



HAL
open science

Synchronisation trame dans un contexte multicateurs pour communication acoustique sous-marine

Stéphane Imbert, Guillaume Ansel, Christophe Laot

► **To cite this version:**

Stéphane Imbert, Guillaume Ansel, Christophe Laot. Synchronisation trame dans un contexte multicateurs pour communication acoustique sous-marine. GRETSI 2019, Aug 2019, Lille, France. hal-02276169

HAL Id: hal-02276169

<https://hal.science/hal-02276169>

Submitted on 10 Jun 2021

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.

Synchronisation trame dans un contexte multicapteurs pour communication acoustique sous-marine

Stephane IMBERT, Guillaume ANSEL, Christophe LAOT

IMT Atlantique, Lab-STICC UMR CNRS 6285, UBL
Technopôle Brest-Iroise CS 83818 29238 Brest Cedex 3 France

stephane.imbert@imt-atlantique.fr, guillaume.ansel@imt-atlantique.fr
christophe.laot@imt-atlantique.fr

Résumé – En communications acoustiques sous-marine, l’effet Doppler affecte lourdement la transmission. La compression/dilatation du signal qu’il cause rend la détection et synchronisation du signal difficiles. Afin de correctement récupérer le signal, il est primordial d’estimer le Doppler subi et de le compenser. Dans cet article, une nouvelle méthode est proposée pour réaliser conjointement l’estimation du Doppler, la détection et synchronisation du signal dans le cadre d’une réception multicapteurs en présence de trajets multiples.

Abstract – In underwater acoustics communications, Doppler shift heavily impacts the receiver performance. Indeed the signal is received compressed or dilated making it hard to detect and synchronize the signal. Therefore, it is mandatory to estimate the Doppler shift and compensate it. In this article, a new multi-sensors method is proposed to jointly estimate the Doppler shift, detect and synchronize the signal.

1 Introduction

Le canal acoustique sous-marin est souvent considéré comme un des supports de communications les plus hostiles. Ce canal peut être caractérisé par trois facteurs : une atténuation proportionnelle à la fréquence, de multiples trajets variant dans le temps et une vitesse de propagation faible (environ 1500 m.s^{-1}) [1].

La faible vitesse de propagation des ondes acoustiques amplifie les phénomènes de trajets multiples et l’effet Doppler. En effet, les délais entre les différents trajets peuvent être importants. L’effet Doppler ne se limite pas à un décalage de la fréquence porteuse comme en radio fréquences, mais s’accompagne d’une compression / dilatation du signal non négligeable. Le décalage Doppler est égal à $d = 1 - v/c$ avec v la vitesse relative entre l’émetteur et le récepteur et c la vitesse du son dans l’eau.

Ainsi, le canal acoustique sous-marin est doublement sélectif en temps et en fréquence. Tous ces éléments complexifient la réception. La compression / dilatation causée par l’effet Doppler rend la détection du signal et la synchronisation impossibles si ce phénomène n’est pas compensé. Une approche classique consiste à utiliser des chirps au début et à la fin du signal pour estimer le Doppler et le compenser par interpolation [2]. Les chirps sont intéressants dans ce cas précis car ils sont connus pour être insensibles à l’effet Doppler [3]. Une autre méthode pour estimer et compenser l’effet Doppler est présentée dans l’article [3]. Dans cet article, la mesure du retard

induit par le canal est utilisée pour estimer et suivre l’évolution de l’effet Doppler. Contrairement à [2], aucune synchronisation ultérieure n’est nécessaire.

L’estimation du Doppler est ici réalisée grâce à l’utilisation d’un signal pilote. [4] montre que le Doppler peut être différent pour chaque trajet mais dans le cas où un trajet est plus puissant que les autres, alors le facteur de ré-échantillonnage optimal sera proche du facteur de ré-échantillonnage de ce trajet. Dans ce papier, le Doppler estimé sera considéré commun à tous les trajets. Dans cet article, une nouvelle méthode permettant de réaliser simultanément l’estimation du Doppler, la détection et la synchronisation du signal dans un contexte multicapteurs (single input multiple output (SIMO)) est proposée. Cette méthode est une extension du modèle single input single output (SISO) et profite de la diversité apportée par les multiples capteurs pour améliorer les performances à des rapports signal à bruit (signal to noise ratio (SNR)) plus bas. Cette méthode a été testée en simulation mais aussi à l’aide de données enregistrées en mer, au port de Brest.

L’article est organisé en 3 parties. Tout d’abord, les modèles SISO et SIMO sont présentés. Ensuite, la partie détection est détaillée. Enfin, les résultats d’expérimentation en mer pour une communication OFDM sont analysés.

2 Banc de filtres Doppler

2.1 Modèle SISO

Une méthode pour évaluer le Doppler est d’utiliser un banc de filtres [2]. Cette méthode se base sur un ensemble de filtres

Ce travail a été en partie financé par la région Bretagne et Thales dans le cadre du projet SAAM et du laboratoire Waves

qui vont chacun correspondre à une compression / dilatation du signal pilote simulant ainsi un ensemble de Doppler possibles. La construction des filtres se fait par ré-échantillonnage.

Supposons un signal pilote OFDM $s_0(t)$ avec l'expression suivante :

$$s_0(t) = \exp(j2\pi f_0 t) \sum_{n=0}^{N-1} q_0^{(n)} \exp(j2\pi n B t) g(t) \quad (1)$$

où N est le nombre de sous-porteuses, $q_0^{(n)}$ est le $n^{\text{ième}}$ symbole, B est l'écart entre sous-porteuses, $g(t)$ est le filtre de mise en forme, f_0 est la fréquence porteuse non centrée. L'expression de ce symbole ayant subi l'effet Doppler $d = 1 - \frac{v}{c}$ est :

$$s_0(t, v) = \exp(j2\pi f_0 t d) \sum_{n=0}^{N-1} q_0^{(n)} \exp(j2\pi n B t d) g(t d) \quad (2)$$

On considère ici que la transmission est affectée par un effet Doppler dominant lié à la vitesse relative entre l'émetteur et le récepteur. Les filtres créés sont des filtres adaptés à $s_0(t, v)$. Pour réaliser l'estimation du Doppler, la corrélation entre la matrice de filtres adaptés et le signal reçu est effectuée.

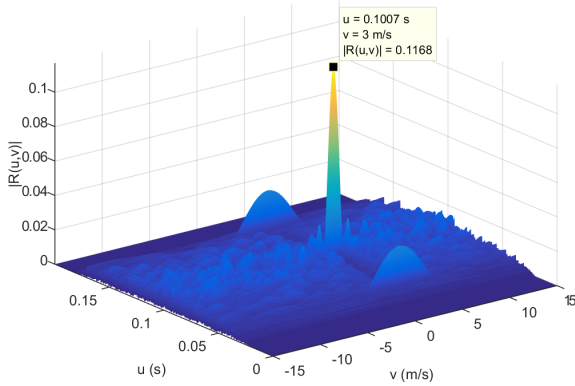


FIGURE 1 – Sortie simulée du banc de filtres (Bande 16-20 kHz, $v_0 = 3m.s^{-1}$, $u_0 = 0.1s$), canal AWGN

La sortie du banc de filtres $R(u, v)$ correspond au résultat de la corrélation en fonction du retard et de la vitesse relative utilisée pour créer les filtres. Le Doppler estimé est égal au Doppler utilisé pour créer le filtre ayant donné le maximum du résultat de cette corrélation. Plus le nombre de filtres utilisés est élevé, plus le résultat sera précis mais cela augmentera la complexité.

La sortie du banc de filtres est également utilisée pour se synchroniser avec le début de la trame. La méthode de synchronisation est similaire à celle classiquement utilisée en CP-OFDM [5]. Le pic de corrélation du filtre ayant donné un maximum permet de connaître le début de la trame. Dans un contexte multitrajets, la synchronisation est réalisée sur le trajet le plus puissant. La méthode du CA-CFAR [6] permet de détecter le signal en comparant le pic de corrélation avec un seuil adaptatif fonction du SNR. Cette méthode de détection sera détaillée en partie 3.

Le modèle SISO ne fonctionne pas si le SNR est trop bas. Pour pouvoir continuer à détecter le signal à des SNR plus bas, il faut ajouter de la diversité en utilisant par exemple plusieurs capteurs en réception.

2.2 Modèle SIMO

Le modèle SIMO est une extension multicapteurs du modèle de banc de filtres précédemment présenté. Cette méthode tire parti de la diversité spatiale apportée par les différents capteurs. Les signaux reçus sur chaque capteur présentent des SNR différents car la réception est sélective spatialement.

En SIMO, le banc de filtres sera généré de la même manière qu'en SISO pour chaque capteur. Ensuite, les différentes matrices de corrélation $R_i(u, v)$ obtenus, pour $i = 1, \dots, I$ où I est le nombre de capteurs, sont combinées. La combinaison des signaux est très importante car c'est elle qui permet de tirer parti de la diversité spatiale. La combinaison réalisée est une somme des corrélations de chaque capteur. Pour maximiser le résultat, les corrélations doivent être au préalable alignées. Cela permet d'avoir un pic le plus grand possible et donc d'améliorer les probabilités de détection.

Le processus d'alignement des signaux consiste à chercher le maximum de la somme des différents capteurs pour différents retards :

$$\max_{\tau_i} \sum_{i=1}^I |R_i(t - \tau_i, v)|, 0 \leq \tau_i \leq \tau \quad (3)$$

L'algorithme glouton qui consiste à essayer tous les retards τ_i possibles et inférieurs à un retard maximal τ est très complexe. Il est préférable de simplifier les calculs en utilisant une fenêtre glissante sur chaque corrélation. La fenêtre permet de connaître le maximum d'une corrélation sur une plage de retard :

$$M_i(t, v) = \max_{t \leq u \leq t + \tau} |R_i(u, v)| \quad (4)$$

L'équation (3) devient donc :

$$M(t, v) = \sum_{i=1}^I M_i(t, v) \quad (5)$$

Prenons un système avec $I = 4$ capteurs en réception. Le signal transmis est une modulation OFDM ayant une durée de 80ms (dont un préfixe cyclique de 20ms). Appelons $R_i(t, v_0)$ la sortie du banc de filtres pour le $i^{\text{ième}}$ capteur et pour une vitesse relative $v = v_0$.

Sur la figure 2, on note la présence de multiples trajets avec un étalement temporel de 10ms. Il est à noter que la figure 2 ainsi que les figures 3 et 4 qui en découlent ont été obtenues à partir de signaux enregistrés en mer.

Pour aligner les sorties du corrélateur, on utilise la méthode de la fenêtre glissante (4). Les signaux $M_i(t, v)$ sont représentés dans la figure 3. Le fenêtrage permet d'avoir à chaque instant la somme maximale des signaux pour tous les décalages τ_i et donc de trouver le décalage nécessaire pour chaque sortie du corrélateur.

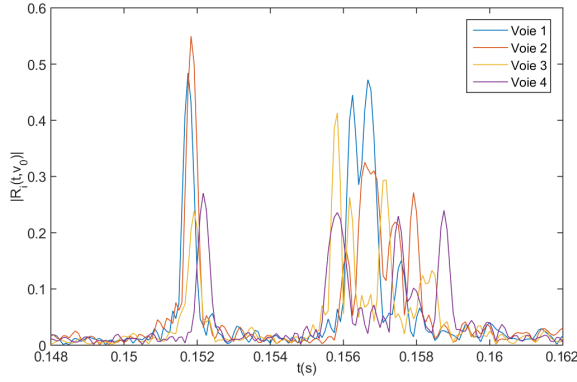


FIGURE 2 – Sortie du banc de filtres pour chaque voie pour $v = v_0$

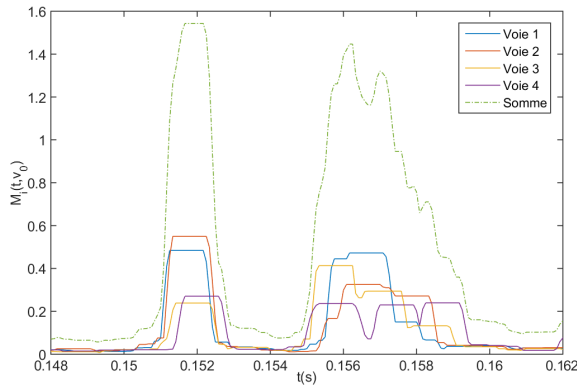


FIGURE 3 – Maximum glissant appliqué à chaque corrélation et sommation

Sur la figure 4, la somme des corrélations après alignement est montrée. La combinaison des signaux permet d'augmenter le rapport signal à bruit au niveau du pic de corrélation et donc d'apporter un gain de détection. Ainsi, la diversité spatiale est utilisée à travers cette somme pour apporter un gain au SNR avant la détection, ce qui est l'intérêt de la méthode proposée. Comme pour le modèle SISO, cette somme peut être utilisée pour réaliser la synchronisation et détecter la trame ce qui est présenté dans la prochaine section.

3 Détection de trame

En communication sous-marine, le SNR peut varier rapidement. Ainsi, pour la détection, il est important d'avoir un seuil adaptatif. C'est pourquoi la méthode cell-averaging constant false alarm rate (CA-CFAR) a été utilisée [6]. Cette méthode consiste à comparer le pic de corrélation aux échantillons entourant ce pic. Dans le cas étudié, elle est appliquée à la sortie du filtre ayant le plus grand pic parmi toutes les sorties du banc de filtres. En appliquant CA-CFAR sur cette sortie, un seuil de détection est déterminé. Il suffit donc de comparer ce seuil avec

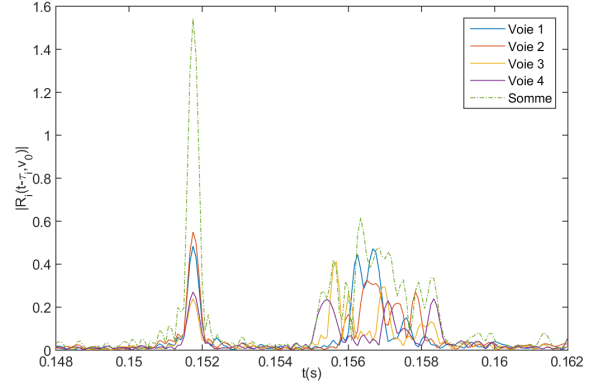


FIGURE 4 – Alignement des pics de corrélation et sommation

le maximum de la corrélation.

Toute la difficulté de cette méthode de détection réside dans la détermination de la valeur du seuil. La méthode CA-CFAR propose la solution suivante.

Notons R_U le maximum de la sortie du filtre ayant donné le plus grand pic de corrélation, G un intervalle de garde et M le nombre d'échantillons pour les calculs de S_1 et S_2 . La méthode CA-CFAR définit le seuil de la manière suivante :

$$S_1 = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M |R_{U-G-n}|^2 \quad (6)$$

$$S_2 = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M |R_{U+G+n}|^2 \quad (7)$$

$$S = \frac{S_1 + S_2}{2} \quad (8)$$

L'intervalle de garde G permet de prendre en compte la largeur du pic de corrélation et éviter que ce dernier n'influence le seuil. Le maximum de la corrélation est comparé à la valeur du seuil multiplié par une constante fonction du taux de fausse alarme (TFA). La détermination de cette constante a été étudiée plus en détails dans l'article [7]. Si le maximum est supérieur au seuil, alors une trame est détectée.

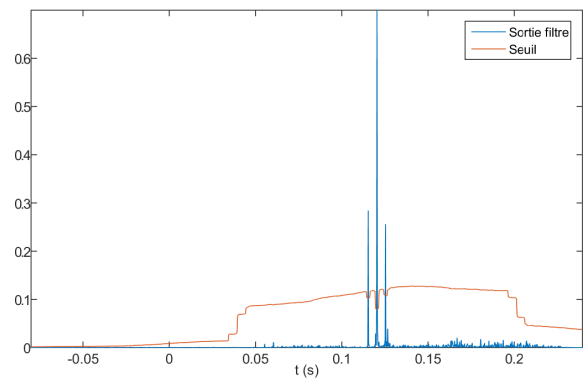


FIGURE 5 – Calcul du CA-CFAR en sortie d'un filtre adapté

Comme le montre la figure 5, le seuil évolue au cours du temps. Sur la partie où se trouve le signal, il est plus élevé. Cette variation du seuil de détection est importante. En effet, cela aide à éviter les fausses détections en cas de SNR faible.

4 Résultats

4.1 Expérimentation en mer

Lors des tests en mer, le modem utilisé était le modem OFDM détaillé dans [8]. Les symboles OFDM ont une durée de 80ms (dont un préfixe cyclique de 20ms). Chaque symbole OFDM est composé de 240 sous-porteuses. Une modulation DQPSK (differential quadrature phase shift keying) est utilisée. Les communications ont été effectuées à une distance de 800m. Les signaux transmis ont été enregistrés par 4 capteurs séparés d'environ 50 cm (voie 1 à 4). 20 trames étaient envoyées. Une trame est composée de 24 symboles OFDM de données et 1 symbole OFDM pilote. À partir de cette base de données, un comparatif des performances de détection en SISO et SIMO peut-être réalisé.

Il est important de noter que les transmissions avaient un SNR assez élevé (environ 30dB) et donc que la détection fonctionnait parfaitement sur l'ensemble des données collectées. Pour permettre d'évaluer les améliorations apportées en SIMO, nous avons décidé d'ajouter un bruit blanc gaussien aux signaux reçus. Le bruit en communications acoustiques sous-marines (ASM) n'est pas blanc en général, mais la simulation proposée permet de valider l'algorithme mis en oeuvre avant de nouvelles expérimentations en mer. Le modem SISO étant conçu pour fonctionner à un SNR supérieur ou égal à 6dB, il suffit d'ajouter suffisamment de bruit pour passer en dessous de ce seuil. Le bruit simulé est tel que le SNR sur chaque capteur serait d'environ 0dB. Ainsi, avec une antenne seule, on ne devrait plus pouvoir détecter le signal.

4.2 Résultats obtenus

TABLE 1 – Résultats pour la première transmission (distance de 800m, bande de fréquence : 8 - 12 kHz)

	voie 1	voie 2	voie 3	voie 4	SIMO
trames détectées	0	0	9	7	20
TEB moyen	N/A	N/A	0,16	0,23	0,0027

TABLE 2 – Résultats pour la deuxième transmission (distance de 800m, bande de fréquence : 13 - 17 kHz)

	voie 1	voie 2	voie 3	voie 4	SIMO
trames détectées	0	3	2	2	20
TEB moyen	N/A	0,037	0,065	0,23	0,0004

Deux transmissions enregistrées en mer ont été analysées. 20 trames ont été transmises avec 25 symboles OFDM et 6192 bits

par trames. Un résumé est présenté sous la forme de tableaux. Les tableaux 1 et 2 présentent les résultats pour chaque antenne individuellement et pour la combinaison des antennes. Le SNR simulé et les taux d'erreur binaires obtenus sont précisés.

L'amélioration des performances est observable sur les tableaux 1 et 2. En effet, alors qu'en SISO (voie 1 à voie 4), les antennes ne parviennent qu'à détecter quelques trames, en SIMO, toutes les trames sont détectées. Le modem profite aussi de la diversité spatiale et d'un récepteur de type MRC (Maximum Ratio Combining) pour améliorer le taux d'erreur binaire (TEB). Un code convolutif de rendement $\frac{1}{2}$ a été utilisé [8].

5 Conclusion

Dans cet article, une nouvelle méthode pour réaliser simultanément la détection, la synchronisation et l'estimation du Doppler en SIMO pour un canal acoustique sous-marin a été proposée. Cette méthode est testée en utilisant des enregistrements en mer et elle est comparée à la méthode SISO. Les résultats obtenus prouvent l'amélioration apportée par la méthode SIMO et son efficacité à bas SNR.

Références

- [1] M. Stojanovic and J. Preisig, *Underwater acoustic communication channels : Propagation models and statistical characterization*, in IEEE Communications Magazine, vol. 47, no. 1, pp. 84-89, January 2009.
- [2] B. S. Sharif, J. Neasham, O. R. Hinton and A. E. Adams, *A computationally efficient Doppler compensation system for underwater acoustic communications*, in IEEE Journal of Oceanic Engineering, vol. 25, no. 1, pp. 52-61, Jan. 2000.
- [3] G. Eynard and C. Laot, *Blind Doppler compensation scheme for single carrier digital underwater communications*, OCEANS 2008, Quebec City, QC, 2008, pp. 1-5.
- [4] S. Yerramalli and U. Mitra, *Optimal Resampling of OFDM Signals for Multiscale Multilag Underwater Acoustic Channels*, in IEEE Journal of Oceanic Engineering, vol. 36, no. 1, pp. 126-138, Jan. 2011.
- [5] M. Sandell, J. van de Beek, and P. O. Börjesson, *Timing and frequency synchronization in OFDM systems using the cyclic prefix*, 1995 International Symposium on Synchronization, Saalbau, Essen, Germany, 1995, pp. 1619.
- [6] H. Rohling, *Radar CFAR Thresholding in Clutter and Multiple Target Situations*, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-19, July 1983.
- [7] N. Grollier, G. Ansel, C. Laot, *Robust OFDM Modem for a Swarm of Underwater Autonomous Vehicles*, 2019 MTS/IEEE OCEANS, Marseille.
- [8] A. Bourré, S. Lmai, C. Laot and S. Houcke, *A robust OFDM modem for underwater acoustic communications*, 2013 MTS/IEEE OCEANS, Bergen, June 2013.