



HAL
open science

Compensation numérique de spurs multiples avec estimation conjointe des décalages de fréquences dans le contexte OFDM

Robin Gerzaguët, Laurent Ros, Fabrice Belveze, Jean-Marc Brossier

► **To cite this version:**

Robin Gerzaguët, Laurent Ros, Fabrice Belveze, Jean-Marc Brossier. Compensation numérique de spurs multiples avec estimation conjointe des décalages de fréquences dans le contexte OFDM. GRETSI 2015 - XXVème Colloque francophone de traitement du signal et des images, Sep 2015, Lyon, France. hal-01288281

HAL Id: hal-01288281

<https://hal.science/hal-01288281>

Submitted on 14 Mar 2016

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.

Compensation numérique de spurs multiples avec estimation conjointe des décalages de fréquences dans le contexte OFDM

Robin GERZAGUET^{1,2}, Laurent ROS¹, Fabrice BELVÈZE², Jean-Marc BROSSIER¹

¹Gipsa-Lab

11 rue des mathématiques, BP 46, 38402 Saint-Martin D’Heres, France

²ST-Microelectronics

12 rue Jules Horowitz, 38000 Grenoble , France

robin.gerzaguete@gipsa-lab.grenoble-inp.fr, laurent.ros@gipsa-lab.grenoble-inp.fr
fabrice.belveze@st.com, jean-marc.brossier@gipsa-lab.grenoble-inp.fr

Résumé – Les *spurs* sont des fuites issues des horloges internes d’un terminal Radio-Fréquence. Ces fuites se traduisent par des fréquences pures qui viennent polluer le signal de réception. On se propose ici de compléter l’analyse d’un algorithme numérique de suppression de spurs multiples, proposé dans [2], et basé sur la parallélisation de structures de compensation d’une spur par un algorithme LMS piloté par une référence construite à partir de la connaissance de la fréquence *a priori* de la spur. Dans cet article, on se focalise sur les performances de la structure lorsque le signal reçu suit une modulation OFDM. On montre que les performances de l’algorithme peuvent être fortement altérées lorsque le décalage entre les fréquences attendues et effectives des spurs polluantes est important, et on propose de remédier à ce problème par une structure d’estimation conjointe de l’amplitude complexe de la spur et du décalage de fréquence. L’efficacité de notre méthode est démontrée à la fois par des simulations qui viennent valider nos résultats théoriques, ainsi que par une expérimentation sur une plateforme de radio logicielle.

Abstract – This paper deals with a digital spur canceler and on its performance when applied to an Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) signal, including an experimental validation. Spurs are clock leakages that can leak into the reception stage, pollute the received signal and thus degrade the performance. We focus in this paper on a digital multiple-spurs canceler that extends our previous algorithm [2] to cope with strong unknown frequency shifts between expected and actual spur frequencies, due to imperfections of physical components. We first describe a parallel compensation structure, based on least-mean-square (LMS) algorithms that estimate the spur complex amplitudes and we derive analytic asymptotic performance formulae with respect to the polluter properties in the case of an OFDM signal. We show that frequency shifts can severely degrade the compensation performance and thus propose a joint estimation of the complex amplitudes and frequency shifts. We finally validate our approach by both simulations and experimentations on a software-defined-radio (SDR) platform.

1 Introduction

Les architectures d’émission-réception radio-fréquence (RF) actuelles tendent à devenir multi-standards, c’est-à-dire que plusieurs standards de communication peuvent cohabiter au sein de la même puce. Ces architectures doivent donc traiter des signaux de formes très différentes, avec des bandes spectrales de largeurs diverses, ce qui conduit à l’augmentation des contraintes de dimensionnement des composants analogiques qui constituent les premiers étages de l’architecture de réception [5].

Des auto-interférences, c’est-à-dire des interférences créées par l’architecture elle-même, sont donc susceptibles d’apparaître et de polluer le signal d’intérêt. Pour limiter leur impact, de nombreuses solutions analogiques, basées sur des stratégies d’évitement, ont pu être développées dans la littérature, mais ces solutions montrent leurs limites dans le cas des émetteurs-récepteurs multi-standards, où la configurabilité et la généricité sont des éléments clefs. De fait, certaines solutions de compensation purement numérique ont été développées, formant ce

que la littérature dénomme le paradigme de la radio sale [1].

Les spurs sont des fuites issues des harmoniques des horloges de fonctionnement qui viennent polluer le signal en haute fréquence, avant l’étape de démodulation, lorsque le multiple d’une fréquence d’une horloge coïncide avec la bande du signal reçu. Après démodulation, le signal utile est alors pollué par une ou plusieurs spurs additives, de fréquences connues (cf. figure 1). Ces spurs détériorent alors les performances de l’étage de décodage et doivent être compensées. Une stratégie de compensation numérique a été étudiée dans [3, 2] et se base sur la parallélisation de structures de compensation mono-spur. Ces structures sont basées sur des algorithmes des moindres carrés (LMS), pilotés par des références, ce qui ramène le processus d’estimation à celui des amplitudes complexes des spurs. Les références sont synthétisées à partir de la connaissance *a priori* des fréquences des spurs et, en pratique, des décalages de fréquences (DFs) surviennent entre les fréquences *a priori* et les fréquences effectives des spurs polluantes.

Dans cet article, on se propose d’étendre l’expression des

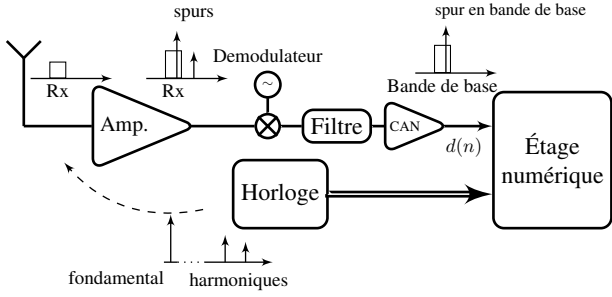


FIGURE 1 – Synoptique de l'apparition des spurs dans un récepteur RF. Amp désigne l'amplificateur faible bruit, CAN le convertisseur analogique-numérique et Rx le signal reçu.

performances asymptotiques initialement proposée dans [2], lorsque le signal reçu suit une modulation Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). Par ailleurs, on montre que les performances asymptotiques de la structure sont fortement altérées en présence de DFs importants et on propose un algorithme d'estimation conjointe de l'amplitude complexe de la spur, et du DF. Cet algorithme est « en ligne », récursif et a une faible complexité. On se propose enfin de valider notre approche par des simulations et par une expérimentation sur une plateforme de radio logicielle.

2 Modèle bande de base

Le modèle d'observation discret bande de base du signal reçu, pollué par P spurs, est le suivant :

$$d(n) = x(n) + b(n) + \sum_{i=1}^P s_i(n) \quad (1)$$

où $x(n)$ est le signal OFDM utile, $b(n)$ le bruit blanc additif gaussien circulaire centré de variance σ_b^2 et $s_i(n)$ la $i^{\text{ème}}$ spur polluante. A l'indice n , on suppose que le $m^{\text{ème}}$ symbole OFDM est reçu, et une expression simplifiée de $x(n)$, après suppression du préfixe cyclique, peut être exprimée comme étant :

$$x(n) = x(n_{\text{FFT}}m + q) = \frac{1}{n_{\text{FFT}}} \sum_{k=1}^{n_{\text{FFT}}} X_n(k) e^{\frac{2j\pi kq}{n_{\text{FFT}}}}, \quad (2)$$

où n_{FFT} est le nombre de porteuses, q l'indice courant du $m^{\text{ème}}$ symbole OFDM ($0 < q < n_{\text{FFT}} - 1$) et $X_n = [x_n(1), x_n(2), \dots, x_n(n_{\text{FFT}})]^T$ le vecteur de données ici supposé basé sur une modulation d'amplitude en quadrature (ainsi que des 0 pour les porteuses ne portant pas d'information). Chacune des spurs polluantes peut être exprimée comme :

$$s_i(n) = A_i e^{j(\omega_i + \delta_{\omega_i})n + j\phi_i}, \quad (3)$$

où A_i est l'amplitude, ω_i la fréquence normalisée et ϕ_i la phase de la $i^{\text{ème}}$ spur. La fréquence normalisée *a priori* de chaque spur est connue (cf. [2, sec. 5.1]) mais il y a un décalage de fréquence noté δ_{ω_i} entre la fréquence *a priori* et la fréquence effective de la spur.

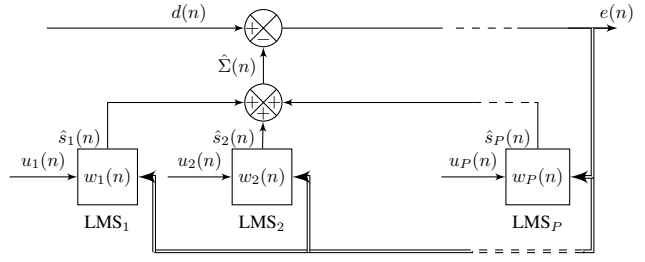


FIGURE 2 – Structure de compensation parallèle

3 Algorithme LMS parallèle & performances

La structure de compensation de P spurs est basée sur la parallélisation de blocs dédiés à l'annulation d'une spur, proposé dans [3, 2]. Chaque bloc est composé d'un algorithme LMS piloté par une référence, synthétisée à partir de la connaissance *a priori* de la fréquence de la spur polluante. Les P références ont donc la forme suivante :

$$u_i(n) = B_i e^{j\omega_i n + j\phi_{R_i}}, \quad (4)$$

où B_i est l'amplitude et ϕ_{R_i} la phase de la $i^{\text{ème}}$ référence. Le processus d'estimation revient à estimer récursivement les amplitudes complexes des spurs. La structure de compensation parallèle est décrite sur la figure 2. Le signal compensé $e(n)$ en sortie de la structure s'exprime comme étant

$$e(n) = d(n) - \sum_{i=1}^P \hat{s}_i(n) \quad (5)$$

où $\hat{s}_i(n) = w_i(n)u_i(n)$ est l'estimation de la $i^{\text{ème}}$ spur polluante, avec $w_i(n)$ l'estimation générée récursivement de l'amplitude complexe de la $i^{\text{ème}}$ spur dont la mise à jour est pilotée par un algorithme LMS classique [6]

$$w_i(n+1) = w_i(n) + \mu_i u_i^*(n) e(n), \quad i = 1 \dots P \quad (6)$$

où $*$ est l'opérateur conjugué et μ_i le pas du $i^{\text{ème}}$ processus d'estimation. Les performances de l'étage de compensation sont exprimées en fonction du rapport (signal plus bruit) sur interférence défini par

$$\text{RSBI}_{\text{comp}} = -10 \log_{10} \left(\frac{P_\epsilon}{\sigma_x^2 + \sigma_b^2} \right), \quad (7)$$

où P_ϵ est l'erreur quadratique moyenne obtenue à partir de l'erreur d'estimation $\epsilon(n) = \sum_{i=1}^P |s_i(n) - \hat{s}_i(n)|$ et où σ_x^2 est la variance du signal OFDM reçu. Les performances du suppressor de spurs, adapté de [2] au modèle présenté ici et à un signal OFDM, s'exprime comme étant :

$$\text{RSBI}_{\text{comp}} = -10 \log_{10} \left[\left(\frac{\frac{n_{\text{FFT}}}{n_{\text{Re}}} \sigma_x^2 + \sigma_b^2}{\sigma_x^2 + \sigma_b^2} \right) \frac{\sum_{i=1}^P \mu_i B_i^2}{2 - \sum_{i=1}^P \mu_i B_i^2} + \frac{\sum_{i=1}^P \frac{A_i^2}{\mu_i B_i^2} \delta_{\omega_i}^2 + \frac{2A_i^2(1 - \mu_i B_i^2) \delta_{\omega_i}^2 (\mu_i B_i^2 \delta_{\omega_i}^2 - \delta_{\omega_i}^2 + \mu_i B_i^2)}{\mu_i B_i^2 (\mu_i^2 B_i^4 \delta_{\omega_i}^2 - 2\mu_i B_i^2 \delta_{\omega_i}^2 + \mu_i^2 B_i^4)}}{(\sigma_x^2 + \sigma_b^2) (2 - \sum_{i=1}^P \mu_i B_i^2)} \right]. \quad (8)$$

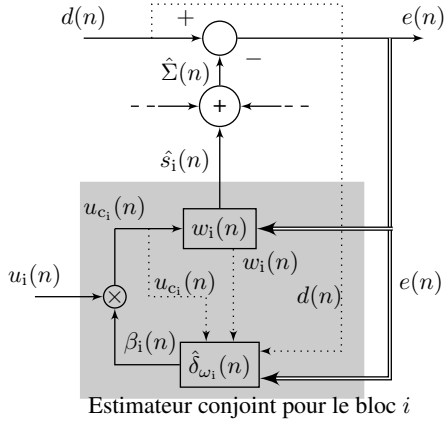


FIGURE 3 – Bloc élémentaire d'estimation conjointe

où le premier terme (dans le log) correspond à l'impact de la présence du signal utile, et le second terme correspond à l'impact des DFs sur les performances. Les DFs altèrent donc les performances, et on propose dans la partie suivante un algorithme d'estimation conjoint des $w_i(n)$ et des δ_{ω_i} .

4 Algorithme d'estimation conjointe

La structure de compensation reste parallèle et l'on remplace les blocs LMS d'annulation d'une spur par des blocs d'estimation conjointe décrits sur la figure 3. Pour chaque bloc, à chaque itération, la référence $u_i(n)$ est multipliée par un coefficient complexe $\beta_i(n)$ créant une référence corrigée $u_{c_i}(n)$. Le coefficient $\beta_i(n)$ peut être vu comme un coefficient de correction dynamique de phase et est obtenu via un processus d'estimation du DF $\hat{\delta}_{\omega_i}(n)$ dont la mise à jour est obtenue par la minimisation de la puissance instantanée du signal compensé $e(n)$ défini via (5). L'algorithme d'estimation conjointe est le suivant :

Correction de la référence

$$\beta_i(n) = e^{j\hat{\delta}_{\omega_i}(n) \times n}$$

$$u_{c_i}(n) = u_i(n) \times \beta_i(n)$$

LMS pour l'estimation de l'amplitude complexe

$$\hat{s}_i(n) = w_i(n) u_{c_i}(n)$$

$$w_i(n+1) = w_i(n) + \mu_i u_{c_i}^*(n) e(n)$$

LMS pour l'estimation du DF

$$L_i(n+1) = (1 - \mu_i |B_i|^2) L_i(n) + j \mu_i d(n) u_{c_i}^*(n)$$

$$\hat{\delta}_{\omega_i}(n+1) = \hat{\delta}_{\omega_i}(n) + \eta_i \Re\{e^*(n) [j \hat{s}_i(n) + u_{c_i}(n) L_i(n)]\},$$

avec $\Re\{\cdot\}$ l'opérateur partie réelle, η_i le pas du $i^{\text{ème}}$ estimateur de DF et $L_i(n)$ est obtenues récursivement à partir de $L_i(n) = \partial w_i(n) / \partial \delta_{\omega_i}$. Les DFs étant constants ou variants peu dans le temps, on peut alors désactiver la mise à jour récursive des DFs une fois la convergence obtenue, conduisant à une estimée fixée des P DFs, notés $\hat{\delta}_{\omega_i}$. L'algorithme revient alors à la structure précédente, pilotée par les références corrigées, et les

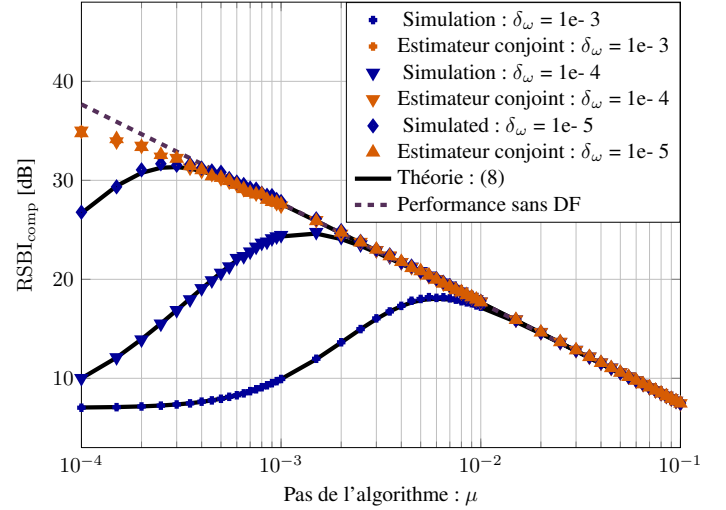


FIGURE 4 – Performances théoriques et simulées du suppressor de spurs avec l'algorithme initial et la structure d'estimation conjointe, en fonction de la valeur du pas de l'algorithme pour différentes valeurs de DF

performances asymptotiques exprimée en (8) restent valables en remplaçant les δ_{ω_i} par $\delta_{\omega_i} - \delta_{\omega_i}$.

5 Simulations & expérimentations

Dans cette partie, on se propose de valider notre approche par l'intermédiaire de simulations et d'une expérimentation sur une plateforme de radio-logicielle.

Performances théoriques : on se propose de valider l'expression théorique des performances asymptotiques (8). On considère donc un signal OFDM basé sur un alphabet QAM-4, composé de 128 sous-porteuses dont 72 porteuses d'information et un préfixe cyclique de taille 9. Ce signal suit (1) avec un bruit blanc additif gaussien et un rapport signal sur bruit de 10dB. Il est pollué par deux spurs dont les fréquences en bande de base valent respectivement -100 kHz et 200kHz. Les spurs suivent le modèle proposé dans (3) avec différentes configurations associées à des valeurs de DFs de 10^{-5} à 10^{-3} ($\delta_{\omega_1} = \delta_{\omega_2} = \delta_{\omega}$). Les performances asymptotiques théoriques et simulées en fonction du pas de l'algorithme ($\mu_1 = \mu_2 = \mu$) sont présentées sur la figure 4, qui montre bien la validité de l'expression théorique exprimée dans (8). On affiche également les performances de l'estimateur conjoint dont on vérifie le bon comportement puisqu'il rejoint quasiment la borne correspondant aux performances en absence de DF.

Validation sur radio logicielle : on se propose de valider l'approche sur des signaux issus d'une radio logicielle USRP-N210 de Ettus research [4], pilotée par une horloge à 100 MHz, et dont l'architecture fait référence dans la littérature. On se place à une fréquence porteuse de 800,1 MHz, de manière à avoir une spur polluante en bande de base à -100 kHz. On visualise sur la figure 5 la densité spectrale de puissance d'un signal OFDM (paramétré selon la configuration préalablement

décrite, avec une fréquence d'échantillonnage de 1,92 MHz) et on visualise bien la présence de la spur polluante autour de la fréquence *a priori* calculée (correspondant à la 8^{ème} harmonique polluante).

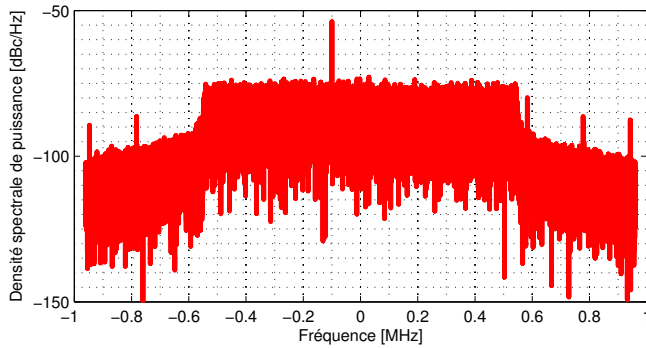


FIGURE 5 – Densité spectrale de puissance d'un signal OFDM reçu sur un USRP-N210 avec une fréquence porteuse de 800,1 MHz.

On représente sur la figure 6 le régime transitionnel de l'algorithme conjoint pour le gain complexe et le DF. Ce dernier converge vers une valeur de 160 Hz, équivalent à une imprécision de l'ordre de 10^{-4} . L'approche d'estimation conjointe proposée est donc légitime au vu de l'impact d'un tel DF non compensé (cf. figure 4).

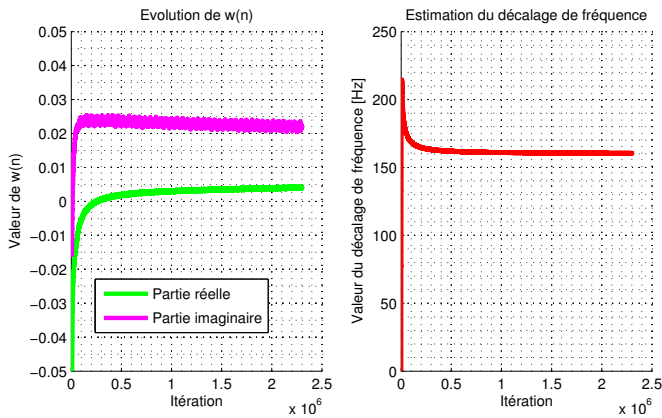


FIGURE 6 – Evolution de la phase de convergence de l'amplitude complexe et du DF de la spur polluante

On peut alors visualiser sur la figure 7 les constellations décodées des porteuses situées autour de la spur polluante, et on remarque l'impact de la spur polluante sur les porteuses voisines de la spur ainsi que l'efficacité de la méthode de compensation proposée qui permet, avec l'utilisation de l'estimation conjointe, de récupérer une constellation sans erreurs.

6 Conclusion

Les spurs, fuites des harmoniques des horloges de fonctionnement polluent le signal de réception dans une architecture

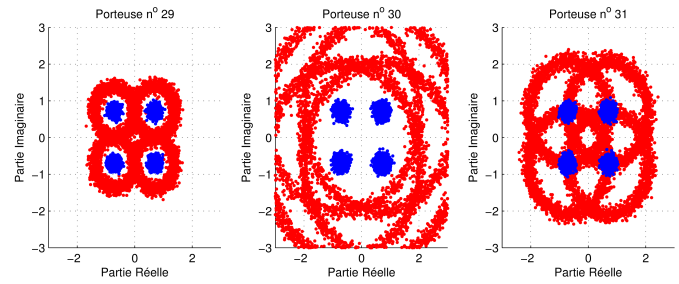


FIGURE 7 – Constellations des porteuses autour de la spur polluante sans (en rouge) et avec (en bleu) application de l'algorithme d'estimation conjointe

RF. On a exposé dans cet article le calcul de performance d'un suppresseur numérique basé sur la parallélisation de blocs de compensation mono-spur, eux-mêmes basés sur des algorithmes LMS pilotés par des références construites à partir de la connaissance *a priori* des fréquences des spurs polluantes. On a présenté les performances théoriques de la structure de compensation lorsque le signal reçu est un signal OFDM. L'impact de décalages de fréquences étant non négligeables (pour des imprécisions $\approx 10^{-4}$), on a présenté un algorithme d'estimation conjointe qui estime les amplitudes complexes des spurs ainsi que les décalages de fréquence. Enfin, on a validé notre approche par l'intermédiaire d'une expérimentation réalisée sur une plateforme de radio logicielle qui montre l'impact de ces spurs sur une modulation OFDM et l'efficacité de la structure de compensation décrite.

Références

- [1] G. Fettweis, M. Lohning & al. Dirty RF : a new paradigm. In *Proc. IEEE 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, volume 4, pages 2347–2355 Vol. 4, 2005.
- [2] R Gerzaguet, L Ros & al. On the performance of digital adaptive spur cancellation for multi-standard radio frequency transceivers. *Digital Signal Processing*, 33 :Pages 83–97, 2014.
- [3] R Gerzaguet, L Ros & al. Architectures numériques parallèles et successives pour la suppression de spurs multiples dans un terminal radio fréquence multi-standard et performances théoriques. In *Proc. 24eme colloque Grets*, pages 1–4, 2013.
- [4] E. Inc. "Universal Software Radio Peripheral".
- [5] P. Vainikainen, J. Holopainen & al. More than 20 antenna elements in future mobile phones, threat or opportunity? In *Proc. 3rd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pages 2940–2943, march 2009.
- [6] B. Widrow, J. McCool & al. The complex LMS algorithm. *Proceedings of the IEEE*, 63(4) :719 – 720, april 1975.