisée en fonction de l'indice de modulation normalisé et pour  $\epsilon = 0,01$



A: Valeurs de crête en dB: 11,6, 12,4, 12,9, 12,8, 10,9, 8,5, 3,5 pour  $m = 0,104$  à 0,447 respectivement

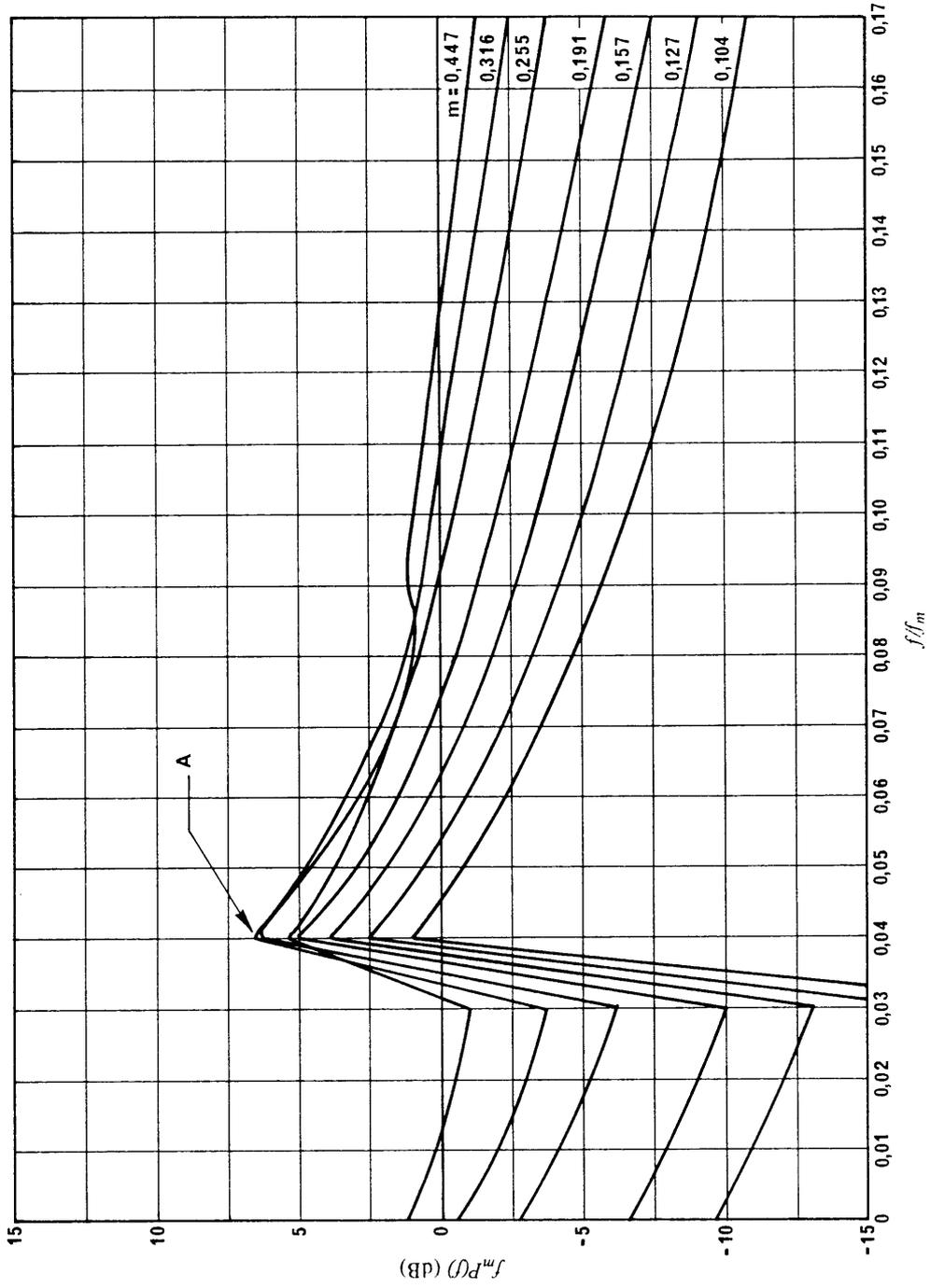
FIGURE 2h

Densité spectrale de puissance normalisée en fonction de l'indice de modulation normalisé et pour  $\epsilon = 0,02$



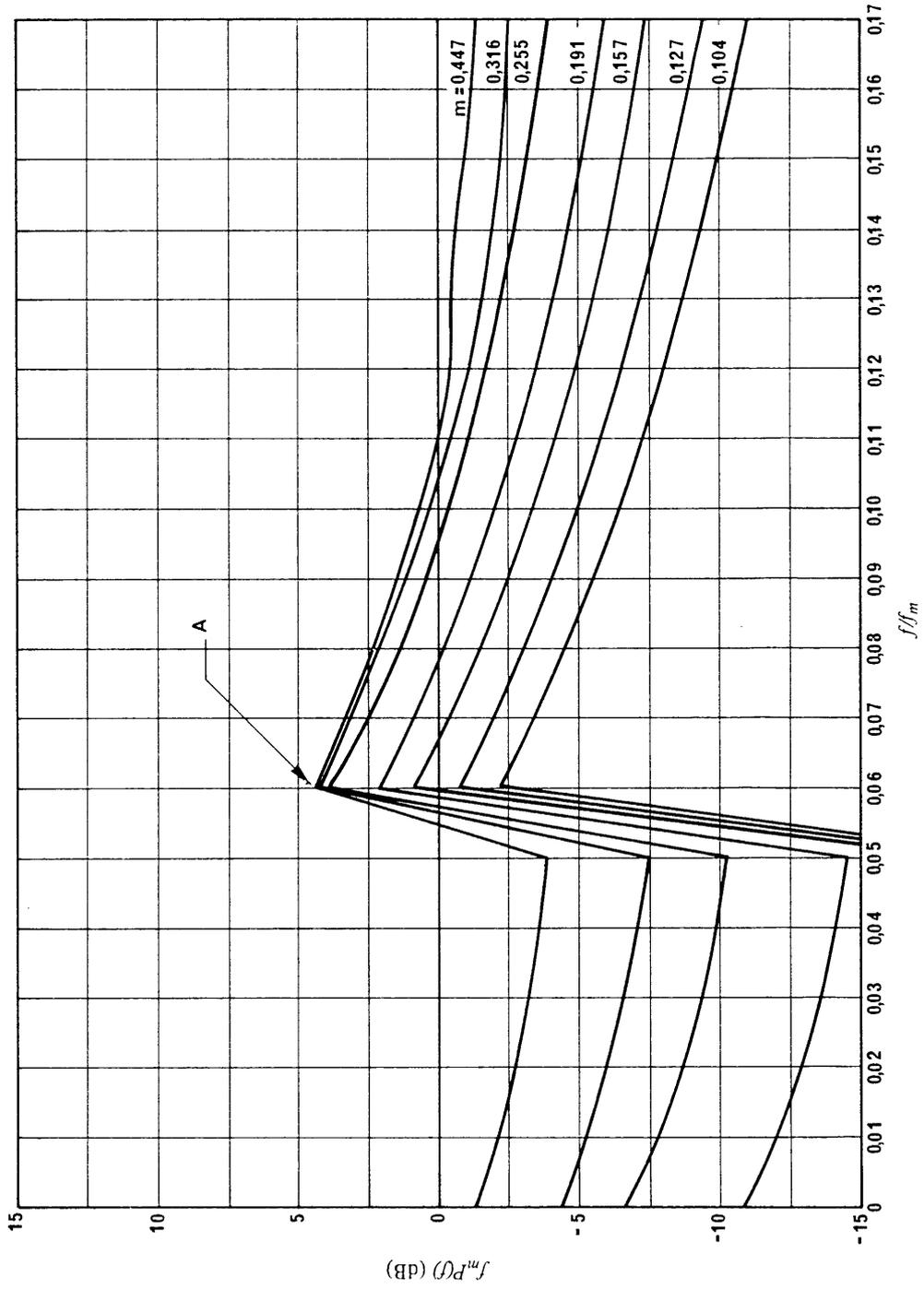
A: Valeurs de crête en dB: 6,5, 7,7, 8,8, 9,5, 9,6, 8,7, 4,8 pour  $m = 0,104$  à  $0,447$  respectivement

FIGURE 2i  
 Densité spectrale de puissance normalisée en fonction de l'indice de modulation normalisé et pour  $\epsilon = 0,04$



A: Valeurs de crête en dB: 1,0, 2,5, 3,9, 5,1, 6,3, 6,5, 5,2 pour  $m = 0,104$  à  $0,447$  respectivement

FIGURE 2j  
 Densité spectrale de puissance normalisée en fonction de l'indice de modulation normalisé et pour  $\varepsilon = 0,06$



A: Valeurs de crête en dB: -2,3, -0,7, 0,9, 2,2, 3,7, 4,4, 4,3 pour  $m = 0,104$  à  $0,447$  respectivement

## Méthodes de calcul des brouillages causés aux systèmes autres que MRF-MF

On trouvera ci-après la méthode de calcul des signaux utiles autres que MRF-MF.

### 1. Considérations générales

Des formules et/ou des graphiques dans lesquels il est facile de voir la dégradation due au brouillage, sont présentés pour la plupart des cas. On trouvera également les spectres des signaux permettant la détermination du brouillage à partir de la formulation générale, et facilitant les calculs des densités de puissance présentés dans la Recommandation UIT-R SF.675.

Il convient d'étudier plus avant les techniques suivantes: téléphonie analogique à bande latérale unique (BLU), signaux BLU à compression-extension, signaux MRF-MF à compression-extension, signaux mixtes «données au-dessus de la téléphonie» (DAV) et «données au-dessus de la télévision» (DAVID), télévision à composantes analogiques multiplexées (TV-MAC), TV à haute définition (TVHD), accès multiple par répartition dans le temps (AMRT), accès multiple par répartition en code (AMRC) avec étalement du spectre, etc.

Dans le cas de la transmission téléphonique analogique, la dégradation de qualité peut être exprimée en termes de bruit (pW) et d'indisponibilité. Dans le cas de la transmission numérique, elle peut s'exprimer en termes de taux d'erreur binaire (TEB), de secondes gravement entachées d'erreurs, de secondes entachées d'erreurs, de minutes dégradées et d'indisponibilité. Dans le cas de la télévision en MF, les expressions données dans la présente Annexe permettent d'estimer la valeur admissible du rapport des puissances porteuses des signaux utile et brouilleur.

On a inclus des remarques destinées à attirer l'attention sur les effets du brouillage qu'il n'est pas possible de déterminer sur la base des spectres et sur les effets dans les voies non linéaires.

### 2. Formulations du brouillage

#### 2.1 Signal utile: téléphonie MF avec une seule voie par porteuse

Ce problème requiert un complément d'étude.

#### 2.2 Signal utile: télévision en modulation de fréquence

On peut introduire un rapport de protection  $R$  qui représente le rapport des puissances porteuses des signaux utile et brouilleur correspondant à une dégradation donnée. Les essais effectués en France à ce sujet conduisent à proposer, dans le cas où le signal brouilleur est une porteuse non modulée, les valeurs de  $R$  données à la Fig. 3 en fonction de l'écart de fréquences  $f_0$  entre les porteuses des signaux utile et brouilleur. La courbe donnée à la Fig. 3, composée de deux segments de droite et de deux demi-droites, est une courbe empirique déterminée à la suite des essais effectués à ce sujet ( $\Delta F$  = excursion de fréquence aux basses fréquences du signal utile (MHz)).

On rappelle que le niveau de brouillage subjectif choisi a été celui correspondant au seuil de perceptibilité en l'absence de bruit thermique, pour un observateur situé dans un local faiblement éclairé, à une distance de l'image égale à six fois la hauteur de cette dernière.

La valeur admissible  $(C/I)_a$  de ce rapport est donnée par l'expression:

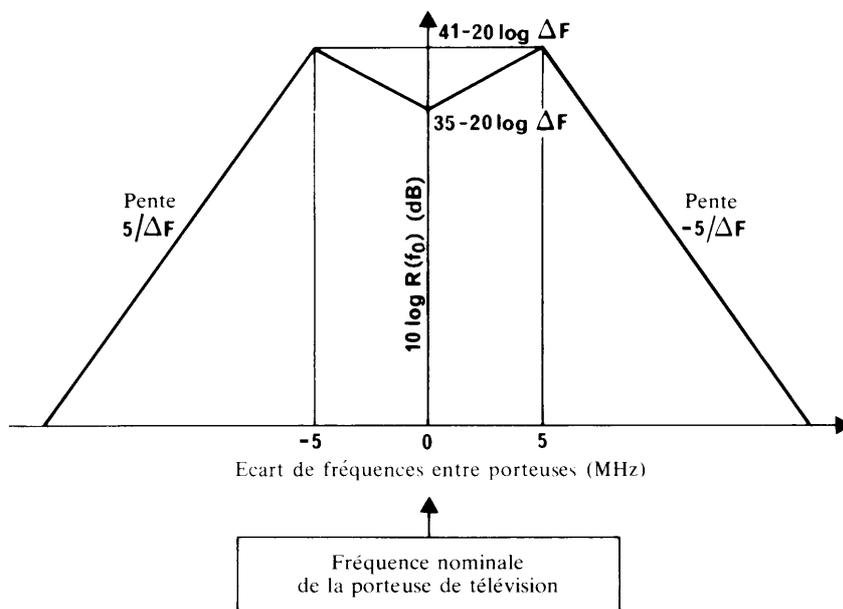
$$\left(\frac{C}{I}\right)_a = \int_{-\infty}^{+\infty} R(f - f_0) A(f) [P(f) + P_0 \delta] df \quad (27)$$

où  $P(f)$ ,  $P_0$  et  $A(f)$  ont la signification donnée au § 1.1 de l'Annexe 1.

Pour calculer  $(C/I)_a$ , il faut déterminer le spectre du signal brouilleur (voir le § 3).

\* *Note du Directeur du CCIR* – Il est précisé, à titre d'information, que le mode d'obtention des formules de même que les antécédents historiques de la présente Annexe peuvent être trouvés dans les références bibliographiques figurant dans le Rapport 388 du CCIR (Düsseldorf, 1990).

FIGURE 3  
Rapport de protection  $R$  (dB)



Signal utile: porteuse de TV en modulation de fréquence  
Signal brouilleur: porteuse pure

$\Delta F$ : excursion de fréquence aux basses fréquences  
du signal utile (TV en modulation de fréquence) (MHz)

D12-sc

## 2.3 Signal utile: téléphonie à modulation d'amplitude

### 2.3.1 Formulation générale

Ce problème demande un complément d'étude.

### 2.3.2 Brouillage entre signaux à modulation d'amplitude

On définit  $K_4$  comme la quantité (dB) dont le rapport entre la puissance du signal et la puissance du brouilleur dépasse le rapport entre la densité spectrale du signal dans la bande de 4 kHz appropriée à l'entrée du récepteur et la densité du brouilleur dans cette même bande de 4 kHz.

Comme conséquence de la propriété que la modulation linéaire a de transférer les signaux brouilleurs directement dans la bande de base, la valeur du facteur  $K_4$  est simplement de 0 dB pour les émissions à bande latérale unique (BLU), avec porteuse supprimée, et de 3 dB pour les émissions à double bande latérale (DBL), avec porteuse supprimée.

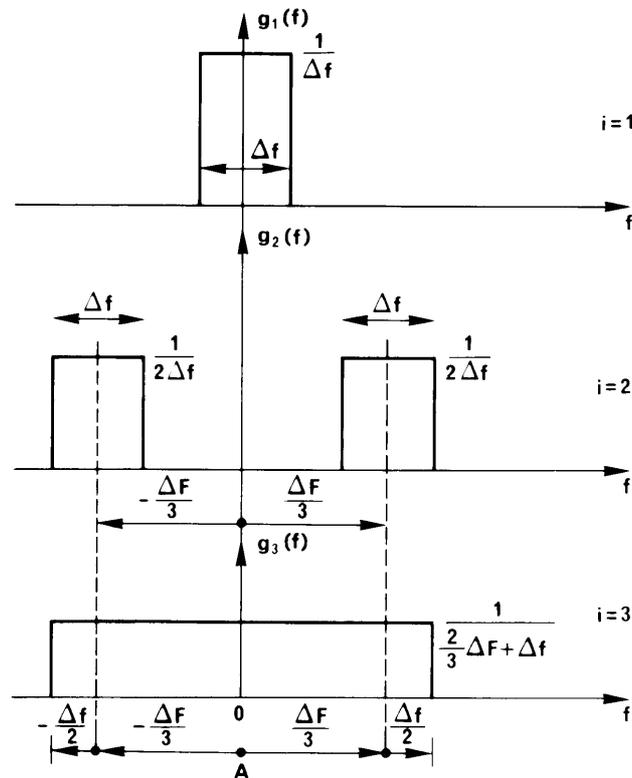
### 2.3.3 Brouillage causé par des signaux à modulation angulaire à des signaux à modulation d'amplitude

Les valeurs du facteur  $K_4$  sont encore 0 dB pour les émissions BLU à porteuse supprimée et 3 dB pour les émissions DBL à porteuse supprimée.

Le spectre du brouillage dans la bande de base sera identique à celui du signal brouilleur aux fréquences radioélectriques, dans le cas d'émissions BLU avec porteuse supprimée, et à la somme des spectres du signal brouilleur à fréquence radioélectrique tombant dans les bandes latérales supérieure et inférieure, dans le cas d'émissions DBL avec porteuse supprimée. Les brouillages causés par des émissions à modulation angulaire avec porteuse de niveau élevé produiront donc, dans la bande de base, du brouillage à fréquence pure. En règle générale, il conviendra de tenir compte de ce mode de brouillage pour choisir la disposition des voies dans les systèmes à modulation d'amplitude.

FIGURE 4

## Signal de télévision en modulation de fréquence



Modèles utilisés pour représenter la partie centrale du spectre

A: Fréquence nominale

D13-sc

## 2.4 Signal utile numérique

Les expressions qui caractérisent le fonctionnement des systèmes de modulation numérique cohérents non codés en présence de bruit gaussien sont bien connues. Toutefois, on rencontre rarement une telle situation dans la pratique. Le signal reçu est un processus aléatoire formé de deux composantes, la première étant constituée par du bruit thermique gaussien blanc et la seconde par toutes les autres sources telles que le brouillage dans la même voie, le brouillage par la voie adjacente et le brouillage entre symboles. Il est possible, en principe, de déterminer les effets de ces brouillages sur la qualité en termes de probabilité d'erreur. Parmi les méthodes envisageables, il y a lieu de citer les calculs directs, la simulation, la méthode numérique avec simulation par ordinateur, la série de Gram-Charlier, la règle de quadrature gaussienne, l'intégration complexe et les méthodes des limites.

### 2.4.1 Cas de brouillage gaussien

La probabilité de qualité en termes d'erreur des schémas suivants: modulation par déplacement de phase bivalente (MDPB = MDP-2), MDP M-valente (MDP-M) ( $M > 2$ ), MAQ M-valente (MAQ-M), modulation en quadrature avec réponse partielle M-valente (MQRP-M) et MDPB différentielle (MDPBD) est indiquée par leurs expressions respectives:

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

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

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

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

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

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

où:

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

- $P_B$  : taux d'erreur du système MDPB
- $P_M$  : taux d'erreur sur les symboles pour les systèmes MDP-M ( $M > 2$ ), MAQ-M et MQRP-M
- $P_L$  : probabilité d'erreur du signal de la bande de base dans chacune des deux composantes en quadrature du système MAQ ou QRP
- $P_{MDPBD}$  : probabilité de taux d'erreur du système MDPB différentielle
- $\gamma_{av}$  : rapport signal moyen/bruit par symbole de  $k$  bits
- $k =$   $\log M$  où  $M$  est le nombre d'états
- $L$  : nombre de niveaux de bande de base, c'est-à-dire  $M = L^2$
- $\gamma_b$  : rapport énergie par bit/densité spectrale de bruit
- $C/N$  : rapport porteuse/bruit thermique
- $f_b$  : débit binaire (bit/s)
- $B$  : largeur de bande de bruit bilatérale (Hz). On suppose que  $B$  est égal à la largeur de bande de Nyquist bilatérale.

Les expressions (28), (30) et (31) correspondent à la probabilité de qualité en termes d'erreur des courbes illustrées sur la Fig. 5.

S'agissant des systèmes MAQ-M qui emploient un filtrage très serré (tel que celui de Nyquist en cosinus carré surélevé), le brouillage peut être traité comme un bruit de type gaussien. Un récepteur MAQ-M peut subir des brouillages en provenance d'une ou de plusieurs sources. La distribution d'amplitude d'un brouilleur à filtrage serré se caractérise par un rapport valeur de crête/valeur moyenne élevé qui pourrait être obtenu, en première approximation, à l'aide d'une source équivalente de bruit de type gaussien. Lorsque plusieurs brouilleurs sont en cause, les sources de brouillage sont considérées comme étant des variables aléatoires indépendantes. D'après le théorème de la limite centrale, la fonction de densité de probabilité de brouillage équivalent qui en résulte est voisine, dans certaines conditions générales, d'une courbe normale gaussienne à mesure que le nombre de sources augmente. Aussi bien dans le cas du brouillage unique que dans celui des brouillages multiples, le brouillage équivalent peut être traité comme un bruit de type gaussien. Cette méthode pratique permet d'obtenir des courbes de qualité utiles sur lesquelles on peut lire immédiatement la dégradation due aux brouillages.

On combine le brouillage du type gaussien avec le bruit blanc supposé à répartition gaussienne, pour obtenir un rapport total porteuse/bruit  $(C/N)_T$  exprimé par:

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

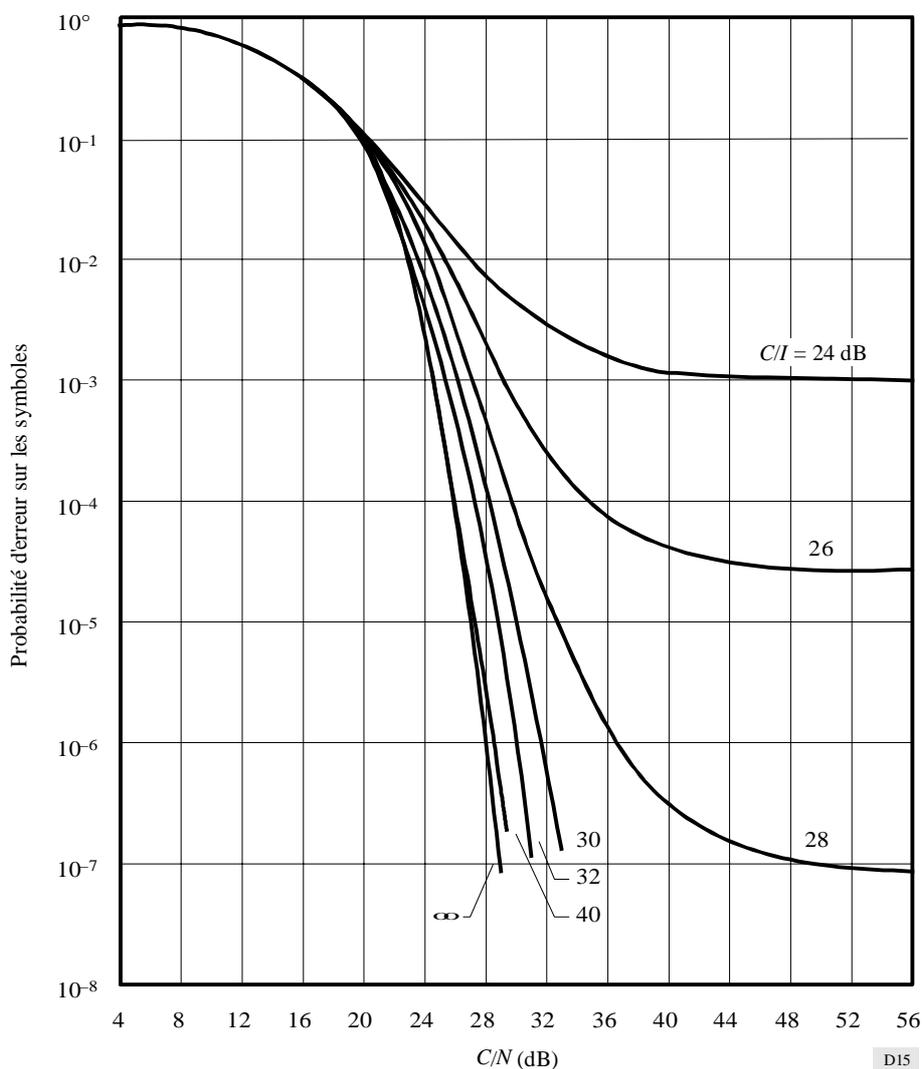
$$I/C = I_1/C + I_2/C + \dots + I_n/C \quad (34b)$$

où  $N/C$  est le rapport bruit thermique/porteuse,  $I/C$  le rapport brouillage/porteuse équivalent et  $I_i/C$  ( $i = 1, \dots, n$ ) le rapport brouillage/porteuse de la  $i$ ème source aléatoire. On utilise des expressions telles que les expressions (28) à (31) pour calculer le fonctionnement des systèmes de modulation numérique cohérents en présence de brouillage. A cet effet, on remplace  $C/N$  par  $(C/N)_T$  et on prend  $C/I$  comme paramètre variable. En adoptant  $C/I$  comme paramètre variable, on obtient une série de courbes représentées aux Fig. 6 et 7. Les dégradations (dB) de  $(C/N)_T - C/N$  pour  $P_e = 10^{-6}$  en fonction de  $C/I$  pour les systèmes MAQ-M sont représentées graphiquement dans la Fig. 8. Si le rapport



FIGURE 6

Courbes de probabilité du taux d'erreur d'un schéma de modulation MAQ-64 en fonction du rapport porteuse/bruit thermique (mesurée dans une largeur de bande de Nyquist bilatérale) avec le rapport porteuse/brouillage comme paramètre

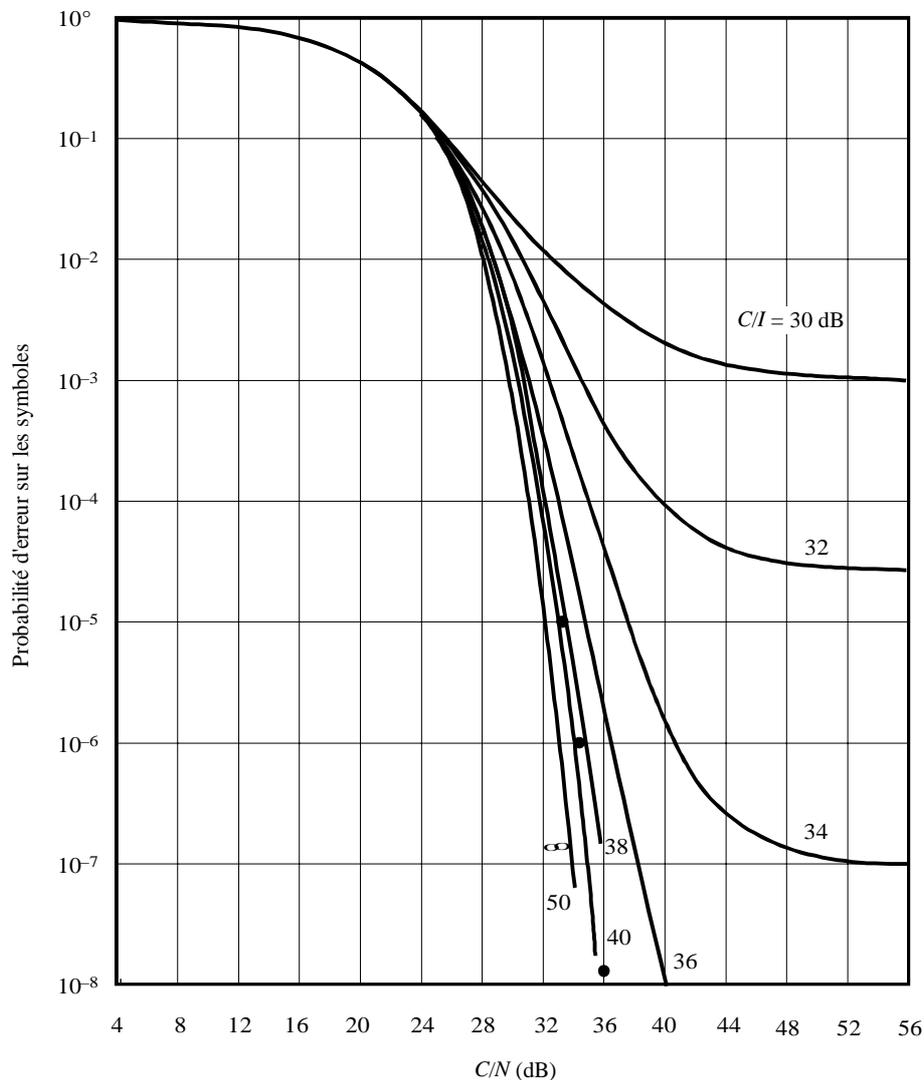


Sur les Fig. 9 à 13, le rapport  $C/I'$  est défini comme le rapport entre la puissance porteuse à l'entrée du filtre de réception et la puissance brouilleuse à la sortie du filtre de réception. Le rapport de puissance porteuse/brouillage à l'entrée du filtre de réception peut être déterminé en soustrayant le facteur de réduction de brouillage correspondant, donné sur les figures. En outre, sur ces figures,  $C/N$  représente le rapport entre la puissance porteuse à l'entrée du filtre de réception et la puissance de bruit à la sortie du filtre de réception. Le rapport porteuse/bruit à la sortie du filtre de réception est plus bas d'environ 0,5 dB en raison de l'affaiblissement spectral de la porteuse utile par le filtre de réception.

Les Fig. 9 à 11 se rapportent à un brouillage dans le même canal et un brouillage dans le canal adjacent dans des systèmes avec modulation MDP-4, MAQ-16 et MAQ-64, en prenant plusieurs valeurs de séparation de fréquence entre deux porteuses également modulées. La Fig. 12 porte sur le brouillage cocanal entre deux porteuses MDP-4 avec différentes largeurs de bande relatives. La Fig. 13 montre l'effet des brouillages de différentes modulations sur la qualité d'un système MDP-4.

FIGURE 7

Courbes de probabilité du taux d'erreur d'un schéma de modulation MAQ-256 en fonction du rapport porteuse/bruit thermique (mesurée dans une largeur de bande de Nyquist bilatérale) avec le rapport porteuse/brouillage comme paramètre



● Résultats de mesures sur des modems à 1,6 Mbit/s,  $C/I = 40$  dB

D16

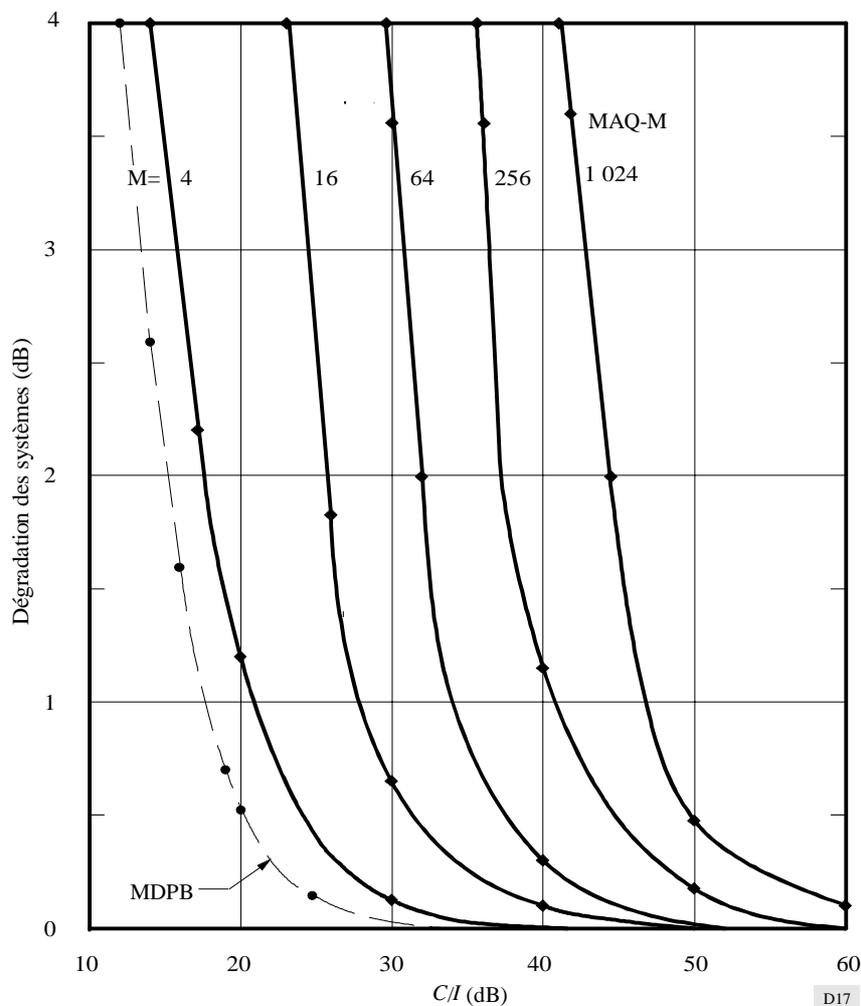
L'examen de ces courbes permet de formuler les conclusions suivantes:

- quand la puissance du signal brouilleur est égale ou supérieure à la puissance du bruit thermique, l'effet du signal brouilleur à modulation angulaire est beaucoup plus faible que celui d'un bruit blanc gaussien de même puissance;
- quand la puissance du signal brouilleur est faible par rapport à la puissance du bruit thermique, on peut, sans risquer de se tromper, évaluer son effet sur le taux d'erreur en supposant que le niveau du signal brouilleur est équivalent à celui d'un bruit gaussien de même puissance;
- pour un rapport porteuse/brouillage donné, la vulnérabilité au brouillage augmente sensiblement avec le nombre de symboles  $M$  transmis;
- pour la même puissance brouilleuse après filtrage, les effets du brouillage tendent à s'accroître à mesure qu'augmente la séparation de fréquence entre les porteuses; ces effets tendent également à augmenter avec la largeur de bande de la porteuse brouilleuse et avec le nombre de porteuses brouilleuses; ils sont à peu près les mêmes pour une porteuse brouilleuse MDP-4 ou MDP-8, mais augmentent avec le nombre de symboles pour un signal

brouilleur MAQ. Toutes ces situations peuvent être interprétées en termes d'augmentation du facteur de crête de brouillage; pour de grandes valeurs de séparation de fréquence (brouillage causé par le canal adjacent), pour de grandes valeurs de la largeur de bande de la porteuse brouilleuse et pour un grand nombre de porteuses brouilleuses, l'effet du brouillage approche celui qui serait dû à une quantité égale de bruit blanc gaussien.

FIGURE 8

Dégradation (dB) du  $C/N$  des systèmes MAQ-M par rapport à la valeur théorique nécessaire pour obtenir  $P_e = 10^{-6}$ , en fonction du rapport porteuse/brouillage (dB) (mesurée dans une largeur de bande de Nyquist bilatérale)



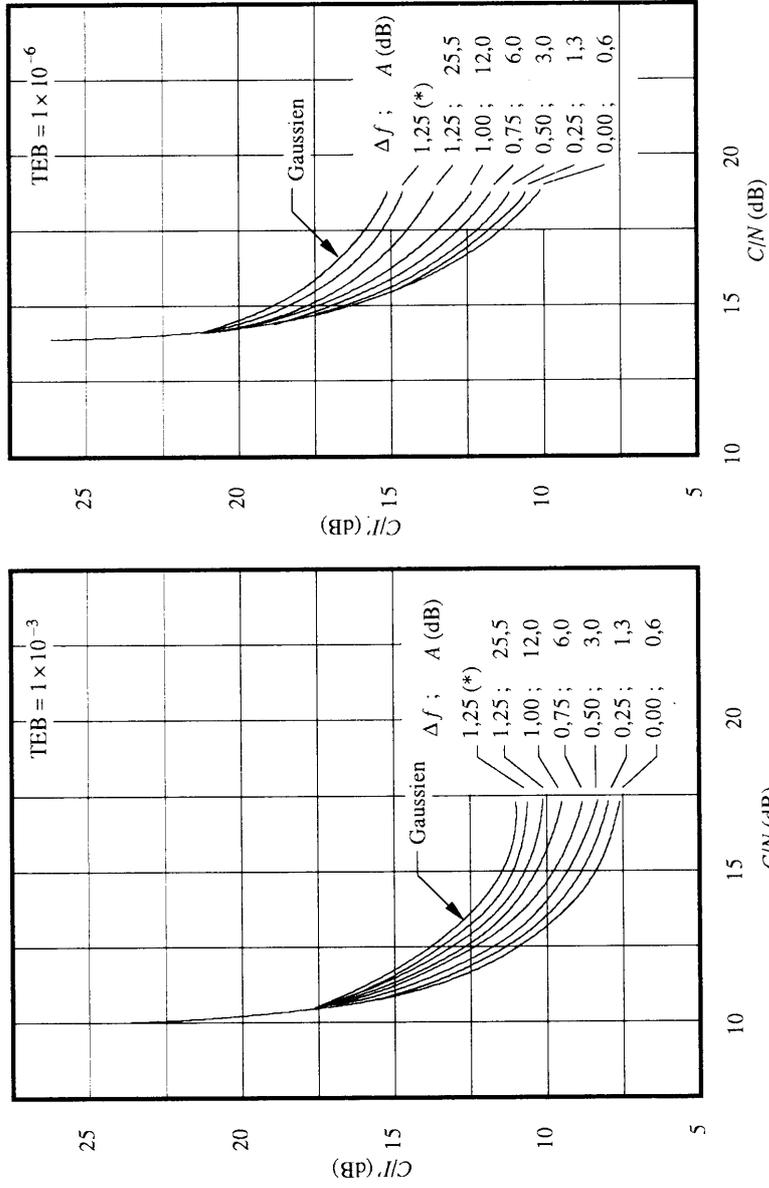
### 2.4.3 Méthode numérique avec simulation par ordinateur

Une méthode de calcul (méthode numérique avec simulation par ordinateur) peut être utilisée pour évaluer la qualité des schémas de modulation généraux MAQ et MDP à plusieurs états, à voies décalées ou non, dans un environnement de bruit additif, de brouillage et de distorsion, y compris les schémas MAQ à constellation modifiée. La Fig. 14 montre les résultats de calcul d'un brouillage unique pour un système MAQ-16. Les courbes donnent les résultats obtenus avec la méthode de calcul mentionnée ci-dessus. Aux fins de comparaison, le symbole + est utilisé sur les courbes de la Fig. 14 pour indiquer les résultats d'un calcul purement numérique au moyen d'une technique de développement en série. On constate une bonne concordance.

Cette méthode peut aussi être utilisée pour analyser les effets combinés du brouillage et de la distorsion dus aux imperfections de réalisation.

FIGURE 9

$C/I'$  en fonction de  $C/N$  pour la transmission MDP-4  
avec des porteuses brouilleuses MDP-4 pour des TEB de  $1 \times 10^{-3}$  et  $1 \times 10^{-6}$



$\Delta f$ : écart de fréquence entre porteuses (normalisé par rapport au débit de symboles)

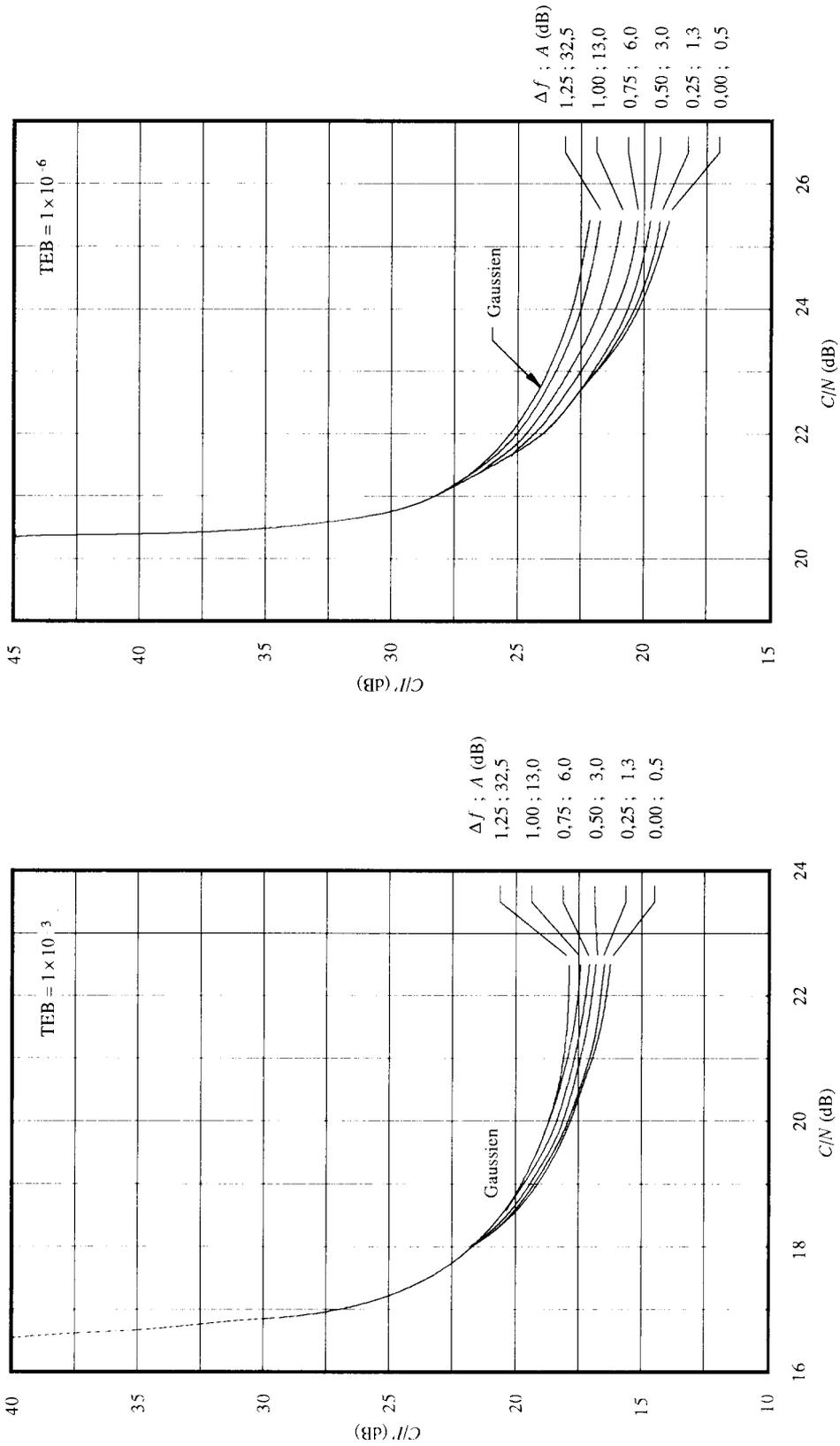
$A$  (dB) : facteur de réduction du brouillage défini comme le rapport entre les puissances brouilleuses à l'entrée et à la sortie du filtre de réception

Coupure = 0,5

\* 2 porteuses adjacentes.

FIGURE 10

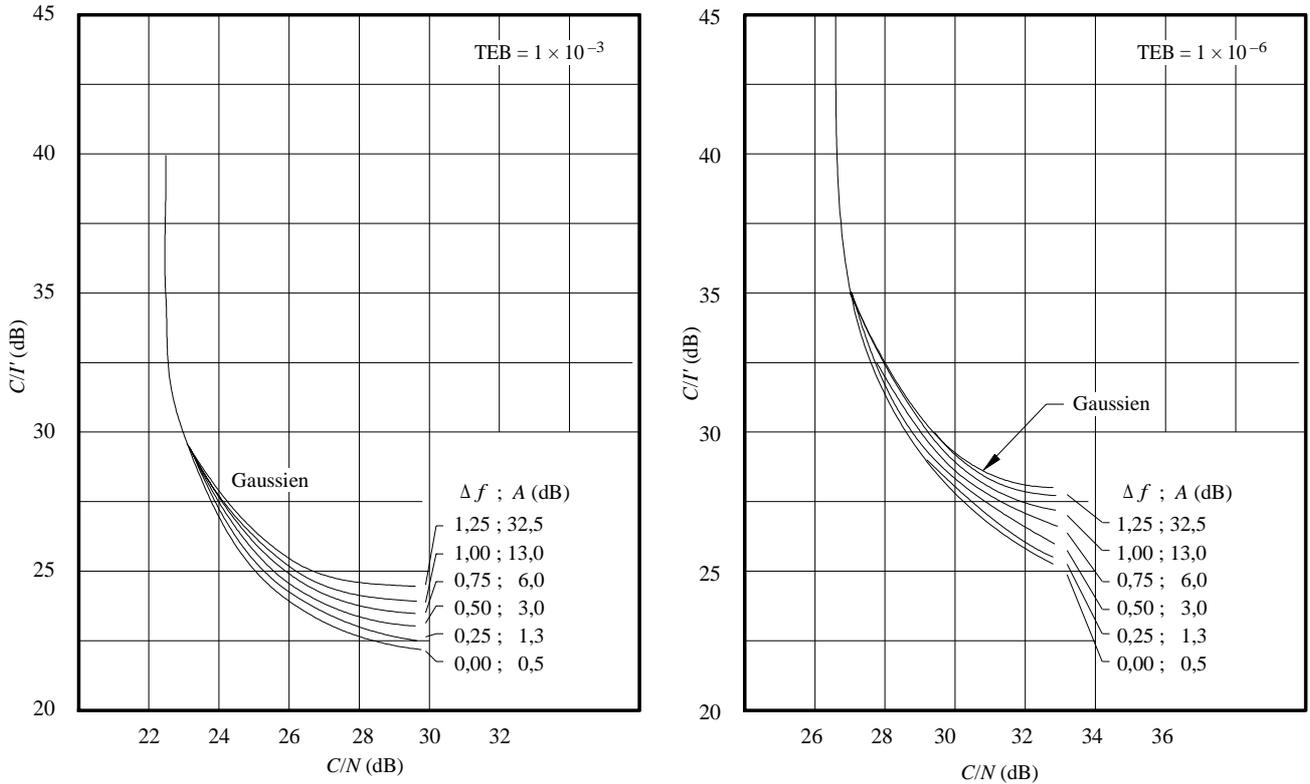
$C/I'$  en fonction de  $C/N$  pour la transmission MAQ-16 avec des portuses brouilleuses MAQ-16 pour des TEB de  $1 \times 10^{-3}$  et  $1 \times 10^{-6}$



$\Delta f$  : écart de fréquence entre portuses (normalisé par rapport au débit de symboles)  
 $A$  (dB) : facteur de réduction du brouillage défini comme le rapport entre les puissances brouilleuses à l'entrée et à la sortie du filtre de réception  
 Coupure = 0,4

FIGURE 11

*C/I'* en fonction de *C/N* pour la transmission MAQ-64 avec des porteuses brouilleuses MAQ-64 pour des TEB de  $1 \times 10^{-3}$  et  $1 \times 10^{-6}$



$\Delta f$  : écart de fréquence entre porteuses (normalisé par rapport au débit de symboles)

A (dB) : facteur de réduction du brouillage défini comme le rapport entre les puissances brouilleuses à l'entrée et à la sortie du filtre de réception

Coupure = 0,4

D20

### 2.4.4 Méthodes des limites

Dans de nombreux cas pratiques, lorsqu'on ne connaît pas de distribution statistique exacte des différents brouilleurs, il y a intérêt à utiliser une méthode qui consiste à calculer la limite supérieure de la probabilité d'erreur. Pour cela, il suffit de connaître le rapport de la puissance porteuse au bruit à l'entrée du démodulateur, *C/N*, le rapport de la valeur de crête à la valeur efficace du brouillage et le rapport des puissances porteuses des signaux utile et brouilleur, *C/I*. Il convient de noter que les résultats sont applicables à un système théorique et ne tiennent aucun compte des contraintes des systèmes réels; ils peuvent être modifiés de façon appréciable par la présence de gigue et d'autres altérations qui se présentent dans les systèmes réels.

D'autres études fournissent des résultats pour divers cas d'intérêt pratique, tenant compte notamment de l'influence de l'écart de fréquence entre les porteuses utile et brouilleuse.

Sur les Fig. 15 et 16 sont présentées des courbes donnant les combinaisons des rapports *C/N* et *C/I* pour lesquelles les limites supérieures probables de l'erreur binaire sont respectivement de  $1 \times 10^{-3}$ ,  $1 \times 10^{-7}$ . Ces courbes s'appliquent à des cas de brouillages simples ou multiples. Les courbes paramétriques sont tracées en fonction du facteur de crête de brouillage, *PF*:

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

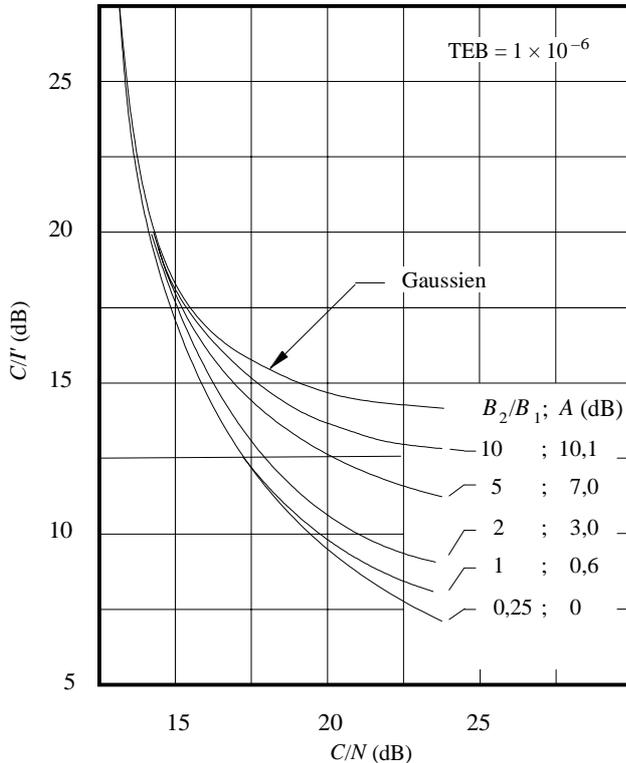
où:

*R* : valeur de crête de l'enveloppe du signal brouilleur

$\tau_r$  : valeur efficace de l'enveloppe du signal brouilleur.

FIGURE 12

*C/I'* en fonction de *C/N* pour une transmission MDP-4 avec des porteuses brouilleuses MDP-4 de largeur de bande différente pour un TEB de  $1 \times 10^{-6}$

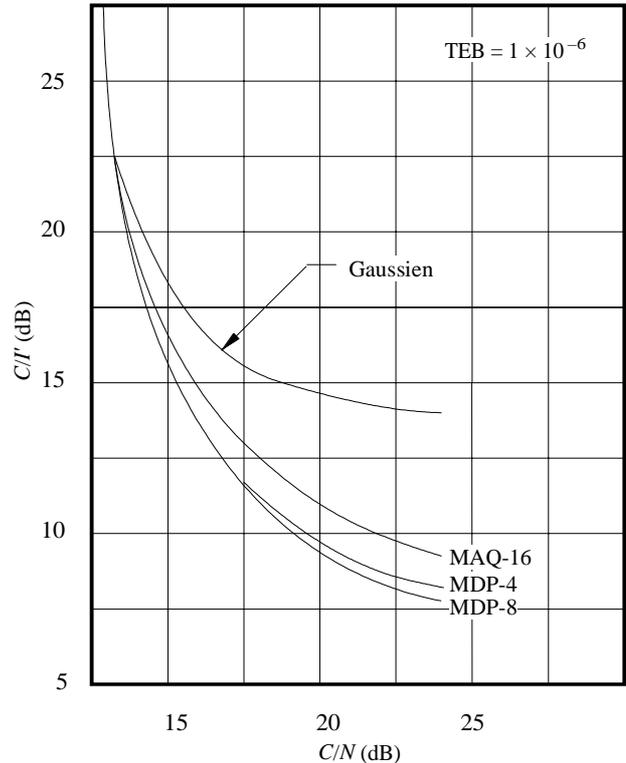


$B_1$ : largeur de bande de la porteuse utile  
 $B_2$ : largeur de bande de la porteuse brouilleuse  
 A (dB) : facteur de réduction du brouillage défini comme le rapport entre les puissances brouilleuses à l'entrée et à la sortie du filtre de réception

Coupure = 0,5

FIGURE 13

*C/I'* en fonction de *C/N* pour une transmission MDP-4 avec des porteuses brouilleuses MAQ et MDP de largeur de bande égale pour un TEB de  $1 \times 10^{-6}$



Coupure = 0,5

D21

Un signal à modulation angulaire non filtré a, selon cette définition, la valeur suivante:

$$PF = 0$$

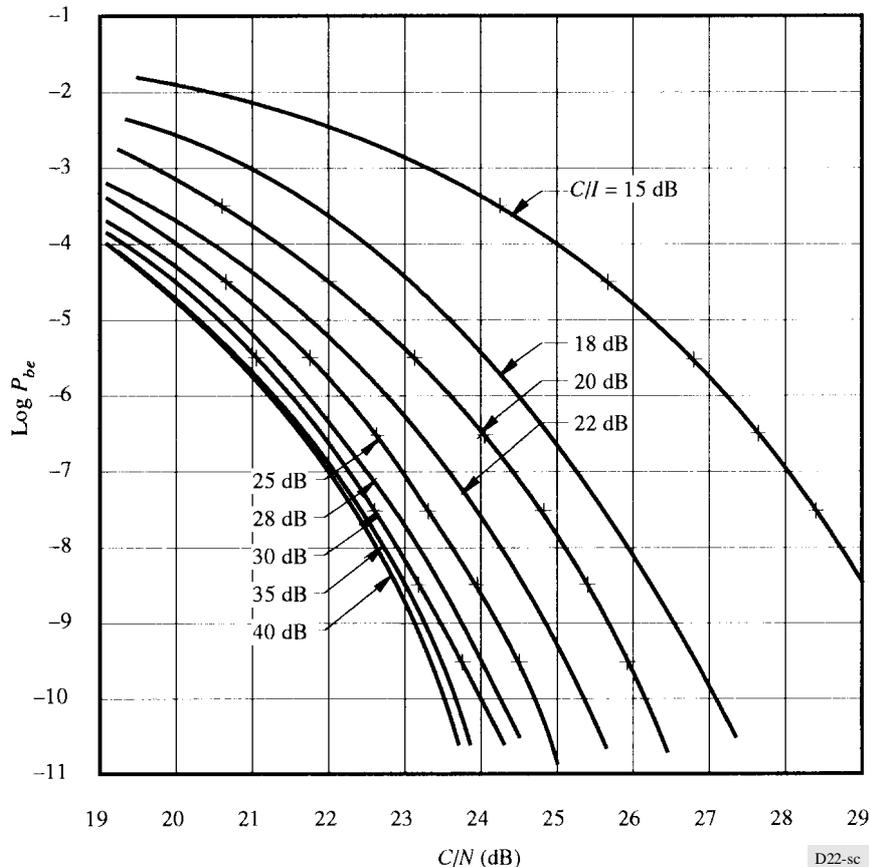
On peut obtenir directement des courbes  $PF = 0$  des Fig. 15 et 16 des résultats identiques obtenus pour un signal unique à modulation angulaire (MF, MP, MDPC ou MDPD) qui cause du brouillage à une émission MDPC bivalente. Les résultats correspondants pour des brouillages causés à des émissions MDPC trivalentes et quadrivalentes peuvent s'obtenir indirectement à partir des mêmes courbes en utilisant les formules précédentes.

L'examen de ces courbes permet de formuler les conclusions générales suivantes:

- quand la puissance du signal brouilleur est égale ou supérieure à la puissance du bruit thermique, l'effet du signal brouilleur à modulation angulaire est beaucoup plus faible que celui d'un bruit blanc gaussien de même puissance;
- quand la puissance du signal brouilleur est faible par rapport à la puissance du bruit thermique, on peut, sans risquer de se tromper, évaluer son effet sur le taux d'erreur en supposant que le niveau du signal brouilleur est équivalent à celui d'un bruit gaussien de même puissance;
- pour un rapport porteuse/brouilleur donné, la vulnérabilité au brouillage augmente sensiblement avec le nombre de phases *M* transmises.

FIGURE 14

Résultats de calcul d'un brouillage unique pour un système MAQ-16



#### 2.4.5 Brouillage causé à des signaux MDPD par des signaux à modulation angulaire

La Fig. 17 représente des courbes représentatives du taux d'erreur sur les symboles en fonction du rapport  $C/N$ , le rapport  $C/I$  étant pris comme paramètre, pour des signaux à cohérence différentielle avec transmission de 2, 4, 8 et 16 phases. On voit que la probabilité d'erreur pour une détection différentielle dépend d'un paramètre supplémentaire,  $\theta$ , glissement de phase relatif du brouillage d'un échantillon au suivant. Or, l'influence de  $\theta$  diminue quand le nombre de phases augmente. On suppose donc que, pour des systèmes à plus de quatre phases transmises,  $\theta$  est une variable aléatoire à distribution uniforme. On a ainsi établi la valeur moyenne des probabilités d'erreur pour  $M = 8$  et  $M = 16$  et l'on a déterminé les limites de probabilité pour les cas binaire et quaternaire.

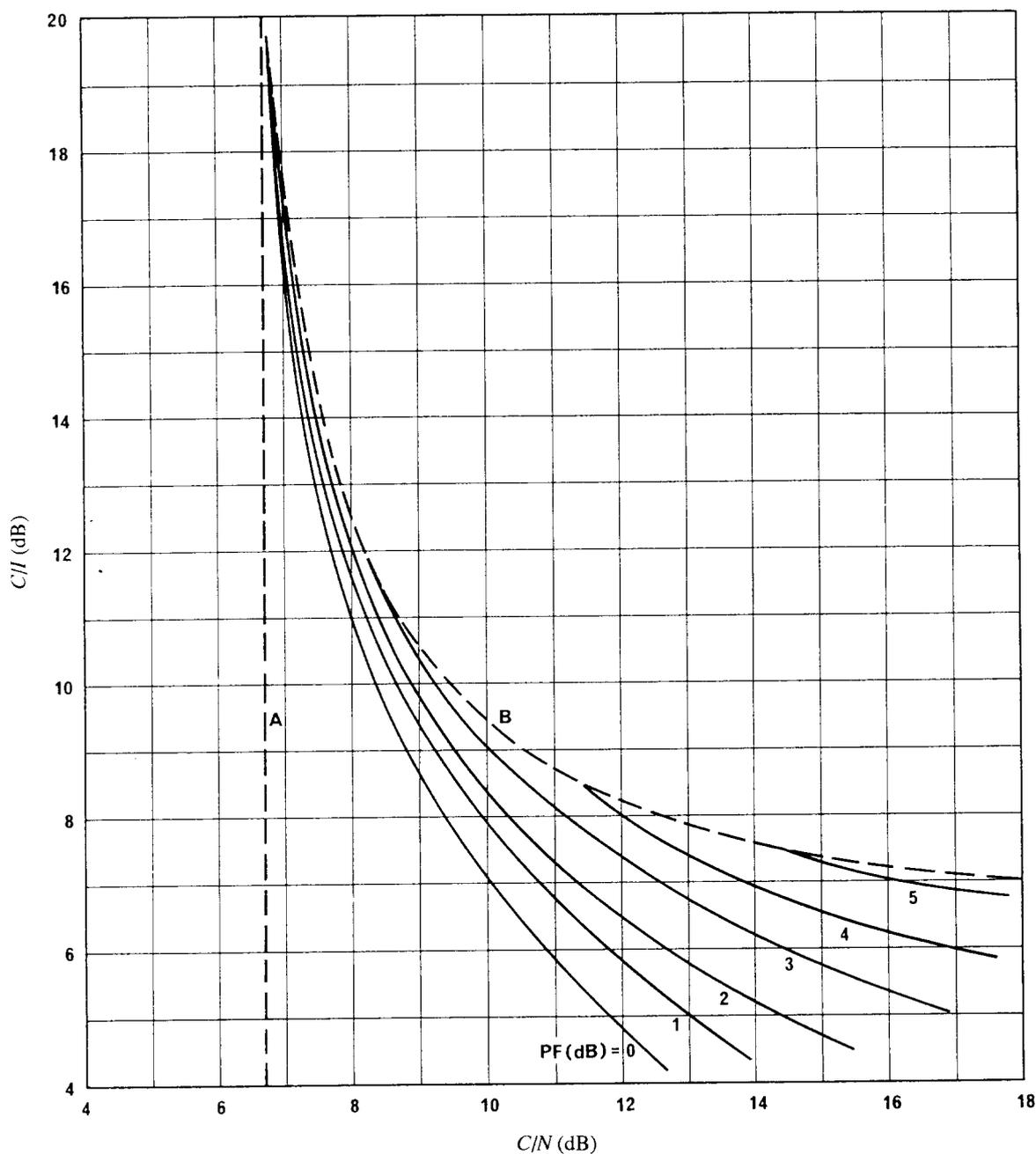
Les courbes correspondant aux signaux MDPD conduisent aux mêmes conclusions que les courbes MDPC en ce qui concerne l'influence relative d'un brouillage causé par un bruit blanc et par des signaux à modulation angulaire ainsi que l'influence de  $M$  sur ces effets. On voit en outre que, de façon générale, une détection différentielle subit une dégradation plus importante qu'une détection cohérente, à ceci près que les signaux MDPD binaires se comportent à peu près aussi bien que les signaux MDPC binaires. Si l'on utilise la dégradation due au brouillage comme base de comparaison, c'est qu'elle s'accompagne d'une compensation des différences éventuelles de vulnérabilité au bruit seul.

En simulant le passage d'un signal MF dans un filtre de bande idéal, on a calculé la probabilité d'erreur du brouillage MF causé à un système binaire MDP. La Fig. 18 montre la probabilité d'erreur  $P_e$  en fonction du rapport de la valeur efficace de l'excursion de fréquence du brouillage MF,  $f_g$ , à la largeur de bande du filtre du récepteur des signaux MDP,  $\Delta f_c$ . Dans les calculs, on a utilisé cinq niveaux de brouillage différents par rapport au bruit intrinsèque: 3 dB (courbe A), 0 dB (courbe B), -3 dB (courbe C), -6 dB (courbe D), -10 dB (courbe E). Le rapport signal/bruit choisi était de 12,4 dB, étant donné que la probabilité d'erreur (y compris en présence de brouillage) ne dépasse pas  $1 \times 10^{-6}$ , ce qui correspond à un rapport signal/bruit de 10,5 dB alors que la marge totale du brouillage provenant de tous les systèmes de

Terre et à satellites s'élève à au moins 35%. La fréquence supérieure de modulation du brouillage MF,  $f_B$  est prise égale à  $\Delta f_c$ . La Fig. 18 montre également la probabilité d'erreur  $P_e$  en fonction de l'indice de modulation effectif du brouillage MF ainsi que les valeurs de la probabilité d'erreur en présence d'un bruit thermique supplémentaire, au lieu du brouillage MF, aux mêmes niveaux d'entrée du démodulateur que pour le brouillage MF (lignes horizontales A', B', C', D' et E').

FIGURE 15

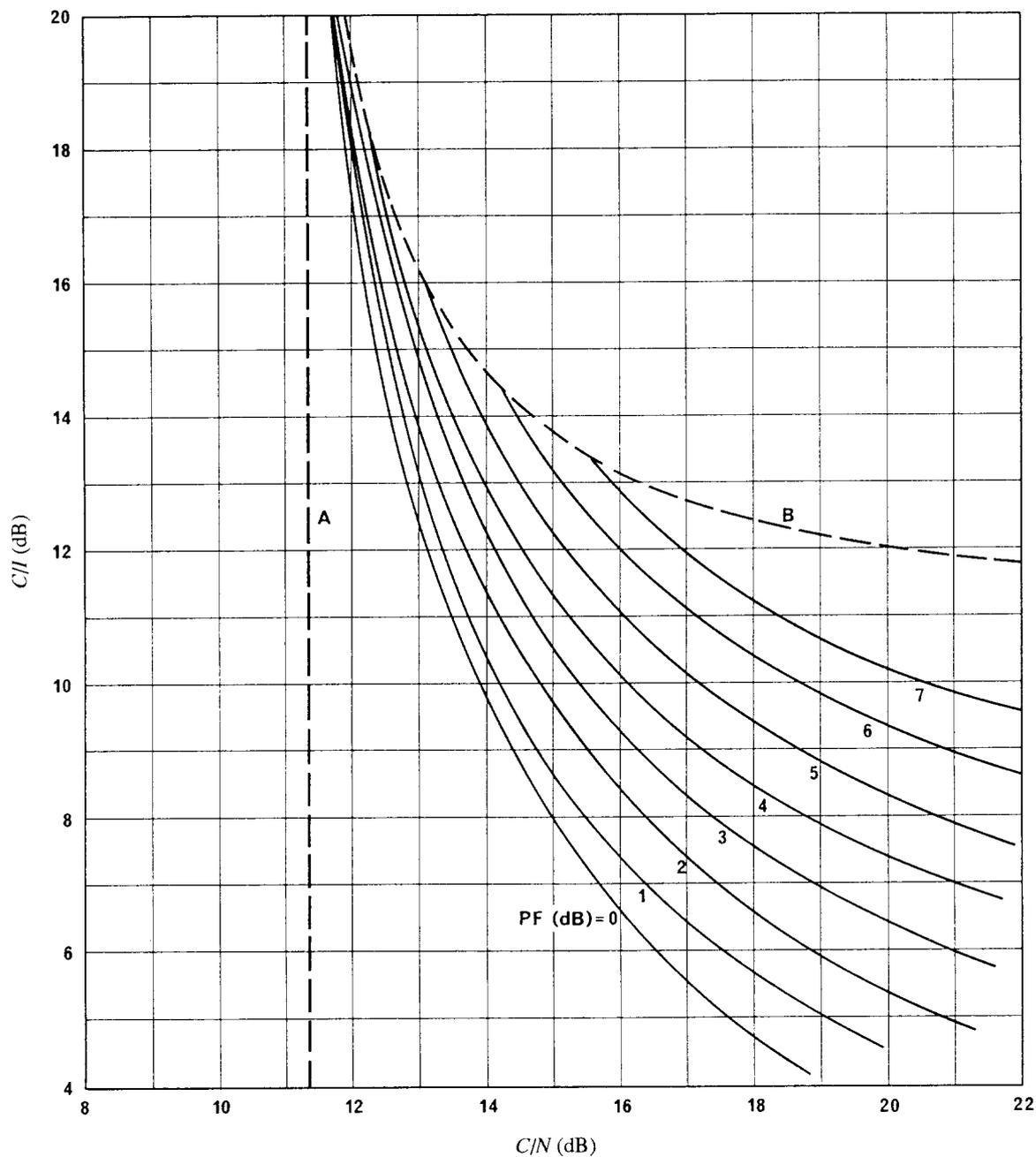
Variation de  $C/I$  en fonction de  $C/N$  pour un taux d'erreur binaire de  $1 \times 10^{-3}$



- A : rapport  $C/N$  en l'absence de brouillage  
 B : brouillage avec caractéristiques de bruit thermique  
 PF : facteur de crête de brouillage

Note 1 – Les courbes sont théoriques et ne tiennent aucun compte des contraintes des systèmes réels.

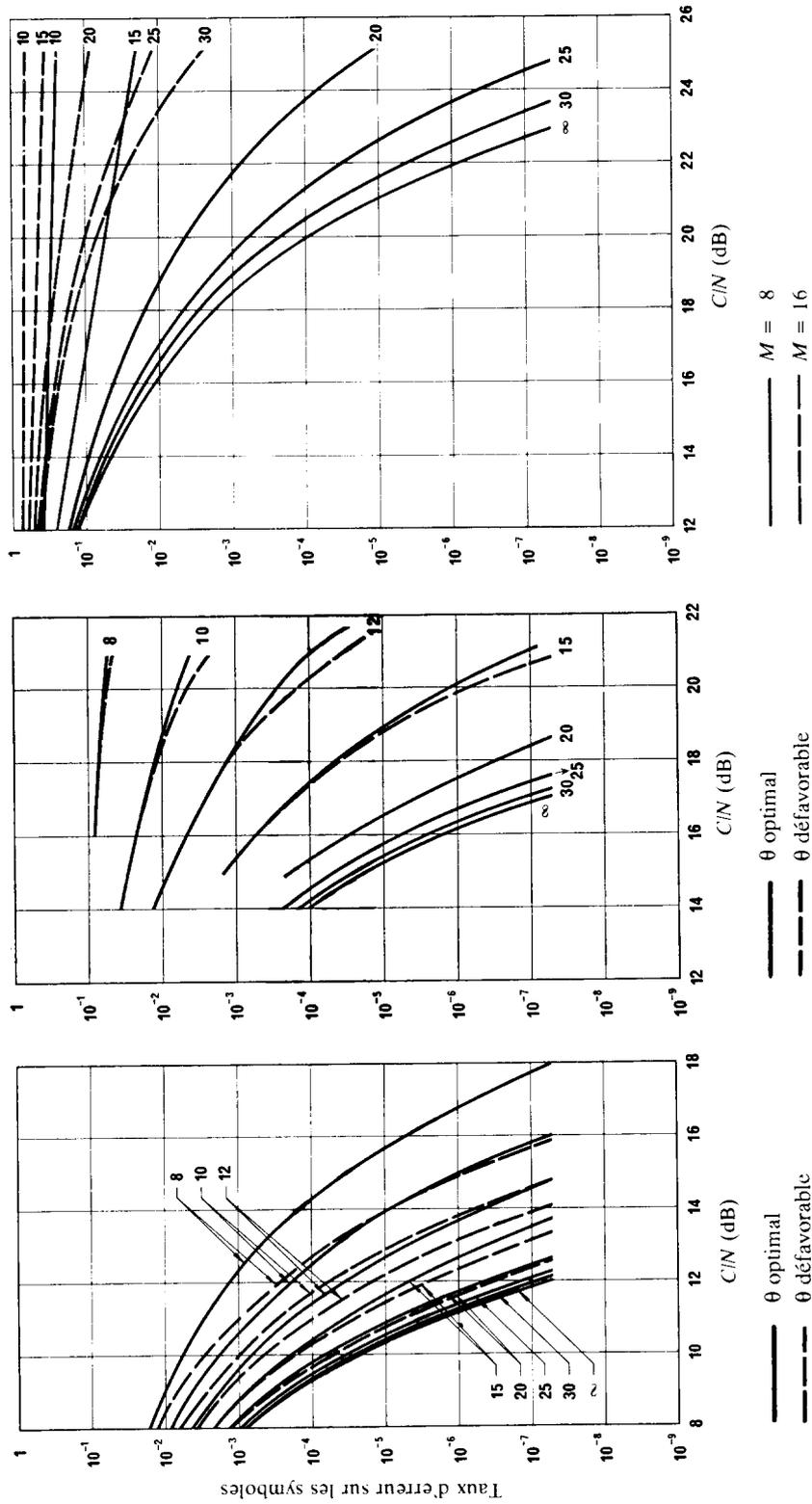
FIGURE 16

Variation de  $C/I$  en fonction de  $C/N$  pour un taux d'erreur binaire de  $1 \times 10^{-7}$ 

- A : rapport  $C/N$  en l'absence de brouillage  
 B : brouillage avec caractéristiques de bruit thermique  
 PF : facteur de crête de brouillage

Note 1 – Les courbes sont théoriques et ne tiennent aucun compte des contraintes des systèmes réels.

FIGURE 17  
Brouillage causé à un signal MDPD par un signal à modulation angulaire



a) Binaire ( $M = 2$ )

b) Quaternaire ( $M = 4$ )

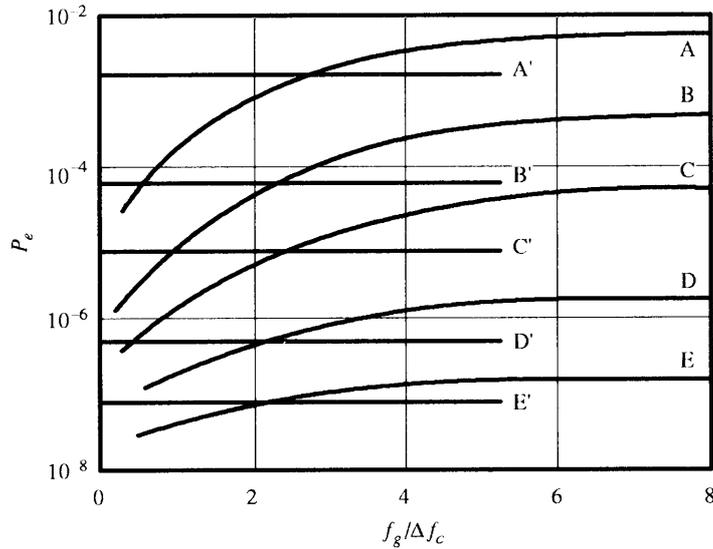
c) A huit phases ( $M = 8$ ) et à seize phases ( $M = 16$ )

(Les paramètres correspondant aux courbes ci-dessus indiquent les rapports porteuse/brouilleur,  $C/I$  (dB))

Dans la pratique, les systèmes à satellites et les faisceaux hertziens utilisent des indices de modulation effectifs qui ne sont pas supérieurs à 3. Si on analyse l'effet produit par les systèmes MF existants sur les systèmes MDP, une approximation gaussienne fournit l'estimation la plus élevée. L'augmentation de la probabilité d'erreur s'avère nettement plus faible pour le brouillage MF que pour le bruit thermique au même niveau de puissance, de sorte que le niveau admissible de brouillage MF peut être porté au-delà des 6% fixés provisoirement dans la Recommandation UIT-R S.523, en l'occurrence jusqu'à 1,4 dB.

FIGURE 18

Probabilité de taux d'erreur binaire ( $P_e$ )  
en fonction du rapport  $f_g/\Delta f_c$



Courbes A:  $I/N = 3$  dB  
 B: 0 dB  
 C: -3 dB  
 D: -6 dB  
 E: -10 dB  
 Lignes A', B', C', D', E': approximation gaussienne

D26-sc

### 3. Spectres des signaux

#### 3.1 Téléphonie MF avec une seule voie par porteuse

Ce sujet demande un complément d'étude.

#### 3.2 Signal à modulation numérique du type MDP, MAQ et MCP

La densité spectrale de puissance normalisée du signal centrée sur la fréquence porteuse a pour expression:

$$P(f) = T_s \cdot \frac{\sin^2(\pi f T_s)}{(\pi f T_s)^2} \quad \text{pour la MDP.M-valente et la MAQ} \quad (36a)$$

$$P(f) = 4T_s \cdot \frac{1 + \cos(2\pi f T_s)}{\pi^2 [1 - (4f^2 T_s^2)]^2} \quad \text{pour la MDM} \quad (36b)$$

$$P(f) = 2T_s \cdot \left[ \frac{\sin(\pi f T_s)}{\pi f T_s} \right]^2 \cdot \left[ \frac{\cos(\pi f T_s)}{1 - (4f^2 T_s^2)} \right]^2 \quad \begin{array}{l} \text{pour la modulation en cosinus carré surélevé} \\ \text{en quadrature avec chevauchement} \end{array} \quad (36c)$$

$$P(f) = \frac{\sin^2(2\pi f T_s)}{2\pi^2 f^2 T_s (1 - 4f^2 T_s^2)^2} \quad \begin{array}{l} \text{pour la modulation de phase de deux porteuses} \\ \text{en quadrature avec décalage des trains binaires} \\ \text{exempte de brouillage et de gigue} \end{array} \quad (36d)$$

### 3.3 Signal de télévision en modulation de fréquence

L'examen du spectre conduit à prendre pour majorant de la densité spectrale de puissance normalisée du signal, centrée sur la fréquence porteuse, l'expression suivante:

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

où  $i$  peut prendre trois valeurs différentes, ( $\text{Sup}(x, y)$  désigne la plus grande des deux fonctions  $x$  et  $y$ ). On examine successivement les brouillages obtenus pour chacune de ces valeurs et on retient la valeur la plus élevée de brouillage.

Des mesures ont montré que la valeur  $P(f)$  d'un signal de télévision MF avec dispersion est définie de manière plus précise par la formule:

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

Lorsqu'on détermine le niveau de brouillage admissible pendant 20% du temps, causé par un signal de télévision MF avec dispersion, on peut admettre que cette valeur est inférieure de 10 dB à celle calculée à l'aide de la formule (37a).

La première partie de l'expression entre crochets représente le «fond continu» du spectre, d'allure gaussienne,  $\Delta F$  ayant la signification donnée au § 2.2 et  $f$  étant la fréquence (MHz). La deuxième partie,  $g_i(f)$ , représente la partie «centrale» du spectre liée essentiellement aux raies correspondant au «noir» et au «blanc». Si  $\Delta f$  est l'excursion de fréquence de la dispersion d'énergie,  $g_i(f)$  a les valeurs données à la Fig. 4, pour les valeurs de  $i$  égales à 1, 2 et 3. Ces valeurs correspondent respectivement au cas d'une image uniforme (noire ou blanche), fortement contrastée (typiquement: mire «barre demi-ligne»), faiblement contrastée (typiquement: mire «en escalier»). L'influence de la raie de synchronisation et de la sous-porteuse couleur a été négligée dans ces modèles, du fait du peu d'importance en puissance des raies correspondantes par rapport aux raies prises en compte dans ces modèles.

Le modèle correspondant à  $i = 1$  n'est toutefois utilisable tel quel que si le modulateur utilisé est du type «couplage alternatif», auquel cas le spectre reste centré autour de la fréquence nominale dans le cas d'une image noire (ou blanche). Si au contraire le modulateur est du type «à couplage continu», la fréquence nominale correspond dans tous les cas au gris moyen; la fonction  $g_i(f)$  doit alors être centrée sur une fréquence écartée de  $\pm \Delta F/3$  de la fréquence nominale.

### 3.4 Signal de téléphonie à modulation d'amplitude

Soit  $f_{min}$  et  $f_{max}$  les fréquences inférieures et supérieures du signal en bande de base; on a alors l'expression suivante pour la densité spectrale normalisée:

$$P(f) = \begin{cases} \frac{1}{f_{max} - f_{min}} & \text{(pour BLU; porteuse supprimée)} \\ \frac{1}{2(f_{max} - f_{min})} & \text{(pour DBL, porteuse supprimée)} \end{cases} \quad (38)$$

à l'intérieur de la largeur de spectre du signal; ces expressions ont une valeur nulle à l'extérieur de cette largeur de spectre.

## 4. Effets de brouillage «non spectraux» – voies linéaires

Outre les effets du brouillage liés au spectre, il faut aussi considérer les effets qui ne peuvent pas être prévus d'après les densités spectrales de puissance. Il existe un certain nombre de dégradations dues au brouillage qui exigent l'étude de caractéristiques temporelles. On trouvera ci-après quelques exemples de ces dégradations:

- Le bruit impulsif dans les systèmes MRF-MF peut être produit par le brouillage entre voies adjacentes en MF. Dans ce cas, une porteuse MRF-MF située dans une bande de fréquences adjacente subira parfois une excursion qui la fera passer dans la bande de la porteuse utile. Si le rapport des puissances porteuses des signaux brouilleur et utile et les statistiques de l'excursion en fonction du temps ne sont pas convenables, il en résultera un bruit impulsif ou un bruit de clic.
- Un brouillage peut être causé à une transmission de télévision par une transmission de la porteuse par paquets, comme dans les systèmes AMRT. Dans ce cas, l'enveloppe de la porteuse brouilleuse peut contenir des composantes spectrales auxquelles le signal de télévision est sensible. On peut prévoir que les fréquences voisines de la fréquence de ligne ou de trame de télévision donneront des dégradations subjectives gênantes.
- Des effets de brouillage peuvent être causés par une onde porteuse à grande amplitude, modulée seulement par le signal de dispersion d'énergie, et qui balaie l'intervalle occupé par une onde porteuse de faible amplitude à bande passante étroite, par exemple du type à une seule voie par porteuse. Dans ce cas, il se produit des phénomènes transitoires qui sont liés au facteur de forme du brouillage et à la vitesse de balayage.

Cette liste d'exemples n'est pas complète; elle a seulement pour but de préciser un certain nombre de mécanismes de brouillage dépendant du temps.

Un autre effet non spectral du brouillage est lié à la méthode de démodulation. Selon la nature du brouillage, on peut être amené à accorder la préférence à telle ou telle méthode de démodulation. Par exemple, le bruit impulsif provenant d'une voie adjacente, dans un système MF à large bande, peut être réduit moyennant l'emploi d'une boucle à verrouillage de phase convenablement exécutée ou d'un démodulateur MF à contre-réaction. En réception numérique, les diverses méthodes de restitution de la porteuse et du rythme donneront des sensibilités différentes à tel ou tel type de brouillage.

## 5. Effets des voies non linéaires

### 5.1 Généralités

La plupart des voies de transmission par satellite qui sont utilisées de nos jours ont des caractéristiques de transmission non linéaires, qui s'expliquent par les propriétés des équipements utilisés dans les répéteurs et les stations terriennes. Dans le répéteur, il existe une relation non linéaire entre les amplitudes à l'entrée et à la sortie (MA-MA); en outre, la fonction de transfert de phase dépend de l'amplitude à l'entrée (conversion MA-MP). Ces caractéristiques ont une influence sur la sensibilité au brouillage d'un système de télécommunication donné. Lorsque le signal utile et le signal brouilleur sont présents l'un et l'autre à l'entrée du dispositif non linéaire, il y a production d'une dégradation multiplicative (non additive). Selon la méthode de modulation utilisée, cette dégradation aura une influence sur les caractéristiques dans la bande de base.

### 5.2 Signal utile: téléphonie analogique MRF-MF

Lorsqu'on examine le brouillage causé à des signaux analogiques MF, il faut considérer deux aspects. Si on a, à l'entrée du dispositif non linéaire, à la fois la porteuse utile et une ou plusieurs porteuses brouilleuses, il se produit des composantes spectrales d'intermodulation. Ces composantes peuvent ensuite apparaître comme des porteuses brouilleuses supplémentaires. Le second aspect est le suivant: apparition d'une modulation d'amplitude lorsqu'on a, à l'entrée, le signal utile et le signal brouilleur. Cette modulation est transformée en modulation de phase par conversion MA-MP. La modulation de phase est imposée à la porteuse utile; la démodulation finale dans le récepteur est accompagnée de dégradations dans la bande de base.

Une suppression incomplète de la modulation d'amplitude du signal utile par le limiteur du récepteur peut engendrer un brouillage dans la bande de base; il se peut aussi que le brouilleur dans la voie adjacente, étant sur la pente du filtre de la voie utile, soit modulé en amplitude et que, par conséquent, cette modulation d'amplitude convertie en modulation de phase apparaisse dans la bande de base. C'est la non-linéarité des amplificateurs de puissance et des démodulateurs qui constitue la source habituelle de ce type de brouillage.

Le brouillage non linéaire peut avoir un effet subjectif notable car il peut se présenter sous forme de diaphonie directe. Il peut en outre altérer le seuil du récepteur, effet qui se produit notamment dans le cas de signaux émis par des satellites où le niveau du signal utile est habituellement voisin du seuil et où le brouillage causé par la voie adjacente peut engendrer une salve de bruit dû au seuil.

Une étude des mécanismes de brouillage s'impose dans les cas où les mécanismes linéaires plus classiques produisent des brouillages négligeables. Pour calculer ces brouillages, il est nécessaire de connaître les caractéristiques des récepteurs et des filtres en cause ainsi que les constantes de conversion de la modulation d'amplitude en modulation de phase.

Dans les recherches et les études sur les systèmes AMRF-MF pour les transmissions de téléphonie multivoie, ainsi que pour les calculs du brouillage dans les différentes voies, il convient de tenir compte des causes de brouillage suivantes:

- imperfections des limiteurs réalisables;
- non-linéarité des détecteurs de fréquence réalisables;
- effet de seuil des récepteurs MF (compte tenu de l'indice de modulation du brouilleur);
- conversion MA-MP dans une voie radioélectrique.

### 5.3 Signal utile: numérique MDP

L'étude du brouillage causé à des porteuses en modulation numérique MDP est plus compliquée que dans le cas de la modulation analogique. Si on applique un filtrage de bande à la porteuse MDP, pour réduire la largeur de bande nécessaire, il en résulte une importante modulation d'amplitude de l'enveloppe à des fréquences liées au taux de transmission des symboles. Ce phénomène, après transformation en modulation de phase par la conversion MA-MP, réduit l'immunité du système à l'égard du brouillage. Il faut étudier séparément, dans le système, les caractéristiques de restitution de la porteuse et du rythme. Lorsqu'on spécifie les caractéristiques du modulateur et du démodulateur en ce qui concerne le filtrage, la restitution de la porteuse et la restitution du rythme, ainsi que les méthodes d'échantillonnage, on peut prévoir que cette spécification aura une influence considérable sur l'immunité du système à l'égard du brouillage. Il n'existe pas encore d'expressions analytiques permettant de calculer le brouillage causé à des porteuses MDP transmises dans une voie non linéaire. On a obtenu des résultats de mesure en laboratoire pour un certain nombre de systèmes spécifiques; ces résultats peuvent être utilisés et servir de guide.

## 6. Mesures du brouillage causé à des systèmes numériques

Une étude montre que l'on peut parvenir à une réduction considérable du brouillage causé par les systèmes à modulation angulaire aux systèmes MIC utilisant la MDP; le brouillage est alors beaucoup moins intense que s'il s'agissait de deux systèmes à modulation angulaire.

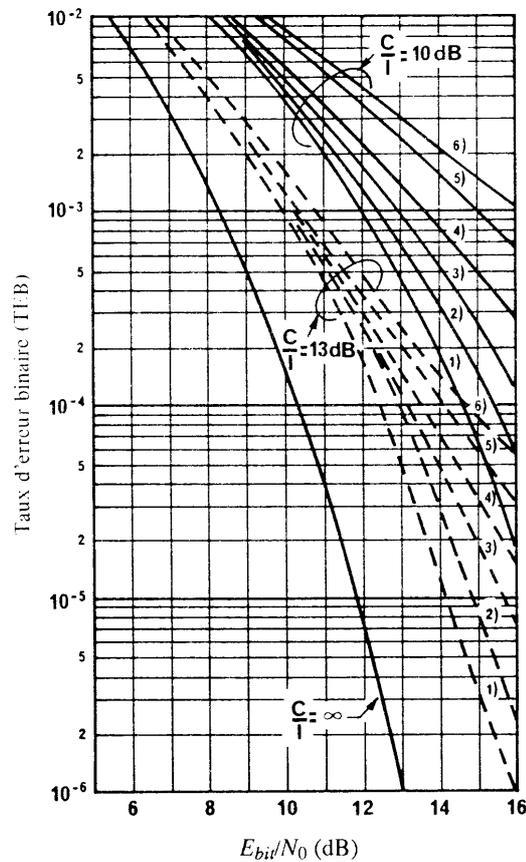
D'autres essais ont également montré la concordance existant entre la théorie et les données mesurées.

Des expériences concernant l'effet du brouillage MDP et du bruit sur les démodulateurs de signaux MDP ont permis de conclure à la validité d'une approximation gaussienne dans l'analyse des effets du brouillage MDP. La Fig. 19 représente le taux d'erreur binaire, TEB, d'un démodulateur MDP-4 cohérent en fonction du rapport porteuse/bruit pour deux valeurs fixes du rapport  $C/I$  (10 et 13 dB) et pour différentes valeurs du rapport entre le débit binaire dans la voie brouilleuse  $R_i$  et celui des signaux utiles  $R_s$  (à savoir,  $R_i/R_s = 0; 0,5; 1; 2; 5$ ). Le rapport porteuse/brouillage a été obtenu à la sortie du filtre de réception du démodulateur avec une bande 1,1 fois supérieure à la bande de Nyquist. La Fig. 20 donne le TEB en fonction du rapport  $R_i/R_s$ , pour une valeur fixe du rapport  $C/N$  (13 dB) et pour trois valeurs du rapport  $C/I$  ( $C/I = C/N$ ,  $C/I = C/N + 2$  dB,  $C/I = C/N - 2$  dB). La Fig. 21 montre la relation quand la voie des signaux utiles fonctionne avec un codec à code de convolution ( $\gamma = 1/2$  pour la vitesse relative de code) et décodage Viterbi.

L'analyse des résultats montre que l'assimilation du brouillage MDP dans la même voie à un bruit gaussien est valable pour  $R_i > (4 - 5) R_s$ , et qu'elle s'applique aussi bien à une voie MDP ordinaire qu'aux systèmes avec codage; toutefois, pour ces systèmes, les variations du TEB ne sont pas monotones. Pour les valeurs du brouillage comparables au niveau du bruit thermique, le brouillage MDP à large bande a pour effet d'augmenter le TEB d'environ une décade par rapport à un brouillage non modulé de même niveau, soit une différence allant jusqu'à 3 ou 4 dB entre les niveaux de chaque type de brouillage, à TEB constant. En outre, il convient de noter que le brouillage MDP-2 a sur le TEB des effets plus sensibles que le brouillage MDP-4.

FIGURE 19

Taux d'erreur binaire en fonction du rapport énergie/bit sur densité de bruit,  $E_{bit}/N_0$  et du rapport porteuse/brouillage,  $C/I$



- 1)  $R_i/R_s = 0$
- 2)  $R_i/R_s = 0,5$
- 3)  $R_i/R_s = 1$
- 4)  $R_i/R_s = 2$
- 5)  $R_i/R_s = 5$
- 6) Brouillage ayant les caractéristiques d'un bruit

FIGURE 20

Taux d'erreur binaire (TEB) du démodulateur MDP-4 cohérent en fonction du rapport des débits binaires de transmission  $R_i/R_s$

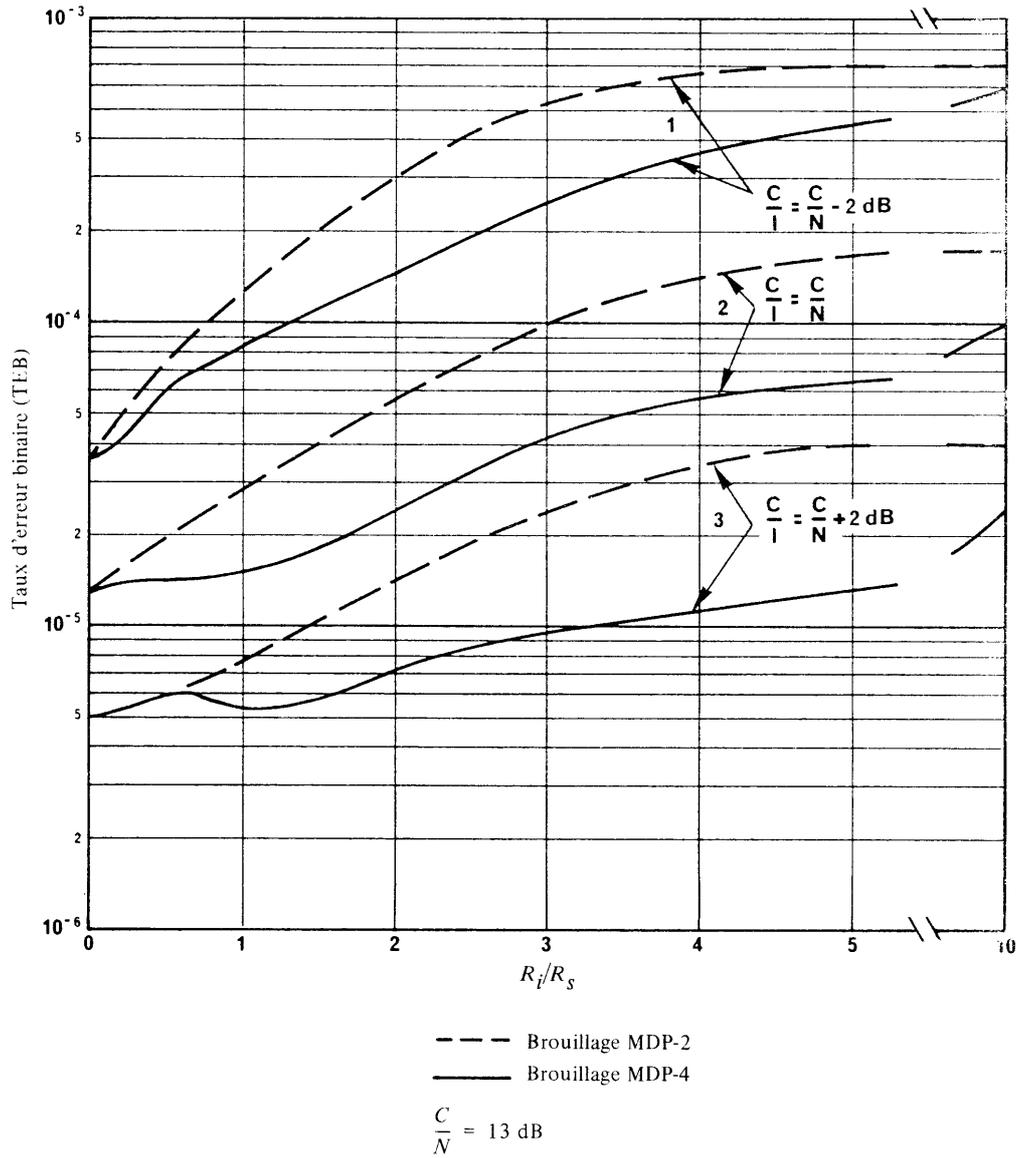
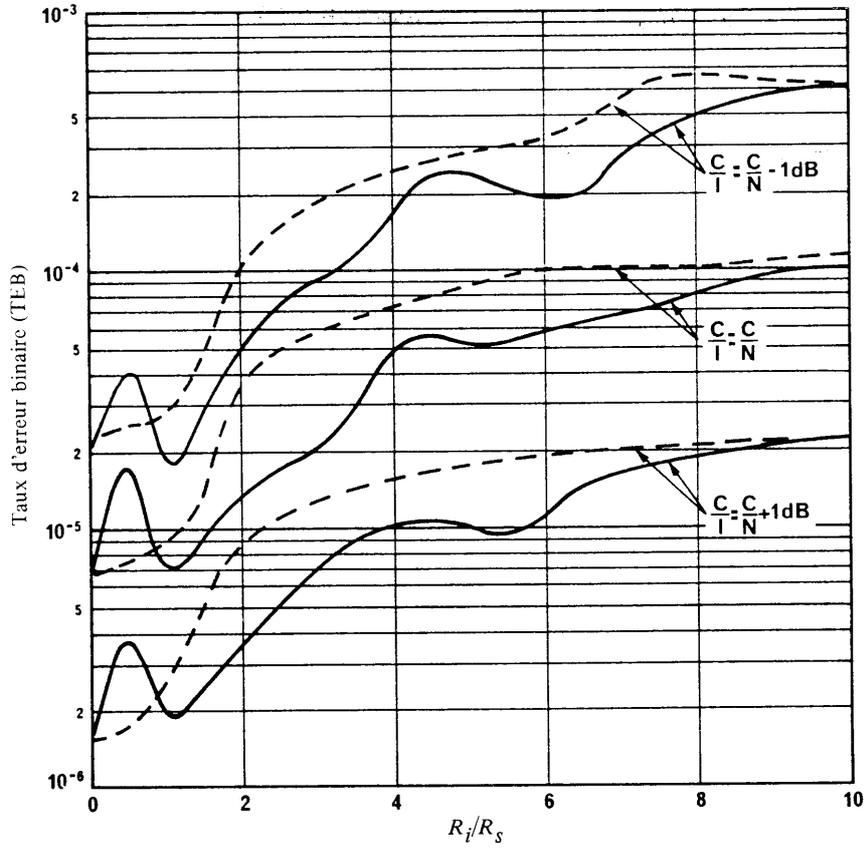


FIGURE 21

Taux d'erreur binaire (TEB) à la sortie du décodeur à code de convolution en fonction du rapport des débits binaires de transmission  $R_i/R_s$



--- Brouillage MDP-2  
 — Brouillage MDP-4

$$\frac{C}{N} = 9 \text{ dB}$$

D29-sc