

Performances d'un suppresseur numérique adaptatif de *spurs* dans un terminal Radio-Fréquence multistandard en présence d'imperfections sur la référence

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

¹Gipsa-Lab

11 rue des mathématiques, BP 46, 38402 Saint-Martin D'Herès, France

²ST-Ericsson

12 rue Jules Horowitz, 38000 Grenoble, France

robin.gerzaguete@gipsa-lab.grenoble-inp.fr, laurent.ros@gipsa-lab.grenoble-inp.fr
fabrice.belveze@stericsson.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 caractérisent par des fréquences pures, qui viennent polluer le signal d'émission ou de réception. On se propose ici d'étudier une méthode active d'annulation d'une *spur* basée sur un algorithme des moindres carrés (LMS), en utilisant une référence construite à partir de la connaissance de la pulsation a priori du pollueur. Toutefois, cette référence n'est pas une image parfaite de la *spur*, du fait d'une imprécision de la pulsation réelle ou de la présence de bruit de phase. On apporte une étude analytique complète (performances asymptotiques, pas optimal) des performances de l'algorithme en présence d'un décalage de pulsation (DP) ou d'un bruit de phase (BP). Par ailleurs, on propose une surcouche adaptative originale à l'algorithme LMS pour accélérer sa convergence en maintenant les mêmes performances asymptotiques.

Abstract – In Radio-Frequency transceivers, leakages from clocks can appear and pollute the transmitted or received signal. These leakages, called *spurs*, are harmonic jammers and have to be mitigated. This paper deals with an active compensation system based on a Least Mean Square (LMS) algorithm which uses a reference built from the knowledge of the *spur's* pulsation. However, the reference is not a perfect image of the target polluter, due to limited accuracy on the pulsation knowledge and due to the phase noise affecting the *spur*. We provide here a complete study of the performance of the algorithm (asymptotic performance, optimal step) with phase noise and pulsation shift. Furthermore, we improve the transitional mode of the algorithm by adding an original adaptive step size process to the LMS, leading to a faster solution with the same asymptotic performance.

1 Introduction

Le développement de nombreux standards de communication, du *Global System Communication* (GSM) au *Long Term Evolution* (LTE) a été motivé par la demande croissante de mobilité et de nouveaux services de communication (internet, vidéo, mail,...)[1]. De fait, les architectures mobiles Radio-Fréquence (RF) tendent à devenir multi-standards, c'est à dire qu'elles abritent plusieurs standards de communication différents au sein de la même puce (WIFI, 4G, GSM, Bluetooth,...)[10].

Cependant, la cohabitation de ces standards implique de nouvelles problématiques : la proximité des composants, et la multiplicité des fréquences de travail entraînent la présence de fuites. Ainsi des harmoniques des horloges internes peuvent se retrouver dans un signal à émettre, ou dans le signal reçu. Ces pollutions, les *spurs*, sont alors des brouilleurs harmoniques qui dégradent les performances lorsqu'elles s'ajoutent au signal [12]. C'est pourquoi des stratégies de gestion ou de compensation des *spurs* doivent être mises en place.

Traditionnellement, la compensation des *spurs* se fait par des stratégies passives ou analogiques. Certaines stratégies consistent à dimensionner les fréquences de travail afin que les harmoniques ne tombent pas dans les fréquences de signal utile [7]. L'augmentation du nombre de fréquences de travail rend cette méthode de plus en plus difficile en pratique. Une autre stratégie consiste à utiliser des horloges à fréquence variable de manière à étaler la *spur* qui impacte moins le signal utile [4]. Enfin, d'autres méthodes sont actives et utilisent des filtres coupe-bande à la pulsation de la *spur* [9, 16].

Les terminaux RF utilisent de plus en plus de traitements numériques dans leur architecture, et notamment pour la compensation d'interférences dus à des imperfections matérielles. Ainsi plusieurs méthodes sont utilisées pour la compensation du déséquilibre en phase et en quadrature (appelé *IQ-Mismatch*) qui est dû à une imprécision locale dans la démodulation [2, 14], ou sont destinées à la suppression de la composante continue [16].

On se propose donc ici d'utiliser, pour la compensation des *spurs*, une méthode active basée sur un algorithme de traite-

ment du signal : l'algorithme du gradient stochastique (LMS pour *Least Mean Square*). Pour cela, on crée une référence, c'est à dire une oscillation à la pulsation a priori de la *spur*. Cependant, en pratique, si la pulsation est supposée connue a priori (elle peut se calculer à partir de la fréquence a priori de l'horloge qui pollue), la fréquence réelle du pollueur n'est pas alignée avec celle de la référence du fait de l'imprécision des oscillateurs : il y aura un décalage de pulsation (DP). Par ailleurs, en contexte réel, la phase de la *spur*, n'est pas constante, mais affectée d'un bruit de phase (BP). On modélisera ce bruit de phase par un mouvement brownien, qui est un modèle communément utilisé dans la littérature [11, 8]. La référence n'est donc finalement pas une image parfaite de la *spur*.

Sous ces hypothèses, on calculera alors de manière analytique les performances de l'algorithme, et on montrera que celui ci a un point de fonctionnement optimal, fonction du DP ou du BP. Enfin, on ajoutera à cet algorithme une surcouche originale sur le pas, afin de le rendre adaptatif. Ceci permettra d'avoir les mêmes performances asymptotiques, mais de réduire le régime transitoire, permettant d'avoir un algorithme fonctionnel et rapide mais avec une faible complexité.

2 Modèle & Algorithme

Une *spur* correspond à une harmonique d'une horloge, elle se caractérise de fait comme un signal périodique de pulsation ω connue a-priori et exprimée comme un multiple d'une fréquence d'horloge [6, 13] : on considère le signal discret complexe dans l'étage de réception RF, en bande de base :

$$d(n) = x(n) + s(n) \quad (1)$$

où n correspond à l'indice temporel, x correspond au signal utile blanc, centré et de variance σ_x^2 (composé d'un signal utile blanc et centré, bruité par un bruit blanc additif gaussien de variance σ_b^2). La *spur* polluante $s(n)$ s'exprime comme étant :

$$s(n) = A \cdot e^{j((\omega - \delta_\omega)n + \phi + \phi_n)} \quad (2)$$

A représente l'amplitude de la *spur*, ϕ sa phase et δ_ω le décalage de pulsation (DP) entre la pulsation a priori ou supposée ω et la pulsation réelle. Les paramètres A , ϕ et δ_ω sont inconnus. Par ailleurs, la *spur* est modulée par un bruit de phase ϕ_n . On considère que celui ci suit un modèle Brownien de variance inconnue σ_ξ^2 [11, 8].

$$\phi_n = \phi_{n-1} + \xi(n-1), \quad (3)$$

où ξ est un bruit blanc additif Gaussien de variance σ_ξ^2 . Pour une approche de compensation active, on génère une référence $u(n)$ à la pulsation ω .

$$u(n) = B \cdot e^{j(\omega n + \phi^R)}, \quad (4)$$

où B est l'amplitude de la référence, et ϕ^R est sa phase. L'approche choisie, comme le montre la figure 1, consiste à générer l'échantillon $\hat{s}(n)$ (l'estimation de la *spur* polluante à l'instant

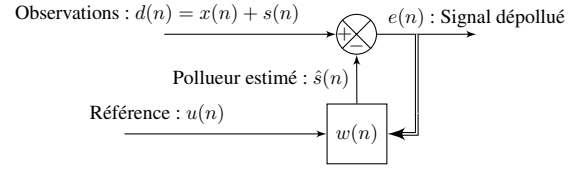


FIGURE 1 – Structure de l'algorithme.

n), en multipliant la référence $u(n)$ par un coefficient scalaire complexe $w(n)$, et à le soustraire à l'observation courante $d(n)$. Le signal débruité $e(n)$ est alors utilisé pour piloter la mise à jour du coefficient $w(n)$, par l'intermédiaire d'un gradient complexe.

On introduit la fonction de coût

$$J_\lambda(n) = \sum_{p=1}^n \lambda^{n-p} |e(p)|^2, \quad (5)$$

avec $0 < \lambda < 1$. La minimisation de cette fonction de coût conduit à l'algorithme suivant :

$$\hat{s}(n) = w(n) \cdot u(n) \quad (6)$$

$$e(n) = d(n) - \hat{s}(n) \quad (7)$$

$$w(n+1) = w(n) + \mu e(n) u^*(n) \quad (8)$$

avec μ le pas constant de l'algorithme. C'est l'algorithme LMS (*Least Mean Square*) tel qu'introduit par Widrow [15].

3 Surcouche adaptative

Les algorithmes de descente de gradient à pas constant souffrent du traditionnel dilemme rapidité-précision. On se propose donc d'ajouter un système de pas adaptatif afin de rendre l'algorithme plus rapide. L'objectif est d'avoir un algorithme dont le pas converge vers une valeur fixée (permettant un fonctionnement asymptotique prévisible et déterminé) mais dont l'évolution permet de réduire le régime asymptotique.

A partir de $J_\lambda(n)$ défini dans (5), on utilise un gradient couplé à une mise à jour géométrique avec un facteur d'oubli exponentiel $\gamma (< 1)$, de manière à avoir une mise à jour du pas selon la formule suivante [3] :

$$\mu_{n+1} = \mu_n \cdot \left(\gamma + \beta \cdot \frac{\delta J}{\delta \mu} \Big|_n \right) \quad (9)$$

et qui s'exprime en introduisant $G(n) = \frac{\delta J_\lambda(n)}{\delta w}$:

$$G(n+1) = (1 - \mu_n \cdot B^2) \cdot G(n) + u^*(n) \cdot e(n) \quad (10)$$

$$\mu_{n+1} = [\mu_n \cdot (\gamma + \beta \cdot |u^*(n) \cdot e(n) \cdot G(n)|)]_{\mu_{min}}^{\mu_{max}}$$

Pour des raisons de convergence, le pas est borné entre une valeur maximale μ_{max} et une valeur minimale μ_{min} . Le choix de ces bornes sera discuté par la suite. Le principe de la mise à jour du pas fonctionne comme suit :

- Dans la phase de convergence, la dérivée de la fonction de coût à une valeur importante de manière à ce que

$\beta \frac{\delta J}{\delta \mu} \Big|_n > 1$ entraînant une augmentation de la valeur du pas (borné par μ_{max}) ce qui va diminuer le régime transitoire.

- Une fois en convergence, $\beta \frac{\delta J}{\delta \mu} \Big|_n \ll 1$ et le pas diminue selon une décroissance géométrique (piloté par $\gamma < 1$), et est borné par μ_{min} . La valeur du pas va donc converger vers la borne inférieure μ_{min} .

Asymptotiquement (10) donne un pas constant convergeant vers μ_{min} , la surcouche adaptative n'ayant pour but que d'accélérer la convergence de l'algorithme, c'est à dire réduire l'erreur quadratique instantanée plus rapidement que si on imposait directement $\mu = \mu_{min}$.

4 Performances Asymptotiques

Cas Référence parfaite ($\delta_\omega = 0, \sigma_\xi^2 = 0$).

En termes de Rapport Signal sur Interférence (RSI), en considérant que le signal utile est centré, blanc et de variance σ_x^2 , on obtient le RSI asymptotique $RSI = -10 \log_{10} \left(\frac{E[|e(n) - x(n)|^2]}{E[|x(n)|^2]} \right)$, couplé à une condition de stabilité (borne supérieure de l'algorithme à pas adaptatif) [5] :

$$RSI_A = -dB_{10} \left(\frac{\mu B^2}{2 - \mu B^2} \right) \quad \text{et} \quad \mu < \mu_{max} = \frac{2}{B^2} \quad (11)$$

Où $dB_{10}(\cdot) = 10 \cdot \log_{10}(\cdot)$.

Cas avec DP ($\delta_\omega \neq 0, \sigma_\xi^2 = 0$).

En supposant que l'écart de pulsation est faible, on obtient alors l'expression du RSI en présence de décalage de pulsation :

$$RSI_A^{DP} = -dB_{10} \left(\frac{\mu B^2}{2 - \mu B^2} + \frac{2A^2(1 - \mu B^2)\delta_\omega^2(\mu B^2\delta_\omega^2 - \delta_\omega^2 + \mu B^2)}{2\sigma_x^2 B^2(2 - \mu B^2)(\mu^2 B^4\delta_\omega^2 - 2\mu B^2\delta_\omega^2 + \mu^2 B^4)} \right) \quad (12)$$

En supposant δ_ω faible devant le pas, et en admettant une valeur de pas faible devant 1 (garanti par la condition de stabilité de l'algorithme), on obtient alors l'expression du pas optimal pour un DP donné :

$$\mu_{OPT}^{DP} = \sqrt[3]{\frac{4 \cdot A^2 \delta_\omega^2}{B^6 \sigma_x^2}} \quad (13)$$

Cas BP ($\sigma_\xi^2 \neq 0, \delta_\omega = 0$). En considérant que la variance du bruit d'état est faible, on obtient un RSI asymptotique de forme :

$$RSI_A^{BP} = -dB_{10} \left(\frac{\mu B^2}{2 - \mu B^2} + \frac{\sigma_\xi^2 A^2}{\sigma_x^2 \mu B^2 (2 - \mu B^2)} \right) \quad (14)$$

Et un pas optimal :
$$\mu_{OPT}^{BP} = \frac{1}{B^2} \cdot \sqrt{\sigma_\xi^2 \frac{A^2}{\sigma_x^2}} \quad (15)$$

5 Simulations

La figure 2 compare les performances asymptotiques de l'algorithme avec les équations théoriques, en fonction du pas pour

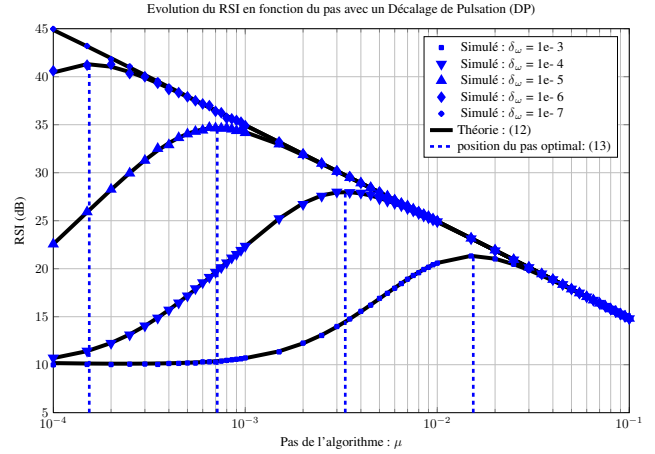


FIGURE 2 – Comparaison du RSI asymptotique en fonction du pas et en présence de DP, obtenu par simulation et par l'équation (12). La position du pas optimal est obtenue par (13).

plusieurs valeurs de DP, et pour une spur de RSI initial 10dB. On observe que les simulations valident la formule théorique (12) et que comme convenu les performances seront d'autant moindres que le décalage est important. La courbe de performance passe par un pas optimal qui suit (13). La figure 3 re-

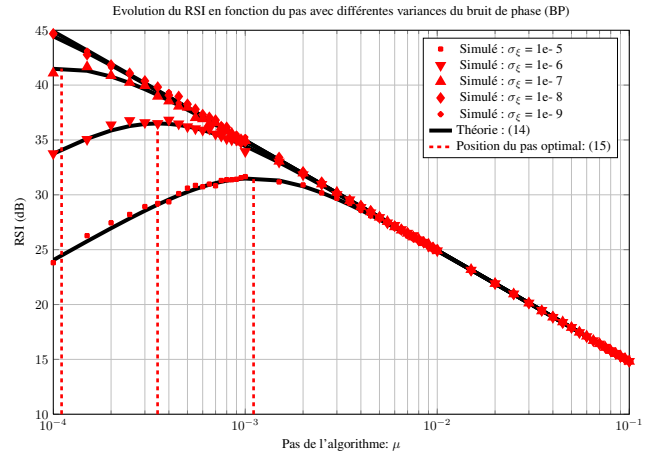


FIGURE 3 – Comparaison du RSI asymptotique en fonction du pas et en présence de BP, obtenu par simulation et par l'équation (14). La valeur du pas optimal obtenue par l'équation (15) est également représentée.

présente le RSI en fonction du pas en présence de BP pour plusieurs valeurs de variance du bruit d'état. La spur polluante à un RSI initial de 10dB. Là encore la théorie via (14) est validée. On remarque la présence d'un pas optimal dont on peut vérifier que la valeur corrobore (15).

Enfin la figure (4) compare les vitesses de convergence entre la solution à pas constant et la solution à pas adaptatif. Le RSI transitionnel moyen après compensation est affiché pour un RSI d'entrée initial de 0dB, avec un décalage de pulsation de 10^{-6} et un bruit de phase de variance 10^{-7} . L'amplitude de la référence vaut $B = 1$. Afin d'avoir les mêmes performances

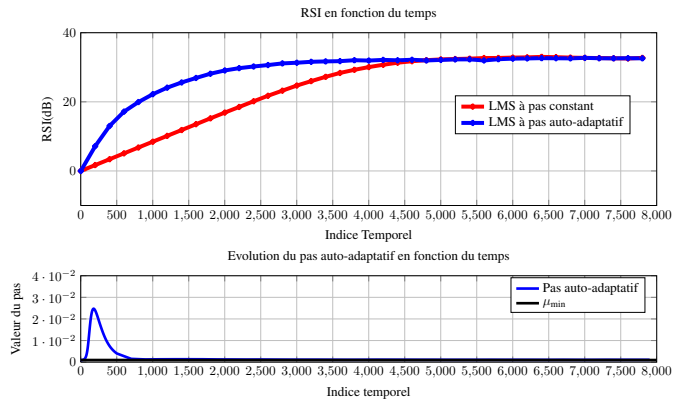


FIGURE 4 – En haut, comparaison du RSI transitionnel pour l’algorithme à pas constant et pour l’algorithme à pas adaptatif. En bas, l’évolution du pas adaptatif selon l’équation (10).

asymptotiques, la valeur du pas constant pour l’algorithme, et la borne minimale pour l’algorithme à pas adaptatif est mise à la même valeur : $\mu = \mu_{min} = 10^{-3}$. La valeur maximale du pas dans la structure adaptative est obtenu via (11). Au début de la simulation, la valeur du pas de l’algorithme adaptatif est placé à μ_{min} . On remarque donc que l’algorithme à pas adaptatif à une vitesse de convergence plus rapide que la solution à pas constant, car la valeur du pas augmente durant le régime de transition, ce qui permet d’avoir un gain dans la vitesse qui est non négligeable. En régime asymptotique, les deux algorithmes ont les mêmes performances puisque le pas adaptatif converge vers la valeur voulue : $\mu_n \rightarrow \mu_{min} = \mu$.

6 Conclusion

Ce papier traite des performances d’un supprimeur numérique d’une *spur*, brouilleur harmonique issu des horloges de fonctionnement d’un terminal Radio-Fréquence, et qui fuit dans le signal utile. On s’est placé dans le contexte où la connaissance de la pulsation de la *spur* est imparfaite (Décalage de pulsation DP), et où la *spur* est affectée d’un bruit de phase (BP) brownien. On a alors exprimé de manière analytique les performances asymptotiques du supprimeur et on a montré l’existence dans chacun des cas (DP seul ou BP seul) d’un point de fonctionnement optimal. Enfin, on a ajouté une surcouche originale afin de rendre le pas de l’algorithme auto-adaptatif, ce qui permet, à performances asymptotiques égales, d’augmenter la vitesse de convergence du système en conservant une faible complexité.

Références

[1] J.G. Atallah and M. Ismail. Future 4g front-ends enabling smooth vertical handovers. *Circuits and Devices Magazine, IEEE*, 22(1) :6 – 15, jan.-feb. 2006.

[2] P. Baudin and F. Belveze. Impact of rf impairments on a ds-cdma receiver. *Communications, IEEE Transactions on*, 52(1) :31–36, 2004.

[3] R Gerzaguët, L Ros & al. Self-adaptive stochastic rayleigh flat fading channel estimation. *Digital Signal Processing, IEEE Transactions on, Santorini*, July 2013.

[4] K.B. Hardin, J.T. Fessler & al. Spread spectrum clock generation for the reduction of radiated emissions. In *Electromagnetic Compatibility, 1994. Symposium Record. Compatibility in the Loop., IEEE International Symposium on*, pages 227 –231, aug 1994.

[5] S.S. Haykin. *Adaptive filter theory*. Prentice-Hall information and system sciences series. Prentice Hall, 1996.

[6] S. Kousai, K. Agawa & al. Low frequency spurs of vco due to noise propagation from digital i/o’s and their effects on performance of bluetooth soc. In *Radio Frequency integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2005. Digest of Papers. 2005 IEEE*, pages 589 – 592, june 2005.

[7] C. Mishra, A. Valdes-Garcia & al. Frequency planning and synthesizer architectures for multiband ofdm uwb radios. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 53(12) :3744 – 3756, dec. 2005.

[8] D. Petrovic, W. Rave & al. Common phase error due to phase noise in ofdm-estimation and suppression. In *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2004. PIMRC 2004. 15th IEEE International Symposium on*, volume 3, pages 1901 – 1905 Vol.3, sept. 2004.

[9] A. Raghavan, E. Gebara & al. Analysis and design of an interference canceller for collocated radios. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 53(11) :3498 – 3508, nov. 2005.

[10] A. Rusu and M. Ismail. Design challenges of wireless mobile radios. In *Signals, Circuits and Systems, 2007. ISSCS 2007. International Symposium on*, volume 1, pages 1 –4, july 2007.

[11] V. Syrjala, M. Valkama & al. Phase noise modelling and mitigation techniques in ofdm communications systems. In *Wireless Telecommunications Symposium, 2009. WTS 2009*, pages 1 –7, april 2009.

[12] Shang-Kee Ting and A.H. Sayed. Digital suppression of spurious pll tones in a/d converters. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 59(11) :5275 –5288, nov. 2011.

[13] A. Trippe, E. Juntunen & al. An adaptive broadband bicomos active spur canceller. In *Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International*, pages 1 –4, june 2011.

[14] M. Valkama, A. Springer & al. Digital signal processing for reducing the effects of rf imperfections in radio devices ; an overview. pages 813–816, 2010.

[15] B. Widrow, J. McCool & al. The complex lms algorithm. *Proceedings of the IEEE*, 63(4) :719 – 720, april 1975.

[16] P. Zahradnik, M. Vlcek & al. Dc-notch fir filters for zero-if receivers. In *Networking, 2007. ICN ’07. Sixth International Conference on*, pages 68–68, 2007.