

## Influence de la corrélation entre capteurs sur les performances d'un égaliseur spatial

Vittorio Capellano, Gérard Loubet, Geneviève Jourdain

CEPHAG-INPG UPRESA 5083  
Domaine Universitaire BP46  
38402 Saint Martin d'Hères Cedex - France

*Résumé* - Les communications par voie acoustique en milieu sous-marin sont soumises au phénomène de propagation par trajets multiples et à la variabilité du milieu physique. Des techniques comme l'égalisation adaptative sont efficaces pour lutter contre les trajets multiples, mais elles sont peu robustes vis-à-vis des non stationnarités. Dans cet article, nous présentons une étude des techniques d'égalisation adaptées aux canaux variables. Elles reposent sur la notion de diversité spatiale, c'est-à-dire l'utilisation de grandes antennes avec des capteurs éloignés. Nous proposons une analyse de leurs performances en fonction de la corrélation spatiale des variations temporelles.

*Abstract* - Underwater acoustic communications are made difficult because of multipath propagation and because of the time variability of the underwater medium. Several techniques such as adaptive equalization are known to mitigate the effects of multipath, but they are very poor when the channel is non stationary. In this paper we present equalization techniques which cope for non stationarities. They are based on spatial diversity, that is the use of a large array with widely-spaced elements. We propose a performance analysis of the receiver depending on the spatial correlation of the channel time variations.

### I. INTRODUCTION

Depuis plusieurs années, les communications par voie acoustique en milieu sous-marin font l'objet d'études approfondies. Même si les applications envisageables sont nombreuses, il est encore difficile de construire un système de transmission continue de données qui soit assez fiable. Nous nous intéressons à la transmission de données numériques sur de longues distances, pouvant aller jusqu'à 100 km, entre un ou plusieurs émetteurs immergés et une station de réception. Notre but est de mettre en oeuvre des traitements appropriés afin de récupérer les signaux émis avec le moins d'erreurs possible.

Les problèmes rencontrés proviennent essentiellement des particularités de la propagation du son dans l'eau. En effet, les ondes acoustiques peuvent se propager à travers une multitude de trajets indépendants, caractérisés par des retards, des amplitudes et des angles d'arrivée différents. Ce phénomène est à l'origine de l'interférence inter-symboles (*IIS*). Qui plus est, sur de longues distances, le canal de transmission est variable du fait du phénomène d'ondes internes. La non-stationnarité du canal est alors à l'origine de fluctuations d'amplitude du signal reçu, connues sous le nom d'évanouissements (*fading*). Par ailleurs, le mouvement relatif entre l'émetteur et le récepteur rajoute un décalage Doppler qu'il faudra compenser.

Les traitements mis en oeuvre pour effacer ces distortions ont principalement été étudiés pour les radiocommunications, qui sont soumises à des phénomènes semblables. Toutes ces techniques peuvent être vues comme différents aspects de la diversité: en fréquence, polarisation, temps ou espace. La diversité temporelle est d'une part intrinsèque au canal, du fait que l'on reçoit plusieurs copies retardées d'un même signal (*IIS*). D'autre part, elle peut être introduite par le récepteur, par un simple suréchantillonnage du signal reçu. L'*IIS* est compensée par un filtre appelé égaliseur. Lorsque le

signal est suréchantillonné, on parle d'égaliseur fractionné. La diversité spatiale s'obtient en utilisant une ou plusieurs antennes de réception. Cette technique repose sur l'hypothèse de décorrélation entre les canaux. Si les capteurs sont suffisamment éloignés, les perturbations comme le fading peuvent être décorrélées. Ainsi, un traitement sur plusieurs capteurs permet de les compenser.

Après la définition du modèle de canal variable dans la partie II, nous rappelons, dans la partie III, les différents récepteurs spatio-temporels, appelés aussi multicapteurs, qui ont été proposés dans la littérature ([1] à [5]). Ensuite, dans les parties IV et V, nous proposons une étude sur simulations et sur une transmission réelle en milieu sous-marin de l'influence de la corrélation sur les performances d'une transmission.

### II. MODELE DISCRET DU CANAL DE TRANSMISSION VARIABLE

Le milieu physique peut être représenté sous forme d'un filtre variable dans le temps et d'un bruit additif. Le canal de transmission sera en fait représenté par  $K$  filtres distincts, correspondant chacun au canal vu par chaque capteur de l'antenne. Le signal multidimensionnel reçu peut être écrit en bande de base:

$$\underline{x}(t) = \sum_n a_n \underline{h}(t, t - nT) + \underline{b}(t) \quad (1)$$

Les  $\{a_n\}$  sont les données binaires transmises toutes les  $T$  secondes. Le  $k^{\text{ème}}$  élément du vecteur  $\underline{h}$  contient la réponse impulsionnelle du canal correspondant au  $k^{\text{ème}}$  capteur; cette réponse comprend le filtre de mise en forme, le modulateur, le filtre de réception et le démodulateur. Le vecteur  $\underline{b}$  contient les bruits reçus sur l'antenne, qui sont supposés blancs, Gaussiens, décorrélés sur chaque capteur et de densité spectrale  $N_0$ .

Sur chaque capteur, le signal reçu provient d'une transmission par trajets multiples; ceci entraîne que chaque réponse impulsionnelle est modélisée par une somme d'impulsions de dirac:

$$h_k(t, \tau) = \sum_{p=1}^P \alpha_{k,p}(t) e^{j\theta_{k,p}(t)} \delta(\tau - \tau_{k,p}(t)) \quad (2)$$

Les valeurs  $\{\alpha_{k,p}\}$  sont les coefficients d'atténuation complexes, représentés par des processus aléatoires,  $\{\tau_{k,p}\}$  les temps de propagation sur chaque trajet,  $\{\theta_{k,p}\}$  les angles d'arrivée et  $P$  est le nombre de trajets de propagation. Toutes ces grandeurs sont a priori variables dans le temps, mais assez lentement par rapport aux données.

Dans le cas de communications radiomobiles, les atténuations complexes suivent une loi de Rayleigh, du fait de l'interaction entre un grand nombre de trajets voisins. Pour les communications en milieu sous-marin, à longue distance, le modèle de Rayleigh ne semble pas bien adapté. En effet, par un trace de rayons, on estime l'allure de la réponse impulsionnelle moyenne, composante déterministe du canal; le caractère aléatoire introduit, sur une échelle de temps assez courte, des variations essentiellement sur l'amplitude du signal. C'est donc autour de ce modèle que nous allons construire les simulations présentées dans la partie IV.

Au niveau du récepteur, les signaux issus de chaque capteur sont numérisés à la cadence symbole  $T$ . Sous l'hypothèse de variations lentes, ceci conduit à la définition d'un modèle discret équivalent:

$$\underline{x}_n = \underline{x}(t_0 + n\Delta) = \sum_m \underline{h}_m a_{n-m} + \underline{b}_n \quad (3)$$

où le vecteur  $\underline{h}_n$  provient de l'échantillonnage des réponses impulsionnelles aux instants  $nT$ .

### III. RECEPTEURS NUMERIQUES PROPOSES

Nous nous intéressons maintenant à l'étude de récepteurs multicapteurs adaptés aux canaux de transmission décrits dans la partie précédente.

Le problème du traitement spatio-temporel revient à trouver le banc de  $K$  filtres numériques  $\underline{C}(z)$  (cf. figure 1), qui, après combinaison, reconstitue la séquence émise  $\{a_n\}$ :

$$y_n = \underline{C}_n^T \underline{x}_n \quad (4)$$

Le vecteur  $\underline{C}_n$  contient les coefficients de chaque filtre, que l'on estime selon le critère de l'erreur quadratique moyenne ( $EQM$ ) minimale, entre le signal estimé et le signal émis:

$$EQM = \left[ |y_n - a_n|^2 \right] \quad (5)$$

La minimisation de l' $EQM$  conduit à la solution de Wiener, dans le cas de canaux déterministes et constants:

$$\underline{C}(z) = \frac{S_{ax}(z)}{S_{xx}(z)} = \frac{\underline{H}^*(z^{-1})}{N_0 + \underline{H}^H(z^{-1})\underline{H}(z)} \quad (6)$$

A partir de l'expression précédente, nous déduisons la structure du récepteur optimal:

- un filtre adapté spatio-temporel où chaque filtre est adapté au canal correspondant [1][2] (numérateur de (6)),

- un filtre commun à tous les capteurs [3] (dénominateur de (6)).

Cette structure est l'extension de la structure optimale en monocapteur. La mise en œuvre du filtre adapté spatio-temporel nécessite la connaissance du canal de transmission. Pour la réalisation, on lui préfère une formulation sous optimale, constituée d'un banc de filtres transversaux. On cherche à approcher au mieux la solution optimale décrite par (6) [5].

L'égaliseur  $DFE$  multicapteur ( $MDFE$ ) est obtenu en ajoutant un filtre récursif commun après le banc de filtres transversaux (cf. figure 2). L'idée de base consiste à effacer l' $IIS$  restante sur les symboles déjà détectés. On peut montrer [1] que, dans le cas d'un canal déterministe, les performances atteintes par le  $MDFE$ , en termes d' $EQM$  minimale et de probabilité d'erreur par bit, sont meilleures que celles obtenues avec l'égaliseur linéaire. Par ailleurs, on peut montrer que lorsque l'on contraint le banc de filtres à être anticausal, autrement dit à effacer l' $IIS$  des symboles futurs, les coefficients du filtre de boucle  $B(z)$  compensent l' $IIS$  provenant des symboles passés. En effet, si l'on factorise  $S_{xx}(z)$  en un produit de deux polynômes:

$$S_{xx}(z) = |A|^2 P_{\min}(z) P_{\max}(z) \quad (7)$$

où  $P_{\min}(z)$  contient les zéros intérieurs au cercle unité (filtre à phase minimale):

$$P_{\min}(z) = \prod_{l=1}^L (1 - \alpha_l z^{-1}) \quad |\alpha_l| < 1 \quad (8)$$

On peut alors montrer que la solution optimale pour  $B(z)$ , au sens de la minimisation de l' $EQM$ , est donnée par:

$$B(z) = P_{\min}(z) - 1 \quad (9)$$

En ce qui concerne la mise en œuvre pratique du récepteur, on choisit usuellement d'estimer de manière adaptative les coefficients de chaque égaliseur. Cette procédure se fait par le biais d'un algorithme de type moindres carrés linéaire,  $LMS$  (10), ou récursif,  $RLS$  (11).

$$\underline{C}_n = \underline{C}_{n-1} - \mu e_n \underline{X}_n^* \quad (10)$$

$$\underline{C}_n = \underline{C}_{n-1} - \underline{K}_n e_n \quad (11)$$

où  $\mu$  est le pas d'adaptation,  $\underline{K}_n$  est le gain (vectoriel) de Kalman,  $\underline{X}_n$  est le vecteur d'observation des  $N$  derniers échantillons du signal reçu et  $e_n$  est le signal d'erreur. Le caractère adaptatif s'avère très intéressant dans la mesure où il permet de suivre des variations assez lentes du canal de transmission.

Dans le cas de fluctuations d'amplitude aléatoires des signaux reçus, on peut essayer de chiffrer les améliorations apportées par des récepteurs spatiaux. Celles-ci vont dépendre de la corrélation entre les évanouissements temporels sur chaque capteur. Intuitivement, les meilleures performances seront obtenues lorsque les signaux reçus sont indépendants.

### IV. SIMULATIONS SUR UN CANAL VARIABLE

Nous utilisons un modèle simple à deux capteurs, inspiré de celui décrit dans la partie II. Pour simuler le canal de transmission variable, nous avons choisi de représenter les atténuations  $\{\alpha_{k,p}\}$  comme la superposition d'une composante

continue et d'une variable aléatoire gaussienne centrée dont on peut modifier l'écart type:

$$\alpha_{k,p}(n) = \alpha_{k,p}^c + d\alpha_{k,p}(n) \quad \forall k \quad (12)$$

Chaque variable  $\{d\alpha_{k,p}(n)\}$  provient du sous-échantillonnage d'un bruit blanc gaussien passé à travers un filtre assez étroit, ce qui introduit plusieurs valeurs de corrélation entre les différents échantillons. Le nombre d'échantillons que l'on conserve est assez faible pour avoir une variation temporelle relativement lente, mais assez grand pour avoir une bonne estimation du coefficient de corrélation.

Bien entendu, dès que l'on parle de phénomènes aléatoires, on étudie les résultats en moyenne, sur un grand nombre de réalisations, par des simulations de type Monte-Carlo.

Cette modélisation s'inspire des travaux développés par X.Cristol dans le cadre du projet Européen MAST II - LORACOM (Long Range Acoustic Communications) [6]. Le canal de propagation est caractérisé par une réponse spatio-temporelle moyenne à laquelle s'ajoutent des perturbations aléatoires décrites par un modèle spécifique et reliées à des phénomènes d'origine physique.

Il est ainsi possible d'étudier le comportement de l'égaliseur spatial, en termes d'*EQM* calculée après convergence de l'algorithme, en fonction du coefficient de corrélation, à *RSB* constant. La figure 3 montre le résultat d'une simulation menée sur un canal à trois trajets d'amplitudes moyennes 0.5, 1 et 0.5, avec des fluctuations représentées par des processus aléatoires gaussiens d'écart type 0.4. Sur cette figure, nous constatons une diminution sensible (environ de 20%) de l'*EQM* lorsque la corrélation entre les variations diminue, ce qui constitue le premier résultat important. Le deuxième résultat remarquable est que le *MDFE* est aussi perturbé que l'égaliseur linéaire par des variations corrélées. Par contre, l'*EQM* obtenue est plus faible. Ce résultat est visible sur la figure 4: lorsque l'on augmente l'amplitude moyenne des deux trajets secondaires et que l'on augmente l'écart type des fluctuations, l'égaliseur linéaire compense difficilement les variations, alors que l'égaliseur *MDFE* y arrive.

## V. RESULTATS EXPERIMENTAUX

Nous avons appliqué avec succès les récepteurs proposés à une transmission sous-marine à longue distance (50 km) au large de Nice. Les données ont été récoltées lors de deux expérimentations du projet LORACOM. L'antenne de réception comprenait 7 capteurs allant de -100 à -300 mètres de profondeur. Les signaux transmis étaient modulés à deux états de phase (*MDP2*), avec une fréquence centrale de 1.7 kHz et une bande de 212.5 Hz. La figure 5 décrit les variations d'énergie observées sur 3 capteurs (1,2 et 4). Nous pouvons voir qu'elles sont bien corrélées sur les capteurs 2 et 4, et décorréliées sur le capteur 1.

Les résultats reportés dans le tableau I prouvent que, pour des capteurs recevant une énergie semblable, les performances sont sensiblement meilleures lorsque les variations d'amplitude sont décorréliées, comme lorsque l'on combine les capteurs 1 et 2. Ces résultats ont été moyennés sur 50000 symboles émis.

Par ailleurs, plus on augmente le nombre de capteurs, meilleurs sont les résultats obtenus, comme le montre la figure 6. En effet, plus le nombre de capteurs est grand, plus faible est la probabilité qu'un évanouissement intervienne simultanément sur tous les capteurs. Ce résultat est également visible sur les constellations de la figure 7, calculées sur 10000 symboles.

## CONCLUSION

Dans ce papier, nous avons étudié le lien entre la corrélation des variations d'amplitude sur les signaux reçus et les performances d'égaliseurs multicapteurs. Nous avons montré l'intérêt des structures multicapteurs en ce qui concerne la robustesse vis-à-vis du fading. En effet, l'égaliseur multicapteur, linéaire ou *MDFE*, offre des performances très intéressantes lorsque les signaux reçus sur l'antenne sont décorréliés. Ceci est le cas lorsque l'on utilise soit une grande antenne, soit plusieurs antennes suffisamment espacées. Lorsque l'on dispose d'une petite antenne, avec des capteurs espacés d'une longueur d'onde par exemple, le fading est fortement corrélé. Le traitement spatial proposé s'avère alors moins performant, et il serait préférable de s'orienter vers des traitements du type formation de voie adaptative. Toutefois, le gain apporté par le traitement spatial est considérable et offre une amélioration conséquente des performances des transmissions numériques dans des milieux non stationnaires. Le récepteur proposé a d'ailleurs été implémenté en temps réel avec succès lors de la deuxième expérimentation LORACOM: il a en effet permis la réception de pages de texte par voix sous-marine à 50 km sans aucune erreur, avec un débit de 425 bits/s/Hz.

## REMERCIEMENTS

Tous les résultats expérimentaux ont pu être obtenus grâce aux données récoltées lors du projet LORACOM.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] P.Balaban, J.Salz, "Optimum diversity combining and equalization in digital data transmission with applications to cellular mobile radio", *IEEE Trans. On Com.*, Vol.40, No.5, pp.885-894, May 1992.
- [2] P.Vila, F.Pipon, D.Pirez, L.Féty, "MMSE antenna diversity equalization of a jammed frequency-selective fading channel", *ICASSP'95*, May 1995.
- [3] M.Stojanovic, J.Catipovic, J.G.Proakis, "Adaptive multichannel combining and equalization applied to underwater communications", *JASA*, Vol.94, No.3, Pt.1, September 1993.
- [4] E.Moulines, P.Duhamel, J.F.Cardoso, S.Mayrargue, "Subspace methods for the blind identification of multichannel FIR filters", *IEEE Trans. Sig. Proc.*, Vol.43, No.2, February 1995.

[5] V.Capellano, G.Loubet, G.Jourdain, "Adaptive multichannel equalizer for underwater communications", *OCEANS'96*, September 1996.

[6] Second year technical report, EC MAST II Project LORACOM, Contract Number MAS2-CT94-0080.

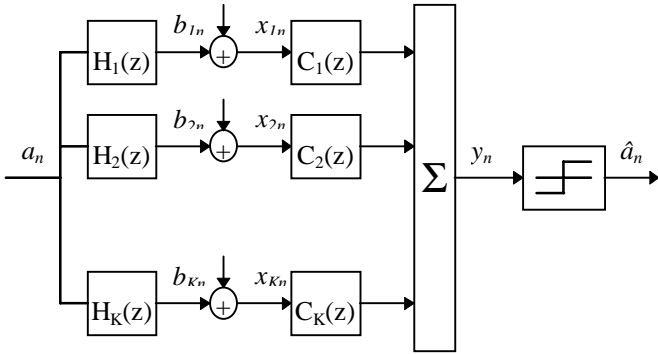


Figure 1: Structure du système de communication avec égaliseur multicapteur linéaire.

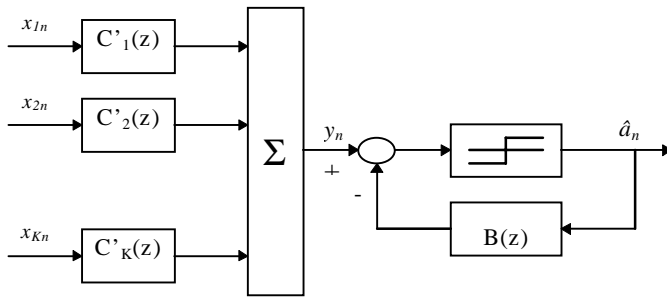


Figure 2: Egaliseur MD FE.

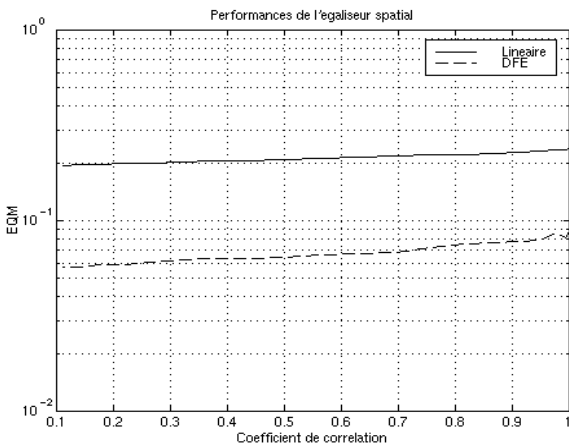


Figure 3: Comportement de l'égaliseur multicapteur en fonction de la corrélation du fading.

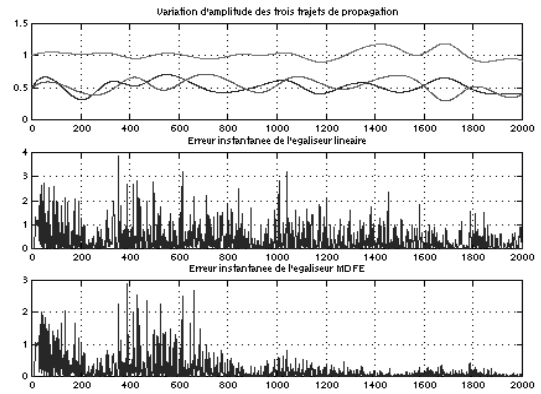


Figure 4: Performances des égaliseurs proposés sur un canal difficile ( $H(z) = 0.6 + z^{-1} + 0.6z^{-2}$ ,  $\sigma_{d\alpha} = 0.5$ )

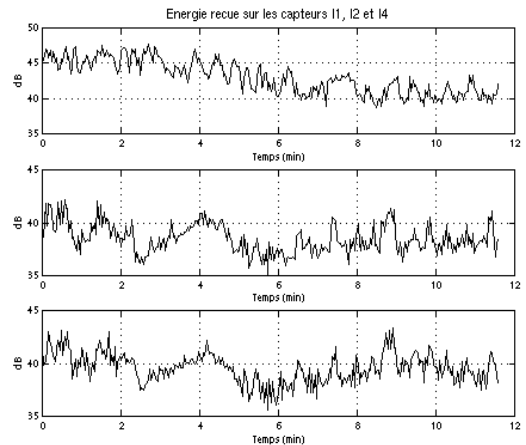


Figure 5: Données expérimentales - Variation de l'énergie reçue sur trois capteurs.

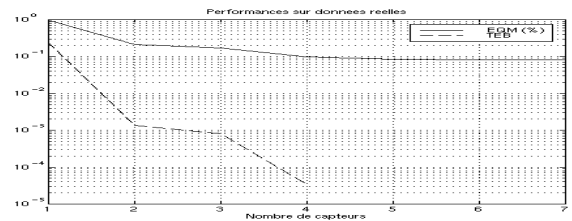


Figure 6: Performances sur données expérimentales en fonction du nombre de capteurs

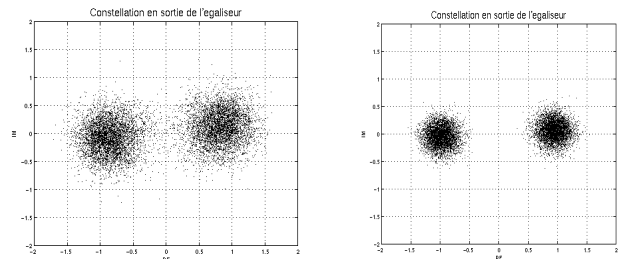


Figure 7: Constellations en sortie de l'égaliseur avec 1 capteur (gauche) et 7 capteurs (droite).

Tableau I  
Performances du récepteur en fonction des capteurs choisis

Capteurs	1	2	4	1+2	4+2
EQM	0.29	0.44	0.23	0.11	0.15
TEB	$10^{-2}$	$5.10^{-2}$	$8.10^{-3}$	$10^{-4}$	$3.10^{-4}$