

Estimation autodidacte d'un signal multi-porteuses en présence de brouilleurs

Michel TERRÉ Luc FÉTY

CNAM
292 rue St Martin, 75741 Paris Cedex 03, France
terre@cnam.fr, fety@cnam.fr

Résumé – Cet article présente une méthode de réception adaptée à une forme d'onde multi-porteuses, dans un environnement très sévèrement brouillé. La méthode est basée sur l'utilisation d'une antenne multi-capteurs et permet de lutter contre le brouillage par filtrage spatial. L'adaptation des coefficients du filtre spatial est réalisée sans faire appel à un signal de référence.

Abstract – This paper presents a new method of spatial filtering dedicated to the case of a multi-carriers waveform. A blind algorithm devoted to jammer cancellation is proposed.

1 Introduction

Cet article présente une méthode de réception adaptée à une forme d'onde multi-porteuses, dans un environnement très sévèrement brouillé. La méthode est basée sur l'utilisation d'une antenne multi-capteurs et permet de lutter contre le brouillage par filtrage spatial. L'adaptation des coefficients du filtre spatial est réalisée sans faire appel à un signal de référence, mais par une technique autodidacte s'apparentant aux méthodes de séparation de sources [1],[2] basées sur l'hypothèse d'indépendance statistique des signaux sources. Ces méthodes consistent à rechercher des signaux présentant une distribution d'amplitude la plus compacte possible (moments d'ordres supérieurs le plus faibles possibles). Dans le cas présenté ici, la source utile étant multi-porteuses, son enveloppe varie beaucoup. Plus le nombre de porteuses est grand, plus la distribution des amplitudes du signal tend vers une distribution gaussienne. Dans ce cas, les moments d'ordres supérieurs n'apportent aucune information supplémentaire par rapport aux moments d'ordre 2 et les méthodes citées auparavant ne sont plus applicables. Pourtant, le signal est constitué par une somme de signaux modulés non-gaussiens. La méthode présentée ici consiste à exploiter cette caractéristique intrinsèque pour adapter le filtre spatial.

2 Récepteur multi-capteurs

La figure 1 présente la structure du récepteur multi-capteurs. Les signaux capteurs sont transposés et numérisés sur une fréquence intermédiaire basse. Le filtrage spatial consiste ensuite à combiner linéairement les enveloppes complexes des signaux capteurs de façon à éliminer les sources d'interférences. La difficulté réside dans l'adaptation sans information explicite des pondérations complexes du filtre spatial.

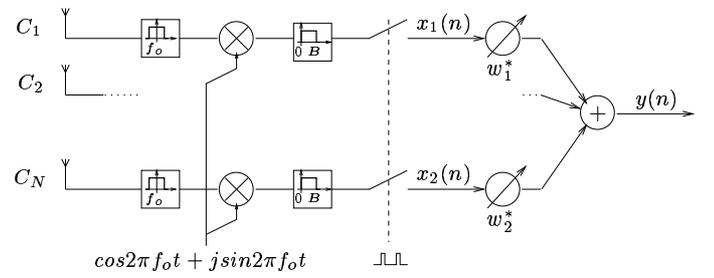


FIG. 1: Chaîne de réception multi-capteurs

3 Premier algorithme d'adaptation

Une première approche pour adapter les coefficients du filtre spatial, présentée figure 2, consiste à générer un signal de référence global :

- en décomposant la sortie du filtre spatial en sous bandes correspondant aux différentes porteuses
- en appliquant une fonction non-linéaire de façon à réhausser dans chaque sous bande la porteuse modulée provenant du signal utile au détriment des signaux d'interférences éventuellement présents
- en sommant les signaux ainsi obtenus de façon à obtenir un signal contenant le signal source réhaussé et destiné à servir de référence pour adapter le filtre

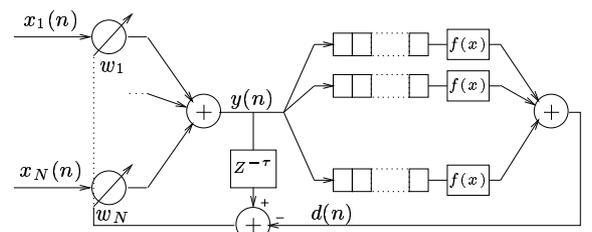


FIG. 2: Structure de constitution autoadaptative du signal de référence

Soit le vecteur des signaux capteurs :

$$X(n) = [x_1(n)^* x_2(n)^* \dots x_N(n)^*]^T \quad (1)$$

Soit le vecteur des coefficients du filtre spatial :

$$W(n) = [w_1(n) w_2(n) \dots w_N(n)]^T \quad (2)$$

Le signal en sortie de l'antenne s'exprime ainsi :

$$y(n) = W(n)^T X(n) \quad (3)$$

L'adaptation du filtre spatial est obtenue en minimisant au sens des moindres carrés, l'erreur entre le signal en sortie du filtre spatial et la référence estimée :

$$\text{Min} \sum_{i=0}^n \lambda^{n-i} (W(n)^T \cdot X(n - \tau) - d(n - \tau))^2 \quad (4)$$

λ est un facteur d'oubli inférieur ou égal à un. Le choix de la fonction non linéaire est traité en annexe, celle qui a été retenue est la fonction module constant.

3.1 Simulations

Le signal utile est constitué par la somme de 6 porteuses. Chaque porteuse est modulée en QPSK en utilisant un filtre de mise en forme en racine de cosinus surélevé avec un facteur de roll-off $\alpha = 0.5$. La direction d'arrivée du signal utile est égale à 20° .

Les porteuses sont espacées de $\frac{1.5}{T_s}$, expression dans laquelle T_s représente le temps symbole.

Le signal interférent est constitué par la somme de trois signaux brouilleurs

- un brouilleur sinusoïdal dans une direction de 50° .
- un brouilleur gaussien dans une direction de 60° .
- un brouilleur QPSK dans une direction de 70° . Le rythme symbole de ce brouilleur est quatre fois plus rapide que les rythmes des signaux des différentes porteuses. Il se trouve sur une fréquence intermédiaire des fréquences des porteuses utiles.

Le facteur de suréchantillonnage utilisé pour ces simulations a été choisi égal à 20. Le rapport signal sur bruit (SNR) a été fixé à -5 dB et la source utile se trouve à -30 dB par rapport à chaque brouilleur. Les courbes is-

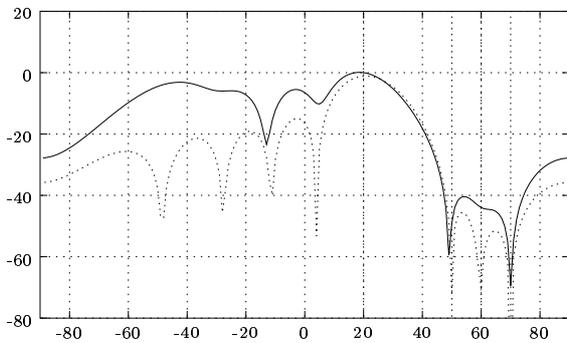


FIG. 3: Diagramme de réception (dB) après convergence des simulations laisse apparaître une convergence du diagramme de rayonnement vers l'annulation des sources d'interférences. Le diagramme de rayonnement optimal a

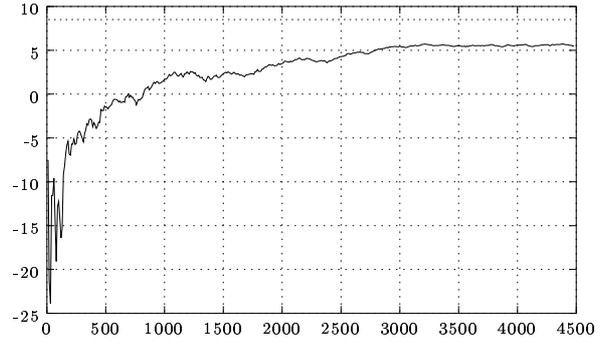


FIG. 4: SNR (dB) en sortie de l'antenne en fonction du temps

été tracé en pointillé. On observe aussi une amélioration progressive du rapport signal sur bruit plus brouilleurs (SNR). La convergence n'est pas très rapide et demande plusieurs milliers d'échantillons. Cette constatation nous a conduit à proposer une amélioration de l'algorithme.

3.2 Amélioration

La première approche présente l'inconvénient d'utiliser un signal de référence obtenu par filtrage en sous bande d'un signal dont les échantillons sont produits par des filtres spatiaux différents $W(n-1), W(n-2) \dots W(n-2\tau)$. Une amélioration de l'algorithme consiste à recalculer ces échantillons à chaque instant avec le dernier filtre spatial $W(n)$.

L'algorithme se reformule alors en introduisant une matrice signal $\mathbf{X}(n)$ dont les colonnes sont les signaux capteurs nécessaires au calcul du signal de référence $d(n-\tau)$:

$$\mathbf{X}(n) = [X(n) X(n-1) \dots X(n-2\tau)] \quad (5)$$

A chaque instant, le dernier filtre spatial est utilisé pour calculer le vecteur $Y(n)$:

$$Y(n) = W^T(n) \mathbf{X}(n) = [y(n) y(n-1) \dots y(n-2\tau)] \quad (6)$$

contenant les échantillons nécessaires au filtrage en sous-bande pour produire le signal de référence.

$$d(n) = \sum_{j=1}^P f(Y(n) h_j) \quad (7)$$

où h_j est la réponse impulsionnelle du $j^{\text{ème}}$ filtre en sous bande et P représente le nombre de porteuses.

3.3 Résultats

Les résultats présentés ici correspondent aux mêmes signaux de tests que ceux précédemment décrits. L'amélioration apportée a pour effet d'accélérer la convergence et d'améliorer le rapport signal sur bruit plus brouilleurs. Cependant le temps de convergence restant encore important nous avons été amené à proposer un nouvel algorithme d'adaptation.

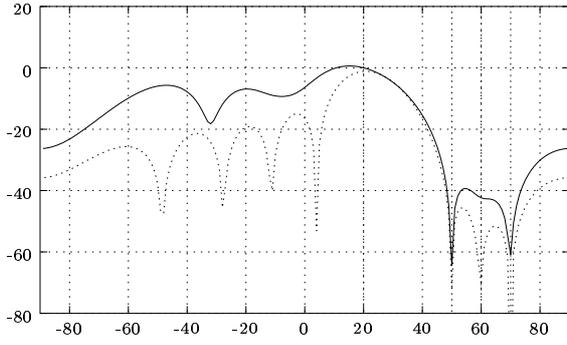


FIG. 5: Diagramme de réception (dB) après convergence

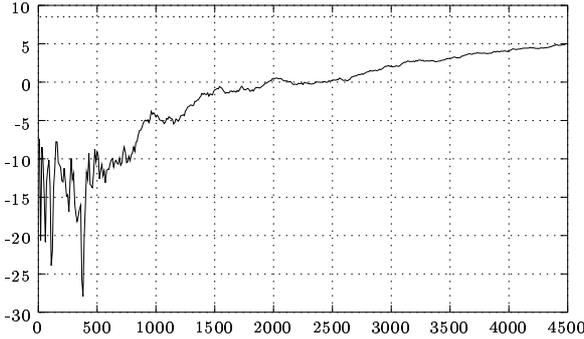


FIG. 6: SNIR (dB) en sortie de l'antenne en fonction du temps

4 Second algorithme d'adaptation

Le second algorithme d'adaptation cherche à obtenir explicitement un signal à module constant dans chaque sous bande. Il est illustré par la figure 7. Le nouveau critère

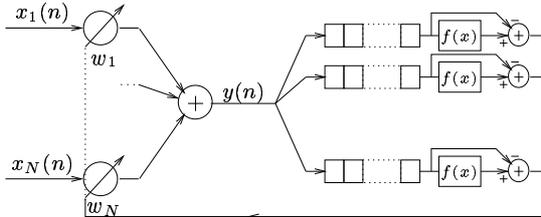


FIG. 7: Structure d'adaptation multi-références

s'écrit :

$$\text{Min} \sum_{i=0}^n \sum_{j=1}^P \lambda^{n-i} (W(n)^T \cdot \mathbf{X}(n) \cdot h_j - d_j(n - \tau))^2 \quad (8)$$

L'optimisation de ce critère conduit à la solution suivante :

$$W(n) = R(n)^{-1} S(n) \quad (9)$$

où $R(n)$ est une estimation de la matrice de corrélation des signaux capteurs prétraités par les filtres de sous bande :

$$R(n) = \sum_{i=0}^n \sum_{j=1}^P \lambda^{n-i} \mathbf{X}(n) h_j h_j^T \mathbf{X}(n)^T \quad (10)$$

et où $S(n)$ est une estimation de l'intercorrélation des signaux capteurs prétraités par les filtres de sous bande avec

le signal de référence.

$$S(n) = \sum_{i=0}^n \sum_{j=1}^P \lambda^{n-i} \mathbf{X}(n) h_j d_j(n - \tau)^* \quad (11)$$

La matrice de corrélation $R(n)$ peut encore s'écrire :

$$R(n) = \sum_{i=0}^n \lambda^{n-i} \mathbf{X}(n) \left[\sum_{j=1}^P h_j h_j^T \right] \mathbf{X}(n)^T \quad (12)$$

Au centre de cette expression apparaît une matrice qui s'exprime de la façon suivante :

$$\sum_{j=1}^P h_j h_j^T = \mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^T \quad (13)$$

où \mathbf{H} est une matrice dont les colonnes sont les réponses impulsionnelles des filtres de sous bandes.

$$\mathbf{H} = [h_1 \ h_2 \ \dots \ h_P] \quad (14)$$

En utilisant cette matrice, $S(n)$ peut être reformulé de la manière suivante :

$$S(n) = \sum_{i=0}^n \lambda^{n-i} \mathbf{X}(n) \mathbf{H} D(n - \tau)^T \quad (15)$$

où

$$D(n) = [d_1(n) \ d_2(n) \ \dots \ d_P(n)] \quad (16)$$

Cet algorithme est difficile à mettre en oeuvre du fait du coût de calcul élevé provoqué par le filtrage de tous les signaux capteurs par tous les filtres en sous bande. Plus particulièrement, c'est le calcul de la matrice $R(n)$ qui est pénalisant du fait de la présence de la matrice $\mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^T$. Le rôle de cette matrice est d'obtenir la matrice de corrélation des signaux capteurs pour les seules composantes fréquentielles apparaissant en sortie des filtres en sous bandes. Or généralement, les filtres en sous bandes sont complémentaires (OFDM) ou orthogonaux (CDMA) et donc, toutes les composantes fréquentielles sont considérées de manière égale. Dans ces conditions, la matrice $\mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^T$ est l'identité et peut ne plus être prise en compte dans le calcul de la matrice $R(n)$. Cette simplification peut induire une sous-optimalité dans le cas d'un signal source constitué de sous-porteuses modulées et filtrées ne remplissant pas totalement la bande allouée. Mais cette sous-optimalité n'est pas vraiment gênante car elle a pour seule conséquence de provoquer l'annulation, inutile par le filtre spatial, des interférences hors bande. Ces interférences ont, normalement, déjà été traitées par le filtre adapté présent dans la chaîne de réception.

4.1 Résultats

Ce nouvel algorithme présente une vitesse de convergence très élevée, il lui suffit d'une centaine d'échantillons pour approcher le rapport signal sur bruit plus brouilleur que donnerait le filtre optimal.

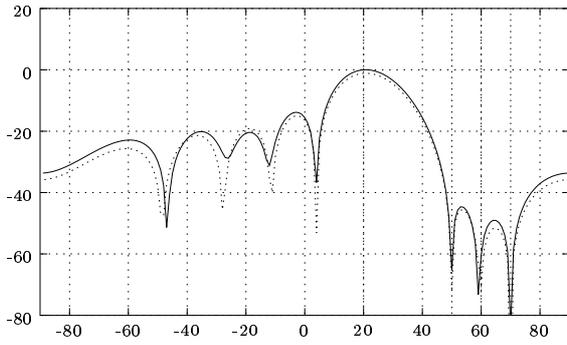


FIG. 8: Diagramme de réception (dB) après convergence

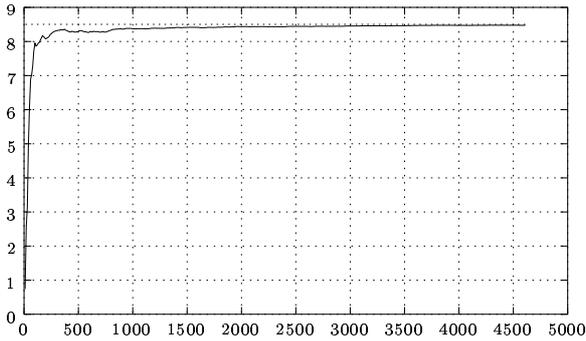


FIG. 9: SNIR (dB) en sortie de l'antenne en fonction du temps

5 Conclusion

De nombreuses méthodes d'adaptation [4] de filtres spatiaux ont été présentées dans différentes applications. Les méthodes proposées dans cet article s'appliquent à la suppression de brouilleurs de forte puissance lorsque la source utile est une forme d'onde multi-porteuses. Les algorithmes développés ont l'avantage de ne pas se baser sur une référence du signal utile et ne sont donc pas conditionnés aux performances des algorithmes de synchronisation. Cette propriété permet de résoudre des problèmes de suppression de brouilleurs dans des cas où les rapports signaux à interférence sont très défavorables. Les simulations présentées ont pris en compte différents types de brouilleurs, une extension au cas de signaux étalés en CDMA est aussi possible.

6 Annexes

6.1 Fonction non-linéaire

La fonction non-linéaire doit être adaptée au signal utile attendu : elle doit amplifier le rapport signal à interférence. Considérons le signal :

$$\hat{s}_U(n) = \alpha s_U(n) + \beta s_I(n) \quad (17)$$

où $s_U(n)$ et $s_I(n)$ sont respectivement les parties utile et interférente supposées indépendantes et de puissance unité composant le signal soumis à la fonction non-linéaire ; α et β sont leurs amplitudes.

Le signal en sortie de la fonction non-linéaire peut s'exprimer de la façon suivante :

$$\hat{s}_U(n) = \alpha' s_U(n) + \beta' s_I(n) + \chi(n) \quad (18)$$

où $\chi(n)$ est un bruit induit par la fonction non-linéaire, décorrélé des signaux $s_U(n)$ et $s_I(n)$ dont les nouvelles amplitudes sont α' et β' .

$$\alpha' = E [s_U(n) \cdot \hat{s}_U(n)^*] \quad (19)$$

$$\beta' = E [s_U(n) \cdot \hat{s}_U(n)^*] \quad (20)$$

La fonction non-linéaire doit être telle que :

$$\frac{\alpha'}{\beta'} > \frac{\alpha}{\beta} > 1 \quad (21)$$

Dans [2], on montre que de nombreuses fonctions non-linéaires sont à même de réaliser cette condition. Il s'agit de fonctions « amplificatrices » : $\arctan(x)$, \sqrt{x} , $\text{sign}(x)$, etc.

Dans notre cas, le signal utile est un signal complexe à enveloppe constante. La fonction non-linéaire

$$f(x) = \frac{x}{|x|}, x \text{ complexe} \quad (22)$$

est particulièrement bien adaptée. C'est donc celle qui est utilisée.

Références

- [1] C. Jutten. *Calcul neuromimétique et traitement du signal. Analyse en composantes indépendantes*. Thèse de Doctorat d'État, Grenoble, juin 1987.
- [2] L. Fety. *Méthodes de traitement d'antenne adaptées aux radiocommunications*. Thèse de Doctorat, ENST, Paris, juin 1988
- [3] D.N. Godard. *Self recovering equalization and carrier tracking in two dimensional data communication systems*. IEEE trans COM-28, n°11, 1980, pp 1867.
- [4] R.T. Compton. *Adaptive Antennas, concepts and performance*. Prentice Hall, 1998