

Etude d'un émetteur-récepteur haute fréquence à haut débit

Ing. N. NEKRAOUI
Ing. F. DEFRANCE
Ir J-Y. BERNIER
ECAM – Bruxelles

Assurant la réception et l'émission d'un signal radiofréquence via l'ionosphère, l'émetteur-récepteur Haute Fréquence (HF) à haut débit est un système de communication sans fil destiné aux forces armées et utilisant le concept de radio logicielle.

L'objectif de ce travail consiste à étudier l'architecture de ce système de communication ainsi qu'à évaluer les paramètres permettant de juger ses performances.

Mots-clefs : radio logicielle, mesure radio fréquence, performances d'un émetteur-récepteur.

Ensuring receiving and transmission of a radiofrequency signal through the ionosphere layer, the High Frequency (HF) transceiver with higher broadband is a communication system implementing the concept of software defined radio.

This work presents an overall insight of the system architecture and the measurements of the parameters needed to validate its performance.

Keywords : Software Defined Radio, radio frequency measurement, performance of a transceiver.

1. Introduction

Les communications Hautes Fréquences (HF) utilisent les fréquences comprises entre 1.5 et 30 MHz. Ce type d'onde a la propriété de se propager par réflexion successive sur les couches ionisées de la haute atmosphère, et sur le sol. Cette particularité est mise à profit pour l'établissement de liaisons à très longues distance sans nécessiter le recours à un satellite. Les communications HF sont bien adaptées aux besoins des organisations militaires: les infrastructures sont légères et peu coûteuses. De plus, elles présentent l'avantage d'utiliser un canal de propagation omniprésent autour du globe et quasiment indestructible.

Le problème des transmissions HF est lié principalement aux caractéristiques du canal de propagation mais également à la limitation de la largeur de bande allouée par l'Union Internationale des Télécommunications qui limitent le débit actuel des liaisons à une valeur maximale de 9.6 Kbits/s pour 3 KHz de bande passante. Les applications requérant davantage de bande passante, telle que les applications multimédias nécessitent un accroissement des débits de plus que 64 Kbits/s. Pour répondre à ce besoin, THALES COMMUNICATIONS BELGIUM a réalisé un démonstrateur radio HF à haut débit.

Ce démonstrateur radio HF utilise la technologie de la radio logicielle où certaines fonctions telles que le filtrage, le mélange et l'amplification sont réalisées par des composants analogiques, et d'autres fonctions telles que le traitement numérique du signal (sélection du canal, démodulation, modulation, décodage, etc.) sont programmables par logiciel.

La figure 1 présente le schéma bloc des différents étages de traitement de ce démonstrateur radio HF à haut débit. Il est composé de :

- une section analogique : assure le traitement analogique du signal, elle est composée de filtres, mélangeurs, oscillateurs locaux, amplificateurs large bande et à faible bruit.
- une section numérique : assure le traitement numérique du signal en bande de base pour extraire les informations utiles (sélection du canal, démodulation, décodage) ou pour les mettre en forme (modulation, codage).

- un étage de conversion : convertit en réception les ondes radio captées par l'antenne en équivalent numérique exploitable par la section numérique, et convertit en émission une onde synthétisée par la section numérique en signal analogique.

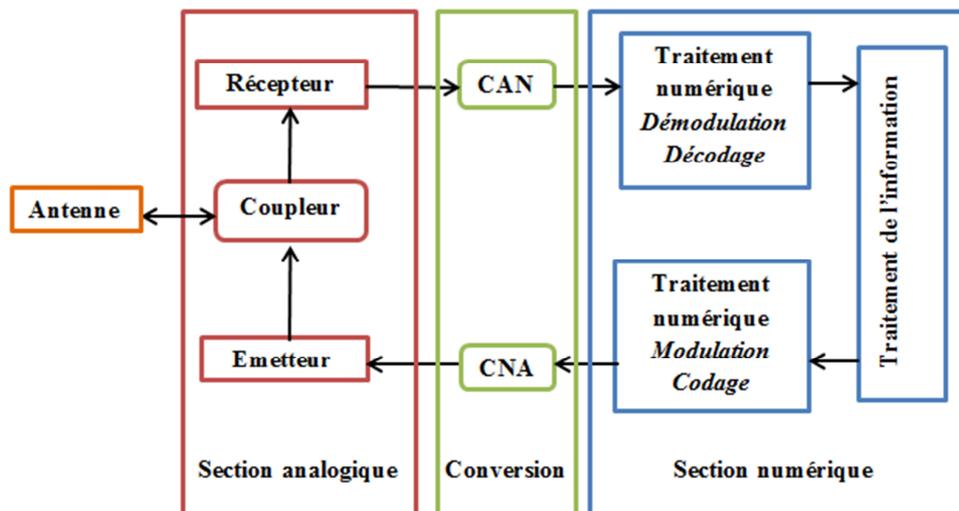


Figure 1: Schéma bloc des différents étages de traitement de la radio HF à haut débit

2. Architecture de l'émetteur-récepteur HF à haute débit

2.1. Récepteur superhétérodyne

Dans un récepteur superhétérodyne à fréquence intermédiaire (FI) analogique, le signal HF issu de l'antenne est filtré par le filtre de présélection dont le rôle est de laisser passer uniquement la plage des fréquences HF (de 1.5 à 30 MHz). Le signal est ensuite transposé vers une fréquence fixe FI (110 MHz) par l'intermédiaire d'un mélangeur et d'un oscillateur local programmable, verrouillé sur le canal à recevoir. Après la transposition, le signal FI passe à un étage d'amplification et de filtrage afin d'augmenter sa puissance et d'atténuer les brouilleurs en dehors de la bande du filtre. Finalement, le signal analogique obtenu est numérisé par un convertisseur analogique-numérique. Les données numériques sont traitées

par la CPU (Central Processing Unit) pour extraire les informations désirées. Le schéma du récepteur superhétérodyne est donné sur la figure 2.

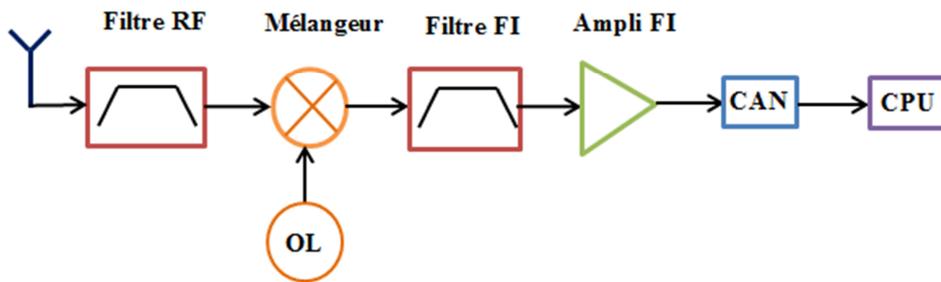


Figure 2: Schéma du récepteur superhétérodyne

2.2. Émetteur superhétérodyne

La transmission d'un signal radiofréquence par l'émetteur HF à haut débit est réalisée par un émetteur superhétérodyne. Dans cette architecture, les signaux en bande de base I et Q générés par le CPU sont mis en forme par un filtrage digital permettant de minimiser l'encombrement spectral. Ils sont ensuite transposés en fréquence intermédiaire (110 MHz) à l'aide d'un mélangeur et un oscillateur local numérique. Le signal FI produit est converti en un signal analogique par un convertisseur numérique-analogique (CNA).

À la sortie du CNA, le signal FI est filtré par un filtre passe bande centré sur la fréquence intermédiaire permettant de réduire les interférences produites par l'opération du mélange numérique.

Le signal est ensuite transposé vers la RF par un mélangeur et un oscillateur local accordé sur le canal à transmettre. Pour supprimer les composantes indésirables générées par le mélangeur et de laisser passer uniquement la plage des fréquences HF, le signal est filtré par un filtre passe bande [1.5-30 MHz]. Enfin, le signal est amplifié et filtré. Ce dernier filtrage sert à réduire les émissions parasites harmoniques. Le schéma d'un émetteur superhétérodyne est donné sur la figure 3.

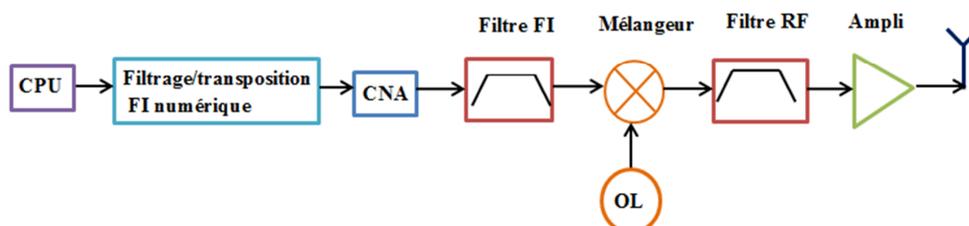


Figure 3: Schéma d'un émetteur superhétérodyne

3. Critères de qualification d'un émetteur-récepteur

Les performances en termes de qualité de réception d'un système de communication sont généralement caractérisées par le taux d'erreur binaire de la transmission. Les phénomènes physiques qui agissent sur le taux d'erreur binaire peuvent être classifiés en deux catégories :

- La dégradation du rapport signal sur bruit causé par l'ajout de bruit suite au passage du signal par les différents blocs analogiques du système. Le paramètre caractérisant ce phénomène est le facteur de bruit.
- La dégradation de la qualité du signal utile suite au traitement réalisé par des composants analogiques non-linéaire. Les effets consistent soit dans les écrêtages dus à des saturations des circuits électroniques, soit dans les déformations du signal suite à l'apparition des produits d'intermodulation. Les paramètres caractérisant ces phénomènes sont le point de compression à 1 dB et le point d'intermodulation d'ordre 3.

3.1. Facteur de bruit

Le traitement du signal réalisé par les différents blocs analogiques à comme conséquence secondaire une addition de bruit en sortie de ces blocs. Le facteur de bruit est le paramètre qui caractérise la dégradation de la qualité du signal suite à l'augmentation du niveau de bruit causé par le passage dans les blocs analogiques. Il est défini par:

$$F = \frac{\text{SNR}_{\text{in}}}{\text{SNR}_{\text{out}}} = \frac{P_{\text{in}}/N_{\text{in}}}{P_{\text{out}}/N_{\text{out}}} = \frac{N_{\text{out}}}{N_{\text{in}}G}$$

Où P_{in} et P_{out} sont les puissances du signal utile en entrée et en sortie, N_{in} et N_{out} représentent les puissances du bruit dans le signal d'entrée et de sortie respectivement et le gain G définit le rapport entre la puissance du signal de sortie et la puissance du signal d'entrée [1]. La figure de bruit NF est la représentation sur l'échelle logarithmique du facteur de bruit F :

$$\text{NF} = 10 \log(F)$$

Le facteur de bruit total F d'une structure de quadripôles montés en cascade est défini par la formule de Friis :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 \dots G_{n-1}}$$

Où F_n et G_n sont respectivement le facteur de bruit et le gain du $n^{\text{ième}}$ composant. Cette formule montre l'intérêt d'avoir un premier bloc à gain élevé afin de réduire l'influence des étages suivants sur le niveau du facteur de bruit global de la chaîne. Elle montre aussi que le premier bloc doit avoir un facteur de bruit faible. Pour ces raisons le premier étage d'amplification doit être réalisé par des amplificateurs à faible bruit.

Le facteur de bruit des éléments passifs est identique à leurs pertes d'insertion. Par conséquent, il est très important de minimiser les pertes du filtre de présélection et de choisir un mélangeur avec faibles pertes d'insertion.

3.2. Sensibilité

La sensibilité d'un récepteur est l'amplitude du signal d'entrée nécessaire pour obtenir à la sortie un rapport SINAD déterminé. Le rapport SINAD est calculé comme suivant :

$$\text{SINAD} = \frac{P_{\text{Signal}} + P_{\text{Bruit}} + P_{\text{Distorsion}}}{P_{\text{Bruit}} + P_{\text{Distorsion}}}$$

La sensibilité est principalement déterminée par le facteur de bruit global du récepteur ainsi que sa bande passante. Elle est définie par :

$$\text{Sensibilité (dBm)} = \text{NF(dB)} + \text{SINAD(dB)} + N_{\text{Plancher}}(\text{dBm}) \quad (1)$$

Où N_{Plancher} est le plancher de bruit du récepteur déterminé par la puissance du bruit à son entrée N_{in} et sa bande passante B . La relation liant ces deux grandeurs au plancher de bruit est donnée par:

$$N_{\text{Plancher}}(\text{dBm}) = N_{\text{in}} + 10\text{Log}(B) \quad (2)$$

Dans le cas où l'entrée du récepteur est adaptée à l'antenne (50Ω), la puissance du bruit à son entrée est de -174 dBm dans 1 Hz de bande passante.

Selon la relation de la sensibilité, plus le facteur de bruit du récepteur est élevé moins est la sensibilité. D'où l'intérêt de réduire le NF du récepteur pour diminuer la puissance de l'émetteur et augmenter la distance entre l'émetteur et le récepteur.

Connaissant les spécifications de la communication HF (sensibilité et bande passante) ainsi que le rapport SINAD minimal requis en sortie du récepteur, le facteur de bruit peut être estimé à partir des équations (1) et (2) :

$$\text{NF(dB)} = \text{Sensibilité (dBm)} - \text{SINAD(dB)} - 10\text{Log}(B) + 174 \quad (3)$$

Dans le cadre de ce travail, la sensibilité désirée est de -111 dBm, la bande passante B est de 3 kHz, et le rapport SINAD requis est de 10 dB. Le facteur de bruit maximal estimé d'après la relation (3) est de 18.22 dB. Donc, le facteur de bruit de la chaîne de réception doit être inférieur à 18.22 dB.

3.3. Sélectivité

La sélectivité définit la capacité d'un récepteur à détecter le canal désiré malgré la présence de canaux adjacents et de signaux de blocage (bloqueurs de bande et hors-bande). La sélectivité dépendent des caractéristiques des filtres et aussi des performances spectrales de l'oscillateur local. Elle est limitée par les non-linéarités des composants constituant le récepteur.

3.4. Linéarité

Point de compression à 1 dB

Le système de transmission est constitué d'éléments actifs fonctionnant dans leur zone linéaire, mais l'évolution du signal de sortie n'est pas linéaire en fonction du gain. La grandeur caractérisant ce phénomène est le point de compression à 1 dB.

Le gain d'un composant actif est définie par : $G = P_{out}/P_{in}$, où P_{out} est la puissance du signal en sortie pour une puissance du signal d'entrée P_{in} . Pour un système idéal, le gain est constant en fonction de la puissance du signal en entrée. Cependant, dans le cas d'un système réel, pour un certain niveau du signal d'entrée, connu comme le point de compression à 1 dB, le niveau de puissance du signal en sortie est 1 dB plus petit que le signal en sortie obtenu en utilisant un composant idéal [1].

Donc le point de compression à 1 dB est un indicateur de linéarité vis-à-vis de la puissance d'entrée. Il est très important car il rend compte de la limite haute de la puissance d'entrée au-delà de laquelle le système de transmission introduit des phénomènes de compression et de saturation sur le signal utile. Le graphique de la figure 4 illustre l'évolution du gain dans le cas d'un système idéal et d'un système réel [2].

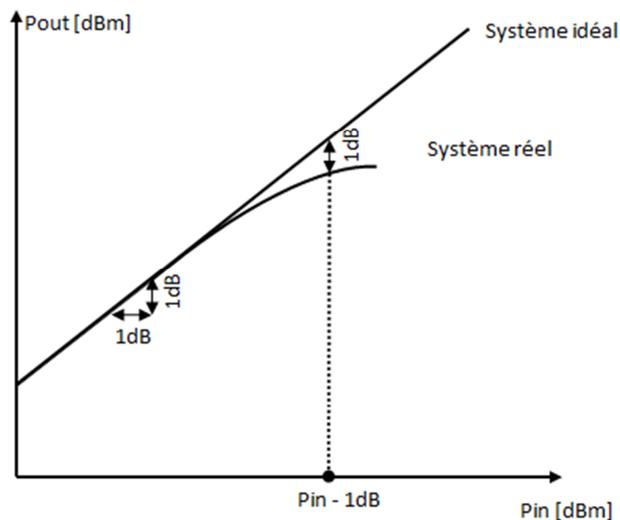


Figure 4: Point de compression à 1dB

Point d'intermodulation d'ordre 3

Le phénomène d'intermodulation est l'un des principaux éléments déterminants de la qualité de fonctionnement d'un système de transmission. Pour introduire la notion de produits d'intermodulation, nous devons considérer deux signaux à l'entrée d'un système non linéaire, séparés par un intervalle de fréquence Δf , et d'amplitude respective A_1 et A_2 . Soit à considérer le signal composite à l'entrée du système non-linéaire :

$$V_e(t) = A_1 \cos(2\pi f_1 t) + A_2 \cos(2\pi f_2 t)$$

Nous obtenons en sortie du système non-linéaire :

$$V_s(t) = a_0 + a_1[A_1 \cos(2\pi f_1 t) + A_2 \cos(2\pi f_2 t)] + a_2[A_1 \cos(2\pi f_1 t) + A_2 \cos(2\pi f_2 t)]^2 + a_3[\dots]^3$$

Où a_0 représente la composante continue de la tension de sortie, $a_1 V_e(t)$ le terme linéaire et $a_2 V_e(t)^2 \dots a_n V_e(t)^n$ représentent les termes non-linéaire responsables de l'apparition des produits d'intermodulation. En développant les termes de cette expression, nous obtenons de composants de signaux à la fréquence:

- Fondamentale
 - à f_1 : $[a_1 A_1 + 1.5 a_3 A_1 A_2^2 + 0.75 a_3 A_1^3] \cos(2\pi f_1 t)$
 - à f_2 : $[a_1 A_2 + 1.5 a_3 A_2 A_1^2 + 0.75 a_3 A_2^3] \cos(2\pi f_2 t)$
- Les harmoniques de f_1 et f_2 non détaillés ici et différents termes d'intermodulation aux fréquences $f_1 \pm f_2$; $2f_1 \pm f_2$; $2f_2 \pm f_1$; etc. Ces harmoniques et produits d'intermodulation d'ordre 2 ne sont pas très gênants: ils sont très loin des fréquences utiles. En revanche, les produits d'intermodulation d'ordre 3 (IMD3) se trouvant à $2f_1 - f_2$ et $2f_2 - f_1$ sont proches des fréquences fondamentales : ils peuvent tomber exactement dans la bande de réception. Ils peuvent s'avérer particulièrement perturbants, car il est difficile de les éliminer par filtrage.

Le spectre en sortie d'un élément non-linéaire peut être illustré par la figure ci-dessous.

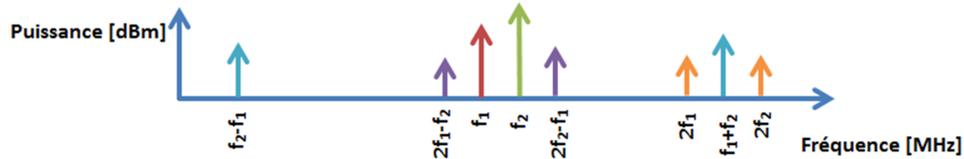


Figure 5: Produits d'intermodulation générés par la non-linéarité d'un système

La mesure du point d'intermodulation d'ordre 3 (IP3), se fait en injectant à l'entrée du système de transmission la somme de deux signaux de même amplitude et de fréquence différente mais proche. Comme le montre la figure 6, le spectre de sortie présente les signaux d'entrées amplifiés et au delà d'une certaine valeur de la puissance d'entrée, les produits d'intermodulation d'ordre 3 apparaissent et augmentent 3 fois plus vite que les signaux utiles. L'IP3 correspond au point où les deux courbes d'interpolations linéaires se rejoignent [1] :

- La première courbe (C1), correspondant à la puissance des fréquences fondamentale en sortie du système.
- La deuxième courbe (C2), correspondant à la puissance des fréquences de produit d'intermodulation d'ordre 3 en sortie du système.

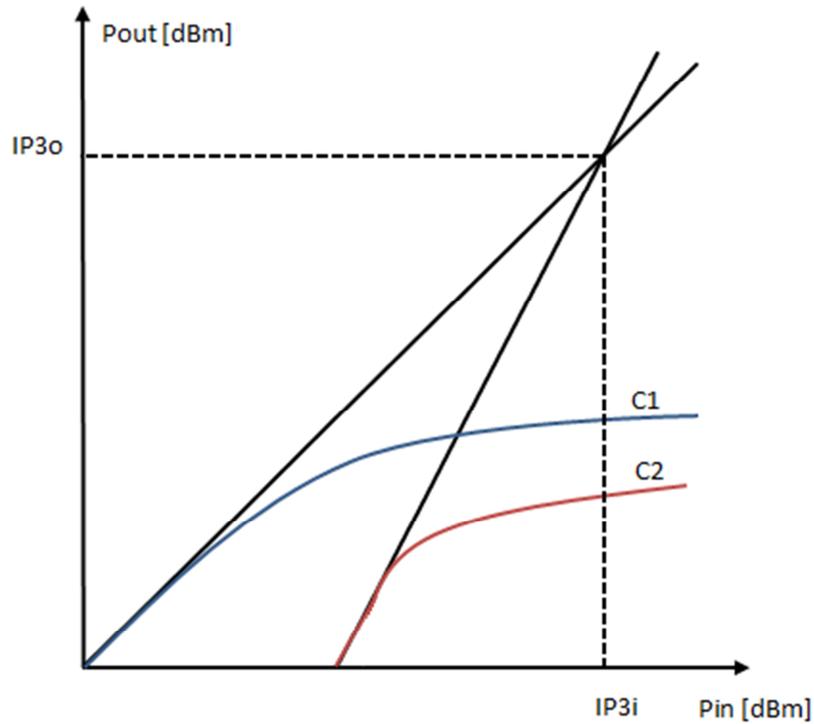


Figure 6: Point d'interception d'ordre 3

4. Imperfections des composants analogiques constituant l'émetteur-récepteur

4.1. Filtre RF de présélection

Son rôle est de présélectionner la bande de réception afin d'éviter que des signaux puissants hors bande produisent des non-linéarités dans les étages suivants, à savoir le mélangeur.

4.2. Mélangeur

Le mélangeur est un dispositif essentiel de l'émetteur-récepteur radio. Le processus de mélange permet de transposer un signal dont le spectre est

centré sur une fréquence d'entrée f_{RF} vers une fréquence de sortie f_{IF} à l'aide d'un second signal d'entrée, appelé oscillateur local. Les éléments principaux intervenant dans la transposition de fréquence sont le mélangeur et l'oscillateur local. Le mélangeur est considéré comme un multiplicateur analogique avec deux ports d'entrée RF et OL et un port de sortie FI. Le mélangeur est caractérisé par son point d'intermodulation d'ordre 3, sa perte de conversion et l'isolation entre les entrées RF, OL et FI.

Perte de conversion

Cette caractéristique donne une indication sur l'efficacité de conversion de la puissance d'une fréquence à la fréquence de sortie désirée.

Isolation entre les entrées RF, OL et FI

L'isolation donne une indication sur l'efficacité d'isoler des signaux provenant d'un accès vers un autre. Il existe deux principales isolations définies par l'isolation des ports d'entrées OL et RF vers le port de sortie FI. De plus, du fait des fortes amplitudes du signal OL, une isolation du port OL vers le port RF est également définie [3].

- Isolation OL-RF, représente le rapport entre la puissance d'oscillateur local présente sur la voie RF et la puissance d'oscillateur local injectée dans le mélangeur. Cette isolation traduit donc la capacité du mélangeur à éviter la fuite du signal OL sur l'accès RF.
- Isolation OL-FI, représente le rapport entre la puissance d'oscillateur local présente sur la voie FI et la puissance d'oscillateur local injectée dans le mélangeur.
- Isolation RF-FI, représente le rapport entre la puissance du signal RF présente sur la voie FI et la puissance du signal RF injectée dans le mélangeur.

4.3. Oscillateur local

L'oscillateur local (OL) a pour fonction de fournir un signal de référence à l'entrée du mélangeur. Les signaux OL sont produits par des synthétiseurs de fréquences. Ces blocs électroniques sont généralement composés de deux composantes majeures : l'oscillateur contrôlé en tension ou VCO (Voltage

Controlled Oscillator) et la boucle à verrouillage de phase ou PLL (Phase Locked Loop).

L'imperfection principale d'un oscillateur local est son instabilité à court terme appelée bruit de phase. Le bruit de phase représente l'instabilité de la phase du signal. Un signal réel issu d'un oscillateur n'est jamais une sinusoïde parfaite dont la phase reste constante avec la fréquence. Un signal réel possède des fluctuations de la phase au cours du temps. Ces fluctuations se traduisent sur le spectre par l'apparition de bandes latérales de bruit dont le niveau relatif par rapport à la raie principale est plus ou moins important selon l'amplitude de ces fluctuations.

4.4. Filtre FI

Le filtre FI supprime les signaux indésirables à des fréquences proches du signal utile, ainsi que les composantes indésirables générées par le mélangeur. Un manque de sélectivité du filtre FI est l'origine de la dégradation de la dynamique en fonction de l'écart entre la fréquence du signal utile et celle de l'interfèreux proche. En effet, les performances mesurées d'un récepteur en termes d'intermodulation et de saturation se dégradent au fur et mesure que les signaux interféreux se rapprochent du signal utile.

4.5. Amplificateur FI

L'amplificateur FI est chargé d'amplifier les signaux utiles ayant une très faible puissance à la sortie du mélangeur afin de les amener au niveau de puissance nécessaire pour la démodulation. Pour pouvoir démoduler convenablement le signal utile, le rapport signal sur bruit en sortie du récepteur doit être élevé. Ces amplificateurs doivent donc répondre à deux critères importants : garantir une dynamique de gain appropriée tout en contrôlant le niveau de bruit en sortie du récepteur. Il est caractérisé par son facteur de bruit, son gain, son point de compression à 1dB et le point d'intermodulation d'ordre 3.

5. Conclusion

L'objectif majeur de cet article était de démontrer les enjeux et les compromis techniques qui font les qualités et les défauts d'un émetteur-récepteur.

La mesure des paramètres comme le point d'intermodulation d'ordre 3, le point de compression à 1 dB et le facteur de bruit, permet de juger le comportement d'un récepteur à :

- recevoir des signaux de faible amplitude en présence des signaux brouilleurs de niveau élevé;
- éviter les phénomènes d'intermodulation;
- éliminer toute interférence due à des signaux dont la fréquence est proche de celle du signal à recevoir.

Concernant l'émetteur, le facteur de bruit et le point d'intermodulation d'ordre 3 sont les paramètres principaux à évaluer pour déterminer l'émission de rayonnements non essentiels en dehors du canal d'utilisation.

6. Sources

- [1] BURCIU I., *Architecture de récepteurs radiofréquences dédiés au traitement bi-bande simultané*. Thèse de doctorat d'université. Lyon : Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2003, 180 p.
- [2] DUTERTRE J.M., *Design Radio Fréquence*. Note de cours. Microélectronique, 2007, 45 p.
- [3] BUTTERWORTH P., *Méthode de conception des mélangeurs millimétriques*. Thèse de doctorat d'université. Limoges : Université de Limoges, 2003, 185 p.