

**PRODUITS D'INTERMODULATION DANS L'ÉMETTEUR:
CAUSES DU PHÉNOMÈNE ET TECHNIQUES
DE RÉDUCTION**

(Question UIT-R 211/1)

(2000)

TABLE DES MATIÈRES

Page

1	Introduction	2
2	Apparition du phénomène d'intermodulation.....	2
2.1	Produits d'intermodulation associés à des fréquences discrètes	2
2.2	Bruit d'intermodulation résultant de la continuité du domaine fréquentiel	5
3	Techniques de réduction	7
3.1	Suppression au niveau de l'émetteur	8
3.1.1	Configuration de l'émetteur	8
3.1.2	Filtrage	9
3.1.3	Linéarisation.....	12
3.2	Contre les produits d'intermodulation: le blindage individuel des émetteurs.....	17
3.2.1	Espacement des antennes	18
3.2.2	Diagramme d'antenne	19
3.3	Autres mesures de réduction	19
3.3.1	Réduction des produits d'intermodulation dans le récepteur	19
3.3.2	Dispositions de fréquences	19
3.4	Exemples de produits intermodulation générés sur un site où coexistent des installations MF et des systèmes radiomobiles publics.....	20
3.4.1	Intermodulation entre émetteurs MF	21
3.4.2	Intermodulation entre émetteurs de station de base de système PMR.....	23
3.4.3	Intermodulation à l'entrée d'une station de base de système PMR	23
3.4.4	Intermodulation entre émetteur MF et émetteur de système PMR	24
	Références bibliographiques et Bibliographie	25
	Annexe 1 – Description mathématique du phénomène d'intermodulation dans un émetteur.....	26

1 Introduction

Il existe divers types de produits d'intermodulation. Dans les systèmes de radiocommunication, le phénomène se manifeste de diverses manières et la Recommandation UIT-R SM.1446 distingue les cinq catégories suivantes:

Type 1: Intermodulation par un seul canal: distorsion du signal utile dû à la non-linéarité des circuits de l'émetteur.

Type 2: Intermodulation par plusieurs canaux: distorsion des signaux utiles de plusieurs canaux causée par la non-linéarité des circuits d'émetteurs identiques.

Type 3: Intermodulation entre émetteurs: situés sur un même site, soit dans les émetteurs eux-mêmes soit dans une composante non linéaire sur le site.

Type 4: Intermodulation due à des antennes actives: lorsque le mode de fonctionnement multiporteuses d'une antenne active et la non-linéarité des amplificateurs induisent des rayonnements non essentiels sous forme de signaux d'intermodulation.

Type 5: Intermodulation due à des circuits passifs: lorsque plusieurs émetteurs partagent une même antenne. Le phénomène est dû dans ce cas à la non-linéarité des circuits passifs.

Les causes du phénomène et les moyens qui permettent d'en réduire les effets sont décrits de façon plus détaillée dans les sections qui suivent, où l'on trouvera quelques exemples de produits d'intermodulation apparaissant dans des équipements de radiocommunication. Pour les techniques de mesure, se reporter à la Recommandation UIT-R SM.1446. On trouvera enfin à la fin du présent rapport une bibliographie complète comportant notamment des références concernant la mesure des types d'intermodulation 1 à 3 [ETSI, 1997; Shahid et autres, 1996; Bhargava et autres, 1981; Manuel de l'UIT-R sur les rôles des communications par satellite dans le service fixe (Appendice 2-1, § 5); Heathman, 1989; Bond et Meyer, 1970; Shimbo, 1971; Saleh, 1982; Wassermann et autres, 1983; Tondryk, 1991; Kaeadar, 1986; IESS, 1996; ETSI, 1995].

Dans le cas de systèmes de modulation numérique, on utilise souvent l'expression bruit d'intermodulation en remplacement de produit d'intermodulation.

2 Apparition du phénomène d'intermodulation

Le phénomène d'intermodulation est depuis toujours l'un des principaux éléments déterminants de la qualité de fonctionnement d'un émetteur fonctionnant en modulation d'amplitude (bande latérale unique ou bandes latérales indépendantes). Théoriquement, il ne concerne pas les systèmes de transmission à enveloppe constante, mais, dans la pratique, certaines de ces techniques de modulation ne donnent pas une enveloppe parfaitement constante de sorte que, si l'on veut éviter tout débordement spectral, il faut absolument une amplification linéaire.

2.1 Produits d'intermodulation associés à des fréquences discrètes

L'approche qui suit [Chadwick, 1986] est classique et donne une analyse complète d'un signal d'entrée qui peut être représenté par des fréquences discrètes, comme tout signal analogique dans le domaine temporel. Elle peut également s'avérer utile lorsque l'on cherche à comprendre les principes de base du phénomène d'intermodulation.

Un amplificateur peut être caractérisé par une série de Taylor de la fonction de transfert généralisée [Chadwick, 1986] suivante:

$$i_0 + k_1 e_{IN} + k_2 e_{IN}^2 + k_3 e_{IN}^3 + k_4 e_{IN}^4 + k_5 e_{IN}^5 + \dots$$

dans laquelle i_0 représente le courant de repos en sortie, k_1, k_2 , etc. sont des coefficients et e_{IN} correspond au signal d'entrée. Soit deux fréquences sinusoïdales $\omega_1 = 2\pi f_1$ et $\omega_2 = 2\pi f_2$ d'amplitudes respectives a_1 et a_2 appliquées à l'entrée d'un amplificateur. Le signal d'entrée est de forme:

$$e_{IN} = a_1 \cos \omega_1 t + a_2 \cos \omega_2 t$$

et l'on démontre que la sortie i_{OUT} est la somme des composantes continues:

$$i_{OUT} = i_0 + \frac{k_2}{2} (a_1^2 + a_2^2) + \frac{k_4}{8} (3a_1^4 + 12a_1^2 a_2^2 + 3a_2^4)$$

des composantes fondamentales:

$$+ \left(k_1 a_1 + \frac{3}{4} k_3 a_1^3 + \frac{3}{2} k_3 a_1 a_2^2 + \frac{5}{8} k_5 a_1^5 + \frac{15}{4} k_5 a_1^3 a_2^2 + \frac{15}{8} k_5 a_1 a_2^4 \right) \cos \omega_1 t$$

$$+ \left(k_1 a_2 + \frac{3}{4} k_3 a_2^3 + \frac{3}{2} k_3 a_1^2 a_2 + \frac{5}{8} k_5 a_2^5 + \frac{15}{4} k_5 a_1^2 a_2^3 + \frac{15}{8} k_5 a_1^4 a_2 \right) \cos \omega_2 t$$

des composantes de deuxième ordre:

$$+ \left(\frac{1}{2} k_2 a_1^2 + \frac{1}{2} k_3 a_1^4 + \frac{3}{2} k_4 a_1^2 a_2^2 \right) \cos 2\omega_1 t$$

$$+ \left(\frac{1}{2} k_2 a_2^2 + \frac{1}{2} k_3 a_2^4 + \frac{3}{2} k_4 a_1^2 a_2^2 \right) \cos 2\omega_2 t$$

$$+ \left(k_2 a_1 a_2 + \frac{3}{2} k_4 a_1^3 a_2 + \frac{3}{2} k_4 a_1 a_2^3 \right) \cos (\omega_1 \pm \omega_2) t$$

des composantes de troisième ordre:

$$+ \left(\frac{1}{4} k_3 a_1^3 + \frac{5}{16} k_5 a_1^5 + \frac{5}{4} k_5 a_1^3 a_2^2 \right) \cos 3\omega_1 t$$

$$+ \left(\frac{1}{4} k_3 a_2^3 + \frac{5}{16} k_5 a_2^5 + \frac{5}{4} k_5 a_1^2 a_2^3 \right) \cos 3\omega_2 t$$

$$+ \left(\frac{3}{4} k_3 a_1^2 a_2 + \frac{5}{4} k_5 a_1^4 a_2 + \frac{15}{8} k_5 a_1^2 a_2^3 \right) \cos (\omega_1 \pm 2\omega_2) t$$

$$+ \left(\frac{3}{4} k_3 a_1 a_2^2 + \frac{5}{4} k_5 a_1 a_2^4 + \frac{15}{8} k_5 a_1^3 a_2^2 \right) \cos (\omega_2 \pm 2\omega_1) t$$

des composantes de 4ème ordre:

$$+ \frac{1}{8} k_4 a_1^4 \cos 4\omega_1 t + \frac{1}{8} k_4 a_2^4 \cos 4\omega_2 t$$

$$+ \frac{1}{2} k_4 a_1^3 a_2 \cos (3\omega_1 \pm \omega_2) t + \frac{3}{4} k_4 a_1^2 a_2^2 \cos (2\omega_1 \pm 2\omega_2) t + \frac{1}{2} k_4 a_1 a_2^3 \cos (\omega_1 \pm 3\omega_2) t$$

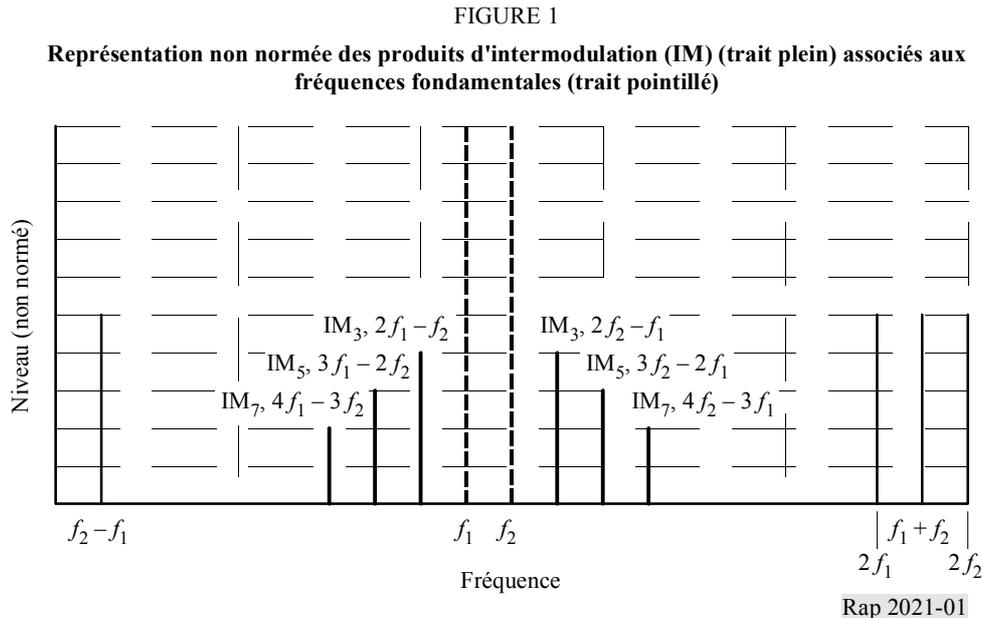
et des composantes de 5ème ordre:

$$+ \frac{1}{16} k_5 a_1^5 \cos 5\omega_1 t + \frac{1}{16} k_5 a_2^5 \cos 5\omega_2 t$$

$$+ \frac{5}{16} k_5 a_1^4 a_2 \cos (4\omega_1 \pm \omega_2) t + \frac{5}{8} k_5 a_1^3 a_2^2 \cos (3\omega_1 \pm 2\omega_2) t$$

$$+ \frac{5}{8} k_5 a_1^2 a_2^3 \cos (2\omega_1 \pm 3\omega_2) t + \frac{5}{16} k_5 a_1 a_2^4 \cos (\omega_1 \pm 4\omega_2) t$$

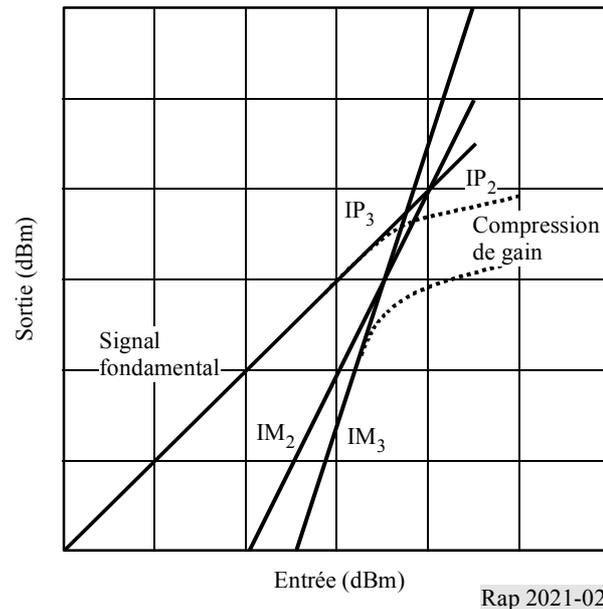
Si on le souhaite, cette série peut être encore étendue aux termes de forme $k_6 e_{IN}^6$ etc. La Fig. 1 illustre les relations entre les différents produits: à partir de cette figure, et des équations, on constate que tous les termes d'ordre impair donnent des sorties qui sont des harmoniques du signal appliqué à l'entrée alors que les produits somme et différence sont très éloignés en fréquence du signal d'entrée. Toutefois, les produits d'ordre impair donnent des signaux proches des fréquences d'entrée $f_1 \pm 2f_2$ et $f_2 \pm 2f_1$: c'est dire que les produits d'intermodulation d'ordre impair ne peuvent pas être supprimés par filtrage et que la seule solution réside dans une amélioration de la linéarité.



En classe A, $a_1 = a_2$ et k_4 et k_5 sont très petits. Le produit d'intermodulation de 3ème ordre IM_3 devient proportionnel à a^3 : la fonction représentant le cube de l'amplitude du signal d'entrée et la représentation graphique des produits d'intermodulation auront une pente de 3 en échelle logarithmique, tandis que le signal utile aura une pente de 1 (Fig. 2). Le calcul des produits d'intermodulation de 2ème ordre est analogue, et dans ce cas la pente est de 2. Les points d'intersection de ces droites sont dénommés respectivement point d'intersection de 3ème ordre (IP_3) et point d'intersection de 2ème ordre (IP_2). Au point IP_3 , le produit d'intermodulation est égal au signal fondamental. Ce point d'intersection ne présente qu'un intérêt purement théorique, mais il est très utile pour comparer des équipements. Si l'on veut par exemple comparer un équipement générant des produits d'intermodulation de -40 dBm pour une puissance d'entrée de 0 dBm à un équipement générant des taux d'intermodulation de -70 dBm lorsque le niveau du signal appliqué à l'entrée est de -10 dBm, le point d'intersection permet de dire que ces deux équipements sont équivalents.

Lorsque le niveau du signal d'entrée augmente, on parvient à un point à partir duquel l'augmentation du signal de sortie n'est plus proportionnelle à celle du signal appliqué à l'entrée: c'est le phénomène de compression du gain, très important lorsque l'on définit la dynamique de l'équipement. Considérons par exemple un amplificateur caractérisé par un point d'intersection à 20 dBm et un ratio d'intermodulation de 40 dB pour un niveau d'entrée de 0 dBm mais qui ne donne pas le ratio d'intermodulation attendu du fait que ses caractéristiques d'entrée/sortie ne sont pas linéaires à ce niveau de signal d'entrée. Si le point de compression était quelques dB plus haut, le ratio d'intermodulation de 40 dB pourrait être obtenu. Dans le cas d'un émetteur fonctionnant en classe AB, les caractéristiques peuvent être différentes, tout particulièrement aux faibles niveaux d'entrée (Fig. 2).

FIGURE 2
Exemples de produits d'intermodulation (IM) de 2ème et de 3ème ordre, compression de gain en classe A



Rap 2021-02

2.2 Bruit d'intermodulation résultant de la continuité du domaine fréquentiel

Le modèle classique de description du phénomène d'intermodulation dans un système de radiocommunication analogique fait intervenir deux fréquences d'entrée et un équipement non linéaire sans mémoire. Cette caractéristique de non-linéarité peut être décrite par une fonction $f(x)$ de la relation entre l'entrée et la sortie. On développe généralement cette fonction f en une série de Taylor qui donne les harmoniques et les combinaisons linéaires des fréquences d'entrée. Ce modèle classique est bien adapté aux systèmes de modulation analogiques présentant des lignes de fréquences spécialisées aux fréquences porteuses. La qualité de fonctionnement d'un système analogique est en général évaluée par référence au rapport S/N , et l'on peut parfaitement évaluer la distorsion due à un signal d'intermodulation par référence à la réduction du rapport S/N .

Avec les méthodes de modulation numériques, la situation est radicalement différente. Dans la plupart des systèmes de modulation numérique, le spectre du signal est continu et il n'y a pas de ligne préférée au niveau des fréquences porteuses. La dégradation de la qualité de fonctionnement du système due à l'intermodulation se mesure par référence au taux d'erreur sur les bits (TEB) et dépend des divers paramètres spécifiques du système, par exemple de la méthode de modulation utilisée.

Pour estimer la qualité de fonctionnement d'un système par référence au TEB, il faut procéder à une analyse rigoureuse des systèmes non linéaires. Il existe deux méthodes classiques d'analyse et de synthèse des systèmes non linéaires. La première repose sur le développement du signal en série de Volterra [Schetzen, 1980]. La seconde, que l'on doit à Wiener, est articulée sur des fonctionnelles de développement spécifiques.

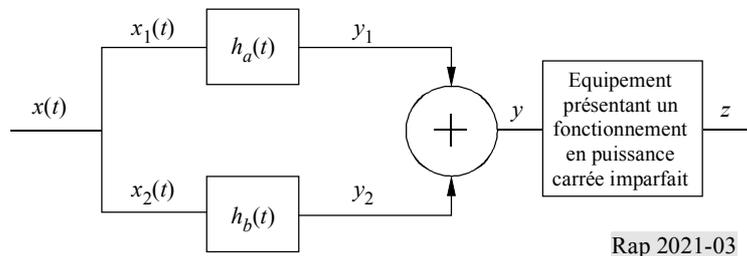
Dans les deux méthodes, le système non linéaire est décrit par des fonctions de transfert d'ordre élevé à n variables d'entrée, selon l'ordre de la non-linéarité. On trouvera à l'Annexe 1 une description plus détaillée de la méthodologie, ainsi que deux exemples.

Le schéma de l'exemple 1 est reproduit à la Fig. 3. Les deux signaux de données $x_1(t)$ et $x_2(t)$ présentés sont filtrés par des filtres linéaires de réponse impulsionnelle $h_a(t)$ et $h_b(t)$ dans des bandes de fréquences adjacentes. Après sommation, le signal composite y subit une distorsion induite par un composant présentant un fonctionnement en puissance carrée imparfait, pouvant représenter un amplificateur d'émission. La fonction d'entrée-sortie de cet équipement non linéaire s'écrit:

$$z(t) = y(t) + ay^2(t)$$

Les signaux appliqués à l'entrée, $x_1(t)$ et $x_2(t)$ émanent d'un signal unique $x(t)$, suite à la séparation spectrale obtenue dans les filtres $h_a(t)$ et $h_b(t)$.

FIGURE 3
Signaux $y_1(t)$ et $y_2(t)$ de canaux adjacents passant par un équipement présentant un fonctionnement en puissance carrée imparfait

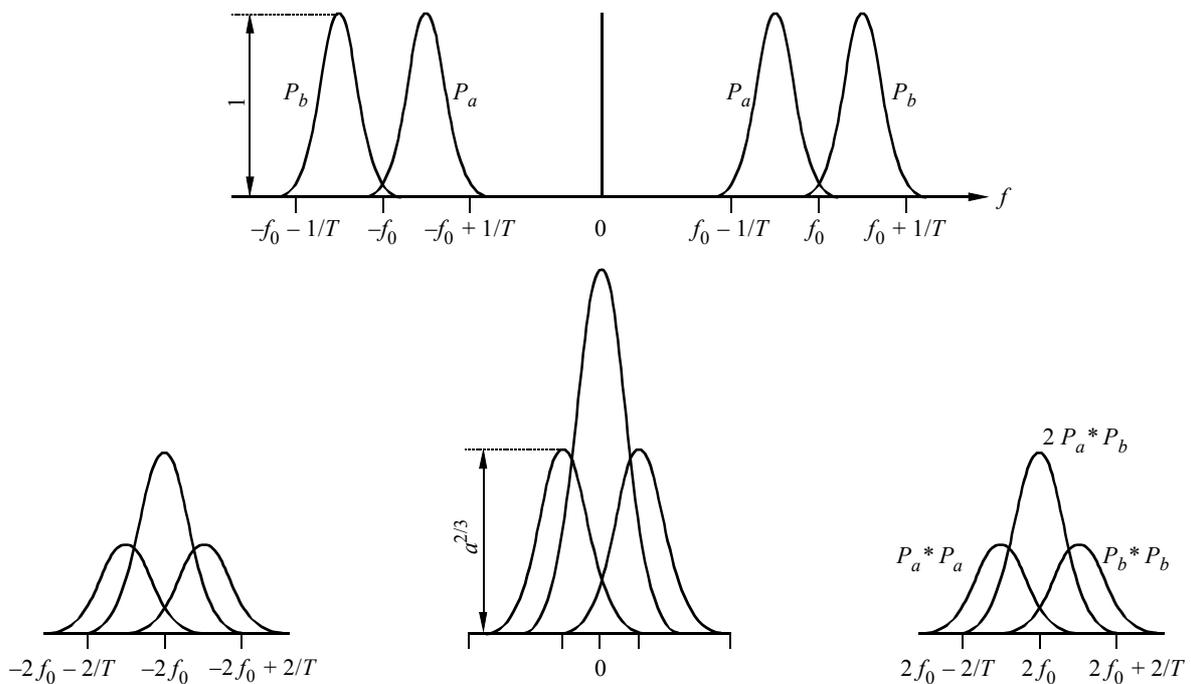


Rap 2021-03

Le signal présent en sortie, $z(t)$, qui comprend le bruit d'intermodulation, est représenté à la Fig. 4. Dans le cas de signaux modulés en radiofréquences, la distorsion d'intermodulation dans la bande de fréquences intéressante est due à des non-linéarités de troisième ordre. Pour cette raison, on remplace maintenant l'équipement présentant un fonctionnement en puissance carrée imparfait de la Fig. 3 par un équipement présentant un fonctionnement en puissance cubique imparfait, dont la fonction d'entrée-sortie s'écrit:

$$z(t) = y(t) + ay^3(t)$$

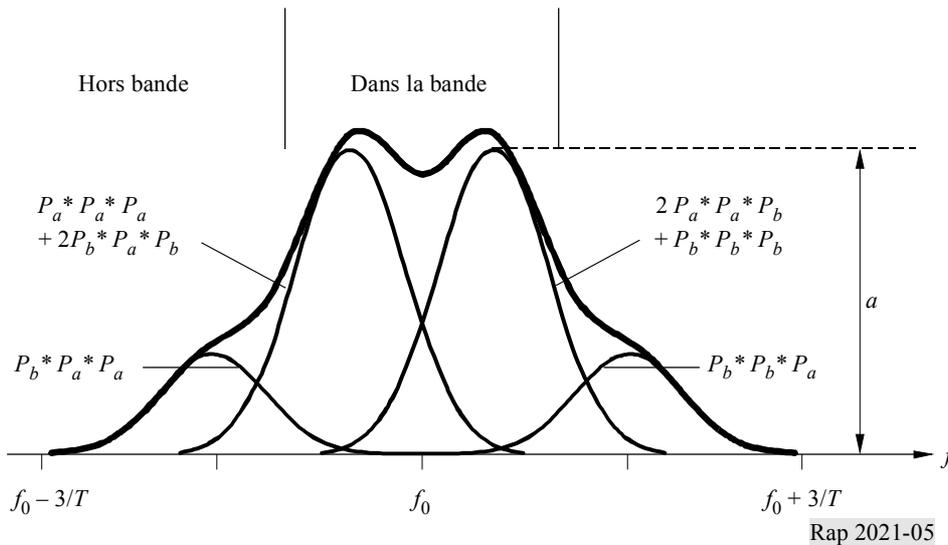
FIGURE 4
Partie supérieure: spectres en puissance des signaux $y_1(P_a)$ et $y_2(P_b)$ de la Fig. 3, partie inférieure: contribution spectrale des produits d'intermodulation de deuxième ordre



Rap 2021-04

Plusieurs contributions de bruit d'intermodulation sont présentes dans les canaux utilisés à proximité de la fréquence f_0 . Les différents éléments $P_a * P_a * P_a \dots P_b * P_b * P_b$ sont représentés à la Fig. 5. Le trait épais représente la somme des distorsions.

FIGURE 5
Bruit d'intermodulation dans les bandes de fréquences utilisées
 $f_0 - 1/T < f < f_0$ et $f_0 < f < f_0 + 1/T$ dû au phénomène de distorsion
 dans un équipement à loi de fonctionnement cubique
 (T : durée de symbole)



3 Techniques de réduction

Il existe un certain nombre de techniques permettant de réduire l'intermodulation dans les amplificateurs de puissance des émetteurs, et certaines de ces techniques sont brièvement décrites ci-après. Toutefois, la liste n'en est pas exhaustive.

Dans certains systèmes normalisés [ETSI, 1994 et 1998], on établit souvent une distinction entre l'intermodulation active due à des éléments non linéaires dans l'émetteur lui-même et l'intermodulation passive, laquelle résulte par exemple de contacts métalliques dans les mâts d'antenne. Les dispositifs de fixation des antennes peuvent être à l'origine d'un certain nombre de problèmes, lorsque des valeurs de champ élevées sont à l'origine de rayonnements de produits d'intermodulation qui perturbent les équipements du site considéré ou d'un site proche. Il n'existe aucune norme spécifiant des limites raisonnables pour de tels effets. Les facteurs d'intermodulation utilisés pour de tels calculs dépendent d'un grand nombre de paramètres ainsi que des phénomènes de résonance électrique dans les composants des pylônes et des antennes elles-mêmes. Ces produits d'intermodulation peuvent être rayonnés par le site.

L'affaiblissement global A_{CI} entre l'émetteur à l'origine des rayonnements brouilleurs et l'émetteur qui produit les signaux d'intermodulation est exprimé par l'équation de sommation suivante:

$$A_{CI} = A_C + A_I$$

dans laquelle A_C correspond à l'affaiblissement de couplage, c'est-à-dire au rapport de la puissance émise par le premier émetteur au niveau de puissance de ce signal en sortie d'un autre émetteur pouvant générer les produits d'intermodulation non recherchés. L'affaiblissement de conversion d'intermodulation, A_I , est le rapport des niveaux de puissance du signal brouilleur de la source externe et du produit d'intermodulation, ces deux signaux étant mesurés aux bornes de sortie de l'émetteur (Rapport UIT-R M.739-1 – Brouillage aux produits d'intermodulation dans le service mobile terrestre entre 25 et 1 000 MHz).

Sur la base de cette définition, pour réduire les produits d'intermodulation, il faut accroître la valeur globale d'affaiblissement A_{CI} . Il est évident qu'une réduction de la non-linéarité, en particulier en ce qui concerne les composantes d'ordre impair, se traduira par une amélioration de la qualité globale de fonctionnement et un accroissement de la valeur de l'affaiblissement de conversion d'intermodulation. Les techniques considérées au § 3.1 peuvent servir à réduire les produits d'intermodulation de types 1 et 2 et être appliquées au niveau des émetteurs eux-mêmes. Les possibilités d'accroître l'affaiblissement de couplage, par exemple, en augmentant la séparation spatiale, sont décrites au § 3.2. Les mesures de réduction relevant de ce que l'on appelle les techniques de blindage au niveau des équipements de radiocommunication s'appliquent aux produits d'intermodulation de type 3. Contrairement aux mesures visées au § 3.1, ces techniques ne sont pas applicables dans les émetteurs proprement dits.

D'autres mesures de réduction sont brièvement évoquées au § 3.3, et certains exemples de produits d'intermodulation de type 3 au niveau de l'émetteur sont décrits à des fins d'illustration au § 3.4.

3.1 Suppression au niveau de l'émetteur

Les produits d'intermodulation visés ici font partie des rayonnements non désirés au sens du numéro S1.145 du Règlement des radiocommunications. Dans la description qui suit, on définit un système d'émission type avant d'aborder les techniques de réduction proprement dite.

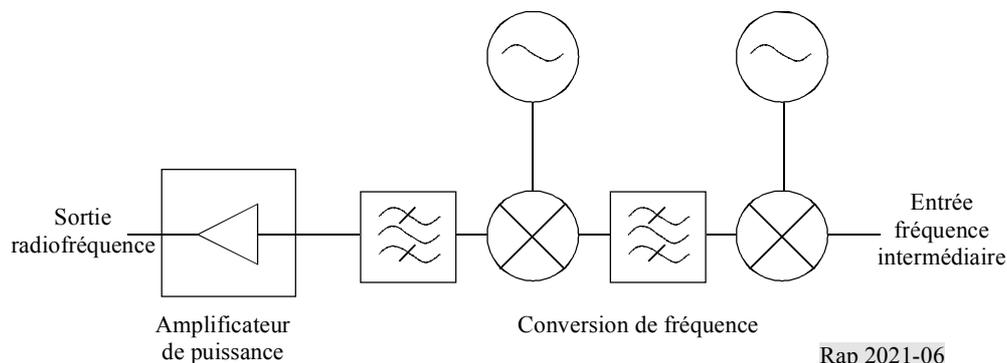
3.1.1 Configuration de l'émetteur

La configuration radiofréquence de l'émetteur de radiocommunication est souvent articulée sur le schéma simplifié de la Fig. 6. Le signal modulé appliqué à l'entrée est produit sous forme de fréquence intermédiaire, convertie en une ou plusieurs étapes de mixage et de filtrage qui donnent la fréquence finale.

L'un des problèmes les plus couramment rencontrés dans ce type de configuration tient à ce que chaque étape de mixage produit un grand nombre de rayonnements non essentiels qui s'ajoutent aux principales composantes de fréquence (somme et différence). Ces rayonnements non essentiels résultent de combinaisons des harmoniques présentes au niveau de l'oscillateur local et des harmoniques de l'entrée fréquence intermédiaire, que l'on appelle souvent produits $m \times n$. Si les harmoniques générées par l'oscillateur local sont inévitables en raison de l'effet de modulation du circuit de mixage local, on peut réduire les harmoniques de fréquence intermédiaire en veillant à n'appliquer à la borne fréquence intermédiaire que des signaux de niveau très inférieur au niveau de compression. Toutefois, dans la pratique, il faut définir un compromis entre la linéarité et le rapport S/N et il n'est donc jamais possible de supprimer complètement les rayonnements non essentiels. Les produits non essentiels fortement décalés par rapport à la fréquence utile peuvent être supprimés par filtrage, mais ceux qui sont proches de cette fréquence ne seront pas atténués.

FIGURE 6

Configuration type d'un émetteur surconvertisseur

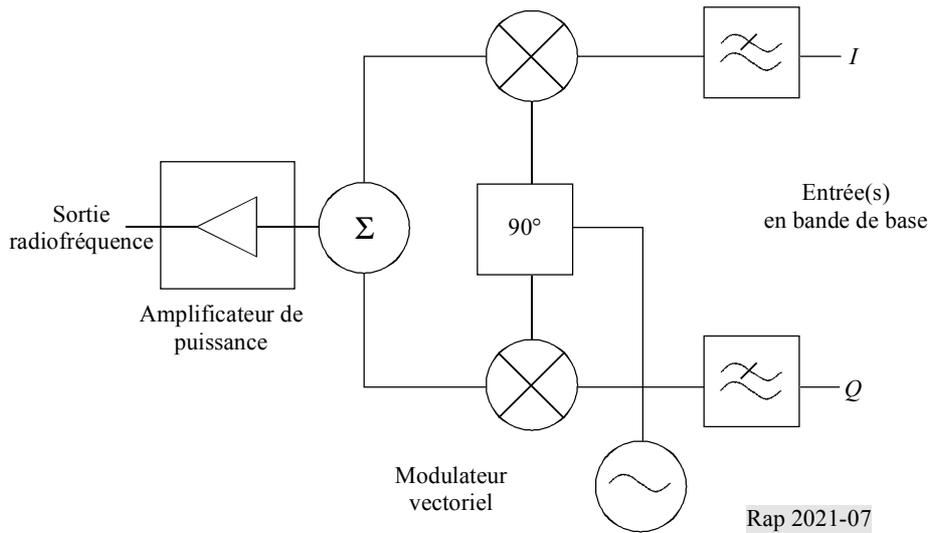


Rap 2021-06

L'un des moyens d'atténuer ce problème consiste à produire le signal utile directement à la fréquence finale en utilisant un modulateur vectoriel (Fig. 7). Dans ce cas, on utilise les signaux en phase et en quadrature (I et Q) de la bande de base pour moduler directement une porteuse à la fréquence de sortie. Il est toujours possible d'observer un étalement du spectre dans les canaux adjacents, mais l'effet de combinaison harmonique est supprimé puisque l'on n'applique aux étages de mixage qu'une seule composante porteuse.

FIGURE 7

Configuration d'un émetteur à modulateur vectoriel



Le système présente un inconvénient: il y a toujours un pourcentage fini de fuite de la porteuse en sortie, que l'on peut généralement réduire d'environ 30 dB par rapport au signal utile. En général, ce phénomène n'a aucune conséquence mais, lorsqu'il est nécessaire de disposer d'un meilleur rapport de suppression de la porteuse, il faut annuler la porteuse en ajustant la préaccentuation de la composante continue des entrées I et Q .

Le schéma de la Fig. 7 fait intervenir deux modulateurs d'amplitude bi-phases, mais il est également possible d'utiliser quatre modulateurs mono-phases (quatre canaux orthogonaux).

Une méthode plus complexe, mais plus souple, consiste à utiliser un canal unique avec un dispositif de réduction à commande numérique et un convertisseur de phase numérique. Ces deux composants sont pilotés par l'entrée en bande de base selon un tableau d'équivalences, ce qui permet d'obtenir directement, pour ainsi dire, tout mode de modulation (numérique). On notera que le dispositif de modification de l'amplitude ou de la phase de la fréquence porteuse est exactement le type de composant utilisé dans les antennes réseaux actifs.

3.1.2 Filtrage

On peut utiliser en combinaison avec les autres techniques abordées dans le présent Rapport, pour réduire le niveau de sortie des rayonnements non essentiels résiduels, un filtrage de la sortie de l'émetteur (généralement au moyen de filtres passe-bande). Le choix du type de filtre à utiliser est, comme toujours, un choix de compromis entre un certain nombre de paramètres liés les uns aux autres et en général contradictoires: affaiblissement hors bande, affaiblissement dans la bande passante, réponse dans le domaine temporel, dimensions, poids, coût, etc.

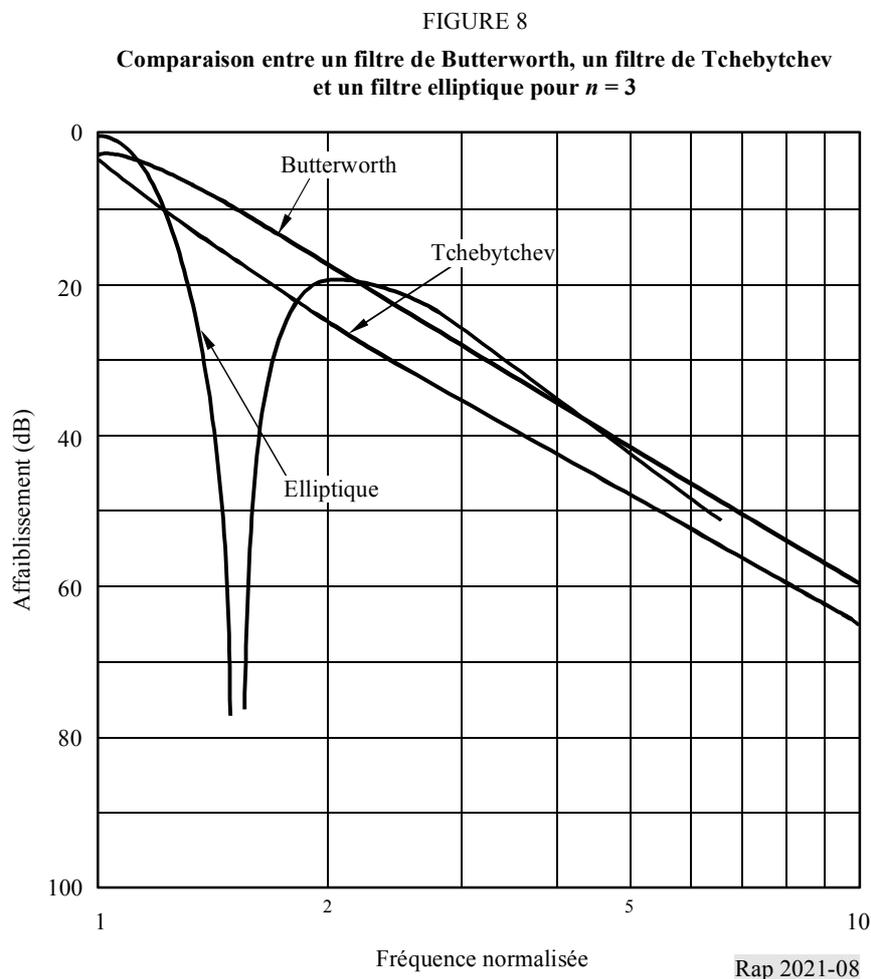
Le type de filtre utilisé est en général issu de l'analyse classique (Butterworth, Chebyshev, etc.). Certains filtres sont optimisés en fonction d'une caractéristique, d'autres caractéristiques étant sacrifiées, d'autres sont des solutions de compromis, comme indiqué dans le Tableau 1:

TABLEAU 1

Catégorie	Paramètre optimisé	Paramètre sacrifié
Butterworth	Réponse plate en fréquence	Affaiblissement des signaux hors bande
Tchebytchev	Affaiblissement des signaux hors bande	Réponse plate en amplitude et affaiblissement
Bessel	Retard constant en bande passante	Affaiblissement hors bande
Elliptique (Cauer)	Meilleur affaiblissement des signaux hors bande à certaines fréquences (théoriquement infini à certaines fréquences discrètes)	Affaiblissement hors bande en dehors de certaines fréquences discrètes

D'autres types de filtre offrent des possibilités de compromis entre caractéristiques. Par exemple, on peut fabriquer des filtres de phase linéaires offrant une réponse presque aussi plate qu'un filtre de Bessel, mais avec une meilleure caractéristique d'affaiblissement hors bande. De même, les filtres de transition présentent une caractéristique de déphasage quasi linéaire et une décroissance d'amplitude lente dans la bande passante, avec un affaiblissement hors bande amélioré par rapport à un filtre de Bessel (cette caractéristique étant sensiblement inférieure à celle d'un filtre de Tchebytchev). Outre ces caractéristiques, un autre élément déterminant du comportement d'un filtre est son niveau de complexité, lui-même lié au nombre de pôles et/ou de zéros de sa fonction de transfert. En général, plus le niveau de complexité est élevé, meilleure est la caractéristique optimisée et moins bonnes les caractéristiques sacrifiées.

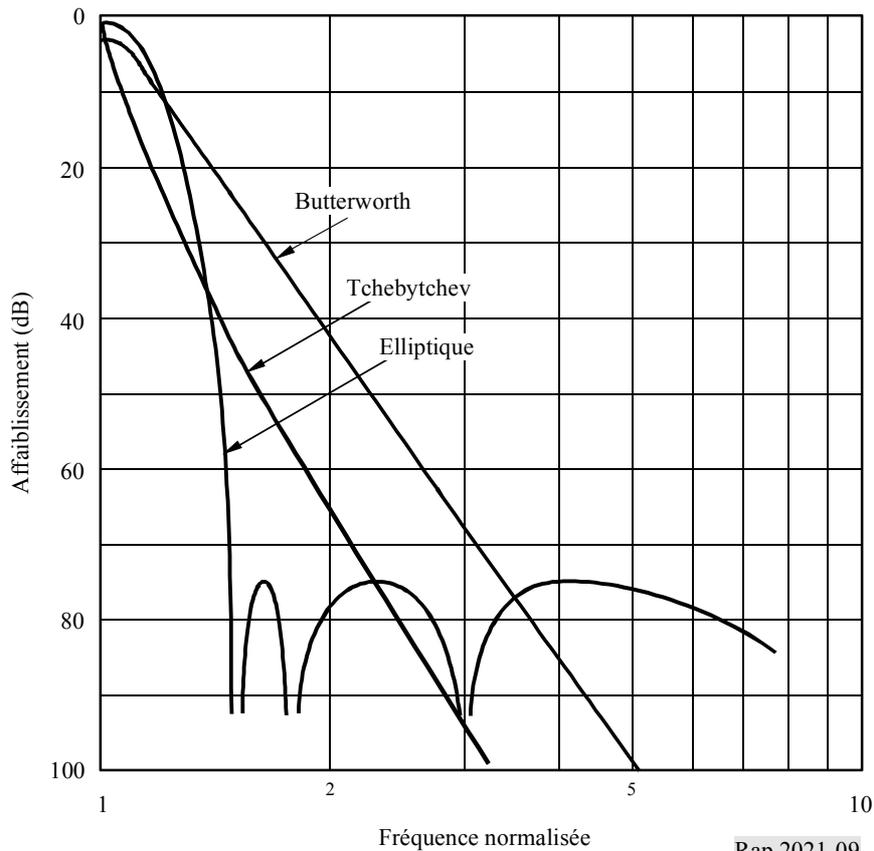
La Fig. 8 illustre l'affaiblissement hors bande (principal paramètre qualitatif qui nous intéresse dans la présente étude) d'un filtre de Butterworth, d'un filtre de Tchebytchev et d'un filtre elliptique de complexité $n = 3$. On remarquera que la représentation concerne la réponse passe-bas; dans la pratique, on en déduit la réponse en bande passante par une conversion adéquate sur l'axe des fréquences. La Figure représente donc le comportement qualitatif relatif de ces types de filtre.



La Fig. 9 illustre la caractéristique d'affaiblissement hors bande des mêmes filtres, mais avec un niveau de complexité $n = 7$. L'amélioration du fonctionnement de ces filtres, par rapport à ceux de la Fig. 8, ne peut s'obtenir qu'au prix d'une plus grande complexité de réalisation et, dans la pratique, d'un surcroît d'affaiblissement d'insertion dans la bande de fréquences utile.

FIGURE 9

Comparaison entre un filtre de Butterworth, un filtre de Tchebychev et un filtre elliptique pour $n = 7$



Rap 2021-09

En sortie d'émetteur, le filtrage impose presque toujours l'utilisation d'éléments résonants (circuits ou lignes de transmission accordés) pour constituer des structures de filtrage. Il existe certes des filtres à ondes acoustiques de surface pouvant fonctionner jusqu'à 2 GHz, mais ce type de composant ne supporte que des niveaux de puissance relativement peu élevés et, par ailleurs, leur affaiblissement d'insertion a tendance à être relativement important, jusqu'à 6 dB pour des filtres résonants et jusqu'à 30 dB pour les filtres transversaux (lignes à retard).

Pour des fréquences allant jusqu'à quelques centaines de MHz, on utilise généralement des filtres inductances et capacités (LC, *inductor-capacitor*) pour obtenir des largeurs de bande de 10% ou plus. On peut obtenir des largeurs de bande moins importantes, mais la limite est en général déterminée par le facteur de qualité en l'absence de charge, les tolérances et la stabilité en température des composants.

Lorsque l'on monte en fréquence, jusqu'à quelques GHz, les techniques de filtrage les plus communément utilisées font intervenir des filtres microbandes et des filtres à céramique à placage d'argent. Les filtres microbandes sont en général limités à des largeurs de bande qui ne sont pas inférieures à quelques points de pourcentage, en raison des tolérances de constante diélectrique, de l'épaisseur du support et des variations de la profondeur de gravage. Le facteur de qualité en l'absence de charge des résonateurs microbandes (en général <200) limite également la largeur de bande minimale envisageable dans la pratique pour des raisons d'affaiblissement d'insertion.

Les filtres à céramique à placage d'argent donnent de meilleurs résultats en raison d'une meilleure caractéristique de qualité en l'absence de charge et de l'excellente stabilité des matériaux utilisés. L'industrie de la téléphonie cellulaire et de la téléphonie sans cordon, en particulier, est à l'origine de la mise au point de céramiques à constante diélectrique très élevée et à faible affaiblissement utilisables dans des filtres résonateurs miniaturisés couplés. Par exemple, un filtre 1,9 GHz bipolaire type présente un affaiblissement d'insertion de 0,8 dB avec une largeur de bande de 1%.

Pour des fréquences de plusieurs GHz, on utilise généralement comme élément résonant des cavités ou des lignes de transmission, l'air jouant le rôle de diélectrique. On utilise aussi très communément des filtres à peignes entrelacés, dans lesquels les filtres résonants, placés dans une même cavité, donnent le couplage et donc la réponse globale recherchée. Les résultats sont ici comparables à ceux que l'on peut obtenir avec des filtres à céramique à placage d'argent, et les largeurs de bande peuvent tomber à 0,2%.

3.1.3 Linéarisation

Il existe plusieurs méthodes pour linéariser un émetteur:

- *Linéarisation par action:* Selon cette méthode, on compare le signal amplifié à une version adéquatement retardée du signal appliqué à l'entrée, et l'on obtient ainsi un signal de différence qui représente les distorsions dans l'amplificateur. Ce signal de différence est à son tour amplifié et retiré du signal de sortie de l'amplificateur de puissance. Le principal inconvénient de la méthode est qu'elle impose un deuxième amplificateur, mais cette technique peut donner un accroissement de puissance de sortie d'environ 3 dB lorsque l'on utilise un TOP.
- *Linéarisation par réaction:* Dans un amplificateur audio, on peut facilement obtenir la linéarisation recherchée à l'aide d'un circuit de réaction, mais cette méthode est moins commode aux fréquences radioélectriques élevées en raison des limitations de gain d'amplification en boucle ouverte. Il est toutefois possible de réinjecter une version démodulée de la sortie afin d'obtenir une prédistorsion adaptative au niveau du modulateur. Evidemment, cette méthode n'est pas applicable aux répéteurs sans transposition de fréquences bent-pipe car dans ce cas le modulateur et l'étage de puissance sont éloignés l'un de l'autre.
- *Prédistorsion:* Au lieu d'utiliser une méthode de réponse aux caractéristiques effectives instantanées présentes au niveau de l'étage de puissance, on choisit souvent de procéder à une prédistorsion du signal présent à l'entrée de l'amplificateur, prédistorsion qui est définie sur la base de la connaissance préalable de la fonction de transfert. La prédistorsion peut être appliquée au niveau des radiofréquences, au niveau des fréquences intermédiaires ou au niveau de la bande de base. Les dispositifs de linéarisation de la bande de base, qui font souvent appel à des tableaux de correspondance mis en mémoire préprogrammée, se généralisent avec les techniques d'intégration à très haut niveau et offrent une solution peu encombrante. Toutefois, récemment encore, il était plus facile d'obtenir la fonction de prédistorsion recherchée dans des circuits radiofréquences ou fréquences intermédiaires.

Grosso modo, on peut classer les différentes techniques de linéarisation d'un amplificateur radiofréquence en deux grandes catégories:

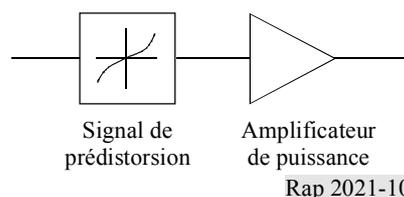
- les techniques de boucle ouverte, présentant l'avantage d'une stabilité totale mais avec lesquelles, en revanche, il n'est pas possible de compenser les variations des caractéristiques de l'amplificateur;
- les techniques de boucle fermée, qui, par nature, s'adaptent automatiquement aux variations de l'amplificateur mais peuvent présenter des problèmes de stabilité.

3.1.3.1 Prédistorsion

Il s'agit d'appliquer sur le trajet une non-linéarité compensatrice avant l'étage d'amplification que l'on veut linéariser (Fig. 10). On procède donc à une prédistorsion du signal avant amplification. Si le signal de prédistorsion présente une caractéristique de non-linéarité qui est l'image inverse exacte de la caractéristique de non-linéarité de l'amplificateur, il y a annulation parfaite de la prédistorsion par la distorsion spécifique de l'amplificateur et donc un signal de sortie exempt de distorsion.

FIGURE 10

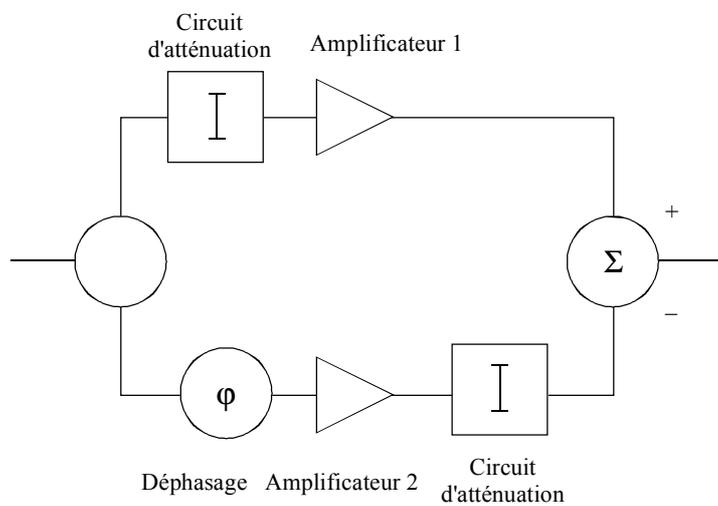
Le principe de la prédistorsion



En analogique, un système de prédistorsion très simple peut être composé d'un réseau de résistance et d'éléments non linéaires (diodes ou transistors). Plusieurs exemples de réalisation de ce type ont été décrits [Gray, 1980], et l'on cite des taux de réduction des produits d'intermodulation de troisième ordre typiquement compris entre 7 et 15 dB: la médiocrité relative de ces résultats tient à ce que les caractéristiques des amplificateurs ne sont pas constantes: elles varient dans le temps et en fonction de la fréquence, du niveau de puissance, de la tension d'alimentation et des conditions de température et d'humidité, etc..

De meilleurs résultats sont indiqués dans le document de référence [Aghvami et Robertson, 1993]: ici, on utilise pour la prédistorsion une paire d'amplificateurs à transistors à effet de champ (Fig. 11). Dans ce système, le signal présent à l'entrée est réparti de façon inégale entre les deux amplificateurs, dont l'un doit fonctionner en compression. Le signal de sortie comprimé est ensuite normé puis extrait de la sortie linéaire, ce qui donne l'inverse de la caractéristique de compression, que l'on recherche. Avec cette technique, on a pu obtenir des réductions de la distorsion d'intermodulation de l'ordre de 20 dB, mais sous réserve d'utiliser l'amplificateur principal avec un recul de 1 dB.

FIGURE 11

Prédistorsion par limitation progressive

Rap 2021-11

Il existe également des systèmes de prédistorsion adaptative (non-linéarité obtenue par traitement numérique du signal), mais ces systèmes sont généralement très exigeants au niveau de la puissance de calcul ou très gourmands en mémoire, en même temps que forts consommateurs d'énergie.

3.1.3.2 Correction précurse

Cette technique est largement utilisée pour les stations de base des systèmes cellulaires: un certain nombre de signaux de sortie sont amplifiés en commun, ce qui permet d'obtenir des annulations d'intermodulation supérieures à 30 dB dans une largeur de bande de 20 MHz.

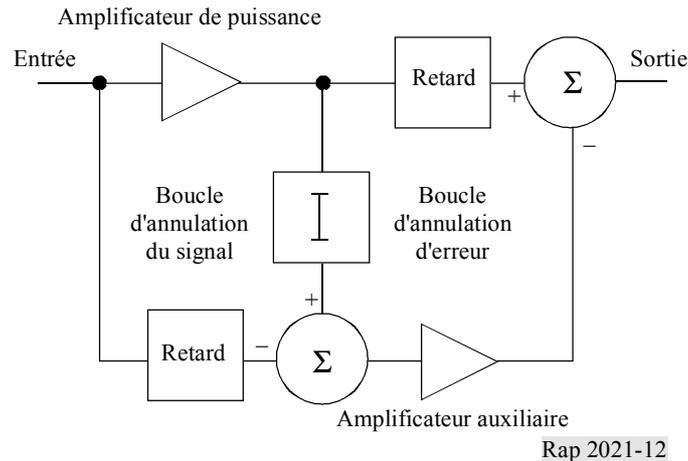
3.1.3.2.1 Théorie

La correction précurse [Black, 1928] est une technique d'annulation des distorsions applicable aux amplificateurs de puissance, schématisées à la Fig. 12.

Le signal d'erreur produit au niveau de l'amplificateur de puissance est obtenu par sommation du signal à couplage faible et d'un signal retardé et inversé (annulation du signal présent à l'entrée): ce circuit est la boucle d'annulation du signal.

Le signal d'erreur est amplifié par un amplificateur auxiliaire, puis extrait de la sortie retardée de l'amplificateur de puissance, ce qui permet de supprimer la distorsion en sortie. Ce circuit est la boucle d'annulation d'erreur.

FIGURE 12
Correction précurse



3.1.3.2.2 Précision requise au niveau des boucles d'annulation et annulation prévisible

Boucle d'annulation du signal

Il est nécessaire d'affaiblir le signal d'entrée de telle sorte que le niveau de cette composante soit inférieur à celui du signal d'erreur à l'entrée de l'amplificateur auxiliaire (pour que le signal principal résiduel ne surcharge pas l'amplificateur auxiliaire ou n'annule pas le signal principal lui-même en sortie). Par exemple, lorsque le rapport d'intermodulation de l'amplificateur de puissance est d'environ -30 dB, il faut une précision de boucle de l'ordre de $0,2$ dB en amplitude et de $1,5$ degré en phase pour satisfaire à ces conditions.

Boucle d'annulation d'erreur

Par exemple, pour obtenir 35 dB d'annulation, il faut une précision de boucle de l'ordre de $0,1$ dB en amplitude et de 1 degré en phase. Pour obtenir une telle précision, on prévoit généralement une commande automatique des circuits d'annulation en fonction de la variation du gain, de la phase de l'amplificateur, etc. En conséquence, on peut obtenir une grande profondeur d'annulation sur une bande de fréquences limitée. Toutefois, la réponse en fréquence des circuits de régulation d'amplitude ou de phase dans la bande de fréquences concernée n'étant pas plate, l'annulation est en général limitée par la largeur de bande relative ou d'autres facteurs.

3.1.3.2.3 Amplificateur auxiliaire

En général, le niveau de puissance de sortie de l'amplificateur de sortie de l'amplificateur auxiliaire n'atteint pas 10% du niveau de sortie de l'équipement principal. Par exemple, lorsque le ratio d'intermodulation de l'amplificateur de puissance est de -30 dB et que l'affaiblissement d'insertion de la sortie d'amplificateur auxiliaire est de 16 dB, cette puissance est égale à $-30 + 16 = -14$ dB (4%) de celle de l'équipement principal.

A ce niveau de puissance d'amplification auxiliaire, il faut un ratio d'intermodulation supérieur à l'inverse de l'annulation de distorsion recherchée (dB). Par exemple, pour obtenir 35 dB d'annulation, il faut un ratio d'intermodulation d'environ -40 dB.

3.1.3.2.4 Résumé

Dans une certaine largeur de bande, on peut obtenir plus de 30 dB d'annulation de distorsion, mais en acceptant certains compromis:

- Une augmentation de la puissance consommée totale de l'ordre de $30-40\%$ est inévitable, en raison des pertes dans le circuit de retard et dans la boucle d'annulation d'erreur, et de la consommation propre de l'amplificateur auxiliaire.
- La configuration du circuit est relativement complexe.

Il apparaît donc que la technique de correction précurse convient à des amplificateurs de puissance nécessitant un taux d'annulation élevé, de l'ordre de $20-40$ dB, si l'on accepte une augmentation de la consommation électrique totale (la technique ne convient pas dans le cas des amplificateurs de forte puissance du type utilisé dans les émetteurs HF car, dans ce type d'équipement, dont la consommation électrique est un facteur important, l'annulation de distorsion requise n'est pas si forte, comme cela est démontré dans le document de référence [Bennet et Clements, 1974]).

3.1.3.3 Contre-réaction

La technique de linéarisation la plus connue est la contre-réaction, ou encore réaction négative [Black, 1937], largement utilisée dans les amplificateurs basse fréquence, où la stabilité de la boucle de contre-réaction est facile à maintenir. Toutefois, dans le cadre d'amplificateur RF à plusieurs étages, on ne peut généralement appliquer que quelques dB de contre-réaction avant de rencontrer des problèmes de stabilité rédhibitoires [Mitchell, 1979]: la raison en est essentiellement que si, aux basses fréquences, on peut faire en sorte que la réponse en fréquence de l'amplificateur fonctionnant en boucle ouverte ait une influence dominante dans le comportement du signal (ce qui garantit la stabilité), il n'est pas possible de parvenir à ce résultat avec des amplificateurs RF dont les différents étages ont généralement des largeurs de bande comparables.

Naturellement, on utilise souvent des circuits locaux de contre-réaction appliqués à un seul étage radiofréquence mais, du fait que la réduction de distorsion est égale à la réduction de gain, l'amélioration obtenue est nécessairement peu importante puisque l'on dispose rarement d'un important excédent de gain en boucle ouverte.

3.1.3.4 Contre-modulation

A une fréquence centrale donnée, le signal peut être complètement défini par sa modulation en amplitude et en phase. La contre-modulation consiste à appliquer une contre-réaction au niveau de la modulation du signal plutôt qu'au signal lui-même. Comme la modulation peut être représentée par des signaux en bande de base, il est possible d'appliquer d'importantes valeurs de contre-réaction à ces signaux élémentaires sans rencontrer les problèmes de stabilité que l'on observe dans une contre-réaction directe en radiofréquence.

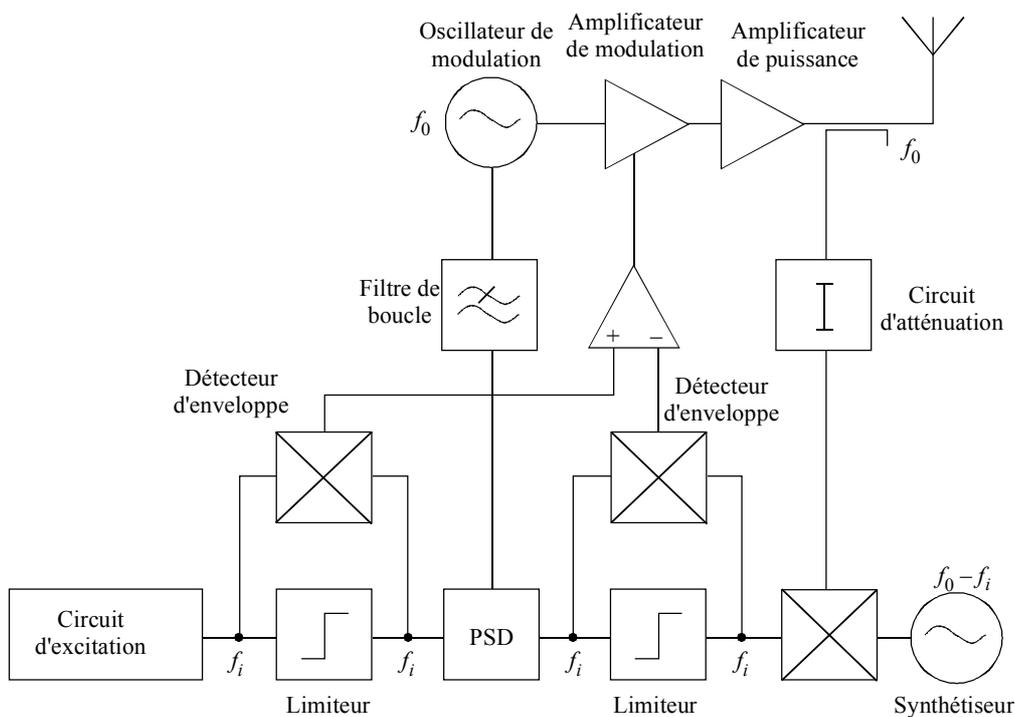
Les premières applications de cette technique portaient uniquement sur l'amplitude (ou l'enveloppe) du signal et concernaient les amplificateurs à tubes [Arthanayake et Wood, 1971] dans lesquels la distorsion d'amplitude est la principale forme de non-linéarité. Toutefois, avec les amplificateurs transistorisés, la distorsion de phase est très importante et doit également être corrigée. Les premières expériences réussies de contre-réaction simultanée en amplitude et en phase ont été faites par Petrovic et Gosling [Petrovic et autres, 1979] dans le cadre d'une technique connue sous l'appellation boucle polaire.

3.1.3.5 La technique de la boucle polaire

La technique de la boucle polaire exploite le principe d'élimination et de rétablissement d'enveloppe exposé pour la première fois en 1952 par Kahn [1952] puis modifié avec l'adjonction de la contre-réaction. Cette technique est schématisée ci-après (Fig. 13).

FIGURE 13

Technique de la boucle polaire



PSD: détecteur de phase

Les étages radiofréquences du système sont particulièrement simples: ils se composent d'un oscillateur piloté en tension et fonctionnant à la fréquence de sortie, dont le rôle est de générer la phase du signal de sortie, d'un étage de modulation d'amplitude qui donne la composante d'amplitude et enfin, de l'amplificateur de puissance principal.

Le signal appliqué à l'entrée de la boucle polaire est d'abord produit en fréquence intermédiaire, f_i , à un faible niveau de puissance (circuit d'excitation dans le diagramme). Il est ensuite décomposé en coordonnées polaires par détection d'enveloppe, qui donne la composante d'amplitude, et limitation à forte pente, qui donne la composante de phase. La détection d'enveloppe est facilement assurée: on multiplie le signal d'entrée par la sortie du limiteur dans un double mélangeur symétrique (procédé équivalent à un redressement intégral de la forme d'onde). On convertit ensuite un échantillon de la sortie RF finale (en général par abaissement) pour obtenir la fréquence du signal d'entrée, et le résultat est de même ramené en coordonnées polaires. On compare ensuite les deux signaux d'enveloppe dans un amplificateur différentiel de gain élevé qui a pour pilote le modulateur d'amplitude, ce qui donne le signal d'enveloppe de retour. On compare ensuite les deux signaux modulés en phase dans un détecteur de phase, et le signal d'erreur amplifié pilote ensuite l'oscillateur local dans une configuration de boucle à verrouillage de phase. On obtient finalement ainsi deux boucles de contre-réaction orthogonales et, en choisissant convenablement le gain et la largeur de bande, on cherche à rapprocher l'amplitude et la phase du signal de sortie de celles du signal d'entrée de fréquence intermédiaire.

Les deux principaux facteurs qui limitent les résultats obtenus avec un système à boucle polaire sont:

- l'équilibre entre les deux circuits de résolution (limiteurs + mélangeurs);
- les largeurs de bandes relatives des boucles de réaction et les spectres en amplitude et en phase (qui déterminent la valeur de la correction possible).

Dans les réalisations pratiques d'émetteurs fonctionnant en boucle polaire conçus pour des applications bande étroite (5 kHz), on constate que le principal problème est posé par l'équilibre des circuits de résolution, lequel détermine la valeur minimale de la distorsion d'intermodulation de troisième ordre résiduelle (environ -60 dBc [Smith, 1986]). Pour des signaux présentant une largeur de bande plus importante, c'est la valeur – finie – de la contre-réaction qui constitue la principale contrainte, en particulier lorsque l'enveloppe du signal peut passer à zéro, car le point zéro est souvent un point de brusque discontinuité de l'enveloppe et de la phase: les spectres d'enveloppe et de phase débordent alors largement de la largeur de bande du signal composite.

Une autre méthode de contre-modulation permettant de résoudre ces deux problèmes nous est offerte par la boucle cartésienne inventée par Smith et Petrovic [1982], décrite dans les lignes qui suivent.

3.1.3.6 La technique de la boucle cartésienne

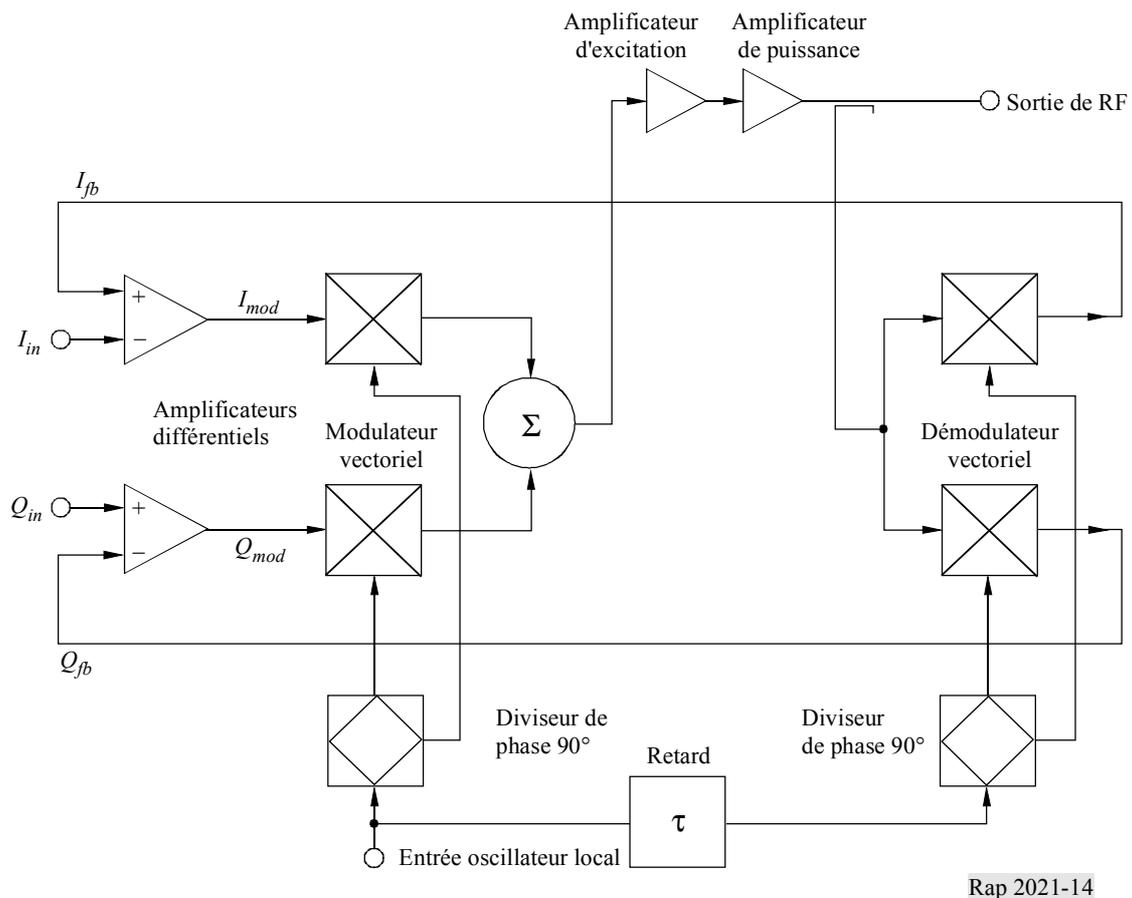
La technique de la boucle cartésienne repose sur le fait qu'un signal RF modulé peut être représenté en bande de base par ses composantes I et Q (en phase et en quadrature) aussi bien que par des fonctions d'amplitude et de phase.

Lorsque l'on applique une contre-réaction à I et à Q plutôt qu'à A et à f , on obtient la configuration de la Fig. 14.

Le principe de fonctionnement est le suivant:

On utilise des signaux en bande de base complexes (I_{mod} et Q_{mod}) pour moduler les signaux de l'oscillateur local en phase et en quadrature dans des mélangeurs symétriques doubles: les sorties combinées constituent le signal d'entrée appliqué au circuit d'excitation et à l'amplificateur de puissance. Un échantillon de la sortie PA est injecté dans une deuxième paire de mélangeurs configurés en démodulateurs, et utilisant les mêmes oscillateurs locaux. La sortie RF est ainsi ramenée aux composantes bande de base I et Q par démodulation cohérente. Les signaux obtenus de la sorte, I_b et Q_b , sont réinjectés et comparés aux signaux d'entrée I_{in} et Q_{in} dans des amplificateurs différentiels à gain élevé, dont les sorties constituent les signaux appliqués à l'entrée des modulateurs I_{mod} et Q_{mod} . Comme avec une boucle polaire, on obtient alors deux boucles de contre-réaction orthogonales qui cherchent à rapprocher les sorties démodulées I et Q des entrées I et Q . Il convient de noter qu'en raison de la cohérence du signal réinjecté, cette technique est exactement équivalente à une contre-réaction radiofréquence mais, du fait que les amplificateurs différentiels introduisent des pôles de boucle dominants, il est facile de conserver une bonne marge de stabilité en phase même en présence de valeurs de contre-réaction élevées.

FIGURE 14
Technique de la boucle cartésienne



La composante retard a pour fonction d'assurer un déphasage correct entre la sortie RF et les porteuses de démodulation (une coïncidence parfaite n'est pas nécessaire en raison de l'action de compensation des boucles).

L'efficacité de la boucle cartésienne dépend de deux éléments:

- Le ratio des largeurs de bande de boucle de contre-réaction aux largeurs de bande des entrées I et Q (qui déterminent la valeur de la contre-réaction).
- La linéarité des démodulateurs (du fait que les sorties démodulées I et Q doivent linéairement représenter la sortie RF).

Il convient de noter ici qu'à l'inverse de la boucle polaire, la largeur de bande de sortie RF donnée par cette méthode est simplement le double des largeurs de bande de I et de Q . Nous n'avons pas ici le problème de générer des signaux A et f à large bande.

Dans la pratique, il existe des émetteurs utilisant la technique de la boucle cartésienne pouvant fonctionner jusqu'à 900 MHz [Cole, 1989] dans le cas de signaux à bande relativement étroite (largeur de bande < 5 kHz) et qui donnent d'excellents résultats. Dans un essai sur deux tonalités, les produits d'intermodulation de troisième ordre sont typiquement réduits de 40 dB par rapport au même émetteur avec amplificateur de puissance exploité en boucle ouverte.

3.2 Contre les produits d'intermodulation: le blindage individuel des émetteurs

Dans une installation comportant plusieurs émetteurs, le mieux, pour réduire les produits d'intermodulation générés par les étages de sortie des différents équipements, est de chercher à minimiser les couplages plutôt qu'à réduire le niveau au point de jonction, car cette dernière intervention ne peut être obtenue qu'avec des étages de sortie plus linéaires, ce qui réduit le rendement.

Au niveau des études techniques de site, lorsque l'on cherche à réduire les produits d'intermodulation de troisième ordre, les antennes sont un élément important. Les antennes sont spécifiées par référence à leur gain, à leur taux d'ondes stationnaires (TOS), à leur diagramme de rayonnement, à leur rapport d'équilibre, à la largeur de bande admissible de la puissance d'entrée et au comportement d'intermodulation. En matière d'intermodulation, les valeurs suivantes [Petrovic et Gosling, 1979] sont souhaitables:

- applications d'émission et de réception monofréquence: -100 dBc
- émissions multifréquences: -130 dBc
- émission et réception multifréquence: -143 dBc

On peut formuler les mêmes observations pour ce qui est des autres composants non linéaires: circulateurs, coupleurs, isolateurs, etc., installés entre l'étage de sortie de l'amplificateur et l'antenne d'émission. On trouvera des exemples concernant les systèmes de radiocommunication mobiles dans le document de référence [RA, 1987].

3.2.1 Espacement des antennes

Pour réduire les phénomènes de couplage, il est très judicieux d'intervenir au niveau des distances entre antennes. Dans des conditions de champ lointain, $d \gg \lambda$, l'isolement L est donné par l'équation d'espace libre suivante:

$$L = -27,5 + 20 \log \frac{d}{m} + 20 \log \frac{f}{\text{MHz}} - G_1(\varphi_1, \vartheta_1) - G_2(\varphi_2, \vartheta_2) \quad \text{dB}$$

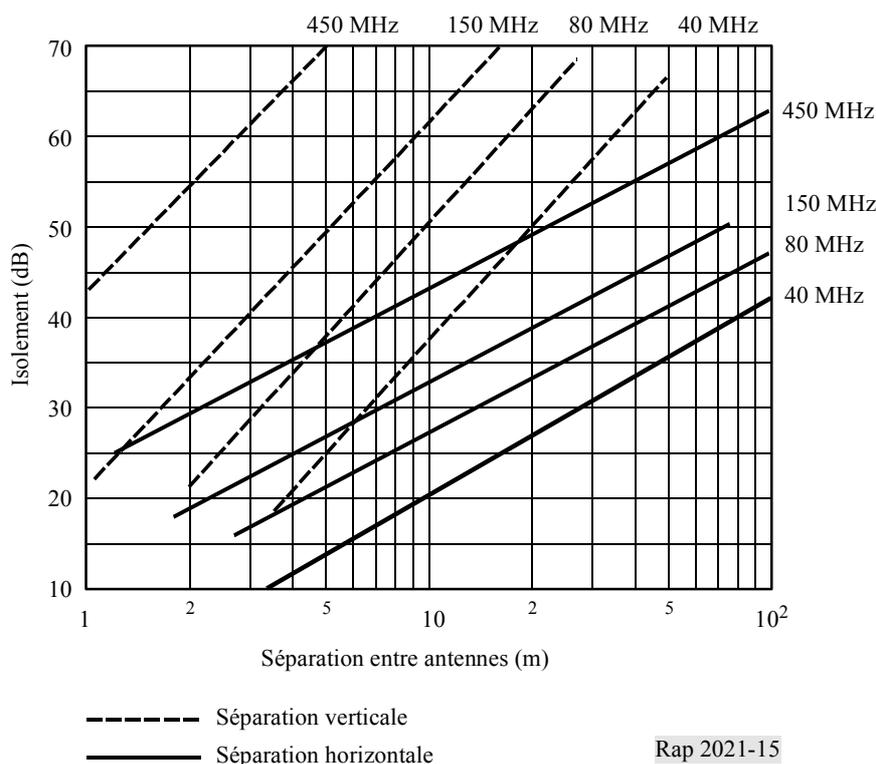
$$L = L_0 - G_1(\varphi_1, \vartheta_1) - G_2(\varphi_2, \vartheta_2) \quad \text{dB}$$

dans laquelle d est la séparation spatiale de l'antenne (m), f la fréquence (MHz) et G_1, G_2 les gains d'antenne référés à des antennes isotropes et dépendant de l'angle d'incidence. Pour de très petites antennes isotropes, on peut établir une relation d'approximation entre l'isolement et l'affaiblissement en espace libre: $L \approx L_0$. En ce qui concerne les diagrammes d'antenne réels, en élévation et en azimut, l'isolement effectif est plus important.

On trouvera des exemples applicables aux émetteurs de radiodiffusion en ondes métriques et décimétriques dans [Pye Telecom, 1978], Fig. 15. Les graphes correspondant à une polarisation verticale indiquent que dans ces gammes d'ondes on peut obtenir un affaiblissement de séparation horizontale et de séparation verticale. On démontre que l'affaiblissement maximal est toujours plus facile avec une séparation verticale des antennes.

FIGURE 15

Isolement en fonction de l'espacement d'antennes à polarisation verticale



Il faut par ailleurs relever que dans le cas de fréquences inférieures ou dans le cas de réseaux d'antenne très importants et très resserrés, les conditions de champ lointain ne s'appliquent pas, de sorte que les valeurs d'isolement sont inférieures. Lorsque des obstacles – bâtiments, mâts ou même les structures de l'antenne elle-même – sont situés dans les lobes principaux, des phénomènes de réflexion sont susceptibles de se produire, ce qui réduit encore l'isolement.

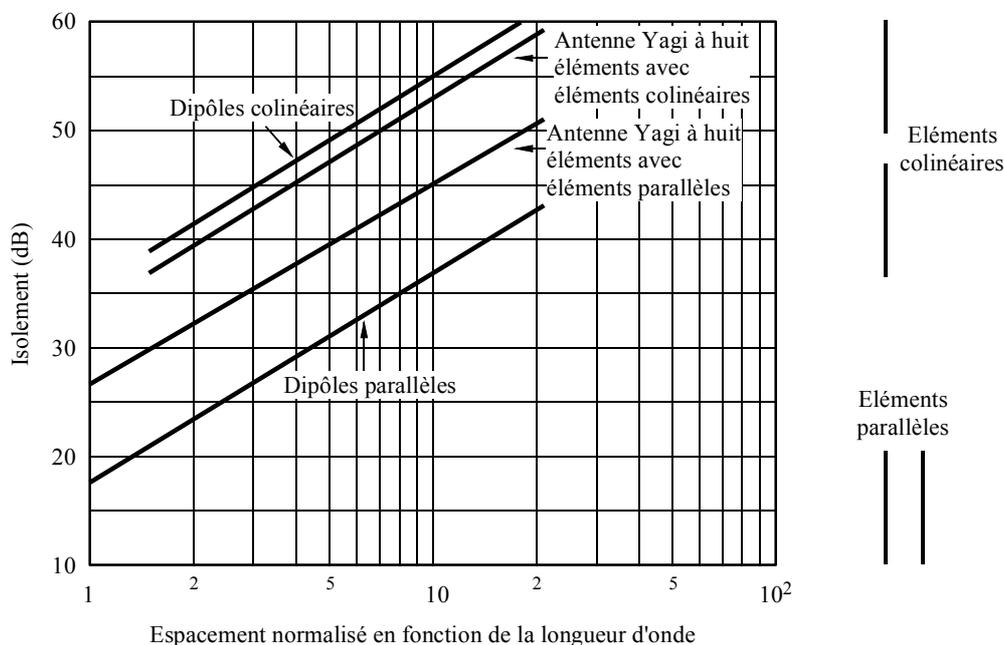
3.2.2 Diagramme d'antenne

L'isolement dépend également des diagrammes des antennes utilisés: le recours à des indentations peut permettre d'accroître sensiblement l'isolement.

A titre d'exemple, considérons la Fig. 16, représentant l'isolement obtenu avec un dipôle et une antenne Yagi à 8 éléments en fonction de la longueur d'onde normalisée λ [RA, 1987]. Les diagrammes montrent qu'un isolement minimal correspond à un espacement parallèle des antennes et que l'isolement offert par un dipôle omnidirectionnel est moins bon d'environ 10 dB que celui d'une antenne Yagi à 8 éléments présentant un diagramme directif. On obtient un gain d'isolement de 8 à 10 dB avec une installation colinéaire. La différence entre l'antenne dipôle et l'antenne Yagi est d'environ 2 dB, mais la valeur la plus importante est obtenue avec l'antenne dipôle qui présente un affaiblissement plus important à 90° d'élévation.

FIGURE 16

Configurations types d'isolement d'antenne



Rap 2021-16

3.3 Autres mesures de réduction

3.3.1 Réduction des produits d'intermodulation dans le récepteur

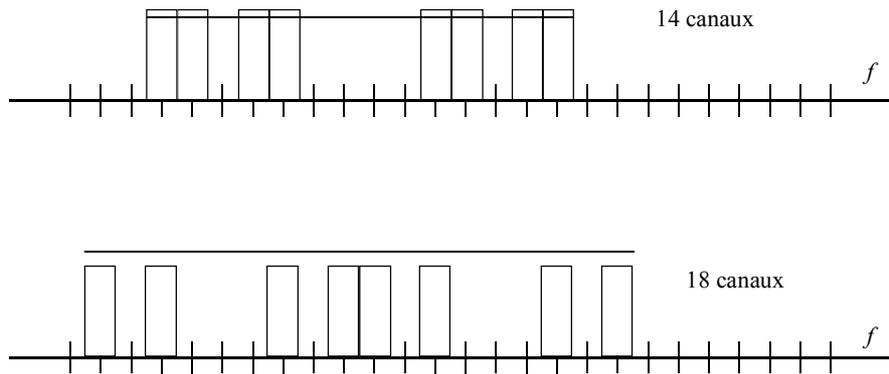
Pour affaiblir les signaux présents dans les bandes adjacentes, il y a lieu, au niveau de l'entrée du récepteur, de procéder à un filtrage. On pourra utiliser des techniques analogues à celles qui ont été décrites au § 3.1 pour les émetteurs.

Lorsque le niveau du signal utile à l'entrée est suffisamment élevé, il y aura lieu d'insérer un réducteur RF variable additionnel entre la ligne d'antenne et l'entrée du récepteur, afin de ramener à un niveau acceptable les signaux brouilleurs entrants.

3.3.2 Dispositions de fréquences

Les fréquences, c'est-à-dire les canaux radioélectriques, à utiliser seront disposées de telle sorte qu'il ne soit nécessaire d'exploiter sur les fréquences d'intermodulation brouilleuses aucun récepteur dans une zone où les signaux utiles pourraient être à l'origine de produits d'intermodulation d'un niveau suffisant pour perturber le service. Dans les systèmes à canaux radioélectriques multiples, on peut éviter la plupart des phénomènes d'intermodulation gênants en choisissant convenablement la disposition des canaux. A titre d'exemple, la Fig. 17 illustre deux configurations possibles d'équipements de faible puissance [Wood, 1998].

FIGURE 17
**Réduction des produits d'intermodulation de 3ème ordre:
 dispositions possibles des canaux**

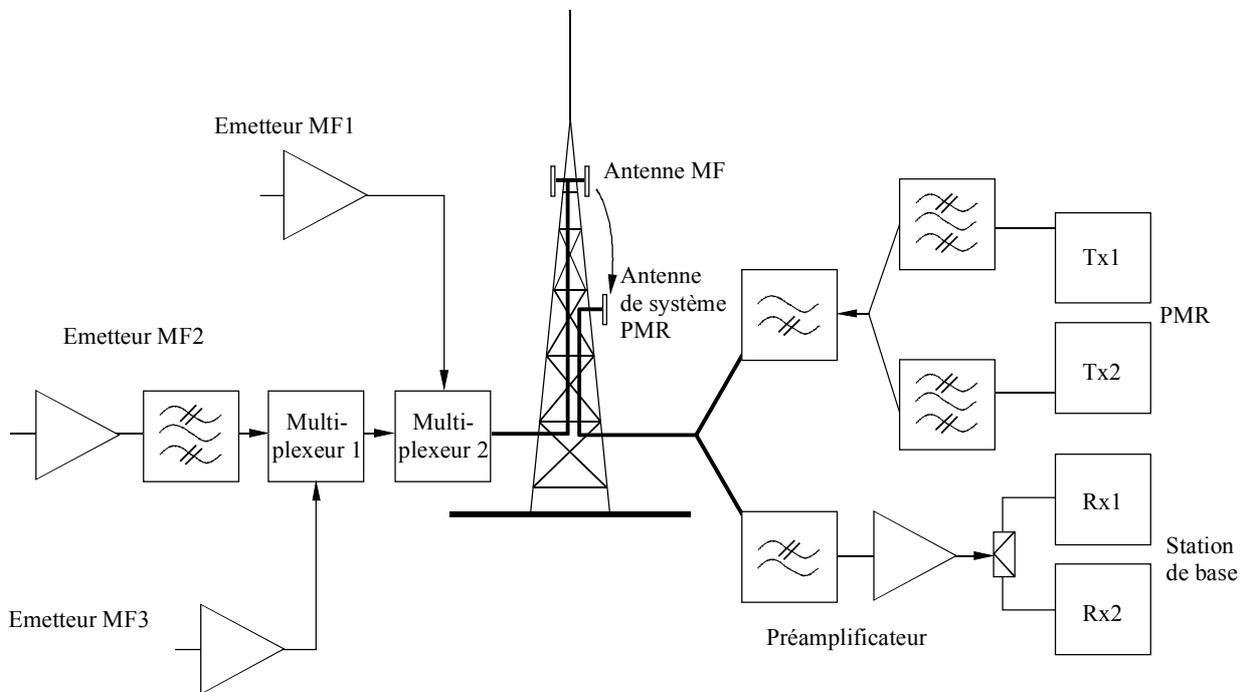


Rap 2021-17

3.4 Exemples de produits intermodulation générés sur un site où coexistent des installations MF et des systèmes radiomobiles publics (PMR, public mobile radio)

La Fig. 18 schématise une installation comportant trois émetteurs MF et une station de base de système PMR.

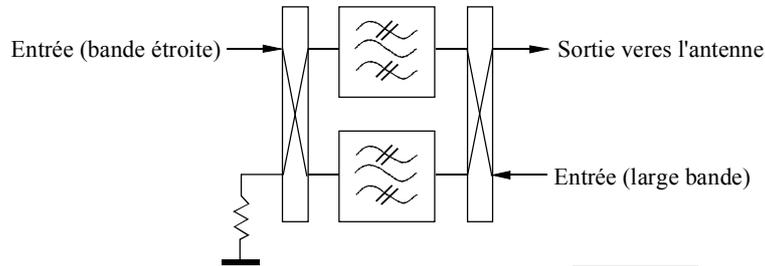
FIGURE 18
Schéma général d'une station comportant plusieurs émetteurs MF et un système PMR



Rap 2021-18

Les trois émetteurs MF sont combinés par l'intermédiaire de multiplexeurs directifs constitués de coupleurs et de filtres à 3 dB (Fig. 19):

FIGURE 19
Schéma d'un multiplexeur directif



Rap 2021-19

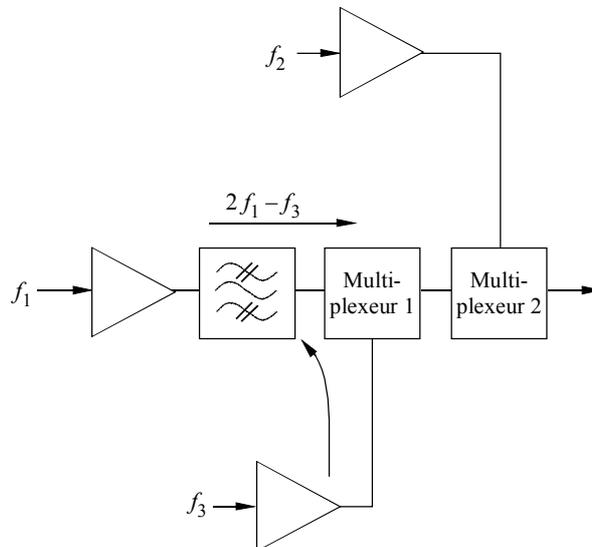
La station de base du système radiomobile public se compose de deux couples duplex de canaux, Récepteur 1-Emetteur 1 et Récepteur 2-Emetteur 2. Les canaux de liaison descendante, E1 et E2, sont combinés par l'intermédiaire d'un circuit de combinaison à point de départ classique et les canaux de liaison montante, R1 et R2, sont combinés par un diviseur passif. Les multiplex liaison descendante-liaison montante résultants sont alors combinés par des circuits à point de départ passe-haut/passe-bas (on considère que les fréquences de liaison descendante sont plus élevées). Les fréquences suivantes seront utilisées à titre d'exemple:

- | | | | |
|------|----------------------|--------------------------|-----------------------|
| MF: | MF1: $f_1 = 88$ MHz, | MF2: $f_2 = 92,7$ MHz et | MF3: $f_3 = 95,7$ MHz |
| PMR: | R1: 83,3 MHz, | E1: $f_4 = 86,3$ MHz | |
| | R2: 83,4 MHz, | E2: $f_5 = 86,4$ MHz | |

3.4.1 Intermodulation entre émetteurs MF

L'importante sélectivité procurée par les multiplexeurs directifs utilisés dans les émetteurs MF donne une importante réduction des produits suivants qui néanmoins sont générés sur le site (source de produits d'intermodulation en trait gras). Voir les Fig. 20 à 22.

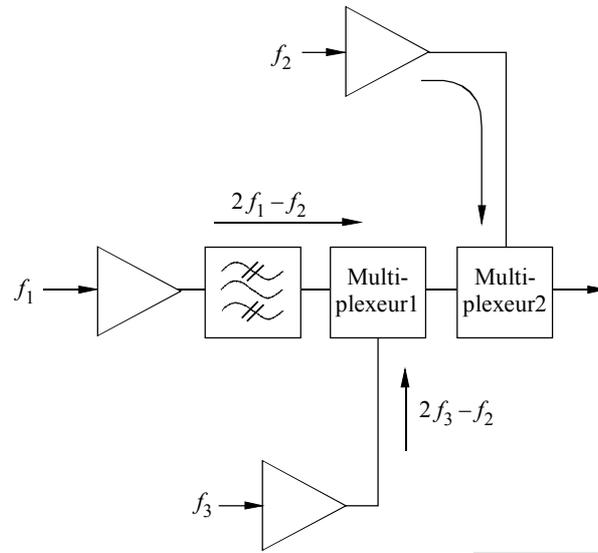
FIGURE 20
Produit d'intermodulation IM_3 à $2f_1 - f_3 = 80,3$ MHz



Rap 2021-20

FIGURE 21

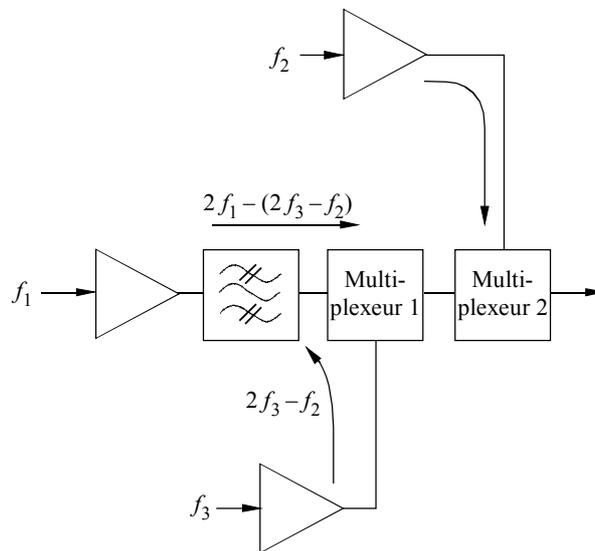
Produit d'intermodulation IM_3 à $2f_1 - f_2 = 83,3$ MHz (récepteur 1 brouilleur)
 et à $2f_3 - f_2 = 98,7$ MHz



Rap 2021-21

FIGURE 22

Produit d'intermodulation IM_3 à $2f_1 - 2f_3 + f_2 = 77,3$ MHz

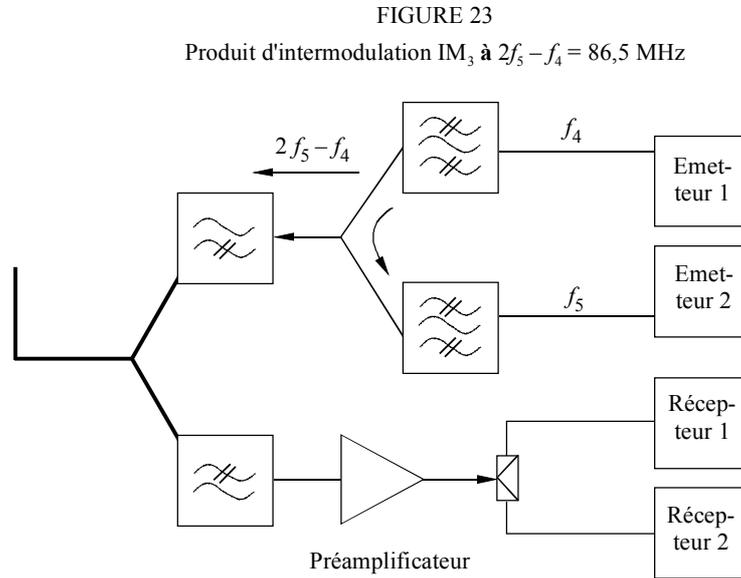


Rap 2021-22

Ce dernier cas est particulièrement intéressant, puisque l'on constate que des produits de cinquième ordre peuvent être générés à la suite de deux phénomènes d'intermodulation de troisième ordre.

3.4.2 Intermodulation entre émetteurs de station de base de système PMR

Les émetteurs de la station de base du système radiomobile public génèrent également des produits d'intermodulation rayonnés à partir de l'installation (Fig. 23). Le niveau maximal de ces signaux est déterminé par la limite applicable aux rayonnements non essentiels de la base PMR (-36 dBm), considérée comme un équipement unique.

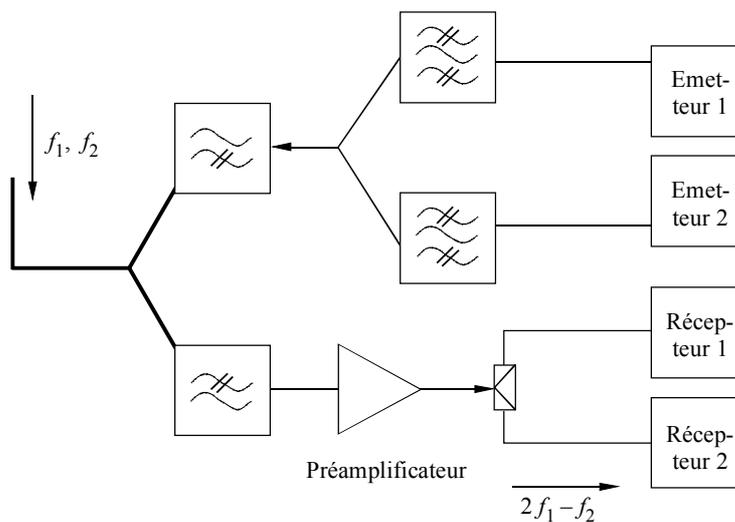


Rap 2021-23

3.4.3 Intermodulation à l'entrée d'une station de base de système PMR

Le préamplificateur radiofréquence de la station de base du système PMR est exposé à la fois aux signaux émis par les équipements MF et aux signaux du système PMR lui-même. En conséquence, il y a apparition de produits d'intermodulation MF/MF et MF/PMR (Fig. 24 et 25).

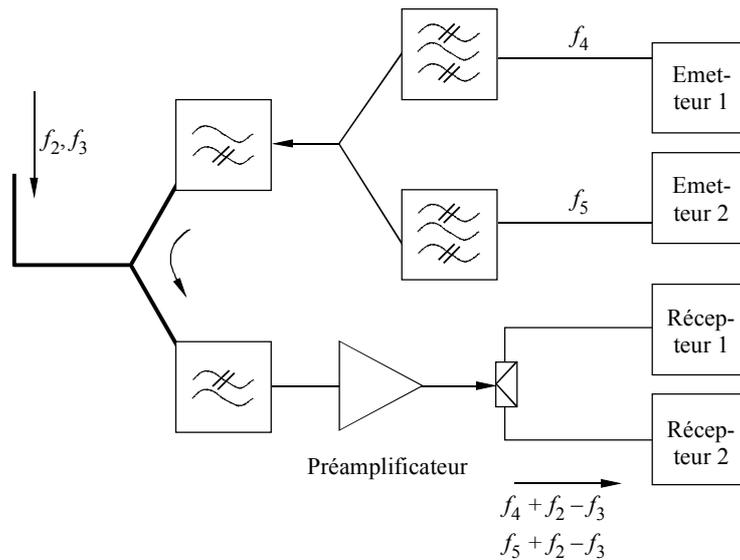
FIGURE 24
Produit d'intermodulation IM_3 (MF/MF) à $2f_1 - f_2 = 83,3$ MHz (récepteur 1 brouilleur)



Rap 2021-24

FIGURE 25

Produit d'intermodulation IM₃ (MF/PMR) à $f_4 + f_2 - f_3 = 83,3$ MHz et $f_5 + f_2 - f_3 = 83,4$ MHz



Rap 2021-25

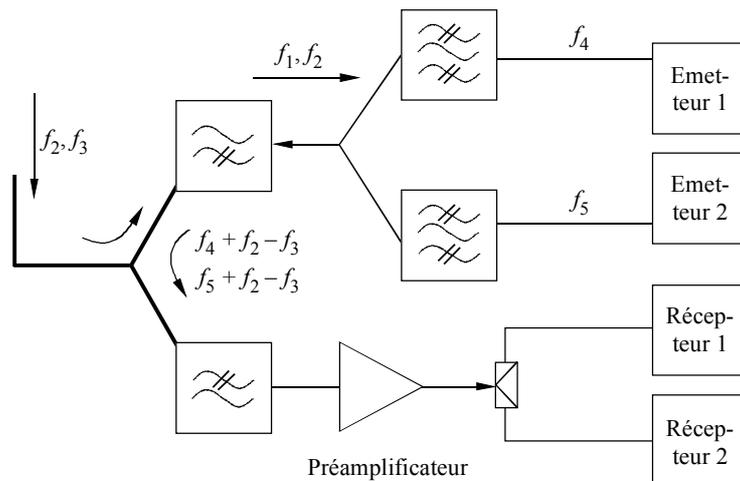
Ce type de perturbation se produit dans les installations radioélectriques lorsque la séparation en fréquence de deux programmes MF est égale à la séparation duplex d'une station de base de PMR.

3.4.4 Intermodulation entre émetteur MF et émetteur de système PMR

Le phénomène est moins critique que le précédent, mais peut donner des produits comparables (Fig. 26).

FIGURE 26

Produit d'intermodulation IM₃ (MF/PMR) à $f_4 + f_2 - f_3 = 83,3$ MHz et $f_5 + f_2 - f_3 = 83,4$ MHz



Rap 2021-26

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- AGHVAMI, A. H. et ROBERTSON, I. D. [avril 1993] Power limitation and high-power amplifier non-linearities in on-board satellite communications systems. *Electron. and Comm. Engin. J.*
- ARTHANAYAKE, T. et WOOD, H. B. [8 avril 1971] Linear amplification using envelope feedback. *Elec. Lett.*
- BENNET, T. J. et CLEMENTS, R. F. [mai 1974] Feedforward – An alternative approach to amplifier linearisation. *Radio and Electron. Engin.*
- BHARGAVA, V. K. et autres [1981] *Digital Communications by Satellite*. John Wiley and Sons.
- BLACK, H. S. [octobre 1928] Translating system. U.S. Patent No. 1686792.
- BLACK, H. S. [décembre 1937] Wave translating system. U.S. Patent No. 2102671.
- BOND F. E. et MEYER, H. F. [avril 1970] Intermodulation effects in limiter amplifier repeaters. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-18, p. 127-135.
- CHADWICK, P. [1986] *Wideband Amplifier Applications Book*, Edition 2, Plessey Semiconductor.
- COLE, R. A. [décembre 1982] Linearisation of a power amplifier using cartesian loop feedback. Report No. 72/89/R/451/C. *Roke Manor Res.*
- ETSI [août 1994] Norme ETR 132. Radio broadcasting systems; Code of practice for site engineering VHF FM sound broadcasting transmitters. European Telecommunications Standards Institute, Sophia Antipolis, F-06291, Valbonne Cedex, France.
- ETSI [janvier 1995] European Standard ETS 300 384. Radio broadcasting systems; Very high frequency (VHF), frequency modulated, sound broadcasting transmitters. European Telecommunications Standards Institute, Sophia Antipolis, F-06291, Valbonne Cedex, France.
- ETSI [mars 1997] European Standard ETS 300 113. Radio equipment and systems (RES); Land mobile service; Technical characteristics and test conditions for radio equipment intended for the transmission of data (and speech) and having an antenna connector. European Telecommunications Standards Institute, Sophia Antipolis, F-06291, Valbonne Cedex, France.
- ETSI [juin 1998] Norme ETR 053 Ed 3. Radio site engineering for equipment and systems in the mobile service. European Telecommunications Standards Institute, Sophia Antipolis, F-06291, Valbonne Cedex, France.
- GRAY, L. F. [1980] Application of broadband linearisers to satellite transponders. *IEEE Conf. Proc. ICC'80*.
- HEATHMAN, A. C. [1989] Methods for intermodulation prediction in communication systems. Thèse de doctorat, Université de Bradford, Royaume-Uni.
- IESS [novembre 1996] IESS-401 (Rev. 4). Performance requirements for intermodulation products transmitted from INTELSAT earth stations. Intelsat Earth Station Standard (IESS).
- KAEADAR, K. [décembre 1986] Gaussian white-noise generation for digital signal synthesis. *IEEE Trans. Inst. and Meas.*, Vol. IM-35, 4.
- KAHN, L. R. [juillet 1952] SSB transmission by envelope elimination and restoration. *Proc. IRE*.
- MITCHELL, A. F. [novembre 1979] A 135 MHz feedback amplifier. *IEEE Colloq. Broadband High Frequency Amplifiers*.
- PETROVIC, V. et GOSLING, W. [10 mai 1979] Polar loop transmitter. *Elec. Lett.*
- Pye Telecom [novembre 1978] Intermodulation in VHF and UHF radio systems – locating and minimizing the effects. Engineering Notes, Pub. Ref. No TSP480/1, Royaume-Uni.
- RA [avril 1987] Code of practice for radio site engineering. MPT 1331. Radiocommunications Agency (RA) Royaume-Uni.
- SALEH, A. M. [mai 1982] Intermodulation analysis of FDMA satellite systems employing compensated and uncompensated TWT's'. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-30, 5.
- SCHETZEN, M. [1980] *The Volterra and Wiener Theories of Non-linear Systems*. Wiley & Sons.
- SHAHID, M., SHEPHERD, S. J., LIN, B., KHAIRRUDDIN, I., et BARTON, S. K. [décembre 1996] Study of methods of measuring multi-carrier intermodulation performance Rapport numéro 581, numéro de commande 142379 d'ESA, Université de Bradford, Royaume-Uni.
- SHIMBO, O. [février 1971] Effects of intermodulation, AM-PM conversion, and additive noise in multicarrier TWT systems. *Proc. IEEE*, Vol. 59, p. 230-238.
- SMITH, C. N. [1986] Application of the polar loop technique to UHF SSB transmitters. Thèse de doctorat, Université de Bath.
- SMITH, C. N. et PETROVIC, V. [1982] Cartesian loop transmitter. Internal Research Report, University of Bath, School of Electrical and Electronic Engineering.
- TONDRYK, W. [1991] Intermodulation testing of the INMARSAT payload – Response to system PDR. Marconi Space Systems Ltd.
- WASSERMANN, M. et autres [1983] Study and breadboarding of an L-band high power linearized TWT amplifier. Final Report, ESTEC contract No. 5459/83/NL/GM.
- WOOD, A. [octobre 1998] Radio interference: Sources and solutions. *LPR NEWS*, p. 21.

RÉFÉRENCES BIOGRAPHIQUES

- PAVLIUK, A. [1977] Unification of measurement procedures for out-of-band emission spectra and peak envelope power of single-sideband radio transmitter measurements. *Proc. of the NIIR*, 4 (en russe).

Description mathématique du phénomène d'intermodulation dans un émetteur

Pour estimer la qualité de fonctionnement d'un système, rapportée au TEB, il est nécessaire de bien connaître le comportement des systèmes non linéaires. Il existe deux méthodes classiques d'analyse et de synthèse de systèmes non linéaires, la première reposant sur le développement du signal en une série de Volterra [Schetzen, 1980], la seconde, que l'on doit à Wiener, faisant intervenir des fonctions de base spéciales, dites fonctions \mathbf{G} de Wiener, orthogonales lorsque le système est excité par un bruit gaussien blanc. C'est la propriété spécifique d'autocorrélation des bruits gaussiens blancs qui rend cette méthode si intéressante pour l'analyse des systèmes non linéaires. La version filtrée du bruit blanc gaussien additif (BBGA), mouvement Brownien ou encore bruit de Wiener, présente dans son autocorrélation des caractéristiques particulières régies par les règles applicables aux valeurs moyennes des produits de variables aléatoires au comportement combiné normal.

1 Opérateurs d'ordre inférieur

Le signal de sortie d'un système non linéaire $y(t)$ peut être représenté par une série de Volterra:

$$y(t) = \mathbf{H}_0 + \mathbf{H}_1 + \mathbf{H}_2 + \dots$$

dans laquelle \mathbf{H}_i est la notation abrégée de l'opérateur de Volterra appliqué à l'entrée $x(t)$ du système. Les trois premiers opérateurs sont formulés ci-après. Les intégrales de convolution sont calculées pour l'intervalle $-\infty; +\infty$.

$$\mathbf{H}_0[x(t)] = h_0$$

$$\mathbf{H}_1[x(t)] = \int h_1(\tau) x(t - \tau) d\tau$$

$$\mathbf{H}_2[x(t)] = \iint h_2(\tau_1, \tau_2) x(t - \tau_1) x(t - \tau_2) d\tau_1 d\tau_2$$

.....

Les noyaux d'intégration peuvent être mesurés d'après la variation du temps d'excitation des impulsions d'entrée. Par exemple, pour h_2 , on note $h_2(\tau_1, \tau_2)$: $x(t) = \delta(t - \tau_1) \delta(t - \tau_2)$. Une meilleure méthode de mesure fait intervenir la corrélation croisée du bruit blanc gaussien d'excitation $n(t)$ (signal d'entrée) et du signal de sortie $y_i(t)$. Les équations sont vérifiées lorsque:

$$\Phi_{nn}(\tau) = A\delta(\tau)$$

est la fonction d'autocorrélation du signal d'entrée $x(t) = n(t)$ (bruit blanc gaussien), dans laquelle A correspond à la densité spectrale de puissance de bruit. Les trois premiers noyaux sont de forme:

$$h_0 = \overline{y_0(t)}$$

$$h_1(\sigma) = \frac{1}{A} \overline{y_1(t) n(t - \sigma)}$$

$$h_2(\sigma_1, \sigma_2) = \frac{1}{2A^2} \overline{y_2(t) n(t - \sigma_1) n(t - \sigma_2)}$$

Le trait supérieur dénote la valeur attendue, ou encore la valeur moyenne temporelle, pour les systèmes ergodiques. La méthode peut être étendue à des systèmes d'ordre plus élevé avec des opérateurs de Volterra \mathbf{H}_n d'ordre plus élevé. Toutefois, les opérateurs de Volterra d'ordre différent ne sont pas orthogonaux, de sorte que le développement d'un système inconnu en une série de Volterra pose certains problèmes.

Pour tourner la difficulté; on utilise les fonction \mathbf{G} de Wiener, orthogonales à tous les opérateurs de Volterra d'ordre inférieur lorsqu'un bruit blanc gaussien excite le système.

Les trois premières fonctions \mathbf{G} de Wiener sont:

$$\mathbf{G}_0[x(t)] = k_0$$

$$\mathbf{G}_1[x(t)] = \int k_1(\tau_1) x(t - \tau_1) d\tau_1$$

$$\mathbf{G}_2[x(t)] = \iint k_2(\tau_1, \tau_2) x(t - \tau_1) x(t - \tau_2) d\tau_1 d\tau_2 - A \int k_2(\tau_1, \tau_1) d\tau_1$$

$$\mathbf{G}_3[x(t)] = \iiint k_3(\tau_1, \tau_2, \tau_3) x(t - \tau_1) x(t - \tau_2) x(t - \tau_3) d\tau_1 d\tau_2 d\tau_3 - 3A \iint k_3(\tau_1, \tau_2, \tau_2) x(t - \tau_1) d\tau_1 d\tau_2$$

La relation suivante est vérifiée pour ces fonctions:

$$\overline{\mathbf{H}_m[n(t)] \mathbf{G}_n[n(t)]} = 0 \quad \text{pour} \quad m < n$$

lorsque le signal d'entrée $n(t)$ est un bruit blanc gaussien.

2 Exemple 1: Système présentant un fonctionnement en loi de puissance carrée imparfait

Reportons-nous à la Fig. 3. Les deux signaux de données $x_1(t)$ et $x_2(t)$ sont filtrés linéairement par des équipements présentant les réponses impulsionnelles $h_a(t)$ et $h_b(t)$ dans des bandes de fréquences adjacentes. Le signal composite y obtenu par sommation subit ensuite une distorsion en passant dans un équipement présentant un fonctionnement en loi de puissance carrée imparfait, équipement pouvant par exemple représenter un amplificateur d'émission. La relation entrée-sortie de l'équipement non linéaire s'écrit:

$$z(t) = y(t) + ay^2(t)$$

Les entrées $x_1(t)$ et $x_2(t)$ sont produites à partir d'un signal unique $x(t)$ par subdivision spectrale dans les filtres $h_a(t)$ et $h_b(t)$.

En conséquence, la sortie $z(t)$ est de forme:

$$z(t) = \int [h_a(\tau) + h_b(\tau)] x(t - \tau) d\tau + a \left\{ \int [h_a(\tau) + h_b(\tau)] x(t - \tau) d\tau \right\}^2$$

Les opérateurs de Volterra de premier ordre et de deuxième ordre \mathbf{H}_1 et \mathbf{H}_2 utilisés dans notre exemple sont ensuite déterminés par les noyaux:

$$h_1(\tau) = h_a(\tau) + h_b(\tau)$$

et

$$h_2(\tau_1, \tau_2) = h_a(\tau_1) [h_a(\tau_2) + h_b(\tau_2)] + h_b(\tau_1) [h_a(\tau_2) + h_b(\tau_2)]$$

Ce noyau $h_2(\tau_1, \tau_2)$ est symétrique:

$$h_2(\tau_1, \tau_2) = h_2(\tau_2, \tau_1)$$

La transformée de noyau de deuxième ordre $H_2(\omega_1, \omega_2)$ est obtenue avec la transformée de Fourier bidimensionnelle par rapport à τ_1 et τ_2 :

$$H_2(\omega_1, \omega_2) = \{H_a(\omega_1) [H_a(\omega_2) + H_b(\omega_2)] + H_b(\omega_1) [H_a(\omega_2) + H_b(\omega_2)]\}$$

par opérations élémentaires $H_a(\omega)$ et $H_b(\omega)$ sont les transformées de Fourier de $h_a(t)$ et $h_b(t)$. Avec la transformée $X(\omega)$ du signal d'entrée $x(t)$, on obtient une transformée à deux dimensions artificielle $Z_2(\omega_1, \omega_2)$:

$$Z_{(2)}(\omega_1, \omega_2) = H_2(\omega_1, \omega_2) X(\omega_1) X(\omega_2)$$

ainsi que la fonction bidimensionnelle inverse $Z_2(t_1, t_2)$. Le signal de sortie $z(t)$ s'écrit:

$$z(t) = z_{(2)}(t, t)$$

La transformée $Z(\omega)$ de $z(t)$ peut être obtenue par convolution:

$$Z(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int Z_{(2)}(\omega_1, \omega - \omega_1) d\omega_1$$

l'intégration étant effectuée sur l'intervalle $-\infty$ et $+\infty$.

La sortie $z(t)$ peut également être représentée par les fonctions \mathbf{G} de Wiener:

$$z(t) = \mathbf{G}_0 + \mathbf{G}_1 + \mathbf{G}_2 + \dots$$

\mathbf{G}_i étant la notation simplifiée de $\mathbf{G}_i[x(t)]$. Les deux premiers opérateurs sont:

$$\mathbf{G}_0[x(t)] = -A \int [h_a(\tau) + h_b(\tau)]^2 d\tau = \text{const}$$

$$\mathbf{G}_1[x(t)] = \int [h_a(\tau) + h_b(\tau)] x(t - \tau) d\tau$$

Dans cet exemple, l'opérateur \mathbf{G}_1 est égal à \mathbf{H}_i . Lorsque $x(t) = n(t)$ (bruit blanc gaussien):

$$\overline{\mathbf{G}_1[n(t)]} h_0 = 0 \quad \text{se vérifie pour toutes les valeurs de } h_0$$

En particulier:

$$\overline{\mathbf{G}_1 \mathbf{G}_0} = 0$$

$$\mathbf{G}_2[x(t)] = \int [h_a(\tau_1) h_a(\tau_2) + h_a(\tau_1) h_b(\tau_2) + h_b(\tau_1) h_a(\tau_2) + h_b(\tau_1) h_b(\tau_2)]$$

$$x(t - \tau_1) x(t - \tau_2) d\tau_1 d\tau_2 - A \int [h_a(\tau_1) + h_b(\tau_1)]^2 d\tau_1$$

En conséquence:

$$\overline{\mathbf{G}_2 h_0} = h_0 \int [h_a(\tau_1) h_a(\tau_2) + h_a(\tau_1) h_b(\tau_2) + h_b(\tau_1) h_a(\tau_2) + h_b(\tau_1) h_b(\tau_2)]$$

$$\overline{n(t - \tau_1) n(t - \tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 - h_0 A \int [h_a(\tau_1) + h_b(\tau_1)]^2 d\tau_1$$

et

$$\overline{\mathbf{G}_2 h_0} = 0 \quad \text{car} \quad \overline{n(t - \tau_1) n(t - \tau_2)} = A \delta(\tau_1 - \tau_2)$$

et de même:

$$\overline{\mathbf{G}_2 \mathbf{H}_1} = 0 \quad \text{pour toutes les valeurs de } \mathbf{H}_1$$

Cette équation fait intervenir la moyenne du produit de trois variables aléatoires gaussiennes dont la valeur combinée moyenne est égale à zéro, soit la valeur zéro.

Pour déterminer les noyaux de Wiener, on excite le système avec du bruit blanc gaussien et on prend la moyenne de certains produits de la sortie du système par le bruit d'excitation $n(t)$.

$$k_0 = \overline{z(t)}$$

$$k_1(\tau) = \frac{1}{A} \overline{z(t) n(t - \tau)}$$

et

$$k_2(\tau_1, \tau_2) = \frac{1}{2A^2} \overline{z(t) n(t - \tau_1) n(t - \tau_2)}$$

La Fig. 4 représente, dans la partie supérieure, le spectre en puissance des signaux y_1 et y_2 selon la Fig. 3, où les filtres h_a et h_b forment des bandes de fréquences adjacentes pour l'émission dans les deux canaux. Nous supposons ici que les spectres P_a et P_b sont de forme gaussienne. La partie inférieure de la Fig. 4 illustre les différentes contributions spectrales générées par un équipement fonctionnant en loi de puissance carrée: $P_a * P_a$, $P_a * P_b$, $P_b * P_b$. Aucune partie du spectre obtenue après distorsion ne se trouve dans les bandes de fréquences initiales: $f_0 - 1/T \leq f \leq f_0$ et $f_0 \leq f \leq f_0 + 1/T$.

3 Exemple 2: Système du troisième ordre

Dans le cas de signaux modulés en fréquence radioélectrique, la distorsion d'intermodulation dans la bande de fréquences considérée est due à des non-linéarités de troisième ordre et, pour cette raison, nous remplacerons maintenant l'équipement présentant un fonctionnement en puissance carrée imparfait de la Fig. 3 par un équipement présentant un fonctionnement en loi cubique imparfait, dans lequel la relation entrée-sortie est de forme:

$$z(t) = y(t) + ay^3(t)$$

Si l'on ne considère que la composante d'intermodulation qui introduit une distorsion dans le signal dans sa bande de fréquences propre, la transformée noyau de l'opérateur de Volterra de troisième ordre $Z_{(3)}(\omega_1, \omega_2, \omega_3)$ devient:

$$Z_{(3)}(\omega_1, \omega_2, \omega_3) = a \prod_{i=1}^3 [H_a(\omega_i) + H_b(\omega_i)] X(\omega_i)$$

Dans le spectre de $z(t)$ la composante d'intermodulation s'écrit alors:

$$Z(\omega) = \frac{1}{(2\pi)^2} \iint Z_{(3)}(\omega - \mu_1, \mu_1 - \mu_2, \mu_2) d\mu_1 d\mu_2$$

Toutefois, lorsque l'on remplace la loi de puissance carrée par une loi de puissance cubique, plusieurs contributions d'intermodulation se trouvent dans les canaux utilisés à proximité de f_0 . Les différentes composantes $P_a * P_a * P_a \dots P_b * P_b * P_b$ sont représentées à la Fig. 5 (le trait épais correspond à la somme des distorsions).

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

SCHETZEN, M. [1980] *The Volterra and Wiener Theories of Non-linear Systems*. Wiley & Sons.