

## RECOMMANDATION UIT-R SM.328-11\*

**Spectres et largeur de bande des émissions**

(Question UIT-R 222/1)

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

**Domaine d'application**

Cette Recommandation contient les définitions, les modèles analytiques et d'autres considérations sur les valeurs des composantes d'émission pour les différents types d'émission ainsi que sur l'utilisation de ces valeurs du point de vue de l'efficacité d'utilisation du spectre.

**Mots clés**

Rayonnements non essentiels, largeur de bande à  $x$  dB, spectres émis, canal adjacent, bande nécessaire

L'Assemblée des radiocommunications de l'UIT,

*considérant*

- a) que, dans l'intérêt d'une utilisation efficace du spectre radioélectrique, il est indispensable d'établir, pour chaque classe d'émission, des règles régissant le spectre rayonné par une station d'émission;
- b) que, pour la détermination d'un spectre émis de largeur optimale, on devrait tenir compte de l'ensemble du circuit de transmission, ainsi que de toutes ses conditions techniques de fonctionnement, y compris des autres circuits et services radioélectriques utilisant la bande en partage, des tolérances de fréquence de l'émetteur mentionnées dans la Recommandation UIT-R SM.1045, et, en particulier, des phénomènes de propagation;
- c) que les concepts de «largeur de bande nécessaire» et de «largeur de bande occupée» définis dans les numéros 1.152 et 1.153 du Règlement des radiocommunications (RR) sont fondamentaux pour spécifier les propriétés spectrales d'une émission ou d'une classe d'émission donnée de la manière la plus simple;
- d) que l'emploi de ces seules définitions n'est cependant pas suffisant pour traiter l'ensemble du problème de l'économie et de l'efficacité d'emploi du spectre radioélectrique et que l'on doit être en mesure de poser les règles, d'une part, limitant la largeur de bande occupée par une émission à la valeur la plus efficace dans chaque cas et, d'autre part, limitant les amplitudes des composantes émises dans les parties extérieures du spectre de façon à diminuer les brouillages causés dans les voies adjacentes;
- e) que, s'agissant de l'utilisation efficace du spectre radioélectrique, il faut connaître les largeurs de bande nécessaires pour chaque classe d'émission; que, dans certains cas, les formules données dans la Recommandation UIT-R SM.1138 peuvent uniquement servir de guide et que la

---

\* La Commission d'études 1 des radiocommunications a apporté des modifications rédactionnelles à la présente Recommandation en 2016 et en 2019 conformément aux dispositions de la Résolution UIT-R 1.

largeur de bande nécessaire pour certaines classes d'émission doit être évaluée conformément à une norme d'émission spécifiée et à une exigence de qualité;

- f) que la largeur de bande occupée doit permettre aux exploitants et aux organismes nationaux et internationaux d'effectuer des mesures pour quantifier la largeur de bande réellement occupée par une émission donnée et de déterminer ainsi, par comparaison avec la largeur de bande nécessaire, si cette émission n'occupe pas une largeur excessive pour le service assuré et n'est pas susceptible de créer des brouillages au-delà des limites prévues pour cette classe d'émission;
- g) que, outre la limitation du spectre occupé par une émission à la valeur la plus rationnelle dans chaque cas, il a été établi dans la Recommandation UIT-R SM.1541 des règles pour limiter les rayonnements non désirés dans le domaine des émissions hors bande et dans la Recommandation UIT-R SM.329 des règles pour limiter les rayonnements non désirés dans le domaine des rayonnements non essentiels;
- h) qu'il faut définir la largeur de bande nécessaire d'une émission afin de pouvoir mesurer les rayonnements non désirés dans le domaine des rayonnements non essentiels conformément à la Recommandation UIT-R SM.329;
- j) que des méthodes de mesure des produits de distorsion d'intermodulation ont été établies dans la Recommandation UIT-R SM.326 et que les limites figurent dans la Recommandation UIT-R SM.329;
- k) que, dans plusieurs cas, l'utilisation de systèmes employant des largeurs de bande nécessaires beaucoup plus grandes que la largeur de la bande de base (par exemple, les systèmes faisant appel à la modulation de fréquence avec indice de modulation élevé, aux techniques d'élargissement du spectre du signal) augmente potentiellement le nombre d'utilisateurs partageant une bande, du fait que la sensibilité des récepteurs au brouillage peut être suffisamment réduite pour compenser plus que largement la réduction du nombre de canaux disponibles, ce qui accroît l'efficacité d'utilisation du spectre,

*reconnaisant*

que le Règlement des radiocommunications (Article 1, Section VI) contient les définitions suivantes relatives aux caractéristiques des émissions:

**1.144** *émission hors bande\**: Emission sur une ou des fréquences situées en dehors de la largeur de bande nécessaire mais en son voisinage immédiat, due au processus de la modulation, à l'exclusion des rayonnements non essentiels.

**1.145** *rayonnement non essentiel\**: Rayonnement sur une ou des fréquences situées en dehors de la largeur de bande nécessaire et dont le niveau peut être réduit sans affecter la transmission de l'information correspondante. Ces rayonnements comprennent les rayonnements harmoniques, les

---

\* Les termes associés aux définitions données dans les numéros **1.144**, **1.145** et **1.146** doivent être exprimés dans les langues de travail de la façon suivante:

Numéro	En français	En anglais	En espagnol
<b>1.144</b>	Emission hors bande	Out-of-band emission	Emisión fuera de banda
<b>1.145</b>	Rayonnement non essentiel	Spurious emission	Emisión no esencial
<b>1.146</b>	Rayonnements non désirés	Unwanted emissions	Emisiones no deseadas

NOTE 1 – Conformément à la Résolution 115 (Marrakech, 2002) le tableau devrait être amendé afin de présenter les équivalences en arabe, chinois et russe.

rayonnements parasites, les produits d'intermodulation et de conversion de fréquence, à l'exclusion des *émissions hors bande*.

**1.146** *rayonnements non désirés\**: Ensemble des *rayonnements non essentiels* et des *rayonnements* provenant des *émissions hors bande*.

**1.146A** *domaine des émissions hors bande* (d'une émission): Gamme de fréquences, immédiatement en dehors de la largeur de bande nécessaire mais excluant le *domaine des rayonnements non essentiels*, dans laquelle les *émissions hors bande* prédominent en général. Les émissions hors bande, définies en fonction de leur origine, se produisent dans le domaine des émissions hors bande et, dans une moindre mesure, dans le *domaine des rayonnements non essentiels*. Des *rayonnements non essentiels* peuvent également se produire dans le domaine des émissions hors bande ainsi que dans le *domaine des rayonnements non essentiels* (CMR-03).

**1.146B** *domaine des rayonnements non essentiels* (d'une émission): Gamme de fréquences au-delà du *domaine des émissions hors bande*, dans laquelle les *rayonnements non essentiels* prédominent en général (CMR-03).

**1.147** *bande de fréquences assignée*: Bande de fréquences à l'intérieur de laquelle l'*émission* d'une *station* donnée est autorisée; la largeur de cette bande est égale à la *largeur de bande nécessaire*, augmentée du double de la valeur absolue de la *tolérance de fréquence*. Dans le cas des *stations spatiales*, la bande de fréquences assignée inclut le double du décalage maximum dû à l'effet Doppler pouvant se produire par rapport à un point quelconque à la surface de la Terre.

**1.148** *fréquence assignée*: Centre de la *bande de fréquences assignée* à une station.

**1.149** *fréquence caractéristique*: Fréquence aisément identifiable et mesurable dans une *émission* donnée.

Une fréquence porteuse peut, par exemple, être désignée comme fréquence caractéristique.

**1.150** *fréquence de référence*: Fréquence ayant une position fixe et bien déterminée par rapport à la *fréquence assignée*. Le décalage de cette fréquence par rapport à la *fréquence assignée* est, en grandeur et en signe, le même que celui de la *fréquence caractéristique* par rapport au centre de la bande de fréquences occupée par l'*émission*.

**1.151** *tolérance de fréquence*: Ecart maximal admissible entre la *fréquence assignée* et la fréquence située au centre de la bande occupée par une *émission*, ou entre la *fréquence de référence* et la *fréquence caractéristique* d'une *émission*.

La tolérance de fréquence est exprimée en millionnièmes ou en hertz.

**1.152** *largeur de bande nécessaire*: Pour une classe d'*émission* donnée, largeur de la bande de fréquences juste suffisante pour assurer la transmission de l'information à la vitesse et avec la qualité requises dans des conditions données.

**1.153** *largeur de bande occupée*: Largeur de la bande de fréquences telle que, au dessous de sa fréquence limite inférieure et au-dessus de sa fréquence limite supérieure, soient émises des *puissances moyennes* égales chacune à un pourcentage donné  $\beta/2$  de la *puissance moyenne* totale d'une *émission* donnée.

En l'absence de spécifications dans une Recommandation de l'UIT-R pour la *classe d'émission* considérée, la valeur  $\beta/2$  doit être prise égale à 0,5%,

*recommande*

## **1 Définitions**

Qu'on emploie les définitions suivantes pour traiter les questions de largeur de bande, d'espacement entre canaux et de brouillage:

### **1.1 Bande de base**

Bande de fréquences occupée par un signal, ou un certain nombre de signaux multiplexés, que doit acheminer une ligne ou un système de transmission radioélectrique.

NOTE 1 – Dans le cas des radiocommunications, le signal de bande de base correspond au signal modulant l'émetteur.

### **1.2 Largeur de la bande de base**

Largeur de la bande de fréquences occupée par un signal, ou par plusieurs signaux multiplexés, que doit acheminer une ligne ou un système de transmission radioélectrique.

### **1.3 Rapport d'étalement de la largeur de bande**

Rapport de la largeur de bande nécessaire à la largeur de la bande de base.

### **1.4 Spectre hors bande (d'une émission)**

Partie du spectre de densité de puissance (ou du spectre de puissance lorsque celui-ci consiste en des composantes discrètes) d'une émission, qui est extérieure à la bande nécessaire et qui résulte de la modulation, à l'exclusion des rayonnements non essentiels.

### **1.5 Spectre hors bande admissible (d'une émission)**

Pour une classe d'émission donnée, valeur admissible de la densité de puissance (ou de la puissance des composantes discrètes) dans les parties du spectre situées au-dessus et en dessous des limites de la bande nécessaire.

NOTE 1 – La densité de puissance (ou la puissance) admissible peut être spécifiée au moyen d'une courbe limite donnant cette densité (ou cette puissance) en dB par rapport au niveau de référence spécifié, aux fréquences situées à l'extérieur de la bande nécessaire. Les abscisses des points de départ de cette courbe doivent coïncider avec les fréquences limites de la bande nécessaire. On trouve des descriptions de telles courbes limites pour diverses classes d'émission aux Annexes 1 à 6.

### **1.6 Puissance hors bande (d'une émission)**

Puissance totale émise sur l'ensemble des fréquences du spectre hors bande.

### **1.7 Puissance hors bande admissible**

Pour une classe d'émission donnée, valeur admissible de la puissance moyenne émise dans les parties du spectre situées au-dessus et en dessous des limites de la bande nécessaire.

NOTE 1 – Le niveau de puissance hors bande toléré doit être déterminé pour chaque classe d'émission et exprimé sous forme d'un pourcentage,  $\beta$ , de la puissance totale moyenne rayonnée, déduite de la courbe de limitation fixée pour chaque classe d'émission.

## 1.8 Largeur de bande à $x$ dB

Largeur d'une bande de fréquences à l'extérieur de laquelle toute composante spectrale d'un spectre discret ou toute densité spectrale de puissance d'un spectre continu est inférieure d'au moins une valeur donnée  $x$  dB par rapport à un niveau de référence 0 dB prédéterminé.

La définition de la largeur de bande à  $x$  dB peut varier en fonction de la détermination du niveau de référence 0 dB (voir la Recommandation UIT-R SM.1541):

- largeur de bande à  $x$  dBsd: largeur de bande à  $x$  dB pour les situations dans lesquelles le niveau de référence est choisi par rapport à la valeur maximale de la densité spectrale de puissance à l'intérieur de la largeur de bande nécessaire;
- largeur de bande à  $x$  dBc: largeur de bande à  $x$  dB pour les situations dans lesquelles le niveau de référence est choisi par rapport à la puissance de la porteuse non modulée de l'émission. Lorsque la porteuse n'est pas accessible aux fins de mesure, le niveau de référence est la puissance moyenne;
- largeur de bande à  $x$  dBpp: largeur de bande à  $x$  dB pour les situations dans lesquelles le niveau de référence est choisi par rapport à la puissance de crête, mesurée en fonction de la largeur de bande de référence à l'intérieur de la largeur de bande occupée.

NOTE 1 – La méthode dite «largeur de bande à  $x$  dB» donne des résultats acceptables pour l'évaluation de la largeur de bande occupée à 99% telle qu'elle est définie au numéro 1.153 du RR, à condition que les niveaux de référence de  $x$  dB et 0 dB soient convenablement choisis.

## 1.9 Temps d'établissement d'un signal télégraphique

Temps pendant lequel le courant télégraphique passe de 1/10 à 9/10 (ou vice versa) de la valeur qu'il atteint en régime établi; dans le cas de signaux dissymétriques, les temps d'établissement, au début et à la fin du signal, peuvent être représentés par deux valeurs différentes.

## 1.10 Temps d'établissement relatif d'un signal télégraphique

Rapport du temps d'établissement d'un signal télégraphique défini au § 1.9 à la durée de l'impulsion à mi-amplitude.

## 1.11 Rapidité de modulation

La rapidité de modulation ( $B_d$ ),  $B$ , figurant aux paragraphes ci-après relatifs aux émissions télégraphiques, est la vitesse maximale employée par l'émetteur correspondant. Si l'émetteur travaille à une vitesse inférieure à ce maximum, le temps d'établissement doit être augmenté de manière à rendre minimale la largeur de bande occupée, conformément aux prescriptions du numéro 3.9 du RR.

## 2 Emission optimale du point de vue de l'utilisation efficace du spectre

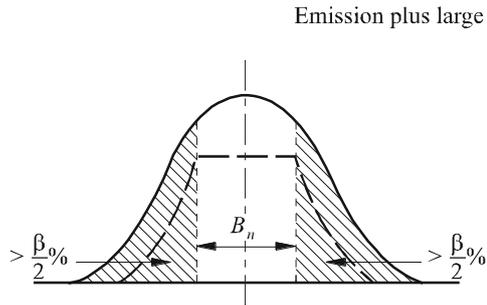
Qu'une émission est considérée comme optimale du point de vue de l'utilisation efficace du spectre lorsque sa largeur de bande occupée est égale à la largeur de bande nécessaire pour sa classe d'émission.

Une largeur de bande optimale du point de vue de l'utilisation efficace du spectre peut ne pas être optimale du point de vue de cette utilisation dans une situation de partage.

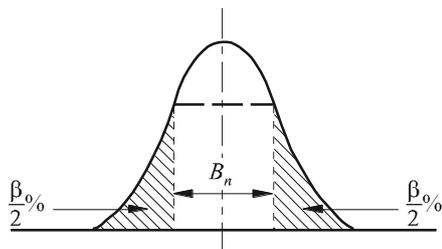
**2.1** Les exemples de spectres suivants illustrent la définition de la puissance hors bande, de la largeur de bande nécessaire et de la largeur de bande à  $x$  dB.

FIGURE 1

Evaluation du spectre par comparaison  
de la puissance hors bande avec  
celle limitée par la courbe limite



Emission «optimale»



Emission plus étroite que l'émission «optimale»

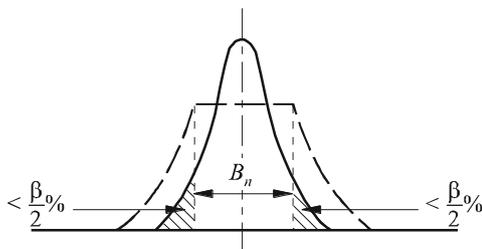
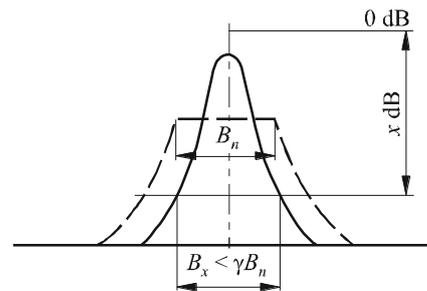
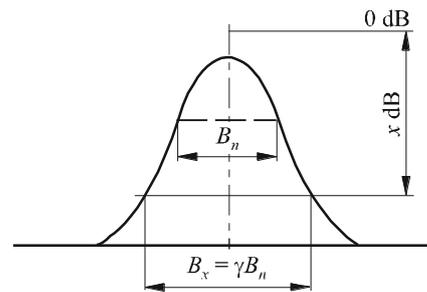
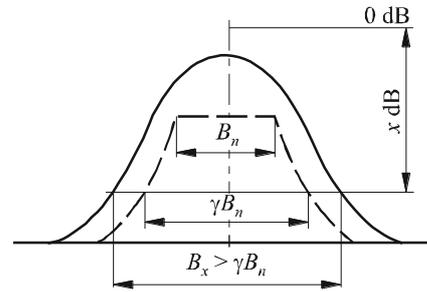


FIGURE 2

Evaluation du spectre selon  
la largeur de bande à x dB



$B_n$ : largeur de bande nécessaire

$B_x$ : largeur de bande à «x dB»

$x$ : valeur du niveau de mesure (dB)

$\gamma$ : rapport requis entre la largeur de bande à x dB et la largeur de bande nécessaire, déterminé par la valeur du niveau x dB et par les paramètres de la courbe limitant le spectre hors bande

$\frac{\beta}{2}$ : moitié de la puissance hors bande admissible

0328-01

### 3 Limites pour les émissions hors bande

que la présente Recommandation puisse être utilisée comme guide lors de la détermination des limites pour les émissions hors bande. Ces limites devraient être définies à partir des dégradations dues aux imperfections de modulation, au bruit de phase, à l'intermodulation et aux limitations rencontrées dans la pratique concernant la mise en œuvre de filtres.

## 4 Calcul des spectres émis

que les valeurs des composantes d'émission puissent être calculées pour les types d'émission mentionnés à l'Appendice 1 du RR. Les Annexes 1 à 6, à utiliser dans le calcul pour les types d'émission suivants, comportent des modèles analytiques et d'autres considérations qui peuvent servir à déterminer ces valeurs lors de la mesure de la largeur de bande occupée:

- émissions de type A (voir l'Annexe 1);
- émissions de type B ou R (voir l'Annexe 2);
- émissions de type F (voir l'Annexe 3);
- émissions de type G (voir l'Annexe 4);
- émissions de type J (voir l'Annexe 5);
- modulation numérique de phase (voir l'Annexe 6).

### 4.1 Approximation des enveloppes des spectres hors bande pour les calculs analytiques

La formule suivante devrait être employée pour obtenir une approximation des enveloppes des spectres hors bande à l'aide de fonctions de puissance:

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

$$\gamma = 0,33 N$$

où  $S(f_m)$  est la puissance à une fréquence donnée  $f_m$ , et  $N$  est le nombre de dB permettant de réduire l'enveloppe du spectre de manière que l'étalement de bande soit d'une octave.

Une autre approximation des enveloppes des spectres hors bande à l'aide de fonctions exponentielles peut être obtenue à l'aide de la formule suivante:

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

où  $N_1$  représente le nombre de dB correspondant à la première octave de l'étalement de la bande. Pour les valeurs les plus courantes de  $N$ ,  $N = 12$  à  $20$  dB/octave, il suffit d'effectuer la comparaison de la puissance avec une très faible précision d'environ  $\pm 15\%$  à  $20\%$  pour que la précision de la mesure de la largeur de bande occupée soit de  $\pm 3\%$  à  $7\%$  \*.

Ces méthodes consistent en une comparaison de la puissance totale de l'émission avec la puissance après filtrage, soit à l'aide de deux filtres passe-bas ou de deux filtres passe-haut, soit à l'aide d'un filtre passe-haut, soit à l'aide d'un filtre passe-haut et passe-bas, dont les fréquences de coupure peuvent être déplacées à volonté par rapport au spectre de l'émission. Sinon, on peut déterminer les composantes de la puissance en évaluant le spectre de puissance obtenu par un analyseur de spectre.

---

\* *Note du Secrétariat:* Le rapport entre l'erreur en pourcentage dans la mesure de la largeur de bande occupée et l'erreur en pourcentage dans la comparaison des puissances pour diverses valeurs de  $N$  est donnée par la Fig. 71 du Manuel «Contrôle du spectre radioélectrique» (Genève, 1995).

## 5 Réduction des brouillages dus aux rayonnements non désirés au niveau des émetteurs

que les méthodes suivantes soient parmi celles qui devraient être utilisées afin de réduire les rayonnements non désirés d'un émetteur (les détails de ces méthodes figurent à l'Annexe 7):

- architecture de l'émetteur (voir l'Annexe 7, § 1);
- filtrage (voir l'Annexe 7, § 2);
- techniques de modulation (voir l'Annexe 7, § 3);
- linéarisation (voir l'Annexe 7, § 4):
  - prédistorsion (voir l'Annexe 7, § 4.1);
  - antéréaction (voir l'Annexe 7, § 4.2);
  - contre-réaction (voir l'Annexe 7, § 4.3);
  - contre-réaction de modulation (voir l'Annexe 7, § 4.4);
  - technique à boucle polaire (voir l'Annexe 7, § 4.5);
  - technique à boucle cartésienne (voir l'Annexe 7, § 4.6).

NOTE 1 – Etant donné la grande variété d'architectures différentes et de méthodes possibles pour la réduction des émissions, la liste ci-dessus ne doit pas être considérée comme étant exhaustive.

### Annexes à la présente Recommandation

Annexe 1 – Considérations relatives aux émissions de type A (à deux bandes latérales)

Annexe 2 – Considérations relatives aux émissions de type B ou R (à bande latérale indépendante ou à bande latérale unique)

Annexe 3 – Considérations relatives aux émissions de type F (à modulation de fréquence)

Annexe 4 – Considérations relatives aux émissions de type G (à modulation de phase)

Annexe 5 – Considérations relatives aux émissions de type J (à bande latérale unique, à porteuse supprimée)

Annexe 6 – Modulation numérique de phase

Annexe 7 – Réduction des brouillages dus aux rayonnements non désirés au niveau des émetteurs

## Annexe 1

## Considérations relatives aux émissions de type A

(A deux bandes latérales)

## TABLE DES MATIÈRES

	<i>Page</i>	
1	Classes d'émission A1A et A1B, en présence de fluctuations.....	10
1.1	Largeur de bande nécessaire .....	10
1.2	Forme de l'enveloppe du spectre.....	11
1.3	Largeur de bande occupée .....	11
1.4	Spectre hors bande .....	11
1.5	Temps d'établissement du signal .....	11
1.6	Brouillages causés dans les canaux adjacents .....	12
2	Classes d'émission A1A et A1B sans fluctuation.....	12
3	Mise en forme du signal télégraphique au moyen de filtres.....	12
4	Classes d'émission A2A et A2B .....	12
4.1	Largeur de bande nécessaire .....	12
4.2	Spectre hors bande .....	13
5	Emissions de radiotéléphonie à modulation d'amplitude, à l'exclusion des émissions de radiodiffusion sonore .....	13
5.1	Type de signal de modulation et réglage du niveau du signal d'entrée .....	14
5.2	Extrait de la Recommandation UIT-T G.227 .....	15
5.3	Emissions de la classe A3E, à deux bandes latérales, téléphonie.....	16
5.3.1	Largeur de bande nécessaire .....	16
5.3.2	Puissance dans la bande nécessaire.....	16
5.3.3	Spectre hors bande .....	17
5.3.4	Relations entre le niveau de référence 0 dB pour déterminer le spectre hors bande et les niveaux d'autres composantes spectrales de l'émission.....	18

5.4	Emissions à bande latérale unique des classes R3E, H3E et J3E (onde porteuse réduite, complète ou supprimée) et à bandes latérales indépendantes de la classe B8E .....	19
5.4.1	Largeur de bande nécessaire .....	19
5.4.2	Puissance dans la bande nécessaire.....	19
5.4.3	Spectre hors bande pour les émissions de classe B8E; quatre voies téléphoniques en service simultanément.....	20
6	Emissions de radiodiffusion sonore à modulation d'amplitude .....	21
6.1	Type de signal de modulation et réglage du niveau du signal d'entrée pour les émissions de radiodiffusion sonore de la classe A3EGN .....	21
6.2	Signal de bruit utilisé pour la modulation des générateurs (extrait de la Recommandation UIT-R BS.559, § 1.3) .....	22
6.3	Emissions de radiodiffusion sonore de la classe A3E, à deux bandes latérales .....	22
6.3.1	Largeur de bande nécessaire .....	22
6.3.2	Puissance dans la bande nécessaire.....	23
6.3.3	Spectre hors bande .....	23
6.3.4	Relation entre le niveau de référence 0 dB pour déterminer le spectre hors bande et le niveau d'autres composantes spectrales de l'émission.....	23

## 1 Classes d'émission A1A et A1B, en présence de fluctuations

En présence de variations importantes et à courte période du champ reçu, les spécifications données ci-dessous pour les émissions en télégraphie simplex à modulation d'amplitude en ondes entretenues (classes A1A et A1B), représentent des caractéristiques désirables qui peuvent être atteintes avec des émetteurs munis de filtres d'entrée convenables et comportant des amplificateurs suffisamment linéaires à la suite des étages où s'effectue la modulation.

### 1.1 Largeur de bande nécessaire

La largeur de bande nécessaire est égale à cinq fois la rapidité de modulation (Bd). Les composantes en limite de cette bande se situent à au moins 3 dB au-dessous du niveau des mêmes composantes du spectre représentant une suite de points rectangulaires et d'espaces égaux émis à la même rapidité de modulation.

Ce niveau relatif de -3 dB correspond à un niveau absolu de 27 dB au-dessous de la puissance moyenne de l'émission continue (se reporter à la Recommandation UIT-R SM.326, Tableau 1).

## 1.2 Forme de l'enveloppe du spectre

L'amplitude de l'enveloppe du spectre par rapport à l'amplitude de l'émission continue est représentée sur la Fig. 3 en fonction de l'ordre des composantes de bande latérale, en admettant que l'enveloppe du signal RF soit un signal carré. Sur cette Figure, l'ordre  $n$  d'une composante de bande latérale est donné par la formule:

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

où:

$f$ : écart de fréquence par rapport au centre du spectre (Hz)

$B$ : rapidité de modulation (Bd).

## 1.3 Largeur de bande occupée

La largeur de bande occupée,  $L$  (Hz) pour un rapport de puissance hors bande  $\beta = 0,01$ , peut se calculer au moyen de la formule empirique:

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

où:

$\alpha$ : temps d'établissement relatif de l'impulsion la plus courte d'un signal télégraphique, tel qu'il est défini au *recommande* 1.10

$B$ : rapidité de modulation (Bd).

La divergence entre les résultats obtenus au moyen de cette formule et ceux fournis par des calculs est au maximum de  $2 B$  lorsque  $\alpha < 0,02$  et de  $B$  lorsque  $\alpha \geq 0,02$ , ce qui a aussi été confirmé par des mesures. L'équation (3) peut donc être utilisée pour mesurer indirectement la largeur de bande occupée des émissions A1A et A1B.

## 1.4 Spectre hors bande

Si on porte en abscisse la fréquence selon une échelle logarithmique et en ordonnée les densités de puissance (dB), la courbe représentant le spectre hors bande devra se trouver au-dessous de deux lignes droites partant du point  $(+5 B/2, -27 \text{ dB})$  ou du point  $(-5 B/2, -27 \text{ dB})$  mentionnés plus haut et présentant une pente de 30 dB/octave et aboutissant au point  $(+5 B, -57 \text{ dB})$  ou  $(-5 B, -57 \text{ dB})$ , respectivement. A partir de là, la même courbe doit se trouver au-dessous du niveau  $-57 \text{ dB}$ .

Les puissances hors bande tolérées, respectivement au-dessus et au-dessous des limites de la largeur de bande nécessaire, sont chacune approximativement égales à 0,5% de la puissance moyenne totale rayonnée.

## 1.5 Temps d'établissement du signal

Le temps d'établissement du signal émis dépend essentiellement de la forme du signal à l'entrée de l'émetteur, des caractéristiques du filtre auquel le signal est appliqué et des effets linéaires ou non linéaires qui peuvent se produire dans l'émetteur lui-même (en supposant que l'antenne n'ait pas d'influence sur la forme du signal). En première approximation, on peut admettre qu'à un spectre hors bande voisin de la courbe limite décrite au § 1.4 correspond un temps d'établissement de l'ordre de 20% de la durée initiale du point télégraphique, soit de l'ordre de  $1/5 B$ .

### 1.6 Brouillages causés dans les canaux adjacents

Le brouillage causé aux canaux adjacents dépend de nombreux paramètres et son calcul rigoureux est difficile. Toutefois, comme il n'est pas nécessaire de calculer ce brouillage avec une très grande précision, on peut faire usage utilement de formules semi-empiriques et de graphiques.

## 2 Classes d'émission A1A et A1B sans fluctuation

Pour la télégraphie à modulation d'amplitude en ondes entretenues, lorsque des variations à courte période du champ reçu n'affectent pas la qualité de la transmission, la largeur de bande nécessaire peut être réduite à trois fois la rapidité de modulation ( $Bd$ ).

## 3 Mise en forme du signal télégraphique au moyen de filtres

Un bon moyen de réduire la largeur de bande occupée consiste à augmenter le temps d'établissement du signal télégraphique jusqu'à la valeur maximale compatible avec le bon fonctionnement de l'équipement de réception.

La valeur minimale du rapport  $T$  entre la bande passante à 6 dB de ces filtres et la moitié de la rapidité de modulation ( $Bd$ ), dépend surtout des caractéristiques de synchronisation de l'équipement terminal du récepteur, de la stabilité de fréquence de l'émetteur et du récepteur et, dans le cas du trafic réel, des conditions de propagation. La valeur minimale peut aller de 2, lorsque la synchronisation et la stabilité sont extrêmement bonnes, jusqu'à 15, lorsque la dérive de fréquence est appréciable et que l'on utilise des téléimprimeurs.

Il serait préférable d'employer des filtres à suroscillation minimale pour utiliser pleinement la puissance de l'émetteur.

Le Tableau 2 donne, en fonction de  $T$ , le pourcentage de temps pendant lequel le signal télégraphique reste sensiblement plat à 1% près, pour un filtre à suroscillation minimale.

TABLEAU 2

$\frac{\text{Longueur du palier}}{\text{Longueur du signal}}$	0% (signal sinusoïdal)	50%	90%	100% (signal rectangulaire)
$T$	1,6	3,2	16	$\infty$

Le rapport  $T$  étant déterminé au préalable, il peut être nécessaire d'utiliser un filtre ayant plusieurs cellules pour réduire suffisamment les composantes dans les parties extérieures du spectre.

## 4 Classes d'émission A2A et A2B

Pour les émissions en télégraphie simplex, dans lesquelles on manipule à la fois la porteuse et les oscillations modulantes, le taux de modulation pouvant atteindre 100% et la fréquence de modulation étant supérieure à la rapidité de modulation ( $f > B$ ), les prescriptions données ci-dessous représentent des caractéristiques désirables qui peuvent être atteintes avec des émetteurs munis de filtres d'entrée assez simples et comportant des étages sensiblement linéaires.

### 4.1 Largeur de bande nécessaire

La largeur de bande nécessaire est numériquement égale au double de la fréquence de modulation,  $f$ , augmenté de cinq fois la rapidité de modulation ( $Bd$ ).

## 4.2 Spectre hors bande

Si on porte en abscisse la fréquence selon une échelle logarithmique et en ordonnée les densités de puissance (dB), la courbe représentant le spectre hors bande devra se trouver au-dessous de deux lignes droites partant du point  $(+f + 5 B/2)$ ,  $-24$  dB) ou du point  $(-f + 5 B/2)$ ,  $-24$  dB), présentant une pente de 12 dB/octave et aboutissant au point  $(+f + 5 B)$ ,  $-36$  dB) ou  $(-f + 5 B)$ ,  $-36$  dB), respectivement. A partir de là, la même courbe doit se trouver au-dessous du niveau  $-36$  dB.

Le niveau de référence 0 dB correspond à la puissance de la porteuse en émission continue avec oscillation modulante.

Les puissances hors bande tolérées, respectivement au-dessus et au-dessous des limites de la largeur de bande nécessaire, sont chacune approximativement égales à 0,5% de la puissance moyenne totale rayonnée.

## 5 Émissions de radiotéléphonie à modulation d'amplitude, à l'exclusion des émissions de radiodiffusion sonore

La largeur de bande occupée et le rayonnement hors bande des émissions à modulation d'amplitude acheminant des signaux analogiques dépendent, à un degré variable, de plusieurs facteurs qui sont:

- le type de signal modulant;
- le niveau du signal d'entrée qui détermine la charge de l'émetteur;
- la bande passante qui est déterminée par les filtres utilisés dans les étages à fréquence acoustique, ainsi que dans les étages intermédiaires et final de modulation de l'émetteur;
- le niveau des composantes de distorsion harmonique et d'intermodulation aux fréquences du spectre hors bande.

Les limitations indiquées dans le présent paragraphe pour les spectres des émissions radiotéléphoniques ont été déduites de mesures faites par différentes méthodes. La puissance en crête de modulation de l'émetteur est d'abord déterminée suivant la méthode de la Recommandation UIT-R SM.326, § 3.1.3, l'émetteur étant réglé de façon à obtenir une distorsion acceptable pour le service considéré.

Des mesures ont été faites en employant plusieurs signaux modulateurs différents substitués aux deux oscillations à fréquence audible. On a constaté qu'un bruit blanc ou pondéré, de bande limitée par filtrage à la largeur de bande nécessaire à la transmission de l'information en exploitation normale, remplace le signal vocal de façon satisfaisante, pour l'exécution pratique des mesures.

Dans les courbes d'émission hors bande définies aux § 5.3 et 5.4, les ordonnées représentent l'énergie reçue par un récepteur de 3 kHz de largeur de bande dont la fréquence centrale est réglée sur la fréquence portée en abscisse, comparée à l'énergie reçue par le même récepteur quand il est accordé sur la fréquence centrale de la bande occupée.

Cependant, un récepteur de 3 kHz de largeur de bande ne peut donner d'informations assez détaillées dans la région du spectre proche des limites de la bande occupée. Des mesures point par point, avec un récepteur ayant une largeur de bande équivalente de 100 à 250 Hz, ou avec un analyseur de spectre dont le filtre a une largeur de bande analogue, se sont révélées plus utiles pour la détermination de la structure fine du spectre.

La caractéristique d'affaiblissement, en fonction de la fréquence, du filtre qui limite la largeur de bande de l'émetteur, doit être déterminée préalablement à ces mesures. On module alors l'émetteur par un bruit blanc ou pondéré de largeur de bande légèrement supérieure à celle de ce filtre.

Lorsqu'on applique le signal à l'entrée de l'émetteur, il faut éviter qu'à la sortie, les crêtes du signal n'excèdent la puissance de crête de l'émetteur ou un niveau correspondant à un taux de modulation de 100%, selon le cas, pendant plus d'un pourcentage faible et déterminé du temps. Ce pourcentage dépend de la classe d'émission.

### **5.1 Type de signal de modulation et réglage du niveau du signal d'entrée**

Etant donné que la distribution statistique des amplitudes du bruit est pratiquement indépendante de la largeur de bande du bruit et qu'elle n'est guère modifiée lorsque le bruit est pondéré au moyen d'un réseau linéaire, la procédure ci-dessous convient à la simulation de la charge d'un émetteur dans des conditions de trafic réel.

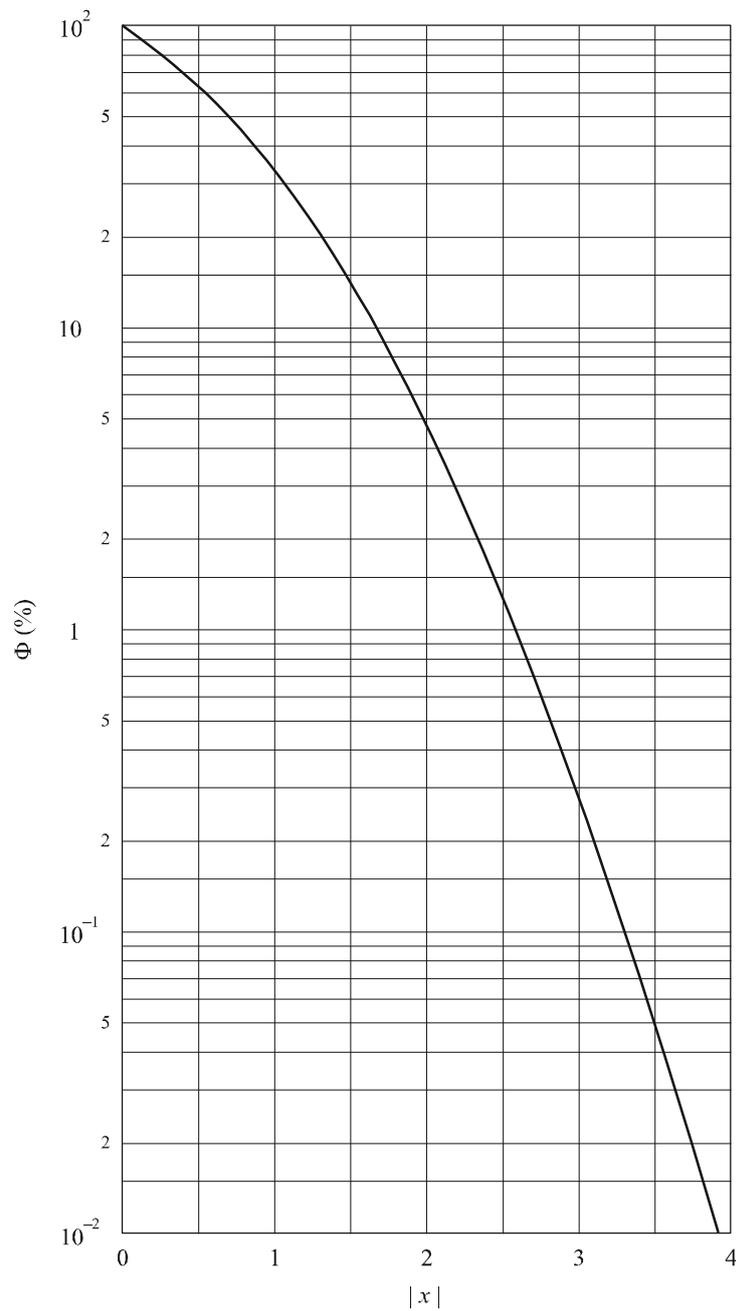
L'émetteur est d'abord modulé par un signal sinusoïdal avec un taux de modulation de 100%. Le signal sinusoïdal est ensuite remplacé par un signal de bruit dont le niveau est réglé de manière que la tension efficace après démodulation linéaire du signal radiofréquence soit égale à 35% de la tension efficace qui était produite par le signal sinusoïdal.

Avec ce réglage qui s'applique aussi bien au signal de modulation consistant en un bruit blanc qu'au signal de modulation consistant en un bruit pondéré, l'enveloppe du signal modulé par le bruit ne dépasse pas le niveau correspondant au taux de modulation de 100% pendant plus de 0,01% environ du temps, suivant la courbe de la Fig. 3.

Les niveaux devraient être, de préférence, mesurés à la sortie de l'émetteur de la manière décrite ci-dessus, afin d'éviter l'apparition d'erreurs, résultant des différentes valeurs de la largeur de bande du bruit, erreurs qui peuvent se produire lorsque le niveau de bruit est mesuré à l'entrée ou à la sortie des filtres limiteurs de bande qui sont utilisés dans l'émetteur.

FIGURE 3

Temps  $\Phi$  (%) pendant lequel la valeur instantanée du bruit blanc dépasse la tension de seuil  $\pm u$ , en fonction du rapport  $x$



$x$  est donné par  $|x| = |u| / U_{eff}$

où:

$U_{eff}$ : valeur efficace de la tension de bruit  
 $u$ : niveau du seuil

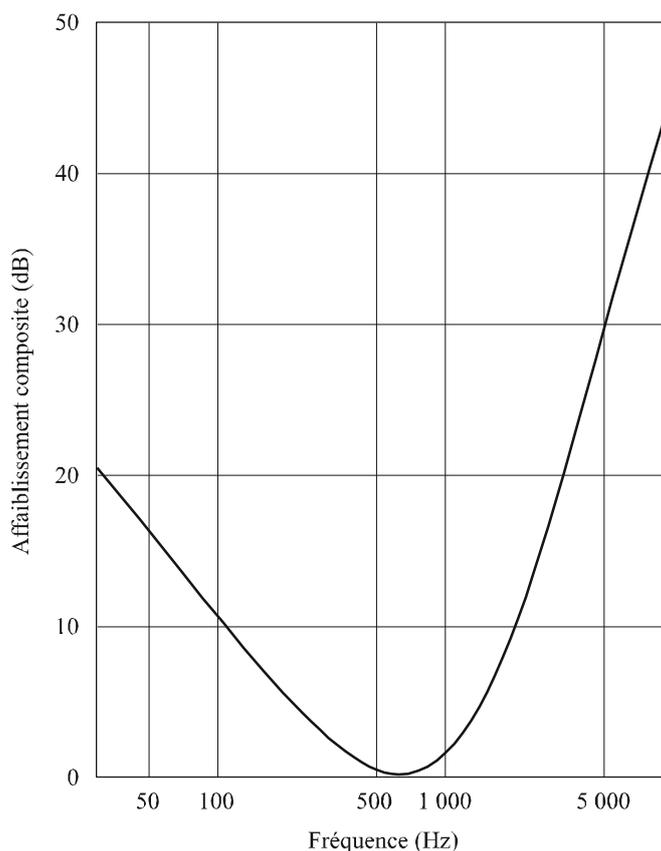
0328-03

## 5.2 Extrait de la Recommandation UIT-T G.227

La courbe de réponse relative et le schéma électrique du réseau pondérateur du générateur de signal téléphonique conventionnel sont donnés dans les Fig. 4 et 5, respectivement.

FIGURE 4

Courbe de réponse relative au réseau pondérateur  
du générateur de signal téléphonique conventionnel



0328-04

### 5.3 Emissions de la classe A3E, à deux bandes latérales, téléphonie

#### 5.3.1 Largeur de bande nécessaire

La largeur de bande nécessaire,  $F$ , est pratiquement égale au double de la plus haute fréquence de modulation,  $M$ , que l'on désire transmettre avec un affaiblissement faible et défini.

#### 5.3.2 Puissance dans la bande nécessaire

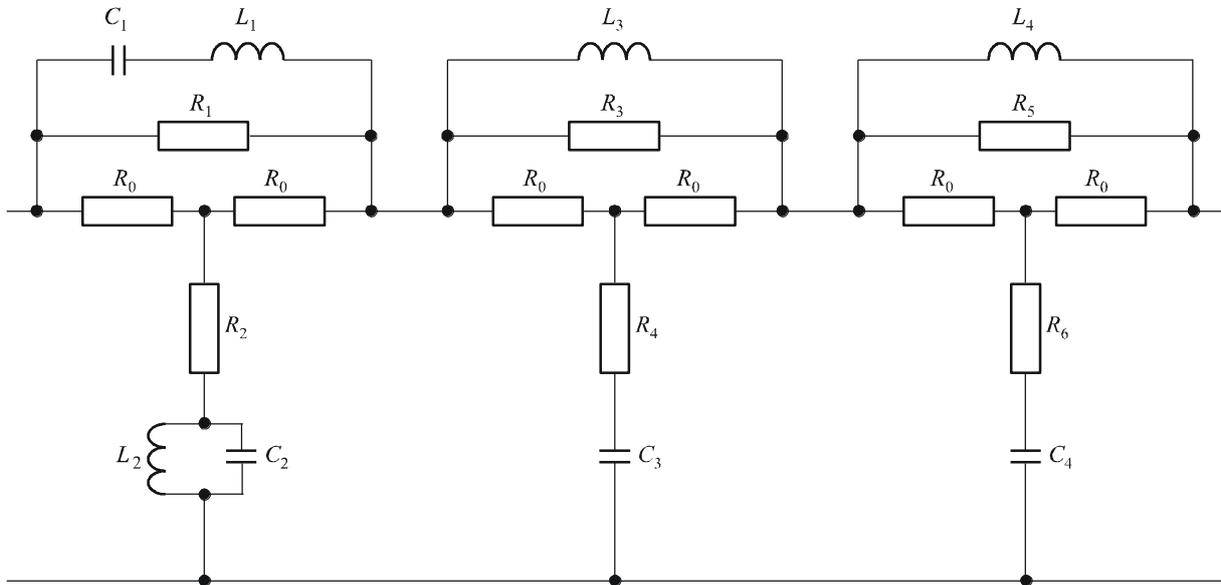
La distribution statistique de la puissance à l'intérieur de la bande nécessaire est déterminée par les niveaux relatifs des différentes composantes à fréquences vocales appliquées à l'entrée de l'émetteur. Si l'on utilise plusieurs voies téléphoniques, cette distribution est déterminée par le nombre de voies en service et par les niveaux relatifs des différentes composantes à fréquences vocales, appliquées à l'entrée de chaque voie.

Pour un émetteur qui ne comporte aucun dispositif de secret, on peut admettre que la distribution statistique de puissance des différentes composantes à fréquences vocales dans chacune des voies correspond à la courbe reproduite dans la Fig. 4. Cette courbe n'est pas applicable aux émetteurs de radiodiffusion sonore.

Si l'émetteur est employé avec un dispositif de secret à inversion de bande, on peut employer les mêmes données en faisant subir au spectre obtenu une inversion convenable.

Enfin, si un dispositif de secret à découpage de bande est employé, on peut considérer que la distribution statistique de la puissance est uniforme à l'intérieur de la bande.

FIGURE 5  
Réseau pondérateur du générateur de signal téléphonique conventionnel



Cellule 1

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

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

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

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

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

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

Cellule 2

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

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

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

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

Cellule 3

$$R_0 C_1 \omega_0 = 2$$

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

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

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

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

$R_0$ : impédance caractéristique du réseau

Tolérance sur les composants:  $\pm 1\%$

0328-05

### 5.3.3 Spectre hors bande

Si on porte en abscisse les fréquences selon une échelle logarithmique et en ordonnée les densités de puissance (dB), la courbe représentant le spectre hors bande devra se trouver au-dessous de deux droites partant du point  $(+0,5 F, 0 \text{ dB})$ , ou du point  $(-0,5 F, 0 \text{ dB})$ , et aboutissant au point  $(+0,7 F, -20 \text{ dB})$  ou  $(-0,7 F, -20 \text{ dB})$  respectivement. Au-delà de ces derniers points et jusqu'au niveau de  $-60 \text{ dB}$ , cette courbe devra se trouver au-dessous de deux droites partant de ces derniers points, et ayant une pente de  $12 \text{ dB/octave}$ . Cette même courbe devra se trouver ensuite au-dessous du niveau de  $-60 \text{ dB}$ .

Le niveau de référence 0 dB correspond à la densité de puissance qui existerait si la puissance totale, à l'exclusion de celle de la porteuse, était distribuée uniformément dans la bande passante nécessaire.

### 5.3.4 Relations entre le niveau de référence 0 dB pour déterminer le spectre hors bande et les niveaux d'autres composantes spectrales de l'émission

#### 5.3.4.1 Relation entre le niveau de référence 0 dB et le niveau correspondant à la densité spectrale de puissance maximale

Le niveau de référence 0 dB défini au § 5.3.3 est inférieur d'environ 5 dB au niveau correspondant à la densité de puissance maximale dans chaque bande latérale lorsque l'émetteur est modulé par du bruit blanc pondéré conformément à la courbe dont il est question au § 5.3.2 et qui est représentée dans le § 5.1.

La valeur de 5 dB est valable pour une largeur de bande de fréquences de modulation ayant une limite de fréquence supérieure de 3 kHz ou 3,4 kHz.

#### 5.3.4.2 Relation entre le niveau de référence 0 dB et le niveau de la porteuse

Le rapport  $\alpha_B$  (dB), entre le niveau de référence 0 dB et le niveau de la porteuse est donné par la formule:

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

où:

- $m_{eff}$ : taux de modulation efficace de l'émetteur
- $B_{\acute{e}qui}$ : largeur de bande équivalente de bruit de l'analyseur
- $F$ : largeur de bande nécessaire pour l'émission.

Le niveau de référence est donc fonction:

- de la puissance de la bande latérale  $P_s$  donnée par la formule:

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

où  $P_c$  est la puissance de la porteuse;

- de la largeur de bande nécessaire  $F$ ;
- de la largeur de bande équivalente de bruit  $B_{\acute{e}qui}$  de l'analyseur employé.

La Fig. 6 représente le rapport  $\alpha_B$  calculé au moyen de la formule (5) en fonction de la largeur de bande nécessaire, pour différentes valeurs du taux de modulation efficace.

Pour certaines applications pratiques, par exemple dans les stations de contrôle, on peut admettre un taux de modulation efficace de l'émetteur de 35% dans les cas où le taux de modulation réel ne peut être déterminé avec précision. On peut donc simplifier la formule (5) comme suit:

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

La Fig. 7 montre le rapport  $\alpha_B$  calculé à partir de la formule simplifiée (7) en fonction de la largeur de bande nécessaire pour différentes valeurs de la largeur de bande équivalente de bruit.

## 5.4 Emissions à bande latérale unique des classes R3E, H3E et J3E (onde porteuse réduite, complète ou supprimée) et à bandes latérales indépendantes de la classe B8E

### 5.4.1 Largeur de bande nécessaire

Dans le cas des émissions R3E et H3E, la largeur de bande nécessaire,  $F$ , est pratiquement égale à la valeur de la plus haute fréquence acoustique,  $f_2$ , que l'on désire transmettre avec un affaiblissement faible et défini.

Dans le cas des émissions J3E, la largeur de bande nécessaire,  $F$ , est pratiquement égale à la différence de la plus haute,  $f_2$ , et de la plus basse,  $f_1$ , des fréquences acoustiques que l'on désire transmettre avec un affaiblissement faible et défini.

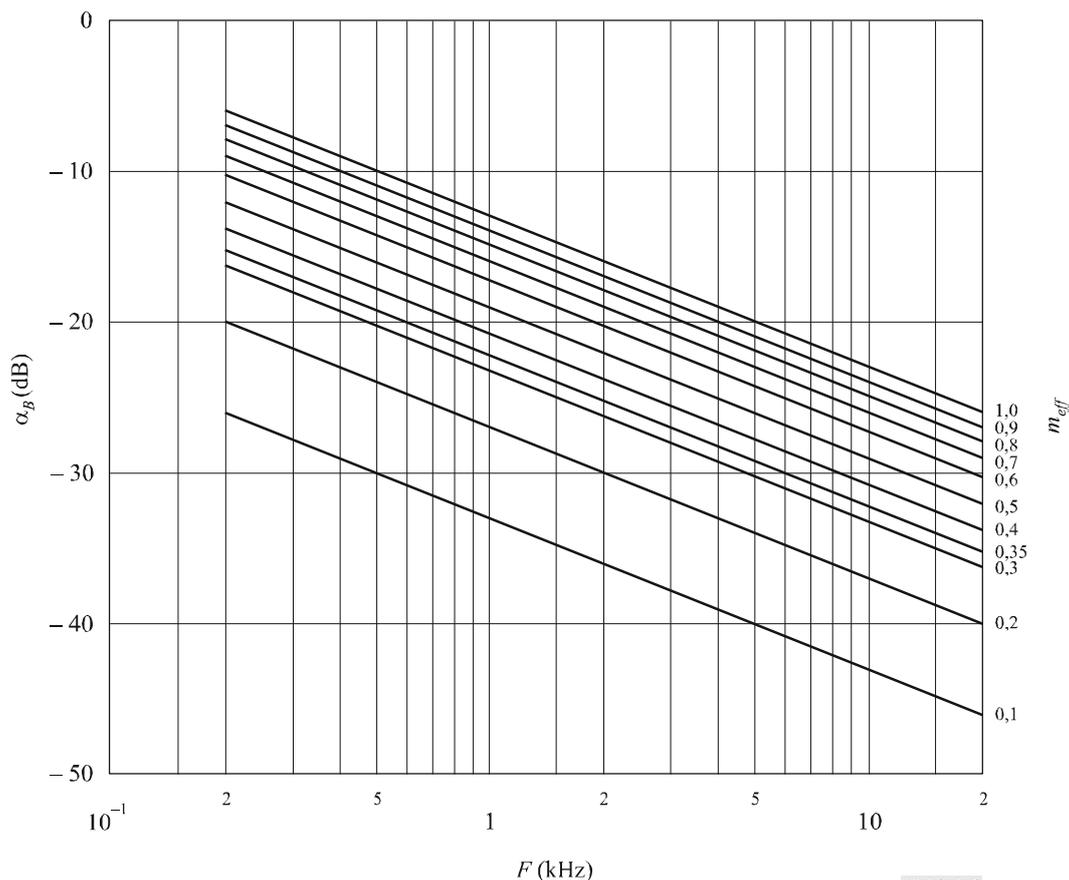
Dans le cas des émissions B8E, la largeur de bande nécessaire,  $F$ , est pratiquement égale à la différence des deux fréquences radioélectriques les plus éloignées de la fréquence assignée qui correspondent aux deux fréquences acoustiques extrêmes que l'on désire transmettre avec un affaiblissement faible et défini dans les deux voies extérieures de l'émission.

### 5.4.2 Puissance dans la bande nécessaire

Pour les considérations relatives à la puissance dans la bande nécessaire, voir le § 5.3.2.

FIGURE 6

Rapport  $\alpha_B$  (dB), entre le niveau de référence 0 dB de la courbe de limitation du spectre hors bande, dans le cas de la classe d'émission A3E et le niveau de la porteuse, en fonction de la largeur de bande nécessaire  $F$  (kHz) pour une largeur de bande équivalente de bruit de l'analyseur de 100 Hz et avec, en paramètre, le taux de modulation efficace de l'émetteur ( $m_{eff}$ )



### 5.4.3 Spectre hors bande pour les émissions de classe B8E; quatre voies téléphoniques en service simultanément

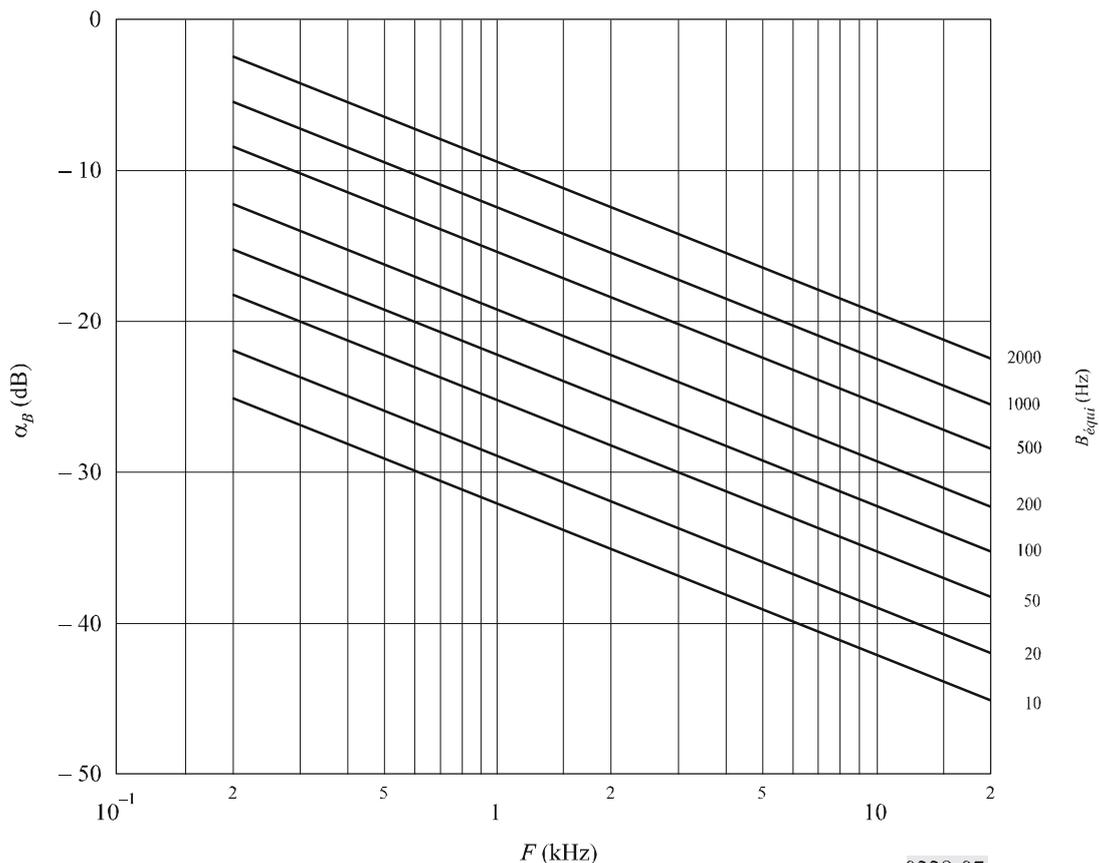
La puissance hors bande dépend du nombre et de la position des voies en service. Le texte ci-après correspond uniquement au cas où quatre voies téléphoniques sont en service simultanément. Lorsque certaines voies sont inutilisées, la puissance hors bande est moindre.

Si on emploie en abscisse une échelle logarithmique de fréquences, la fréquence zéro étant supposée coïncider avec le centre de la bande nécessaire, et en ordonnée une échelle linéaire (dB) pour les densités de puissance, la courbe représentant le spectre hors bande devra se trouver au-dessous de deux droites partant, respectivement, du point  $(+0,5 F, 0 \text{ dB})$  ou du point  $(-0,5 F, 0 \text{ dB})$  et aboutissant respectivement au point  $(+0,7 F, -30 \text{ dB})$  ou au point  $(-0,7 F, -30 \text{ dB})$ . Au-delà de ces derniers points, et jusqu'au niveau  $-60 \text{ dB}$ , cette courbe devra se trouver au-dessous de deux droites partant de ces derniers points et ayant une pente de  $12 \text{ dB/octave}$ . Cette même courbe devra se trouver, ensuite, au-dessous du niveau de  $-60 \text{ dB}$ .

Le niveau de référence  $0 \text{ dB}$  correspond à la densité de puissance qui existerait si la puissance totale, à l'exclusion de celle de la porteuse, était distribuée uniformément dans la bande passante nécessaire.

FIGURE 7

Rapport  $\alpha_B$  (dB), entre le niveau de référence  $0 \text{ dB}$  de la courbe de limitation du spectre hors bande, dans le cas de la classe d'émission A3E et le niveau de la porteuse, en fonction de la largeur de bande nécessaire  $F$  (kHz) pour un taux de modulation efficace de 35% et avec, en paramètre, la largeur de bande équivalente de bruit de l'analyseur ( $B_{\text{équi}}$ )



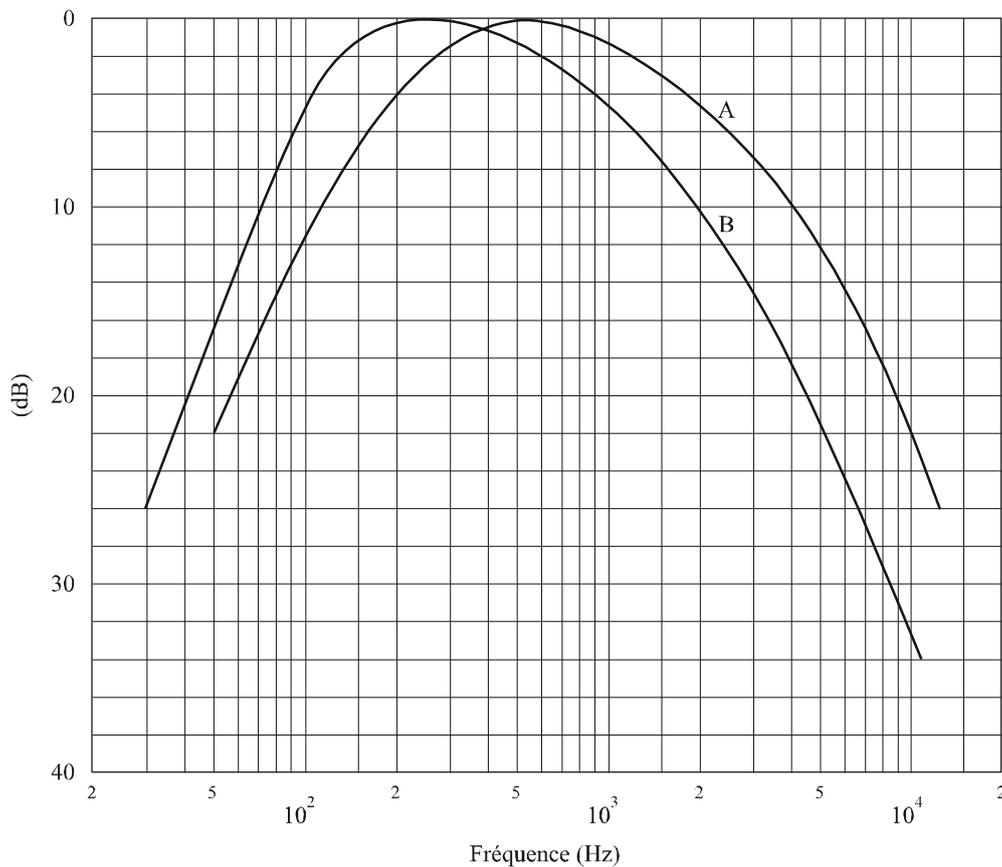
## 6 Emissions de radiodiffusion sonore à modulation d'amplitude

Les limites du spectre, données dans ce paragraphe pour les émissions de radiodiffusion sonore à modulation d'amplitude, ont été établies d'après des mesures effectuées sur des émetteurs qui étaient modulés par un bruit pondéré avec un taux de modulation de 35% (valeur efficace) en l'absence de toute compression dynamique de l'amplitude du signal.

### 6.1 Type de signal de modulation et réglage du niveau du signal d'entrée pour les émissions de radiodiffusion sonore de la classe A3EGN

La procédure de réglage décrite au § 5.1 ci-dessus peut aussi s'appliquer à des émetteurs de radiodiffusion sonore, sauf que dans ce cas le bruit est pondéré conformément aux courbes dont il est question au § 6.3.2 et qui sont représentées à la Fig. 8.

FIGURE 8



Courbes A: spectre du bruit normalisé (mesuré à l'aide d'un filtre «tiers d'octave»)

B: réponse en fréquence du filtre

## 6.2 Signal de bruit utilisé pour la modulation des générateurs (extrait de la Recommandation UIT-R BS.559, § 1.3)

Un signal destiné à simuler la modulation devrait satisfaire aux deux conditions suivantes:

- sa composition spectrale doit correspondre à un programme type de radiodiffusion;
- sa dynamique doit être assez faible pour qu'il fournisse à l'appareil de mesure une indication constante et bien définie.

On a pris comme base la répartition spectrale de la musique de danse moderne; en effet, ce type de programme, qui est l'un des plus courants, possède une proportion élevée de fréquences aiguës. Toutefois, la dynamique de ce type de programme est trop large et ne satisfait pas à la deuxième condition précédemment indiquée. Le signal approprié pour ce but est un bruit coloré normalisé (autre qu'un signal de bruit blanc), dont la répartition spectrale est très proche de celle de la musique de danse moderne (voir la courbe A de la Fig. 8 mesurée au moyen de filtres «tiers d'octave»).

Ce signal de bruit coloré normalisé peut être obtenu à partir d'un générateur de bruit blanc et d'un circuit de filtrage comme celui qui est représenté à la Fig. 9. La caractéristique de ce filtre est la courbe B de la Fig. 8. (La différence entre les courbes A et B de cette Figure est due au fait que la première repose sur des mesures faites avec des filtres «tiers d'octave», qui laissent passer de plus grandes quantités d'énergie, la largeur de leur bande passante augmentant avec la fréquence.)

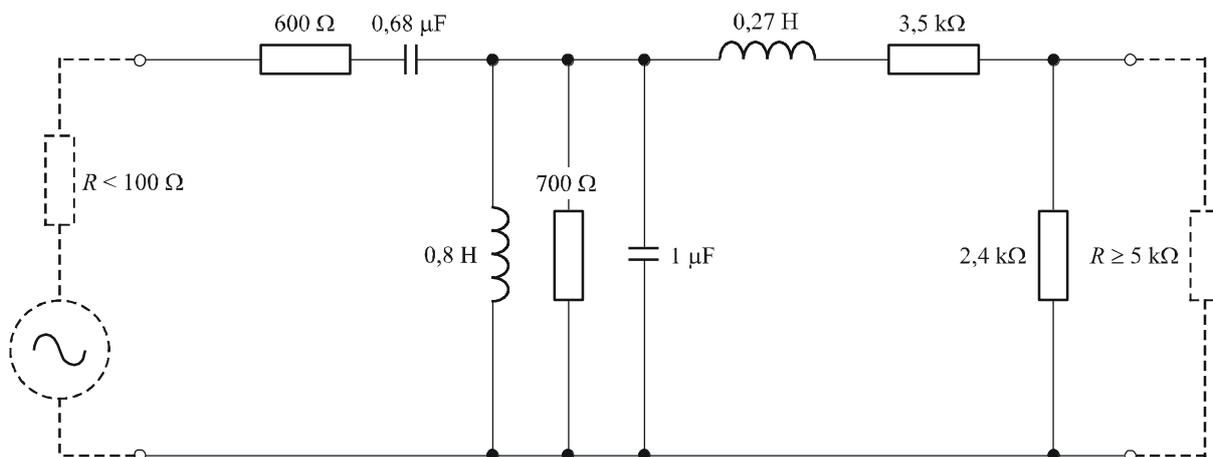
Au-delà de la fréquence de modulation maximale utilisée, la bande du bruit coloré normalisé doit être limitée par un filtre passe-bas, dont la fréquence de coupure et la pente sont telles que la largeur de bande du signal modulant est égale à la moitié environ de la bande normalisée à l'émission. La caractéristique amplitude-fréquence en audiofréquence de l'étage de modulation du générateur ne doit pas varier de plus de 2 dB jusqu'à la fréquence de coupure du filtre passe-bas.

## 6.3 Emissions de radiodiffusion sonore de la classe A3E, à deux bandes latérales

### 6.3.1 Largeur de bande nécessaire

La largeur de bande nécessaire,  $F$ , est pratiquement égale au double de la plus haute fréquence de modulation,  $M$ , que l'on désire transmettre avec un affaiblissement faible et défini.

FIGURE 9  
Circuit de filtrage



### 6.3.2 Puissance dans la bande nécessaire

La distribution statistique de la puissance à l'intérieur de la bande nécessaire est déterminée par les niveaux relatifs des différentes composantes à fréquences acoustiques appliquées à l'entrée de l'émetteur.

On peut admettre que la répartition de la puissance dans la bande à fréquences acoustiques d'un programme courant de radiodiffusion peut correspondre aux courbes reproduites dans la Fig. 8. Dans la pratique, ces courbes ne sont pas dépassées pendant plus de 5% à 10% du temps de transmission du programme.

### 6.3.3 Spectre hors bande

Si on porte en abscisse les fréquences selon une échelle logarithmique et en ordonnée les densités de puissance (dB), la courbe représentant le spectre hors bande devra se trouver au-dessous de deux droites partant du point  $(+0,5 F, 0 \text{ dB})$  ou du point  $(-0,5 F, 0 \text{ dB})$  et aboutissant au point  $(+0,7 F, -35 \text{ dB})$  ou  $(-0,7 F, -35 \text{ dB})$  respectivement. Au-delà de ces derniers points et jusqu'au niveau de  $-60 \text{ dB}$ , cette courbe devra se trouver au-dessous de deux droites partant de ces derniers points et ayant une pente de  $12 \text{ dB/octave}$ . Cette même courbe devra se trouver ensuite au-dessous du niveau de  $-60 \text{ dB}$ .

Le niveau de référence,  $0 \text{ dB}$ , correspond à la densité de puissance qui existerait si la puissance totale, à l'exclusion de celle de la porteuse, était distribuée uniformément dans la bande passante nécessaire (voir le § 6.3.4).

Pour la courbe ainsi définie, l'ordonnée représente la puissance moyenne interceptée par un analyseur avec une largeur de bande effective globale de bruit de  $100 \text{ Hz}$  et dont la fréquence centrale est égale à la valeur portée en abscisse.

### 6.3.4 Relation entre le niveau de référence $0 \text{ dB}$ pour déterminer le spectre hors bande et le niveau d'autres composantes spectrales de l'émission

#### 6.3.4.1 Relation entre le niveau de référence $0 \text{ dB}$ et le niveau correspondant à la densité de puissance spectrale maximale

Le niveau de référence  $0 \text{ dB}$  défini au § 6.3.3 est inférieur de  $8$  à  $10 \text{ dB}$  au niveau correspondant à la densité de puissance maximale dans l'une ou l'autre des bandes latérales lorsque l'émetteur est modulé par du bruit blanc pondéré conformément aux courbes dont il est question au § 6.3.2.

La valeur de  $8 \text{ dB}$  est valable pour une largeur de bande de fréquences de modulation ayant une limite de fréquence supérieure de  $4,5$  ou  $6 \text{ kHz}$ . La valeur de  $10 \text{ dB}$  est applicable pour une limite supérieure de fréquence de  $10 \text{ kHz}$ .

#### 6.3.4.2 Relation entre le niveau de référence $0 \text{ dB}$ et le niveau de la porteuse

Voir le § 5.3.4.2, qui est également applicable à ce cas de radiodiffusion sonore.

## Annexe 2

## Considérations relatives aux émissions de type B ou R

(A bande latérale indépendante ou à bande latérale unique)

## TABLE DES MATIÈRES

	<i>Page</i>
1 Forme de l'enveloppe spectrale pour des émissions de classes B8E et R7J modulées par du bruit blanc .....	24
1.1 Essai décrit dans la rubrique N° 1 du Tableau 3.....	25
1.2 Essai décrit dans la rubrique N° 2 du Tableau 3.....	26
1.3 Essais décrits dans la rubrique N° 3 du Tableau 3.....	27

### 1 Forme de l'enveloppe spectrale pour des émissions de classes B8E et R7J modulées par du bruit blanc

Le présent paragraphe porte sur les résultats des mesures faites par plusieurs administrations sur des émetteurs de différents modèles pour les émissions de classes B8E et R7J.

On trouvera, récapitulées dans le Tableau 3, les principales caractéristiques des émetteurs et les conditions de mesure.

TABLEAU 3

#### Caractéristiques des émetteurs et conditions de mesure pour les émissions de classes B8E et R7J

Rubriques N°	1	2	3
Classe d'émission	B8E	B8E	B8E; R7J
<i>Caractéristiques de l'émetteur:</i>		Différents émetteurs	Différents émetteurs
– puissance en crête $P_p$ (deux tonalités) <sup>(1)</sup> (kW)	20	Plusieurs kW à quelques dizaines de kW	Différentes valeurs
– distorsion d'intermodulation de 3 <sup>e</sup> ordre $\alpha_3$ <sup>(1)</sup> (dB)	$\leq -35$		
– nombre de voies actives pendant la mesure	2, dans la bande latérale inférieure	2 et 4	
– largeur de bande de la voie téléphonique (Hz)	3 000		
– suppression de porteuse (dB) par rapport à la puissance en crête	-50		

TABLEAU 3 (*fin*)

Rubriques N°	1	2	3
Classe d'émission	B8E	B8E	B8E; R7J
Type de signal de modulation: – largeur de bande	Bruit blanc 30 Hz à 20 kHz ±1 dB	Bruit blanc	Bruit blanc 100 Hz-6 kHz par bande latérale
Niveau du signal d'entrée <sup>(1)</sup> réglé à une valeur telle que: – à la sortie, $P_m$ (bruit) =	0,25 $P_p$ (deux tonalités)		0,25 $P_p$ (deux tonalités)
Type de dispositif de mesure: – bande passante (Hz)	Dispositif de mesure sélectif (valeur efficace vraie) Courbes C: 3 800 D: 100	Analyseur de spectre  $\leq 0,05 F^{(2)}$	Analyseur de spectre
Forme du spectre	Voir la Fig. 10	Voir le § 1.1	

<sup>(1)</sup> Dans tous les essais, l'émetteur est d'abord modulé par deux signaux sinusoïdaux d'amplitude égale. Ensuite, la puissance en crête,  $P_p$  (deux tonalités) et le niveau de distorsion d'intermodulation de 3<sup>e</sup> ordre,  $\alpha_3$ , sont déterminés conformément aux méthodes exposées dans la Recommandation UIT-R SM.326. Enfin, les deux signaux sinusoïdaux sont remplacés par un signal de bruit, dont le niveau est réglé pour donner l'une des conditions mentionnées sous «niveau du signal d'entrée», où  $P_m$  est la puissance moyenne et  $P_p$  est la puissance en crête.

<sup>(2)</sup>  $B_p$  est la bande passante résultant des filtres dans l'émetteur et  $F$  est la largeur de bande nécessaire.

Les résultats des mesures peuvent être récapitulés comme suit:

### 1.1 Essai décrit dans la rubrique N° 1 du Tableau 3

Seule la bande latérale inférieure a été utilisée, la bande latérale supérieure ayant été affaiblie à –60 dB au moins à l'aide d'un filtre incorporé dans l'émetteur. L'onde porteuse a été affaiblie à –50 dB environ (classe J3E) et la bande passante à fréquence acoustique était de 6 000 Hz environ.

La largeur de bande du signal de bruit n'était limitée que par les caractéristiques du filtre de l'émetteur (voir la courbe A de la Fig. 10). Il convient de noter à cet égard que si l'on veut déterminer le spectre radioélectrique produit par une seule voie téléphonique, la largeur de bande du signal d'essai doit être limitée avant qu'il ne soit appliqué à l'émetteur, puisque sa largeur de bande totale est considérablement plus grande que celle d'une seule voie téléphonique.

Une série de mesures a été effectuée à l'aide d'un voltmètre sélectif ayant une bande passante d'environ 100 Hz. Pour les autres séries de mesures, on a utilisé un récepteur ayant une bande passante de 3,8 kHz et une pente d'affaiblissement très raide.

Les résultats sont indiqués respectivement sur la Fig. 10 par les courbes D et C, qui représentent la moitié inférieure de l'enveloppe des spectres de la bande latérale inférieure pour la gamme de fréquences radioélectriques la plus basse. Des courbes semblables à celles de la Fig. 10 ont été obtenues pour la gamme des fréquences élevées.

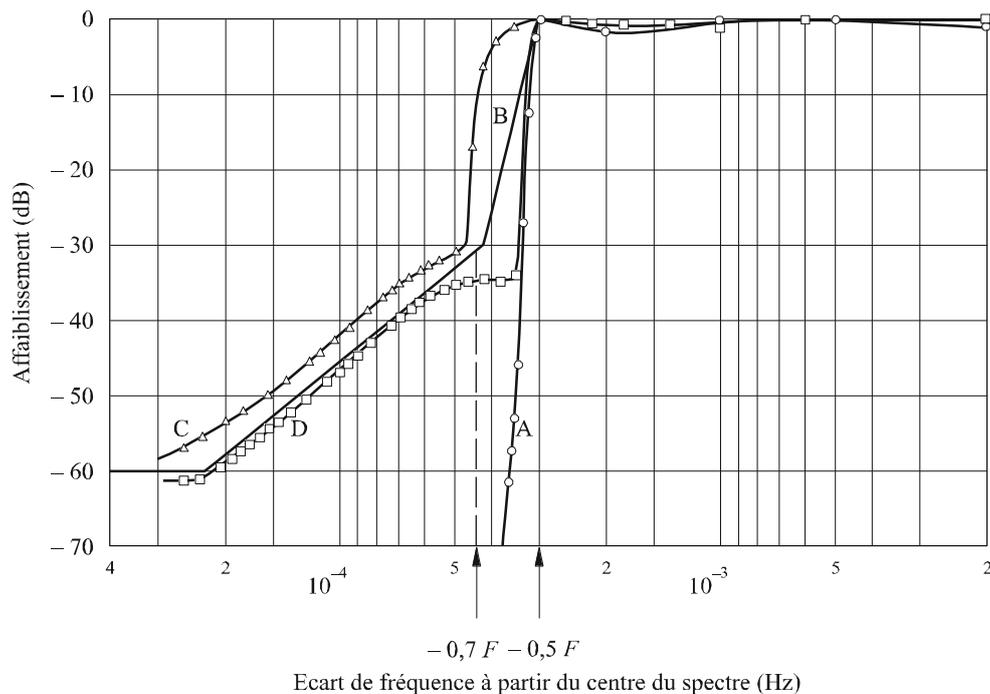
Si le spectre mesuré à l'aide d'un appareil à bande étroite se trouve, comme dans le cas présent, juste dans les limites de la courbe B, le spectre analysé au moyen d'un récepteur à large bande dépasse ces limites. Comme les appareils de mesure à large bande ne tiennent pas compte de la structure

fine du spectre, notamment dans les régions où sa pente est raide, il est recommandé d'utiliser pour ces mesures des appareils à bande étroite.

On peut en outre déduire de la Fig. 10 que le rayonnement hors bande commence à un niveau presque égal à celui des produits d'intermodulation de 3<sup>e</sup> ordre, c'est-à-dire à  $-35$  dB. Le rayonnement hors bande reste presque constant au voisinage immédiat des limites de la largeur de bande; aux fréquences éloignées de ces limites, la courbe décroît graduellement, tout d'abord proportionnellement à la fréquence, puis elle atteint en dernier lieu une pente d'environ 12 dB/octave. Sur la Fig. 11, on a utilisé une échelle linéaire des fréquences en abscisse pour illustrer plus clairement l'enveloppe du spectre précédemment décrite.

FIGURE 10

Enveloppe du spectre de densité de puissance pour la classe d'émission B8E



$F$ : largeur de bande nécessaire (6 000 Hz)

Courbes A: caractéristiques du filtre de l'émetteur

B: courbe de limitation spécifiée au § 5.4.3 de l'Annexe 1

C: mesurée avec un analyseur ayant une bande passante de 3 800 Hz

D: mesurée avec un analyseur ayant une bande passante d'environ 100

0328-10

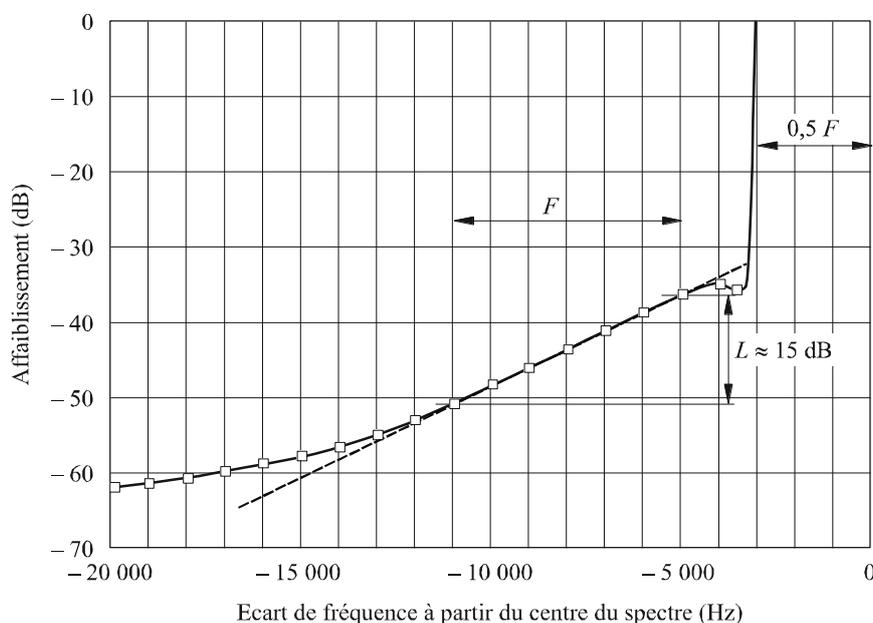
## 1.2 Essai décrit dans la rubrique N° 2 du Tableau 3

Si l'on porte en abscisse la fréquence en unités logarithmiques, la fréquence de référence étant supposée coïncider avec le centre de la largeur de bande nécessaire  $F$  et en ordonnée les densités de puissance (dB), les courbes représentant les spectres hors bande produits par un certain nombre d'émetteurs ayant différentes puissances nominales pour la classe d'émission B8E (soit deux voies, soit quatre voies simultanément actives) se situent au-dessous de deux droites partant, respectivement, du point  $(+0,5 F, 0 \text{ dB})$  et du point  $(-0,5 F, 0 \text{ dB})$  et aboutissant, respectivement, au point  $(+0,55 F, -30 \text{ dB})$  et  $(-0,55 F, -30 \text{ dB})$ . Au-delà de ces derniers points et jusqu'au niveau

–60 dB, les courbes se trouvent au-dessous de deux droites partant de ces derniers points et ayant une pente de 12 dB/octave.

FIGURE 11

Courbe D de la Fig. 10 représentée sur une échelle de fréquence linéaire



*L*: région linéaire à peu près égale à la largeur de bande nécessaire, *F*

0328-11

### 1.3 Essais décrits dans la rubrique N° 3 du Tableau 3

L'appareil utilisé était conçu pour faciliter les mesures de la distorsion d'intermodulation faites selon la méthode à deux tonalités ou selon la méthode avec bruit blanc en vue de procéder à une comparaison entre les deux. Lorsqu'on a utilisé la méthode avec bruit blanc, la sortie du générateur de bruit blanc était connectée à des filtres pour limiter la largeur de bande du bruit à la valeur maximale normalement utilisée en exploitation, c'est-à-dire de 100 à 6 000 Hz par bande latérale. Grâce à un filtre éliminateur de bande, on obtenait un intervalle à l'intérieur duquel on pouvait mesurer les produits de distorsion «dans la bande», à l'aide d'un filtre de 30 Hz faisant partie de l'analyseur de spectre. On a constaté que le filtre éliminateur devait avoir une largeur de bande minimale de 500 Hz à 3 dB et que le facteur de forme à 60 dB devait être de 3,5 à 1 si l'on voulait obtenir un pouvoir séparateur suffisant avec le filtre à 30 Hz, pour la mesure des rapports de distorsion voisins de 50 dB.

La majeure partie des mesures avec une charge de bruit blanc ont été faites avec un niveau moyen de puissance de sortie de –6 dB par rapport à la puissance en crête nominale, ce qui confirme la relation dont il est question au § 1.2.4 de l'Annexe 5, formule (16).

Ces essais confirment et généralisent les conclusions formulées antérieurement et permettent d'affirmer qu'un bruit blanc remplace valablement le signal de modulation de deux types d'émission multiplex, B8E et R7E, couramment utilisés. Ils révèlent en outre l'existence d'une relation expérimentale utile et stable entre la distorsion d'intermodulation dans la bande et le rayonnement hors bande. Il n'y a toutefois pas une nette concordance entre les rapports de distorsion des produits d'intermodulation pour les mesures à deux tonalités et la distorsion d'une charge équivalente de bruit blanc.

## Annexe 3

## Considérations relatives aux émissions de type F

(A modulation de fréquence)

## TABLE DES MATIÈRES

	<i>Page</i>
1 Emissions de la classe F1B.....	29
1.1 Largeur de bande nécessaire .....	29
1.2 Forme de l'enveloppe du spectre.....	29
1.2.1 Signal télégraphique composé d'inversions avec un temps d'établissement nul .....	29
1.2.2 Signaux télégraphiques périodiques avec temps d'établissement non nul.....	30
1.2.3 Signal télégraphique aperiodique avec temps d'établissement non nul	33
1.3 Largeur de bande occupée et puissance hors bande .....	33
1.4 Mise en forme du signal télégraphique au moyen de filtres .....	34
1.5 Brouillages causés dans les canaux adjacents .....	34
1.6 Temps d'établissement du signal .....	34
1.7 Largeur de bande occupée si le signal n'est pas arrondi .....	35
1.8 Spectre hors bande .....	35
2 Emissions en modulation de fréquence pour la radiodiffusion sonore et les radiocommunications.....	36
2.1 Classe d'émission F3E, radiodiffusion sonore monophonique .....	36
2.1.1 Largeur de bande nécessaire .....	36
2.1.2 Spectre hors bande des émissions de classe F3E modulées par du bruit .....	37
2.2 Classes d'émission F8E et F9E, radiodiffusion sonore stéréophonique .....	37
2.2.1 Largeur de bande nécessaire .....	37
2.3 Classe d'émission F3E, radiocommunications à bande étroite .....	37
3 Emissions multivoies modulées en fréquence par un signal multiplex à répartition de fréquence (MRF) .....	37
3.1 Largeur de bande nécessaire .....	38
3.2 Forme de l'enveloppe du spectre.....	38
3.3 Puissance hors bande .....	41

## 1 Emissions de la classe F1B

Pour la télégraphie à déplacement de fréquence, classe F1B, en présence ou en l'absence de fluctuations dues à la propagation:

### 1.1 Largeur de bande nécessaire

Le déplacement de fréquence, ou différence entre les fréquences de travail et de repos, étant représenté par  $2D$ , et l'indice de modulation  $2D/B$  par  $m$ , la largeur de bande nécessaire est donnée par les formules suivantes, à choisir suivant la valeur de  $m$ :

$$\begin{array}{lll} 2,6 D + 0,55 B & \text{pour } 1,5 < m < 5,5 & \text{à mieux que 10\% près} \\ 2,1 D + 1,9 B & \text{pour } 5,5 \leq m \leq 20 & \text{à mieux que 2\% près.} \end{array}$$

### 1.2 Forme de l'enveloppe du spectre

La forme du spectre RF pour la classe d'émission F1B est décrite aux § 1.2.1 à 1.2.3 ci-après pour diverses formes du signal télégraphique.

#### 1.2.1 Signal télégraphique composé d'inversions avec un temps d'établissement nul

L'amplitude de l'enveloppe spectrale par rapport à l'amplitude de l'émission continue,  $A(n)$ , est représentée sur la Fig. 12 (en traits pleins) en fonction de l'ordre des composantes de bande latérale pour un signal télégraphique composé d'inversions avec un temps d'établissement nul et la même durée pour les temps de travail et de repos.

On obtient une approximation des parties linéaires ou asymptotiques des courbes en trait plein de la Fig. 12 à l'aide de la formule:

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

où:

$n$ : ordre de la composante de bande latérale

$n$ :  $2f/B$

$f$ : écart de fréquence par rapport au centre du spectre (Hz)

$B$ : rapidité de modulation (Bd)

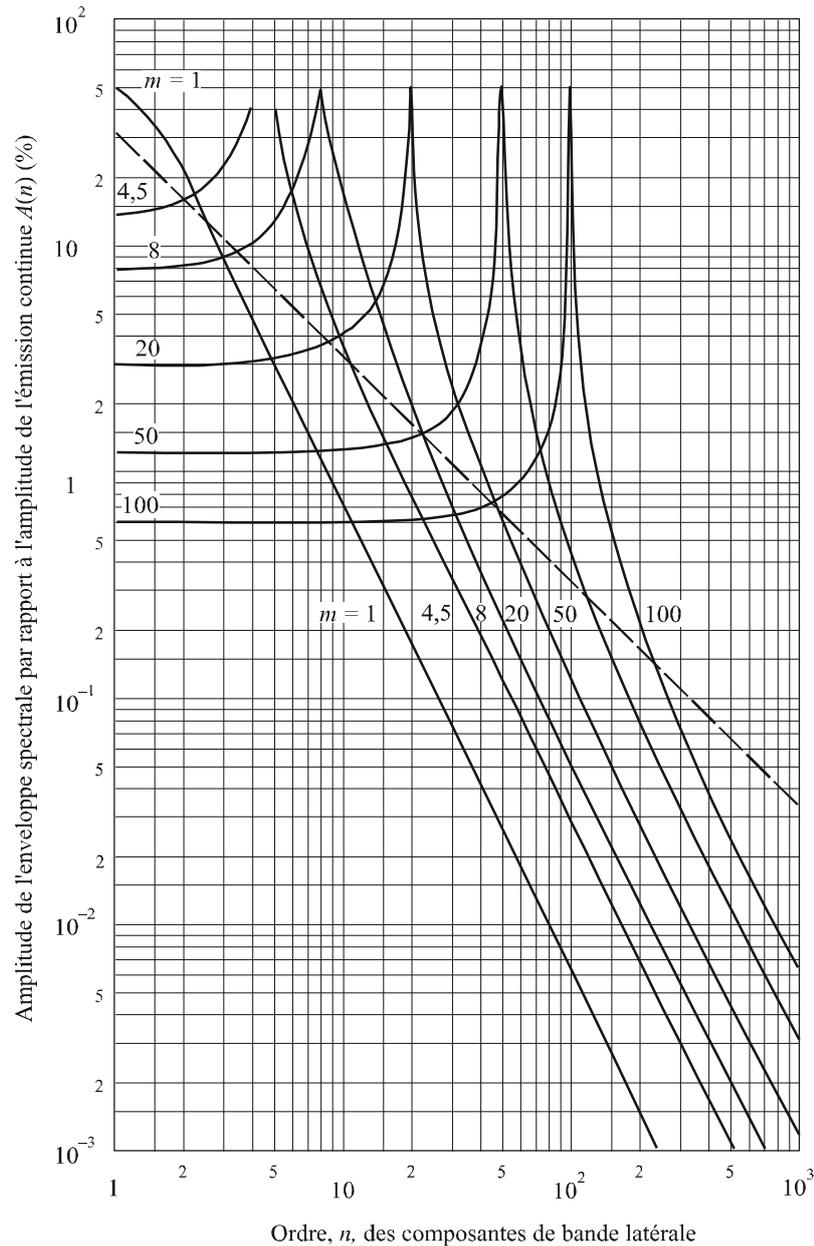
$m$ : indice de modulation

$m = 2D/B$

$D$ : excursion de fréquence de crête ou demi-déplacement de fréquence (Hz).

FIGURE 12

Enveloppes des spectres RF pour un signal télégraphique composé d'inversion



$m$ : indice de modulation

————— Classe d'émission F1B

- - - - - Classes d'émission A1A et A1B

0328-12

### 1.2.2 Signaux télégraphiques périodiques avec temps d'établissement non nul

L'amplitude,  $A(x)$ , de l'enveloppe spectrale produite par un signal télégraphique composé d'inversions avec un temps d'établissement fini et une même durée pour les temps de travail et de repos est donnée par la formule empirique ci-après:

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

où:

$$x = f/D$$

$E$ : amplitude de l'émission continue

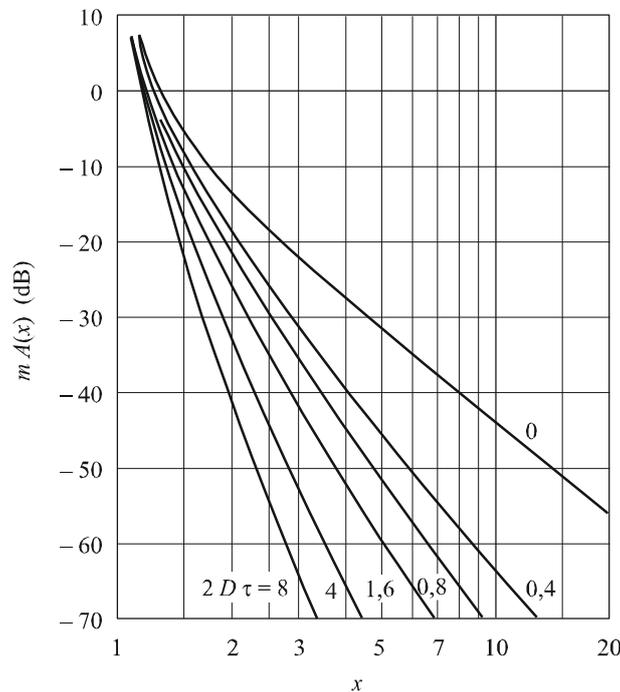
$$u = \sqrt{5 D \tau}$$

$\tau$ : temps d'établissement(s) du signal télégraphique, tel que défini au recommande 1.9

$f, D, m$ : comme défini plus haut, au § 1.2.1.

La formule (9) montre que la forme de l'enveloppe du spectre dépend uniquement du produit  $D \tau$  et que, pour une valeur donnée de ce produit, l'amplitude  $A(x)$  de l'enveloppe est inversement proportionnelle à l'indice de modulation  $m$ . Voir la Fig. 13 où le produit  $m A(x)$  est représenté en fonction de  $x$  pour diverses valeurs de  $D \tau$ .

FIGURE 13  
Distribution spectrale des émissions de classe F1B  
calculée par la formule empirique (9)

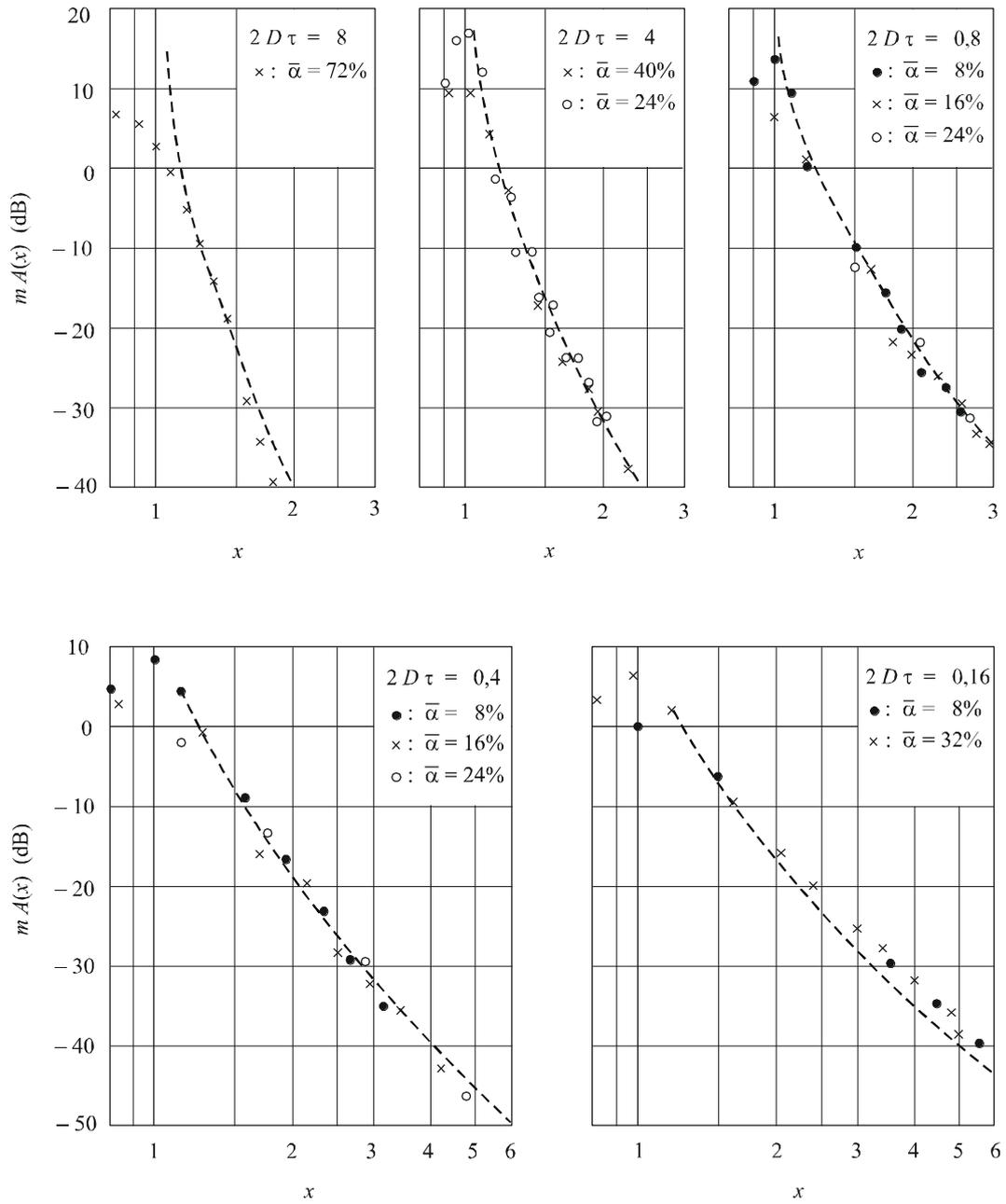


0328-13

Il a été démontré que l'effet du temps d'établissement sur la forme de l'enveloppe du spectre est peu important pour des valeurs de  $D \tau$  inférieures à 0,15 ou situées entre 1 et 5. Lorsque les temps de travail et de repos n'ont pas la même durée, la forme de l'enveloppe du spectre dépend surtout du produit  $D \tau$  par la durée de l'élément de signal le plus court, mais est toujours la même que celle produite par un signal composé d'inversions ayant le même temps d'établissement.

Sur la Fig. 14, les résultats de mesures faites sur divers spectres sont comparés avec les valeurs correspondantes calculées au moyen de la formule (9). L'accord est assez bon pour les valeurs de  $x$  supérieures à 1,2 mais il est moins bon pour des valeurs inférieures du produit  $D \tau$ .

FIGURE 14  
Spectre des émissions de classe F1B



----- Calculé par la formule empirique (9)

• o x Valeurs mesurées

$\bar{\alpha}$ : temps d'établissement relatif (%)

### 1.2.3 Signal télégraphique apériodique avec temps d'établissement non nul

Lorsque le signal est apériodique, comme ce peut être le cas dans des conditions de trafic réel, la distribution spectrale devrait être représentée sous la forme d'un spectre de densité de puissance.

La densité de puissance moyenne par unité de largeur de bande,  $p(x)$ , s'obtient par la formule empirique:

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

où:

$P_0$ : puissance totale d'émission

$B, m, x, u$ : définis aux § 1.2.1 et 1.2.2.

Dans ce cas également, la forme de l'enveloppe du spectre dépend uniquement du produit du déplacement de fréquence par le temps d'établissement.

### 1.3 Largeur de bande occupée et puissance hors bande

On obtient la puissance hors bande,  $P'$ , telle qu'elle est définie au point 1.6 du *recommande* en intégrant la densité de puissance donnée par la formule (10) entre deux limites de fréquence.

La Fig. 15 montre les valeurs de la largeur de bande  $L$  calculées en fonction de  $m$  et  $2 D \tau$ , pour  $\beta = 0,01$  et  $\beta = 0,001$ ,  $\beta$  étant le rapport des puissances hors bande  $P'/P_0$ .

La largeur de bande occupée  $L$  (Hz), pour  $\beta = 0,01$  peut aussi être calculée au moyen de la formule empirique:

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

où  $\bar{\alpha}$  est le temps d'établissement relatif de l'impulsion la plus courte du signal télégraphique, tel que défini au point 1.10 du *recommande*.

La largeur de bande ainsi calculée ne dépend guère de la forme du signal télégraphique, alors que le spectre hors bande en dépend beaucoup.

Les écarts maximaux entre les résultats donnés par la formule (11) et ceux obtenus par un calcul exact sont les suivants:

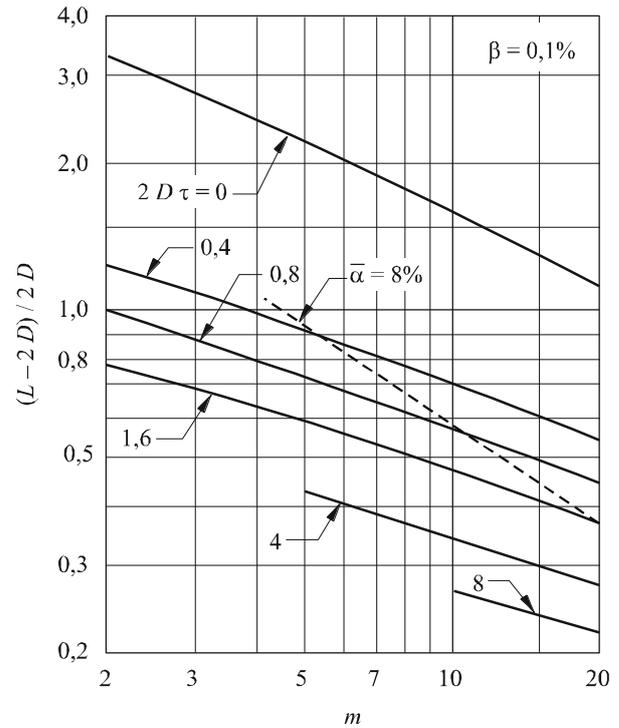
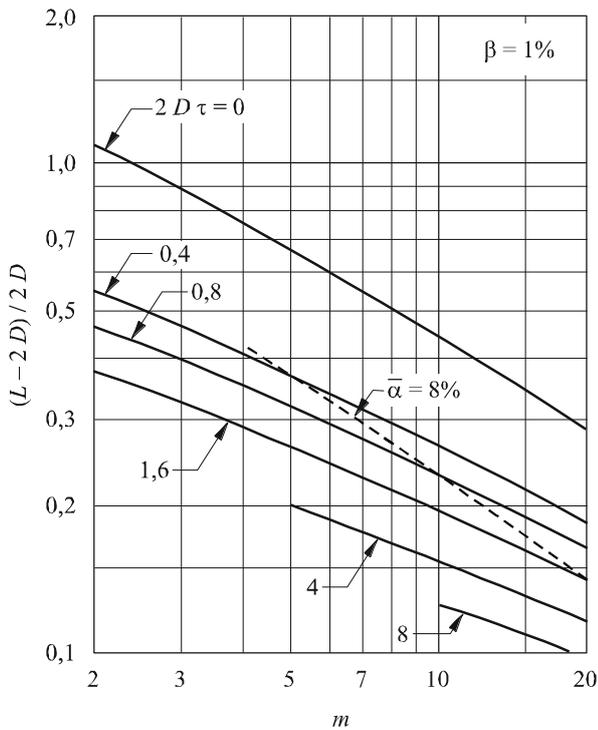
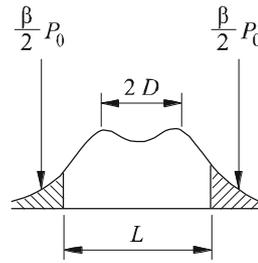
3%	pour	$\bar{\alpha} = 0;$	$2 \leq m \leq 20$
9%	pour	$\bar{\alpha} = 0,08;$	$1,4 \leq m \leq 20$
10%	pour	$\bar{\alpha} = 0,24;$	$2 \leq m \leq 20.$

Ceci donne les limites dans lesquelles la formule (11) peut être utilisée avec une précision raisonnable. Les pourcentages indiqués s'appliquent à la limite inférieure de  $m$ . Plus la limite est élevée, plus ils sont petits.

Enfin, la Fig. 16 montre les résultats de calculs et de mesures de la largeur de bande occupée à l'aide de différentes méthodes.

FIGURE 15

Largueur de bande calculée par la formule empirique (10)



0328-15

#### 1.4 Mise en forme du signal télégraphique au moyen de filtres

Voir le § 3 de l'Annexe 1. Toutefois, l'emploi de filtres à suroscillation minimale n'est pas indispensable lorsque l'émetteur doit fonctionner à plus de deux fréquences, par exemple, dans le cas d'un duplex à quatre fréquences.

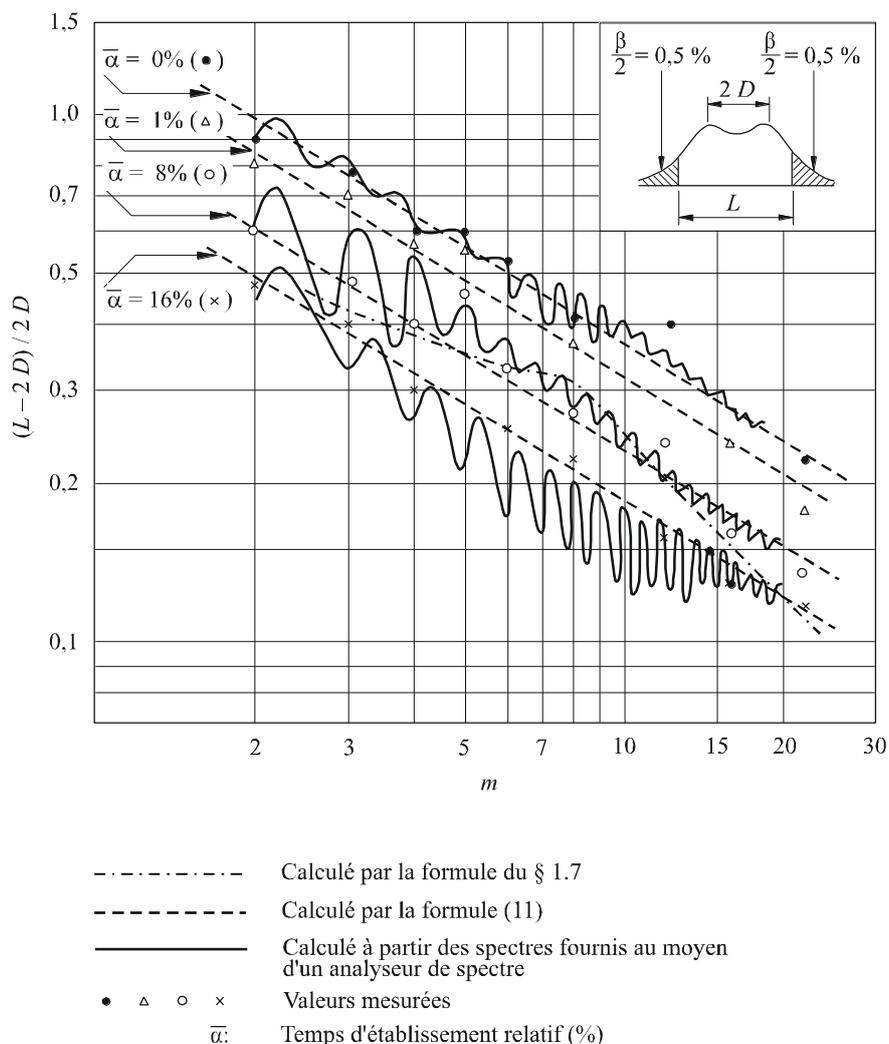
#### 1.5 Brouillages causés dans les canaux adjacents

Voir le § 1.6 de l'Annexe 1.

#### 1.6 Temps d'établissement du signal

A un spectre hors bande très voisin de la courbe limite décrite au § 1.8, correspond un temps d'établissement du signal égal à environ 8% de la durée initiale du point télégraphique, soit environ  $1/12 B$ , pourvu qu'un filtre convenable soit employé pour l'arrondissement du signal.

FIGURE 16  
 Comparaison entre les résultats des calculs et les mesures  
 de la largeur de bande occupée



0328-16

### 1.7 Largeur de bande occupée si le signal n'est pas arrondi

Pour la seule comparaison avec les formules au § 1.1, on peut indiquer que, pour une suite de signaux de travail et de repos égaux et rectangulaires (temps d'établissement nul), la largeur de bande occupée est donnée par les formules suivantes:

$$\begin{aligned}
 2,6 D + 1,4 B & \quad \text{pour } 2 \leq m \leq 8 & \quad \text{à mieux que 2\% près} \\
 2,2 D + 3,1 B & \quad \text{pour } 8 \leq m \leq 20 & \quad \text{à mieux que 2\% près.}
 \end{aligned}$$

### 1.8 Spectre hors bande

Si on porte en abscisse la fréquence selon une échelle logarithmique et en ordonnée les densités de puissance (dB), la courbe représentant le spectre hors bande devra se trouver au-dessous des deux lignes droites de pente constante (dB/octave), partant de deux points situés aux fréquences limites de la bande nécessaire et aboutissant au niveau -60 dB. A partir de là, la même courbe doit se trouver au-dessous du niveau -60 dB. Les ordonnées de départ des deux lignes droites, ainsi que leurs pentes sont données par le Tableau 4, en fonction de l'indice de modulation  $m$ .

TABLEAU 4

Indice de modulation	Niveau de départ (dB)	Pente (dB/octave)
$1,5 \leq m < 6$	-15	$13 + 1,8 m$
$6 \leq m < 8$	-18	$19 + 0,8 m$
$8 \leq m \leq 20$	-20	$19 + 0,8 m$

Le niveau de référence, 0 dB, correspond à la puissance moyenne de l'émission.

Les puissances hors bande tolérées, respectivement au-dessus et au-dessous des limites de la largeur de bande nécessaire, sont chacune approximativement égales à 0,5% de la puissance moyenne totale rayonnée.

Pour les indices de modulation  $0,5 \leq m \leq 1,5$ , la courbe représentant le spectre hors bande devra se trouver au-dessous des points dont les coordonnées sont données au Tableau 5.

TABLEAU 5

Formules permettant de calculer $B_x$ aux niveaux $X$ (dB)				
-20	-30	-40	-50	-60
$3 \sqrt{m} \cdot B$	$4,1 \sqrt{m} \cdot B$	$5,8 \sqrt{m} \cdot B$	$8,1 \sqrt{m} \cdot B$	$11 \sqrt{m} \cdot B$

$m$  : indice de modulation

$B$  : rapidité de modulation.

Pour chaque point situé sur la courbe limite du spectre, l'abscisse correspond à la largeur de bande relative  $\pm B_x/2 B$  et l'ordonnée au niveau relatif  $X$ . Le niveau de référence 0 dB correspond au niveau de la porteuse non modulée.

## 2 Emissions en modulation de fréquence pour la radiodiffusion sonore et les radiocommunications

### 2.1 Classe d'émission F3E, radiodiffusion sonore monophonique

#### 2.1.1 Largeur de bande nécessaire

La largeur de bande nécessaire peut être calculée par la formule donnée dans la Recommandation UIT-R SM.1138:

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

où:

$B_n$ : largeur de bande nécessaire

$M$ : fréquence de modulation la plus élevée

$D$ : excursion maximale de la porteuse RF

$K$ : facteur égal à 1 si l'hypothèse  $D \gg M$  est satisfaite.

### 2.1.2 Spectre hors bande des émissions de classe F3E modulées par du bruit

La courbe représentant le spectre hors bande devra se trouver au-dessous des points dont les coordonnées sont données dans le Tableau 6.

TABLEAU 6

Formules permettant de calculer $B_x$ aux niveaux $X$ (dB)					Modulation équivalente index $m'$
-20	-30	-40	-50	-60	
$6 m' M$	$(6,7 m' + 2) M$	$(7,8 m' + 3) M$	$(8,4 m' + 4,4) M$	$(9 m' + 6) M$	$0,5 \leq m' \leq 1,3$
$6 m' M$	$(7 m' + 2) M$	$(7,8 m' + 4) M$	$(8,4 m' + 6) M$	$(8,8 m' + 8) M$	$m' > 1,3$

$m' = D/pM$  : indice de modulation équivalente  
 $D$  : excursion de fréquence crête  
 $p$  : facteur crête  
 $M$  : fréquence de modulation maximale.

Pour chaque point situé sur la courbe limite du spectre, l'abscisse correspond à la largeur de bande relative  $\pm B_x/2 M$  et l'ordonnée au niveau relatif  $X$ . Le niveau de référence 0 dB correspond au niveau maximal de densité spectrale de puissance dans une bande latérale.

## 2.2 Classes d'émission F8E et F9E, radiodiffusion sonore stéréophonique

### 2.2.1 Largeur de bande nécessaire

La largeur de bande nécessaire peut être calculée par l'équation (12) donnée dans la Recommandation UIT-R SM.1138.

## 2.3 Classe d'émission F3E, radiocommunications à bande étroite

Les émissions MF à bande étroite sont employées pour les radiocommunications. L'équation (12) constitue la prescription fondamentale en ce qui concerne le spectre, mais comme les prescriptions en matière de préaccentuation varient fortement, il n'est pas possible de spécifier les paramètres particuliers.

## 3 Emissions multivoies modulées en fréquence par un signal multiplex à répartition de fréquence (MRF)

Le signal de sortie d'un émetteur multivoie modulé en fréquence par un signal MRF peut être simulé par un signal modulé en fréquence par un bruit blanc. Cette simulation peut également s'appliquer au signal de sortie d'un émetteur à nombre de voies limité, en cas d'utilisation dans chacune des voies de dispositifs de secret à découpage de bande.

Ce paragraphe présente les résultats d'une analyse théorique du spectre d'un signal modulé en fréquence par un bruit blanc, pour diverses valeurs de l'excursion de fréquence. Ces résultats ont été confirmés par des mesures de spectres réels.

Les émissions dont les indices de modulation ne sont ni très grands ni très petits présentent un grand intérêt pour les systèmes réels de communications.

### 3.1 Largeur de bande nécessaire

Voir la Recommandation UIT-R SM.853 (Largeur de bande nécessaire), § 1 (Emissions multivoies MRF-MF (multiplexage par répartition en fréquence-modulation de fréquence)).

### 3.2 Forme de l'enveloppe du spectre

On peut calculer comme suit le spectre de puissance,  $p(f)$ , d'un signal modulé en fréquence par un bruit blanc, en tenant compte des effets de préaccentuation spécifiés dans la Recommandation UIT-R F.275. Le calcul est fondé sur la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation du signal de phase de modulation.

$$R_s(\tau) = \frac{2\sigma^2}{f_{max}^2} \int_{\varepsilon}^1 \frac{\sin^2(\pi f_{max} \tau u)}{u^2} P_r(u) du \quad (13)$$

où

- $f_{max}$ : fréquence de modulation maximale
- $f_{min}$ : fréquence de modulation minimale
- $\varepsilon$ :  $f_{min}/f_{max}$
- $\sigma$ : valeur efficace de l'excursion de fréquence multivoie
- $P_r(u)$ : caractéristique de préaccentuation.

$$P_r(f/f_{max}) = C_0 + C_2 (f/f_{max})^2 + C_4 (f/f_{max})^4$$

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

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

où  $P_0$  est la puissance totale.

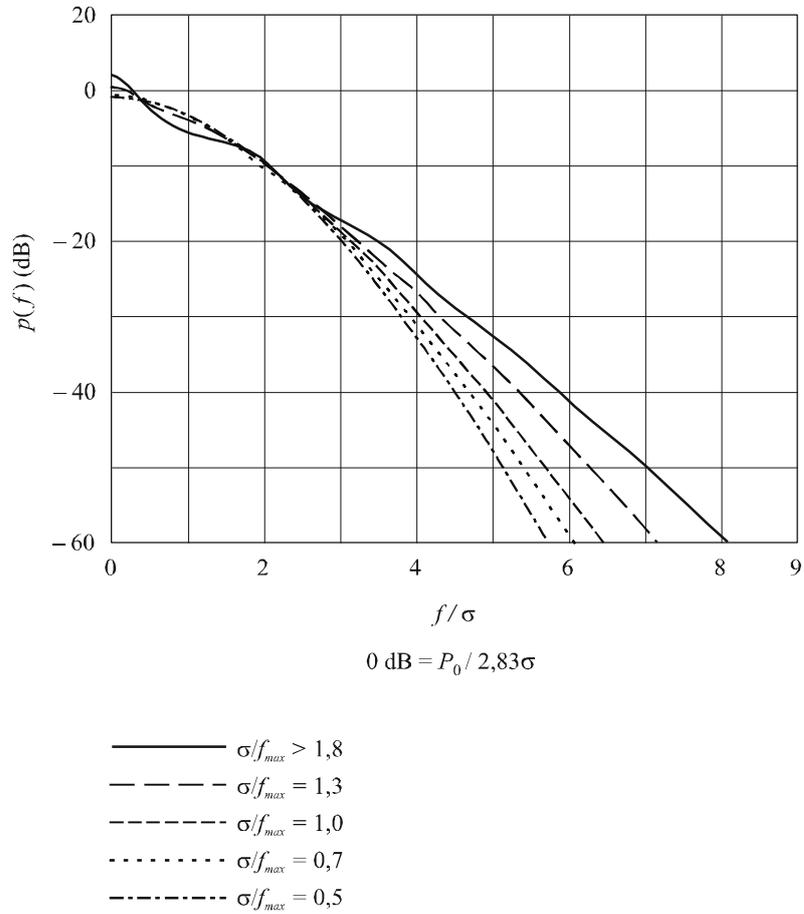
Pour de grandes valeurs de l'excursion  $\sigma$ , ce sont les petites valeurs de  $\tau$  qui contribuent le plus à la valeur obtenue à partir de l'équation (14). Dans ce cas, on a approximativement  $R_s(\tau) = 2(\pi\sigma\tau)^2$ . On peut donc approximativement représenter l'enveloppe du spectre par la distribution gaussienne suivante:

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

Des calculs théoriques de l'enveloppe du spectre ont été faits pour divers indices de modulation. Les courbes pour  $\sigma/f_{max} \geq 0,5$  sont représentées dans la Fig. 17 et celles pour  $\sigma/f_{max} < 0,5$  le sont dans la Fig. 18. Ces courbes sont fondées sur l'hypothèse  $\varepsilon = 0$ . En réalité,  $\varepsilon$  n'est pas nul. Il existe dans ce cas une composante discrète à la fréquence de la porteuse, parce que pour de grandes valeurs de  $\tau$ ,  $R_s(\tau)$  qui est obtenue à partir de l'équation (13) ne devient pas infinie, alors qu'elle le devient quand  $\varepsilon = 0$ . Cette porteuse résiduelle devient généralement plus grande pour de petites valeurs de l'indice de modulation (voir la Recommandation UIT-R SF.675). Dans la Fig. 18, la forme du spectre de puissance près de la porteuse et à des multiples entiers de  $f_{max}$  peut donc être quelque peu différente.

Toutefois, l'hypothèse  $\epsilon = 0$  n'a pas d'effet important sur la puissance hors bande (Fig. 19 et 20). La Recommandation UIT-R SF.766 présente divers spectres de puissance réels.

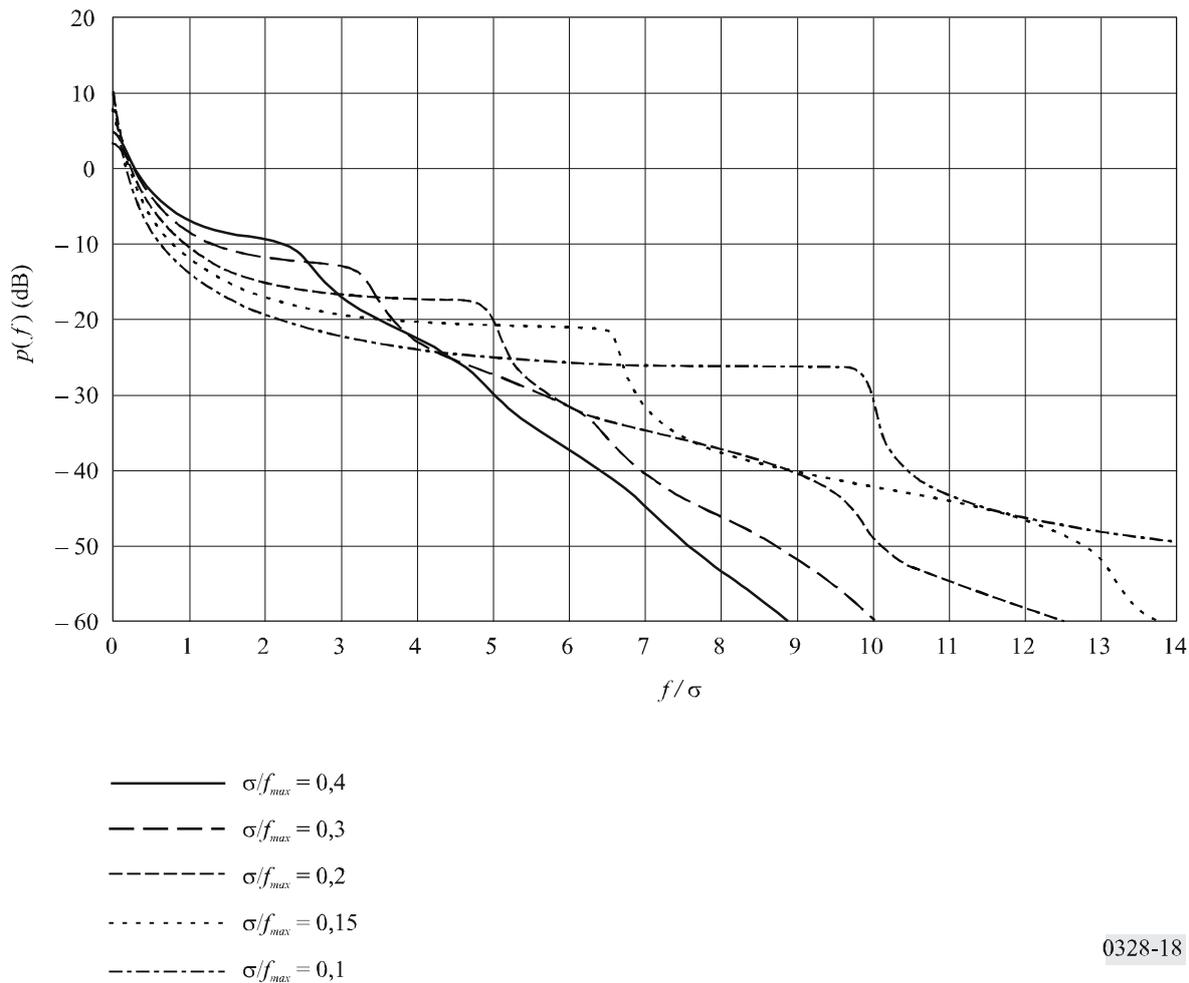
FIGURE 17  
Distribution de la puissance du spectre pour  $\sigma/f_{max} \geq 0,5$



**Symboles utilisés dans les Fig. 17 à 20:**

- $f_{max}$ : fréquence maximale du bruit blanc à largeur de bande limitée
- $\sigma$ : valeur efficace de l'excursion de fréquence, c'est-à-dire valeur efficace de la différence entre la fréquence instantanée et sa moyenne arithmétique
- $f$ : écart de fréquence par rapport au centre du spectre
- $P_0$ : puissance totale de l'émission
- $P'$ : puissance à l'extérieur de l'intervalle  $-f$  et  $+f$  du spectre, c'est-à-dire puissance hors bande
- $\beta$ : rapport de puissance hors bande  $P'/P_0$
- $p(f)$ : densité de puissance du spectre à la fréquence  $f$

FIGURE 18

Distribution de la puissance du spectre pour  $\sigma/f_{max} < 0,5$ 

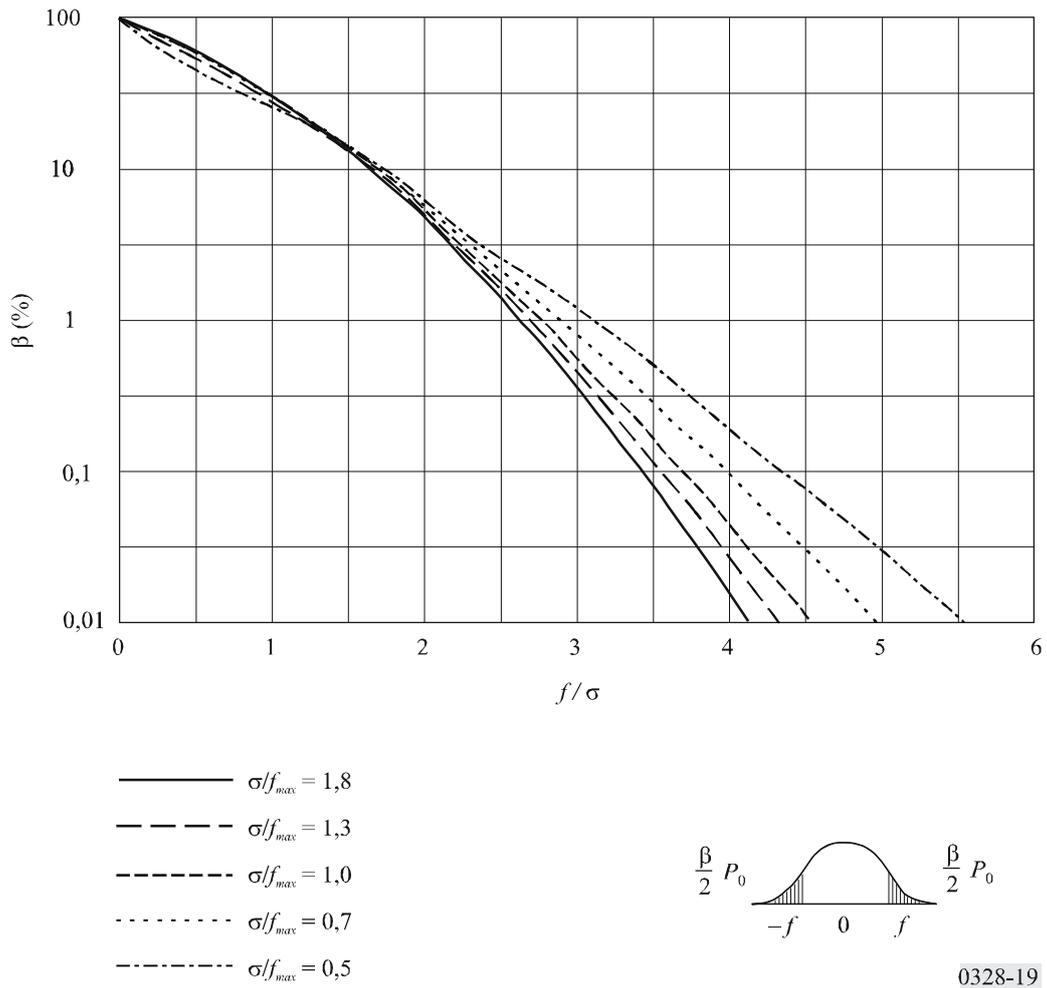
0328-18

Pour de grandes valeurs de  $f$ , le spectre décroît très rapidement. Il convient toutefois de noter que ces pentes ne continuent pas indéfiniment. En raison du bruit engendré à l'intérieur de l'émetteur, le spectre a une limite inférieure ou plancher, dont le niveau dépend du type d'étage RF de sortie.

### 3.3 Puissance hors bande

Les courbes montrant la puissance hors bande des émissions avec des valeurs médianes de l'excursion de fréquence sont reproduites dans la Fig. 19. Ces courbes ont été obtenues par un calcul théorique du spectre de puissance.

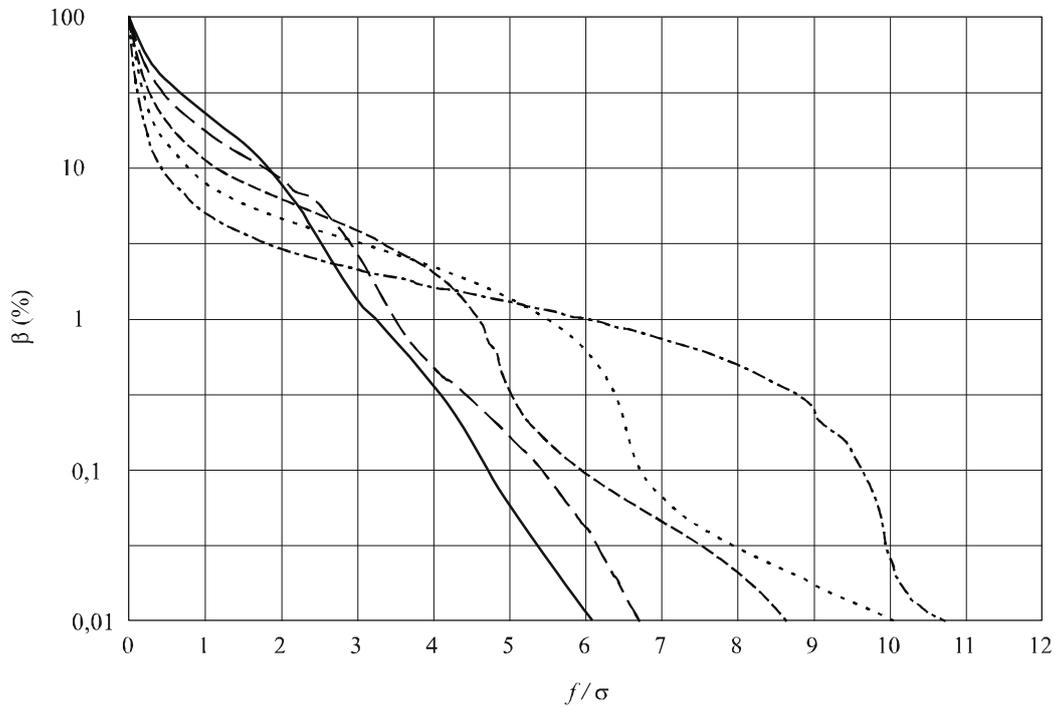
FIGURE 19  
Puissance hors bande du spectre pour  $\sigma/f_{max} \geq 0,5$



Les courbes relatives aux émissions avec une petite excursion de fréquence sont données dans la Fig. 20. Cette Figure a aussi été obtenue par un calcul théorique du spectre de puissance.

FIGURE 20

Puissance hors bande du spectre pour  $\sigma/f_{max} < 0,5$



- $\sigma/f_{max} = 0,4$
- - -  $\sigma/f_{max} = 0,3$
- · - ·  $\sigma/f_{max} = 0,2$
- · · ·  $\sigma/f_{max} = 0,15$
- · - ·  $\sigma/f_{max} = 0,1$

0328-20

## Annexe 4

## Considérations relatives aux émissions de type G

(A modulation de phase)

## TABLE DES MATIÈRES

	<i>Page</i>
1 Classe d'émission G1B (télégraphie à modulation de phase à une voie).....	43
1.1 Largeur de bande nécessaire .....	43
1.2 Spectre hors bande .....	43

**1 Classe d'émission G1B (télégraphie à modulation de phase à une voie)****1.1 Largeur de bande nécessaire**

La largeur de bande nécessaire peut se calculer au moyen de la formule suivante:

$$B_n = K B$$

où:

$B$ : rapidité de modulation (Bd)

$K = 5$  pour les liaisons radioélectriques avec évanouissement

$K = 3$  pour les liaisons radioélectriques sans évanouissement.

**1.2 Spectre hors bande**

La courbe représentant le spectre hors bande devra se trouver au-dessous des points dont les coordonnées sont données au Tableau 7.

TABLEAU 7

Formules permettant de calculer $B_x$ aux niveaux $X$ (dB)				
-20	-30	-40	-50	-60
$3 B$	$7 B$	$13 B$	$23 B$	$41 B$

Pour chaque point situé sur la courbe limite du spectre, l'abscisse correspond à la fréquence relative  $\pm B_x/2 B$  et l'ordonnée au niveau relatif  $X$ . Le niveau de référence 0 dB correspond au niveau de la porteuse non modulée.

## Annexe 5

### Considérations relatives aux émissions de type J

(A bande latérale unique, à porteuse supprimée)

#### TABLE DES MATIÈRES

		<i>Page</i>
1	Emissions à modulation d'amplitude à bande latérale unique, ou à bandes latérales indépendantes pour la téléphonie et la télégraphie harmonique multivoies.....	44
1.1	Introduction.....	44
1.2	Forme de l'enveloppe spectrale pour des émissions de classe J3E et de classe J7B modulées par du bruit blanc .....	45
1.2.1	Essais décrits dans la rubrique N° 1 du Tableau 8 .....	47
1.2.2	Essais décrits dans la rubrique N° 2 du Tableau 8 .....	48
1.2.3	Essais décrits dans la rubrique N° 3 du Tableau 8 .....	50
1.2.4	Essais décrits dans la rubrique N° 4 du Tableau 8 .....	50
1.2.5	Essais décrits dans la rubrique N° 5 du Tableau 8 .....	50
2	Emissions de radiodiffusion sonore de la classe J3E, à bande latérale unique .....	50

### **1 Emissions à modulation d'amplitude à bande latérale unique, ou à bandes latérales indépendantes pour la téléphonie et la télégraphie harmonique multivoies**

#### **1.1 Introduction**

La largeur de bande occupée et le rayonnement hors bande des émissions à modulation d'amplitude acheminant des signaux analogiques dépendent, à un degré variable, de plusieurs facteurs qui sont:

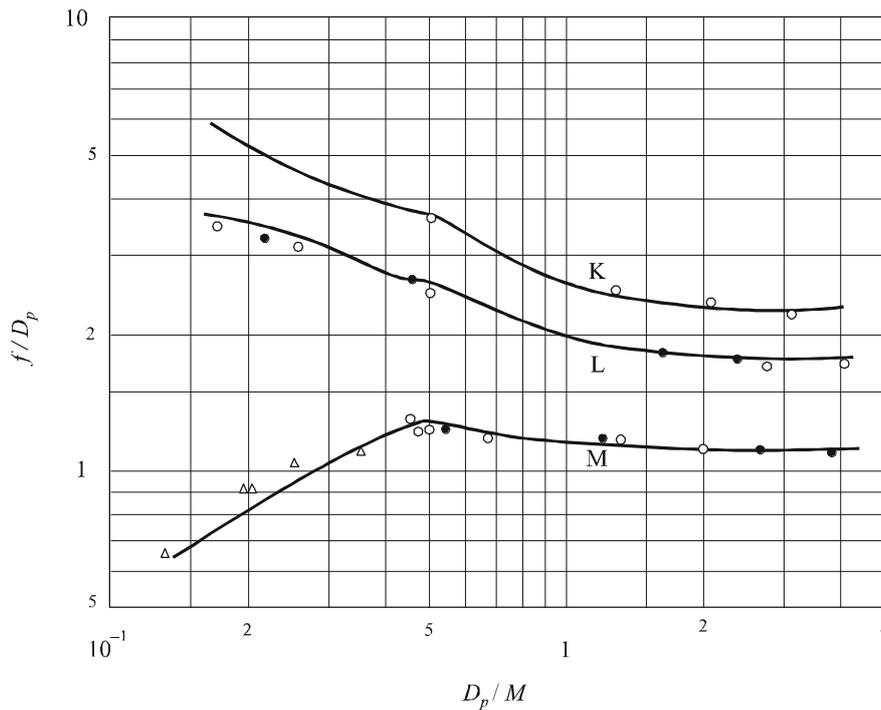
- le type de signal modulant;
- le niveau du signal d'entrée qui détermine la charge de l'émetteur;
- la bande passante qui est déterminée par les filtres utilisés dans les étages à fréquence acoustique, ainsi que dans les étages intermédiaires et final de modulation de l'émetteur;
- le niveau des composantes de distorsion harmonique et d'intermodulation aux fréquences du spectre hors bande;
- le comportement en matière de bruit de phase des divers oscillateurs de l'émetteur.

Les résultats des mesures dépendent également de la bande passante du dispositif de mesure sélectif employé et de ses caractéristiques dynamiques, telles que le temps d'intégration de l'appareil de mesure ou de tout autre appareil employé avec le dispositif de mesure sélectif.

La Fig. 21 montre la largeur de bande, en fonction de  $D_p$ , pour trois valeurs particulières du pourcentage de la puissance hors bande, avec:

- $f$ : largeur de bande
- $D_p$ : excursion de fréquence de crête
- $f_{max}$ : fréquence maximale de la bande de base
- $\beta$ : pourcentage de la puissance hors bande.

FIGURE 21  
 Largeur de bande, en fonction de  $D_p$ , pour un pourcentage déterminé de la puissance hors bande



Courbes K:  $\beta = 0,1\%$   
 L:  $\beta = 1\%$   
 M:  $\beta = 10\%$

● ○ △ Valeurs mesurées

0328-21

## 1.2 Forme de l'enveloppe spectrale pour des émissions de classe J3E et de classe J7B modulées par du bruit blanc

Le présent paragraphe porte sur les résultats de mesures faites par plusieurs administrations sur des émetteurs de différents modèles pour les classes d'émission J3E et J7B.

On trouvera, récapitulées dans le Tableau 8, les principales caractéristiques des émetteurs et des conditions de mesure.

TABLEAU 8

**Caractéristiques des émetteurs et conditions de mesure pour  
les émissions de classes J3E et J7B**

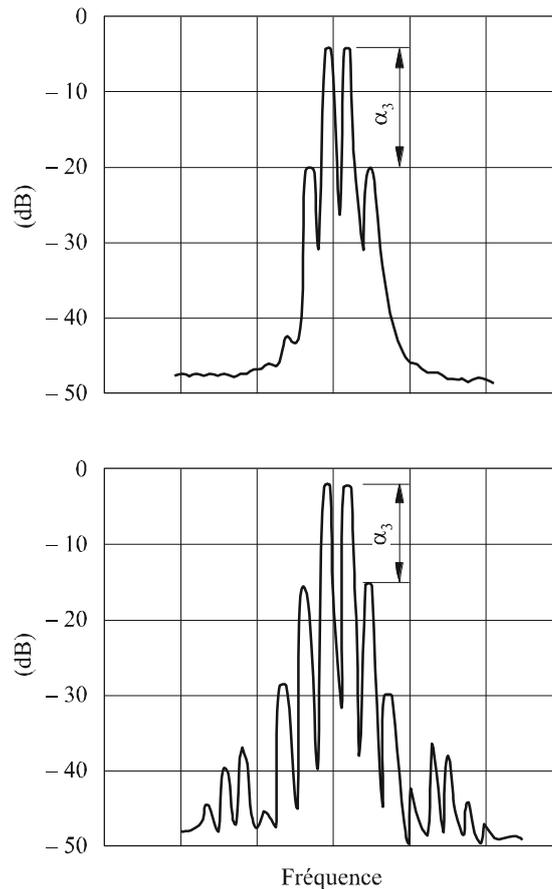
Rubriques N°	1	2	3	4	5
Classe d'émission	J3E	J3E	J3E	J3E; J7B	J3E
<i>Caractéristiques de l'émetteur:</i> – puissance en crête $P_p$ (deux tonalités) <sup>(1)</sup> (kW) – distorsion d'intermodulation de 3 <sup>e</sup> ordre $\alpha_3$ <sup>(1)</sup> (dB)	Différentes valeurs	0,150	Différents émetteurs 2,5-30		Différents émetteurs Plusieurs kW à quelques dizaines de kW
<i>Type de signal de modulation:</i> – largeur de bande	Bruit blanc Légèrement inférieure $B_p$ <sup>(2)</sup>	Bruit blanc Limitée seulement by $B_p$ <sup>(2)</sup>	Bruit blanc Limitée seulement by $B_p$ <sup>(2)</sup>	Bruit blanc Bruit pondéré	Bruit blanc
<i>Niveau du signal d'entrée</i> <sup>(1)</sup> réglé à une valeur telle que: – à l'entrée, $P_m$ (bruit) = – à la sortie, $P_m$ (bruit) = – à la sortie, $P_p$ (bruit) =	$P_m$ (deux tonalités)		$P_m$ (deux tonalités)	$0,25 P_p$ (deux tonalités)	
<i>Type de dispositif de mesure:</i> – bande passante (Hz)		Analyseur de spectre 300	Analyseur de spectre		Analyseur de spectre $\leq 0,05 F$ <sup>(2)</sup>
Forme du spectre	Voir la Fig. 23				Voir le § 1.2.5

<sup>(1)</sup> Dans tous les essais, l'émetteur est d'abord modulé par deux signaux sinusoïdaux d'amplitude égale (voir la Fig. 22). Ensuite, la puissance en crête,  $P_p$  (deux tonalités) et le niveau de distorsion d'intermodulation de 3<sup>e</sup> ordre,  $\alpha_3$ , sont déterminés conformément aux méthodes exposées dans la Recommandation UIT-R SM.326. Enfin, les deux signaux sinusoïdaux sont remplacés par un signal de bruit, dont le niveau est réglé pour donner l'une des conditions mentionnées sous «niveau du signal d'entrée», où  $P_m$  est la puissance moyenne et  $P_p$  est la puissance en crête.

<sup>(2)</sup>  $B_p$  est la bande passante résultant des filtres dans l'émetteur et  $F$  est la largeur de bande nécessaire.

FIGURE 22

Enveloppe spectrale d'une émission de classe J3E  
modulée par deux signaux sinusoïdaux



$\alpha_3$ : niveau d'intermodulation de 3<sup>e</sup> ordre

0328-22

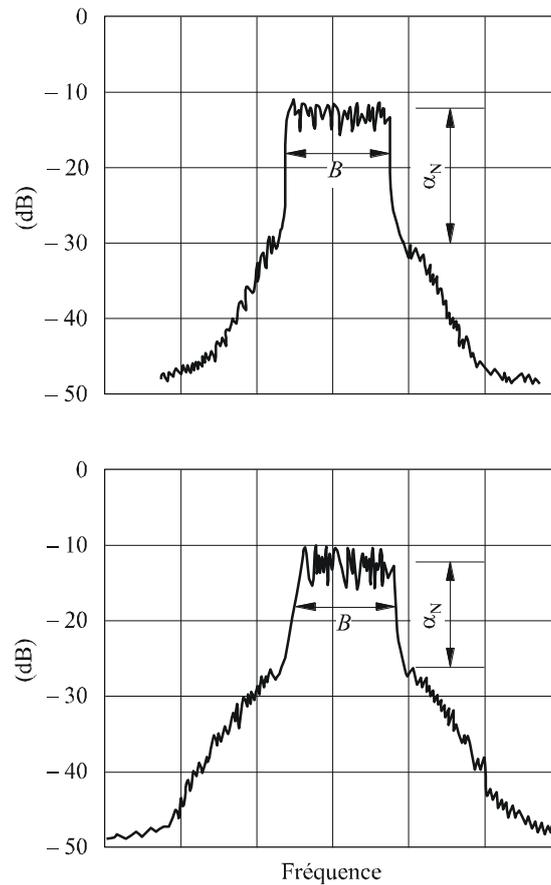
Les résultats des mesures peuvent être récapitulés comme suit:

### 1.2.1 Essais décrits dans la rubrique N° 1 du Tableau 8

En supposant que l'émetteur fonctionne dans les conditions mentionnées dans la rubrique N° 1 du Tableau 8 et en supposant également que le rayonnement hors bande soit surtout produit par l'intermodulation dans les étages radiofréquence qui suivent le modulateur final, on peut conclure que:

- la partie centrale du spectre radioélectrique présente essentiellement une forme rectangulaire et se superpose à une courbe indiquant le rayonnement hors bande qui est symétrique par rapport à la fréquence centrale (voir la Fig. 23);
- la différence  $\alpha_N$  entre le niveau de la partie plate du sommet du spectre et celui auquel commence le rayonnement hors bande est généralement égale au niveau de la distorsion d'intermodulation du troisième ordre  $\alpha_3$  (voir la Fig. 24);
- la pente (dB/Hz), de la courbe représentant le rayonnement hors bande, est inversement proportionnelle à la largeur de bande  $B$  du signal de bruit à l'entrée;

FIGURE 23  
 Enveloppe spectrale d'une émission de classe J3E  
 modulée par du bruit blanc



$\alpha_N$ : voir le texte

$B$ : largeur de bande du signal de bruit

0328-23

- la pente est constante, au moins au voisinage des limites de la largeur de bande et a une valeur comprise entre 10 et 20 dB par largeur de bande  $B$  selon la nature de la distorsion (voir la Fig. 25);
- la largeur de bande occupée par l'émission est égale à la largeur du spectre principal à condition que  $\alpha_3$  ne soit pas inférieur à 20 dB.

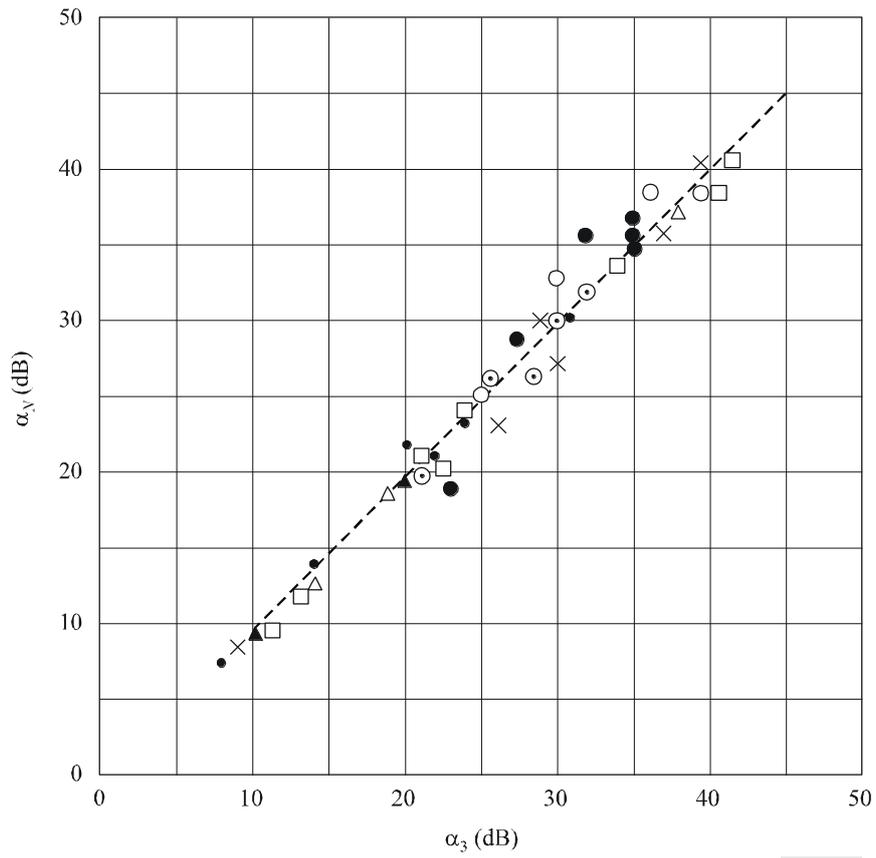
Les conclusions qui précèdent sont censées être valables aussi lorsque le signal modulant est comparable à un bruit blanc, comme dans le cas des émissions de radiotéléphonie utilisant un dispositif de secret à découpage de bande ou dans celui des émissions de radiotélégraphie harmonique multivoies.

### 1.2.2 Essais décrits dans la rubrique N° 2 du Tableau 8

Les résultats, notamment en ce qui concerne le niveau auquel commence le rayonnement hors bande, sont sensiblement les mêmes que ceux que l'on obtient par les mesures décrites pour la rubrique N° 1 du Tableau 8 et la rubrique N° 1 du Tableau 3.

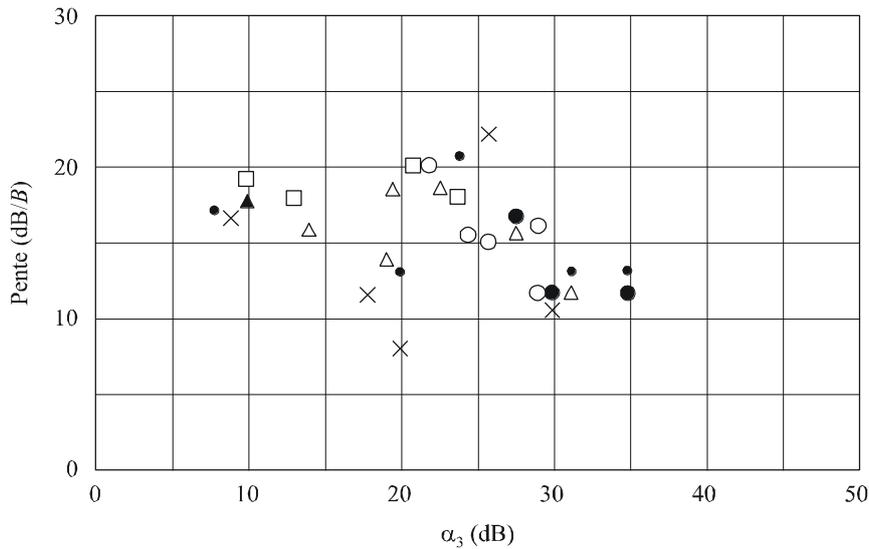
FIGURE 24

Valeur de  $\alpha_N$  indiquée sur la Fig. 23 pour différentes valeurs de  $\alpha_3$



0328-24

FIGURE 25  
Valeur de la pente au voisinage de la largeur de bande  
pour différentes valeurs de  $\alpha_3$



0328-25

### 1.2.3 Essais décrits dans la rubrique N° 3 du Tableau 8

Les émetteurs utilisés pour ces essais, bien que de conception et de puissance différentes, utilisaient tous des triodes dans l'étage final et pouvaient être excités jusqu'à l'apparition d'un courant de grille. Dans une première série d'essais, les émetteurs étaient assez fortement chargés, pour permettre de déterminer l'influence possible du courant de grille. Dans ces conditions, le niveau  $\alpha_3$  de distorsion d'intermodulation du 3<sup>e</sup> ordre était assez mauvais et l'on a constaté un écart assez sensible entre la valeur de  $\alpha_3$  et le niveau  $\alpha_N$ , dans le spectre de puissance, auquel commence le rayonnement hors bande.

Au cours d'une deuxième série d'essais, on a déterminé  $\alpha_N$  et  $\alpha_3$  en fonction du niveau de modulation à l'entrée. Lorsque ce niveau avait des valeurs faibles, la relation  $\alpha_3 = \alpha_N$  était à peu près satisfaite.

D'autre part, on a observé que, dans les conditions de modulation indiquées dans la rubrique N° 3 du Tableau 8, la puissance moyenne du signal RF modulé par un bruit était supérieure de 1 dB environ à la puissance moyenne du signal RF modulé par deux signaux sinusoïdaux. De ce fait, la puissance en crête est dépassée pendant un pourcentage notable du temps. Cette condition ne correspond pas aux pratiques généralement adoptées en exploitation et des expériences ultérieures semblent indiquer qu'il pourrait être nécessaire de régler le niveau du signal de bruit à une valeur qui serait inférieure de 2 à 3 dB à celle que l'on a utilisée durant les essais qui viennent d'être décrits.

### 1.2.4 Essais décrits dans la rubrique N° 4 du Tableau 8

Le réglage du niveau du signal d'entrée mentionné dans la rubrique N° 4 du Tableau 8 s'applique aux émetteurs de classe J3E et aux émetteurs de classe J7B. Dans ce cas, la relation ci-après est satisfaite en ce qui concerne la puissance du signal radiofréquence:

$$P_m (\text{bruit}) = 0,5 P_m (\text{deux tonalités}) = 0,25 P_p (\text{deux tonalités}) \quad (16)$$

Dans ces conditions, l'enveloppe du signal modulé par le bruit ne dépassera pas le niveau correspondant à la puissance nominale en crête pendant plus de 2% du temps environ.

Si, pour un émetteur de classe J3E, on emploie un signal de bruit pondéré, on peut utiliser le même réglage.

### 1.2.5 Essais décrits dans la rubrique N° 5 du Tableau 8

Si l'on porte en abscisse la fréquence en unités logarithmiques, la fréquence de référence étant supposée coïncider avec le centre de la largeur de bande nécessaire  $F$  et en ordonnée les densités de puissance (dB), les courbes représentant les spectres hors bande produits par un certain nombre d'émetteurs ayant différentes puissances nominales pour la classe d'émission J3E se situent au-dessous de deux droites partant respectivement du point  $(+0,5 F, 0 \text{ dB})$  et du point  $(-0,5 F, 0 \text{ dB})$  et aboutissant respectivement au point  $(+0,6 F, -30 \text{ dB})$  et au point  $(-0,6 F, -30 \text{ dB})$ . Au-delà de ces derniers points et jusqu'au niveau  $-60 \text{ dB}$ , les courbes se trouvent au-dessous de deux droites partant de ces derniers points et ayant une pente de  $12 \text{ dB/octave}$ .

## 2 Emissions de radiodiffusion sonore de la classe J3E, à bande latérale unique

Voir la Partie B (système à bande latérale unique (BLU)) de l'appendice 11, (Spécifications du système à double bande latérale (DBL) et du système à bande latérale unique (BLU) dans le service de radiodiffusion à ondes décamétriques).

## Annexe 6

## Modulation numérique de phase

## TABLE DES MATIÈRES

	<i>Page</i>
1 Modulation par déplacement de phase bivalente (MDP-2) et modulation par déplacement de phase quadrivalente (MDP-4).....	52
1.1 Description du procédé .....	52
1.2 Spectres de puissance et estimation de la largeur de bande occupée.....	53
1.3 Influence de la fonction de mise en forme de l'impulsion .....	56
1.4 Réalisation pratique .....	57
2 Modulation à phase continue (MPC).....	57
2.1 Description du système.....	59
2.2 Spectre .....	60
2.3 Largeur de bande occupée .....	60
3 Modulation gaussienne à déphasage minimal (MGDM).....	60
3.1 Formules fondamentales .....	62
3.1.1 Filtrage .....	62
3.1.2 Phase de sortie.....	63
3.1.3 Modulation .....	63
3.2 Propriétés et caractéristiques .....	63
3.2.1 Spectre.....	63
3.2.2 Largeur de bande occupée.....	64
3.2.3 Diagrammes en œil .....	65
3.3 Considérations pratiques.....	66
4 MAQ M-valente, MDP-4 $\pi/4$ et MDP à codage différentiel avec déphasage de $\pi/4$ pour DMDP-4 $\pi/4$ .....	66
4.1 Modulation MAQ M-valente.....	66
4.1.1 Signal modulé .....	66
4.1.2 Densité spectrale de puissance .....	67
4.1.3 Largeur de bande.....	67

	<i>Page</i>
4.2 MDP-4 $\pi/4$ et DMDP-4 $\pi/4$ .....	67
4.2.1 Signal modulé .....	67
4.2.2 Densité spectrale de puissance .....	68
4.2.3 Largeur de bande .....	68
5 Multiplexage par répartition orthogonale de fréquence (MROF) .....	68
5.1 L'idée fondamentale .....	68
5.2 Procédé de modulation MROF .....	69
5.3 Un système MROF .....	71
5.4 Porteuses de données utiles .....	71
5.5 Caractéristiques du spectre .....	71
5.6 Effets des non-linéarités .....	73
6 Etalement du spectre .....	75

## 1 Modulation par déplacement de phase bivalente (MDP-2) et modulation par déplacement de phase quadrivalente (MDP-4)

L'avantage des modulations MDP-2 et MDP-4 réside dans le fait que la probabilité d'erreur pour un rapport signal/bruit ( $S/N$ ) donné est faible. On les utilise dans des systèmes pour lesquels ce rapport n'est pas très bon, ou pour lesquels la détection cohérente est difficile à réaliser.

Les caractéristiques du procédé de modulation MDP-2 et la densité spectrale de puissance sont présentées, avec leur extension à la modulation MDP-4 (et à la modulation MDP-8), ainsi que la mise en forme de l'impulsion et son influence sur les émissions hors bande.

### 1.1 Description du procédé

Dans le système MDP bivalent, les symboles «1» et «0» sont représentés par les deux signaux  $s_1(t)$  et  $s_2(t)$ :

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

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

où:

$E_b$ : énergie du signal émis par bit

$f_c$ : fréquence de la porteuse.

Ces deux signaux sont nommés *signaux antipodaux*.

Dans la modulation MDP-2, il faut une fonction de base d'énergie unité pour décrire le signal:

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

de sorte que cette modulation est caractérisée par un *espace de signal unidimensionnel* ( $N = 1$ ) et deux *points de message* ( $M = 2$ ).

## 1.2 Spectres de puissance et estimation de la largeur de bande occupée

On obtient l'expression relative à la densité spectrale de puissance comme suit:

On écrit le signal en fonction de ses composantes en phase et en quadrature:

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

Le spectre de puissance du signal  $s(t)$  est mesuré par la *densité spectrale de puissance dans la bande de base*  $S_B(f)$  de l'enveloppe complexe  $\tilde{s}(t)$ .  $S_B(f)$  est relié à la densité spectrale de puissance du signal  $s(t)$  par l'équation:

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

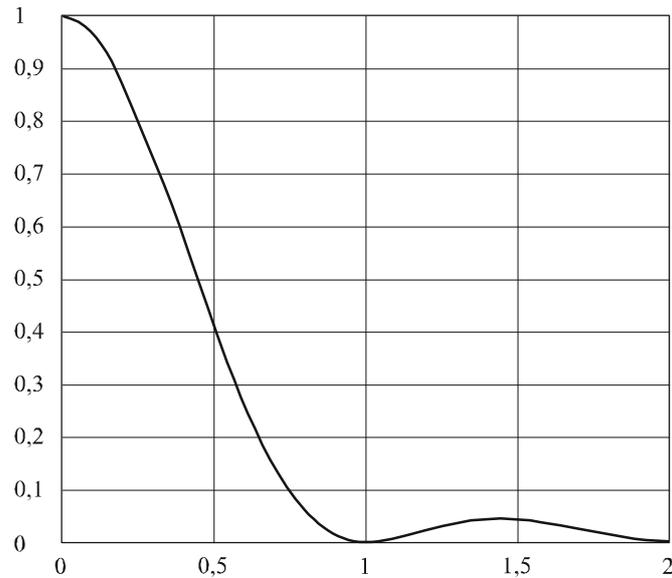
Dans la modulation MDP-2, la composante en phase est égale à  $\pm g(t)$  (la composante en quadrature étant nulle):

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

et le carré du module de sa transformée de Fourier, divisé par la durée du symbole, donne la densité de puissance dans la bande de base représentée dans la Fig. 26:

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

FIGURE 26  
Spectre correspondant à la modulation MDP-2



0328-26

Les signaux MDP-2 sont un cas particulier de signaux MDP  $M$ -valents, dont la forme est la suivante:

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

La probabilité moyenne d'erreur de symbole pour la modulation MDP  $M$ -valente cohérente est donnée par:

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

où:

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

La forme explicite de l'équation (25) est donnée par:

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

où:

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

et

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

La densité spectrale de puissance dans la bande de base est donnée par:

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

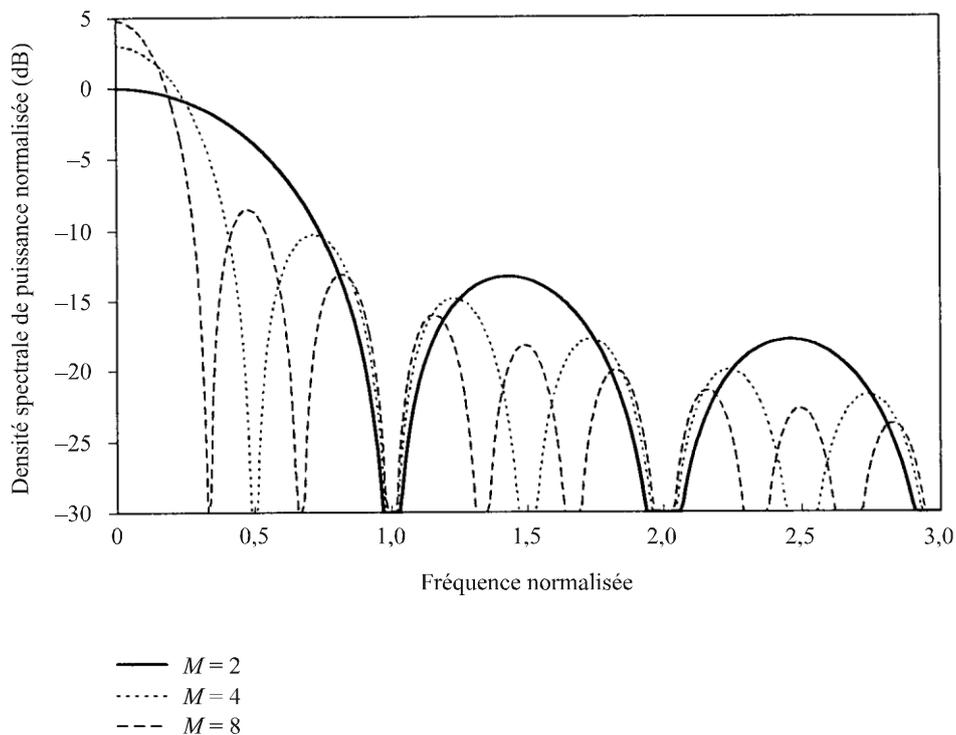
où:

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

Les spectres de puissance de signaux  $M$ -valents pour  $M = 2, 4, 8$  sont représentés sur la Fig. 27. Pour  $M = 2$ , on obtient le spectre correspondant à la modulation MDP-2; pour  $M = 4$ , le spectre correspondant à la modulation MDP-4 et pour  $M = 8$ , le spectre correspondant à la modulation MDP-8.

FIGURE 27

Spectres correspondant aux modulations MDP-2, MDP-4 et MDP-8



0328-27

La largeur de bande occupée du signal MDP-4 (MHz) en fonction de  $\beta = 1\%$  peut être définie approximativement par  $\frac{6}{T_b}$ , où  $T_b$  représente la durée binaire ( $\mu\text{s}$ ).

### 1.3 Influence de la fonction de mise en forme de l'impulsion

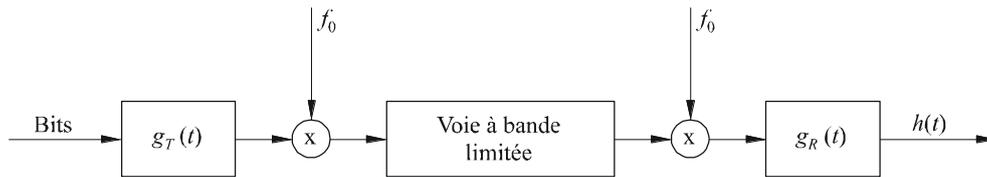
Le spectre de signaux de modulation obtenu précédemment a été calculé pour une impulsion de la forme:

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

et on a vu que le spectre résultant était infini.

La Fig. 28 illustre le procédé d'émission sur une voie à bande limitée utilisé dans la pratique.

FIGURE 28  
Emission sur une voie à bande limitée



0328-28

La troncature des lobes secondaires élevés de  $G(f)$  par la voie à bande limitée conduit à des valeurs non nulles de  $h(t)$  pour  $t = kT, k \neq 0$ . Cet effet de brouillage intersymboles rend la réception plus difficile.

Afin d'éviter le brouillage intersymboles, la conception du filtre d'émission doit respecter la condition suivante (théorème de Nyquist):

La condition nécessaire et suffisante pour que  $x(t)$  vérifie:

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

est que sa transformée de Fourier  $X(f)$  vérifie:

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

Une forme d'impulsion particulièrement bien connue qui satisfait au critère de Nyquist est le cosinus biaisé, qui possède les caractéristiques suivantes:

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

Le paramètre  $\beta$ , défini comme le «facteur de coupure», est compris entre 0 et 1. Il détermine la largeur de bande occupée par le filtre en cosinus biaisé. Plus la valeur choisie pour  $\beta$  est grande, plus la réalisation du filtre est simple, mais plus la largeur de bande occupée est grande.

Le filtre est réparti de manière égale entre les côtés émetteur et récepteur. La forme de l'impulsion d'émission est définie par son spectre:

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

où  $t_0$  est un retard.

Dans l'idéal, le spectre du signal émis serait rigoureusement à bande limitée, et on n'aurait pas à se préoccuper des émissions hors bande. Dans la réalisation pratique du filtre, les non-linéarités et d'autres effets entraînent l'apparition de lobes secondaires.

Dans la présente contribution, on examine un seul de ces effets:

La fonction  $g_T(t)$  qui correspond au spectre ci-dessus a un support infini dans le domaine temporel, ce qui est physiquement irréalisable. En faisant passer cette impulsion à travers une fenêtre de temps:

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

des lobes secondaires apparaissent. La Fig. 29 illustre l'effet de cette fenêtre pour différentes ouvertures ( $\alpha = 1, 2$  et  $4$ ) et différents facteurs de coupure ( $\beta = 0,01; 0,5$  et  $1$ ).

#### 1.4 Réalisation pratique

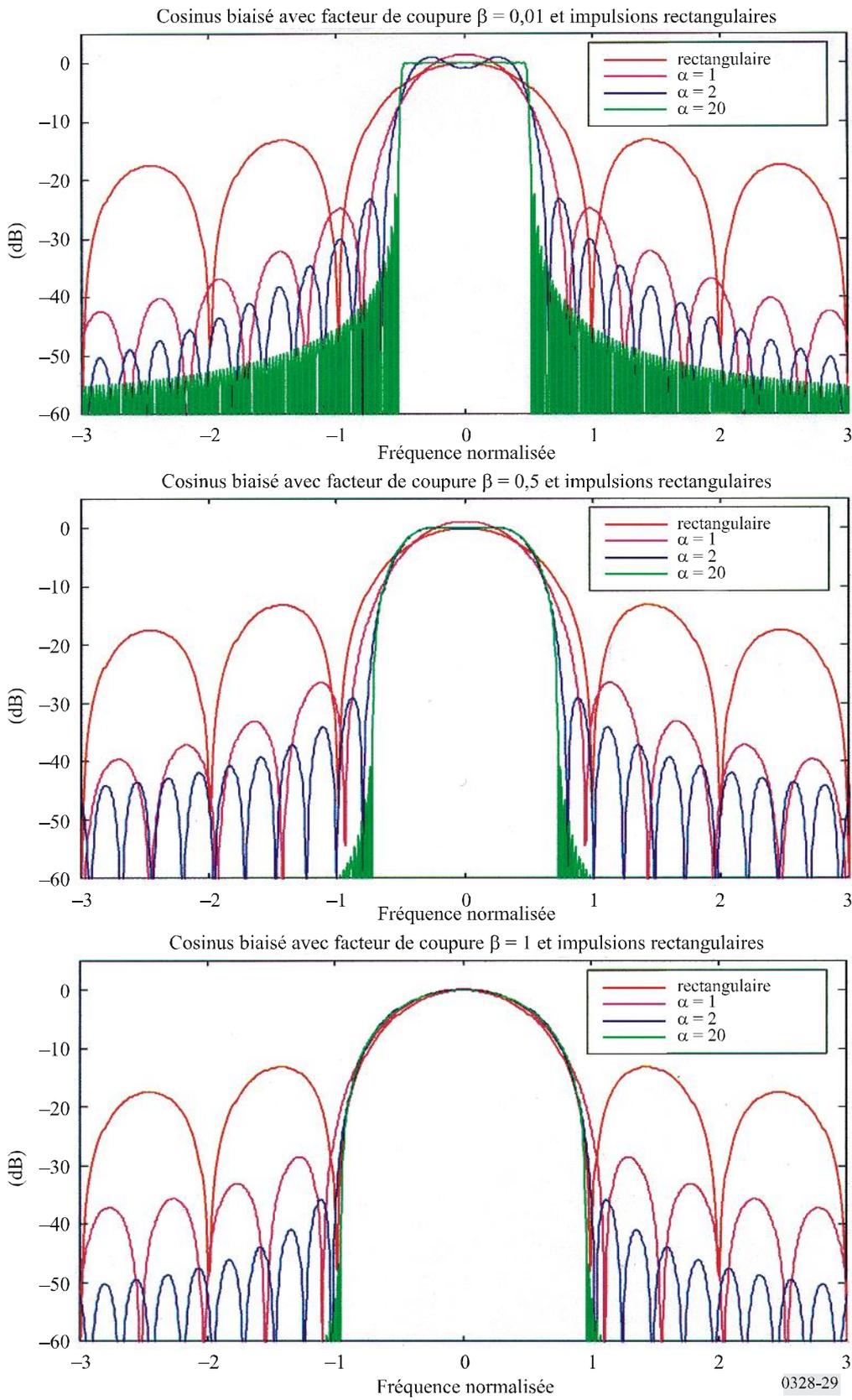
Lorsqu'ils sont filtrés, les signaux MDP-2 et MDP-4 présentent de fortes variations d'amplitude par rapport à l'enveloppe constante en l'absence de filtrage. Toute non-linéarité de l'amplificateur à grande puissance pour les signaux MDP filtrés entraîne la réapparition de bandes latérales. En pratique, on peut les réduire en utilisant une modulation par déplacement de phase quadrivalente avec décalage (MDP-4 avec décalage) qui réduit les composantes orthogonales et les variations de l'enveloppe.

## 2 Modulation à phase continue (MPC)

Le procédé de modulation MPC est séduisant parce qu'il allie une bonne qualité spectrale à une faible sensibilité aux non-linéarités. La gamme des réalisations possibles est vaste et comprend notamment les procédés classiques de modulation à déphasage minimal (MDM) et de modulation de fréquence asservie (MFA). Les signaux MPC sont à enveloppe constante.

Dans les paragraphes suivants, on décrit une classe de signaux MPC qui est adaptée à la signalisation à états multiples.

FIGURE 29  
Spectres pour des facteurs de coupure = 0,01; 0,5 et 1



## 2.1 Description du système

Les données binaires entrantes ayant une durée binaire  $T_b$  sont regroupées en  $N$ -uplets de durée  $T_s = NT_b$ . Chaque  $N$ -uplet est mis en correspondance avec un symbole  $a_k$  d'un alphabet  $M$ -valent ( $M = 2^N$ ). On introduit délibérément un brouillage intersymboles dans le modulateur en mettant en forme les symboles avec une impulsion de modulation de fréquence  $g(t)$  qui s'étend sur  $L$  symboles (modulation à réponse partielle). Le signal à la sortie du circuit de mise en forme de l'impulsion est donné par:

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

Après la modulation de fréquence, le signal MPC à enveloppe constante est donné par:

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

où:

$E_b$ : énergie par bit

$f_c$ : fréquence de la porteuse

$\varphi_0$ : phase constante arbitraire

$\varphi(t)$ : phase de transport de l'information:

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

Dans cette équation,  $h$  est l'indice de modulation et  $q(t)$  est l'impulsion normalisée de mise en forme, reliée à  $g(t)$  et telle que:

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

Tandis que pour  $0 < t \leq LT_s$ , dans des réalisations pratiques,  $q(t)$  peut être décrite sous une forme simplifiée par un polynôme:

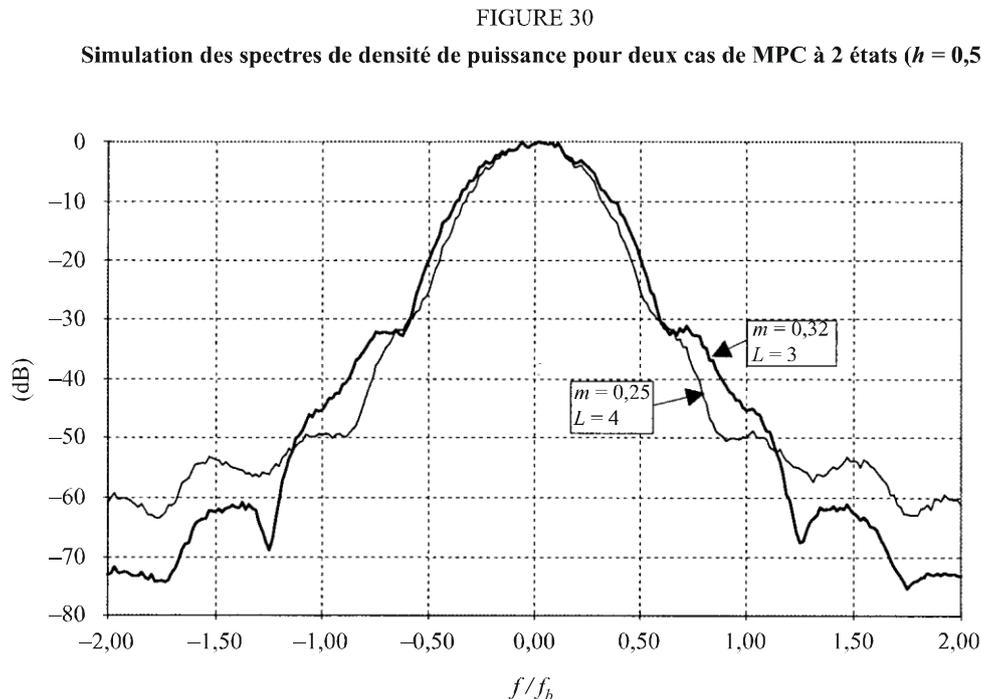
$$q(t) = \frac{1}{4} + m \left( \frac{t}{T_s} - \frac{L}{2} \right) + \frac{5-8mL}{L^3} \left( \frac{t}{T_s} - \frac{L}{2} \right)^3 + \frac{16mL-12}{L^5} \left( \frac{t}{T_s} - \frac{L}{2} \right)^5 \quad \text{pour} \quad 0 < t \leq LT_s \quad (37)$$

où  $m$  et  $L$  (la durée de l'impulsion de mise en forme en nombre de symboles) sont des paramètres de configuration.

Pour une modulation à 2 états ( $M = 2$ ), la valeur  $h = 0,5$  est la meilleure. En outre, en utilisant avec cette valeur  $h = 0,5$  des valeurs  $m = 0,25$  et  $L = 4$ , on obtient aussi une très bonne approximation de la modulation MFA classique.

## 2.2 Spectre

La Fig. 30 montre une simulation des spectres de densité de puissance pour deux cas de modulation à 2 états, avec  $h = 0,5$  et ( $L = 3, m = 0,32$ ) et ( $L = 4, m = 0,25$ ) respectivement. Les amplitudes, exprimées en dB, sont normalisées à la valeur de milieu de bande et les fréquences sont normalisées au débit binaire  $f_b$ .



La Fig. 31 montre une simulation des spectres de densité de puissance pour une modulation à 4 états ( $M = 4$ ) avec  $m = 0,49, L = 2$  (équivalente à 2CB: impulsion en cosinus biaisé s'étendant sur un intervalle contenant deux symboles) et divers indices de modulation. Les amplitudes, exprimées en dB, sont normalisées à la densité de puissance de milieu de bande et les fréquences sont normalisées au débit binaire  $f_b$ .

Dans la pratique, le spectre dépend du filtre de la bande de base.

## 2.3 Largeur de bande occupée

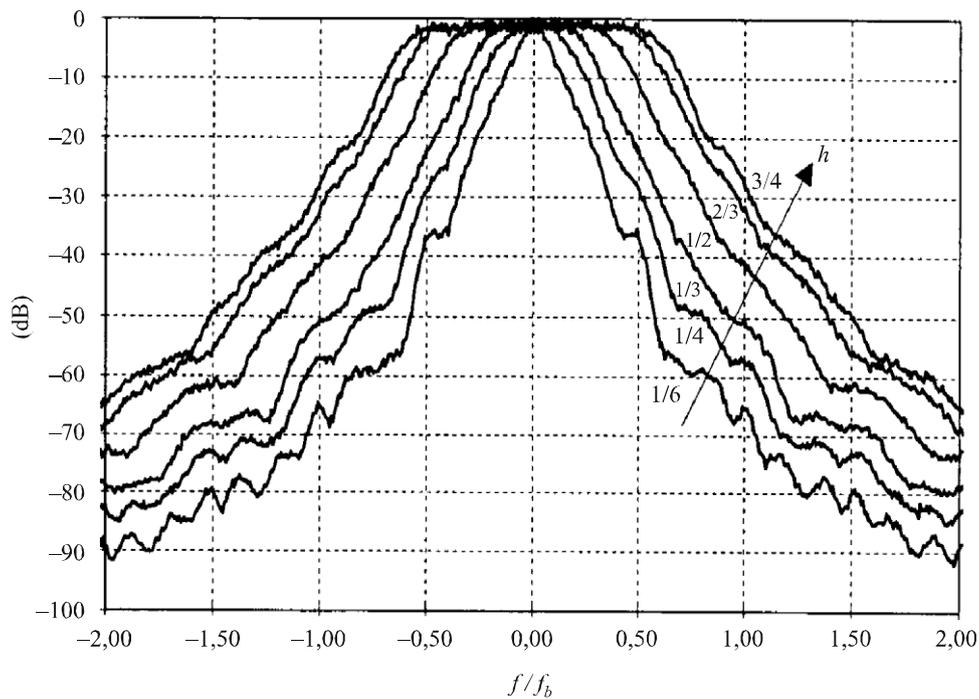
Les Tableaux 9 et 10 donnent les largeurs de bande occupées à 95% et 99% du total du spectre RF bilatéral pour les cas illustrés dans les Fig. 30 et 31, respectivement. Les valeurs sont normalisées au débit binaire.

## 3 Modulation gaussienne à déphasage minimal (MGDM)

La modulation MGDM est une extension et une amélioration du très classique procédé de modulation numérique MDM.

La modulation MDM, également appelée modulation par déplacement de fréquence rapide (MDFR), est un cas particulier de la modulation par déplacement de fréquence à phase continue, l'excursion relative étant égale à 0,5.

FIGURE 31  
Simulation des spectres de densité de puissance pour une MPC à 4 états  
(impulsion en 2CB)



0328-31

TABLEAU 9  
MPC à 2 états,  $h = 0,5$

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

TABLEAU 10  
MPC à 4 états, impulsion en 2CB

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

Mais la modulation MDM est aussi équivalente à une forme de modulation MDP-4 avec décalage, où l'impulsion correspondant à un symbole a la forme d'une demi-période de sinusoïde plutôt que la forme élémentaire d'une impulsion rectangulaire non filtrée.

L'enveloppe d'une porteuse RF modulée par la modulation MDM est constante et est peu dégradée par les appareils non linéaires d'émission (la modulation MDM est une modulation de fréquence).

La modulation MDM (comme la modulation MDP-4) peut donc être aussi définie comme un procédé de modulation linéaire avec des impulsions de symboles antipodales et elle permet la détection cohérente, qui assure une résistance optimale aux bruits et aux brouillages non désirés.

A la fin des années 70 et au début des années 80, de nombreux efforts en recherche et développement ont été fournis pour améliorer le procédé de modulation de base, les objectifs et les contraintes étant les suivants:

- utilisation efficace de la largeur de bande (largeur de bande occupée étroite et propriétés de pureté spectrale appropriées);
- amplitude constante (réalisation facile des émetteurs, efficacité appropriée en termes de puissance, risque minimal de génération de produits d'intermodulation);
- faible dégradation des propriétés des taux d'erreur sur les bits (afin de rester aussi proche que possible d'un procédé linéaire de modulation antipodale);
- réalisation facile (traitement dans le modulateur et le démodulateur).

En fait, ces quatre prescriptions étant plus ou moins incompatibles, l'objet principal de ces recherches était d'arriver à un bon compromis. La modulation MGDM est l'un des résultats de ces efforts en recherche et développement qui, depuis le début des années 90, a été largement utilisé dans le domaine des services mobiles terrestres.

### 3.1 Formules fondamentales

#### 3.1.1 Filtrage

Les valeurs des données de modulation ( $d_i$ ) représentées par des impulsions de Dirac sortent d'un filtre linéaire à réponse impulsionnelle définie par:

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

où la fonction  $\text{rect}(x)$  est définie par:

$$\text{rect}(\tau/T) = 1/T \quad \text{pour } |\tau| < T/2 \quad (39)$$

$$\text{rect}(\tau/T) = 0 \quad \text{ailleurs}$$

et (\*) est un produit de convolution.

La fonction  $h(t)$  est définie par la densité gaussienne:

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

où:

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

avec:

$\ln$ : logarithme naturel (base = e)

$B$ : largeur de bande à 3 dB du filtre à réponse impulsionnelle  $h(\tau)$

$T$ : durée d'un symbole de données d'entrée.

$BT$  est le paramètre définissant le type de modulation MGDGM.  $BT = \infty$  correspond à la modulation MDM. Les valeurs de  $BT$  utilisées en pratique sont inférieures à 1.

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

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

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

### 3.1.2 Phase de sortie

La phase de la porteuse modulée est:

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

où  $d_i$  (bits d'information) =  $\pm 1$ .

### 3.1.3 Modulation

La porteuse RF modulée peut être écrite:

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

où:

$P$ : puissance de la porteuse

$f$ : fréquence centrale

$\varphi(\tau)$ : phase modulée

$\varphi_0$ : phase aléatoire constante.

## 3.2 Propriétés et caractéristiques

Il ressort des définitions ci-dessus que la modulation MGDGM est un procédé de modulation à enveloppe constante. Quelques caractéristiques de la modulation MGDGM en fonction de certaines valeurs de  $BT$  sont récapitulées ci-après.

On a considéré les valeurs suivantes :  $BT = 0,5; 0,3; 0,25$  et  $0,15$ .

### 3.2.1 Spectre

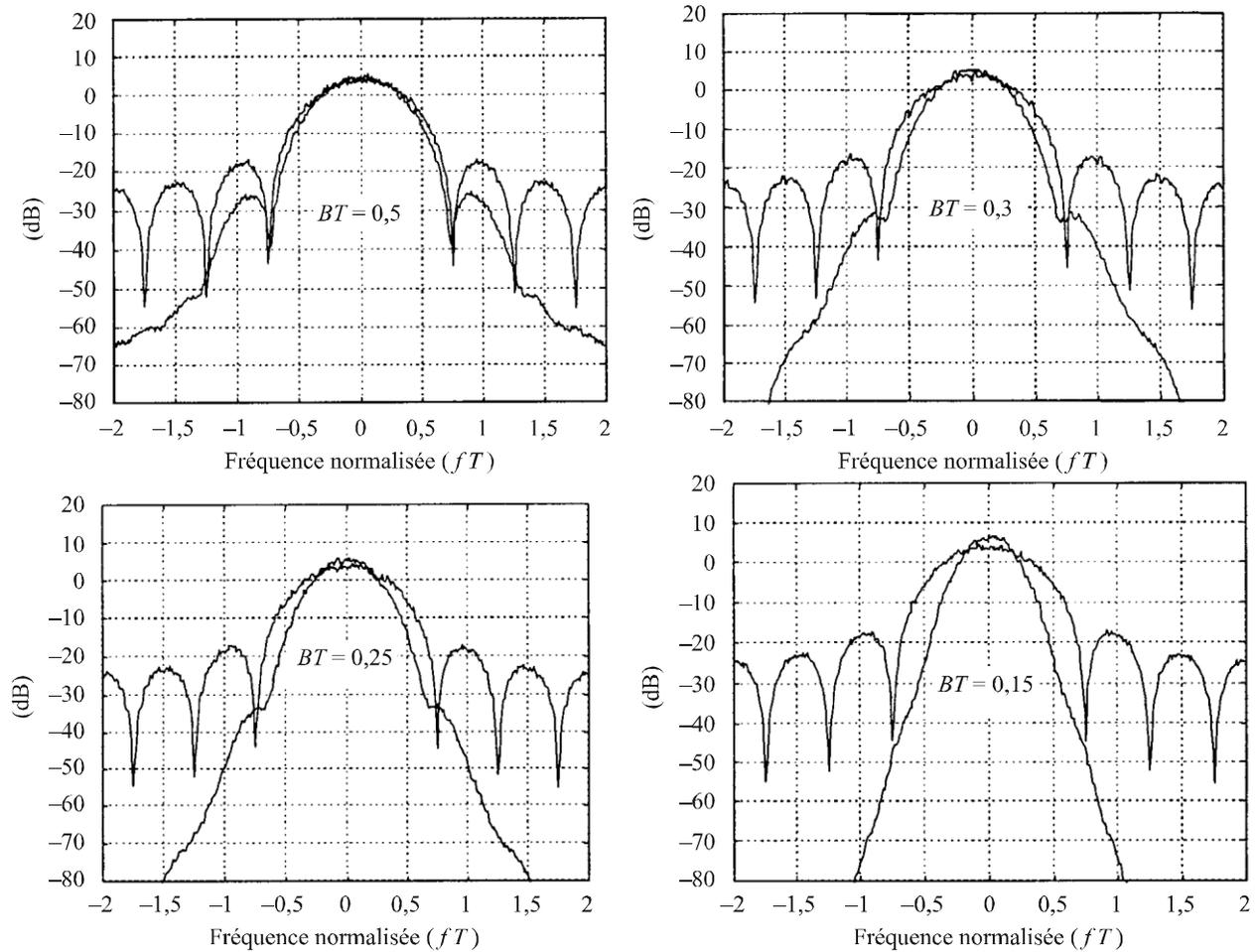
La Fig. 32 représente le spectre de densité de puissance calculé (dB) en fonction de  $(fT)$ , l'écart entre la fréquence normalisée et la fréquence centrale de la porteuse.

Sur chaque graphique, on a aussi représenté le spectre correspondant à la modulation MDM pour comparaison.

Les calculs ont été effectués à l'aide de 10 000 valeurs de données de modulation aléatoires.

FIGURE 32

Spectres correspondant à la modulation MDM pour  $BT = 0,5; 0,3; 0,25$  et  $0,15$



0328-32

### 3.2.2 Largeur de bande occupée

Le Tableau 11 ci-après donne la largeur de bande occupée pour  $(1 - \beta)\%$  du signal RF modulé total, l'unité étant aussi  $fT$  (fréquence normalisée). Les valeurs ont été obtenues à partir des calculs de spectre ci-dessus.

TABLEAU 11

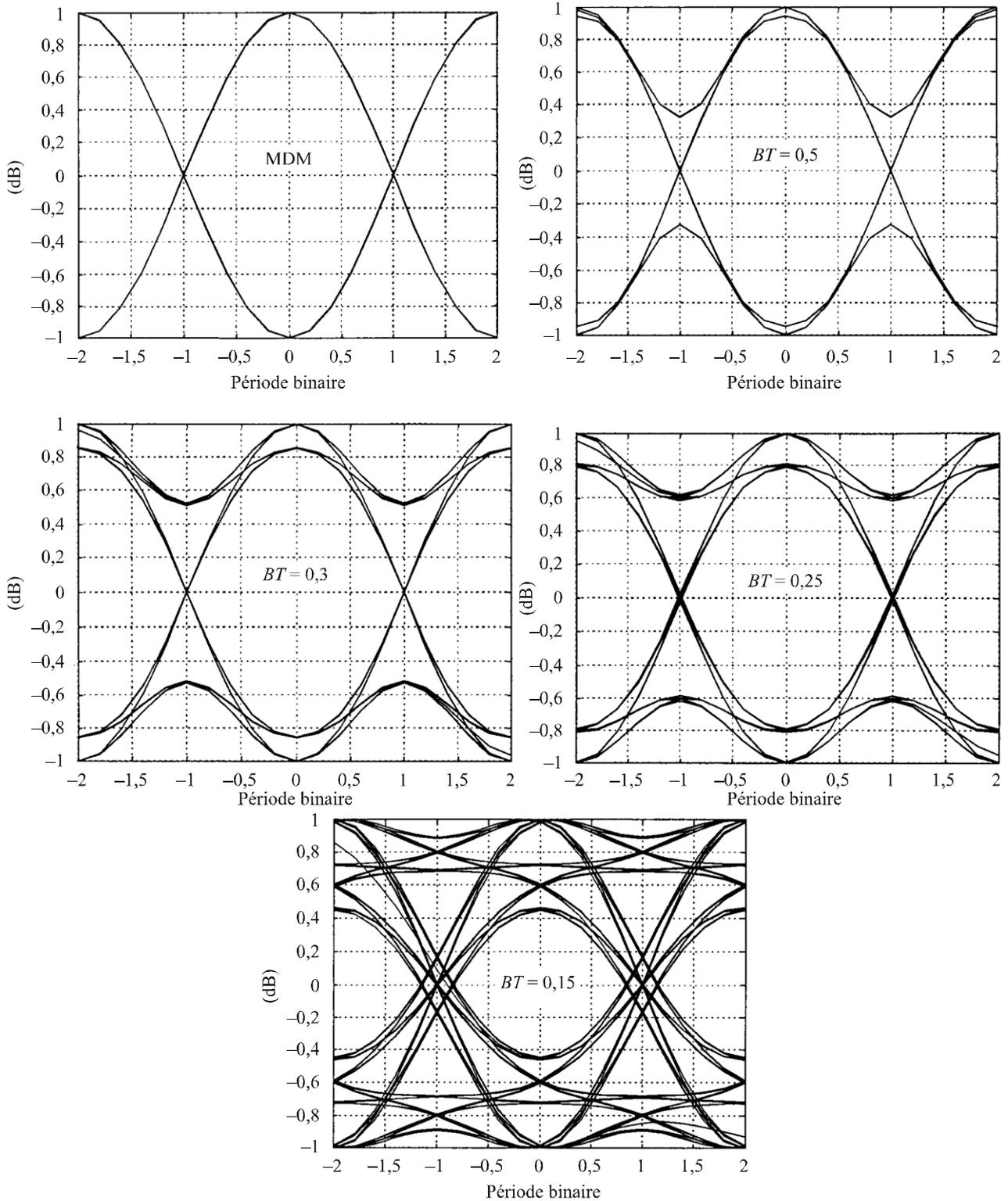
Largeur de bande occupée

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

### 3.2.3 Diagrammes en œil

La Fig. 33 représente les diagrammes en œil calculés à la sortie d'un détecteur cohérent, avant filtrage dans le démodulateur de la bande de base, pour la modulation MDM et pour la modulation MGDM avec  $BT = 0,5; 0,3; 0,25$  à  $0,15$ .

FIGURE 33  
Diagrammes en œil



L'axe de temps horizontal est gradué en valeurs normalisées de temps  $\tau/T$  (nombre de périodes binaires), tandis que l'axe vertical représente l'amplitude (échelle linéaire) à la sortie du détecteur cohérent.

### 3.3 Considérations pratiques

En pratique, le spectre réellement émis diffère, généralement par excès, des spectres théoriques ou calculés comme ci-dessus. Cela est dû à certains défauts du modulateur et/ou de l'émetteur de l'équipement.

Une partie de ces défauts est due à la conception de certains composants ou de certaines fonctions, par exemple, la conception du filtre gaussien de prémodulation, la fréquence d'échantillonnage, la quantification de la réponse du filtre en fonction du temps.

Une autre partie est due à une fabrication imparfaite, par exemple, un déséquilibre et un décalage dans le modulateur d'impulsions en phase,  $I$ , *in-phase*, et en quadrature,  $Q$ , ou la pureté spectrale de l'oscillateur/synthétiseur local du convertisseur-élévateur de fréquence.

Il serait fastidieux d'analyser et de préciser les effets de chaque phénomène séparément.

Généralement, chaque système ou norme spécifie l'effet global de ces imperfections comme un gabarit limite pour le spectre émis et/ou comme une spécification relative à la précision de la modulation mesurée à la sortie de l'émetteur (borne antenne).

## 4 MAQ $M$ -valente, MDP-4 $\pi/4$ et MDP à codage différentiel avec déphasage de $\pi/4$ pour DMDP-4 $\pi/4$

### 4.1 Modulation MAQ $M$ -valente

#### 4.1.1 Signal modulé

La forme générale d'un signal MAQ  $M$ -valent peut être définie par:

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

où:

- $E_{min}$ : énergie de plus faible amplitude du signal
- $T_s$ : durée d'un symbole
- $f_c$ : fréquence de la porteuse
- $a_i$  et  $b_i$ : couple de nombres entiers indépendants choisis en fonction de la position d'un point particulier du signal.

En supposant que les impulsions ont une forme rectangulaire, on peut développer le signal  $S_i(t)$  en fonction d'un couple de fonctions de base définies par:

$$\begin{aligned} \varphi_1(t) &= \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_c t) \quad \text{pour} \quad 0 \leq t \leq T_s \\ \varphi_2(t) &= \sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin(2\pi f_c t) \quad \text{pour} \quad 0 \leq t \leq T_s \end{aligned} \quad (45)$$

Les coordonnées du  $i$ ème point de message sont  $a_i\sqrt{E_{min}}$  et  $b_i\sqrt{E_{min}}$  où  $(a_i, b_i)$  est un élément de la matrice  $L \times L$  définie par:

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

où  $L = \sqrt{M}$ .

#### 4.1.2 Densité spectrale de puissance

La durée  $T_s$  d'un symbole de signal MAQ  $M$ -valent est reliée à la durée binaire  $T_b$  par:

$$T_s = T_b \log_2 M$$

La densité spectrale de puissance d'un signal MAQ  $M$ -valent à impulsions rectangulaires est alors donnée par:

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

où  $E_b$  est l'énergie par bit et où  $E_s$  représente l'énergie par symbole.

#### 4.1.3 Largeur de bande

La largeur de la bande RF zéro à zéro est égale à  $\frac{2}{\log_2 M} R_b$ .

### 4.2 MDP-4 $\pi/4$ et DMDP-4 $\pi/4$

#### 4.2.1 Signal modulé

Dans un émetteur avec modulation MDP-4  $\pi/4$ , le train binaire d'entrée est subdivisé par un convertisseur série/parallèle en deux trains de données parallèles  $m_{I,k}$  et  $m_{Q,k}$ , chacun ayant une rapidité de modulation égale à la moitié du débit binaire entrant. Les  $k$ -ièmes impulsions en phase ( $I_k$ , *in-phase*) et en quadrature ( $Q_k$ ) sont produites à la sortie du circuit de mise en correspondance du signal dans le temps. Elles représentent des impulsions rectangulaires dont la durée correspond à celle d'un symbole et dont l'amplitude est donnée par:

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

où le déphasage  $\varphi_k$  est relié aux symboles d'entrée  $m_{I,k}$  et  $m_{Q,k}$  comme indiqué dans le Tableau 12.

TABLEAU 12

Bits d'information $m_{I,k}, m_{Q,k}$	Déphasage $\varphi_k$
11	$\pi/4$
01	$3\pi/4$
00	$-3\pi/4$
10	$-\pi/4$

La forme générale d'un signal MDP-4  $\pi/4$  est alors donnée par:

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

où:

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

La fonction  $p(t)$  correspond à la forme de l'impulsion, et  $T_s$  est la durée d'un symbole.

Au cours de la modulation DMDP-4  $\pi/4$ , la séquence binaire d'entrée subit d'abord un codage différentiel, puis est modulée à l'aide du modulateur MDP-4  $\pi/4$  décrit ci-dessus.

#### 4.2.2 Densité spectrale de puissance

La durée  $T_s$  d'un symbole de signal MDPQ  $\pi/4$  est reliée à la durée binaire  $T_b$  par:

$$T_s = 2T_b$$

La densité spectrale de puissance d'un signal MDP-4  $\pi/4$  (et d'un signal DMDP-4  $\pi/4$ ) à impulsions rectangulaires est alors donnée par:

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

où  $E_b$  est l'énergie par bit et où  $T_s$  représente l'énergie par symbole.

#### 4.2.3 Largeur de bande

La largeur de la bande RF zéro à zéro est égale au débit binaire  $R_b$ .

## 5 Multiplexage par répartition orthogonale de fréquence (MROF)

### 5.1 L'idée fondamentale

Dans le domaine des communications numériques, deux approches permettent d'utiliser efficacement la largeur de bande disponible pour émettre les informations de manière fiable compte tenu des limites de puissance de l'émetteur et de complexité du récepteur. La première approche consiste en l'utilisation d'un système à une seule porteuse dans lequel la séquence d'informations est

émise en série. Dans cette approche, la dispersion dans le temps est généralement beaucoup plus grande que la durée d'un symbole, et un brouillage intersymboles résulte donc du fait que les caractéristiques de la voie en termes de réponse fréquentielle ne sont pas parfaites. Un égaliseur est par conséquent nécessaire pour compenser la distorsion de voie.

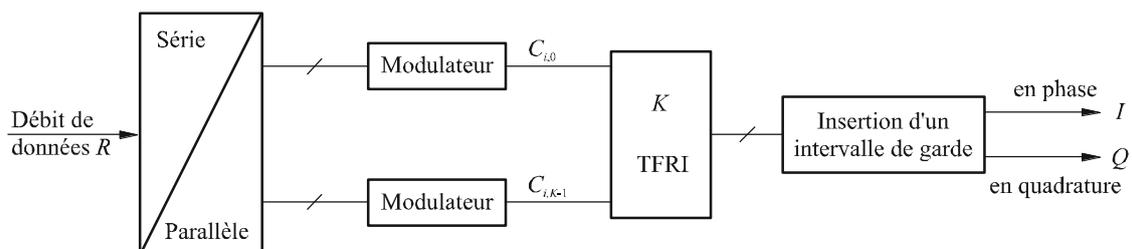
Face à une distorsion de voie, l'autre approche consiste à subdiviser la largeur de bande disponible de la voie en un certain nombre de sous-voies, de manière que chaque sous-voie soit presque parfaite. Cela se fait dans des systèmes de données en parallèle ou avec multiplexage. Dans ces systèmes, plusieurs trains séquentiels de données sont émis simultanément, de manière qu'à chaque instant, de nombreux éléments de données sont émis. Dans un tel système, le spectre de chaque élément de données n'occupe normalement qu'une petite partie de la largeur de bande disponible. Dans un système de données en parallèle classique, la bande totale de fréquences du signal est divisée en  $N$  sous-voies ne se chevauchant pas. Chaque sous-voie est modulée avec un symbole distinct et, ensuite, les  $N$  sous-voies subissent un multiplexage fréquentiel. On peut obtenir une utilisation plus efficace de la largeur de bande avec un système en parallèle si les spectres des différentes sous-voies peuvent se chevaucher, des contraintes d'orthogonalité particulières étant imposées afin de faciliter la séparation des sous-voies dans le récepteur.

## 5.2 Procédé de modulation MROF

Dans l'application du multiplexage MROF à la radiodiffusion audionumérique (DAB, *digital audio broadcasting*) et à la radiodiffusion vidéo numérique (DVB, *digital video broadcasting – Terrestrial*, de Terre), on choisit cette dernière approche afin de réaliser un système de communication de données efficace. La largeur de bande totale disponible  $B$  est divisée dans un système MROF en  $K$  sous-bandes à sous-porteuses orthogonales. La première version de ces systèmes utilisait des suites de générateurs sinusoïdaux et de démodulateurs cohérents. Mais pour un grand nombre de voies, ces suites sont devenues excessivement chères et complexes. Toutefois, on a montré qu'un signal de données transmis sur plusieurs porteuses est en fait la transformée de Fourier (ou plutôt la transformée de Fourier inverse) du train de données en série initial, et que la batterie de démodulateurs cohérents est en fait un générateur de transformée de Fourier inverse (ou directe respectivement).

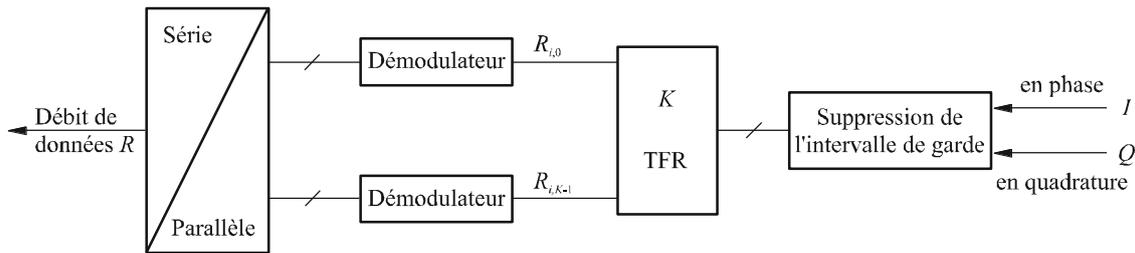
Les unités numériques émettrice et réceptrice d'un tel système sont illustrées dans les Fig. 34 et 35.

FIGURE 34  
Emetteur MROF



TFRI: transformée de Fourier rapide inverse

FIGURE 35  
Récepteur MROF



TFR: transformée de Fourier rapide

0328-35

Dans ce système, une séquence d'entrée à haut débit de données  $R$  est divisée en  $K$  séquences d'informations parallèles à débit de données  $R/K$ . Chacune des séquences donne un signal à bande étroite et module l'une des  $K$  sous-porteuses, la fréquence  $f_k$  de la  $k$ -ième sous-porteuse étant:

$$f_k = f_c + k/T_u$$

où:

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

$f_c$ : fréquence de la porteuse.

La longueur effective de l'intervalle d'un symbole est donnée par  $T_u$  et l'espacement entre les sous-porteuses est de  $1/T_u$ . Chaque séquence est donc indépendante des autres et peut être modulée indépendamment des autres. Après modulation, le signal de sortie de chaque modulateur est transféré vers une unité de TFR du domaine fréquentiel au domaine temporel. Dans un intervalle de temps donné de longueur  $T_u$ , les sous-porteuses se chevauchent mais sont orthogonales.

Dans la voie de communication, on peut assez simplement éliminer le brouillage intersymboles se produisant dans le récepteur MROF en élargissant l'intervalle effectif de symbole  $T_u$  dans le récepteur à l'aide d'un intervalle de garde de longueur  $T_g$ . Cet intervalle de garde consiste généralement en une continuation cyclique du symbole, rajoutée devant celui-ci. La durée de symbole qui en résulte est dans ce cas  $T = T_u + T_g$ . Si les temps de propagation de la voie de communication sont inférieurs à l'intervalle de garde  $T_g$ , les sous-porteuses seront encore orthogonales, même dans le cas de fort brouillage intersymboles. Cette orthogonalité permet une bonne restitution des données.

Si les temps de propagation de la voie dépassent la longueur de l'intervalle de garde  $T_g$ , les sous-porteuses ne seront plus orthogonales. L'intervalle de garde est donc un paramètre de configuration important du système MROF.

Le récepteur MROF est aussi assez simple. Après un processus de synchronisation, le signal reçu est multiplié par une fenêtre rectangulaire de longueur  $T_u$ , afin de supprimer l'intervalle de garde. Les  $K$  échantillons complexes qui en résultent sont ensuite transformés à l'aide d'une unité de TRF.

Même dans le cas de fort brouillage intersymboles, on n'utilisera pas d'égaliseur, puisque tous les signaux acheminés par les sous-porteuses sont à bande étroite.

### 5.3 Un système MROF

Le signal émis est donné par l'expression suivante:

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

où:

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

avec:

- $k$ : numéro de la sous-porteuse
- $l$ : numéro du symbole MROF
- $L+1$ : nombre de symboles par trame
- $m$ : numéro de la trame
- $T_s$ : durée du symbole ( $T_s = T_u + T_g$ )
- $T_u$ : inverse de l'espacement des porteuses
- $T_g$ : durée de l'intervalle de garde
- $f_c$ : fréquence centrale du signal RF
- $c_{m,l,k}$ : coefficient complexe pour la porteuse,  $k$ , du symbole de données,  $l$ , dans la trame numéro  $m$
- $K$ : nombre de porteuses actives ( $= K_{max} - K_{min} + 1$ ).

Ce signal émis traduit l'organisation du train de données. Il est organisé en trames, chaque trame ayant une durée de  $T_f$  et consistant en  $(L + 1)$  symboles MROF.

### 5.4 Porteuses de données utiles

Puisque dans un système MROF les sous-porteuses sont indépendantes, les signaux de modulation peuvent être indépendants. Les porteuses de données d'une trame MROF particulière peuvent être modulées soit par MDP-4, soit par MAQ.

On introduit aussi l'entrelacement de données pour tirer profit de la diversité de fréquence de l'émission.

### 5.5 Caractéristiques du spectre

On peut déduire les caractéristiques du spectre correspondant à ce système MROF à partir du signal émis, en utilisant la définition donnée pour les sous-porteuses. Afin d'établir le spectre de densité de puissance du signal émis, on se limite au premier symbole de la première trame. Les fréquences des sous-porteuses sont données par:

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

La fonction d'autocorrélation pour la  $k$ -ième sous-porteuse, dans la bande de base, est donnée par:

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

où:

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

La fonction  $F(\tau)$  est en fait une fonction triangulaire, donnée par:

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

La densité spectrale de puissance pour la  $k$ -ième sous-porteuse est donc le produit de convolution de la fonction  $\delta(f - k/T_u)$  par la transformée de Fourier de la fonction triangulaire:

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

L'ensemble du spectre est donc obtenu en superposant les  $(K_{max} - K_{min}) + 1$  porteuses utiles modulées par les données correspondantes.

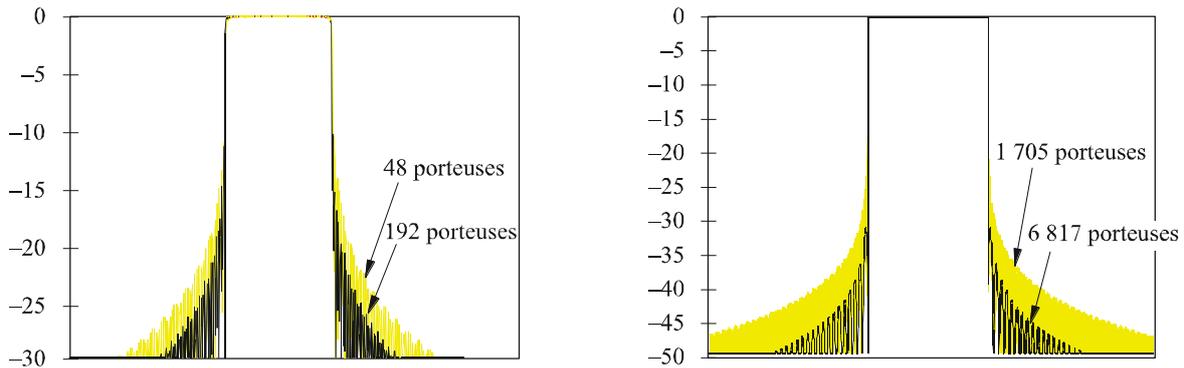
Le forme du spectre émis a tendance à être rectangulaire lorsque le nombre de porteuses augmente.

On réduit ces émissions hors bande «intrinsèques» par un filtrage approprié FI.

La production du multiplexage MROF par un traitement numérique peut entraîner un accroissement spectral à cause de la troncature. Un accroissement supplémentaire peut être produit dans le modulateur.

FIGURE 36

Densité spectrale de puissance correspondant au multiplexage MROF



0328-36

### 5.6 Effets des non-linéarités

Le rayonnement hors bande du signal modulé MROF amplifié est plus critique. Cela résulte de la forte dynamique des signaux MROF produite par la superposition d'un nombre élevé de sous-porteuses d'amplitude et de phase aléatoires, et exige une forte réduction de la puissance de sortie pour pouvoir atteindre des performances convenables en présence d'appareils non linéaires tels que les amplificateurs à grande puissance des émetteurs.

La non-linéarité théorique habituellement utilisée pour modéliser des amplificateurs à grande puissance est celle du modèle de l'enveloppe sans mémoire. Le signal d'entrée de l'amplificateur est exprimé comme un signal ayant subi une modulation d'amplitude et de phase et un filtrage passe-bande:

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

où:

- $f_c$ : fréquence de la porteuse
- $B$ : largeur de bande du signal émis
- $A(t)$ : enveloppe du signal émis
- $\varphi(t)$ : phase du signal émis.

Les harmoniques du signal distordu non linéairement, de fréquences égales à des multiples des fréquences de porteuse, sont (idéalement) supposées être rejetées par le premier filtre passe-bande de la zone de l'amplificateur. Le signal de sortie de l'amplificateur à grande puissance s'écrit:

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

Les distorsions produites par un amplificateur non linéaire dépendent des fluctuations de l'enveloppe du signal entrant et sont décrites par les deux fonctions de transfert de l'enveloppe:

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

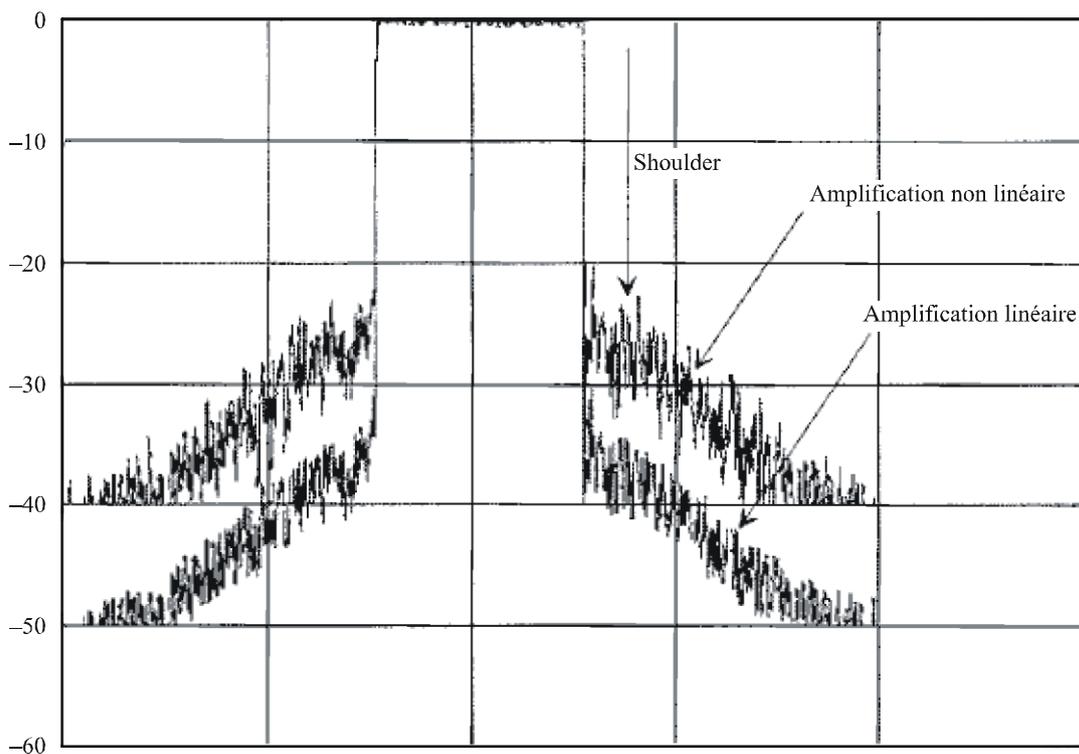
Ces distorsions sont de quatre types:

- brouillage non linéaire supplémentaire dans le récepteur;
- brouillage entre les composantes en phase et en quadrature dû à la conversion MA/MP;

- étalement spectral du signal;
- effets d'intermodulation.

Des études ont montré que le multiplexage MROF était bien armé contre le brouillage dans la bande causé par des amplificateurs non linéaires, mais produisait un sérieux brouillage hors bande dans la voie adjacente. Pour la DAB, les caractéristiques de l'émetteur en ce qui concerne le brouillage dans la voie adjacente doivent être telles que le rapport, aussi appelé *shoulder* (épaule), soit de presque 30 dB (presque 40 dB pour la DVB-T) (voir la Fig. 37).

FIGURE 37  
Simulation de spectres correspondant au multiplexage MROF  
pour des amplifications linéaire et non linéaire



0328-37

La théorie montre que, lorsque les non-linéarités du troisième ordre dominent celles des ordres supérieurs, on peut soustraire le niveau de ces *shoulders* du niveau des produits d'intermodulation générés par un signal à deux tonalités émis avec la même puissance que le signal MROF. Dans ces conditions, le niveau des *shoulders* dépasse de 6 dB celui des produits d'intermodulation du troisième ordre (IM3).

Les méthodes suivantes permettent de réduire ces émissions hors bande dues aux non-linéarités:

- fonctionnement dans le domaine linéaire de l'amplificateur à grande puissance. La réduction de puissance en sortie nécessaire réduit le rendement électrique de l'amplificateur. Une faible réduction, représentant un compromis entre le rendement électrique et la dégradation non linéaire, devrait être une solution;
- différents appareils permettent actuellement de corriger les effets non linéaires (prédistorsion, contre-réaction, antéréaction, ...);

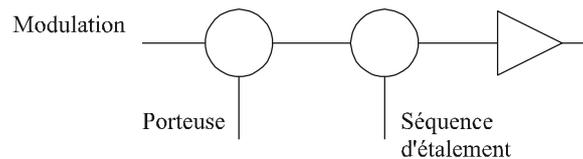
- un codage approprié peut réduire le rapport entre la puissance de crête et la puissance moyenne, permettant ainsi d'accroître le niveau du signal de sortie d'un émetteur donné pour un niveau donné d'accroissement spectral;
- un filtrage après l'amplification de puissance peut aussi être utilisé pour minimiser les émissions hors bande.

## 6 Étalement du spectre

Les techniques d'étalement du spectre consistent à accroître la largeur de bande émise d'un signal afin de bénéficier d'un ou de plusieurs avantages, tels que la réduction de la propagation par trajets multiples, la fourniture d'accès multiples, la réduction de la densité spectrale de puissance, etc. Trois formes fondamentales d'étalement de spectre existent: la séquence directe, le saut ou la fluctuation de fréquence et la dispersion dans le temps. En ce qui concerne les émissions hors bande, l'étalement du spectre à séquence directe est la forme la plus importante: les effets du saut de fréquence dépendent généralement de la fréquence des sauts, et sont fonction des effets de modulation de fréquence, ou des effets de modulation d'amplitude, selon la réalisation qui est faite.

Dans le cas de l'étalement du spectre à séquence directe, on étale le signal modulé dans le domaine fréquentiel en le modulant à nouveau à l'aide d'une séquence numérique pseudo-aléatoire, habituellement au moyen de la modulation MDP. La Fig. 38 illustre un système de base.

FIGURE 38  
Configuration d'un système de base



0328-38

La modulation de base est habituellement telle qu'elle ne fournisse pas de signature distinctive au signal étalé, une modulation d'amplitude serait par exemple encore reconnaissable parce que le signal étalé serait encore modulé en amplitude. Habituellement, on utilise un procédé de modulation tel que la modulation MDP-4, le signal modulé résultant étant étalé à l'aide de la modulation MDP-2 ou de la modulation MDP-4 pour le signal d'étalement.

On effectue la démodulation en "désétalant" le signal à l'aide de la même séquence de codes pseudo-aléatoires, synchrone avec le signal reçu, puis en détectant le signal désétalé. En présence de plusieurs signaux simultanés, un signal donné peut être reçu à l'aide de la séquence de codes correcte.

Pour de plus amples informations concernant l'étalement du spectre, on pourra se reporter à la Recommandation UIT-R SM.1055.

## Annexe 7

Réduction des brouillages dus aux rayonnements non désirés  
au niveau des émetteurs

## TABLE DES MATIÈRES

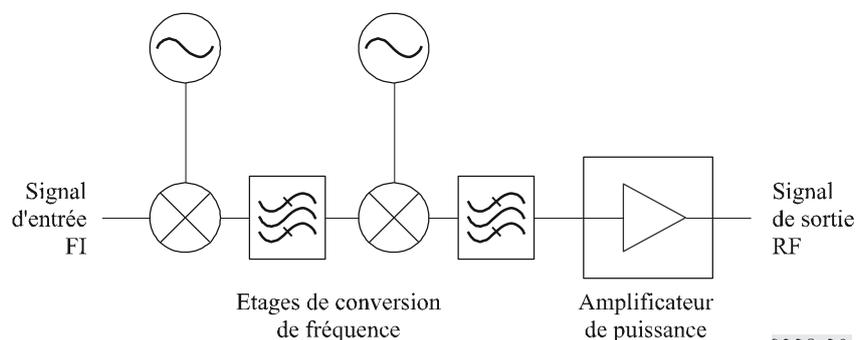
	<i>Page</i>
1 Architecture de l'émetteur.....	76
2 Filtrage.....	78
3 Techniques de modulation.....	81
4 Linéarisation .....	83
4.1 Prédistorsion .....	83
4.2 Anté réaction.....	84
4.3 Contre-réaction .....	85
4.4 Contre-réaction de modulation .....	86
4.5 Technique à boucle polaire .....	86
4.6 Technique à boucle cartésienne .....	87
4.7 Résumé .....	89

## 1 Architecture de l'émetteur

L'architecture des émetteurs RF prend souvent la forme qui est représentée dans le schéma simplifié de la Fig. 39. Le signal d'entrée modulé est généré à une FI, puis sa fréquence est déplacée par un ou plusieurs étages de mélange et de filtrage, jusqu'à la fréquence finale de sortie de l'émetteur.

FIGURE 39

Architecture type d'un émetteur à conversion-élévation de fréquence

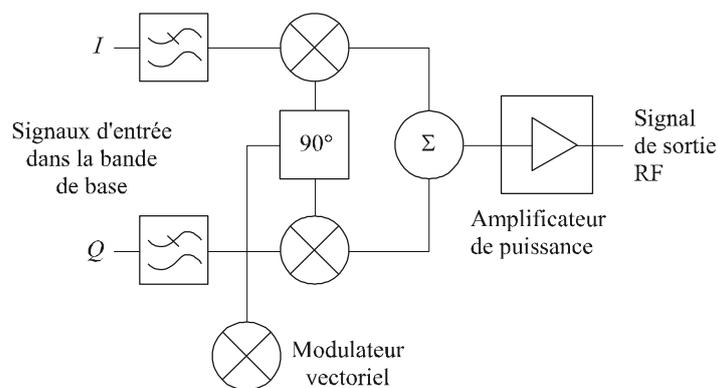


Un problème courant présenté par ce montage est que chaque processus de mélange donnera lieu à de nombreux produits non essentiels, ainsi qu'à la somme et à la différence principales des fréquences. Ceux-ci sont dus au mélange des harmoniques de l'oscillateur local avec ceux du signal d'entrée FI. Bien que les harmoniques de l'oscillateur local ne puissent être évités à cause de l'opération de commutation de l'accès à l'oscillateur local du mélangeur, les harmoniques du signal FI peuvent être réduits si l'on fait en sorte que le niveau du signal FI soit suffisamment bas dans la partie linéaire. Toutefois, en pratique, il faut arriver à un compromis entre la linéarité et les produits d'intermodulation qui sont considérés comme des rayonnements non essentiels, et on ne pourra donc pas complètement éliminer les produits non essentiels. Les produits non essentiels qui sont loin de la fréquence utile peuvent être supprimés au moyen d'un filtrage, mais ceux qui sont proches de la porteuse ne seront pas atténués.

Une manière d'atténuer le problème consiste à générer le signal utile directement à la fréquence finale de sortie de l'émetteur en utilisant un modulateur vectoriel, comme montré dans la Fig. 40. Dans ce cas, des signaux dans la bande de base en phase ( $I$ , *in-phase*) et en quadrature ( $Q$ ) sont utilisés pour moduler directement une porteuse à la fréquence de sortie. Bien que l'étalement spectral du signal dans les voies adjacentes puisse toujours se produire, l'effet du mélange des harmoniques est supprimé, puisqu'une composante sur une seule porteuse est appliquée au mélangeur.

FIGURE 40

## Architecture d'émetteur à modulateur vectoriel



0328-40

Un inconvénient de ce montage est qu'il y aura un résidu non négligeable de la porteuse à la sortie, atténuée en général d'environ 30 dB par rapport au signal utile. Habituellement, cela ne porte pas à conséquence, mais dans les cas où une meilleure suppression de la porteuse est exigée, il est nécessaire de régler la composante continue pour les signaux d'entrée  $I$  et  $Q$  afin de supprimer la porteuse.

Tandis que l'architecture illustrée dans la Fig. 40 a un caractère générique, sa réalisation pratique nécessite de l'attention pour éviter la contre-réaction RF. L'utilisation d'architectures à conversion-élévation de fréquence et de la modulation à une fréquence FI d'émetteur fixe peut réduire la distorsion due à la modulation et les émissions hors bande.

Tandis que le montage illustré dans la Fig. 40 utilise deux modulateurs d'amplitude biphase, il est également possible d'utiliser quatre modulateurs uniphases, et quatre voies d'entrée orthogonales.

Une démarche plus complexe mais plus souple consiste à utiliser une seule voie où sont incorporés un affaiblisseur à commande numérique et un déphaseur à commande numérique. Ces deux

composants sont commandés par les signaux d'entrée dans la bande de base par l'intermédiaire d'une table de consultation (matrice mémoire), permettant la génération directe de pratiquement tous les procédés de modulation (numérique).

## 2 Filtrage

Un filtrage (généralement un filtrage passe-bande) des signaux de sortie de l'émetteur peut être utilisé en même temps que les autres techniques faisant l'objet de la présente Annexe afin de réduire les niveaux des signaux de sortie non essentiels résiduels. Le choix du type de filtre à utiliser résulte, comme d'habitude, d'un compromis entre un certain nombre de prescriptions qui agissent l'une sur l'autre, généralement de manière conflictuelle, telles que le rejet des émissions hors bande, l'affaiblissement de la bande passante, la réponse temporelle, la taille, le poids, le coût, etc.

La conception des filtres est habituellement fondée sur les catégories classiques, déduites analytiquement, telles que celles de Butterworth, de Tchébychev, etc. Certaines de ces catégories ont été optimisées en ce qui concerne une des caractéristiques, aux dépens des autres, tandis que pour d'autres catégories, on a fait des compromis entre les caractéristiques, comme récapitulé dans le Tableau 13.

TABLEAU 13  
Comparaison des différentes catégories de filtres

Catégorie	Paramètre optimisé	Paramètre sacrifié
Butterworth	Uniformité de l'amplitude de la bande passante	Rejet des émissions hors bande
Tchébychev	Rejet des émissions hors bande	Uniformité et affaiblissement de l'amplitude de la bande passante
Bessel	Uniformité du retard de la bande passante	Rejet des émissions hors bande
Elliptique (Cauer-Tchébychev)	Rejet des émissions hors bande de fréquences voisines (théoriquement infini pour des fréquences ponctuelles)	Rejet des émissions hors bande loin des fréquences ponctuelles

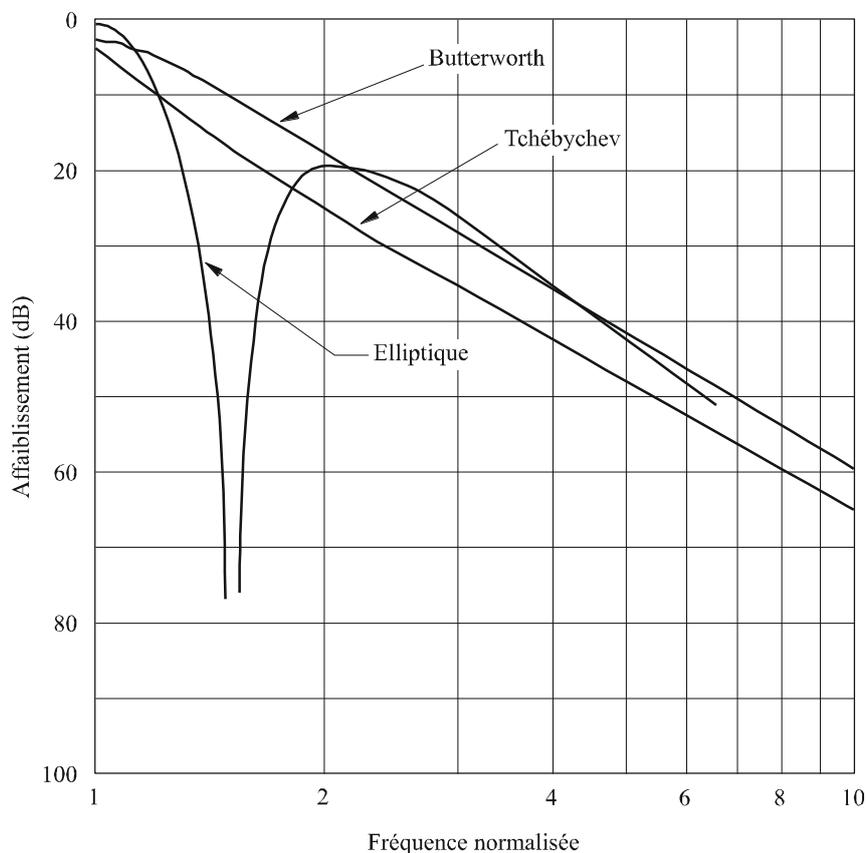
Pour certaines catégories, il existe des compromis entre les caractéristiques. Par exemple, le filtre dit filtre à phase linéaire, peut être conçu de manière à présenter une bande passante dont l'uniformité est voisine de celle du filtre de Bessel, mais avec un meilleur rejet des émissions hors bande. De même, les filtres de transition présentent un déphasage presque linéaire et une coupure continue de l'amplitude dans la bande passante, avec un rejet des émissions hors bande meilleur que celui du filtre de Bessel (mais encore nettement inférieur à celui du filtre de Tchébychev).

Outre les caractéristiques décrites ci-dessus, un autre facteur définit aussi la qualité de tout filtre: son degré de complexité, qui est lié au nombre de pôles et/ou de zéros de sa fonction de transfert. En général, en augmentant son degré de complexité, on améliore la qualité de la caractéristique optimisée au prix d'une dégradation de la qualité de la ou des caractéristiques sacrifiées.

La Fig. 41 donne des exemples du rejet des émissions hors bande (qui est le paramètre de qualité présentant le plus d'intérêt dans le cadre de la présente étude) pour les filtres de Butterworth, de Tchébychev et elliptiques de degré  $n = 3$ . On notera que la réponse passe-bas  $y$  est représentée; lors de la conception pratique, la réponse passe-bande pourrait en être déduite au moyen d'une

redéfinition appropriée de l'échelle sur l'axe des fréquences. La Fig. 41 illustre donc la qualité relative de ces types de filtres.

FIGURE 41  
Comparaison des filtres de Butterworth, de Tchébychev et elliptique pour  $n = 3$



0328-41

La Fig. 42 donne des exemples du rejet des émissions hors bande pour les mêmes filtres, mais de degré  $n = 7$ . L'amélioration de la qualité de ces filtres par rapport à ceux de la Fig. 41 ne peut être obtenue qu'au prix d'une réalisation plus complexe et, en pratique, d'un plus grand affaiblissement d'insertion dans la bande de fréquences utile.

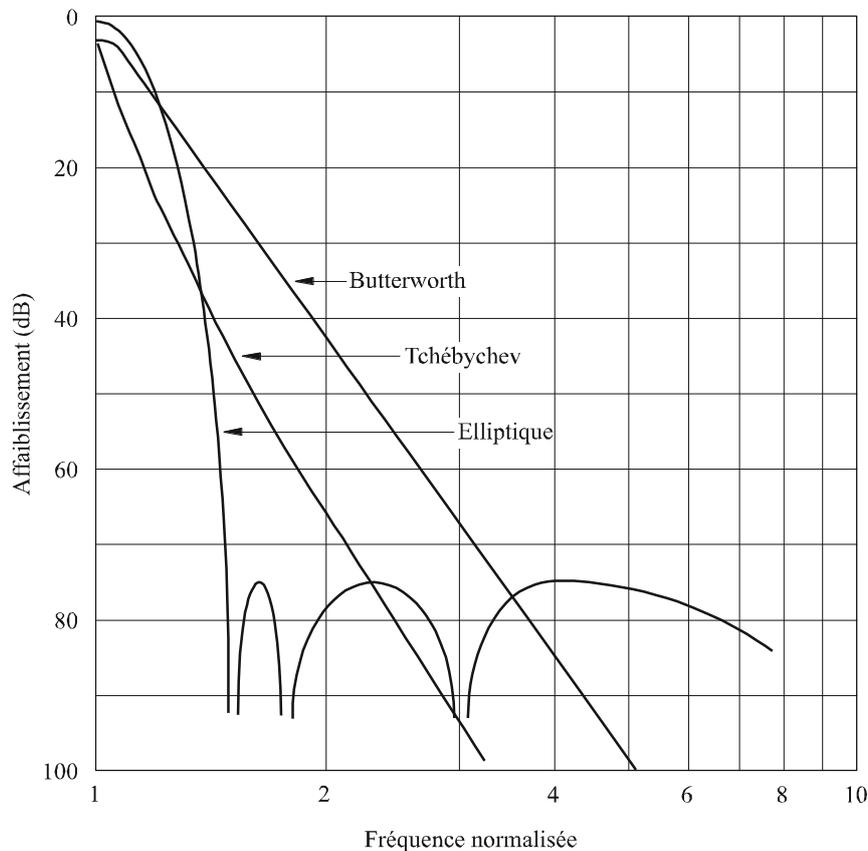
Le filtrage des signaux de sortie de l'émetteur nécessite presque toujours l'utilisation d'éléments résonnants tels que des circuits accordés ou des lignes de transmission pour constituer les filtres. Bien que les filtres d'ondes acoustiques de surface aient été fabriqués pour fonctionner jusqu'à 2 GHz, ils ne peuvent traiter que des puissances relativement faibles. L'affaiblissement d'insertion des filtres a aussi tendance à être élevé, jusqu'à 6 dB pour les filtres résonnants d'ondes acoustiques de surface, et jusqu'à 30 dB pour les filtres transversaux (à ligne de retard).

Pour des fréquences allant jusqu'à quelques centaines de MHz, on utilise habituellement des filtres de type inductance et condensateur pour obtenir des largeurs de bande de 10% ou plus. Des largeurs de bande plus étroites sont possibles, mais le facteur de qualité  $Q$  en l'absence de charge, les tolérances et la stabilité thermique des composants empêchent généralement une réduction sensiblement plus importante.

A des fréquences plus élevées, jusqu'à quelques GHz, les techniques les plus employées pour les filtres sont les microbandes imprimées et les céramiques revêtues d'une couche d'argent. Les filtres

à microbande sont généralement limités à des largeurs de bande d'au moins quelques pour cent, à cause des tolérances de la constante diélectrique, de l'épaisseur de la couche et de la variabilité de la gravure. Le facteur de qualité  $Q$  en l'absence de charge des résonateurs à microbande (le plus souvent  $< 200$ ) limite aussi en pratique la largeur de bande minimale à cause d'un affaiblissement d'insertion.

FIGURE 42  
Comparaison des filtres de Butterworth, de Tchébychev et elliptique pour  $n = 7$



0328-42

L'utilisation de la technique des céramiques recouvertes d'une couche d'argent permet d'obtenir une meilleure qualité grâce à un facteur de qualité  $Q$  en l'absence de charge plus élevée et à une excellente stabilité des matériaux utilisés. En particulier, l'industrie des téléphones numériques cellulaires et sans cordon a été à l'origine de l'élaboration d'une céramique à constante diélectrique très élevée et à faible affaiblissement en vue de son utilisation dans des filtres résonants couplés miniatures. Un filtre type à 2 pôles et fonctionnant à 1,9 GHz, par exemple, permet d'obtenir un affaiblissement d'insertion de 0,8 dB pour une largeur de bande de 1%.

A des fréquences de plusieurs GHz et au-dessus, les éléments résonants ont tendance à être des cavités ou des lignes de transmission, avec l'air comme diélectrique. Une configuration courante est celle du filtre interdigital, où plusieurs «doigts» résonants sont placés dans une même cavité pour donner le couplage désiré, et donc la réponse globale du filtre. Sa qualité est comparable à celle des filtres à céramique recouverte d'une couche d'argent, avec des largeurs de bande pouvant être aussi faibles que 0,2%.

On peut donner comme exemple de l'atténuation obtenue et du coût de sa réalisation, le filtrage utilisé au niveau de certains émetteurs de télévision à ondes décimétriques pour protéger le service de radioastronomie. Comme décrit ci-dessus, il peut y avoir un brouillage dans les récepteurs de radioastronomie fonctionnant à 610 MHz en provenance de la voie adjacente, récemment assignée aux émetteurs de télévision analogiques à grande puissance. Les opérateurs de ces émetteurs ont donc installé un filtrage à grande puissance au niveau de certains émetteurs pour réduire l'émission d'autres bandes latérales de modulation et de produits d'intermodulation. Dans le cas du site d'un émetteur particulier, il a fallu installer un filtre à 12 poles, permettant un rejet, à 2 MHz en dessous de la limite de la bande, de quelque 80 dB. Un tel degré de filtrage ne peut toutefois être réalisé qu'à un coût qui atteint environ 25% du coût de toute l'installation de l'émetteur.

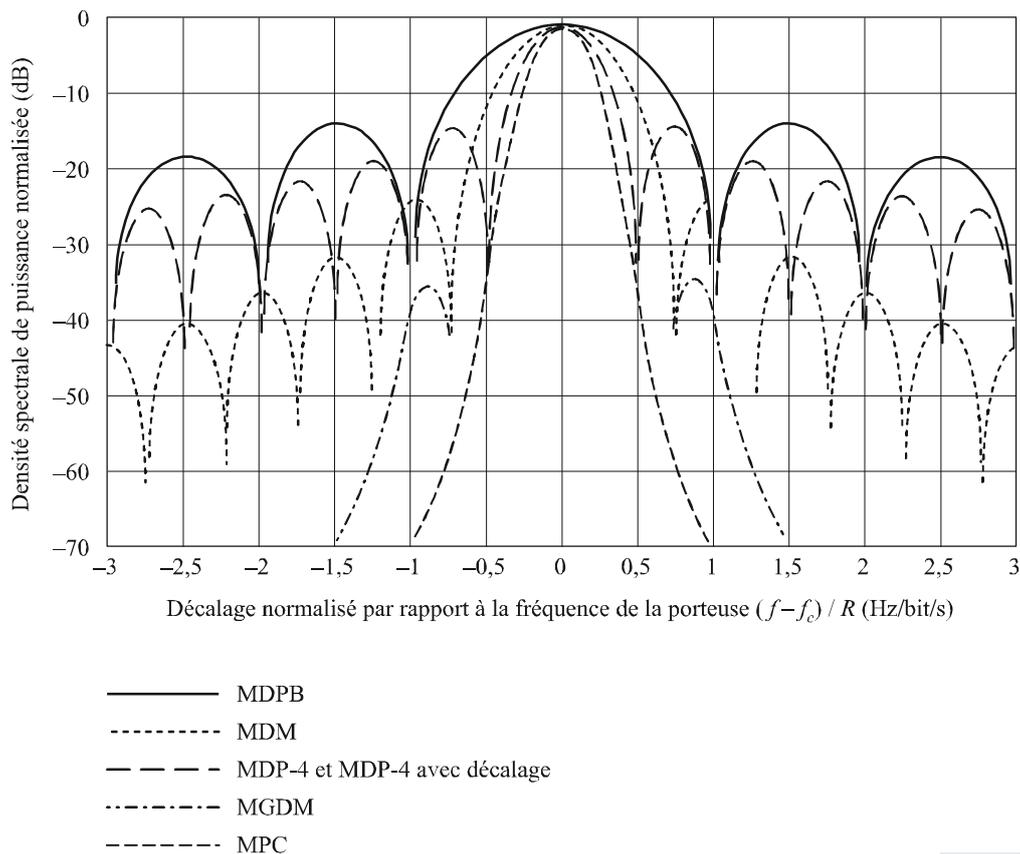
### 3 Techniques de modulation

Dans les émetteurs destinés aux applications à une seule porteuse, le choix du procédé de modulation peut sensiblement affecter le niveau de l'énergie dans la voie adjacente. Paradoxalement, les procédés qui pourraient donner le spectre le plus contraint, sont souvent ceux qui conduisent à la plus mauvaise qualité à cet égard.

La Fig. 43 montre les densités spectrales de puissance normalisées théoriques correspondant à divers procédés de modulation. On peut voir que dans le cas simple de la MDP-2, l'énergie dans la voie adjacente décroît très lentement en fonction du décalage par rapport à la fréquence de la porteuse.

FIGURE 43

Densité spectrale de puissance pour quelques exemples de procédés de modulation



Dans le cas de la modulation MDP-4 et de la modulation MDP-4 avec décalage sans filtrage, le «lobe» principal est plus étroit, mais la suppression de l'énergie dans la voie adjacente n'est que très légèrement meilleure. La modulation MDP-4 avec décalage peut conduire à une énergie hors bande beaucoup plus basse lorsque les signaux dans la bande de base sont filtrés avant modulation. Un filtre en racine carrée de cosinus biaisé, par exemple, peut donner théoriquement un rejet infini des voies adjacentes. Toutefois, dans la pratique, la bande affaiblie du filtrage est limitée, et ce qui est plus important, puisque la modulation MDP-4 avec décalage est un procédé à enveloppe non constante, la non-linéarité de l'amplificateur de puissance provoque un accroissement spectral réitéré dû aux conversions MA/MA et MA/MP.

En ce qui concerne la modulation MDM sans filtrage de la bande de base, le taux de réduction de l'énergie hors bande est meilleur. Celui-ci peut encore être amélioré en ajoutant un filtrage gaussien de la bande de base (MGDM). Cette amélioration dépend des paramètres du filtre utilisé. Dans l'exemple de la Fig. 43, le produit du temps par la largeur de bande vaut 0,3 (filtres utilisés dans les systèmes radiocellulaires). On peut voir que ce procédé ne donne qu'une qualité modérée en ce qui concerne les voies adjacentes (généralement  $-40$  dBc pour des décalages comparables à la rapidité de modulation), mais puisque c'est une technique à enveloppe constante, il présente l'avantage de permettre l'utilisation d'un amplificateur-limiteur de puissance.

La modulation MGDM peut être considérée comme un cas particulier des techniques de modulation à enveloppe constante connues sous le nom de modulations MPC. Comme dans le cas de la modulation MGDM, les détails de la densité spectrale de puissance du signal MPC dépendent de divers paramètres. Le cas montré comme exemple est celui d'un signal à 4 niveaux, avec indice de modulation égal à 0,33 et un filtrage de la bande de base en cosinus biaisé avec une durée de 3 symboles.

Dans la pratique, les limites de la précision avec laquelle on peut réaliser ces procédés de modulation perfectionnés restreignent le degré de suppression de l'énergie hors bande qui peut être atteint. L'enveloppe du signal est presque, mais pas tout à fait, constante, de façon que la non-linéarité de l'amplificateur de puissance peut encore provoquer un certain accroissement spectral, bien que cet effet ne soit pas aussi fort que dans le cas de la modulation MDP-4 avec décalage.

Une amélioration récente consiste à utiliser le MFO avec codage pour la diffusion (audio et vidéo) numérique, voir le § 5 de l'Annexe 6. Cette technique de modulation produit un peigne de porteuses, habituellement séparées de quelques kHz, où chaque porteuse est modulée à une faible rapidité de modulation par des trains de données orthogonaux. Le spectre global est donc presque rectangulaire. Toutefois, la distribution de l'amplitude d'un tel signal est sensiblement la même que celle d'un bruit, et il faut réduire la puissance dans l'amplificateur de puissance pour tenir compte du rapport de la valeur de crête à la valeur moyenne. La non-linéarité de l'amplificateur est sans conteste aussi un problème de cette technique.

Dans les systèmes à plusieurs porteuses, où un seul amplificateur de puissance est utilisé pour l'amplification de plusieurs porteuses, le problème est aggravé par les produits d'intermodulation entre les porteuses. Dans ce cas, des produits brouilleurs peuvent être générés à des multiples de l'espacement entre les porteuses. L'application de techniques de codage adaptées peut réduire le rapport de la valeur de crête à la valeur moyenne de la puissance du signal par des facteurs pouvant atteindre 15 dB: ces techniques assurent la suppression des codes de données orthogonaux particuliers qui pourraient accroître la phase pour donner de grandes puissances de crête.

## 4 Linéarisation

Les techniques de linéarisation d'un amplificateur RF peuvent en gros être divisées en deux grandes catégories:

- les techniques à boucle ouverte, qui présentent l'avantage d'être stables sans condition, mais possèdent l'inconvénient de ne pas pouvoir s'adapter aux modifications des caractéristiques de l'amplificateur;
- les techniques à boucle fermée, qui s'adaptent par définition d'elles-mêmes aux modifications de l'amplificateur, mais peuvent poser des problèmes de stabilité.

Les paragraphes ci-après donnent une vue d'ensemble des techniques de linéarisation.

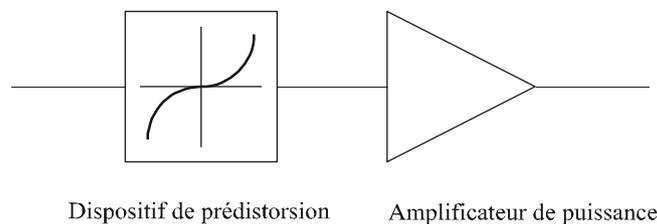
### 4.1 Prédistorion

Plutôt que d'utiliser une méthode qui réponde aux caractéristiques instantanées réelles de l'amplificateur à grande puissance, il est courant d'appliquer une prédistorion au signal d'entrée de l'amplificateur, sur la base de la connaissance *a priori* de la fonction de transfert. Une telle prédistorion peut être réalisée à une RF, à une FI ou dans la bande de base. Les dispositifs de linéarisation dans la bande de base, souvent fondés sur l'utilisation de tables de consultation conservées dans une mémoire micrologicielle, deviennent plus courants, grâce à la disponibilité de techniques d'intégration à très grande échelle, et peuvent offrir une solution compacte. Il y a encore peu de temps, il était toutefois plus facile de générer la fonction de prédistorion appropriée au moyen de circuits RF ou FI.

Cela consiste à introduire une non-linéarité de compensation sur le chemin du signal, avant l'amplificateur devant être linéarisé, comme illustré dans la Fig. 44. Le signal est donc «prédistoré» avant d'être appliqué à l'amplificateur. Si la non-linéarité du dispositif de prédistorion est exactement l'inverse de celle de l'amplificateur, la distorsion introduite par ce dernier compensera exactement la prédistorion, conduisant à un signal de sortie sans distorsion.

FIGURE 44

#### Concept de prédistorion

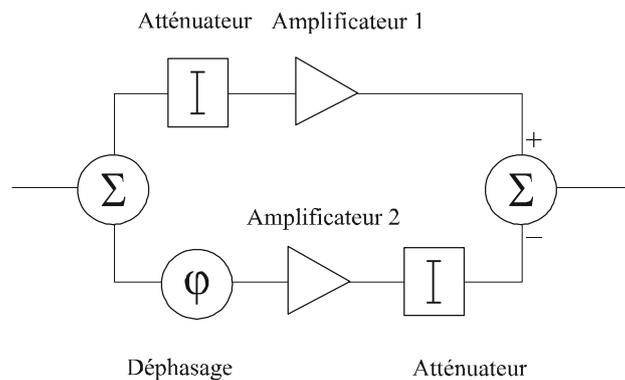


0328-44

Dans la réalisation analogique la plus simple, un dispositif pratique de prédistorion peut être un réseau de résistances et d'éléments non linéaires tels que des diodes ou des transistors. Plusieurs exemples de cette technique ont été publiés, signalant une réduction de la distorsion d'intermodulation du troisième ordre généralement comprise entre 7 et 15 dB. La mauvaise qualité est due au fait que les caractéristiques de l'amplificateur ne sont pas constantes, mais varient avec le temps, la fréquence, le niveau de puissance, la tension d'alimentation et les conditions environnantes.

On a constaté que les résultats étaient meilleurs lorsqu'un couple d'amplificateurs à transistor à effet de champ était utilisé comme dispositif de prédistorsion, comme montré dans la Fig. 45. Dans ce montage, le signal d'entrée est inégalement réparti entre les deux amplificateurs, de façon que l'un d'eux est amené à devoir effectuer une compression. Le signal de sortie comprimé est alors multiplié par un facteur d'échelle et soustrait du signal de sortie linéaire afin de produire l'inverse de la caractéristique de compression, comme désiré. On a mesuré une réduction de la distorsion d'intermodulation d'environ 20 dB avec cette technique, mais uniquement lorsque l'amplificateur principal fonctionnait avec une réduction de puissance d'au moins 1 dB.

FIGURE 45  
Prédistorsion à limiteur souple



0328-45

Bien qu'on ait signalé des procédés de prédistorsion adaptables, où la non-linéarité est réalisée par le traitement des signaux numériques, ces procédés semblent nécessiter de nombreux calculs et beaucoup de mémoire, et consomment beaucoup de puissance.

## 4.2 Antéréaction

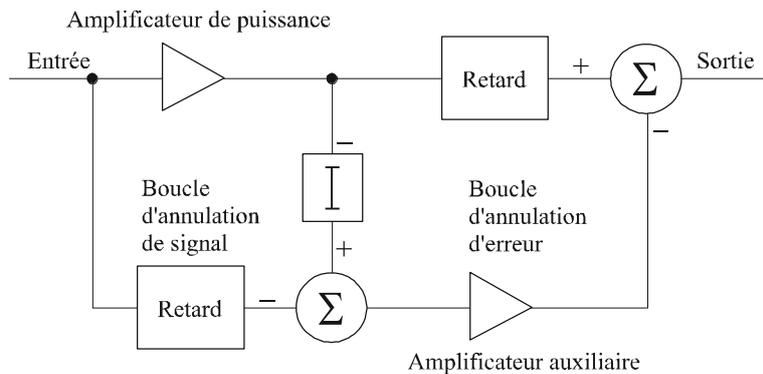
Dans la technique de linéarisation avec antéréaction, on compare le signal amplifié à une version retardée appropriée du signal d'entrée, et on en déduit un signal de différence représentant les distorsions de l'amplificateur. Ce signal de différence est à son tour amplifié, et soustrait du signal de sortie de l'amplificateur à grande puissance final. Le principal inconvénient de cette méthode est qu'elle nécessite un second amplificateur, qui peut avoir une puissance nominale plus faible. Cette technique permet toutefois d'accroître la puissance nominale de sortie d'environ 3 dB lorsqu'elle est employée avec un tube à ondes progressives.

Dans la technique de l'antéréaction, on compare les signaux d'entrée et de sortie de l'amplificateur de puissance afin d'obtenir un terme d'erreur ou de distorsion dans une boucle d'annulation de signal. L'erreur résiduelle est ensuite amplifiée dans un amplificateur distinct à faible puissance, avant d'être soustraite du signal de sortie de l'amplificateur principal dans une boucle d'annulation d'erreur. Cela est illustré dans la Fig. 46. Si l'amplificateur auxiliaire à faible puissance est parfaitement linéaire et que la boucle d'annulation d'erreur est parfaitement équilibrée, le résultat global sera une amplification sans distorsion. Toutefois, dans la pratique, les boucles d'annulation ne sont que partiellement efficaces, et la technique est compromise, bien que largement employée.

Lorsque l'antéréaction est utilisée dans la pratique, il se produira un déséquilibre dans le boucle d'annulation d'erreur, qui limitera la réduction de la distorsion. Par exemple, une erreur de gain de 1 dB et une erreur de phase de  $10^\circ$  limitent la suppression de la distorsion à 14 dB seulement. Afin d'améliorer cette valeur et d'obtenir par exemple 30 dB, les erreurs d'équilibrage devraient être

inférieures à 0,3 dB et 1°. Même lorsque des conditions aussi rigoureuses peuvent être satisfaites, la linéarité ne peut dans l'ensemble jamais être meilleure que celle de l'amplificateur auxiliaire, qui doit donc fonctionner dans la classe A et sera par conséquent inefficace. Ces problèmes sont en outre aggravés par des erreurs dans la boucle d'annulation de signal, qui accroîtront les caractéristiques de puissance auxquelles doit satisfaire l'amplificateur auxiliaire. Une erreur de gain de 2 dB et une erreur de phase de 10°, par exemple, nécessitent que la puissance de sortie du second amplificateur soit inférieure de seulement 12 dB à celle de l'amplificateur principal.

FIGURE 46  
Antéréaction



0328-46

Un exemple d'application pratique de l'antéréaction a concerné un amplificateur à ondes décimétriques de 30 W. Dans ce cas, l'amplificateur auxiliaire avait les mêmes valeurs nominales de puissance que l'amplificateur principal, pourtant la réduction de distorsion obtenue n'était toujours pas supérieure à 15 dB dans la bande. Il est intéressant de noter que lorsque les deux amplificateurs étaient reliés en parallèle et fonctionnaient chacun à mi-puissance, les résultats étaient à peine plus mauvais.

Cette technique est largement utilisée dans les stations de base cellulaires, et fournit en général des compensations de distorsion supérieures à 30 dB dans une largeur de bande de 20 MHz.

### 4.3 Contre-réaction

Dans le cas des amplificateurs à audiofréquence, la linéarisation peut facilement être réalisée au moyen de la contre-réaction, mais cela est moins évident aux fréquences radioélectriques élevées à cause des limitations du gain disponible de l'amplificateur à boucle ouverte. Il est toutefois possible de réinjecter une forme démodulée du signal de sortie pour générer une prédistorsion adaptative dans le modulateur. Il est toutefois évidemment impossible d'appliquer une telle approche à un répéteur à guide d'ondes coudé (transposition en fréquence seulement, sans démodulation interne), où le modulateur et l'amplificateur à grande puissance sont assez éloignés l'un de l'autre.

La contre-réaction négative est la technique de linéarisation la plus connue et est largement utilisée dans les amplificateurs à basse fréquence, où il est facile de préserver la stabilité de la boucle de contre-réaction. Toutefois, avec les amplificateurs RF à plusieurs étages, on ne peut habituellement appliquer que quelques dB de contre-réaction globale avant que les problèmes de stabilité ne deviennent difficiles. Cela est principalement dû au fait suivant: tandis qu'à basse fréquence, on peut faire en sorte que la réponse en fréquence de l'amplificateur à boucle ouverte ait un pôle dominant (garantissant la stabilité), cela n'est pas faisable avec les amplificateurs RF parce que leurs différents étages ont généralement des largeurs de bandes analogues.

Bien sûr, on utilise souvent une contre-réaction locale appliquée à un seul étage RF, mais puisque la réduction de la distorsion est égale à la réduction du gain, l'amélioration obtenue est nécessairement faible, car un grand excès de gain dans la boucle ouverte n'est que rarement obtenu.

#### 4.4 Contre-réaction de modulation

A une fréquence centrale donnée, on peut entièrement définir un signal par sa modulation d'amplitude et de phase. La contre-réaction de modulation exploite ce fait par l'application d'une contre-réaction négative à la modulation du signal plutôt qu'au signal lui-même. Puisqu'on peut représenter la modulation par des signaux dans la bande de base, on peut appliquer avec succès une contre-réaction de très grande ampleur à ces signaux, sans rencontrer les problèmes de stabilité qui affectent la contre-réaction RF directe.

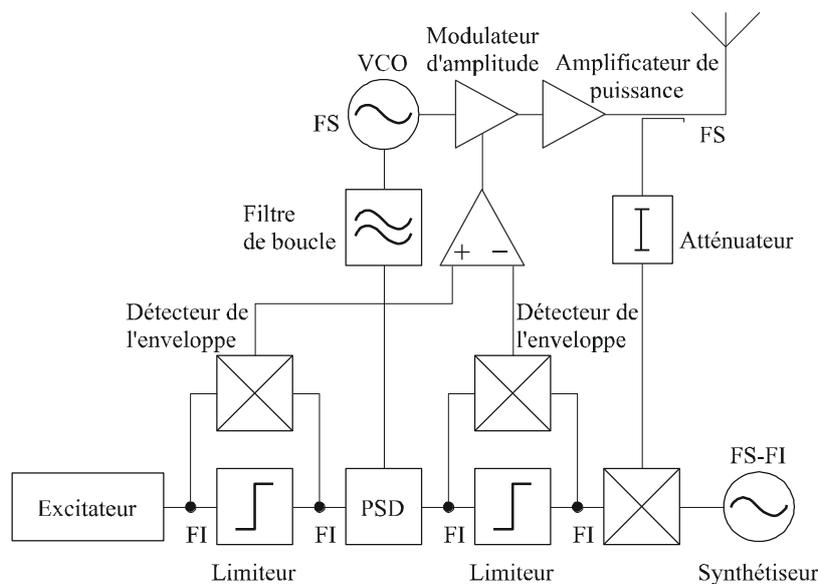
Les premières applications de la contre-réaction de modulation n'utilisaient que la contre-réaction sur l'amplitude (ou sur l'enveloppe), appliquée aux amplificateurs à tubes, où la distorsion d'amplitude était la forme principale de non-linéarité. Pour les amplificateurs à transistors, la distorsion de phase est toutefois très importante et sa correction doit s'ajouter à celle des erreurs d'amplitude. La première réalisation pratique réussie d'une contre-réaction simultanée sur l'amplitude et sur la phase est connue sous le nom de technique à boucle polaire.

#### 4.5 Technique à boucle polaire

La technique à boucle polaire est fondée sur le principe de suppression et de restitution de l'enveloppe, mais modifié de manière à permettre l'application d'une contre-réaction. Un schéma de la technique à boucle polaire est donné dans la Fig. 47.

FIGURE 47

Technique à boucle polaire



Les étages RF du système sont particulièrement simples. Ils consistent en un oscillateur à commande par tension (VCO, *voltage controlled oscillator*), fonctionnant à la fréquence de sortie (FS), qui génère la composante phase du signal de sortie, un étage de modulation d'amplitude qui génère la composante amplitude, et le principal amplificateur de puissance.

Le signal entrant dans la boucle polaire est d'abord généré à une FI et à un faible niveau de puissance (dans le bloc désigné comme excitateur dans le schéma). Il est ensuite résolu en coordonnées polaires, au moyen d'un détecteur de l'enveloppe qui fournit la composante amplitude et d'un limiteur strict de la phase qui fournit la composante phase. La détection de l'enveloppe peut être réalisée facilement en multipliant le signal d'entrée par celui de la sortie du limiteur dans un double mélangeur équilibré (un processus équivalent à un redressement de l'onde complète). Un échantillon du signal de sortie RF final subit une transposition (généralement vers le bas) de manière que sa fréquence soit égale à celle du signal d'entrée, et est de même résolu en coordonnées polaires. Les deux signaux de l'enveloppe sont ensuite comparés dans un amplificateur différentiel à gain élevé qui commande à son tour un modulateur d'amplitude, formant un système de contre-réaction sur l'enveloppe. Les deux signaux modulés en phase sont comparés dans un détecteur sensible à la phase (PSD, *phase sensitive detector*), et le signal d'erreur amplifié commande le VCO formant une boucle à verrouillage de phase. L'effet global est la formation de deux boucles de contre-réaction orthogonales qui, moyennant un choix approprié du gain et de la largeur de bande dans les boucles, s'efforcent de rendre l'amplitude et la phase du signal de sortie très voisines de celles du signal d'entrée FI.

Les deux facteurs principaux limitant la qualité du système à boucle polaire sont les suivants:

- l'équilibre entre les deux circuits de résolution polaire (limiteurs et mélangeurs);
- les largeurs de bande relatives dans les boucles de contre-réaction et les spectres en amplitude et en phase (qui déterminent l'ampleur de la contre-réaction négative disponible).

Dans les émetteurs à boucle polaire réels conçus pour des applications à bande étroite (5 kHz), on a observé que l'équilibre des circuits de résolution était le principal problème, conduisant à une valeur minimale d'environ  $-60$  dBc pour la distorsion résiduelle d'intermodulation du troisième ordre. Dans le cas de signaux dont la bande est plus large, la restriction principale est due à l'ampleur restreinte de la contre-réaction. Ceci est particulièrement vrai pour les signaux dont l'enveloppe peut passer par zéro, le passage par zéro entraînant souvent une nette discontinuité des formes d'onde de l'enveloppe et de la phase et produisant par conséquent des spectres d'enveloppe et de phase qui sont considérablement plus larges que la largeur de bande du signal composé.

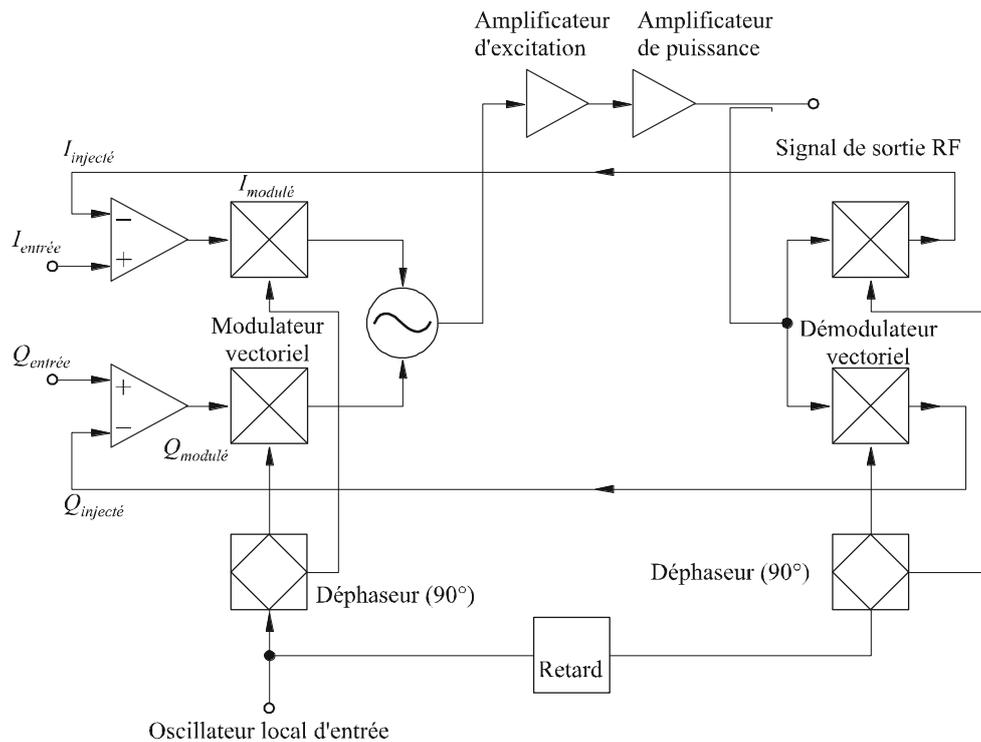
Une autre approche de la contre-réaction de modulation, qui permet de surmonter les deux problèmes susmentionnés est connue sous le nom de technique à boucle cartésienne. Elle fait l'objet de la section suivante.

#### 4.6 Technique à boucle cartésienne

La technique à boucle cartésienne utilise le fait qu'un signal RF modulé peut être représenté aussi bien sous la forme d'une bande de base complexe (en phase,  $I$  (*in-phase*) et en quadrature,  $Q$ ), qu'à l'aide de fonctions d'amplitudes et de phase.

Lorsqu'on applique une contre-réaction négative à  $I$  et  $Q$  plutôt qu'à  $A$  et  $\varphi$ , on obtient la configuration illustrée dans la Fig. 48. Le principe de fonctionnement est le suivant.

FIGURE 48  
Technique à boucle cartésienne



0328-48

Des signaux complexes dans la bande de base,  $I_{\text{modulé}}$  et  $Q_{\text{modulé}}$ , sont employés pour moduler des signaux d'oscillateur local en phase et en quadrature dans un double mélangeur équilibré, et le signal de sortie combiné forme le signal d'entrée de l'amplificateur d'excitation et de l'amplificateur de puissance. Un échantillon du signal de sortie de l'amplificateur de puissance est introduit dans une deuxième paire de mélangeurs configurés comme démodulateurs qui utilisent les mêmes oscillateurs locaux. Le signal de sortie RF est donc démodulé de manière cohérente vers la bande de base ( $I$  et  $Q$ ). Ces signaux,  $I_{\text{injecté}}$  et  $Q_{\text{injecté}}$ , sont ensuite réinjectés et comparés avec les signaux d'entrée,  $I_{\text{entrée}}$  et  $Q_{\text{entrée}}$ , dans des amplificateurs différentiels à gain élevé, dont les signaux de sortie forment les signaux d'entrée des modulateurs,  $I_{\text{modulé}}$  et  $Q_{\text{modulé}}$ . Comme dans le cas de la boucle polaire, les deux boucles de contre-réaction orthogonales ainsi formées s'efforcent de rendre les signaux de sortie démodulés  $I$  et  $Q$  très voisins des signaux d'entrée  $I$  et  $Q$ . Il convient de noter qu'à cause de la nature cohérente de la contre-réaction, la technique est tout à fait équivalente à celle de la contre-réaction RF, mais des poles de boucle dominants étant introduits par les amplificateurs différentiels, on peut facilement conserver une bonne marge de stabilité de la phase, même lors de l'application d'une contre-réaction de très grande ampleur.

L'élément de retard indiqué dans la Fig. 48 vise à assurer que le signal de sortie RF et les porteuses de démodulation ont une phase relative correcte. Un alignement parfait n'est pas nécessaire à cause de l'action de compensation des boucles.

L'efficacité de la boucle cartésienne dépend des deux facteurs suivants:

- le rapport des largeurs de bande des signaux de contre-réaction aux largeurs de bande des signaux d'entrée  $I$  et  $Q$  (déterminant l'ampleur de la contre-réaction);
- la linéarité des démodulateurs (puisque les signaux de sortie démodulés  $I$  et  $Q$  doivent être une représentation linéaire du signal de sortie RF).

Il convient de noter que, contrairement au cas de la boucle polaire, la largeur de bande du signal de sortie RF est simplement le double de la largeur de bande des signaux  $I$  et  $Q$ . Le problème de la génération de signaux  $A$  et  $\varphi$  à large bande ne se pose pas.

Dans la pratique, on a construit des émetteurs à boucle cartésienne fonctionnant avec des signaux à bande relativement étroite et on a obtenu d'excellents résultats. Pour un essai à deux tonalités, les produits d'intermodulation du troisième ordre sont généralement réduits de 40 dB par rapport aux produits obtenus avec le même émetteur, mais avec l'amplificateur de puissance à boucle ouverte.

#### 4.7 Résumé

Avec l'utilisation croissante du traitement dans la bande de base et de la remodulation dans les systèmes, l'utilisation de la contre-réaction de modulation pour améliorer la linéarisation des amplificateurs à grande puissance est devenue possible. Ces techniques présentent encore des limitations considérables en ce qui concerne la largeur de bande. Les techniques de prédistorsion RF sont utilisées en particulier lorsqu'on a besoin d'amplificateurs à grande largeur de bande.

---