

RAPPORT 739-1

**BROUILLAGE DÛ AUX PRODUITS D'INTERMODULATION DANS LE
SERVICE MOBILE TERRESTRE ENTRE 25 ET 1000 MHz**

(Programme d'études 7C/8)

(1978-1986)

1. Introduction

L'intermodulation provoque une dégradation des services radioélectriques lorsque:

- des rayonnements non essentiels se produisent dans les émetteurs;
- des rayonnements non essentiels se produisent dans des éléments non linéaires extérieurs, aux émetteurs; ou lorsque
- des produits d'intermodulation dans la bande apparaissent aux étages radioélectriques des récepteurs.

Ces dégradations se manifestent avec une probabilité variable et avec plus ou moins de gravité. La conception des appareils ou le choix des canaux peut contribuer à les atténuer, mais il arrive qu'en supprimant une cause d'intermodulation par le second de ces moyens on en aggrave une autre.

2. Emetteurs

Le dernier étage actif d'un émetteur est généralement un amplificateur. A cet étage, le courant peut subir de façon répétée des variations allant de l'amplitude 0 à l'amplitude maximale et l'impédance du dispositif actif de sortie peut présenter une faible non-linéarité.

Si un autre signal, provenant d'une autre émission, se trouve également présent à la sortie de cet étage, la non-linéarité donnera lieu à un certain nombre de produits dont les fréquences seront en relation spécifique avec celles des signaux utiles et brouilleurs. Ces produits sont appelés produits d'intermodulation et leurs fréquences peuvent être exprimées par les formules:

$$f_i = C_1 \cdot f_1 + C_2 \cdot f_2 + \dots + C_n \cdot f_n, \quad (1)$$

la somme $|C_1| + |C_2| + \dots + |C_n|$ étant égale à l'ordre du produit.

Du point de vue des fréquences, les produits d'intermodulation d'ordre impair peuvent être relativement proches du signal utile et se trouver ainsi couplés à l'antenne, avec un affaiblissement minimal, par l'intermédiaire du circuit de sortie.

Pour pouvoir calculer les effets de ces produits, il est nécessaire de préciser certains termes.

2.1 Affaiblissement de couplage, A_c

L'affaiblissement de couplage, A_c , en dB, est le rapport entre la puissance émise par un émetteur et le niveau de puissance de cette émission à la sortie d'un autre émetteur, dont peut résulter le produit d'intermodulation perturbateur.

Les valeurs considérées comme des valeurs types pour les affaiblissements de couplage en un emplacement commun sont de l'ordre de 30 dB.

2.2 Affaiblissement de conversion d'intermodulation, A_I

L'affaiblissement de conversion d'intermodulation, A_I , en dB, est le rapport des niveaux de puissance du signal brouilleur provenant d'une source extérieure et du produit d'intermodulation, tous deux étant mesurés à la sortie de l'émetteur.

En l'absence de précautions particulières, les valeurs types en ce qui concerne le produit du troisième ordre ($2f_1 - f_2$), sont comprises entre 5 et 20 dB pour des émetteurs à semi-conducteurs et entre 10 et 30 dB pour des émetteurs à tubes.

L'affaiblissement total entre un émetteur dont les rayonnements non essentiels donnent lieu au produit d'intermodulation et un récepteur fonctionnant à la fréquence de ce produit est donné par la formule ci-après:

$$A = A_c + A_I + A_p, \quad (2)$$

où A_p , en dB, est l'affaiblissement de propagation du produit d'intermodulation entre la sortie de l'émetteur et l'entrée du récepteur considérés.

* Ce Rapport doit être porté à l'attention de la Commission d'études 1.

Il convient de relever que le niveau de puissance de l'émetteur dans lequel se produit l'intermodulation n'est pas compris dans la formule ci-dessus, mais que ce niveau peut affecter la valeur de l'affaiblissement de conversion d'intermodulation A_I .

Exemple

Fréquence du signal de l'émetteur à l'origine du produit d'intermodulation:	f_1
Fréquence du signal de l'émetteur dont l'émission est couplée dans l'émetteur (f_2):	f_2
Niveau de puissance de l'émetteur (f_2):	+ 10 dBW
Niveau supposé de l'affaiblissement de couplage A_c :	30 dB
Niveau supposé de l'affaiblissement de conversion A_I :	15 dB
Niveau supposé du signal au seuil dans le récepteur:	- 150 dBW

L'affaiblissement total sur le trajet est égal à 10 dBW - (-150 dBW) = 160 dB.

Si $A_c + A_I = 45$ dB, la valeur requise pour A_p est de 115 dB.

On trouvera à la Fig. 1 un exemple d'affaiblissement sur le trajet de propagation à 100 MHz; en espace libre, il faut une très grande distance entre l'émetteur qui est à l'origine des produits d'intermodulation et le récepteur. Si le récepteur est une station mobile, cette distance est bien moindre. On peut en conclure que l'exploitation à deux fréquences est d'autant plus favorable à une réduction des effets d'intermodulation entre émetteurs que la bande des fréquences de réception de la station de base est plus éloignée de la bande des fréquences d'émission.

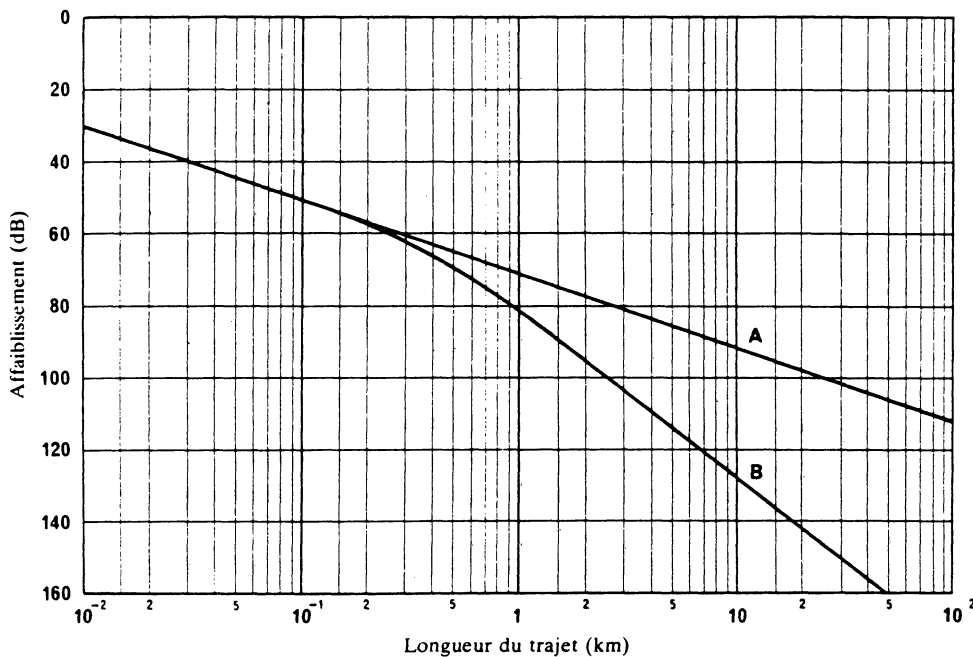


FIGURE 1 - Affaiblissement de propagation sur de courtes distances à 100 MHz (doublets $\frac{\lambda}{2}$)

Courbes A: espace libre

B: Recommandation 370-3; $h_1 = 37,5$ m, $h_2 = 2$ m

L'intermodulation causée par plusieurs émetteurs mobiles est très prononcée si les stations mobiles sont très proches les unes des autres et si le signal utile a pour origine une station mobile située à la limite de la cellule; c'est là une probabilité (qui peut d'ailleurs être faible). Les signaux provenant de l'émetteur mobile brouillé seront reçus par la station de base appropriée sous forme de signaux de niveau très variable (en raison des évanouissements et des occultations), mais indépendants de l'intermodulation. Les variations, très marquées et indépendantes, de l'intermodulation peuvent avoir pour conséquence que les produits de celle-ci atteignent pendant certaines périodes des niveaux dangereux, même si en moyenne ces niveaux sont bien inférieurs à celui du signal.

3. Éléments non linéaires extérieurs

Sur la plupart des emplacements, des éléments extérieurs de non-linéarité se rencontrent aux jonctions dans les mâts, les feeders et les autres parties d'antenne qui sont étroitement couplés avec les éléments rayonnants des émetteurs voisins.

Il serait utile de déterminer les affaiblissements de conversion pour des mâts de différente qualité, par exemple, en se fondant sur l'affaiblissement isotrope entre les émetteurs et ces mâts. On pourrait alors déterminer des valeurs précises utilisables pour des applications techniques.

4. Récepteurs

Une réponse d'intermodulation est la réponse qu'on obtient à la sortie d'un récepteur, pour un signal «dans la bande» engendré dans les étages haute fréquence du récepteur. Ce signal dans la bande résulte de la présence d'au moins deux signaux de niveau élevé dans une section non linéaire des étages RF. Comme pour les émetteurs, les deux signaux brouilleurs (au moins) doivent avoir des fréquences spécifiques telles que le produit d'intermodulation se trouve dans la bande de fréquences captée par le récepteur.

Normalement, cette caractéristique du récepteur est enregistrée en une seule mesure, les niveaux des signaux brouilleurs étant égaux; elle est donnée par le rapport ci-après:

rapport du niveau des deux signaux égaux

au

niveau apparent du produit d'intermodulation à l'entrée du récepteur.

Il est possible, cependant, d'obtenir un produit de même niveau avec des signaux brouilleurs inégaux.

La Fig. 2 contient des exemples (dont 3 théoriques et 1 mesuré) de la caractéristique globale d'intermodulation du troisième ordre dans les récepteurs. Il en ressort que l'intermodulation peut très bien causer des difficultés lorsque l'un des signaux brouilleurs n'atteint pas un niveau très élevé. Ces courbes peuvent être utilisées pour le calcul du niveau d'autres produits d'intermodulation, lorsque les signaux brouilleurs ont des valeurs différentes de celles qui sont indiquées sur les courbes.

Pour un produit de la forme $(2f_1 - f_2)$, le niveau sera proportionnel au niveau du signal f_2 , mais variera comme le carré du niveau du signal f_1 , c'est-à-dire que ce produit aura une amplitude de la forme $k \cdot V_1^2 \cdot V_2$, où V_1 et V_2 sont les amplitudes respectives des signaux f_1 et f_2 .

Lorsqu'on utilise un récepteur mobile dans un système multicanal, il sera sujet à des produits d'intermodulation dus à de nombreux signaux de niveau élevé régulièrement espacés. La République populaire de Chine a proposé la relation suivante pour établir un rapport entre le niveau maximal acceptable du signal et le rapport de réjection d'intermodulation du récepteur [CCIR, 1982-86a]:

$$E_s + 3 E_M \geq 3 E_{I \max} + B + k(n,p)$$

où:

E_s : niveau du signal utile (dB) au-dessus de la sensibilité

$E_{I \max}$: niveau maximal du signal brouilleur (dB) au-dessus de la sensibilité

E_M : rapport de réjection (dB) d'intermodulation du troisième ordre du récepteur (pour deux signaux)

B : rapport de protection RF (dB)

$k(n,p)$: constante qui dépend du nombre de canaux n et de la séquence des canaux p .

L'établissement de cette formule et le calcul de $k(n,p)$ sont donnés à l'Annexe I.

5. Réduction du niveau des produits d'intermodulation dans les émetteurs

5.1 Affaiblissement de conversion d'intermodulation

Il est évident qu'une réduction de la non-linéarité, en particulier pour les ordres impairs, améliorera la qualité globale de fonctionnement et augmentera la valeur de l'affaiblissement de conversion d'intermodulation A_I .

L'exemple donné au § 2 montre qu'il faut apporter une amélioration considérable pour ramener à des valeurs acceptables l'affaiblissement de trajet correspondant.

5.2 Affaiblissement de couplage

Il est évident que l'on peut augmenter l'affaiblissement de couplage en accroissant la distance entre les émetteurs, mais cela n'est pas toujours possible en un emplacement donné.

On pourrait utiliser des isolateurs à ferrite dans les circuits de sortie de l'émetteur où apparaît le produit d'intermodulation, mais l'affaiblissement supplémentaire assuré par les composants actuels n'excède guère 25 dB; en outre, la non-linéarité des isolateurs empêche l'utilisation d'éléments multiples. Pour supprimer les produits indésirables, il est parfois nécessaire d'utiliser des filtres après ces isolateurs. L'efficacité de ces isolateurs ne dépend pas de l'espacement de fréquence entre f_1 et f_2 .

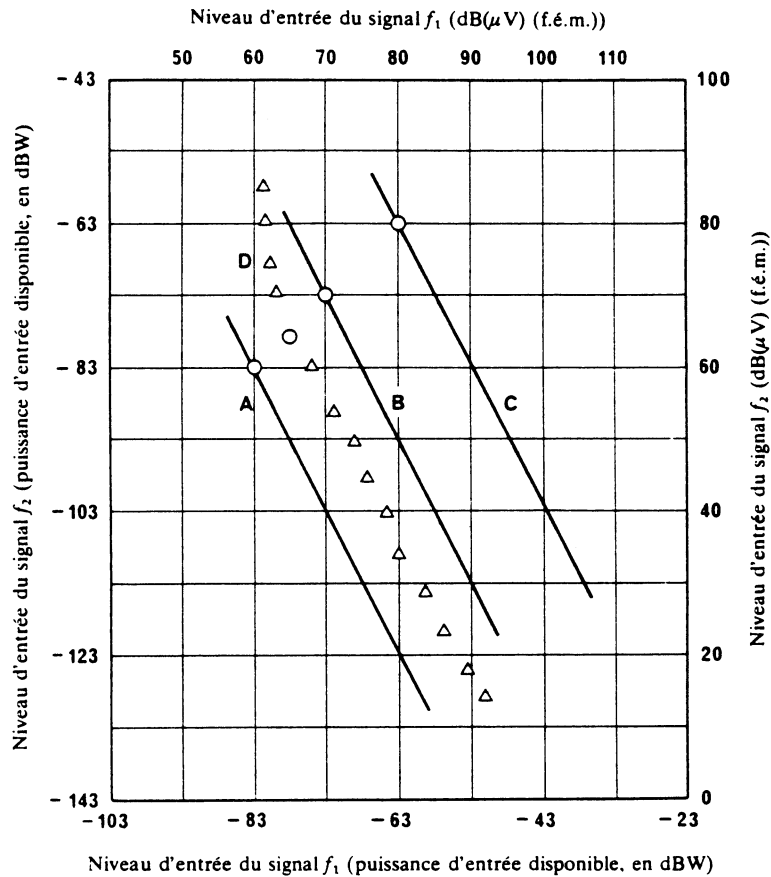


FIGURE 2 - Caractéristiques d'intermodulation du récepteur

Niveaux d'entrée de signaux brouilleurs qui produisent globalement un produit de niveau constant.

Courbes A, B et C: caractéristiques déduites d'une seule valeur enregistrée de la caractéristique d'intermodulation du troisième ordre du récepteur, c'est-à-dire pour $(2f_1 - f_2)$.

Courbes A: basée sur une valeur unique, les deux niveaux d'entrée étant de 60 dB(μ V) (f.e.m. dans 50 ohms).

B: basée sur une valeur unique, les deux niveaux d'entrée étant de 70 dB(μ V) (f.e.m. dans 50 ohms).

C: basée sur une valeur unique, les deux niveaux d'entrée étant de 80 dB(μ V) (f.e.m. dans 50 ohms).

D: valeurs mesurées pour un récepteur dont les spécifications sont satisfaites avec des signaux d'entrée de même niveau, 65,5 dB(μ V) (f.e.m. dans 50 ohms).

On peut également employer des filtres à cavités; la Fig. 3 donne des exemples de leur réponse théorique. Ils peuvent être utilisés en cascade ou dans des combinaisons plus complexes série-parallèle; dans tous les cas, leur fonctionnement dépend de l'espacement entre f_1 et f_2 . Ils présentent l'avantage d'affaiblir également le niveau du produit à l'entrée de l'antenne ou de la ligne de transmission et d'augmenter ainsi A_f .

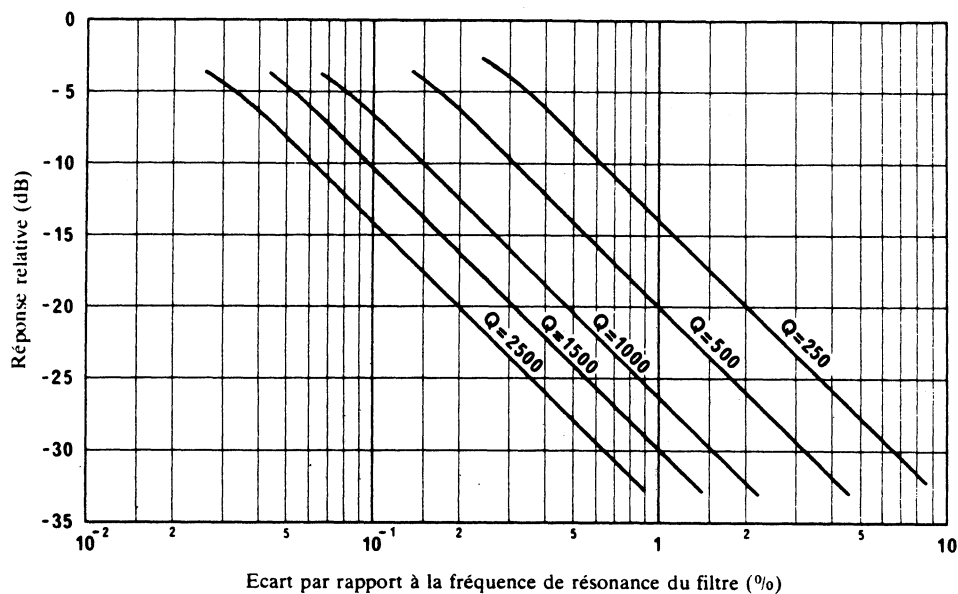


FIGURE 3 - Réponse théorique de filtres de bande passante à cavités

Pour des valeurs de Q avec charge comprises entre 250 et 2500.

Note. — Le facteur Q sans charge devrait être au moins 5 fois plus grand que le facteur Q avec charge, et de préférence 10 fois plus grand.

Le résonateur coaxial, à cavité, qu'il soit dans sa forme quart d'onde la plus simple ou que l'on puisse le modifier par degrés pour réduire sa longueur totale et améliorer la valeur de son coefficient Q en charge, constitue un filtre économique et efficace. Le résonateur doit être robuste et facile à accorder; son rendement doit être élevé en fonction des pertes et il doit procurer une isolation élevée aux fréquences voulues. Les résonateurs destinés à être utilisés avec les émetteurs doivent avoir un faible coefficient de température et une bonne conductivité thermique pour que leur performance ne soit pas défavorablement influencée par des variations de la température ambiante ou par des échauffements dus aux pertes. On peut recourir à la compensation thermique pour maintenir les conducteurs centraux à la longueur voulue. Il est nécessaire que ces résonateurs soient robustes afin qu'ils ne soient exposés à des modifications de leurs caractéristiques techniques qui pourraient être causées par des chocs mécaniques ou des déformations. De plus, ils doivent être prévus, tant du point de vue physique que du point de vue mécanique, pour prévenir la formation de décharges électriques ou d'effets corona. Grâce à un dispositif télescopique réglable pour le conducteur central, on peut normalement faire varier la fréquence de résonance de $\pm 15\%$ autour de la fréquence centrale.

On peut fabriquer des résonateurs fiables et économiques avec de l'aluminium à haute conductivité, s'ils ont de grandes dimensions et avec du cuivre argenté ou du laiton, si leurs dimensions sont plus petites. Les limites supérieures du coefficient Q que l'on peut atteindre avec un résonateur à cavité sont imposées par les contraintes pratiques de la mécanique. A une augmentation du diamètre correspond une augmentation du coefficient Q sans charge, mais la sensibilité de l'accord et le coefficient thermique deviennent plus critiques. Des résonateurs pratiques et satisfaisants, pouvant accepter une puissance d'au plus 250 W, peuvent cependant être construits, pour les fréquences de la bande 150-170 MHz par exemple; leur coefficient Q sans charge est aussi élevé que 18 000, avec un diamètre de 0,58 m et une longueur de 0,63 m; ils donnent une discrimination de 35 dB, pour une fréquence dont la valeur est approchée de 1% de la fréquence de résonance.

Il n'est pas d'usage d'employer des résonateurs à cavité pour des valeurs de Q_0 inférieures à 1000 environ, car il existe des moyens techniques plus satisfaisants, les résonateurs hélicoïdaux par exemple, qui peuvent être accouplés pour former des filtres plus petits mais relativement efficaces. Un choix de filtres est présenté dans les Tableaux I et II avec leur prix relatif.

TABLEAU I – Dimensions et coûts relatifs de résonateurs (150 à 174 MHz)

1	2	3	4	5	6
Référence	Q_0	Q_L	Affaiblissement à 1% F_0 (dB)	Diamètre (m)	Coûts relatifs de résonateurs pratiques
A	920	100	7	0,03	1,0
B	2 300	250	14	0,07	1,7
C	4 600	500	20	0,14	2,8
D	6 900	750	24	0,21	3,3
E	9 200	1000	26	0,29	3,9
F	11 700	1250	28	0,37	4,6
G	13 800	1500	30	0,46	5,3
H	16 100	1750	32	0,53	6,8
I	18 400	2000	35	0,58	7,1

TABLEAU II – Coûts relatifs de résonateurs pratiques (autres fréquences)

Fréquence de résonance (MHz)	Hauteur de la cavité (m)	Q sans charge					
		920	2300	4600	6900	9200	13 800
50- 60	1,55	*	*	8,7	12,0	14,7	+
60- 80	1,15	*	*	5,5	7,3	10,6	14,9
95-110	0,85	*	3,3	4,1	5,2	6,4	10,7
120-150	0,68	*	2,6	3,3	4,2	5,0	8,9
150-174	0,63	1,0	1,7	2,8	3,3	3,9	5,3
160-180	0,52	0,9	1,5	2,4	2,9	3,4	4,6
400-500	0,24	0,8	1,0	1,5	2,0	2,2	3,0

Note. – Les types qui ne figurent pas dans le Tableau II sont les suivants :

- * Résonateur hélicoïdal supérieur
- + Résonateur à une seule cavité, de grandes dimensions et assez peu économique.

Par rapport au coût total du matériel radioélectrique d'une station de base, les filtres à cavité résonante constituent un moyen efficace et économique pour réduire les rayonnements non essentiels et prévenir ou minimiser les brouillages.

5.3 Identification de la source d'un produit d'intermodulation

La fréquence du produit d'intermodulation du troisième ordre qui résulte de l'interaction de deux émetteurs peut exprimer par $2f_1 - f_2$ ou par $2f_2 - f_1$.

Si le produit correspond à $2f_1 - f_2$, c'est que l'intermodulation apparaît à l'intérieur ou au voisinage de l'émetteur qui travaille sur f_1 .

Inversement, si le produit correspond à $2f_2 - f_1$, c'est que l'intermodulation apparaît à l'intérieur ou au voisinage de l'émetteur qui travaille sur f_2 .

Dans le cas d'émissions MF ou MP, l'excursion causée par la modulation passe du simple au double lorsqu'apparaît un second harmonique. Dans ces conditions, si la modulation semble excessive sur l'un des produits d'intermodulation, il est probable que cette modulation est transférée du signal à f_1 d'un produit $2f_1 - f_2$.

6. Réduction des produits d'intermodulation dans les récepteurs

De même que pour les émetteurs, une réduction de la non-linéarité d'un récepteur améliore la qualité de fonctionnement.

On peut aussi faire appel à un affaiblisseur à l'entrée du récepteur pour réduire le niveau d'un produit d'intermodulation. Les niveaux de ces produits sont liés aux niveaux des signaux qui les causent, de telle sorte que l'affaiblissement (en dB) de chaque produit du «*n*^{ième}» ordre sera dans la plupart des cas égal à *n* fois l'affaiblissement (en dB) du signal utile.

Par exemple, un affaiblisseur à 3 dB réduira de 9 dB le niveau d'un produit d'intermodulation du troisième ordre et de 3 dB le niveau du signal utile. Cet affaiblisseur peut aussi servir de dispositif d'essai pour vérifier que le produit d'intermodulation est engendré dans le récepteur.

On peut également utiliser des filtres à cavités, soit comme filtres d'affaiblissement pour f_1 et/ou f_2 , soit comme filtres passe-bande pour le signal utile. Là aussi, l'efficacité de ces filtres dépend de l'espacement des fréquences considérées.

7. Réduction du brouillage dû à l'intermodulation par une disposition des fréquences

Une autre solution consiste à s'arranger pour qu'aucun récepteur réglé sur la fréquence du produit ne fonctionne dans une zone où des signaux brouilleurs peuvent donner naissance à un produit d'intermodulation d'un niveau suffisant pour perturber le service. Si ce niveau correspond à la sensibilité maximale du récepteur, cela signifie que les récepteurs ne peuvent être utilisés en deça de 2 km à partir des emplacements des stations de base fonctionnant sur f_1 et f_2 . Cela reste valable même lorsque les stations f_1 et f_2 sont distantes de plusieurs kilomètres; on peut en déduire que la station de base fonctionnant sur la voie où apparaît le produit d'intermodulation doit être située en dehors de la zone de service des stations fonctionnant sur f_1 et f_2 . Il en résulte une utilisation très médiocre du spectre radioélectrique.

Dans un système multicanaux on peut, en adoptant des dispositions de canaux régulières aux stations de base, atténuer la plupart des produits d'intermodulation se manifestant dans le système entre les signaux émis par les stations de base et les récepteurs des stations mobiles. Dans une telle disposition, les canaux de chaque station de base sont répartis régulièrement (fréquences espacées également). Dans une zone de service, les produits d'intermodulation contenus dans la bande utilisée coïncident alors avec les fréquences des canaux ainsi disposés, et le rapport entre le signal utile et le produit d'intermodulation, dans le récepteur d'une station mobile, est indépendant de la distance et des caractéristiques de propagation.

8. Autres dispositions visant à réduire le brouillage dû à l'intermodulation

Si l'on utilise la signalisation à tonalité continue, le récepteur ne fonctionne qu'en la présence de cette tonalité de signalisation; il suffit alors de faire en sorte que le signal utile transmis dans la voie où apparaît le produit d'intermodulation dépasse le niveau du produit brouilleur de f_1 et de f_2 d'une quantité supérieure au rapport de protection requis. Dans ce cas, la meilleure solution consiste à implanter l'émetteur de base fonctionnant dans les canaux où apparaît le produit d'intermodulation au même emplacement que les stations fonctionnant sur f_1 et f_2 , ou à proximité. Dans ces conditions, il n'est plus tellement nécessaire de prévoir des filtres ou d'autres dispositifs dans l'émetteur ou dans le récepteur.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Documents du CCIR

[1982-86]: a. 8/3 (Chine (République populaire de)).

ANNEXE I

CARACTÉRISTIQUES D'INTERMODULATION DU RÉCEPTEUR DANS UN SYSTÈME MULTICANAUX

1. Nombre de produits d'intermodulation du troisième ordre dans un système multicanaux

Lorsqu'un système comprend *n* canaux disposés à intervalles égaux et que *n* est un nombre pair ($n \geq 4$), le nombre des produits d'intermodulation du troisième ordre S_p dans chaque canal est indiqué à la Fig. 4 [Morinaga, 1972] qui inclut les produits d'intermodulation du type $2A - B$ et $A + B - C$ désignés comme du type III-1 et du type III-2, respectivement. Entre le canal 1 et le canal *n*, chaque canal a un nombre de produits du type III-1 égal à $\left(\frac{n}{2} - 1\right)$, les autres produits étant du type III-2. Les produits du type III-2 sont supérieurs à ceux du type III-1 de 6 dB. Etant donné que, dans le cas présent, il existe trois signaux brouilleurs, la formule est valable uniquement quand $n \geq 4$.

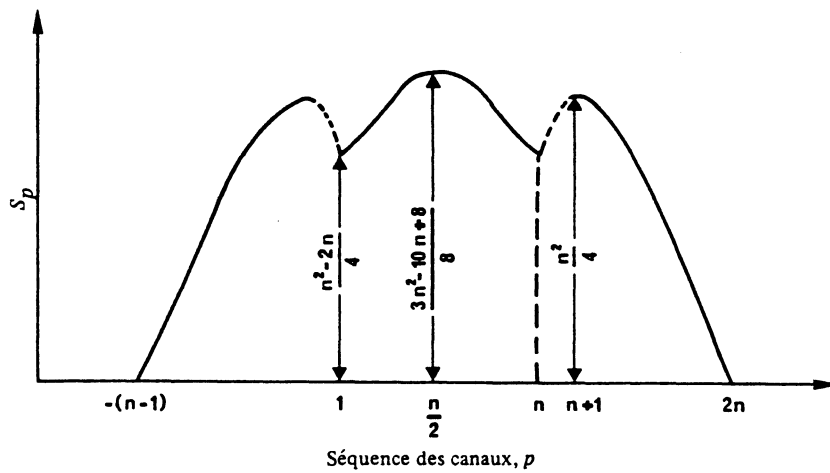


FIGURE 4

Etant donné que, avec un nombre impair de canaux n , la valeur de $S_{p_{max}}$ reste inférieure ou égale à celle qui correspond à un nombre pair de canaux n , on peut choisir n parmi les nombres pairs pour faire l'analyse exposée ci-après.

2. Produits d'intermodulation dans un système multicanaux

Considérant que les produits d'intermodulation du troisième ordre sont aléatoires en phase, le niveau des produits d'intermodulation dans chaque canal doit excéder de $k(n,p)$ dB la valeur de sensibilité.

Pour les canaux centraux:

$$\begin{aligned} k(n,p)_{max} &= 20 \log \sqrt{\left[\frac{3n^2 - 10n + 8}{8} - \left(\frac{n}{2} - 1 \right) \right] \times 2^2 + \left(\frac{n}{2} - 1 \right) \times 1^2} \\ &= 10 \log \frac{1}{2} (3n - 7) (n - 2) \end{aligned}$$

Pour les canaux extrêmes:

$$\begin{aligned} k(n,p)_{min} &= 20 \log \sqrt{\left[\frac{n^2 - 2n}{4} - \left(\frac{n}{2} - 1 \right) \right] \times 2^2 + \left(\frac{n}{2} - 1 \right) \times 1^2} \\ &= 10 \log \frac{1}{2} (2n - 3) (n - 2) \end{aligned}$$

3. Incidence sur les systèmes à canaux adjacents

En raison de l'intermodulation du troisième ordre, le spectre de fréquences est étendu trois fois, de sorte qu'un système à n canaux influe sur une largeur de bande correspondant à $3n$ canaux.

De même:

$$\begin{aligned} k'(n,p)_{max} &= 20 \log \sqrt{\left(\frac{n^2}{4} - \frac{n}{2} \right) \times 2^2 + \frac{n}{2} \times 1^2} \\ &= 10 \log \frac{1}{2} n (2n - 3) \end{aligned}$$

$$k'(n,p)_{min} = 0$$

4. Si $E_{I \max} > E_M$ (c'est-à-dire si le niveau maximal du signal brouilleur dépasse le rapport de réjection d'intermodulation), les produits d'intermodulation du troisième ordre (en dB) augmenteront de $3(E_{I \max} - E_M)$. Dès lors, le niveau du produit d'intermodulation (E_I) sera:

$$E_I = k(n,p) + 3(E_{I \max} - E_M)$$

Pour que le système fonctionne de manière satisfaisante, il faut que:

$$E_s - E_I \geq B$$

Dès lors

$$E_s + 3 E_M \geq 3 E_{I \max} + B + k(n,p)$$

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

MORINAGA, T. [mars 1972] Mobile Communication – Theory and Design. Electronic Communication Academy of Japan, 85-91.
