



HAL
open science

SAIC pour une interférence circulaire au second-ordre par filtrage de Volterra complexe d'ordre 3

Mustapha Sadok, Jean-Pierre Delmas, Pascal Chevalier

► **To cite this version:**

Mustapha Sadok, Jean-Pierre Delmas, Pascal Chevalier. SAIC pour une interférence circulaire au second-ordre par filtrage de Volterra complexe d'ordre 3. GRETSI 2017: XXVIème colloque, Sep 2017, Juan Les Pins, France. pp.1 - 4. hal-02465012v2

HAL Id: hal-02465012

<https://hal.science/hal-02465012v2>

Submitted on 6 Nov 2017

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.

SAIC pour une interférence circulaire au second-ordre par filtrage de Volterra complexe d'ordre 3

Mustapha SADOK^{1,2}, Jean Pierre DELMAS¹, Pascal CHEVALIER³

¹Telecom SudParis, UMR CNRS 5157, Université Paris Saclay Evry, France

²Institut National des Télécommunications et TIC, LaRATIC, Oran, Algérie

³CNAM laboratoire CEDRIC Paris et Thales-Communications-Security Gennevilliers, France

msadok@ito.dz, jean-pierre.delmas@it-sudparis.eu, pascal.chevalier@cnam.fr

Résumé – Il a été démontré récemment qu'en présence de signaux rectilignes, respectivement utile (SOI) et interférant (CCI), captés par une seule antenne, la réjection d'une interférence forte peut être fortement améliorée par l'utilisation d'un filtre de Volterra complexe du 3ème ordre MMSE à la place d'un filtre widely linear (WL) MMSE. Cette amélioration est obtenue en exploitant à la fois la non-gaussiannité et la non-circularité des signaux aux ordres 2, 4 et 6 plutôt que la seule non-circularité à l'ordre 2 exploitée par les filtres WL. Cela permet, au moins pour des signaux BPSK, l'exploitation d'une discrimination d'amplitude en plus d'une discrimination de phase entre les signaux. Le but de cette contribution est d'examiner si ces propriétés restent valables pour des signaux circulaires au second-ordre, omniprésents en radiocommunications.

Abstract – It has been recently proved that in the presence of a rectilinear signal of interest (SOI) and a co-channel interference (CCI), received on a single antenna, the rejection of a strong interference can be greatly improved by the use of a MMSE third-order complex Volterra filter in place of a MMSE widely linear filter (WL). This improvement is achieved by exploiting both the non-Gaussianness and the non-circularity of the signals up to the 6th-order, rather than the second-order non-circularity exploited by the WL filters. This makes it possible, at least for BPSK signals, the exploitation of the amplitude discrimination in addition to the phase discrimination between the signals. The aim of this contribution is to examine whether these properties remain valid for second-order circular signals, ubiquitous in radiocommunications.

1 Introduction

Il est maintenant bien connu que l'une des propriétés les plus importantes d'un filtre WL [1] est sa capacité à rejeter une interférence rectiligne (BPSK, ASK) ou quasi-rectiligne (MSK, GMSK, OQAM) co-canal à partir d'une seule antenne (concept de single antenna interference cancellation ou SAIC), permettant la séparation de deux utilisateurs à partir d'une seule antenne [2–4]. L'efficacité de ce concept, conjointement à sa faible complexité expliquent pourquoi il est opérationnel dans la plupart des portables GSM, permettant des gains très significatifs pour la capacité des réseaux GSM [4, 5]. Toutefois, comme expliqué dans [6–8], des extensions et renforcements du concept SAIC sont requis pour certains nouveaux standards tels que VAMOS, une évolution du GSM standardisée récemment [9]. Un besoin similaire est aussi requis pour traiter l'interférence entre porteuses pour les réseaux utilisant la forme d'onde multi-porteuses FBMC-OQAM, candidate prometteuse pour les réseaux mobiles 5G [10]. Pour cette raison, une amélioration de la technologie SAIC basée sur du filtrage de Volterra complexe (VC) du 3ème ordre, extension à l'ordre 3 du filtrage WL, a été proposée récemment dans [11] pour des signaux rectilignes, via une approche MMSE. Cette structure exploite la non-gaussiannité et les non-circularité d'ordre 2, 4 et 6 des signaux, contrairement au filtrage WL qui n'exploite que la non-circularité d'ordre 2. Les gains en performance obtenus

dépendent de différents paramètres dont les constellations, les phases, les puissances et l'asynchronisme des signaux.

Le but de cette contribution est d'étendre l'analyse présentée dans [11] à des signaux circulaires à l'ordre 2 arbitraires (PSK, QAM...). Pour simplifier l'analyse, nous considérons des canaux non étalés temporellement. Nous montrons en particulier dans cet article qu'un filtre VC d'ordre 3 MMSE a la capacité de séparer deux signaux QPSK synchrones de puissances différentes reçus par une seule antenne, sans avoir à démoduler les deux signaux. Notons que les rares travaux analysant la capacité des filtres VC à rejeter une interférence correspondent à [13–16]. Alors que [13] traite des filtres VC d'ordre M pour la détection et l'estimation en contexte non-gaussien avec une application à la réjection d'interférence pour $M = 2$, [14–16] concernent l'analyse des filtres VC d'ordre 3 pour la réjection d'interférences. Néanmoins, [14] se limite à des réseaux CDMA alors que [15] et [16] considèrent du beamforming avec au moins 2 antennes.

2 Modèle de signal et statistiques

Nous considérons une antenne bande étroite qui reçoit la contribution d'un SOI, d'un CCI et d'un bruit de fond. Nous supposons que le canal de propagation est à un seul trajet et qu'il y a une parfaite synchronisation fréquentielle et temporelle du SOI. Dans ce cas, l'enveloppe complexe en sortie d'an-

tenne s'écrit sous la forme :

$$x(t) = \mu_s e^{i\phi_s} \sum_k a_k v(t - kT) + \mu_j e^{i\phi_j} \sum_k b_k v(t - kT - \tau_j) + n(t), \quad (1)$$

où a_k et b_k sont des séquences i.i.d. centrées de symboles de constellations circulaires du second-ordre et symétriques, respectivement du SOI et du CCI indépendantes entre elles et avec le bruit $n(t)$ qui est supposé centré gaussien circulaire. T est la période symbole, $v(t)$ est la réponse impulsionnelle d'un filtre de mise en forme racine carrée de cosinus surélevé, μ_s , ϕ_s and μ_j , ϕ_j sont les amplitudes et phases respectives du SOI et CCI et $\tau_j \in [0, T[$ est un retard du CCI par rapport au SOI.

Puisque $r(t) \stackrel{\text{def}}{=} v(t) \otimes v^*(-t)$ (où \otimes représente le produit de convolution) est un filtre de Nyquist à valeur réelle, nous obtenons en désignant par x_k l'enveloppe complexe échantionnée au rythme symbole en sortie de filtrage adapté à l'impulsion $v(t)$:

$$x_k = \mu_s e^{i\phi_s} a_k r(0) + \mu_j e^{i\phi_j} \sum_{\ell} b_{\ell} r((k-\ell)T - \tau_j) + n_k, \quad (2)$$

où n_k est la composante bruit de fond qui est centrée, stationnaire gaussienne circulaire de puissance η_2 .

Nous appelons par a'_k and $b'_k(\tau_j)$ les symboles a_k et termes $\sum_{\ell} b_{\ell} r((k-\ell)T - \tau_j)$, normalisés tels que $E|a'_k|^2| = E|b'_k|^2(\tau_j)| = 1$. Sous ces hypothèses, (2) prend la forme suivante :

$$x_k = \sqrt{\pi_s} e^{i\phi_s} a'_k + \sqrt{\pi_j} e^{i\phi_j} b'_k(\tau_j) + n_k, \quad (3)$$

où $\pi_s \stackrel{\text{def}}{=} \mu_s^2 \pi_a r^2(0)$ et $\pi_j \stackrel{\text{def}}{=} \mu_j^2 \pi_b (\sum_n r^2((k-n)T - \tau_j))$ (avec $\pi_a \stackrel{\text{def}}{=} E|a'_k|^2|$ et $\pi_b \stackrel{\text{def}}{=} E|b'_k|^2|$) sont les puissances respectives du SOI et du CCI. Nous aurons besoin à la section 5.1 des moments du 4ième et 6ième ordre suivants :

$$\begin{aligned} \kappa_{j,c} &\stackrel{\text{def}}{=} E|b'_k|^4(\tau_j)| = E|b_k^4| \sum_{\ell} r_{\ell}^4 + 4[E|b_k^2|]^2 \sum_{k<\ell} r_k^2 r_{\ell}^2 \\ \kappa_{j,nc,1} &\stackrel{\text{def}}{=} E(b_k^4(\tau_j)) = E(b_k^4) \sum_{\ell} r_{\ell}^4 \\ \kappa_{j,nc,2} &\stackrel{\text{def}}{=} E(b_k^2(\tau_j)|b_k^2(\tau_j)|) = E(b_k^2|b_k^2|) \sum_{\ell} r_{\ell}^4 \quad (4) \\ \chi_{j,c} &\stackrel{\text{def}}{=} E|b'_k|^6(\tau_j)| = E|b_k^6| \sum_{\ell} r_{\ell}^6 \\ &\quad + 9E|b_k^2|E|b_k^4| \sum_{k \neq \ell} r_k^4 r_{\ell}^2 + 36[E|b_k^2|]^3 \sum_{i<k<\ell} r_i^2 r_k^2 r_{\ell}^2 \\ \chi_{j,nc,1} &\stackrel{\text{def}}{=} E(b_k^6(\tau_j)) = E(b_k^6) \sum_{\ell} r_{\ell}^6 \\ \chi_{j,nc,2} &\stackrel{\text{def}}{=} E(b_k^4(\tau_j)|b_k^2(\tau_j)|) \\ &= E(b_k^4|b_k^2|) \sum_{\ell} r_{\ell}^6 + 5E(b_k^4)E|b_k^2| \sum_{k \neq \ell} r_k^4 r_{\ell}^2 \\ \chi_{j,nc,3} &\stackrel{\text{def}}{=} E(b_k^2(\tau_j)|b_k^4(\tau_j)|) \\ &= E(b_k^2|b_k^4|) \sum_{\ell} r_{\ell}^6 + 4E(b_k^4)E|b_k^2| \sum_{k \neq \ell} r_k^4 r_{\ell}^2, \quad (5) \end{aligned}$$

où $r_k \stackrel{\text{def}}{=} r(kT - \tau_j) / \sqrt{\pi_b \sum_{\ell} r^2(\ell T - \tau_j)}$. Notons que pour les constellations $4M^2$ MAQ et 2^M PSK de symboles, celles-ci

sont invariantes par rotation de $\pi/2$, ce qui implique : $\kappa_{j,nc,2} = \chi_{j,nc,1} = \chi_{j,nc,3} = 0$.

3 Formulation du problème et introduction du filtre VC du 3ème ordre MMSE

Le problème considéré ici est la détection des symboles a_k à partir des observations x_k à travers un critère MMSE. Naturellement l'estimée y_k de a_k selon le critère MMSE est l'espérance conditionnelle $y_k = E(a_k|x_k)$, qui dans le cas d'une distribution conjointe de (a_k, x_k) respectivement gaussienne circulaire ou non circulaire devient linéaire ou WL en x_k [1]. Mais pour des distributions de (a_k, x_k) non gaussiennes, cette espérance conditionnelle devient non linéaire en x_k . Or celle-ci est impossible à obtenir car en pratique la distribution de (a_k, x_k) est inconnue. C'est la raison pour laquelle une approximation de cette espérance conditionnelle sous la forme d'un filtre VC a été introduite dans [11]. Comme il a été démontré dans [11] que pour des distributions de (a_k, x_k) centrées et symétriques, seuls les terme impairs de ce filtre VC permettent de réduire la MMSE, le filtre VC du 3ème ordre suivant (6) y a été introduit :

$$y_k = w_{1,0}^* x_k + w_{1,1}^* x_k^* + \underbrace{w_{3,0}^* x_k^3}_0 + \underbrace{w_{3,1}^* x_k^2 x_k^*}_1 + \underbrace{w_{3,2}^* x_k x_k^{2*}}_2 + \underbrace{w_{3,3}^* x_k^{3*}}_3 \stackrel{\text{def}}{=} \tilde{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{x}}_k. \quad (6)$$

où $\tilde{\mathbf{w}} \stackrel{\text{def}}{=} [w_{1,0}, w_{1,1}, w_{3,0}, w_{3,1}, w_{3,2}, w_{3,3}]^T$ et $\tilde{\mathbf{x}}_k \stackrel{\text{def}}{=} [x_k, x_k^*, x_k^3, x_k^2 x_k^*, x_k x_k^{2*}, x_k^{3*}]^T$.

Un tel filtre est dénoté par WL-C(0,1,2,3) et des filtres à structures partielles ne retenant que certains termes cubiques de (6) dénotés WL-C(i) et WL-C(i, j), (i, j) \in $\{0, 1, 2, 3\}$ ont aussi été étudiés dans [11]. Par ailleurs, puisque dans cette contribution, nous ne considérons que des symboles a_k circulaires du second-ordre, pour lesquels le terme $w_{1,1}^* x_k^*$ de (6) ne réduit pas la MMSE par rapport au filtre linéaire $w_{1,0}^* x_k$, nous considérerons aussi ici des filtres VC de structure partielle ne contenant pas ce terme $w_{1,1}^* x_k^*$, que l'on notera L-C(i) et L-C(i, j), (i, j) \in $\{0, 1, 2, 3\}$.

Le filtre VC du 3ème ordre MMSE est le filtre $\tilde{\mathbf{w}}$ qui minimise le critère $\text{MSE}(\tilde{\mathbf{w}}) = E|a_k - \tilde{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{x}}_k|^2$. Ce filtre est donné classiquement par

$$\tilde{\mathbf{w}}_{\text{VC-MMSE}} = \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{x}}}^{-1} \mathbf{r}_{\tilde{\mathbf{x}},a}, \quad (7)$$

où $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{x}}} \stackrel{\text{def}}{=} E(\tilde{\mathbf{x}}_k \tilde{\mathbf{x}}_k^H)$ et $\mathbf{r}_{\tilde{\mathbf{x}},a} \stackrel{\text{def}}{=} E(\tilde{\mathbf{x}}_k a_k^*)$ et la MMSE obtenue est donnée par

$$\text{MMSE} \stackrel{\text{def}}{=} \text{MSE}[\tilde{\mathbf{w}}_{\text{VC-MMSE}}] = \pi_a - \mathbf{r}_{\tilde{\mathbf{x}},a}^H \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{x}}}^{-1} \mathbf{r}_{\tilde{\mathbf{x}},a}. \quad (8)$$

Notons qu'en pratique $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{x}}}$ et $\mathbf{r}_{\tilde{\mathbf{x}},a}$ ne sont pas connus et doivent être estimés à l'aide d'une séquence d'apprentissage corrélée avec les symboles SOI, en utilisant une approche moindre carrée.

4 Décomposition orthogonale

Pour mieux comprendre le comportement de nos filtres VC-MMSE et pour le comparer à celui du filtre WL-MMSE, nous étendons l'interprétation de ce dernier introduite dans [17] en remarquant que tous les termes de $\tilde{\mathbf{x}}_k$ contiennent une composante SOI au travers de sa décomposition orthogonale :

$$\tilde{\mathbf{x}}_k = a_k \begin{pmatrix} \mathbf{r}_{\tilde{x},a} \\ \pi_a \end{pmatrix} + \tilde{\mathbf{i}}_k. \quad (9)$$

Cette décomposition (9) permet donc d'étendre la notion classique de SINR en sortie de tout filtre VC $\tilde{\mathbf{w}}$:

$$\text{SINR}(\tilde{\mathbf{w}}) = \frac{|\tilde{\mathbf{w}}^H \mathbf{r}_{\tilde{x},a}|^2}{\pi_a \tilde{\mathbf{w}}^H \mathbf{R}_{\tilde{x}} \tilde{\mathbf{w}}}, \quad (10)$$

où $\mathbf{R}_{\tilde{x}} \stackrel{\text{def}}{=} \mathbb{E}(\tilde{\mathbf{i}}_k \tilde{\mathbf{i}}_k^H)$ est la matrice de covariance de la composante de $\tilde{\mathbf{x}}_k$ (9) qui rassemble tous ses termes non corrélés avec le symbole SOI a_k . Par ailleurs, il est aisé de démontrer à partir de (9) et (10), la relation générale suivante reliant la MSE et le SINR à la sortie y_k d'un filtre CV arbitraire $\tilde{\mathbf{w}}$:

$$\text{MSE}(\tilde{\mathbf{w}}) = \pi_a \left| 1 - \frac{\tilde{\mathbf{w}}^H \mathbf{r}_{\tilde{x},a}}{\pi_a} \right|^2 + \frac{|\tilde{\mathbf{w}}^H \mathbf{r}_{\tilde{x},a}|^2}{\pi_a \text{SINR}(\tilde{\mathbf{w}})}. \quad (11)$$

Nous déduisons à partir de (11) que le filtre VC $\tilde{\mathbf{w}}$, qui minimise $\text{MSE}(\tilde{\mathbf{w}})$ sous la contrainte $\tilde{\mathbf{w}}^H \mathbf{r}_{\tilde{x},a} = \pi_a$ est aussi le filtre VC qui maximise $\text{SINR}(\tilde{\mathbf{w}})$ sous ses mêmes contraintes. Cela démontre que sous la contrainte $\tilde{\mathbf{w}}^H \mathbf{r}_{\tilde{x},a} = \pi_a$, la minimisation de la MSE et la maximisation du SINR sont des critères équivalents. Cela donne une interprétation physique au SINR (10) en terme de minimisation de la MSE et nous obtenons :

$$\text{MMSE} = \frac{\pi_a}{1 + \text{MSINR}}, \quad (12)$$

où MSINR désigne la valeur maximum du SINR (10), dont il a été démontré dans [11] que les filtres qui le maximisent sont proportionnels à $\tilde{\mathbf{w}}_{\text{CV-MMSE}}$. Ainsi en général, $\tilde{\mathbf{w}}_{\text{CV-MMSE}}$, qui minimise $\text{MSE}(\tilde{\mathbf{w}})$, maximise $\text{SINR}(\tilde{\mathbf{w}})$, mais n'est pas le seul.

5 Performances en terme de SINR et de SER

5.1 Analyse de performances en terme de SINR

Pour des SOI et CCI à symboles réels, le SINR en sortie d'un récepteur WL-MMSE est donné [3] pour une forte CCI (i.e., $\pi_j \gg \eta_2$) par

$$\text{SINR}_{\text{WL}} \approx \frac{2\pi_s}{\eta_2} (1 - \cos^2(\Delta\phi)), \quad (13)$$

où $\Delta\phi \stackrel{\text{def}}{=} \phi_j - \phi_s$. La rel. (13) montre que le récepteur WL-MMSE permet le SAIC avec un SINR qui décroît quand $\Delta\phi$ tend vers zéro. Par contre à la sortie de tout récepteur VC-MMSE du 3ème ordre à structure partielle WL contenant un seul terme cubique (6), il a été démontré [11] en utilisant des outils de calcul symbolique Matlab, que pour un puissant CCI à symboles BPSK synchrones (i.e., $\tau_j = 0$) nous avons :

$$\text{SINR}_{\text{WL-C}(i)} \approx \frac{2\pi_s}{\eta_2}, \quad \forall \Delta\phi, \quad (14)$$

qui est le SINR obtenu en absence de CCI.

Pour des SOI et CCI à symboles circulaires du second-ordre, nous avons étendu (en utilisant les outils de calcul symbolique développés dans [11]), les expressions $\text{SINR}_{\text{WL-C}}$ sous forme de fraction rationnelle en π_s du SINR en sortie d'un récepteur

VC-MMSE du 3ème ordre, aux expressions $\text{SINR}_{\text{L-C}}$. Nous avons ainsi démontré :

$$\text{SINR}_{\text{L-C}} = \frac{a_P \pi_j^P + \dots + a_1 \pi_j + a_0}{b_{P+1} \pi_j^{P+1} + \dots + b_1 \pi_j + b_0}, \quad (15)$$

où P dépend de la structure partielle cubique choisie et où les coefficients $a_0, \dots, a_P, b_0, \dots, b_{P+1}$ sont fonctions de $\pi_s, \eta_2, \kappa_{j,c}, \kappa_{j,nc,i}, i = 1, 2, \chi_{j,c}, \chi_{j,nc,i}, i = 1, 2, 3$, des mêmes statistiques associées au SOI et de $\Delta\phi$. Pour les structures partielles à 1 et 2 termes cubiques, les valeurs de P sont respectivement 3 et 6 et nous avons démontré en particulier :

Pour la structure partielle L-C(1), $b_4 = 0 \Leftrightarrow \chi_{j,c} - \kappa_{j,c}^2 = 0 \Leftrightarrow |b'_k(\tau_j)|$ prend au plus les valeurs 0 ou 1 ; ce qui est réalisé en particulier pour des symboles PSK quelconques (et en particulier QPSK) synchrones, mais également dans le cadre plus général d'un modèle de CCI non filtré à module constant, pour lesquels :

$$\lim_{\pi_j \rightarrow \infty} \text{SINR}_{\text{L-C}(1)} = \frac{a_3}{b_3} = \frac{\pi_s}{\pi_s + 2\eta_2}. \quad (16)$$

Pour la structure partielle L-C(1,3), le terme b_6 est très complexe, mais pour $\kappa_{j,c} = \kappa_{j,nc,1} = \chi_{j,c} = \chi_{j,nc,2} = 1$ et $\kappa_{j,nc,1} = \chi_{j,nc,1} = \chi_{j,nc,3} = 0$, ce qui est réalisé en particulier pour des symboles QPSK synchrones, nous avons

$$\lim_{\pi_j \rightarrow \infty} \text{SINR}_{\text{L-C}(1,3)} = \frac{a_5}{b_5} = \frac{\pi_s}{\eta_2}. \quad (17)$$

Ce qui est le SINR d'un récepteur linéaire en absence de CCI. La rel. (17) montre que pour des symboles QPSK synchronisés, le CCI est complètement annulé grâce à la seule discrimination d'amplitude du CCI vis à vis du SOI. Ce point est illustré sur la Fig.3. Cette discrimination d'amplitude est généralement forte dans les systèmes full-duplex [18]. Pour des symboles non QPSK ou non synchrones, il est encore possible de bénéficier de la discrimination d'amplitude CCI/SOI pour des CCI de fortes puissances. Ceci est illustré sur la Fig.1 qui exhibe le gain $\text{SINR}_{\text{LC}(1,3)}/\text{SINR}_{\text{L}}$ en fonction de τ_j/T pour des symboles QPSK pour différentes valeurs du roll-off α de $v(t)$ où ce gain diminue quand α augmente. La Fig.2 montre que $\text{SINR}_{\text{LC}(1,3)}$ est très peu sensible à $\Delta\phi$, contrairement au récepteur WL-C(1,3) pour des symboles BPSK [11].

5.2 Analyse de performances en terme de SER

Nous nous intéressons ici à la variation du taux d'erreur symbole (SER) obtenu en sortie de filtres L-C(1) et L-C(1,3) en utilisant un simple détecteur à seuil pour symboles QPSK SOI et CCI synchronisés où $\Delta\phi = 0$ et $\text{SNR} = 10\text{dB}$, en fonction de l'INR. Ce SER est comparé à celui d'un récepteur MAP qui connaît les paramètres $\pi_s, \pi_j, \phi_s, \phi_j$ et η_2 . Les Fig.3 et 4 illustrent le phénomène de discrimination d'amplitude CCI/SOI pour lequel le SER (resp. SINR) du récepteur L-C(1,3) est maximum (resp. minimum) pour $\text{INR} \approx \text{SNR}$ et est minimum pour un fort CCI pour lequel le SINR est maximum. De plus, quoique le récepteur MAP est toujours meilleur que le récepteur L-C(1,3), nous remarquons que les SER sont très proches pour un fort CCI. Enfin, nous notons que les performances en terme de SER et de SINR sont consistantes, renforçant ainsi le sens du SINR défini à partir de la décomposition orthogonale (9), comme indicateur de performance.

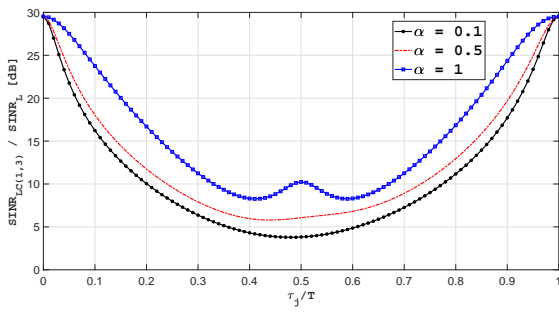


Fig.1 Rapport $SINR_{LC(1,3)}/SINR_L$ en fonction de τ_j/T avec symboles QPSK pour $\Delta\phi = 0$, $SNR = 10dB$ et $INR = 30dB$.

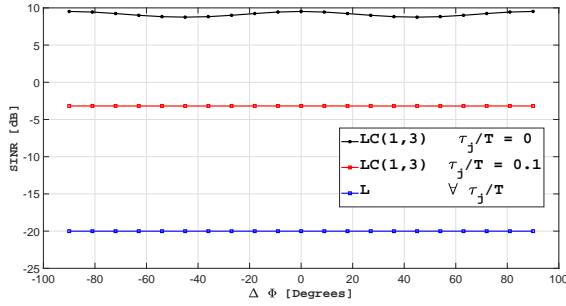


Fig.2 $SINR_{LC(1,3)}$ et $SINR_L$ en fonction de $\Delta\phi$ avec symboles QPSK pour $SNR = 10dB$ et $INR = 30dB$.

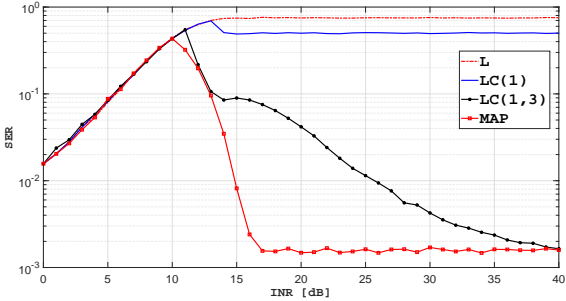


Fig.3 SER en fonction de l'INR pour les récepteurs L, LC(1), LC(1,3) et MAP pour $\Delta\phi = 0$ et $SNR=10dB$ et symboles QPSK synchronisés.

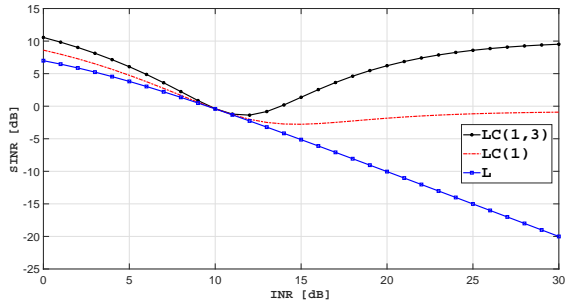


Fig.4 SINR en fonction de l'INR pour les récepteurs L, LC(1) et LC(1,3) pour $\Delta\phi = 0$ et $SNR=10dB$ et symboles QPSK synchronisés.

6 Conclusion

Nous avons démontré dans cette contribution qu'un filtre VC du 3ème ordre MMSE permet de séparer deux signaux QPSK synchrones de puissances très différentes sans avoir à démoduler les deux signaux. De plus pour des symboles de modules constants non QPSK ou non synchrones, il est encore possible de bénéficier de la discrimination d'amplitude

CCI/SOI pour des CCI de fortes puissances. Des résultats plus détaillés de performances sont en cours d'étude dans le cadre d'autres scénarios d'interférence comme les interférences rectilignes ou circulaires impulsives de Bernoulli.

Références

- [1] B. Picinbono and P. Chevalier, "Widely linear estimation with complex data", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 43, no. 8, pp. 2030-2033, Aug. 1995.
- [2] H. Trigui and D.T.M. Slock, "Performance bounds for cochannel interference cancellation within the current GSM standard", *Signal Processing*, vol. 80, pp. 1335-1346, 2000.
- [3] P. Chevalier and F. Pipon, "New Insights into optimal widely linear array receivers for the demodulation of BPSK, MSK and GMSK signals corrupted by noncircular interferences - Application to SAIC", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 54, no. 3, pp. 870-883, March 2006.
- [4] R. Meyer, W.H. Gerstacker, R. Schober, and J.B. Huber, "A single antenna interference cancellation algorithm for increased GSM capacity", *IEEE Trans. on Wireless Com.*, vol. 5, no. 7, pp. 1616-1621, July 2006.
- [5] A. Mostafa, R. Kobylinski, I. Kostanic, and M. Austin, "Single antenna interference cancellation (SAIC) for GSM networks", *Proc. VTC*, vol. 2, pp. 1089-1093, Orlando, Florida, USA, Oct. 2004.
- [6] M. Vutukuri, R. Malladi, K. Kuchi, and R. Koilpillai, "SAIC receiver algorithms for VAMOS downlink transmission", *ISWCS*, pp. 31-35, Aachen, Germany, Nov. 2011.
- [7] D. Molteni and M. Nicoli, "Joint OSC receiver for evolved GSM/EDGE", *IEEE Trans. Wireless Com.*, vol 12, no. 6, pp. 2608-2619, June 2013.
- [8] M. Ruder, R. Meyer, F. Obernosterer, H. Kalveram, R. Schober, and W. Gerstacker, "Receiver concepts and resource allocation for OSC downlink transmission", *IEEE Trans. Wireless Com.*, vol 13, no. 3, pp. 1568-1581, March 2014.
- [9] R.C.D. Paiva, R.D. Vieira, R. Lida, F.M. Tavares, M. Saily, J. Hulkkonen, R. Jarvela, and K. Niemela, "GSM voice evolution using orthogonal subchannels", *IEEE Commun. Magazine*, pp. 80-86, Dec. 2012.
- [10] G. Wunder *et al.* "5GNOW : Non-orthogonal asynchronous waveforms for future mobile applications", *IEEE Commun. Magazine*, pp. 97-105, Feb. 2014.
- [11] M. Sadok, J.P. Delmas, and P. Chevalier, "Enhanced Single Antenna Interference Cancellation from MMSE third-order Complex Volterra filters", *Proc ICASSP*, New Orleans, Louisiana, March 2017.
- [12] B. Picinbono, "On Circularity", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 42, no. 12, pp. 3473-3482, Dec 1994.
- [13] P. Chevalier, P. Duvaut, and B. Picinbono, "Le filtrage de Volterra transverse réel et complexe en traitement du signal", *Traitement du Signal, Numéro spécial "non linéaire et non gaussien"*, vol 7, no. 5, pp 451-476, 1990.
- [14] P. Comon, R. Liu, and D. Slock, "Path-wise wide-sense polynomial receiver for UMTS communications", *39th Conf. Com. Contr. Comput.*, Allerton, Illinois, Oct. 2001.
- [15] A. Souloumiac, P. Chevalier, and C. Demeure, "Improvement in non-Gaussian jammers rejection with a non linear spatial filter", *Proc ICASSP, Minneapolis (USA)*, pp. V670-V673, April 1993.
- [16] P. Chevalier, J.P. Delmas, and M. Sadok, "Third order Volterra MVDR beamforming for non-Gaussian and potentially non-circular interference cancellation", soumis à *IEEE Trans. Signal Process.*, March 2017.
- [17] P. Chevalier, J.P. Delmas, and A. Oukaci, "Properties, performance and practical interest of the widely linear MMSE beamformer for nonrectilinear signals", *Signal Processing*, vol. 97, pp. 269-281, April 2014.
- [18] A. Ahmed and A.M. Eltawil, "All-digital self-interference cancellation technique for full-duplex systems", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 14, no. 7, pp. 3519-3532, July 2015.