

FILTRAGE ADAPTÉ MULTIDIMENSIONNEL POUR L'ÉGALISATION D'UN CANAL SÉLECTIF EN FRÉQUENCE ET BROUILLÉ

Pierre VILA, François PIPON, Didier PIREZ et Luc FÉTY*

Service Traitement du Signal, Thomson-CSF / Division RGS, 66, rue du Fossé Blanc, 92231 Gennevilliers, FRANCE

Tel/Fax: (33) 1 46 13 26 82 / 46 13 25 55

**Laboratoire d'Electronique, CNAM, 292, rue Saint-Martin, 75141 Paris Cedex 03, FRANCE*

Tel/Fax: (33) 1 40 27 29 92 / 40 27 27 79, E-Mail: fety@cnam.fr

RÉSUMÉ

Pour des systèmes de radiocommunications numériques opérant sur un canal sélectif en fréquence et brouillé, la performance du récepteur peut être améliorée par l'utilisation conjointe des techniques de diversité d'antennes et d'égalisation pour combattre à la fois les évanouissements sélectifs en temps et en fréquence et les effets des brouilleurs. Des égaliseurs à diversité d'antennes d'un tel canal sont développés dans les références [1,2]. Ils sont composés du filtre adapté multidimensionnel, ou filtre adapté spatio-temporel (FAST), suivi d'un échantillonneur au rythme symbole et d'un égaliseur pour récepteurs à une seule antenne. Dans le présent papier, la définition du FAST est établie et une interprétation de ce filtre est donnée.

1. Introduction

En radiocommunications numériques sur un canal sélectif en fréquence, une égalisation adaptative du canal est requise dans le démodulateur pour lutter contre les effets de l'interférence intersymbole résultant de la propagation du signal par trajets multiples (multitrajets) variant dans le temps [3].

La dégradation de performance du récepteur, due aux multitrajets variant dans le temps (évanouissement) et à l'environnement brouillé, peut être réduite par l'utilisation de la diversité d'antennes à la fois pour combattre les évanouissements sélectifs en temps et en fréquence et pour rejeter les signaux non désirés [4,5].

L'égaliseur à diversité d'antennes qui effectue l'estimation d'une séquence au maximum de vraisemblance, en anglais maximum likelihood sequence estimation (MLSE), est une technique optimale d'égalisation dans le sens qu'elle minimise la probabilité d'erreur de séquence. Il peut être réalisé par le filtre adapté multidimensionnel, ou filtre adapté spatio-temporel (FAST), suivi d'un échantillonneur au rythme symbole et de l'algorithme de

ABSTRACT

For digital radiocommunications systems operating on a jammed frequency-selective fading channel, the receiver performance can be improved by using the joint antenna diversity and equalization techniques to combat both time- and frequency-selective fades and jammers effects. Antenna diversity equalizers of a such channel are developed in the reference [1,2]. They are composed of the multidimensional matched filter (MMF) followed by a symbol-rate sampler and an equalizer for single antenna receivers. In the present paper, the definition of the MMF is established and an interpretation of the filter is given.

Viterbi proposé par G. Ungerboeck pour des récepteurs à une seule antenne [1,6]. Cette structure équivalente, appelée égaliseur MLSE à diversité d'antennes, est valide non seulement pour un canal à multitrajets avec un bruit additif gaussien blanc, mais aussi pour un canal brouillé. Elle est appliquée aux systèmes GSM dans la référence [1].

Si l'étalement temporel des multitrajets est grand devant la période symbole, par exemple dans les liaisons HF (3 à 30 MHz) à haut débit (2400 bauds), des techniques d'égalisation comme l'égaliseur linéaire et l'égaliseur à décision dans la boucle, en anglais decision feedback equalizer (DFE), ont été proposées pour limiter la

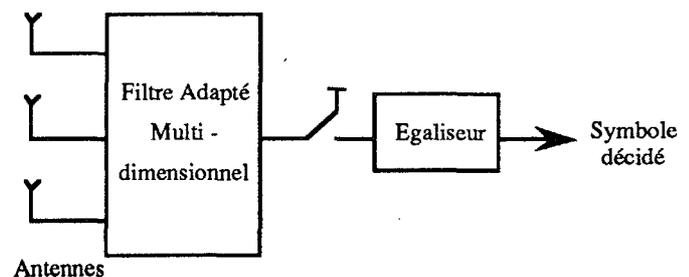


Figure 1. Egaliseur à diversité d'antennes



complexité numérique du récepteur [3]. La structure optimale, au sens du minimum de l'erreur quadratique moyenne (EQM), de l'égaliseur linéaire ou DFE à diversité d'antennes est constituée du FAST suivi d'un échantillonneur au rythme symbole et de l'égaliseur linéaire ou DFE pour récepteurs à une seule antenne [2].

Ainsi le FAST est l'élément commun aux égaliseurs à diversité d'antennes qui ont été cités [1,2]. Il est suivi d'un égaliseur qui peut être un algorithme de Viterbi, un égaliseur linéaire ou DFE (Figure 1). Dans le présent papier, le FAST est défini puis interprété.

Le papier est organisé de la façon suivante. Tout d'abord, dans la partie 2, le modèle du système de communication est décrit. Ensuite, la définition du FAST est établie dans la partie 3. Enfin, une interprétation du FAST est proposée dans la partie 4.

2. Modèle du Système

Le système de communication est décrit de la façon suivante. Avec la notation en bande de base équivalente, le signal multidimensionnel $X(t)$ reçu sur les K antennes peut être décrit sur l'intervalle de temps fini I par

$$X(t) = \sum_{n=1}^N a_n G(t-nT) + N(t), \quad t \in I, \quad (1)$$

où a_n est un symbole transmis de puissance 1, T est la période symbole, le vecteur $G(t)$ est la réponse impulsionnelle du canal multidimensionnel en bande de base équivalente, et $N(t)$ désigne le vecteur des bruits additifs $N_k(t)$ observés sur les K antennes (Figure 2). Le k ème élément du vecteur $G(t)$ est la réponse impulsionnelle du canal qui se rapporte à la k ème antenne.

Le canal comprend la forme d'onde du signal émis $v(t)$, le modulateur, le milieu de transmission, le filtre de réception et le démodulateur.

Le bruit comprend un bruit additif gaussien blanc (ou coloré) et tous les signaux non désirés. Le bruit est considéré comme un signal multidimensionnel stationnaire dont la densité spectrale de puissance est la matrice $R(f)$.

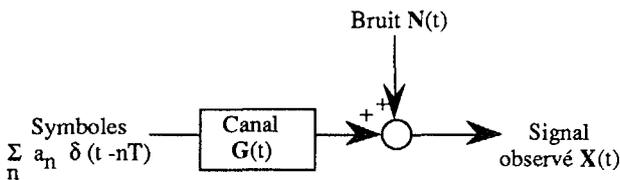


Figure 2. Modèle du système multidimensionnel

3. Définition du FAST

Avec le modèle du système décrit précédemment, le FAST est caractérisé par la réponse en fréquence [1,2]

$$W_{FAST}(f) = R^{-1}(f) G(f) \quad (2)$$

où la matrice $R(f)$ et le vecteur $G(f)$ sont respectivement la densité spectrale de puissance du bruit et la réponse en fréquence du canal. On montre dans cette partie que le FAST est le filtre spatio-temporel qui maximise aux instants nT le ratio puissance du symbole à décider sur puissance du bruit, appelé rapport signal à bruit par symbole. C'est ce ratio que maximise le filtre adapté pour récepteurs à une antenne [6].

Le signal en sortie d'un filtre spatio-temporel défini par $W(f)$ est donné par

$$y(t) = \int_I W^\dagger(u) X(t+u) du \quad (3)$$

où $W(t)$ est la transformée de Fourier inverse de $W(f)$ et \dagger désigne la transposition conjuguée. En remplaçant $X(t)$ par son expression (1) dans (3), le signal de sortie aux instants nT devient l'échantillon y_n :

$$y_n = h_0 a_n + \sum_{p \neq 0} h_p a_{n-p} + r_n \quad (4)$$

où le coefficient complexe h_p et l'échantillon de bruit en sortie r_n sont définis respectivement par

$$h_p = \int_I W^\dagger(u) G(u+pT) du \quad (5)$$

et

$$r_n = \int_I W^\dagger(u) N(u+nT) du. \quad (6)$$

Le premier terme de l'expression (4) de l'échantillon y_n dépend du symbole transmis a_n . Le deuxième terme de cette expression est l'interférence intersymbole.

On définit le rapport signal à bruit par symbole par

$$RSB_{symbole} = \frac{|h_0|^2}{p_r} = \frac{\left| \int W^\dagger(f) G(f) df \right|^2}{\int W^\dagger(f) R(f) W(f) df} \quad (7)$$

où h_0 est défini en (5) et p_r est la puissance de l'échantillon de bruit en sortie r_n exprimé en (6).

En utilisant l'inégalité de Cauchy-Schwarz avec le produit scalaire suivant :

$$\langle U, V \rangle = \int U^\dagger(f) R(f) V(f) df \quad (8)$$

on montre facilement que le filtre qui maximise $RSB_{symbole}$ défini en (7) est un filtre adapté spatio-temporel (FAST) donné par :

$$W(f) = \alpha R^{-1}(f) G(f) \quad (9)$$

où α est un paramètre scalaire complexe non nul. Ainsi, en

remplaçant $W(f)$ par son expression donnée en (9) dans (7), on obtient la valeur maximale de RSB_{symbole} :

$$RSB_{\text{symbole max}} = \int G^\dagger(f) R^{-1}(f) G(f) df \quad (10)$$

On soumet le filtre spatio-temporel à la contrainte de pointage suivante :

$$\int W^\dagger(f) G(f) df = RSB_{\text{symbole max}} \quad (11)$$

Avec cette contrainte de pointage, le paramètre scalaire est alors fixé à

$$\alpha = 1 \quad (12)$$

Ainsi on déduit de (9) et (12) que le filtre spatio-temporel qui maximise le rapport signal à bruit par symbole défini en (7) sous la contrainte exprimée en (11) est le FAST donné par (2).

4. Interprétation du FAST

Après avoir rappelé la définition du filtre adapté spatial (FAS), on établit dans cette partie une relation entre le FAS et le FAST afin de fournir une interprétation de ce dernier.

4.1. Définition du FAS

On rappelle que, pour un signal multidimensionnel reçu X_n défini par

$$X_n = a_n S + B_n \quad (13)$$

où S désigne le vecteur directeur de la source utile et B_n est la composante bruit (bruit de fond plus brouilleurs) dont la matrice de corrélation est notée R_b , le filtre spatial W qui maximise le rapport signal à bruit

$$RSB = \frac{|W^\dagger S|^2}{W^\dagger R_b W} \quad (14)$$

est un filtre adapté spatial (FAS) donné par

$$W_{FAS} = \mu R_b^{-1} S \quad (15)$$

où μ est un paramètre scalaire complexe non nul [5]. En remplaçant W par l'expression donnée en (15) dans (14), on obtient la valeur maximale de RSB :

$$RSB_{\text{max}} = S^\dagger R_b^{-1} S \quad (16)$$

Le paramètre μ introduit dans (15) est fixé en imposant une contrainte sur le filtre spatial W , qui peut être par exemple la contrainte de pointage :

$$W^\dagger S = 1 \quad (17)$$

Sous cette contrainte, le paramètre μ est égal à

$$\mu = \frac{1}{RSB_{\text{max}}} \quad (18)$$

Maintenant on va établir une relation entre le FAS et le FAST.

4.2. Relation entre le FAS et le FAST

Le signal en sortie du filtre spatio-temporel $W(f)$ qui est donné en (3) peut être décomposé de la façon suivante :

$$y(t) = y_G(t) + y_N(t) \quad (19)$$

où $y_G(t)$ est la composante désirée qui dépend des symboles transmis et du canal de réponse impulsionnelle $G(t)$:

$$y_G(t) = \sum_{n=1}^N a_n \int_I W^\dagger(u) G(t-nT+u) du \quad (20)$$

et $y_N(t)$ est la composante non désirée qui se rapporte au bruit de fond plus brouilleurs $N(t)$:

$$y_N(t) = \int_I W^\dagger(u) N(t+u) du \quad (21)$$

On définit le rapport signal à bruit à chaque fréquence de la bande B de réception par

$$RSB(f) = \frac{p_G(f)}{p_N(f)} = \frac{\frac{1}{T} |W^\dagger(f) G(f)|^2}{W^\dagger(f) R(f) W(f)}, f \in B \quad (22)$$

où $p_G(f)$ et $p_N(f)$ désignent respectivement la densité spectrale de puissance de la composante désirée $y_G(t)$ et celle de la composante non désirée $y_N(t)$.

En utilisant l'inégalité de Cauchy-Schwarz avec le produit scalaire suivant :

$$\langle U, V \rangle_M = U^\dagger M V \quad (23)$$

où la matrice M est la matrice $R(f)$, on montre sans difficulté que le filtre qui maximise $RSB(f)$ défini en (22) est donné par :

$$W(f) = \mu(f) R^{-1}(f) G(f) \quad (24)$$

où $\mu(f)$ est un paramètre scalaire complexe non nul. Ainsi, en substituant $W(f)$ par son expression donnée en (24) dans (22), on détermine la valeur maximale de $RSB(f)$:

$$RSB_{\text{max}}(f) = \frac{1}{T} G^\dagger(f) R^{-1}(f) G(f) \quad (25)$$

Pour la contrainte de pointage suivante :

$$W^\dagger(f) G(f) = T \cdot RSB_{\text{max}}(f) \quad (26)$$

le paramètre scalaire est alors fixé à

$$\mu(f) = 1 \quad (27)$$

On déduit de (24) et (27) que le filtre spatio-temporel qui maximise le rapport signal à bruit à chaque fréquence de la bande de réception défini en (22) sous la contrainte exprimée



en (26) est le FAST défini par (2).

Donc, en observant l'expression (15) du FAS, le FAST donné par (2) peut être interprété à chaque fréquence comme le FAS associé à une source utile de vecteur directeur $\mathbf{G}(f)$ en présence d'un bruit de matrice de corrélation $\mathbf{R}(f)$ qui vérifie la contrainte de pointage exprimée en (26). En outre, on peut déduire de (10) et (25) que le rapport signal à bruit par symbole que maximise le FAST peut être calculé à partir des rapports signal à bruit que maximisent sous contrainte les FAS, un FAS correspondant à une fréquence :

$$RSB_{\text{symbole max}} = T \int RSB_{\text{max}}(f) df \quad (28)$$

5. Conclusion

Le FAST est l'élément commun aux égaliseurs à diversité d'antennes du canal sélectif en fréquence et brouillé qui sont développés dans les références [1,2].

Dans le présent papier, le FAST a été défini puis interprété. Premièrement, on a montré que le FAST est le filtre qui maximise le rapport signal à bruit par symbole, c'est-à-dire le ratio puissance du symbole à décider sur puissance du bruit. Deuxièmement, on a montré que le FAST peut être interprété comme un filtre constitué d'un ensemble de FAS, un par fréquence sur la bande de réception.

Une réalisation du FAST est présentée dans la référence [2]. D'autres réalisations sont à rechercher pour fournir des solutions plus efficaces à complexité réduite.

Remerciements

Les auteurs désirent remercier Dr. Pascal Chevalier, du Service Traitement du Signal de Thomson-CSF/RGS, pour ses avis éclairés, ainsi que Prof. Maurice Bellanger, du Laboratoire d'Electronique du CNAM Paris, pour ses précieux conseils.

Références

- [1] P. Vila, F. Pison, D. Pirez, et L. Féty, "MLSE Antenna Diversity Equalization of a Jammed Frequency-Selective Fading Channel", EUSIPCO'94, Edimbourg, UK, Septembre 1994
- [2] P. Vila, F. Pison, D. Pirez, et L. Féty, "MMSE Antenna Diversity Equalization of a Jammed Frequency-Selective Fading Channel", ICASSP'95, Détroit, USA, Mai 1995
- [3] J.G. Proakis, "Adaptive Equalization for TDMA Digital Mobile Radio", IEEE Trans. on Vehicular Techn., vol. 40, pp. 333-341, Mai 1991
- [4] J.H. Winters, J. Salz, et R.D. Gitlin, "The Impact of Antenna Diversity on the Capacity of Wireless Communication Systems", IEEE Trans. on Comm., vol. 42, No. 2/3/4, pp. 1740-1751, Fév./Mars/Avril 1994
- [5] R.A. Monzingo and T.W. Miller, "Introduction to Adaptive Array", a Wiley-Interscience publication, John Wiley & Sons, 1980
- [6] G. Ungerboeck, "Adaptive Maximum-Likelihood Receiver for Carrier-Modulated Data-Transmission Systems", IEEE Trans. on Comm., vol. COM-22, pp. 624-636, Mai 1974