HAL
open science

Amélioration des performances d'un récepteur RF en détectant son fonctionnement en régime non linéaire

Nicolas Grollier, Sébastien Houcke, Michaël Pelissier

To cite this version:

Nicolas Grollier, Sébastien Houcke, Michaël Pelissier. Amélioration des performances d'un récepteur RF en détectant son fonctionnement en régime non linéaire. GRETSI 2019, Aug 2019, Lille, France. hal-02280288

HAL Id: hal-02280288

https://hal.science/hal-02280288

Submitted on 6 Sep 2019

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Amélioration des performances d'un récepteur RF en détectant son fonctionnement en régime non linéaire

Nicolas Grollier, Sébastien Houcke, Michael Pelissier
IMT Atlantique, Lab-STICC UMR CNRS 6285, UBL, 29238 Brest, France
{nicolas.grollier,sebastien.houcke}@imt-atlantique.fr;michael.pelissier@cea.fr

Résumé – La chaîne analogique des récepteurs (RX) RF vise à améliorer le rapport signal sur interférence plus bruit (SINR) en filtrant les interférences dans le voisinage du signal d'intérêt. Cependant, les applications de radio cognitive large bande nécessitent une dynamique importante, ce qui impose de fortes contraintes sur la partie analogique. Le SINR global et le taux d'erreur binaire (TEB) seront dégradés par des mécanismes non linéaires de blocage de gain et d'intermodulation en présence de fortes interférences. Dans cet article, notre objectif est de diminuer la puissance des harmoniques indésirables grâce à une boucle de rétroaction du gain. Nous expliquons d'abord l'intéret d'avoir un gain adaptatif, puis nous détaillons l'algorithme permettant au RX de travailler dans sa région linéaire malgré la présence de signaux interféreurs. L'analyse des performances de cette méthode montre une amélioration importante du TEB dans les situations de blocage dues à la présence d'un signal interféreur.

Abstract – The analog chain of RF receivers (RX) aims to improve the Signal to Interference plus Noise Ratio (SINR) by filtering out interferences in the Signal Of Interest (SOI) vicinity. However, broadband cognitive radio applications require a high dynamic range RX, pushing a high constraint on the analog section. The overall SINR and Bit Error Rate (BER) are damaged due to blocking and intermodulation processes in presence of strong interference. In this article, our aim is to decrease the power of unwanted harmonics thanks to a feedback loop. We first explain the variable gain enhancement concept. Then, we present an algorithm that dynamically adapts the RX gain to make the received signal linearly amplified in spite of the presence of strong interference signal. A performance analysis has shown that important BER improvement is noticed in a blocking situation due to a co-channel interferer.

1 Introduction

Le projet FITNESS vise à préparer l'avenir des radios mobiles professionnelles (PMR) en Europe et dans le monde. L'objectif est d'intégrer de nouvelles fonctionnalités demandées par les marchés critiques tout en préservant la rétrocompatibilité avec les systèmes PMR existants. Dans la suite de cet article nous allons considérer un récepteur PMR (RX) bande étroite.

Les exigences de linéarité et de gain du RX sont tenues grâce à une architecture analogique particulière. Cette architecture est destinée à être tout intégrée (FPGA), et capable de gérer une dynamique jusqu'à 141 dB avec une bande passante de 12.5 kHz. Cette spécification est particulièrement sévère. Plusieurs canaux de communication PMR proches du signal d'intérêt peuvent être présents au niveau des Convertisseurs Analogique/Numérique (CAN) et être 60 dB plus puissants que le signal utile. Pour s'assurer que les CAN n'écrêtent pas le signal, d'importantes marges de numérisation doivent être conservées. Un autre problème est causé par le comportement non linéaire des composants analogiques du RX qui créent des harmoniques d'intermodulation lorsqu'ils sont utilisés en dehors de leur zone linéaire.

D'après [1], les méthodes de compensation des non linéarités sont généralement analogiques et appliquées au niveau d'un seul composant. On distingue trois procédés : boucle de rétroaction, boucle prédictive et pré-distorsion. Dans le cas considéré, on s'intéresse à compenser les non linéarités sur l'ensemble du RX qui sera modélisé comme une succession de blocs non linéaires en série. Il apparaît que toutes les méthodes de linéarisation du RX de l'état de l'art reposent sur le principe de la boucle prédictive (feedforward). Dans [2, 3], la boucle est mise en oeuvre de façon entièrement numérique. Les méthodes décrites dans ces travaux permettent d'annuler la quasi-totalité de la puissance des harmoniques d'inter modulation d'ordre 3 (IMD3). Elles sont basées sur un principe similaire qui consiste à modéliser numériquement les IMD3 puis les soustraire du signal numérisé à l'aide d'un mécanisme adaptatif. [4] a proposé une stratégie similaire, en modélisant les IMD3 à l'aide d'un mécanisme analogique avant de les soustraire du signal reçu via un filtrage adaptatif dans le domaine numérique.

Cependant, aucune de ces méthodes ne permet d'assouplir significativement les exigences en matière de dynamique et de fréquence d'échantillonnage des CAN. En effet, pour être modélisés, les signaux perturbateurs doivent être numérisés en respectant le théorème d'échantillonnage de Shannon. Dans [5] une preuve de concept a été présentée pour diminuer la puissance des IMD3, sans les supprimer. Grâce à un mécanisme de détection, le RX

peut être partiellement conscient de son environnement spectral et être capable de modifier ses paramètres pour fonctionner dans sa région linéaire.

Dans cet article, nous développons une preuve de concept d'une boucle de rétroaction (feedback) permettant d'ajuster le gain du récepteur. Les harmoniques non linéaires indésirables sont détectées grâce à la méthode développée dans [5]. Notre objectif est de maintenir le RX à la limite de son régime linéaire, de façon à conserver une amplification la plus importante possible tout en diminuant significativement la puissance des IMD3. Nous analysons l'effet de ce système sur les performances de décodage en présence d'un signal interféreur de forte puissance. Dans la partie II, nous posons les modèles mathématiques employés. La partie III est consacrée au concept de contrôle de gain variable. L'intérêt de notre méthode est souligné par l'amélioration du TEB constatée dans les résultats présentés dans la partie IV.

2 Modélisation du système

2.1 Modèle du signal reçu

Définissons tout d'abord les modèles continus en bande de base du signal utile et de l'interféreur à l'aide de l'eq.(1).

$$z_i(t) = \sqrt{\beta_i} \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{k,i} h(t - kT_i) \tag{1}$$

Soit T_i la période symbole, $a_{k,i}$ les symboles aléatoires complexes de variance unitaire, $h(t)$ le filtre de mise en forme (normalisé en énergie) et β_i la puissance. Ici $z_1(t)$ est le signal utile et $z_2(t)$ est le signal perturbateur. Dans la suite, seul $h(t)$ est connu et défini comme un filtre en racine de cosinus surélevé. Nous considérons que le signal utile et le brouilleur sont indépendants l'un de l'autre, et les $a_{k,i}$ sont des symboles MPSK indépendants. Soit $y_i(t)$ la représentation sur fréquence porteuse f_{ci} de $z_i(t)$ défini comme :

$$y_i(t) = \Re[z_i(t) e^{j2\pi f_{ci} t}] \tag{2}$$

Les paramètres de $y_2(t)$ sont supposés inconnus à l'exception de la fréquence porteuse f_{c2}. Le signal reçu est défini comme la somme du signal utile et du perturbateur tel que $x(t) = \sum_{i=1}^{2} y_i(t)$.

2.2 Modèle non linéaire

Notre récepteur est modélisé comme K composants analogiques en série, ayant chacun un gain linéaire $\alpha_{1,k}$ et des gains non linéaires $\alpha_{2,k}$ et $\alpha_{3,k}$. La partie analogique du RX est modélisé comme un polynôme sans mémoire tel que :

$$p(t) = \alpha_{1,tot} x(t) + \alpha_{2,tot} x(t)^2 + \alpha_{3,tot} x(t)^3 + w(t) \tag{3}$$

où les $\alpha_{\nu,tot}, \nu \in \{1, 2, 3\}$ sont des caractéristiques du front-end analogique, et $w(t)$ est un bruit additif blanc gaussien. Nous supposons ici que $\alpha_{2,tot}$ égal zéro puisque les harmoniques paires peuvent facilement être supprimés dans une architecture hétérodyne, à l'aide de filtres et d'une structure différentielle.

L'amplification linéaire du RX $\alpha_{1,tot} = \alpha_{1,1} \cdot \alpha_{1,2} \cdot \ldots \cdot \alpha_{1,K}$ est le produit des gains de tous les composants. L'amplification non linéaire $\alpha_{3,tot}$ est fonction des $\alpha_{1,k}$ et $\alpha_{3,k}$ de chaque étage, comme décrit par la formule de Friis non linéaire (def. [1]). Le coefficient d'amplification non linéaire est défini en eq.(4) :

$$\alpha_{3,tot} = -\frac{4}{3} \frac{\alpha_{1,tot}}{V_{IIP3,tot}^2} \tag{4}$$

où $V_{IIP3,tot}$ est la tension d'entrée du point d'interception d'ordre 3 du récepteur. Plus $V_{IIP3,tot}$ sera élevée et plus le récepteur sera linéaire. Dans [2] l'ensemble des termes créés par le phénomène d'intermodulation (en substituant l'expression de $x(t)$ dans l'eq.(3)) ont été détaillés. Si l'on étudie la représentation en bande de base du signal reçu uniquement dans la sous-bande du signal d'intérêt, on obtient la forme suivante :

$$\begin{aligned} p(t) &= \Re\Big\{\Big(\alpha_1 + \frac{3}{4}\alpha_3 |z_1(t)|^2 \\ &\quad + \frac{3}{2}\alpha_3 |z_2(t)|^2\Big) z_1(t) e^{j2\pi f_{c1} t}\Big\} + w(t) \end{aligned} \tag{5}$$

Dans l'eq.(5), on remarque que les trois premiers termes de droite sont homogènes à un coefficient d'amplification. On note également que le troisième terme de droite est une fonction de la puissance du brouilleur. Ainsi, lorsque la puissance du perturbateur est trop importante, le gain peux être nul (blocage de gain).

Dans la suite, nous allons supposer que $\alpha_{1,tot}$ et $\alpha_{3,tot}$ sont continus et infiniment dérivables. Uniquement pour les besoins de simulation, nous supposerons que le gain non linéaire est une fonction du gain linéaire tel qu'exprimé en eq.(6) ci-dessous.

$$(V_{IIP3,tot})_{|dB} = -\big((\alpha_{1,tot})_{|dB} + 10.7\big) \tag{6}$$

Cette relation a été obtenue expérimentalement sur un prototype de récepteur fabriqué par le CEA. Elle n'est nécessaire que dans un contexte simulé, puisque toute modification physique de gain implique l'évolution du gain non linéaire en conséquence. En pratique seul les paramètres d'un unique composant pourront être ajustés, impactant le gain, la linéarité et le bruit de fond de l'ensemble de la chaîne de réception.

3 Description d'un récepteur à gain variable

3.1 Concept

Dans un récepteur RF classique, la dynamique du signal utile est fixée en réalisant un compromis entre l'amplification linéaire et le bruit de fond (NF) ajouté par

les composants de la chaîne. La présence de signaux indésirables est également prise en compte dans ce choix, en limitant l'amplification et en fixant des marges de numérisation supplémentaires (ex : de PAPR). Cependant, comme cela a été présenté dans [5], avoir un RX conscient de la présence d'interféreurs permet de changer dynamiquement le gain pour rester en régime linéaire malgré la présence de signaux indésirables. Cette méthode permet également de réduire les marges de numérisation en augmentant la dynamique de conversion. On distingue deux scénarios d'usage :

1) **Sensibilité** qui traduit la présence d'un signal utile de faible puissance (il n'y a pas de brouilleurs, $\beta_2 = 0$). En l'absence de signal perturbateur, le gain peut être augmenté pour réduire le bruit de fond.
2) **Linéarité** qui correspond à deux situations : a) le signal utile est le seul signal en présence mais a une puissance importante ; b) le signal utile et au moins un interféreur de puissance importante sont présents. Dans l'eq.(5), ces cas correspondent à une situation de blocage du gain due au terme du troisième ordre de l'eq.(3). Ainsi, le gain devrait être diminué pour permettre une meilleure linéarité, mais au prix d'une dégradation du NF.

3.2 Détection du régime non linéaire

Pour rendre le récepteur conscient de son environnement spectral, nous devons identifier si le RX fonctionne dans sa région non linéaire, et en identifier la raison. La présence d'un signal indésirable et/ou un excès de puissance du signal utile créent de nombreuses harmoniques dont les expressions sont détaillées dans [2]. Nous souhaitons utiliser la présence de ces harmoniques pour détecter le fonctionnement en régime non linéaire du RX. Nous nous basons sur le critère développé dans [6] qui nécessite peu de symboles et permet aussi d'avoir une adaptation rapide du gain. L'idée est de détecter les harmoniques les plus puissantes qui sont situées à f_{c2}, $2f_{c1}$ et $2f_{c2}$. Elles correspondent à la fréquence porteuse du signal indésirable et aux fréquences des harmoniques non linéaires dues à la puissance signal utile et du signal interféreur.

3.3 Boucle de rétroaction

On se place dans un scénario correspondant à la présence d'un interféreur puissant (scénario de linéarité). Le schéma d'adaptation est proposé en fig.1, ou le bloc CNHD correspond à l'étage de détection évoqué en partie 3.2. Soit $\underline{\boldsymbol{x}}_{\boldsymbol{N}}(\boldsymbol{k})$ le signal numérisé et représenté comme un vecteur de N échantillons tel que $\underline{\boldsymbol{x}}_{\boldsymbol{N}}(\boldsymbol{k}) = \big[x(kN), \ldots, x(kN + N-1)\big]$. N sera suffisamment grand pour réaliser la détection avec une précision suffisante. Définissons également $\underline{\boldsymbol{\Phi}}_{\boldsymbol{N}}(\boldsymbol{k}) = \big[\underline{\boldsymbol{x}}_{\boldsymbol{N}}(\boldsymbol{k}); \underline{\boldsymbol{x}}^{\boldsymbol{3}}_{\boldsymbol{N}}(\boldsymbol{k})\big]$ une matrice $2 \times N$, $\boldsymbol{W} = \big[\alpha_1, \alpha_3\big]$ le vecteur de gains et $\underline{\boldsymbol{w}}_{\boldsymbol{N}}(\boldsymbol{k}) = \big[w(kN), \ldots, w(kN + N-1)\big]$ un vecteur $1 \times N$ d'échantillons de bruit blanc gaussien centré tel que $\underline{\boldsymbol{p}}_{\boldsymbol{N}}(\boldsymbol{k})$ soit équivalent à la formulation en eq.(3) : $\underline{\boldsymbol{p}}_{\boldsymbol{N}}(\boldsymbol{k}) = \boldsymbol{W}\underline{\boldsymbol{\Phi}}_{\boldsymbol{N}}(\boldsymbol{k}) + \underline{\boldsymbol{w}}_{\boldsymbol{N}}(\boldsymbol{k})$. Pour chaque bloc de N échantillons le détecteur produit un critère de détection $\hat{J}_{N,L}(4f_{c2})$. Si $\hat{J}_{N,L}(4f_{c2})$ est supérieur à Γ (le seuil de détection), la saturation du récepteur est due à la présence de l'interféreur. Soit $\hat{e}(k) = \hat{J}_{N,L}(4f_{c2}) - \Gamma$, l'écart entre $\hat{J}_{N,L}(4f_{c2})$ et Γ pour le bloc k. $\hat{e}(k)$ traduit la puissance de l'harmonique indésirable. Minimiser $\hat{e}(k)$ reviens à maintenir le RX en limite de détection des harmoniques indésirables. Cela permet de maximiser le gain linéaire tout en restant dans un régime linéaire. Cette définition de $\hat{e}(k)$ n'est pas homogène à une erreur d'estimation et n'est ni convexe, ni monotone. En plus de ces deux hypothèses, une descente de gradient nécessite également l'expression théorique de $\hat{J}_{N,L}(4f_{c2})$ en fonction $\alpha_{1,tot}$, qui n'est à ce jour pas définie. Pour ajuster le gain en fonction de $\hat{e}(k)$, nous proposons donc une solution empirique en eq.(7) :

$$\hat{\alpha}_{1,tot}(k+1)_{|dB} = \hat{\alpha}_{1,tot}(k)_{|dB} - \mu(k) sgn\big(\hat{e}(k)\big) \times \log_{10}\Big(sgn\big(\hat{e}(k)\big)\hat{e}(k) + 1\Big) \quad (7)$$

où, $sgn(.)$ est la fonction signe et $\mu(k) = 10/k$ est un pas d'adaptation variable qui permet la convergence. A chaque itération la valeur de $\hat{V}_{IIP3,tot}(k+1)$ est mise à jour à l'aide de l'eq.(6) pour modéliser la réaction du RX à l'ajustement du gain.

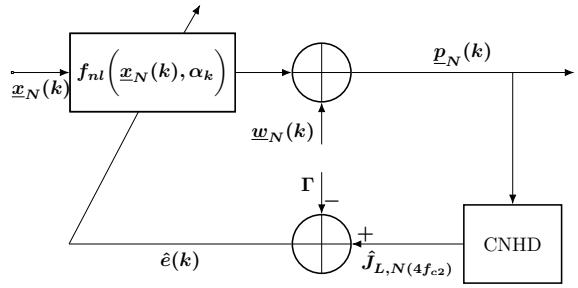

FIGURE 1 – Boucle de rétroaction de gain basée sur une détection cyclostationnaire d'harmoniques non linéaires

3.4 Limitations

On remarquera que $\hat{e}(k)$ dépend directement du seuil de détection Γ, qui est défini par l'utilisateur pour une probabilité de fausse alarme P_{fa} donnée. Ainsi, changer la P_{fa} joue directement sur le gain obtenu après convergence $\hat{\alpha}_1(\infty)$. En étudiant l'eq.(7), on peut observer que diminuer la P_{fa} implique d'avoir moins de détections. Dans ce cas, la réduction de gain sera moins fréquente, ce qui reviendra à travailler en régime non linéaire. D'autre part, la solution proposée dans eq.(7) n'est pas optimale au sens de Wiener. Il n'y a donc pas de garantie que cette

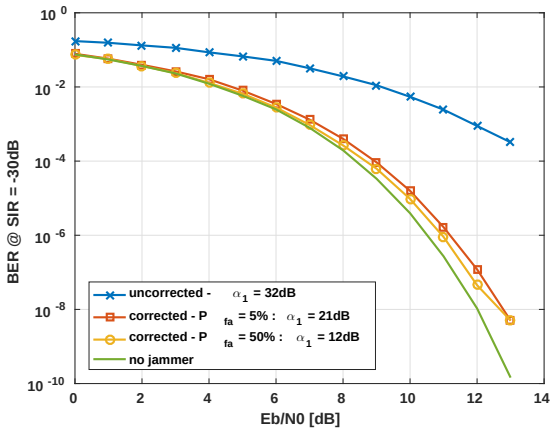

FIGURE 2 – Courbes de taux d'erreur binaire avec et sans mécanisme de correction de gain

relation converge vers une valeur qui minimise l'erreur quadratique. Avec des paramètres bien choisis, on montre cependant par simulation que la valeur obtenue répond à la problématique posée. Enfin, les valeurs possibles de gain sont limitées à un intervalle fixé par la dynamique de conversion. Le gain pourra être réduit jusqu'à ce que le bruit de fond soit supérieur à la spécification ou le bruit de quantification. A l'inverse, la valeur maximale de gain sera limitée par la tension d'alimentation des composants.

4 Résultats

4.1 Paramètres

On supposera que le signal utile est numérisé après avoir été ramené à une fréquence intermédiaire plus faible. La fréquence d'échantillonnage est alors fixée à $f_s = 10 f_{c1}$. Le filtre de mise en forme $h(t)$ est défini comme un filtre en racine de cosinus surélevé de période $T = 2.5T_1$, avec un facteur de retombée de 0.8 et un étalement sur 6 symboles. Le signal interféreur et le signal utile se trouvent dans des canaux adjacents tel que $T_2 = T_1/2.4$. Ces deux signaux sont modulés en MDP-4, avec des symboles indépendants et identiquement distribués. Comme défini dans [6], nous supposons que 8 symboles sont suffisants pour effectuer une détection de tels signaux. La puissance du signal utile β_1 est fixée à $-106.0\,\text{dBm}$, et la puissance de l'interféreur β_2 est fixée à $-76.0\,\text{dBm}$. Le gain est initialisé à $\alpha_{1,tot}(0) = 32dB$, ce qui implique que $V_{IIP3,tot}(0) = -12.7dBm$.

4.2 Simulations

Examinons maintenant l'effet de l'adaptation du gain au moyen d'une analyse du taux d'erreur binaire (TEB). Comme on peut le voir, le TEB non corrigé est sévèrement dégradé : pour un TEB de 10^{-3}, il y a un écart de E_b/N_0 de 5 dB par rapport au cas sans interféreur. Néanmoins, le RX reste capable de décoder une partie du signal reçu lorsque le rapport E_b/N_0 augmente. Cela signifie que l'harmonique indésirable dans la bande du signal utile est puissante, mais non dominante. Afin de vérifier l'intérêt de notre méthode, nous proposons d'ajuster le seuil de détection Γ pour étudier l'effet sur le TEB. Les deux P_{fa} testées convergent vers des gains de 21 dB et 12 dB. On voit clairement que le TEB est amélioré par une diminution du gain. On remarque pour les deux courbes qu'il y a un faible écart avec le TEB sans interféreur. La différence de performance entre les deux P_{fa} indique que qu'une $P_{fa} = 5\%$ est plus adaptée. Cette valeur permet de conserver un gain élevé tout en réduisant significativement la puissance des harmoniques non linéaires.

5 Conclusions

Dans ce travail, nous avons d'abord décrit les principes de la méthode pour faire fonctionner le RX dans sa région linéaire grâce à une boucle de rétroaction. Basé sur les résultats de [5, 6] nous avons proposé un mécanisme adaptatif pour maintenir la puissance des harmoniques non linéaires à des niveaux faibles. A notre connaissance, ce concept n'a pas encore été exploité. Une amélioration importante du TEB est constatée dans les situations de blocage de gain.

Références

[1] B. Razavi, *RF Microelectronics (2Nd Edition) (Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series)*. Upper Saddle River, NJ, USA : Prentice Hall Press, 2nd ed., 2011.

[2] Q. Zou, M. Mikhemar, and A. H. Sayed, "Digital compensation of cross-modulation distortion in software-defined radios," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 3, pp. 348–361, June 2009.

[3] E. Rebeiz, A. S. H. Ghadam, M. Valkama, and D. Cabric, "Spectrum sensing under rf non-linearities : Performance analysis and dsp-enhanced receivers," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 63, pp. 1950–1964, April 2015.

[4] E. A. Keehr and A. Hajimiri, "Successive regeneration and adaptive cancellation of higher order intermodulation products in rf receivers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, pp. 1379–1396, May 2011.

[5] N. Grollier, S. Houcke, and M. Pelissier, "Enhanced spectrally aware rf front end receiver under non-linearity," in *2018 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, May 2018.

[6] N. Grollier and S. Houcke, "Détection de signaux qpsk sur porteuse en utilisant les statistiques cycliques d'ordre 2," in *GRETSI 2017 : 26ème colloque du Groupement de Recherche en Traitement du Signal et des Images*, September 2017.