

Étude expérimentale des techniques MIMO pour les communications acoustiques sous-marines

Pierre-Jean BOUVET¹, Alain LOUSSERT¹

¹ISEN BREST, L@Bisen, Systèmes Embarqués Acoustique et Communications (SeaCom)
20, rue Cuirassé Bretagne, C.S. 42807, 29228 BREST cedex 2
pierre-jean.bouvet@isen.fr

Résumé – Cet article traite de l’apport des techniques multi-antennes (MIMO) pour les communications acoustiques sous-marines dans un contexte expérimental en laboratoire. Après avoir décrit le système et le récepteur utilisés, nous comparons les performances obtenues en bassin d’expérimentation d’un système MIMO avec une transmission conventionnelle et montrons qu’à robustesse équivalente un gain en débit substantiel est apporté.

Abstract – This article deals with combination of multi-antenna techniques (MIMO) and underwater acoustic communications in a controlled laboratory environment. After described the system and the receiver, we compare performance obtained in experimental tank of a MIMO system against conventional transmission system and show that substantial data-rate gain is obtained at same robustness level

1 Introduction

Les communications sous-marines sans fil sont essentielles dans de nombreuses applications. Du fait de leur faible atténuation dans l’eau, les ondes acoustique (1 kHz – 500 kHz) constituent le vecteur de transmission le plus efficace et le mieux adapté au milieu aquatique [1]. Toutefois, la propagation des ondes sonores dans l’eau reste fortement perturbée par la perte de transmission, le bruit, la réverbération et la variabilité spatiale et temporelle du canal. Ces phénomènes affectent à la fois la bande de fréquence disponible et la portée de transmission ; ils limitent sérieusement les performances des systèmes de communication.

Depuis le milieu des années 90, il a été démontré en théorie de l’information qu’un canal à plusieurs entrées et plusieurs sorties, en anglais Multiple Input Multiple Output (MIMO), avait une capacité augmentant linéairement en fonction du minimum du nombre d’entrées et de sorties de ce canal [2]. Initialement appliqué aux transmissions radio, le principe MIMO a été expérimenté à partir du milieu des années 2000 aux les communications acoustiques sous-marines, notamment dans [3], où il est montré que la technique MIMO permet d’augmenter sensiblement le débit. Des études théoriques, similaires à celles menées dans le domaine radio ont par la suite montré que le gain escompté par l’application MIMO à la transmission acoustique sous-marine était du même ordre que celui obtenu en transmission radio [4]. On trouvera enfin dans [5][6] [7] différentes expérimentations en mer des techniques MIMO démontrant leur intérêt. Toutefois ces dernières références ont l’inconvénient de proposer des résultats d’expérimentations dépendant grandement de l’environnement rendant difficile la comparai-

son avec un système conventionnel. Dans cette communication, nous proposons de considérer un environnement contrôlé et de comparer dans les mêmes conditions les performances de la technologie MIMO avec un système SISO (Single input Single Output).

2 Système

2.1 Émission

Les données binaires $d(n)$ sont d’abord encodées par paquets de N_d bits avec un code convolutif de rendement $R_c = 1/2$ de polynôme générateur $(133, 171)_o$, puis entrelacées aléatoirement et converties en symboles modulés en 4 états de phase (QPSK). Les symboles obtenus sont ensuite multiplexés spatialement sur N_t flux d’émission où N_t correspond au nombre de projecteurs considérés. Chaque trame est générée à un rythme symbole f_{sym} et comprend : N_{p1} symboles pilotes modulés en deux états de phase (BPSK) servant à estimer le canal, suivis de N_s symboles représentant les données utiles et enfin de N_{p2} symboles pilotes afin de gérer les effets de bord de l’égalisation. Nous noterons $s_i(k)$, le symbole d’indice $k \in [1, N_{p1} + N_{p2} + N_s]$ généré sur la voie $i \in [1, N_t]$. En tenant compte des différentes opérations de codage et de multiplexage, la relation entre le nombre de bits de données et les symboles de modulation est la suivante :

$$N_s = \frac{2N_d}{N_t R_c} \quad (1)$$

Le signal résultant est ensuite sur-échantillonné d’un facteur $R = f_s/f_{sym}$ pour atteindre une fréquence d’échantillonnage

de $f_s = 100$ kHz et mis en forme par un filtre de Nyquist en cosinus surélevé avec un facteur de retombée de β . Un préambule et un postambule de type LFM (Linear Frequency Modulation) de durée respective L_{pre} et L_{post} sont rajoutés en début et en fin de trame afin de permettre en réception une localisation précise du début et de la fin de trame. En mode MIMO, les signaux LFM sont envoyés alternativement depuis les projecteurs afin qu'il n'ait pas de recouvrement temporel et que le récepteur soit capable de distinguer les préambules et postambules venant de chaque projecteur. Enfin, des intervalles de garde de durée L_g sont insérés entre les signaux afin qu'il n'ait pas d'interférences entre blocs. La figure 1 résume la mise en trame d'un signal MIMO pour $N_t = 2$. En fixant $L_{pre} = L_{post}$, la durée de la trame devient :

$$L_f = 2N_t(L_{pre} + L_g) + L_g + \frac{N_{p1} + N_s + N_{p2}}{f_{sym}} \quad (2)$$

Le débit net équivaut ainsi à $D = N_d/L_f$. Le signal est enfin converti sur fréquence porteuse autour de la fréquence $f_c = 20$ kHz sur une bande résultante de $B = f_{sym}(1 + \beta)$.

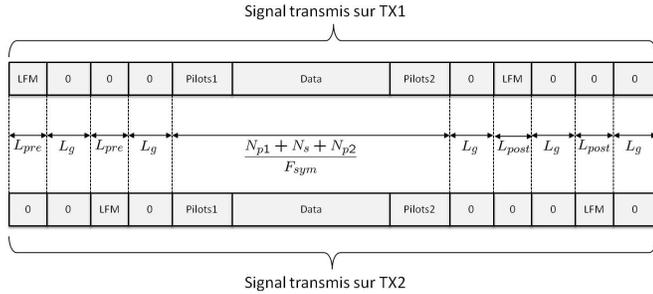


FIG. 1 – Trame d'émission pour 2 projecteurs

2.2 Réception

La figure 2 décrit le principe de réception et de décodage utilisé. Les signaux reçus sur les N_r flux de réception sont tout d'abord ramenés en bande de base. Le début et la fin de la trame sont détectés en réalisant une corrélation glissante entre les signaux reçus et la séquence LFM. Après sous-échantillonnage à f_{sym} et correction d'erreur fréquentielle, le signal obtenu $\mathbf{r}(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ peut s'exprimer de la façon suivante :

$$\mathbf{r}(k) = \sum_{l=0}^{L_c-1} \mathbf{H}(l, k) \mathbf{s}(k-l) + \mathbf{w}(k) \quad (3)$$

où L_c est la longueur du canal en nombre d'échantillons à la fréquence f_{sym} , $\mathbf{H}(l, k) \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ avec $\{\mathbf{H}(l, k)\}_{j,i}$ représentant le coefficient d'atténuation du canal du l -eme trajet reliant le projecteur i avec l'hydrophone j à l'instant d'échantillonnage k et enfin $\mathbf{w}(k) \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ correspond au vecteur de bruit. A l'étape d'égalisation, nous utilisons une structure itérative d'annulation d'interférences multi-capteurs basée sur le principe de turbo-égalisation et inspirée de [8] [9] [7]. L'égaliseur prend en entrée le signal $\mathbf{r}(k)$ ainsi que les symboles de

données $\hat{s}_i(k)$ estimées aux itérations précédentes et produit des symboles égalisés $\tilde{s}_i(k)$ en utilisant la relation suivante :

$$\tilde{s}_i(k) = \mathbf{p}_i^H \mathbf{y}(k + \delta) - \mathbf{q}_i^H \mathbf{V}_{(N_t-1)k+i} \mathbf{a}(k + \delta) \quad (4)$$

où $\mathbf{p}_i \in \mathbb{C}^{1 \times N_t N_K}$ et $\mathbf{q}_i \in \mathbb{C}^{1 \times N_r (N_K + L_c - 1)}$ sont les vecteurs d'égalisation optimisés en utilisant le critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne (c.f. [8] [9]). Par ailleurs :

$$\mathbf{y}(k) = [\mathbf{r}^T(k) \quad \dots \quad \mathbf{r}^T(k + N_K - 1)]^T$$

$$\mathbf{a}(k) = [\hat{\mathbf{s}}^T(k) \quad \dots \quad \hat{\mathbf{s}}^T(k + N_K + L_c - 2)]^T$$

avec :

$$\hat{\mathbf{s}}(k) = [\hat{s}_1(k) \quad \dots \quad \hat{s}_{N_t}(k)]^T$$

et enfin

$$\mathbf{V}_k = \mathbf{I}_{N_K + L_c - 1} - \mathbf{e}_k \mathbf{e}_k^T \quad (5)$$

La variable N_K correspond à la longueur de l'égaliseur, δ au retard induit par le filtre d'égalisation, \mathbf{I}_N est la matrice d'identité de taille N , et enfin \mathbf{e}_k est un vecteur unitaire où la k -ème entrée vaut 1 et le reste vaut 0. Les vecteurs d'égalisation \mathbf{p}_i et \mathbf{q}_i nécessitent l'estimation de la matrice de canal $\mathbf{H}(l, k)$. En supposant cette matrice constante sur la durée de la trame, cette estimation est réalisée à partir des données pilotes $p1$ en utilisant la méthode des moindres carrés ce qui impose de respecter la condition [10][9] :

$$N_{p1} > (2L_c + 1)N_t \quad (6)$$

Les symboles égalisés sont ensuite convertis en rapports de vraisemblance, désentrelacés et envoyés au décodeur de canal afin de produire d'une part les bits de donnée décodés $\hat{d}(n)$ et d'autre part des rapports de vraisemblance *a posteriori* sur les bits codés. Ces derniers sont convertis en symboles de modulation et envoyés à l'égaliseur en tant que symboles estimés $\hat{s}_i(k)$ en vue de l'itération suivante [9].

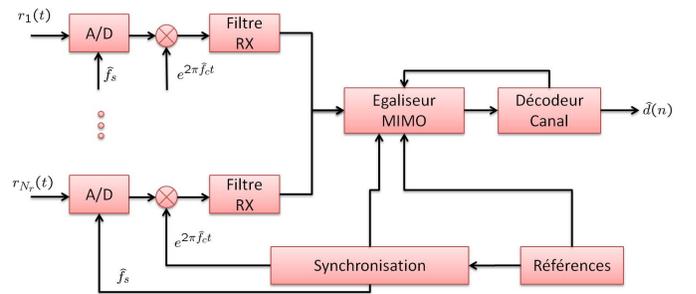


FIG. 2 – Synoptique du récepteur

2.3 Bassin d'expérimentation

Nous considérons le bassin d'expérimentation du laboratoire d'acoustique de l'ISEN (figure 3) qui mesure 3 m de long et 2 m de large pour une profondeur de 1 m. À l'émission, nous utilisons 2 hydrophones omnidirectionnels de type B&K 8105 et à

la réception deux hydrophones de type B&K 8104. À l'émission et à la réception, les hydrophones sont séparés de 25 cm représentant environ 3 fois la longueur d'onde des signaux transmis, afin de garantir une bonne décorrélation spatiale entre les sous-canaux [4]. Les différents transducteurs sont immergés d'environ 10 cm dans l'eau. Les signaux sur fréquence porteuse sont tout d'abord convertis sous forme analogique, puis amplifiés avant d'être envoyés aux projecteurs sonores. À la réception, les signaux provenant des deux hydrophones sont pré-amplifiés au moyen d'un conditionneur de signaux de type B&K Nexus puis convertis sous forme numérique via une carte d'acquisition 12 bits NI PCI-6115.

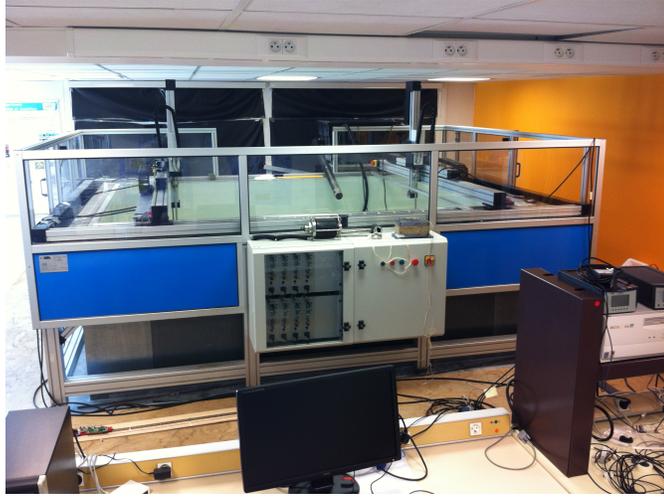


FIG. 3 – Bassin d'expérimentation

3 Résultats

3.1 Paramètres systèmes

Les paramètres utilisés pour l'expérimentation sont décrits en table 1. La durée L_g est fixée à 100 ms de telle façon à ce que le maximum de la puissance des échos soit contenu au sein de l'intervalle de garde comme le confirme le résultat de corrélation entre le signal reçu et le signal LFM (figure 4). La longueur du canal L_c utilisée pour l'estimation de canal est fixée à 150 ms afin de pouvoir compenser un éventuel défaut de synchronisation et estimer d'éventuels pré-échos. Le nombre de données pilotes N_{p1} est ajustée afin de respecter la condition (6) tandis que les paramètres de l'égaliseur sont choisis tels que $N_K = 2L_c$ et $\delta = (N_K + L_c)/2$.

3.2 Performances

En figure 5 est représentée l'évolution de l'estimation du canal MIMO en fonction de temps et du retard pour le lien entre le projecteur 1 et l'hydrophone 1. Les lignes verticales sur l'image traduisent un emplacement quasi-identique des échos

TAB. 1 – Paramètres

Paramètres	Unité	mode SISO	mode MIMO
f_s	kHz	100	100
f_{sym}	ksym/s	1	1
f_c	kHz	20	20
B	kHz	1,8	1,8
L_c	-	150	150
N_K	-	300	300
δ	-	225	225
L_{pre}	ms	2,6	2,6
L_g	ms	100	100
N_{p1}	-	400	800
N_d	-	1506	1506
N_{p2}	-	250	250
L_{post}	ms	2,6	2,6
L_f	ms	2817,1	3419,2
D	bits/s	534	881

dans le domaine des retards ce qui confère au canal une certaine stationnarité temporelle.

Pour comparer les résultats de performances du système nous calculons l'erreur quadratique moyenne $\bar{\epsilon}^2$ en sortie d'égaliseur de la façon suivante :

$$\bar{\epsilon}^2 = 10 \log_{10} \mathbb{E}_k (\|s(k) - \hat{s}(k)\|^2) \quad (7)$$

En figure 6, nous représentons les valeurs de $\bar{\epsilon}^2$ calculées en sortie d'égaliseur pour les modes SISO et MIMO en fonction du rapport signal à bruit estimé en réception. À la première itération de l'égaliseur, on remarque que le mode MIMO apporte une dégradation d'environ 1 dB à haut SNR, qui est expliquée par la présence de termes interférents provenant du second projecteur, que l'égaliseur ne peut pas complètement compenser. Toutefois au bout de quatre itérations, l'égaliseur itératif arrive à compenser complètement les interférences co-antennes et les performances obtenues sont du même ordre de grandeur que pour le mode SISO. En tenant compte des paramètres de transmission donnés dans le tableau 1, on montre ainsi que dans la configuration considérée, l'utilisation d'un procédé MIMO à deux émetteurs et deux récepteurs apporte un gain de plus de 60 % de débit par rapport à une transmission mono-transducteur conventionnelle et ce à même rapport signal à bruit. Le gain en débit du mode MIMO peut être extrapolé pour d'autres configurations à partir de la formule (2) qui montre que ce gain reste toutefois fortement lié à la longueur des séquences des références (preamble/postamble, pilotes) et à la durée de trame choisie.

4 Conclusion

Nous avons montré qu'en environnement contrôlé et que pour une qualité de réception équivalente, la technique MIMO per-

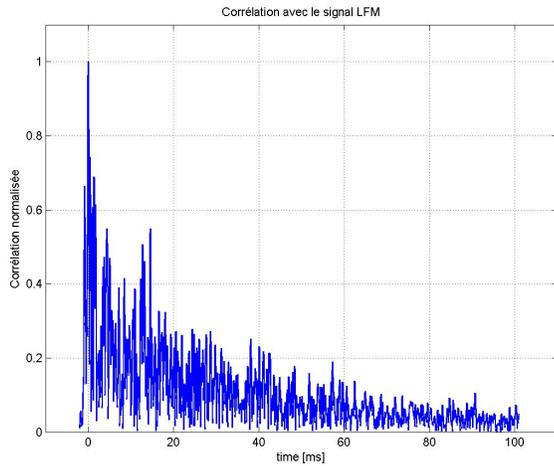


FIG. 4 – Corrélation normalisée entre le signal reçu sur l'hydrophone 1 et le signal LFM utilisé comme préambule

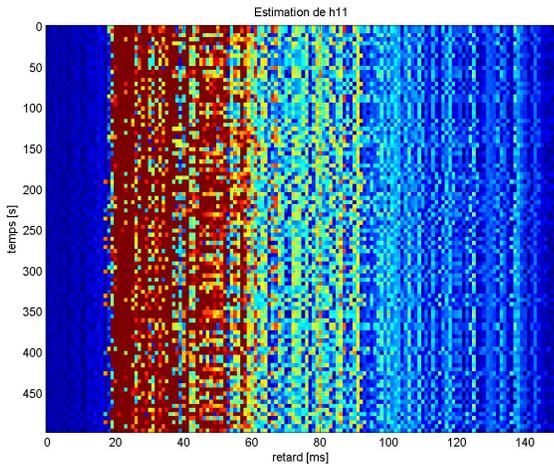


FIG. 5 – Evolution temporelle de l'estimation de canal

mettait d'apporter un gain non négligeable en efficacité spectrale. Toutefois le gain apporté par le MIMO est étroitement lié à la proportion des données pilotes vis-à-vis des données utiles : plus ce rapport est faible, plus le gain est élevé. Ce rapport est proportionnel au produit entre la bande de cohérence du canal (étalement temporel) et son temps de cohérence et peut donc être estimé en fonction de l'environnement considéré.

Références

[1] M. Stojanovic, *Acoustic (Underwater) Communications*. entry in *Encyclopedia of Telecommunications*, John G. Proakis, Ed., John Wiley and Sons, 2003.

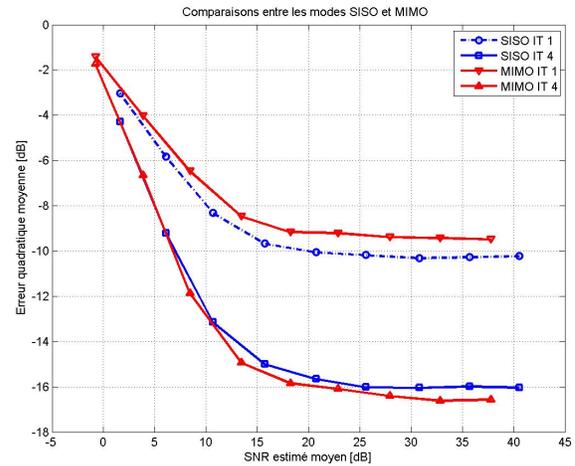


FIG. 6 – Comparaison de performances entre les modes SISO et MIMO

[2] E. Telatar, "Capacity of multiantenna gaussian channel," *Bell Labs. Tech. Memo.*, Jun. 1995.

[3] D. B. Kilfoyle, J. C. Preisig, and A. B. Baggeroer, "Spatial modulation experiments in the underwater acoustic channel," *IEEE J. Ocean. Eng.*, vol. 30, no. 2, pp. 406–415, Apr. 2005.

[4] P.-J. Bouvet and A. Loussert, "Capacity analysis of underwater acoustic MIMO communications," in *Proceedings of Oceans'10 conference*, May 2010, pp. 1–8.

[5] B. Li, J. Huang, S. Zhou, K. Ball, M. Stojanovic, L. Freitag, and P. Willett, "MIMO-OFDM for high rate underwater acoustic communications," *IEEE J. Ocean. Eng.*, vol. 34, no. 4, pp. 634–644, 2009.

[6] H. Yan, S. Zhou, Z. Shi, J.-H. Cui, L. Wan, J. Huang, and H. Zhou, "DSP implementation of SISO and MIMO OFDM acoustic modems," in *Proceedings of Oceans'10 conference*, May 2010.

[7] J. Tao, Y. Zheng, and C. Xiao, "Turbo detection for mobile MIMO underwater acoustic communications," in *Proceedings of Oceans'10 conference*, 2010, pp. 1–5.

[8] C. Laot, R. Le Bidan, and D. Leroux, "Low-complexity MMSE turbo equalization : a possible solution for EDGE," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 4, no. 3, pp. 965–974, 2005.

[9] P.-J. Bouvet and M. Hélar, "Optimal space-time coding under iterative processing," *annals of telecommunications*, pp. 1–10, 2013. [Online]. Available : <http://dx.doi.org/10.1007/s12243-013-0353-z>

[10] G. R. P.-P. Beaujean and P.-J. Bouvet, "A channel model and estimation technique for MIMO underwater acoustic communications in ports and very shallow waters at very high frequencies," in *Proceedings of Oceans'11 conference*, 2011, pp. 1–9.