



**HAL**  
open science

## Relais système d'identification automatique sous-marin

Stéphane Imbert

► **To cite this version:**

Stéphane Imbert. Relais système d'identification automatique sous-marin. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Ecole nationale supérieure Mines-Télécom Atlantique, 2022. Français. NNT : 2022IMTA0292 . tel-03648836

**HAL Id: tel-03648836**

**<https://theses.hal.science/tel-03648836>**

Submitted on 22 Apr 2022

**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.

# THÈSE DE DOCTORAT DE

L'ÉCOLE NATIONALE SUPÉRIEURE  
MINES-TÉLÉCOM ATLANTIQUE BRETAGNE  
PAYS-DE-LA-LOIRE - IMT ATLANTIQUE

ÉCOLE DOCTORALE N° 601  
*Mathématiques et Sciences et Technologies  
de l'Information et de la Communication*  
Spécialité : *Télécommunications*

Par

**Stéphane IMBERT**

**Relais Système d'Identification Automatique Sous-marin**

Thèse présentée et soutenue à IMT Atlantique BREST, le 28/02/2022

Unité de recherche : Lab-STICC

Thèse N° : 2022IMTA0292

## Rapporteurs avant soutenance :

Jean-Pierre CANCES    Professeur à l'université de Limoges  
Eric SIMON            MdC - HdR à l'université de Lille

## Composition du Jury :

Président :	Karine AMIS	Professeur à l'IMT Atlantique
Examineurs :	Jean-Pierre CANCES	Professeur à l'université de Limoges
	Eric SIMON	MdC - HdR à l'université de Lille
	Damien ROQUE	Professeur à l'institut supérieur de l'aéronautique et de l'espace
Dir. de thèse :	Christophe LAOT	Professeur à l'IMT atlantique
Co-dir. de thèse :	Abdel-Ouahab BOUDRAA	Professeur à l'École Navale

## Invité(s) :

Franck FLORIN	Ingénieur-PhD à Thales DMS France
Nicolas LE JOSSE	Ingénieur-PhD à Thales DMS France
Jean-jacques SZKOLNIK	Ingénieur innovation à l'École Navale



---

Cette thèse a été réalisée au sein du département mathematical and electrical engineering de l'IMT Atlantique ainsi que dans les bureaux de l'équipe modélisation et traitement de l'information maritime de l'école Navale.

Cette thèse a été cofinancée par la région Bretagne et Thales dans le contexte du laboratoire WAVES et du projet SAAM.



# REMERCIEMENTS

---

Je tiens tout d'abord à remercier Christophe Laot, Abdel Boudraa et Jean-Jacques Szkolnik pour m'avoir encadré. Leur disponibilité, leurs conseils ainsi que leur patience m'ont grandement aidé tout au long des 3 années de thèse.

Je remercie également Nicolas le Josse, Franck florin et par la même occasion Thales DMS de m'avoir fait confiance pour la thèse et sans qui cette dernière n'existerait pas.

J'adresse ma reconnaissance aux membres de mon CSI, Yves Louet et Damien Roque pour les conseils et le support qu'ils m'ont fourni.

Je remercie infiniment ... de m'avoir fait l'honneur de présider mon jury de thèse et Karine AMIS pour avoir acceptée de faire partie du jury de thèse. Je suis très reconnaissant aux rapporteurs, Eric Simon et Jean-Pierre Cances pour avoir jugé mes travaux.

Je souhaite également exprimer ma reconnaissance à Nicolas Grollier et Guillaume Ansel pour les conseils qu'ils ont su me donner lors de cette thèse.

Je voudrais également remercier François-Xavier Socheleau et Camila Gussen pour leur expertise sur les canaux acoustiques sous-marins et notamment les simulateurs de canaux.

Enfin, je remercie les membres du département mathematical and electrical engineering de l'IMT atlantique ainsi que ceux de l'équipe modélisation et traitement de l'information maritime de l'école navale pour leur accueil chaleureux.



# TABLE DES MATIÈRES

---

<b>Introduction</b>	<b>13</b>
Contexte de la thèse . . . . .	13
Scénarios envisagés . . . . .	15
Plan et contributions . . . . .	15
<b>1 Communications acoustiques sous-marines et AUV</b>	<b>19</b>
1.1 Introduction . . . . .	19
1.2 Canal acoustique sous-marin . . . . .	20
1.2.1 Célérité des ondes acoustiques . . . . .	21
1.2.2 Pertes de propagation et bruits . . . . .	22
1.2.3 Effet Doppler . . . . .	24
1.2.4 Modélisation du canal . . . . .	27
1.3 Capacité du canal ASM . . . . .	30
1.3.1 Étude théorique de la capacité . . . . .	30
1.3.2 Etat de l'art sur les modems acoustiques . . . . .	32
1.4 Conclusion . . . . .	40
<b>2 Adaptation du flux AIS à retransmettre aux contraintes des communi- cations acoustiques</b>	<b>41</b>
2.1 Introduction . . . . .	41
2.2 Présentation de l'AIS . . . . .	41
2.2.1 Trame AIS et accès au média . . . . .	42
2.2.2 Type de messages AIS . . . . .	44
2.3 Réduction de la taille d'un paquet AIS . . . . .	46
2.3.1 Analyse de la norme . . . . .	46
2.3.2 Analyse de données simulées . . . . .	48
2.3.3 Analyse de données expérimentales . . . . .	50
2.3.4 Choix finaux pour la retransmission des paquets AIS . . . . .	52
2.4 Estimation du débit AIS . . . . .	52

## TABLE DES MATIÈRES

---

2.4.1	Estimation de bornes de débits avec des hypothèses simplifiées . . .	52
2.4.2	Estimation du débit sur simulateur . . . . .	54
2.5	Conclusion . . . . .	55
<b>3</b>	<b>Conception d'un modem acoustique pour relais AIS</b>	<b>57</b>
3.1	Introduction . . . . .	57
3.2	Vue globale du modem . . . . .	58
3.3	Choix de la forme d'onde . . . . .	60
3.3.1	MC-SS une forme d'onde combinant multiporteuse et étalement . .	60
3.4	Présentation de MC-SS . . . . .	62
3.4.1	MC-SS-2D . . . . .	62
3.4.2	Cas particulier : étalement uniquement en fréquence ou en temps .	73
3.5	Estimation et égalisation du canal en MC-SS . . . . .	74
3.5.1	Estimation avec des pilotes sur sous-porteuses réservées . . . . .	74
3.5.2	Estimation avec des pilotes étalés et ajoutés aux données . . . . .	76
3.5.3	Estimation avec des pilotes étalés comme un symbole de donnée . .	79
3.5.4	Choix de la méthode d'estimation . . . . .	80
3.6	Estimation et compensation du Doppler . . . . .	81
3.7	Conclusion . . . . .	85
<b>4</b>	<b>Analyser les performances du modem MC-SS-2D</b>	<b>87</b>
4.1	Introduction . . . . .	87
4.2	Analyse de MC-SS-2D sur canal de Rayleigh . . . . .	88
4.2.1	Présentation du canal de Rayleigh utilisé . . . . .	89
4.2.2	Performances théoriques sur le canal de Rayleigh . . . . .	91
4.2.3	Performances du modem sur le canal de Rayleigh . . . . .	92
4.3	Simulations sur Watermark . . . . .	94
4.3.1	Présentation de Watermark . . . . .	95
4.3.2	Analyse du modem sur plusieurs canaux de Watermark . . . . .	98
4.4	Tests en bassine . . . . .	100
4.4.1	Présentation de l'environnement de test . . . . .	101
4.4.2	Paramétrage du modem . . . . .	103
4.4.3	Analyse des résultats en bassine . . . . .	104
4.5	Tests en mer sur la plateforme LMAIR . . . . .	106
4.5.1	Présentation de la plateforme LMAIR . . . . .	106

4.5.2	Configuration des essais . . . . .	106
4.5.3	Analyse des résultats en mer . . . . .	109
4.6	Conclusions . . . . .	110
<b>5</b>	<b>Optimisation de la répartition de l'étalement en 2 dimensions</b>	<b>113</b>
5.1	Introduction . . . . .	113
5.2	Principe utilisé pour le choix de la répartition . . . . .	114
5.3	Présentation des canaux utilisés . . . . .	116
5.3.1	Canal de Jakes/Clarke . . . . .	116
5.3.2	Canaux des simulations . . . . .	118
5.4	Analyse des simulations . . . . .	123
5.4.1	Résultats sur le canal variant rapidement en temps . . . . .	123
5.4.2	Résultats sur le canal variant rapidement en fréquence . . . . .	124
5.5	Choix de la répartition de l'étalement assisté par une application . . . . .	125
5.5.1	Exemple de fonctionnement . . . . .	126
5.6	Conclusions et perspectives . . . . .	127
	<b>Conclusion générale et perspectives</b>	<b>131</b>
	Synthèse de la thèse . . . . .	131
	Perspectives . . . . .	132
	<b>Bibliography</b>	<b>135</b>
<b>A</b>	<b>Comparaison des méthodes d'estimations</b>	<b>143</b>
A.1	Méthode de comparaison . . . . .	143
A.2	Résultats des simulations . . . . .	144
A.3	Effet de l'addition de sous-porteuses sur les coefficients d'un canal de Rayleigh	146

# ABRÉVIATIONS

---

**AIS** Automatic identification system.

**ASM** Acoustique sous-marine.

**AUV** Autonomous underwater vehicle.

**BER** Bit error rate.

**BPSK** Binary-phase shift keying.

**CA-CFAR** Cell-averaging constant false alarm rate.

**CP** Préfixe cyclique.

**DSP** Densité spectrale de puissance.

**DSSS** Direct sequences spread spectrum.

**FCS** Frame sequence check.

**FH-BFSK** Frequency-hopped binary frequency shift keying.

**FHSS** Frequency hopping spread spectrum.

**FSK** Frequency shift keying.

**GNSS** Géolocalisation et navigation par un système de satellites.

**IALA** International association of marine aids to navigation and lighthouse authorities.

**IBI** Inter-block interferences.

**ICI** Inter-carrier interferences.

**IFFT** Inverse fast fourier transform.

**ISEN** Institut supérieur de l'électronique et du numérique.

**LFM** Linear frequency modulation.

**LMAIR** Laboratoire marin d'acoustique et d'imagerie de la rade.

**MC-CDMA** Multicarrier code division multiple access.

**MC-DS-CDMA** Multicarrier direct sequence code division multiple access.

**MC-SS** Multicarrier spread spectrum.

**MFSK** Multiple frequency-shift keying.

**MIMO** Multiple input multiple output.

**MMSI** Maritime mobile service identity.

**MT-CDMA** Multitone code division multiple access.

**NMEA** National marine electronics association.

**OFDM** Orthogonal frequency division multiplexing.

**OTAN** Organisation du traité de l'Atlantique nord.

**OVSF** Orthogonal variable spreading factor.

**PAPR** Peak to average power ratio.

**PSK** Phase shift keying.

**QAM** Quadrature amplitude modulation.

**QPSK** Quadrature-phase shift keying.

**RF** Radio-fréquence.

**RSB** Rapport signal sur bruit.

**SIMO** Single input multiple output.

**SISO** Single input single output.

**TFA** Taux de fausse alarme.

**UAC** Underwater acoustic channel.

**UIT** Union internationale des télécommunications.

**VHF** Very high frequency.

**WSSUS** Wide-sense stationary uncorrelated scattering.

# NOTATIONS MATHÉMATIQUES

---

$B_{coh}$  Bande de cohérence.

$D_p$  Facteur doppler  $D_p = 1 - \frac{v}{c}$ .

$E_s$  Energie symbole.

$I = \frac{K}{Q}$  Nombre de symboles QPSK sur un symbole OFDM.

$K$  Nombre de sous-porteuse.

$L = Q \times M$  Facteur d'étalement total.

$M$  Facteur d'étalement en temps.

$N_0$  Densité spectrale du bruit.

$Q$  Facteur d'étalement en fréquence.

$T_{OFDM}$  Durée d'un symbole OFDM.

$T_{coh}$  Temps de cohérence.

$\%$  Opérateur modulo.

$\Delta_f$  Étalement Doppler du canal.

$\Delta_t$  Étalement temporel du canal.

$\check{h}$  Coefficient du canal dans le domaine fréquentiel.

$\dagger$  Opérateur transposé et conjugué.

$\delta_f$  Écart fréquentiel entre des sous-porteuses.

$\lfloor \rfloor$  Opérateur partie entière.

$\mathbf{C}$  Matrice du code d'étalement.

$\mathbf{d} = [d_0, d_1, \dots, d_{I-1}]$  Vecteur de  $I$  symboles QPSK.

$p$  Pilote QPSK.

$y$  Signal MC-SS reçu dans le domaine fréquentiel.

# INTRODUCTION

---

## Contexte de la thèse

Cette thèse s'inscrit dans le cadre d'un projet de Thales DMS (defense mission system) concernant la navigation des véhicules sous-marins autonomes (AUV). De part leur capacité à transporter une grande variété de capteurs et leur autonomie, les AUVs sont de plus en plus exploités aussi bien pour des applications civiles que militaires. En effet, en fonction des capteurs qu'ils transportent, les AUVs peuvent être utilisés pour des applications telles que la bathymétrie des fonds marin, le sondage et l'estimation de canaux acoustiques sous-marins (ASM) ou encore l'analyse sismique sous-marine [1]. Ils peuvent également être utilisés dans des applications militaires comme la guerre des mines. Ainsi, leur utilisation se multiplie et ils sont devenus depuis déjà plus d'une décennie un sujet important dans la recherche académique.

Lors de leurs missions, les AUVs suivent habituellement un parcours prédéfini soit sous la forme d'une trajectoire imposée, soit sous la forme d'un enchaînement de points tournants. Afin de réaliser au mieux ce parcours, ils embarquent un système de navigation classiquement basé sur une centrale inertielle qui nécessite un recalage périodique en raison d'une inévitable dérive au cours du temps due aux imperfections des composants. Une solution robuste pour réaliser le recalage de la centrale inertielle d'un AUV est d'utiliser un moyen de géolocalisation et navigation par un système de satellites (GNSS) tel le GPS, Galiléo ou Glonass. Afin de recevoir ce signal radio qui ne pénètre pas dans l'eau, les AUVs doivent remonter à la surface. Ce processus présente un risque de collision avec les navires.

Une solution pour éviter les collisions entre les AUVs et les navires est de transmettre la position et la cinématique des navires aux AUVs afin que ces derniers puissent limiter les risques lors de la reprise de vue. Pour cela, on peut exploiter un système de communication obligatoire sur les navires : l'automatic identification system (AIS). Il s'agit d'un système normalisé d'échange d'informations dans la bande very high frequency (VHF), par l'intermédiaire duquel les navires communiquent des informations diverses telles que leur identité, leur cargaison, leur manœuvrabilité, leur position, leur vitesse ou encore leur

direction. L'objectif de cette thèse consiste à concevoir un système de communication qui va collecter les positions des navires environnants ainsi que leur cinématique afin de diffuser ces informations à des AUVs : ce système en surface servira en quelque sorte de relais AIS comme décrit par la figure 1. La conception d'un tel système passe évidemment par la résolution de verrous scientifiques. Ces verrous portent, par exemple, sur l'optimisation du débit par rapport à la bande de fréquences, la forme d'onde utilisée et la distance.

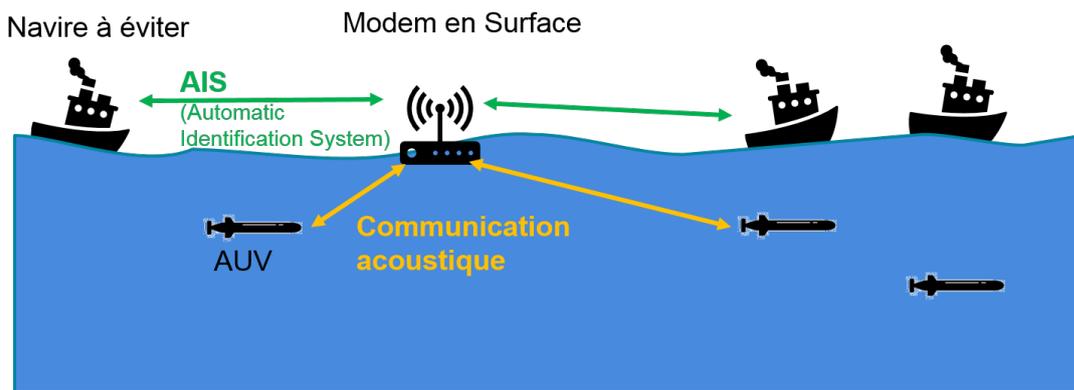


FIGURE 1 – Schéma du projet

Cette thèse s'articule en deux grandes parties :

- la conception et le développement d'une interface de communication sous-marine pour communiquer avec les AUVs
- le développement d'une interface radio pour la réception des signaux AIS

L'AIS étant régi par une norme, l'interface radio ne doit pas être conçue mais seulement implémentée. L'objectif principal de la partie AIS concernera l'étude de la faisabilité du relais AIS (débit à retransmettre pour les scénarios envisagés et évoqués dans la section ci-après) ainsi que l'étude des champs AIS utiles et de la réduction de leur taille. En effet, comme nous le verrons dans le chapitre 1, le débit en communications acoustique sous-marine (ASM) est fortement limité et il est donc nécessaire de réduire au maximum les informations AIS utiles afin de pouvoir communiquer le plus grand nombre de positions.

Contrairement à l'AIS, l'interface de communication sous-marine doit être entièrement conçue. En effet, il y a peu de standards en communication ASM. Il n'y a pas de régulation de spectre ni de la puissance d'émission. On a donc beaucoup de liberté pour créer le système de communication. Les principales limites de conception concernent les performances souhaitées ainsi que les contraintes liées au canal, ce dernier pouvant être

très hostile.

## Scénarios envisagés

Plusieurs scénarios correspondants à des applications types sont envisagés par Thales. Le tableau 1 donne un résumé des valeurs importantes de ces scénarios. Ce tableau indique des valeurs cibles. Ces valeurs ne sont pas forcément très réalistes par rapport à ce qui est faisable en ASM.

	Scénario 1	Scénario 2	Scénario 3
Nombre de bouées	1	1	3
Nombre d'AUVs	1	3	10
Vitesse moyenne des AUVs (nœuds)	4	8	12
Nombre d'hydrophones de l'AUV	1	4	4
Portée acoustique (NM)	0,7	3,5	28
Débit (ordre de grandeur) ( $kbit.s^{-1}$ )	8	1,5	0,2
Nombre de navires à détecter	5	20	100
Vitesse moyenne des navires (nœuds)	3	7	12
Distance de détection des émissions AIS (NM)	3	15	50

TABLE 1 – Principales caractéristiques des scénarios

Afin d'étudier la faisabilité de ces scénarios, il faut commencer par avoir une idée de la capacité du canal acoustique ainsi que de la forme d'onde adaptée à l'application. Pour cela, une étude du canal ASM ainsi que de l'état de l'art des systèmes de communication acoustique est nécessaire.

## Plan et contributions

Cette thèse décrit la conception d'un système de communication acoustique pour AUVs et l'étude de la norme AIS dans le contexte applicatif envisagé. Le manuscrit de thèse est organisé en 5 chapitres.

Le chapitre 1 présente les caractéristiques principales du canal ASM. Il propose également une étude de la capacité de ce canal avec une approche théorique et applicative. Enfin, une étude des systèmes de communications utilisés en ASM donne des pistes sur la forme d'onde la plus adaptée à l'application en question.

Dans le chapitre 2, l'AIS est présenté avec comme objectif d'identifier les informations utiles à retransmettre aux AUVs afin de réduire au maximum cette quantité d'informations. Ce chapitre propose également une étude du débit AIS à retransmettre pour les différents scénarios envisagés ce qui permet d'établir en partie leurs faisabilité.

Le chapitre 3 traite de la conception du système de communications. Les choix réalisés pour composer le système de communications sont justifiés en prenant en compte les caractéristiques du canal ASM ainsi que l'application visée. Ainsi, une forme d'onde basée sur l'OFDM et l'étalement de spectre DSSS est retenue. Parmi les éléments importants composant le système de communications conçu, l'estimation du canal et l'estimation du Doppler sont mises en avant.

Le chapitre 4 est dédié à l'analyse des performances du système de communications présenté dans le chapitre 3. Une démarche précise est utilisée pour analyser les performances. Cette démarche permet de valider le fonctionnement du modem par étape en vue de tests en mer. Au final, des résultats de transmissions en mer sont présentés. Ces résultats ont notamment été inclus dans la publication IEEE Oceans 2021 [2].

Enfin, le chapitre 5 clôture le manuscrit avec une étude de la répartition d'un code d'étalement en 2 dimensions. Dans ce chapitre, on propose une méthode pour optimiser la répartition du code d'étalement dans le domaine fréquentiel et temporel. Cette optimisation se base sur l'étalement temporel et l'étalement Doppler du canal. L'approche utilisée ne nécessite pas une connaissance précise du canal qui serait difficile à avoir dans le cas applicatif considéré. Des simulations sur des canaux de Rayleigh sont utilisées pour valider la répartition en fonction de l'étalement temporel et Doppler du canal. Ce chapitre présente un début d'étude qui serait intéressant de poursuivre après la thèse.

Finalement, le manuscrit se termine par une conclusion et des perspectives.

Les travaux de cette thèse ont donné lieu aux publications suivantes. La forme d'onde a fait l'objet de deux publications en conférence :

[3] S. Imbert et C. Laot, « AIS Relay for Autonomous Underwater Vehicle using an Adaptive Bit Rate Multi-Carrier Spread Spectrum Modem », in *Sea Tech Week*, Brest, France, oct. 2020

[2] S. Imbert, C. Laot, A. Boudraa et J. Szkolnik, « Two-Dimensional Spreading waveform for Adaptive Rate Acoustic Underwater Communication », in *IEEE OCEANS 2021 - San Diego*, sept. 2021

L'estimation du Doppler reprend en partie les publications :

[4] S. Imbert, G. Ansel et C. Laot, « Frame Detection and Synchronization for a SIMO Receiver in presence of Doppler Shift for Underwater Acoustic Communications », in *IEEE OCEANS 2019 - Marseille*, juin 2019

[5] S. Imbert, G. Ansel et C. Laot, « Synchronisation trame dans un contexte multicapteurs pour communication acoustique sous-marine », in *GRETSI 2019*, Lille, France, août 2019

De plus, une autre publication est en cours de révision :

[6] S. Imbert, C. Laot, A. Boudraa et J. Szkolnik, « AIS Relay for AUV Applications », in *Applied Sciences*, 2021



# COMMUNICATIONS ACOUSTIQUES SOUS-MARINES ET AUV

---

## 1.1 Introduction

L'objectif de cette thèse est de concevoir un système de communication ASM qui recueille les données de l'AIS et diffuse les informations utiles aux drones sous-marins. Ainsi, il est nécessaire de se documenter sur les aspects importants de la thèse notamment le canal ASM et les modems acoustiques (modulateur-démodulateur permettant de transformer les données binaires en signal adapté au médium afin d'établir une communication).

L'étude du canal ASM et des modems acoustiques a plusieurs objectifs. Dans un premier temps, cette étude va permettre de comprendre les difficultés que présente ce canal. La compréhension des caractéristiques du canal (propagation des ondes acoustiques, effet Doppler, sources de bruits, ...) est primordiale pour la conception du modem puisque ce dernier devra pouvoir transmettre les informations de manière aussi robuste que possible.

L'étude de la capacité du canal constitue également un aspect important. Cette étude permet dans un premier temps de dimensionner de manière réaliste les performances du modem conçu, mais aussi, de conclure quant à la faisabilité des différents scénarios envisagés. Pour étudier la capacité du canal, deux approches sont utilisées :

- Une étude théorique basée sur des travaux de la littérature
- Une étude applicative en analysant les performances des modems acoustiques académiques et commerciaux

Enfin, en plus d'apporter une estimation de la capacité du canal, l'état de l'art des modems acoustiques fournit les différentes formes d'onde utilisées par les modems acoustiques mais également les performances obtenues pour des débits donnés et constitue ainsi un apport essentiel dans le choix de la forme d'onde.

Dans ce chapitre, nous allons étudier dans un premier temps les caractéristiques du canal ASM. Puis nous nous concentrerons sur la capacité du canal ASM et établirons un

état de l'art des modems acoustiques.

## 1.2 Canal acoustique sous-marin

Le canal acoustique est souvent considéré comme l'un des canaux les plus hostiles. Il peut être caractérisé par trois facteurs [7] :

- Une atténuation proportionnelle à la fréquence
- Des trajets multiples variants dans le temps
- Une vitesse de propagation faible de  $1500m.s^{-1}$  (200000 fois plus faible que la vitesse de propagation des ondes radio)

La faible vitesse de propagation amplifie les phénomènes induits par les multitrajets et l'effet Doppler puisque les délais entre les trajets peuvent être grands. De plus, l'atténuation proportionnelle à la fréquence limite la fréquence porteuse. En fonction de la portée désirée, la fréquence porteuse peut descendre à quelques centaines de Hz. La section 1.2.2 définit un des modèles d'atténuation en fonction de la fréquence et de la distance. Comme on le verra sur le modèle présenté, pour pouvoir transmettre à grande distance, il est nécessaire de réduire la fréquence porteuse ce qui a pour effet de réduire la bande passante et par conséquent le débit maximal possible. On retrouve cette observation dans les tableaux 1.1 et 1.2 de la section 1.3.2 qui donnent un aperçu des modems existants.

Cette atténuation n'est pas la seule limite dans le choix de la fréquence porteuse et de la bande passante. En effet, les transducteurs acoustiques existants sont également contraignants. Ils ont une bande limitée et sont généralement coûteux. Ainsi, les transmissions acoustiques, de part les contraintes énumérées ci-avant, sont des transmissions à bande large contrairement aux transmissions radio qui sont souvent à bande étroite. En effet, la notion de bande large ou étroite est liée au rapport entre la bande passante et la fréquence porteuse. On parle de bande étroite lorsque la fréquence porteuse est largement supérieure à la bande passante. Ce n'est pas le cas ici puisque la bande passante et la fréquence porteuse ont un ordre de grandeur similaire. Dans une communication à bande large, l'effet Doppler, lié à la vitesse radiale entre l'émetteur et le récepteur, entraîne une compression/dilatation temporelle du signal qu'il faudra compenser, ce qui n'est généralement pas le cas dans les communications radio. La section 1.2.3 détaille et illustre l'effet Doppler en ASM.

Comme on le verra dans la section 1.2.4, le canal ASM est sélectif en temps et en fréquence. À cela, on peut ajouter différentes sources de bruit détaillées dans la section 1.2.2. Enfin, contrairement au canal radio, il n'existe pas de modèle de canaux unanimement accepté par la communauté scientifique en ASM. Cependant, il est important d'étudier et de comprendre le canal ASM afin de concevoir le modem qui doit répondre au mieux aux besoins réels.

### 1.2.1 Célérité des ondes acoustiques

Dans l'eau de mer, le son se déplace à une célérité d'environ  $1500m.s^{-1}$ . Cette vitesse n'est pas constante et varie en fonction de plusieurs paramètres :

- Température  $T$
- Pression (directement liée à la profondeur  $z$ )
- Salinité  $Sa$

Ainsi, la célérité fonction de ces trois paramètres est décrite par la relation suivante :

$$c = 1449,2 + 4,6T - 0,055T^2 + 0,00029T^3 + (1,34 - 0,010T)(Sa - 35) + 0,016z \quad (1.1)$$

La variation de la célérité affecte la propagation des ondes acoustiques. Ainsi, si l'émetteur et le récepteur sont situés à une immersion suffisamment élevée, il peut ne pas y avoir de réflexions avec la surface de l'eau et l'onde sonore bénéficie d'un phénomène de guide d'onde. Dans ce cas-là, le phénomène des multitrajets est lié à la variation continue du gradient du profil de célérité et on parle de canaux grand fonds. Il peut alors y avoir des zones dites d'ombre, c'est-à-dire des zones non atteintes par le signal même si le transducteur est omnidirectionnel [8].

Le canal grand fond s'oppose au canal petit fond. Dans le canal petit fond, les multitrajets sont liés aux réflexions avec la surface de l'eau et le fond de la mer. Dans ce cas-là, la célérité des ondes peut-être considérée constante. Le canal petit fond représente un challenge en communications acoustiques du fait du grand nombre de réflexions. Le canal grand fond est généralement considéré plus simple. En effet, les variations d'amplitudes, de phases et de retards des échos reçus seront plus faibles.

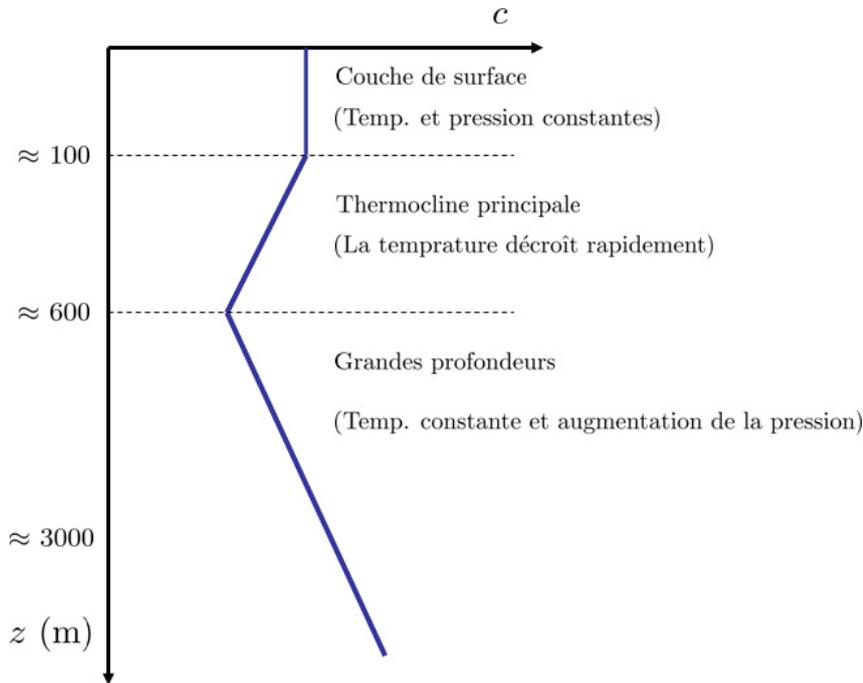


FIGURE 1.1 – Profil de célérité [8]

### 1.2.2 Pertes de propagation et bruits

Quel que soit le milieu considéré, le signal subit des pertes de propagation (diminution de la puissance) exprimées en décibels pour une divergence sphérique :

$$A_D = 20 \log_{10}(d) \quad (1.2)$$

avec  $d$  la distance en mètres.

Lors de la propagation d'une onde sonore, il y a également un phénomène d'amortissement  $\alpha(f)$  qui dépend de la fréquence. Il existe plusieurs modèles pour  $\alpha(f)$ . Un modèle très employé est celui donné par la formule de Thorp [9] :

$$\alpha(f) \approx 0,11 \frac{f^2}{1 + f^2} + 44 \frac{f^2}{4100 + f^2} + 2,75 \times 10^{-4} f^2 + 0,0003 \quad (1.3)$$

avec  $f$  en kHz et  $\alpha$  en dB/km.

On en déduit l'atténuation  $A$  :

$$A = A_D + \alpha(f) \frac{d}{1000} \quad (1.4)$$

Cette atténuation doit être prise en compte dans le paramétrage du modem. En effet, le coefficient  $\alpha(f)$  peut avoir un impact considérable sur la qualité de la réception. Pour s'en rendre compte, il suffit de prendre un exemple. Supposons que l'on souhaite faire une transmission à une distance de 25km. Alors, l'atténuation  $\alpha(f)$  définie par l'équation 1.3 sera :

- De 117,4dB pour une fréquence porteuse de 21,5kHz
- De 2,5dB pour une fréquence porteuse de 1,5kHz

En subissant une atténuation de 117,4dB (à laquelle il faut ajouter  $A_D$ ), le RSB à cette distance serait vraisemblablement trop faible pour la détection du signal. Ainsi, comme on peut le voir avec cet exemple, pour transmettre à de grandes distances, il faut réduire la fréquence porteuse ce qui limite d'autant la bande passante et le débit.

En plus de ces atténuations, plusieurs sources de bruit perturbent le signal. Les principales sources sont : les turbulences, le trafic maritime, les vagues et le bruit thermique. Chacune des sources peut être modélisée par une distribution gaussienne dont les densités spectrales sont données par :

- Turbulences :  $10\log N_t(f) = 17 - 30\log(f)$
- Trafic maritime :  $10\log N_s(f) = 40 + 20(s - 0,5) + 26\log f - 60\log(f + 0,03)$
- Vagues :  $10\log N_\omega(f) = 50 + 7,5\omega^{1/2} + 20\log f - 40\log(f + 0,4)$
- Bruit thermique :  $10\log N_{th}(f) = -15 + 20\log f$

avec  $f$  la fréquence en Hz,  $s$  le facteur d'activité marine entre 0 et 1 et  $\omega$  la vitesse du vent en  $m.s^{-1}$ .

Une simplification du modèle pour les bruits consiste à les approcher par un modèle de densité spectrale de puissance (DSP) décroissant de 17-18 dB par décade. La figure 1.2 présente ce modèle simplifié.

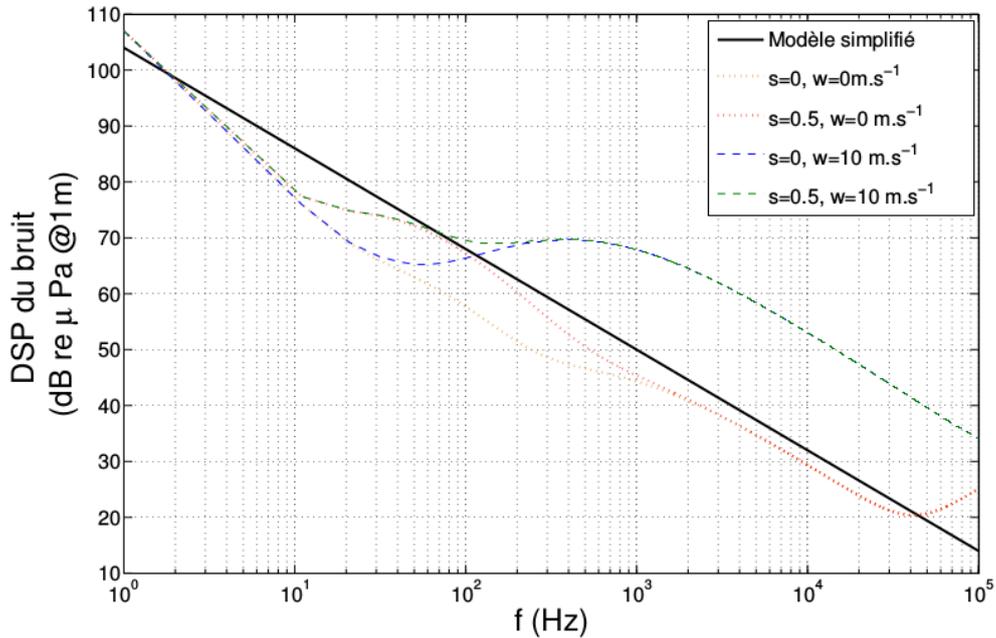


FIGURE 1.2 – Densité spectrale de puissance de bruit [8]

### 1.2.3 Effet Doppler

L'effet Doppler dépend la vitesse  $v$  relative entre l'émetteur et le récepteur ainsi que de la célérité des ondes acoustiques. Le facteur Doppler est donné par :

$$D_p = 1 - \frac{v}{c} \quad (1.5)$$

Pour une durée de transmission faible, cette vitesse sera supposée constante.

Si l'on transmet une simple porteuse à la fréquence  $f_0$ , l'effet Doppler va créer un simple décalage de la fréquence porteuse comme décrit dans l'équation :

$$f_0^{\Delta_{max}} = f_0 D_p \quad (1.6)$$

Dans le cas d'une communication à bande étroite, la bande est considérée comme une simple porteuse et on a un simple décalage de la fréquence porteuse. Dans le cas d'une communication à bande large, cette approximation n'est plus possible. L'effet Doppler impacte différemment chaque fréquence. Ainsi, il ne se traduit pas uniquement par un

décalage de la fréquence porteuse mais aussi par une compression/dilatation (en fonction du signe de  $v$ ) temporelle du signal. Dans le domaine fréquentiel, cela se traduit par un étalement/compression de la bande passante  $B$  ainsi qu'un changement de la fréquence centrale  $f_c$  qui deviennent respectivement  $B(1 + \frac{v}{c})$  et  $f_c(1 - \frac{v}{c})$ . Ce phénomène, nommé décalage Doppler (Doppler shift), et dont la majeure partie est liée à la vitesse de déplacement des transducteurs, peut-être compensé. Puisqu'il se traduit par une compression/dilatation temporelle du signal, il peut-être perçu comme un changement de la période d'échantillonnage. Ainsi, pour le compenser, il suffit de ré-échantillonner le signal. Pour que la réception puisse fonctionner, il est primordial d'estimer et de compenser le décalage Doppler. La figure 1.3 montre un canal réel sondé avant et après correction du Doppler.

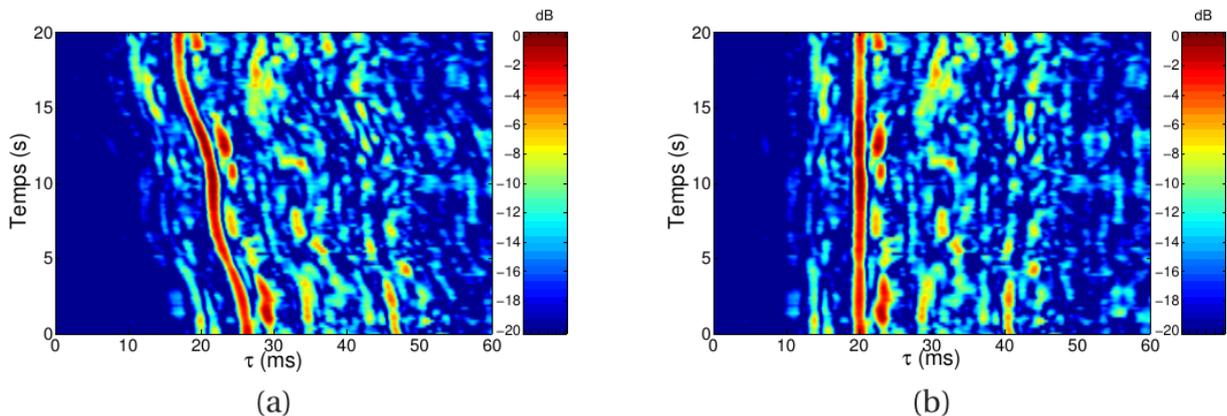


FIGURE 1.3 – Évolution temporelle du profil de puissance d'un canal réel sondé en mer Méditerranée. (a) Pas de compensation du décalage Doppler, (b) décalage Doppler compensé par ré-échantillonnage [8]

Plusieurs méthodes existent pour estimer le décalage Doppler [4], [10], [11]. La méthode retenue pour notre modem ainsi que des méthodes de la littérature sont présentées dans la section 3.6. Quelle que soit la méthode utilisée, une estimation précise du Doppler est indispensable.

Un autre phénomène, appelé étalement Doppler (Doppler spread), est lié à l'aspect multitrajets du canal et aux fluctuations aléatoires du canal dues aux irrégularités et aux mouvements de la mer. Chaque trajet va être affecté par un effet Doppler différent dépendant notamment de son angle d'arrivée. Ainsi, chaque trajet subit un Doppler différent fonction de l'angle d'arrivée de ce trajet :

$$f_0^\Delta = f_0 D_p \cos(\theta) \quad (1.7)$$

avec  $\theta$  l'angle d'arrivée du trajet.

Contrairement au décalage Doppler, l'étalement Doppler, de part son aspect aléatoire, ne peut pas être compensé par un simple ré-échantillonnage.

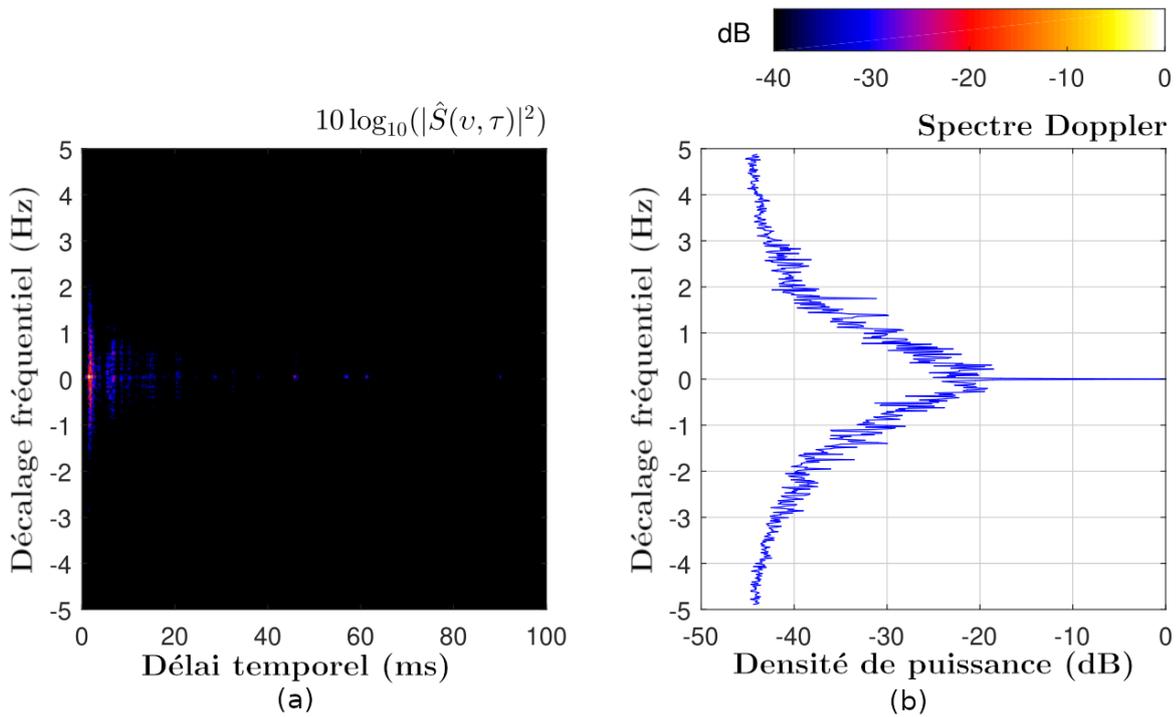


FIGURE 1.4 – Fonction d'étalement (a) et spectre Doppler (b) d'un canal (après compensation du décalage Doppler) sondé dans le port de Brest [12]

La figure 1.4 présente la fonction d'étalement  $S(f, \tau)$  et le spectre Doppler  $P_v(f)$ . Ces figures ont été obtenues après que le décalage Doppler ait été compensé. Le spectre Doppler est défini par :

$$P_v(f) = \int_{\tau} |S(f, \tau)|^2 d\tau \quad (1.8)$$

Ainsi, puisque la fonction d'étalement illustre les variations du Doppler dans le temps, le spectre Doppler permet d'observer l'étalement Doppler qui correspondra à la largeur du

lobe.

La correction de ces effets est primordiale. En effet, la célérité des ondes sonores dans l'eau étant faible par rapport à celle des ondes électromagnétiques ( $1500m.s^{-1}$  contre  $3.10^8m.s^{-1}$ ), le rapport entre la vitesse des navires et la célérité des ondes devient important entraînant un effet Doppler très prononcé pouvant fortement perturber le fonctionnement d'un modem. Par exemple, dans le cas d'une forme d'onde multiporteuse, l'étalement Doppler élargit chaque sous-bande ce qui peut créer des interférences entre les sous-porteuses nommé inter-carrier interferences (ICI).

### 1.2.4 Modélisation du canal

Le canal ASM peut être représenté par un opérateur linéaire  $\mathbb{H} : \mathcal{L}^2(\mathbb{R}) \mapsto \mathcal{L}^2(\mathbb{R})$  avec  $\mathcal{L}^2(\mathbb{R})$  représentant l'espace de Hilbert des fonctions de carré intégrable. En supposant le canal de propagation comme un système linéaire, l'entrée  $s(t)$  et la sortie  $r(t)$  du canal sont reliées par le produit de convolution [8] :

$$\begin{aligned} r(t) &= (\mathbb{H}s)(t) \\ &= \int_{\tau} h_{\mathbb{H}}(\tau, t) s(t - \tau) d\tau \end{aligned} \tag{1.9}$$

où  $h_{\mathbb{H}}(\tau, t)$  est la réponse impulsionnelle du canal variant dans le temps. Dans le cas d'une communication ASM, la propagation est soumise à des multitrajets, il est donc potentiellement sélectif en fréquence. L'amplitude, la phase et le retard de propagation des trajets évoluent dans le temps. Le canal ASM est donc sélectif en fréquence et en temps [13]. D'un point de vue mathématique, cela signifie que  $h_{\mathbb{H}}$  dépend à la fois de  $\tau$  (sélectivité en fréquence) et de  $t$  (sélectivité en temps) [8].

Dans des cas pratiques, on modélise généralement le canal comme un canal aléatoire avec des hypothèses de stationnarité au sens large et de décorrélation des trajets (WSSUS : Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering). Les hypothèses de WSSUS ne sont pas toujours réalistes. Cependant, en se fixant une fenêtre temporelle et une bande limitée, elles peuvent être considérées raisonnables. La modélisation aléatoire est une modélisation robuste car les systèmes de communications basés sur cette modélisation aléatoire ont été testés dans un grand nombre de scénarios possibles et devraient pouvoir fonctionner dans divers environnements de propagation [8].

Les sélectivités fréquentielle et temporelle du canal sont à prendre en compte lors de la conception d'un modem. Les figures 1.5 et 1.6 représentent respectivement l'enveloppe

fréquentielle et temporelle d'un canal de Rayleigh multitrajets pouvant être considéré représentatif d'un canal ASM. Pour ces figures, un canal de Rayleigh multitrajets prenant en compte une fréquence Doppler maximale a été simulée. Ce canal suit le modèle de Clarke/Jakes en utilisant une somme de sinusoides avec des angles incidents aléatoires [14], [15]. La vitesse Doppler maximale (correspondant à la vitesse radiale entre l'émetteur et le récepteur) utilisée influe sur la sélectivité temporelle et le nombre de trajets affecte la sélectivité fréquentielle. Comme on peut le voir sur les figures 1.5 et 1.6, la réponse du canal varie à la fois en fréquence et en temps.

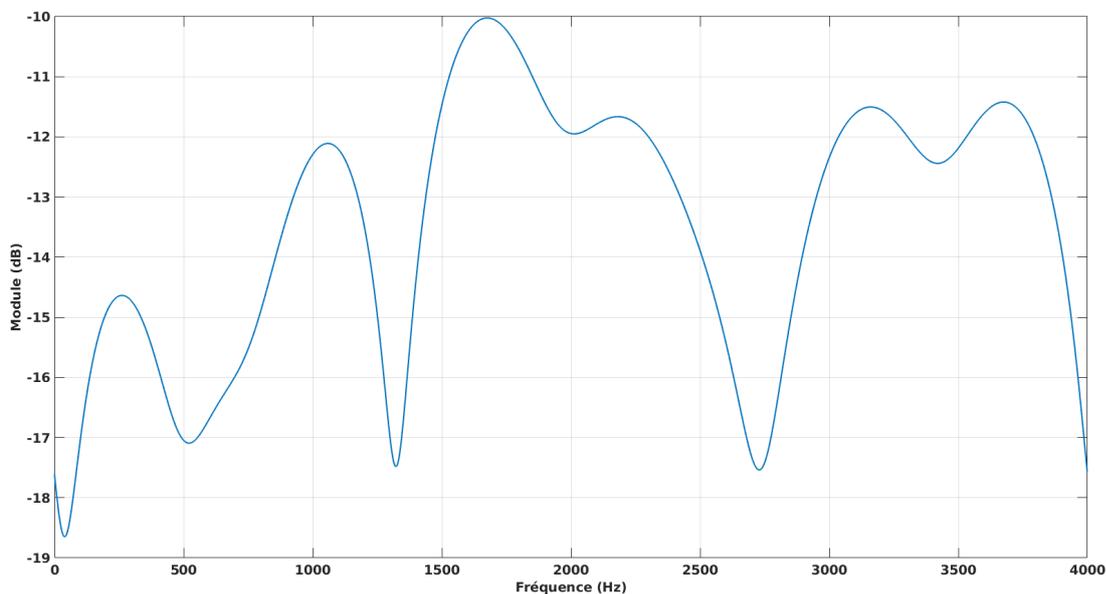


FIGURE 1.5 – Enveloppe de la réponse fréquentielle d'un canal de Rayleigh multitrajets

Comme on peut le voir sur la figure 1.5 qui représente l'enveloppe fréquentielle du canal à un instant donné, différentes parties de la bande du signal sont affectées par des évanouissements. La vitesse de variation de la réponse en fréquence du canal dépend de l'étalement temporel (delay spread qui correspond au délai entre le premier et le dernier des trajets significatifs). L'étalement temporel permet ainsi de définir la sélectivité fréquentielle et la bande de cohérence (bande sur laquelle on peut considérer que la réponse fréquentielle du canal ne varie pas) qui est égale à l'inverse de l'étalement temporel.

Dans le cas d'évanouissements, il est nécessaire d'utiliser de l'égalisation ou d'ajouter de la diversité notamment grâce à un codage correcteur d'erreur pour récupérer toute l'information en réception. La méthode employée dépend de la forme d'onde utilisée. Par

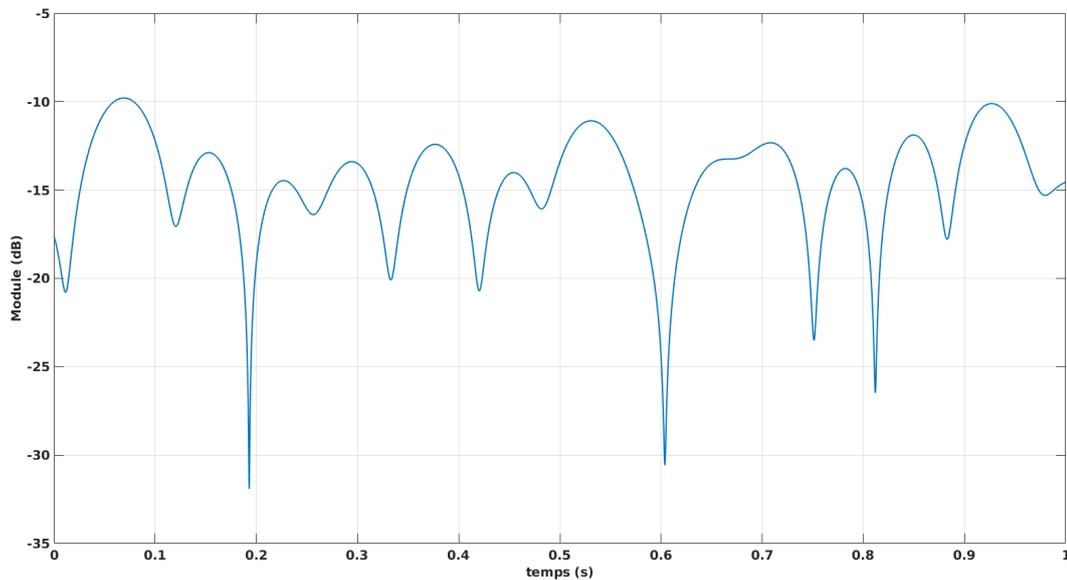


FIGURE 1.6 – Évolution temporelle de l'enveloppe d'un canal de Rayleigh multitrajets

exemple, en OFDM, la bande est divisée en sous-porteuses. Dans ce cas, la sélectivité en fréquence du canal peut causer la perte d'une ou plusieurs sous-porteuses et l'ajout d'un code correcteur d'erreur pour apporter de la diversité fréquentielle est bénéfique. Pour une forme d'onde mono-porteuse, l'égalisation sera obligatoire.

La figure 1.6 représente l'enveloppe temporelle du canal pour une fréquence choisie arbitrairement. Comme pour l'enveloppe fréquentielle, l'enveloppe temporelle évolue dans le temps. La vitesse de variation en temps du canal dépend de l'étalement Doppler (Doppler spread). Le temps de cohérence du canal (durée pendant laquelle la réponse du canal peut être considérée constante) est égal à l'inverse de l'étalement Doppler. Cela signifie qu'une fréquence peut être bénéfique à la réception (lobe) pendant une certaine durée puis impossible à recevoir par moment (évanouissement).

Lorsqu'un évanouissement a lieu, les données situées sur cet espace temps/fréquence sont perdues. Ainsi, pour concevoir un modem robuste, c'est-à-dire un modem capable de transmettre sans erreur dans des conditions difficiles (RSB faible et canal doublement sélectif), il faut ajouter de la redondance temporelle et fréquentielle.

## 1.3 Capacité du canal ASM

### 1.3.1 Étude théorique de la capacité

Actuellement, la capacité exacte du canal ASM n'est pas connue. Dans la littérature, on peut trouver des capacités déterminées à l'aide d'hypothèses fortes pour simplifier les calculs (bande passante infinie, RSB extrêmement élevé) [16], [17]. On trouve également des bornes qui sont définies en posant des hypothèses sur la puissance crête et la sélectivité du canal.

Dans le cadre des travaux de cette thèse, on se limite au canal ASM petit-fond. La plupart des études existantes utilisent des hypothèses non réalistes. Par exemple, dans [16], les auteurs considèrent un canal sélectif en fréquence mais invariant en temps ainsi qu'une bande de fréquence quasiment illimitée. Ainsi, avec leurs hypothèses, ils obtiennent une capacité très optimiste avec notamment un débit de  $1\text{Mbits.s}^{-1}$  à 1km pour une puissance d'émission de 193dB pour une référence de  $1\mu\text{Pa}$  à 1m. Ces performances sont largement supérieures aux performances observées avec les modems existants. Comme on pourra le voir dans la section 1.3.2, les modems existants atteignent des débits d'environ  $10\text{kbit.s}^{-1}$  à 1km. Il est évident que les hypothèses prises en compte dans [16] ne sont pas adaptées.

C'est pourquoi on va s'intéresser aux travaux de F-X. Socheleau où il propose des bornes de capacité supérieures et inférieures pour le canal ASM en essayant de prendre en compte un maximum de contraintes réalistes. [8]. Ainsi, le canal est supposé doublement dispersif (variant en temps et en fréquence), les puissances crêtes et moyennes sont limitées et le canal est inconnu de l'émetteur et du récepteur [8]. Trois bornes sont proposées :

- $U_{peak}^{DS}$  qui représente la borne supérieure de la capacité non-cohérente d'un canal ASM
- $L_{peak}^{DS}$  qui représente la borne inférieure de la capacité non-cohérente d'un canal ASM
- $C^{Coh}$  qui correspond à la capacité cohérente du canal sans contrainte sur la puissance crête

La capacité non-cohérente correspond à la capacité du canal dans le cas où l'état de ce dernier n'est connu ni en émission ni en réception mais les statistiques du canal sont connus [18], [19].

Ces bornes de capacité sont illustrées sur la figure 1.7. Sur cette figure, un canal doublement dispersif avec un RSB moyen de 10dB est utilisé. Il suit une distribution de Rayleigh. Aucune contrainte n'est imposée sur la puissance crête. Le canal est multitrajets et est défini de telle sorte que l'énergie  $E_n$  de chaque trajet  $h_{kc}(n)$  soit identique. On a donc :

$$E_k |h_l(k)|^2 = \frac{1}{K_c}, \forall K_c \in \{0, \dots, K_c - 1\} \quad (1.10)$$

avec  $K_c$  le nombre de trajets

$$S_H(v) = \begin{cases} \frac{1}{2v_{max}}, & \text{si } \frac{-1}{v_{max}} \leq v \leq \frac{1}{v_{max}} \\ 0, & \text{sinon} \end{cases} \quad (1.11)$$

avec  $S_H(v)$  la fonction de diffusion du canal et  $v_{max}$  l'étalement Doppler maximal.

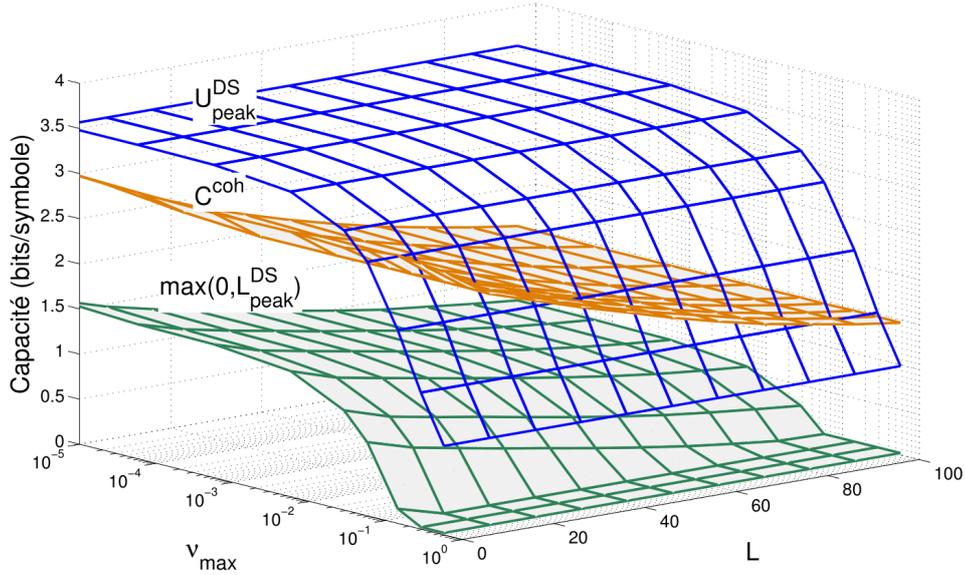


FIGURE 1.7 – Bornes de capacité en fonction du nombre de trajets et de l'étalement Doppler d'un canal Rayleigh [8]

Comme on peut le constater sur la figure 1.7, sur l'exemple d'un canal ASM, on peut avoir une efficacité spectrale d'environ 1 à 3 bits/s/Hz. En ASM, les bandes passantes sont limitées. Dans la littérature, on trouve des bandes passantes allant de quelques centaines de Hz à quelques dizaines de kHz. Avec une bande passante de 10kHz, un débit allant de

10 à 30kbits/s semble atteignable.

### 1.3.2 Etat de l'art sur les modems acoustiques

#### Présentation des formes d'ondes existantes

Une autre approche pour analyser la capacité du canal acoustique consiste à réaliser un état de l'art des modems ASM. En effet, en regardant et comparant les différents modems proposés dans la littérature ouverte ou dans l'industrie, on peut en déduire des bornes de performances débit/distance applicatives. Ainsi, l'objectif de cet état de l'art est double. Dans un premier temps, on va pouvoir fixer des bornes réalistes concernant les performances d'un modem ASM. De plus, on va pouvoir analyser les formes d'ondes couramment utilisées en ASM. Cette analyse, par l'étude des performances, des avantages et des inconvénients de chaque forme d'onde, permettra de déduire dans quelles conditions chaque forme d'onde est utilisée. Ainsi, un choix de forme d'onde cohérent à l'application visée pourra être fait.

En ce qui concerne les formes d'ondes conventionnelles, on distingue 4 catégories principales :

- Modulations monoporteuses telles que les modulations PSK (phase shift keying), QAM (quadrature amplitude modulation) et FSK (frequency shift keying)
- Modulations multiporteuses notamment l'OFDM (orthogonal frequency division multiplexing)
- Modulations à étalement de spectre comme le DSSS (direct sequence spread spectrum) ou le FHSS (frequency hopping spread spectrum)
- Modulations LFM (linear frequency modulation) qui emploie des chirps (signal dont la fréquence croît ou décroît dans le temps)

Avant de comparer les différentes formes d'ondes, une brève présentation de chacune des catégories s'impose.

#### Modulations monoporteuses

Comme son nom l'indique, une modulation monoporteuse transmet l'information à l'aide d'une seule onde porteuse.

Les émetteurs restent simples dans leur construction. Cependant, au niveau du récep-

teur, le processus d'égalisation du canal qui consiste à insérer la réponse fréquentielle du canal peut se révéler complexe.

De manière générale, la complexité de l'égalisation dépend de la durée d'un symbole ainsi que l'étalement des retards lié aux trajets multiples. Plus le symbole est court par rapport à ces retards, plus le processus d'égalisation est complexe.

### **Modulations multiporteuses**

Les modulations multiporteuses consistent à transporter l'information sur plusieurs porteuses. Un des objectifs de ces modulations est de simplifier l'étape d'égalisation en réception.

En utilisant plusieurs porteuses, on subdivise la canal en plusieurs sous-bandes. Si ces sous-bandes sont suffisamment étroites par rapport à la réponse fréquentielle du canal, alors on peut considérer la réponse fréquentielle du canal pour chaque porteuse comme "plate". Ainsi, l'étape d'égalisation en réception consiste à estimer le coefficient complexe du canal multipliant chaque sous-porteuse et à le compenser.

En cas d'évanouissement fréquentiel fort, une ou plusieurs sous-porteuses adjacentes peuvent être perdues. C'est pourquoi, pour ce genre de modulation une redondance de l'information, utilisant par exemple un codage correcteur d'erreur, est bénéfique. Ce codage s'accompagne généralement d'un processus d'entrelacement.

Il existe plusieurs formes d'ondes multiporteuses. Une des plus connues et la plus utilisée s'appelle l'OFDM (orthogonal frequency division multiplexing). Elle utilise la transformée de Fourier inverse pour répartir les symboles de données sur des sous-porteuses en assurant l'orthogonalité des sous-porteuses.

Cette forme d'onde présente deux limites importantes. Tout d'abord, elle a un "*peak to average power ratio*" (PAPR) fort ce qui impacte l'amplificateur de l'émetteur. Le PAPR correspond au rapport entre la puissance maximale instantanée et la puissance moyenne. L'amplificateur doit être dimensionné pour cette puissance maximale et non la puissance moyenne. De plus, elle est très sensible à l'étalement Doppler qui, en élargissant les bandes des sous-porteuses, peut entraîner un ICI. Enfin, l'ajout d'un préfixe cyclique (CP) est nécessaire pour éviter les interférences entre blocs (IBI) ce qui diminue l'efficacité spectrale (le CP étant la copie de la fin du symbole OFDM au début de ce dernier).

### **Étalement de spectre**

Les modulations avec étalement servent généralement deux objectifs :

- Apporter un gain de diversité pour rendre la communication plus robuste
- Protéger le signal contre des attaques extérieures

Plus le facteur d'étalement est grand, plus une information est répétée et est rendue robuste au prix d'une perte de débit.

Plusieurs méthodes peuvent être utilisées pour étaler le spectre. On trouve ainsi la modulation FHSS et la modulation DSSS.

Comme son nom l'indique, FHSS étale le signal en changeant régulièrement la fréquence porteuse. Ces sauts de fréquence réguliers rendent l'interception du signal difficile et ajoutent de la diversité fréquentielle pour augmenter la robustesse.

En ce qui concerne la modulation DSSS, le signal est étalé en multipliant les symboles originaux par une séquence de chips (symboles ayant une durée plus faible que le symbole original). Les chips ont une durée plus faible que la durée symbole augmentant ainsi l'occupation spectrale. Il existe de nombreuses méthodes pour générer ces séquences. Les deux paramètres de performances considérés sont l'autocorrélation et l'intercorrélation entre deux séquences. Certaines séquences nécessitent une synchronisation forte. Si les séquences sont orthogonales, elles peuvent être utilisées pour différencier des utilisateurs. La taille des séquences joue un rôle primordial. En effet, elle définit le nombre de fois qu'un symbole de donnée est répété. La modulation DSSS ajoute donc un gain de traitement qui utilise la diversité pour augmenter le RSB. Ce gain de traitement peut être utilisé pour transmettre sur de longues distances.

## **LFM**

Les chirps (ou LFM) sont utilisés dans les systèmes radars. Il s'agit d'une modulation par rampe de fréquence. On associe un symbole à une rampe de fréquence (définie par un coefficient de pente et une valeur initiale).

En ASM, des modems peuvent aussi utiliser des chirps non pas pour transmettre de l'information, mais pour estimer le Doppler [10]. En plaçant un chirp avant et après le signal, on peut mesurer la durée de ce dernier et en déduire la compression/dilatation temporelle du signal (cf section 3.6). L'avantage des modulations LFM réside dans leur résistance à l'effet Doppler.

## Comparaison des performances des modems existants

Afin d'analyser ces formes d'ondes et de comprendre dans quelle situation chacune est utilisée, un grand nombre de modems académiques et industriels sont comparés. Les tableaux 1.1 et 1.2 donnent un échantillon représentatif de ces modems. Les tableaux sont triés par débit. Dans le cas où un modem a plusieurs débits possibles, le débit le plus petit est pris en compte pour le tri. Certaines informations ne sont pas toujours précisées clairement dans les articles ou les pages commerciales des modems industriels. Ainsi, les tableaux sont renseignés à partir des informations disponibles. La notation N/A (not applicable) est utilisée pour les données manquantes.

Pour présenter ces modems, les informations suivantes sont choisies :

- Le couple débit/distance permet d'avoir une idée des performances du modem
- La bande passante et l'utilisation d'une ou plusieurs antennes en réception et émission sont des facteurs influençant les performances
- La catégorie de forme d'onde concernée

L'objectif de cette étude est de voir dans quel scénario chaque forme d'onde est utilisé. Par exemple, on aimerait savoir quelle forme d'onde est préférée pour un modem longue portée ou pour maximiser le débit.

Il est également important d'avoir un regard critique sur chaque modem étudié. En effet, les conditions et choix d'expérimentation peuvent fortement influencer les performances d'un modem. Plusieurs facteurs récurrents peuvent impacter positivement les performances.

Dans le cas de tests en mer, il faut vérifier s'il s'agit d'une transmission horizontale ou verticale. Dans le cas d'une transmission verticale, le canal acoustique est généralement plus favorable à la communication de part son profil de propagation.

Un autre point important concerne la cinétique des transducteurs. On trouve plusieurs articles où les transducteurs étaient immobiles lors des essais. On peut en déduire que le Doppler affectant la transmission restait plutôt faible.

Il faut également prendre en compte l'application ciblée. Ainsi, les AUVs ont des contraintes de poids, d'énergie. Donc, une solution utilisant un grand nombre d'antennes est difficilement envisageable. D'autres facteurs peuvent intervenir et ils seront mentionnés le cas échéant.

Parmi les modems académiques, présentés dans le tableau 1.1, on peut distinguer plusieurs catégories. On constate que pour les grandes distances, les modulations avec

Débit ( $bits.s^{-1}$ )	Distance (m)	Bande passante (kHz)	forme d'onde	MIMO (Tx/Rx)	Référence
14,3	900000	0,4-0,6	DSSS	1/1	[20]
18-75	4000	6-10	DSSS	1/1	[21]
27	2000 -26000	2 - 5,5	LFM + DSSS	1/1	[22]
50	550000	0,2-0,3	monoporteuse	1/64	[23]
54	3000	9-14	FHSS	1/1	[24]
80	28000	9,4 - 13,6	FHSS	1/1	[25], [26]
125-245	12000	3,5 - 6,5	DSSS	1/1	[27]
300	25000	N/A	LFM	1/1	[28]
400	10000-15000	4 - 8	FHSS	1/1	[29]
400-800	6000	4-8	multiporteuse	1/1	[27]
1850 - 10000	800	15-20 et 30-40	multiporteuse	1/4	[30]
10000	1000	10,5-15,5	multiporteuse	2/12	[31]
10000	3700	N/A	monoporteuse	1/1	[32]
10000	4000-8000	12-20	monoporteuse	1/1	[33]
10000	8000	12-20	multiporteuse	1/16	[34]

TABLE 1.1 – Résumé des modems académiques triés par débit

étalement de spectre sont préférées. Les modulations avec étalement de spectre sont également celles qui ont les débits les plus faibles. En effet, comme on peut le voir dans le tableau 1.1, les modems FHSS et DSSS occupent le haut du tableau avec les débits les plus faibles mais aussi les distances les plus grandes.

Parmi les modems FHSS, le modem présenté dans [25], [26] est très important pour les communications acoustiques. Il s'agit d'un modem respectant le protocole JANUS, le seul protocole ASM à être un standard OTAN (organisation du traité de l'Atlantique nord). Il prévoit des portées pouvant atteindre 28km. Il se veut très robuste et utilise une forme d'onde FH-BFSK (frequency-hopped binary frequency shift keying). L'objectif de ce standard est de fournir une interface de communication permettant l'interopérabilité entre divers équipements. Ce modem représente un point de comparaison pour notre modem. En effet, une application similaire à celle de la thèse utilisant JANUS a été proposée dans [26]. Il faudra donc justifier l'apport de la forme d'onde choisie par rapport à JANUS.

Les modulations LFM semblent elles aussi proposer un débit plutôt faible pour atteindre de grandes distances. Les modulations LFM sont moins présentes dans la littérature.

Les modulations monoporteuses sont à la fois utilisées pour des transmissions grandes

distances (mais dans des bandes de fréquences très étroites) [23] et aussi pour des transmissions avec des débits élevés [33]. En effet, dans le tableau 1.1, c'est la seule forme d'onde qui est répartie sur l'ensemble du tableau et qui n'est pas confinée à une partie du tableau.

Pour les formes d'ondes multiporteuses, elles se trouvent plutôt en bas du tableau. Ce sont celles qui proposent le plus grand débit mais pour des distances plus limitées (ne dépassant pas les 10km dans le tableau 1.1).

Donc, si on s'en tient aux modems académiques, on peut émettre les conclusions suivantes :

- Les modulations DSSS, FHSS et LFM sont utilisées pour leur robustesse afin de transmettre sur de grandes distances au prix d'un débit faible
- Les modulations multiporteuses offrent un débit élevé mais sont limitées à des portées plus faibles (souvent inférieures à 10km)
- Les modulations monoporteuses sont utilisées dans des scénarios variés

Débit ( $bits.s^{-1}$ )	Distance (m)	Bande pas- sante (kHz)	forme d'onde	MIMO (Tx/Rx)	Référence
80 640 - 10240	1000-8000	20-30	FHSS	1/1	Popoto Modem [35]
100-1000	8000	16-30	multiporteuse	1/1	Aquacomm Gen2 [36]
145 - 7000	1900 - 30000	2,5-4,5 à 17-29	multiporteuse	1/1	HAM NODE [37]
1500-9000	4000	21-27	multiporteuse	1/4	AM- OFDM-P1
1500 - 15000	7000	14 - 22	DSSS	1/1	sonardyne uCOMM
2560 - 15360	2000-6000	9-14 16-21	monoporteuse	1/1	ATM9xx [38]
6000	N/A	22-27 21-31	monoporteuse	1/1	[39]
6000	N/A	21-31	FHSS	1/1	WHOI mi- cro modem [40]

TABLE 1.2 – Résumé des modems industriels triés par débit

Le tableau 1.2 présente une sélection de modems industriels. L'analyse de ces derniers peut être un peu compliquée de part le manque d'informations disponibles et la vali-

dité des informations. En effet, pour la plupart des modems industriels, les informations les concernant sont récupérées sur des brochures commerciales. Certaines informations peuvent alors être vagues ou non précisées. Par exemple, les conditions nécessaires pour obtenir les performances annoncées sont rarement données. Ces conditions peuvent avoir un impact conséquent sur les performances. Ainsi, les performances annoncées sont souvent très optimistes. C'est le cas pour le modem ATM9xx [38] dont des tests concrets ont été effectués par les auteurs de la référence [41], dont l'objectif était d'établir une communication robuste à une distance supérieure à 1000m avec un modem ATM903 de Teledyne Benthos en utilisant des AUVs. Une communication stable à 1300m a été obtenue avec la condition d'une réponse toutes les 15 secondes avec de rares pertes. Au-delà de 1300m, la communication devenait instable et à 1800m, les auteurs avaient une réponse par minute. Également, le débit utile variait entre 140 et  $800\text{bits}\cdot\text{s}^{-1}$  soit bien inférieur à celui annoncé dans la brochure.

Contrairement, aux modems académiques, on ne retrouve pas les formes d'onde catégorisées en fonction de critères (débit, distance d'utilisation, ...). En effet, chaque forme d'onde est répartie sur l'ensemble du tableau. Ainsi, la plus grande distance est atteinte par une forme d'onde multiporteuse, le plus grand débit est atteint par une modulation monoporteuse. Les multiples configurations proposées et mélangées au sein de la même brochure rendent l'analyse plus difficile.

Toutefois certaines observations sont réalisables. De manière générale, pour atteindre des longues distances, il est nécessaire de réduire drastiquement le débit ainsi que la fréquence porteuse. C'est pourquoi, plusieurs modems industriels proposent plusieurs bandes de fonctionnement. On aura ainsi une bande de fréquences pour les grandes distances avec une bande passante et un débit faibles et une autre bande pour des débits plus élevés mais avec une portée moindre. C'est le cas par exemple de HAM NODE [37] où deux configurations sont proposées : une modulation mixant OFDM et PSK et une modulation exploitant le MFSK (Multiple Frequency-shift Keying). Ce sont toutes deux des modulations multiporteuses. La modulation OFDM est utilisée pour des canaux verticaux sur lesquels il est plus simple de transmettre. L'OFDM va permettre un débit plus élevé. Pour le scénario grande distance sur canal horizontal, HAM NODE va utiliser une forme d'onde plus robuste (MFSK) mais aussi réduire fortement le débit (et la bande passante).

Ainsi, puisque le modem à concevoir doit pouvoir transmettre à plusieurs portées, il est intéressant de choisir une forme d'onde flexible avec laquelle on propose différentes configurations pour différentes situations.

## Synthèse bibliographique des performances réalisables en transmission ASM

Pour vérifier si les scénarios sont réalisables ou non, on va analyser les observations faites précédemment. On peut s'intéresser aux performances de plusieurs modems industriels et académiques représentées sur la figure 1.8. Les performances des modems doivent être considérées avec un regard critique notamment sur les conditions d'expérimentation. En effet, elles sont souvent obtenues à l'issue d'essais ponctuels dans des configurations précises (pas de mouvement des émetteurs, mer calme, ...).

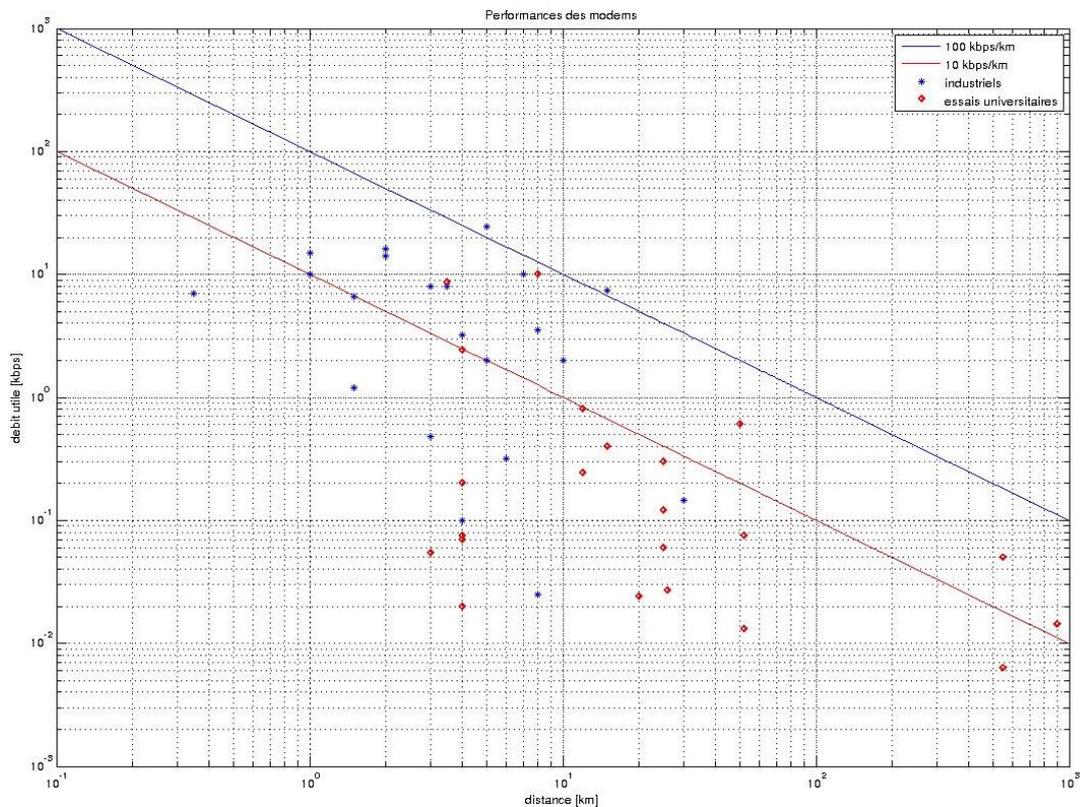


FIGURE 1.8 – Performance des modems en fonction de la distance [42]

Comme on peut le voir sur la figure 1.8, la plupart des modems se trouvent en dessous de la barre des 10kbps/km. Donc, une première simplification possible est la règle des 10kbits à 1km. Si une distance de 1km sépare les deux transducteurs, il est raisonnable de penser que l'on puisse atteindre un débit de 10kbits/s. A 1km de portée, une bande passante de 8kHz est commune. Cette limite semble légèrement inférieure à celle déduite de l'étude théorique de capacité dans la section 1.3.1 qui serait autour de 16-20kbits/s.

Pour estimer rapidement le débit à d'autres distances, on peut faire un calcul de proportionnalité. Ainsi, à 10km on pourrait avoir un débit de 1kbit/s.

Certains modems se trouvent au dessus de cette limite. Les conditions d'expérimentations peuvent expliquer ces résultats. Par exemple, si on considère que les transducteurs sont immobiles, il est possible d'améliorer les résultats. Certains modems peuvent également utiliser du MIMO (multiple input multiple output) ou de très grandes antennes. L'environnement peut aussi influencer sur les performances.

Il est important de noter que les performances annoncées ne prennent en compte qu'un seul utilisateur. Si on a plus d'utilisateurs, il faudra diviser le débit par le nombre d'utilisateurs puisque ces derniers doivent se partager les ressources.

En l'état, il est compliqué de déterminer la faisabilité des scénarios initiaux. En effet, en fonction de la forme d'onde choisie, les performances peuvent varier. De plus, les débits indiqués sont des valeurs choisies arbitrairement et ne représentent pas le besoin réel de l'application ciblée.

## 1.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié les prérequis nécessaires pour mener à bien la conception d'un système de communication ASM.

Pour cela, les principales caractéristiques du canal ASM ont été expliquées. Ainsi, le canal ASM est sélectif en temps, en fréquence et en espace, et se caractérise par une vitesse de propagation des ondes faibles entraînant un Doppler élevé qui devra être pris en compte. La robustesse doit donc être un point important de la conception du modem.

De plus, la capacité du canal a été étudiée à travers la littérature et en analysant les modems existants. Cela permet notamment d'avoir une idée des performances possibles en termes de débit et de portée. Dans notre cas, un débit de 10kbps à 1km semble être une borne raisonnable.

L'étude des modems existants a également permis de mieux comprendre les formes d'ondes utilisées en ASM (leurs avantages et leurs défauts) ce qui permettra un choix de la forme d'onde pertinent vis-à-vis de l'application lors du chapitre 3. Deux points clés ont notamment été mis en avant pour la conception du modem : la flexibilité et la robustesse pour transmettre à différents débits et distances.

# ADAPTATION DU FLUX AIS À RETRANSMETTRE AUX CONTRAINTES DES COMMUNICATIONS ACOUSTIQUES

---

## 2.1 Introduction

Une étape de l'application ciblée dans de cette thèse consiste à collecter les positions des navires en surface. Afin de réaliser cette étape, le système étudié s'appuie sur l'AIS (Automatic Identification System). Il s'agit d'un standard de communication radio entre les navires. Ces derniers vont régulièrement diffuser des informations concernant entre autres leur navigation, leur cargaison, leur identité.

Ces informations sont collectées par une bouée relais ou un navire pour être diffusées aux AUVs par une transmission ASM. Cependant, un challenge de taille est à relever. En effet, le débit de l'AIS est de  $9600\text{bits}\cdot\text{s}^{-1}$  au maximum. Comme vu dans le chapitre précédent, la capacité du canal ASM est bien inférieure à ce débit sur des grandes portées. Ainsi, une retransmission complète de l'AIS en ASM est difficilement envisageable.

Ce chapitre a donc pour but d'étudier la norme AIS afin de voir si il est possible de réduire ce débit. Tout gain au niveau de la quantité de données à retransmettre permettra de communiquer plus de positions. Afin de compléter cette étude du standard AIS, des données réelles et générées par simulation sont analysées. L'analyse a pour but de mesurer la faisabilité du relais en fonction des scénarios.

## 2.2 Présentation de l'AIS

L'AIS est un système de communications radio-fréquences VHF obligatoire sur certaines catégories de navires (bateaux ayant un tonnage brut supérieur à 300, les bateaux

de transport de passagers et les bateaux de pêche de plus de 15 mètres de long) [43]. Les bateaux de plaisance n'ont pas l'obligation d'avoir une radio AIS mais nombre d'entre eux en possèdent une. Le système AIS n'est pas seulement utilisé par les navires. On en trouve en effet dans des phares ou sur des marques flottantes (balise en mer) et constituent ainsi des aides à la navigation.

L'AIS a pour but d'échanger régulièrement des informations (position, identité, statut de navigation, ...) permettant d'améliorer la sécurité en mer et la gestion du trafic maritime. Les normes du système AIS sont définies par l'IALA (international association of marine aids to navigation and lighthouse authorities) et l'UIT (union internationale des télécommunications) [44].

Deux classes de radio AIS existent. La classe A est plus onéreuse et plus puissante (12.5 W) que la classe B (2W ou 5W). Une radio de classe A doit obligatoirement être interfacée avec un GPS, un gyrocompas et un système d'information type ECDIS (Electronic Chart Display and Information System). Les émissions se font toutes les 2 à 10 secondes lorsque le navire est en mouvement et toutes les 3 minutes au mouillage. Les équipements radios de classe B sont moins onéreux. Ils sont conçus pour des navires plus petits ou des navires de loisirs. Ils transmettent à des périodes plus longues que les émetteurs de classe A. En mer, on rencontre beaucoup plus de navires de classe A.

### 2.2.1 Trame AIS et accès au média

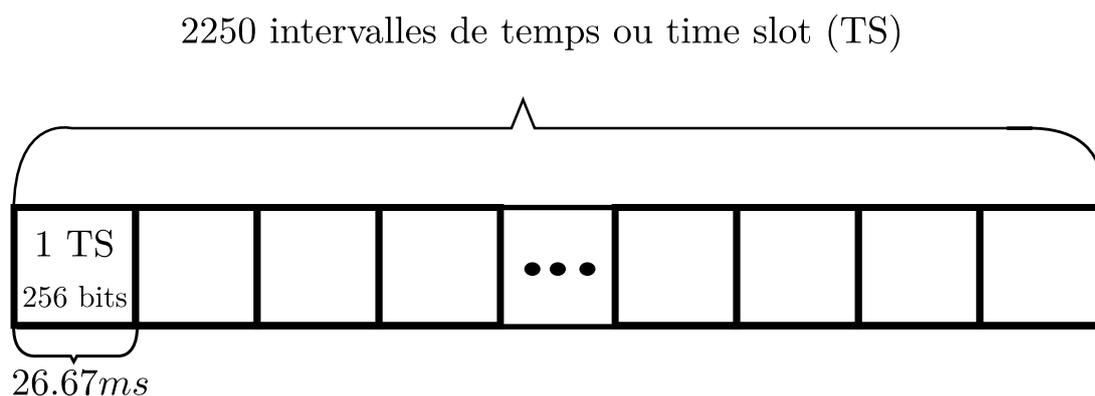


FIGURE 2.1 – Composition d'une trame AIS

Comme on peut le voir sur fig. 2.1, l'AIS utilise 2 bandes de communications :

- Un canal à 161.975 MHz

— Un canal à 162.025MHz

Sur la figure 2.1, on peut observer une trame AIS. Cette dernière dure 1 minute et elle se subdivise en 2250 intervalles de temps d'environ 26,7ms aussi appelés time slot (TS). Chaque TS est équivalent à 256 bits ce qui correspond à un débit de  $9600\text{bits}.s^{-1}$ .

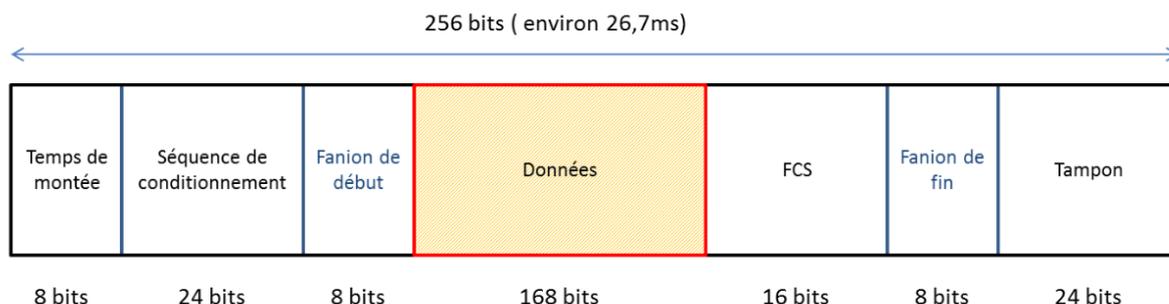


FIGURE 2.2 – Composition d'un time slot AIS

La figure 2.2 présente la composition d'un paquet AIS. Les éléments le composant ont le rôle suivant [45] :

- Le temps de montée est la durée nécessaire pour atteindre 80% de la puissance RF (radio-fréquence)
- La séquence de conditionnement a pour objectif de synchroniser l'horloge du récepteur
- Les fanions marquent le début et la fin des données utiles
- FCS (frame sequence check) est un code détecteur d'erreur
- Le tampon a trois utilités :
  - Il permet de compenser, le cas échéant, le temps de transmission des bits de bourrage (généralement pas plus de 4). Les bits de bourrage sont introduits dans les données utiles afin de permettre la discrimination sans ambiguïté des fanions
  - Il sert à compenser les temps de propagation afin qu'un paquet émis dans un TS donné soit reçu dans le même TS par un navire distant de 120 nautiques
  - Il permet également de compenser la gigue de synchronisation

L'accès au canal se fait par différents protocoles TDMA (Time Division Multiple Access).

Bits du champs	Description
0-5	Type du message
6-7	Indicateur de répétition (pour demander de rebroadcast le message)
8-37	MMSI (maritime mobile service identity)
38-41	Statut de Navigation
42-49	Rate of Turn
50-59	Speed over ground (SOG) en nœud par heure
60	Position Accuracy
61-88	Longitude
89-115	Latitude
116-127	Course over ground (COG) ou route (cap + dérive)
128-136	True heading (HDG) ou cap
137-142	Time stamp
143-144	Indicateur de manoeuvre
145-147	Spare
148	RAIM flag
149-167	Radio statut

TABLE 2.1 – Description des messages de type 1, 2 et 3

### 2.2.2 Type de messages AIS

Chaque message AIS est défini par un type qui va dicter la nature des informations qu'il contient (type 1 est un message de position alors que le type 5 est un message de données statiques et relatives au voyage). En tout, il y a 64 types de messages possibles. Actuellement, seulement 27 types de messages sont utilisés. Parmi ces 27 types de messages, les messages de report de position sont les plus intéressants pour l'application ciblée. Les types des messages de position sont 1, 2, 3, 18 et 19. 1, 2 et 3 sont des messages de classe A alors que 18 et 19 sont des messages de classe B. On trouve une version simplifiée de la norme AIS sur le site [43] (<https://gpsd.gitlab.io/gpsd/AIVDM.html>). Les messages de types 1 à 3 sont composés de la même manière. Leur composition est détaillée dans le tableau 2.1.

Pour notre application, plusieurs champs sont intéressants. On note :

- Le MMSI (maritime mobile service identity) est l'identifiant du bateau et permettra donc à la bouée et aux drones de différencier les navires
- La longitude et la latitude pour connaître la position du navire
- La route et le cap qui indiquent respectivement la direction suivie par le navire par

Bits du champs	Description
0-5	Type du message
6-7	Indicateur de répétition (pour demander de rediffuser le message)
8-37	MMSI
38-45	Réservé
46-55	Speed over ground (SOG) en nœud par heure
56	Position Accuracy
57-84	Longitude
85-111	Latitude
112-123	Course over ground (COG) ou route (cap + dérive)
124-132	True heading (HDG) ou cap
133-138	Time stamp
139-140	Réservé
141	CS unit (Carrier sensing : écoute de la porteuse)
142	Display flag
143	DSC flag
144	Band flag
145	Message 22
146	Assigned
147	RAIM flag
148-167	Radio statut

TABLE 2.2 – Description du message de type 18 [43]

rapport au nord et, l'angle entre la ligne de foi du navire et le nord

- La vitesse en nœuds
- Le statut de navigation qui indique notamment si le navire a une capacité de manœuvre restreinte (par exemple si le bateau est en cours de pêche et qu'il ne maîtrise donc pas totalement ses déplacements)

La latitude et la longitude sont codées sur respectivement 27 et 28 bits. Elles sont codées en  $\frac{1}{10000}$  minutes. Ainsi, pour retrouver les valeurs en degrés, il suffit de les diviser par 600000 (1 degré étant égale à 60 minutes). Le signe indique si on est au nord (positif) ou au sud, à l'est (positif) ou à l'ouest. Le tableau 2.2 présente la composition du message de type 18.

Comme on peut le voir, la structure est un peu différente des messages de type 1, 2 ou 3 mais les champs qui nous intéressent sont identiques (indiqués en bleu dans le tableau 2.2).

Le message de type 19 est une version étendue du type 18, il occupe deux TS. Cependant,

les informations ajoutées telles que le type de navire ou cargo ne sont pas utiles pour l'application considérée. De plus, les 5 informations nous intéressant sont identiques au type 18 et sont situées sur les mêmes bits du premier paquet.

## Messages NMEA

Avant de parler des méthodes utilisées pour réduire la quantité de données utiles de l'AIS à retransmettre, il faut rappeler le principe de la norme NMEA (national marine electronics association). Il s'agit d'un format de message spécifique utilisé par les équipements maritimes pour communiquer entre eux. Ainsi, les radios AIS enregistrent les paquets AIS sous ce format.

Par exemple voici une phrase AIS en format NMEA :

```
!AIVDM,1,1,,A,33H7rIhP3r05=8'Lcp;=2?v000Ti,0*54
```

Le message est codé dans un code ASCII modifié. Ainsi chaque caractère contient 6 bits. Il se décompose ainsi :

- !AIVDM : message AIS reçu (!AIVDO dans le cas d'un message envoyé)
- 1 : nombre de paquets nécessaires pour le message (en fonction du type de message)
- 1 : numéro d'ordre du paquet
- Vide : est un identifiant de messages séquentiels pour les messages comportant plusieurs paquets
- A : canal A ou B
- 33H7rIhP3r05=8'Lcp;=2?v000Ti représente les 168 bits de données utiles du message AIS. Par exemple, le premier chiffre donne le type du message, ici 3
- 0\* : fin des données, le chiffre entre 0 et 4 représente le nombre de bits à ajouter pour arriver à un nombre de bits multiple de 6. Par exemple, un message de type 5 a 424 bits de données. On aurait donc 2
- 54 : checksum sur 1 octet codé en hexadécimal différent de celui du paquet AIS

## 2.3 Réduction de la taille d'un paquet AIS

### 2.3.1 Analyse de la norme

Dans les sections 2.2.1 et 2.2.2, on a vu le format d'un paquet AIS et des messages de report de position. On constate que dans ces données, certaines ne sont pas utiles pour

notre application. On va donc les supprimer. Tout d'abord sur les 256 bits, seulement 168 sont des données utiles. De plus, dans les messages de report de position, on peut conserver uniquement les champs suivants :

- Le MMSI pour l'identité des navires (30 bits)
- La latitude (27 bits) et la longitude (28 bits)
- La route (12 bits) et la vitesse (10 bits)

La route est plus intéressante que le cap car elle représente le déplacement réel du navire.

La référence [26] présente des applications du protocole JANUS (standard normalisé de communication sous-marine OTAN) et notamment la retransmission de messages AIS sous l'eau. Le choix des champs à retransmettre est pratiquement identique à celui proposé ici. On retrouve les 5 champs proposés mais aussi le champ "Statut de Navigation". De plus, ils ajoutent 2 nouveaux champs : l'immersion et le type (notamment pour savoir si le drone est autonome ou non). L'objectif que les auteurs de la référence [26] se sont fixé diffère légèrement du notre. Ils souhaitaient étendre l'AIS au milieu sous-marin et donc avoir une communication entre les AUV et d'autres équipements sous-marins ce qui explique l'intérêt de ces 2 champs supplémentaires.

Avec les choix retenus, on ramène le nombre de bits à transmettre pour un message de report de position de 256 bits à  $30 + 10 + 28 + 27 + 12 = 107$  bits, diminuant donc notablement le débit nécessaire.

Même si le gain actuel est important, on peut encore supprimer des bits sur certains des champs retenus notamment le MMSI, la latitude et la longitude.

## MMSI

Le MMSI est un identifiant unique du navire composé de 9 chiffres. Donc, 30 bits sont nécessaires pour le coder. Cependant, selon les scénarios d'intérêt de la thèse [46], le nombre maximum de navires que l'on souhaite suivre est de 100. Or, il ne faut que 7 bits pour coder 100 valeurs différentes. On peut donc gagner 23 bits en réalisant une simple table d'alias sur la bouée qui associerait les MMSI avec un nombre dynamiquement alloué. On passerait ainsi de 107 bits à 84 bits.

L'utilisation, par exemple, d'un filtre de Kalman pour assurer la poursuite des navires et, par conséquent, l'estimation dans le temps de leurs positions et de leurs dynamiques, permet d'identifier de manière implicite les différentes pistes lors de l'étape de mise à jour du filtre simplement en associant à chaque modèle dynamique (navire) la mesure la plus

vraisemblable. Dès lors, il n'est plus nécessaire que chaque navire possède un identifiant dédié, c'est la prédiction de sa position et de sa dynamique qui le caractérise. Cette procédure, séduisante, puisqu'elle permet de s'affranchir des 7 bits utilisés pour identifier les différentes pistes contribuant ainsi à réduire le débit nécessaire de la liaison acoustique, implique néanmoins la mise en œuvre d'un algorithme d'initialisation des pistes complexes. La mise en œuvre d'un tel filtre au niveau des drones permettrait donc de réduire à 77 bits la quantité d'information à transmettre pour chaque message de report de position.

Dans les deux cas, suivant que l'on conserve ou pas les 7 bits pour coder l'identifiant des pistes, l'AUV n'aurait pas accès à la totalité de l'information disponible sur l'identité du bateau (la nationalité du navire par exemple). Si cette information n'est pas utile à l'AUV, la suppression ou le remplacement du MMSI représente un gain intéressant.

### **Latitude et longitude**

La latitude est codée de  $-90$  à  $90^\circ$  et la longitude de  $-180$  à  $180^\circ$ . Ces deux valeurs combinées permettent de repérer un point sur la terre.

Dans le cas d'une mission, la zone considérée est relativement restreinte (quelques centaines de kilomètres carrés). Il est donc possible de réduire le nombre de bits pour la latitude et la longitude en choisissant un point de référence local.

Plusieurs méthodes peuvent être appliquées :

- Une projection locale dans un repère cartésien
- Transmettre les différences en latitude et longitude avec un point de référence local.

Cette méthode est similaire à celle employée dans l'article [47]. Dans cet article, les bits de poids forts sont supprimés. Ils ne portent aucune nouvelle information puisqu'ils ne changent pas pour une zone donnée limitée

Cette méthode est sans perte en précision. Si on veut économiser d'avantage de bits, il va falloir s'intéresser à la précision nécessaire des positions. Afin d'avoir une idée du gain apporté par cette optimisation, on peut utiliser des fichiers réels enregistrés ainsi que des données simulées.

### **2.3.2 Analyse de données simulées**

L'école navale met au point un simulateur pouvant générer des paquets AIS conformes en tout point à la norme. Ce travail a pour objectif principal d'étudier la falsification des messages AIS.

Ici, on utilise ce simulateur pour générer les messages de report de position transmis par des navires. Cela permet d'obtenir un scénario réaliste en termes d'occupation des TS pour un des scénarios dimensionnant de l'entreprise Thales. Ainsi, l'école navale a fourni un fichier sous forme de messages NMEA datés pour le scénario 3 (présenté dans le tableau 1) correspondant à 2 heures de transmission.

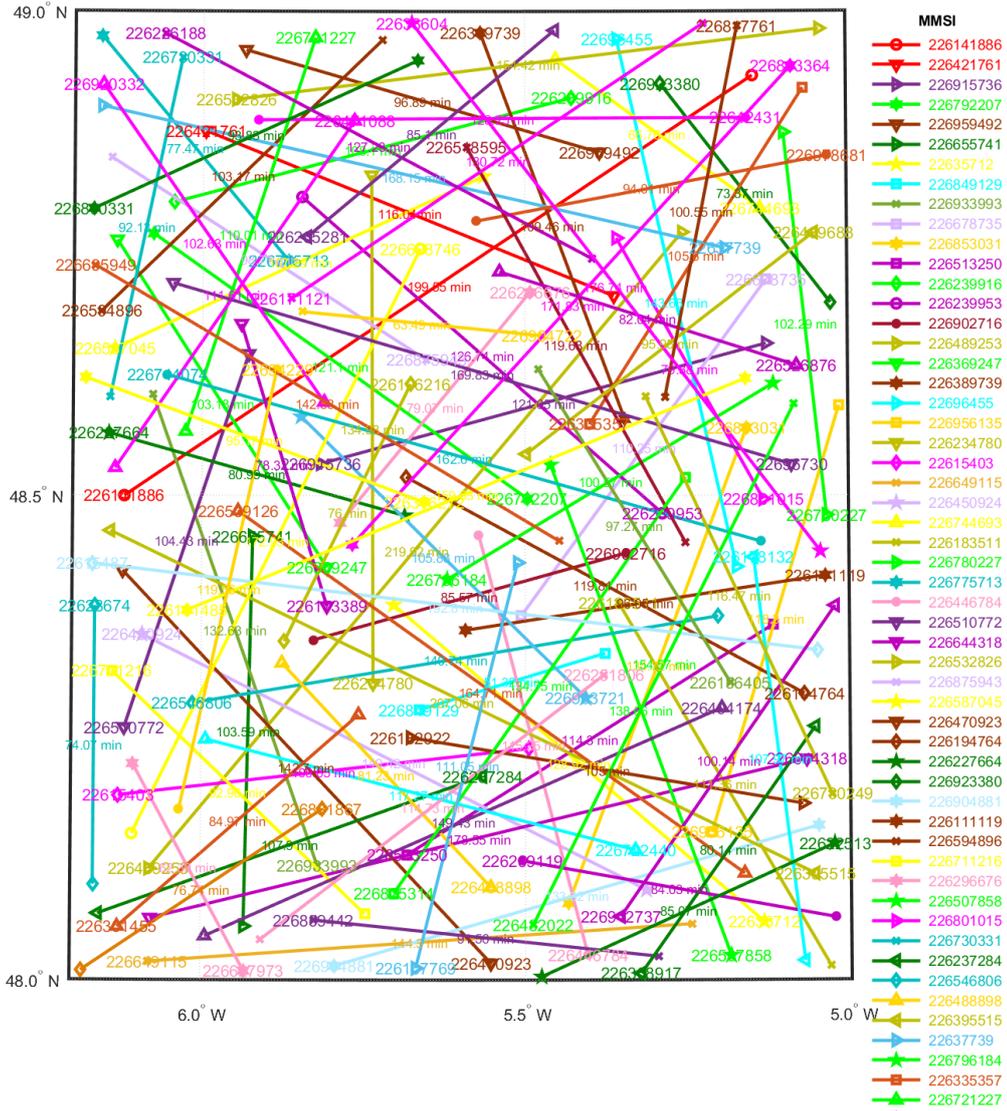


FIGURE 2.3 – Trajet des navires utilisés pour la génération des paquets AIS

Sur la figure 2.3 purement informative, les trajets des 100 navires simulés sont présentés. On constate qu'il y a 1 degré d'écart en latitude ce qui correspond à 60 nautiques soit

environ 111km. Pour la longitude, la distance dépend en partie de la latitude. En effet, 1 degré de longitude correspond à une distance plus importante à l'équateur qu'aux pôles. Dans le cas présent, 1,5 degrés en longitude représente 60,26 nautiques (111,6km) à 48°N et 59,08 (109,4km) nautiques à 49°N. En fonction de sa cinématique, chaque navire va transmettre ses messages de report de position avec une période fixée par la norme. De plus, cette simulation prend en compte l'accès au canal. Par exemple, les navires doivent réserver des TS avant de communiquer. Il n'a pas été jugé nécessaire de faire manœuvrer (routes rectilignes) les navires compte tenu de la concentration et de l'occupation importantes des trames AIS.

En tout, pendant les 2 heures de transmissions, 96527 messages de position sont transmis. À partir de ces messages, on va calculer le nombre de bits de poids forts qui peuvent être supprimés sur la latitude et la longitude. Pour cela, on fixe une position de référence située dans la zone de la simulation. La position transmise correspond à la différence entre la position réelle et la position de référence. On retient le nombre de bit maximum nécessaire pour la latitude et la longitude.

Ici la position de référence est choisie sensiblement au centre de la figure 2.3 à savoir N 48,5° et W 5,8°. Cette référence est convertie dans le format utilisé par le système AIS (en  $\frac{1}{10000}$  minutes).

Compte tenu du point de référence choisi, il s'ensuit que seuls 20 bits sont nécessaires pour coder les écarts de latitude et de longitude. Le gain, pour ce scénario, est donc de 15 bits.

### 2.3.3 Analyse de données expérimentales

Afin de valider les résultats obtenus en partie 2.3.2, on peut observer des données réelles. En juillet 2015, une campagne d'acquisition de messages AIS a été réalisée en deux endroits différents, Pen Hir et la pointe de Dinan. Chaque fichier d'enregistrement correspond à 335 secondes d'enregistrements. Les données récoltées sont stockées sous plusieurs formes :

- Des données brutes correspondant aux signaux des canaux A et B en bande de base échantillonnés à 25 kHz
- Un fichier texte contenant les messages AIS au format NMEA ainsi que les instants de réception.

On peut donc effectuer le même traitement qu'en section 2.3.2. Le point de référence sera la position de l'antenne de réception pour ces tests.

- Pen Hir : N 48,2587° W 4,622°
- Pointe de Dinan : N 48,2335° W 4,5641°

Plusieurs fichiers ont été enregistrés et les résultats sont montrés dans le tableau 2.3.

Les résultats sont les suivants :

Fichier	Nombre de bits maximal pour coder la différence de latitude	Nombre de bits maximal pour coder la différence de longitude
Pen-Hir-2	20	21
Pen-Hir-3	20	20
Pen-Hir-5	21	21
Pen-Hir-6	20	21
Pen-Hir-7	20	21
Dinan-1	21	21
Dinan-3	21	21
Dinan-4	21	21
Dinan-6	22	20

TABLE 2.3 – Codage de la latitude et longitude par rapport à une position de référence

On peut noter que généralement, 21 bits sont suffisants pour coder la différence que ce soit pour la latitude ou la longitude. Toutefois, sur le fichier Dinan-6, on a besoin une seule fois de 22 bits.

Une analyse plus précise de ce cas a été réalisée. La position transmise était de :

- Latitude : N 46,3554°
- Longitude : W 4,8519°

Comme on peut le voir, la latitude est très différente de celle du point de référence alors que la longitude est assez proche. Après calcul de distance, on se rend compte qu'une distance légèrement supérieure à 200km sépare l'émetteur et le récepteur. Cette distance est bien supérieure aux distances exprimées dans les scénarios de l'entreprise Thales (50 nautiques) et correspond vraisemblablement à une anomalie de transmission. On peut donc ignorer ce cas spécial.

Pour conclure, il semblerait qu'en transmettant la différence entre une position de référence et les positions des navires, on puisse réduire le nombre de bits des latitudes et longitudes de respectivement 6 et 7 bits.

### **2.3.4 Choix finaux pour la retransmission des paquets AIS**

Compte tenu des éléments exposés précédemment et des échanges avec l'entreprise Thales, les choix suivants sont faits :

- Seuls les messages de type 1, 2, 3, 18 et 19 sont retransmis
- Sur ces paquets on ne garde que les informations suivantes :
  - Un MMSI codé sur 10 bits : 7 bits pour l'identifiant du navire et 3 bits pour créer des catégories
  - Une latitude et longitude codées sur 21 bits chacune
  - La vitesse codée sur 10 bits
  - La route codée sur 12 bits

Au final, sur un paquet de 256 bits, on ne conserve que 74 bits.

## **2.4 Estimation du débit AIS**

Avec l'aide de la norme et des simulations, on peut également estimer en fonction du scénario le débit à retransmettre. Pour cela, deux études sont faites. Dans la première étude, on utilise la norme et des hypothèses simples pour déterminer une borne de débits. Dans la deuxième étude, on utilise la simulation plus avancée de l'école navale afin d'avoir une estimation du débit moyen à retransmettre dans ce scénario ainsi qu'un débit maximal possible.

### **2.4.1 Estimation de bornes de débits avec des hypothèses simplifiées**

#### **Méthodologie**

Pour estimer des bornes de débits pour chaque scénario, on émet plusieurs hypothèses.

- Le nombre de navires est toujours égal au nombre proposé dans les scénarios
- Les navires se déplacent tous à la même vitesse
- La vitesse de navigation est égale à la vitesse moyenne précisée dans chacun des scénarios
- La trajectoire est rectiligne
- Un paquet AIS fait 74 bits
- Tous les navires sont de classe A

Cinétique du navire	classe A
bateau amarré	3 minutes
Vitesse 0-2 noeuds	10s
Vitesse 2-14 noeuds	10s
Vitesse 2-14 noeuds avec changement de cap	3.3s
Vitesse 14-23 noeuds	6s
Vitesse 14-23 noeuds avec changement de cap	2s
Vitesse > 23 noeuds	2s

TABLE 2.4 – Taux de transmission des messages AIS de position

	Nombre de navire	Vitesse moyenne	Débit à retransmettre
Scénario 1	5	3 noeuds	$37bits.s^{-1}$
Scénario 2	20	7 noeuds	$148bits.s^{-1}$
Scénario 3	100	12 noeuds	$740bits.s^{-1}$

TABLE 2.5 – Estimation du débit par scénario

D'après le standard AIS, plusieurs facteurs déterminent la fréquence d'émission des messages AIS. Ici, on se concentre sur la vitesse des navires. Ainsi, les taux de transmission en fonction de la vitesse et de la classe du navire sont présentés dans le tableau 2.4.

Donc, le principe d'estimation du débit est le suivant. A partir de la vitesse moyenne précisée dans les scénarios du tableau 2.5 et les taux de transmission du tableau 2.4, le nombre de paquets AIS moyen par seconde et par bateau est déterminé. Le débit en est déduit en multipliant par le nombre de navires et la taille d'un paquet AIS. Cette méthode bien que peu précise donne un ordre de grandeur du débit pour chaque scénario.

### Débit pour les scénarios

Dans le tableau 2.5, on constate que pour chaque scénario, le débit requis augmente alors que les conditions de communication deviennent plus difficiles. Avec cette estimation, les deux premiers scénarios semblent faisables. Cela sera à confirmer lors de l'évaluation des performances du modem. Cependant, pour le scénario 3, une transmission ASM à 50km avec un débit de  $740bits.s^{-1}$  semble impossible. En effet, ce débit dépasse les capacités théoriques et expérimentales étudiées dans la section 1.3 (on avait une borne expérimentale optimiste de  $200bits.s^{-1}$  à 50km).

## 2.4.2 Estimation du débit sur simulateur

Les résultats obtenus dans la partie précédente sont tirés d'une estimation avec des hypothèses simples ne représentant pas la réalité. Afin d'avoir des résultats plus précis, on peut avoir recours à la simulation AIS évoquée plus tôt.

Cette simulation dure environ deux heures. En observant les messages de position que la simulation contient, on va pouvoir estimer un débit moyen pendant ces deux heures ainsi qu'un débit maximal sur une courte période de temps (un "burst" de paquets AIS).

En 7126 secondes, 96527 messages de position ont été transmis. Ainsi, on a un débit moyen de  $\frac{96527 \times 74}{7126} \approx 1002,3 \text{ bits.s}^{-1}$ . Le débit moyen de cette simulation est supérieure à celui estimé précédemment notamment car les navires ne se déplacent pas tous à la vitesse moyenne des scénarios. En effet, chaque navire a une vitesse allant de 7,2 à 27,4 nœuds. Le débit moyen ne reflète pas la situation complète. En effet, le débit à retransmettre varie dans le temps. Ainsi, on peut également s'intéresser à des burst (rafales) de paquets, c'est-à-dire à des instants où le nombre de paquets à retransmettre est bien plus élevé que la moyenne. Pour cela, on s'intéresse à l'évolution du nombre de paquets AIS sur une fenêtre d'une seconde. Ainsi, on va regarder sur chaque fenêtre d'une seconde le nombre de paquet à retransmettre.

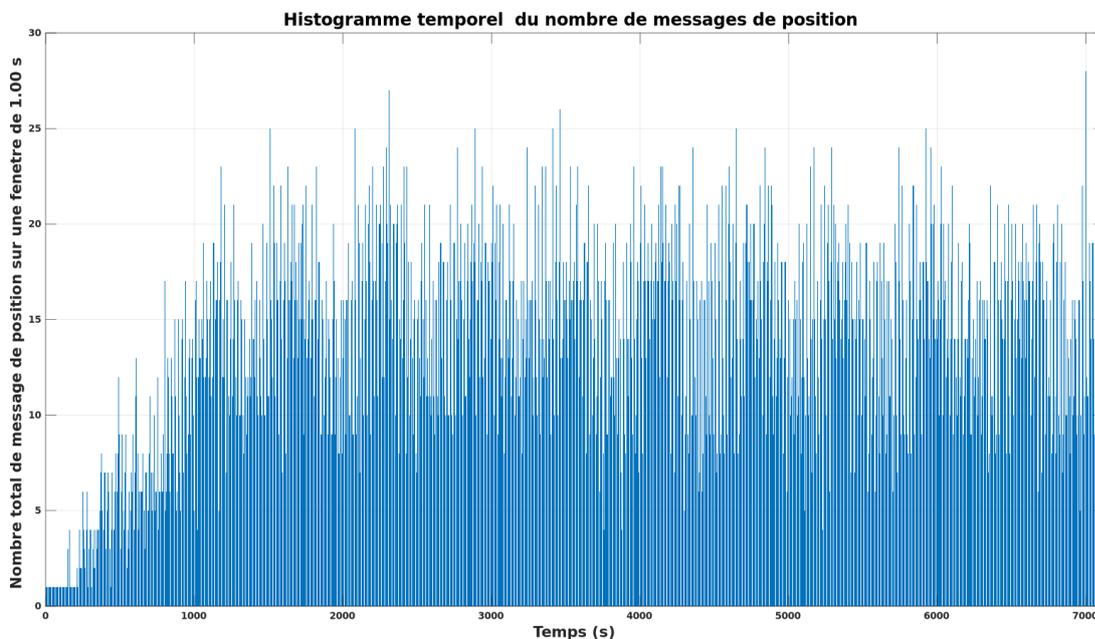


FIGURE 2.4 – Évolution du nombre de paquets de position sur une fenêtre d'une seconde

Les résultats présentés sur la figure 2.4 montrent qu'au début de la simulation, il y a moins de paquets AIS. Ce résultat était attendu. En effet, la simulation ajoute des navires de manière progressive jusqu'à en atteindre 100. Au bout de 22 minutes (1320 secondes), les 100 navires sont en fonctionnement. Même lorsque les 100 navires peuvent transmettre des messages AIS, on constate que le nombre de paquets peut varier énormément d'une seconde à l'autre.

Sur la figure 2.4, on constate qu'au maximum, 28 paquets AIS sont transmis en 1 seconde ce qui correspond à un débit de  $2072\text{bits.s}^{-1}$ .

Avec cette simulation, on obtient une estimation plus réaliste par rapport à la norme AIS. Les débits moyen et pic obtenus sont très élevés et ne peuvent pas être retransmis à une distance de 50km (scénario 3) en ASM avec les technologies existantes.

## 2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'AIS. Il s'agit d'un standard de communication RF utilisé par les navires pour échanger des informations diverses. L'AIS a un débit de  $9600\text{bits.s}^{-1}$ . Sur de longues distances de communication, ce débit est supérieur à la capacité du canal ASM. Les objectifs de ce chapitre étaient de s'intéresser à divers moyens pour réduire la quantité de données à retransmettre et enfin d'estimer le débit moyen résultant pour les différents scénarios envisagés, débit qui servira de critère de faisabilité.

Plusieurs méthodes pour réduire la quantité de données à retransmettre sont proposées. Tout d'abord, on peut constater que toutes les informations transmises par l'AIS ne sont pas utiles à l'application. Ainsi, on ne conserve que 5 champs des paquets de report de position :

- La latitude et la longitude
- La vitesse
- La route
- L'identifiant MMSI

En ne conservant que ces champs, sur les 256 bits d'un time slot, on ne conserve que 107 bits.

De plus, on peut également observer que certains champs contiennent trop de données. Ainsi, le MMSI qui permet d'identifier des millions de navires est bien trop long pour l'application. On propose donc d'identifier les navires sur 10 bits au lieu de 30. Enfin, la

latitude et la longitude contiennent des données redondantes. Puisqu'une mission d'AUVs se situe sur une zone géographique restreinte, les bits de poids forts restent identiques durant la mission. On peut donc les supprimer. En utilisant une simulation et des fichiers contenant des paquets AIS enregistrés, on constate que 13 bits peuvent être économisés sur la position. Au final, sur un time slot de 256 bits, on ne conserve que 74 bits.

Enfin, dans ce chapitre une estimation du débit à retransmettre est réalisée à l'aide de deux méthodes pour les différents scénarios. Tout d'abord, une estimation grossière utilisant des hypothèses simples nous donne une borne pour le débit moyen de chaque scénario. Ainsi, on se rend compte que le débit nécessaire au scénario 3 est très élevé par rapport aux débits des transmissions ASM de la littérature à cette distance. Pour ce scénario, une estimation plus réaliste utilisant un simulateur de paquets AIS respectant la norme valide cette observation. On obtiendrait donc un débit moyen de  $1000\text{bits.s}^{-1}$  à retransmettre sur une distance de plus de 50km avec des pics de débit autour de  $2000\text{bits.s}^{-1}$ . Si cette estimation permet déjà de mettre en doute la faisabilité du scénario 3, les estimations pour les deux autres scénarios semblent plus réalistes et leur faisabilité sera à confirmer avec les performances du modem proposé dans le chapitre suivant.

# CONCEPTION D'UN MODEM ACOUSTIQUE POUR RELAIS AIS

---

## 3.1 Introduction

Pour transmettre les données d'intérêt de l'AIS aux AUVs, il faut concevoir un système de communication acoustique : un modem. La conception de ce modem doit prendre en compte à la fois le canal ASM décrit dans le chapitre 1 et le contexte applicatif de la thèse. L'objectif est donc de faire des choix cohérents entre eux et par rapport au canal et à l'application.

Lors de la conception du modem, le premier choix à faire concerne la forme d'onde employée. Le chapitre 1 apporte beaucoup d'outils pour nous aider dans cette décision notamment grâce à l'étude de la littérature sur les modems. Au vu du contexte applicatif, on souhaite avoir un modem capable de transmettre à des distances variables en adaptant ses paramètres. De plus, le modem doit pouvoir transmettre à de grandes distances et devra donc utiliser de la redondance (pour apporter un gain de RSB et de la diversité nécessaire à cause des phénomènes d'évanouissement).

Une fois la forme d'onde choisie, il faut ajouter plusieurs éléments pour être robuste aux perturbations du canal. Par exemple, il faut choisir une méthode pour estimer et compenser l'effet Doppler. Le canal agit comme un filtre sur le signal transmis. Estimer la fonction de transfert du canal et l'égaliser sont des étapes importantes qui dépendent de la forme d'onde choisie.

Finalement, il faut prendre en compte des difficultés communes à toute forme de transmission comme la détection et la synchronisation du signal en réception, c'est-à-dire comment le récepteur sait quand il reçoit une trame d'informations.

La conception du modem consiste donc à faire un ensemble de choix qui doivent être cohérents entre-eux et avec les caractéristiques du canal ASM et de l'application. Ce chapitre a pour but de présenter ces choix, de les justifier et ainsi d'expliquer le

fonctionnement du modem.

Dans un premier temps, une vision globale du modem est présentée. Puis, on reviendra sur les différents éléments composant le modem en commençant par le plus important : la forme d'onde choisie.

## 3.2 Vue globale du modem

Le modem doit être capable de moduler des informations binaires sur un signal adapté au médium et de décoder un tel signal pour en extraire les données. Une manière de décrire le fonctionnement d'un modem est d'utiliser un schéma bloc où chaque bloc correspond à une étape nécessaire pour effectuer cette opération. Les diagrammes 3.1, 3.2 et 3.3 présentent les schémas blocs de l'émetteur et du récepteur.

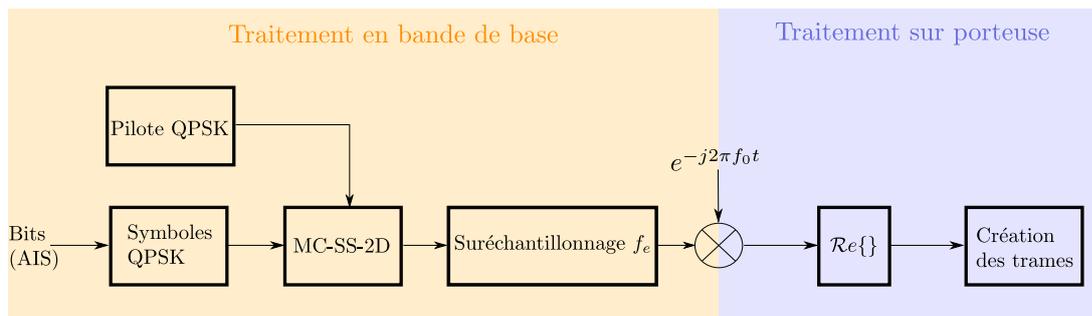


FIGURE 3.1 – Schéma bloc général de l'émetteur

Comme on peut le voir sur le diagramme d'émission (figure 3.1), la grande partie du traitement est réalisée en bande de base. D'après le théorème de Nyquist-Shannon, il faut que la fréquence d'échantillonnage soit supérieure au moins à 2 fois la fréquence maximale du signal. Ainsi, en faisant le traitement en bande de base, on réduit le nombre d'échantillons nécessaires et donc le temps de calcul.

La première étape consiste à associer des nombres complexes, appelés symboles, à des informations binaires. L'ensemble des symboles possibles tracés dans le plan des complexes définit la constellation. Plus le nombre de symboles possibles est grand, plus le débit sera élevé (chaque symbole portant plus de bits). Cependant, augmenter le nombre de symboles possibles diminue la distance entre deux points de la constellation rendant la transmission plus sensible au bruit. Ainsi, de part les particularités du canal ASM (canaux bruités avec une triple sélectivité), les constellations très denses comme la 64-QAM sont à éviter. On

se concentre plutôt sur des petites constellations comme les BPSK (binary-phase shift keying), QPSK (quadrature-phase shift keying) ou 8-PSK. Pour ce modem, des symboles QPSK ont été choisis car ils représentent un bon compromis entre performance (2 bits par symbole) et robustesse.

À partir de ces symboles QPSK, la forme d'onde est créée, ici MC-SS (multicarrier spread spectrum). Cette forme d'onde, combinant OFDM (une forme d'onde construite en appliquant une transformée de Fourier inverse (IFFT) sur des symboles complexes, ici des symboles QPSK) et DSSS, est présentée dans la section 3.4.

Le récepteur devra être capable de compenser les effets du canal. Il devra entre autres pouvoir estimer et compenser la réponse impulsionnelle du canal. Pour aider le récepteur dans cette tâche, en émission, on intègre des pilotes QPSK qui sont des symboles connus du récepteur. L'estimation du canal et sa compensation sont abordées dans la section 3.5.

Le récepteur doit également être capable de détecter le signal, de réaliser la synchronisation et d'estimer le Doppler. Pour l'assister dans cette tâche, un signal pilote est régulièrement inséré.

En réception, le système est un peu plus complexe. Il y a deux grandes étapes dans la réception :

- Détecter le signal comme décrit par la Fig. 3.2
- Décoder l'information que ce signal contient comme décrit par la Fig. 3.3

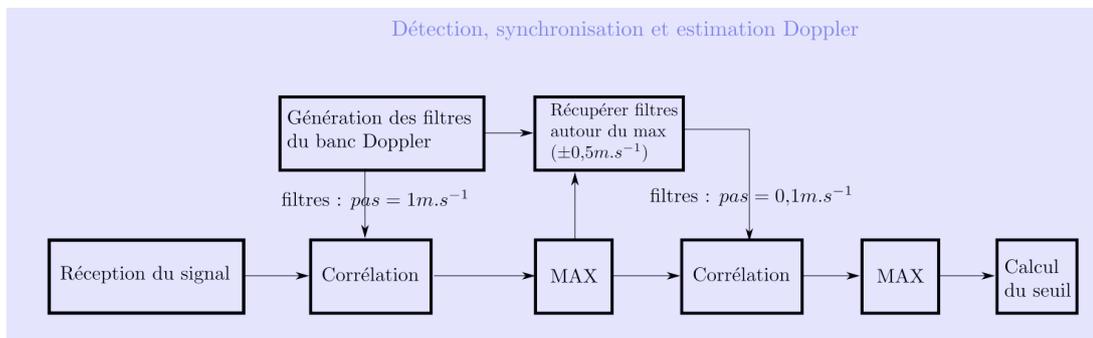


FIGURE 3.2 – Schéma bloc général du récepteur : synchronisation du signal et estimation Doppler

Pour la première étape de réception, le modem va à la fois détecter le signal, le synchroniser et estimer le Doppler. La méthode utilisée a fait l'objet de deux publications ([4] et [5]). Son fonctionnement est décrit en détail dans la section 3.6.

Pour le décodage de l'information, le modem ne travaille pas échantillon par échantillon

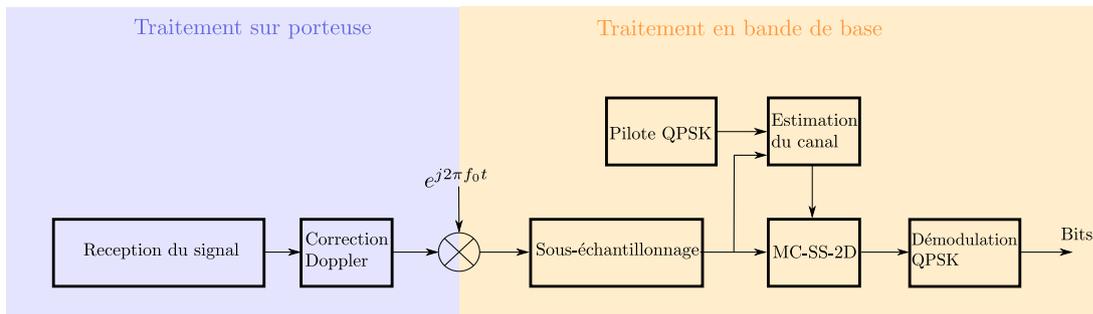


FIGURE 3.3 – Schéma bloc général du récepteur : décodage des données

mais sur un ensemble d'échantillons. Il va donc commencer par récupérer le bon nombre d'échantillons et corriger le Doppler grâce à l'estimation réalisée dans la phase d'accrochage (figure 3.2).

Ensuite, le signal est ramené en bande de base et à une fréquence d'échantillonnage plus faible. Le modem va alors estimer le canal afin de l'égaliser lors du décodage de la forme d'onde. L'estimation et l'égalisation du canal sont expliquées dans la section 3.5.

Enfin les symboles complexes sont convertis en données binaires. Dans le cas de symboles QPSK, un détecteur de signe suffit.

Ce chapitre va revenir sur chacun des éléments de ces diagrammes afin d'expliquer le fonctionnement de ce modem. Pour commencer, il est important d'expliquer le choix de la forme d'onde, son fonctionnement et ses subtilités.

## 3.3 Choix de la forme d'onde

### 3.3.1 MC-SS une forme d'onde combinant multiporteuse et étalement

Au regard des différentes observations émises dans les parties précédentes, un mélange d'OFDM et de DSSS semble être un choix intéressant pour la conception du modem afin de tirer partie des avantages de chacune de ces formes d'ondes. Ainsi, l'OFDM est intéressant pour ses performances, son égalisation ainsi que sa large utilisation dans le domaine des communications numériques. Le DSSS apporte quant à lui un gain de traitement variable en fonction du facteur d'étalement choisi. Ce gain de traitement est double. Non seulement, il permet de réduire l'impact du bruit mais il permet également de tirer partie de la

diversité fréquentielle et/ou temporelle du canal. Ainsi, en fonction de la distance de transmission désirée, le facteur peut-être agrandi ou réduit pour rendre la communication plus robuste au prix du débit. Il permet donc d'adapter ses paramètres en fonction des scénarios applicatifs du relayage de l'AIS, ce qui est l'innovation majeure de cette thèse.

Ce gain de traitement jouera un rôle important lorsque l'on voudra atteindre des grandes distances. Pour s'en rendre compte, on peut observer le bilan de liaison théorique d'un canal ASM de la figure 3.4. Cette figure prend en compte le coefficient d'amortissement  $\alpha(f)$  de l'équation (1.3) ainsi qu'un bruit lié à l'état de la mer. Comme on peut le voir, à 10km avec un état de la mer de niveau 4, on a un RSB au niveau de l'hydrophone du récepteur inférieur à 0dB ce qui ne permet pas d'envisager des communications fiables avec une modulation OFDM seule. Sur canal ASM, un RSB (rapport signal sur bruit) minimum pour assurer de bonnes performances en réception serait d'environ 6dB. La diversité ainsi que le gain de traitement apportés par l'étalement permet d'augmenter virtuellement le RSB en réception afin que le reste de la chaîne puisse fonctionner.

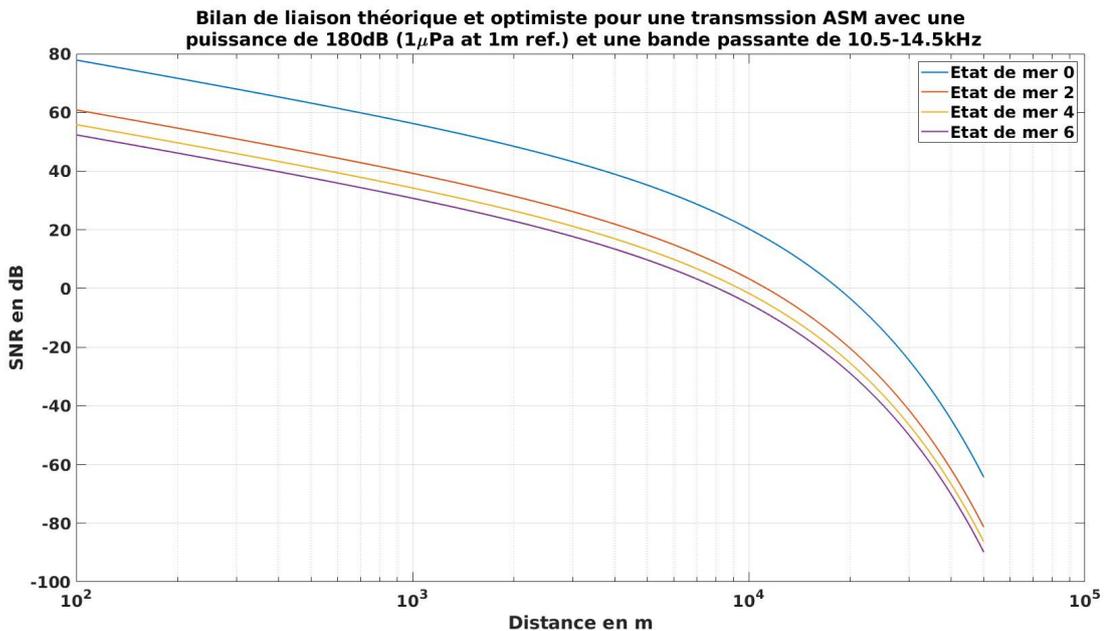


FIGURE 3.4 – Bilan de liaison théorique et optimiste d'un canal ASM pour une transmission avec une puissance de 180dB (1µPa à 1m) et une bande passante de 10,5 – 14,5kHz

Ce mélange entre multiporteuse et étalement de spectre se nomme MC-SS. Dans la littérature, MC-SS est présent sous plusieurs noms [48] : MC-CDMA (multicarrier code division multiple access) [49], MT-CDMA (multitone code division multiple access) [50] ou encore

MC-DS-CDMA (multicarrier direct sequence code division multiple access) [51]. Si chacune de ces modulations combine étalement et modulation multiporteuse, elles peuvent varier sur l'approche : étalement des données en temps ou en fréquence, codes d'étalement différents mais le principe reste similaire. En effet, il s'agit à chaque fois de répartir chaque symbole QPSK en temps/fréquence à l'aide d'un code d'étalement.

Ce code d'étalement peut-être en 1D (temps ou fréquence) ou en 2D (temps et fréquence). De plus, afin d'augmenter la diversité, un entrelacement des sous-porteuses peut-être ajouté.

MC-SS a été utilisé à plusieurs reprises en UAC (underwater acoustic channel) comme par exemple dans les articles [52], [53]. Cependant, si on trouve des modems acoustiques avec étalement en 1D [48],[49], il n'y a pas de modem acoustique avec étalement à 2 dimensions. On trouve par contre des modems MC-SS-2D radiofréquences [54], [55]. L'étalement 2D a aussi été utilisé dans des communications optiques [56]. Il est ainsi intéressant de tester les performances d'un tel modem sur des canaux ASM réalistes comme ceux de Watermark [12] et de réaliser des expérimentations en mer.

Afin de présenter plus en détail le fonctionnement de MC-SS, nous allons nous concentrer sur un modem MC-SS avec un étalement 2D et un entrelacement des sous-porteuses. Ce modem permettra d'obtenir une formalisation générale des autres modems utilisant un étalement 1D qui seront des cas particulier du cas 2D.

## 3.4 Présentation de MC-SS

### 3.4.1 MC-SS-2D

#### Création d'un symbole MC-SS-2D

La figure 3.5 représente les étapes générales pour construire un signal MC-SS-2D. Sur cette figure, on note :

- $Q$  est le facteur d'étalement en fréquence
- $M$  est le facteur d'étalement en temps
- $K$  est le nombre de sous-porteuses
- $\mathbf{d} = [d_0, d_1, \dots, d_{I-1}]$  représente  $I = \frac{K}{Q} = \frac{K}{Q}$  symboles QPSK

Sur la figure 3.5, les deux premières étapes permettent d'étaler les symboles QPSK tandis que la IFFT permet de créer un symbole OFDM. Pour l'étalement, un code à 2 dimensions est utilisé. Ce code d'étalement  $\mathbf{C}$  a une taille égale à  $L = Q \times M$  avec  $Q$  la taille

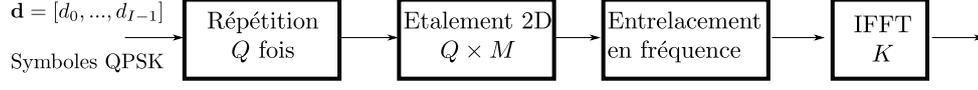


FIGURE 3.5 – Émetteur MC-SS-2D simplifié

d'étalement en fréquence et  $M$  la taille d'étalement en temps. Ainsi, un symbole QPSK  $\mathbf{d}$  est réparti sur  $M$  symboles OFDM successifs (formant ensemble 1 symbole MC-SS-2D) et sur  $Q$  sous-porteuses d'un symbole OFDM.

La matrice du code d'étalement s'écrit de la manière suivante :

$$\mathbf{C} = \begin{matrix} & \begin{matrix} \text{temps} \\ \xrightarrow{M \text{ symboles OFDM}} \end{matrix} & & & \\ & & & & \\ \begin{matrix} \left( \begin{array}{cccc} c_0 & \dots & c_m & \dots & c_{M-1} \\ c_M & & c_{M+m} & & c_{2M-1} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ c_{qM} & & c_{qM+m} & & c_{qM+M-1} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ c_{(Q-1)M} & \dots & c_{(Q-1)M+m} & \dots & c_{QM-1} \end{array} \right) \end{matrix} & & \begin{matrix} \text{fréquences} \\ \downarrow \\ Q \text{ sous-porteuses} \end{matrix} & (3.1) \end{matrix}$$

Le code d'étalement peut être généré de plusieurs manières. Ainsi, dans l'article [57], un code OVSF (orthogonal variable spreading factor) à 2 dimensions est proposé. Il est construit directement en 2 dimensions. Pour cela, deux matrices de bases orthogonales à 2 dimensions sont définies comme suit :

$$\mathbf{A}_{2 \times 2}^{(1)} = \begin{pmatrix} + & + \\ + & - \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

$$\mathbf{A}_{2 \times 2}^{(2)} = \begin{pmatrix} + & - \\ + & + \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

Ici + représente +1 et - représente -1. A partir de ces deux matrices, on peut créer une arborescence OVSF. Pour créer les éléments suivants de l'arborescence, il suffit de prendre l'élément supérieur et de le "dériver" par les deux matrices  $\mathbf{A}_{2 \times 2}^{(1)}$  et  $\mathbf{A}_{2 \times 2}^{(2)}$ . Pour cela, on recopiera 4 fois l'élément supérieur en le multipliant par + ou - selon les matrices de base.

Ainsi, si on prend une matrice  $\mathbf{A}_{Q \times M}$  quelconque dans l'arborescence, on pourra générer ses 2 fils de la manière suivante :

$$\mathbf{A}_{2Q \times 2M}^{(1)} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{Q \times M} & \mathbf{A}_{Q \times M} \\ \mathbf{A}_{Q \times M} & -\mathbf{A}_{Q \times M} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{A}_{2Q \times 2M}^{(2)} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{Q \times M} & -\mathbf{A}_{Q \times M} \\ \mathbf{A}_{Q \times M} & \mathbf{A}_{Q \times M} \end{pmatrix}$$

Les matrices de l'article [57] permettent de créer des codes orthogonaux à 2 dimensions de tailles variables (ces tailles étant forcément des puissances de 2).

D'autres articles comme [55], [58] proposent des modem MC-SS avec étalement en 2 dimensions mais utilisent une autre méthode pour générer le code d'étalement. En effet, ils utilisent deux codes d'étalement distincts : un pour l'étalement en fréquence et un autre pour l'étalement en temps. Ainsi, dans [55] 2 codes de Walsh-Hadamard différents sont utilisés et dans [58] un code de Barker modifié pour l'étalement en temps et un code de Walsh-Hadamard pour l'étalement en fréquence sont combinés.

Afin d'illustrer la construction du signal, on peut reprendre les étapes de la figure 3.5 en prenant les paramètres suivants :

- $I = 3$  symboles QPSK soit  $\mathbf{d} = [d_0, d_1, d_2]$
- $Q = 4$
- $M = 4$
- $K = 12$

Pour chaque étape, des représentations matricielle et graphique sont proposées.

### Répétition des données

La première étape consiste à répéter  $Q$  fois chaque élément du vecteur  $\mathbf{d}$ , de telle sorte que la matrice  $\mathbf{D}$  de taille  $K \times Q$  suivante est obtenue : La figure 3.6 représente la même étape mais graphiquement. Comme on peut le voir, chaque symbole QPSK est répété  $Q$

fois.

$$\mathbf{D} = \begin{matrix} & \xrightarrow{Q} & \\ \begin{matrix} \downarrow \\ K \\ \text{sous-porteuses} \end{matrix} & \left( \begin{array}{cccc} d_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & d_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & d_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_0 \\ d_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & d_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & d_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_1 \\ d_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & d_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & d_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_2 \end{array} \right) & \downarrow Q \end{matrix} \quad (3.4)$$

### Étalement à 2 dimensions

Une fois la matrice précédente créée, l'étalement 2D se fait en multipliant cette matrice par la matrice de code d'étalement  $\mathbf{C}$ . La matrice  $\mathbf{C}$  ayant une taille de  $Q \times M$ , le résultat de la multiplication aura une taille de  $K \times M$  ce qui correspond à la taille fréquence/temps d'un symbole MC-SS-2D.

$$\mathbf{G} = \mathbf{DC} = \begin{matrix} & \xrightarrow{M} & \\ \begin{matrix} \downarrow \\ K \end{matrix} & \left( \begin{array}{cccc} d_0c_{0,0} & d_0c_{0,1} & d_0c_{0,2} & d_0c_{0,3} \\ d_0c_{1,0} & d_0c_{1,1} & d_0c_{1,2} & d_0c_{1,3} \\ d_0c_{2,0} & d_0c_{2,1} & d_0c_{2,2} & d_0c_{2,3} \\ d_0c_{3,0} & d_0c_{3,1} & d_0c_{3,2} & d_0c_{3,3} \\ d_1c_{0,0} & d_1c_{0,1} & d_1c_{0,2} & d_1c_{0,3} \\ d_1c_{1,0} & d_1c_{1,1} & d_1c_{1,2} & d_1c_{1,3} \\ d_1c_{2,0} & d_1c_{2,1} & d_1c_{2,2} & d_1c_{2,3} \\ d_1c_{3,0} & d_1c_{3,1} & d_1c_{3,2} & d_1c_{3,3} \\ d_2c_{0,0} & d_2c_{0,1} & d_2c_{0,2} & d_2c_{0,3} \\ d_2c_{1,0} & d_2c_{1,1} & d_2c_{1,2} & d_2c_{1,3} \\ d_2c_{2,0} & d_2c_{2,1} & d_2c_{2,2} & d_2c_{2,3} \\ d_2c_{3,0} & d_2c_{3,1} & d_2c_{3,2} & d_2c_{3,3} \end{array} \right) & \downarrow Q \end{matrix} \quad (3.5)$$

Comme on peut le voir sur la matrice  $\mathbf{G}$  de taille  $K \times M$  ainsi que sur la figure 3.7, les symboles QPSK du vecteur  $\mathbf{d}$  sont étalés sur  $Q$  sous-porteuses et  $M$  temps. Chaque case

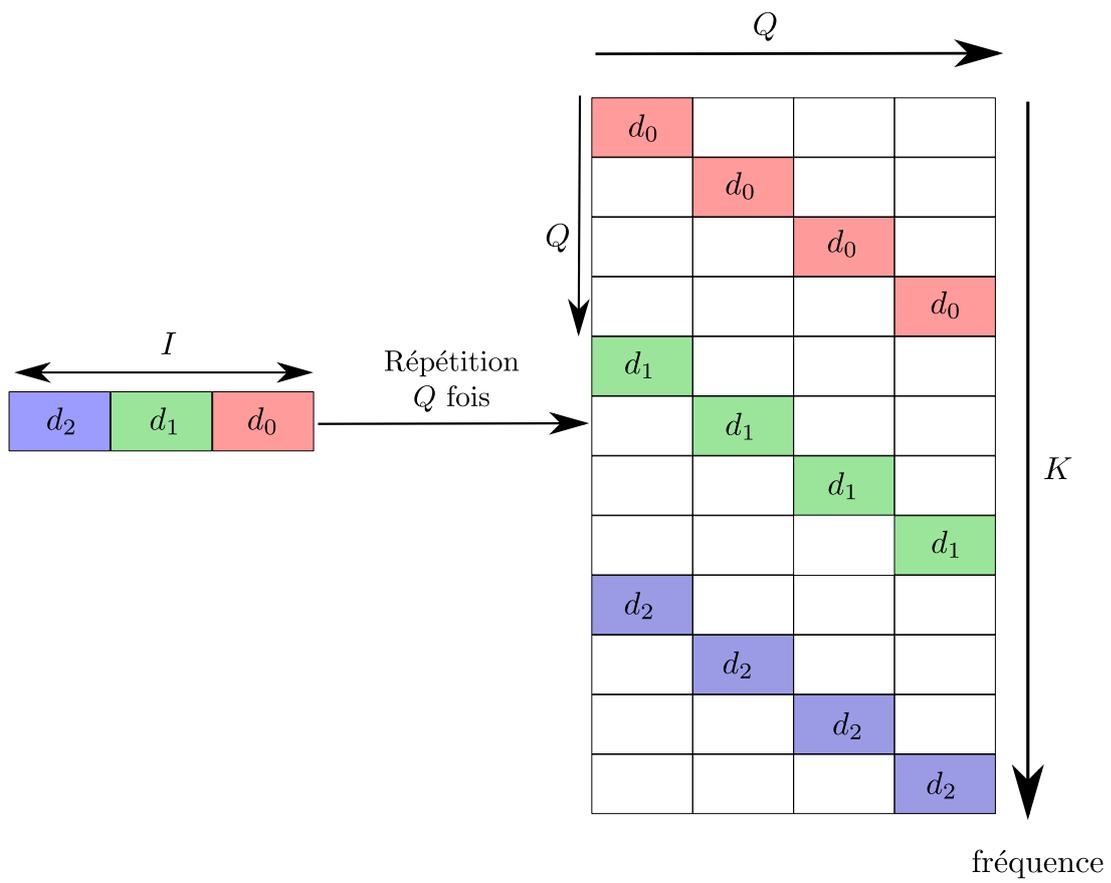


FIGURE 3.6 – Représentation graphique de la répétition

est appelé un chip. Les chips restent malheureusement les uns à côté des autres. Cette disposition n'est pas idéale pour utiliser la diversité fréquentielle et temporelle du canal. En effet, en fonction de la bande de cohérence ainsi que le temps de cohérence du canal, les chips étalés peuvent être affectés par un coefficient complexe similaire. Afin d'améliorer l'utilisation de la diversité, on veut maximiser la distance entre deux chips. Pour cela, on peut entrelacer les chips en fréquence.

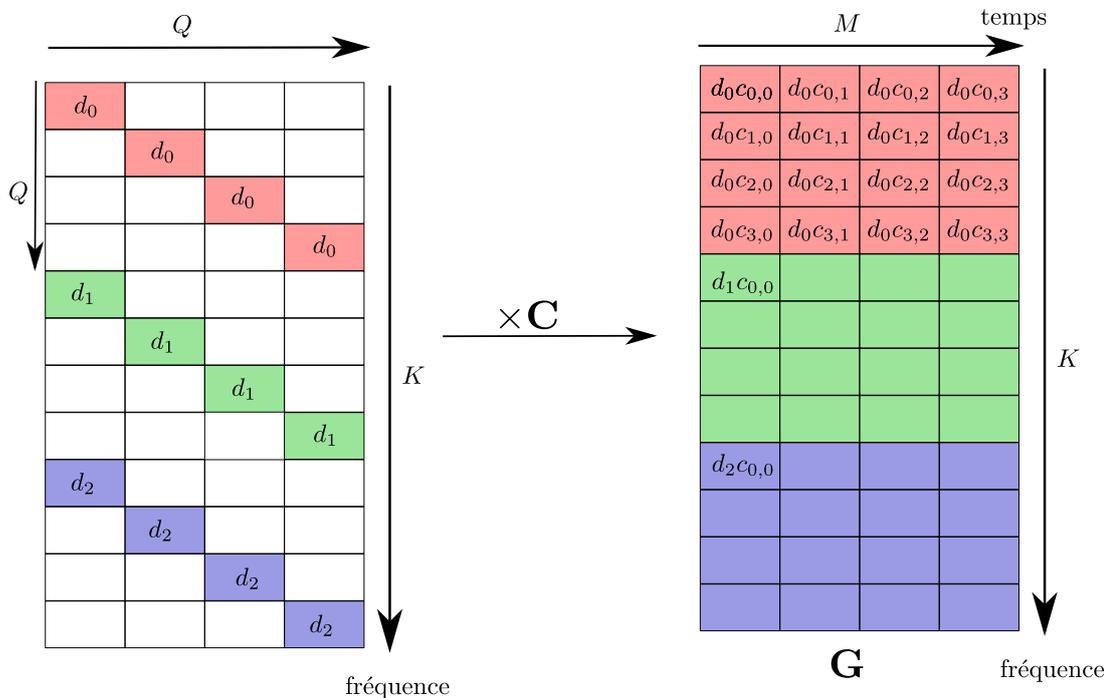


FIGURE 3.7 – Représentation graphique de l'étalement 2D

### Entrelacement en fréquence

L'entrelacement en fréquence consiste ici à maximiser la distance entre deux chips provenant d'un même symbole QPSK. Si on reprend la figure 3.7 et la matrice de l'équation

(3.5), il suffit d'alterner les lignes.

$$\mathbf{G}' = \begin{matrix} & \xrightarrow{M} \\ \downarrow K & \left( \begin{array}{cccc} d_0c_{0,0} & d_0c_{0,1} & d_0c_{0,2} & d_0c_{0,3} \\ d_1c_{0,0} & d_1c_{0,1} & d_1c_{0,2} & d_1c_{0,3} \\ d_2c_{0,0} & d_2c_{0,1} & d_2c_{0,2} & d_2c_{0,3} \\ d_0c_{1,0} & d_0c_{1,1} & d_0c_{1,2} & d_0c_{1,3} \\ d_1c_{1,0} & d_1c_{1,1} & d_1c_{1,2} & d_1c_{1,3} \\ d_2c_{1,0} & d_2c_{1,1} & d_2c_{1,2} & d_2c_{1,3} \\ d_0c_{2,0} & d_0c_{2,1} & d_0c_{2,2} & d_0c_{2,3} \\ d_1c_{2,0} & d_1c_{2,1} & d_1c_{2,2} & d_1c_{2,3} \\ d_2c_{2,0} & d_2c_{2,1} & d_2c_{2,2} & d_2c_{2,3} \\ d_0c_{3,0} & d_0c_{3,1} & d_0c_{3,2} & d_0c_{3,3} \\ d_1c_{3,0} & d_1c_{3,1} & d_1c_{3,2} & d_1c_{3,3} \\ d_2c_{3,0} & d_2c_{3,1} & d_2c_{3,2} & d_2c_{3,3} \end{array} \right) \end{matrix} \quad (3.6)$$

La figure 3.8 présente graphiquement le résultat. Sur cette figure, on constate que l'écart fréquentiel entre deux chips d'un même symbole QPSK est de  $\frac{K}{Q}$ . Cela signifie que si le facteur d'étalement en fréquence devient trop grand, l'écart entre deux chips est réduit ce qui peut avoir un impact sur l'exploitation de la diversité fréquentielle. Dans ce cas, on pourrait s'attendre à avoir des gains moindres à partir d'un certain facteur d'étalement en fréquence (seuil dépendant de la bande de cohérence du canal).

### Généralisation pour Q et M quelconque

Dans l'exemple précédent, la construction d'un signal MC-SS-2D a été présentée. La description qui suit généralise l'expression de MC-SS-2D pour Q et M quelconque. De plus, contrairement à l'exemple précédent où seulement 1 seul symbole MC-SS-2D était généré, la présentation qui suit considère un nombre quelconque de symboles MC-SS-2D.

Après les 3 étapes nécessaires à l'étalement et l'entrelacement, on obtient la matrice générale **E** suivante :

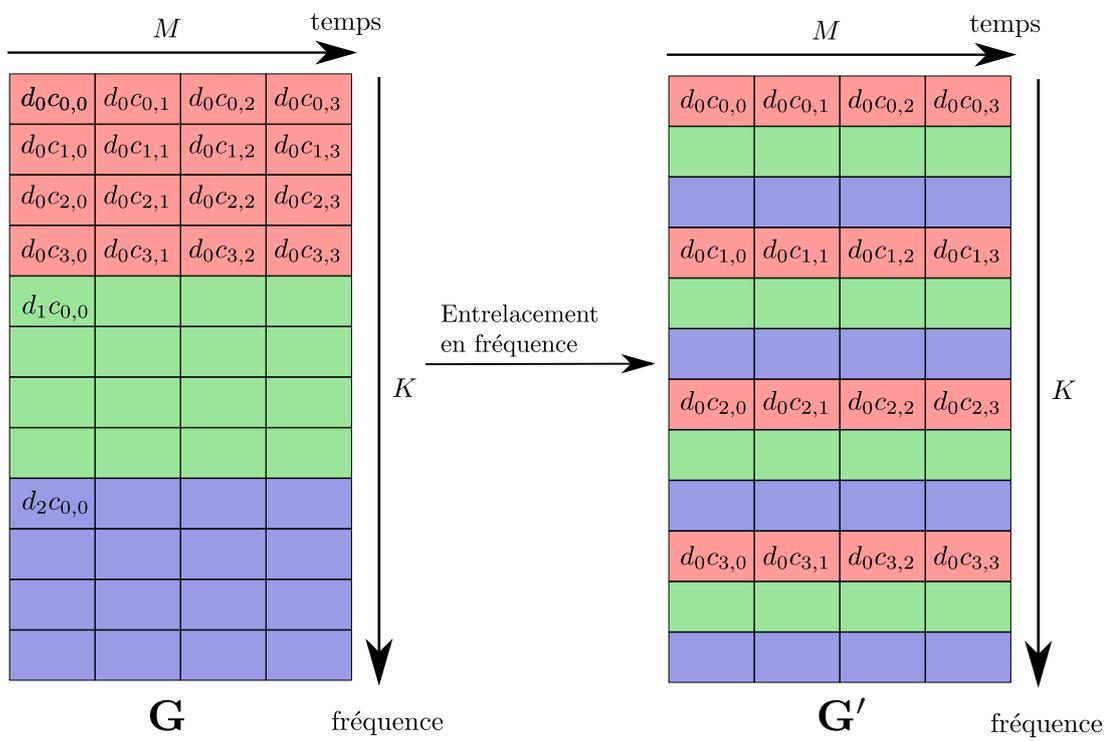


FIGURE 3.8 – Entrelacement en fréquence

$$\mathbf{E} = \begin{matrix} & & & \xrightarrow{N} & & & \\ & & & & & & \\ \downarrow & \left( \begin{array}{ccccccc} d_0c_0 & \dots & d_0c_{M-1} & \vdots & d_Ic_0 & \dots & d_Ic_{M-1} & \dots \\ d_1c_0 & & d_1c_{M-1} & \vdots & d_{I+1}c_0 & & d_{I+1}c_{M-1} & \dots \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \dots \\ d_{I-1}c_0 & & d_{I-1}c_{M-1} & \vdots & d_{2I-1}c_0 & & d_{2I-1}c_{M-1} & \dots \\ d_0c_M & & d_0c_{2M-1} & \vdots & d_Ic_{M+1} & & d_Ic_{2M-1} & \dots \\ d_1c_M & & d_1c_{2M-1} & \vdots & d_{I+1}c_{M+1} & & d_{I+1}c_{2M-1} & \dots \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \dots \\ d_{I-1}c_M & & d_{I-1}c_{2M-1} & \vdots & d_{2I-1}c_{M+1} & & d_{2I-1}c_{2M-1} & \dots \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \dots \\ d_0c_{(Q-1)M} & & d_0c_{QM-1} & \vdots & d_Ic_{(Q-1)M} & & d_Ic_{QM-1} & \dots \\ d_1c_{(Q-1)M} & & d_1c_{QM-1} & \vdots & d_{I+1}c_{(Q-1)M} & & d_{I+1}c_{QM-1} & \dots \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \dots \\ d_{I-1}c_{(Q-1)M} & \dots & d_{I-1}c_{QM-1} & \vdots & d_{2I-1}c_{(Q-1)M} & \dots & d_{2I-1}c_{QM-1} & \dots \end{array} \right) & \\ & & & & & & & \end{matrix} \quad (3.7)$$

La matrice  $\mathbf{E}$  représente plusieurs symboles MC-SS-2D, c'est-à-dire  $\frac{N}{M}$  fois la matrice  $\mathbf{G}'$ . Elle correspond à l'envoi de  $\frac{N}{M}$  vecteurs de  $I$  symboles QPSK. Les différents symboles MC-SS-2D sont séparés par des barres verticales rouges dans la représentation ci-dessus. Comme on peut le constater dans la matrice  $\mathbf{E}$  de taille  $K \times N$  ci-dessus ( $K$  est le nombre de sous-porteuses et  $N$  est le nombre de symboles OFDM et un multiple de  $M$ ), les symboles  $\mathbf{d}$  ont été entrelacés en fréquence. En effet,  $d_i$  n'est pas présent sur  $Q$  sous-porteuses adjacentes mais plutôt toutes les  $I = \frac{K}{Q}$  sous-porteuses. L'entrelacement est ajouté pour renforcer la diversité fréquentielle.

On remarque aussi qu'il n'y a pas d'entrelacement en temps. L'ajout d'un entrelacement en temps pourrait être intéressant pour la diversité temporelle mais ce dernier ajouterait un délai/retard important en réception (en plus du retard imposé par le canal et du délai créé par l'étalement temporel).

La matrice temps/fréquence  $\mathbf{E}$  est celle obtenue avant l'IFFT (inverse fast fourier transform) et l'ajout du CP. On peut l'écrire sous la forme suivante :

$$e_{k,n} = d_{(k\%I)+I \lfloor \frac{n}{M} \rfloor} c_{\lfloor \frac{k}{I} \rfloor M + (n\%M)} \quad (3.8)$$

où  $k = 0, \dots, K - 1$  représente l'indice de la sous-porteuse,  $n = 0, \dots, N - 1$  l'indice du symbole OFDM,  $\lfloor \cdot \rfloor$  est l'opérateur partie entière,  $\%$  est l'opérateur modulo. On notera également que la case en haut, à gauche de la matrice correspond à  $e_{0,0}$ .

### Recevoir un symbole MC-SS-2D

La réception est un peu plus compliquée. En effet, si le modem doit attendre  $M$  symboles OFDM pour finir le désétalement, il doit réaliser l'estimation et l'égalisation du canal à chaque symbole OFDM reçu. Ainsi, le désétalement doit être réalisé en deux étapes : le désétalement en fréquence à chaque symbole OFDM reçu et le désétalement en temps tous les  $M$  symboles OFDM reçus.

La figure 3.9 représente le fonctionnement général du récepteur. Comme on le voit sur cette figure, on commence par réaliser la FFT. Ensuite, on multiplie chaque sous-porteuse par le conjugué du code correspondant. Sur la figure 3.9, on multiplie donc chaque sous-porteuse par  $c_{qM+m}^*$  avec  $q = 0, \dots, Q - 1$  qui varie en fonction de la sous-porteuse considérée et  $m = n\%M$  qui varie à chaque symbole OFDM. Les sous-porteuses sont ensuite égalisées. Plusieurs méthodes d'égalisation sont possibles. Elles sont précisées dans la partie 3.5. Afin de pouvoir désétaler les sous-porteuses en fréquence, il faut d'abord les remettre dans l'ordre en réalisant le désentrelacement en fréquence.

Puis, les sous-porteuses sont sommées par paquets de  $Q$  (correspondant à l'étalement fréquentiel). On récupère ainsi les symboles QPSK égalisés et désétalés en fréquence.

Pour finir la réception, il est nécessaire de désétaler les symboles dans le temps. Pour cela, on accumule le désétalement en fréquence de  $M$  réceptions successives dans un buffer. Enfin, pour réaliser le désétalement dans le temps, il suffit de sommer les symboles reçus temporellement. Sur ces symboles une décision est finalement prise pour récupérer les bits.

#### Description mathématique du signal reçu

En prenant en compte le canal et le bruit, après la FFT, on peut représenter le signal reçu  $y$  de la manière suivante :

$$y_{k,n} = d_{(k\%I)+I \lfloor \frac{n}{M} \rfloor} c_{\lfloor \frac{k}{I} \rfloor M + (n\%M)} \check{h}_{k,n} + w_{k,n} \quad (3.9)$$

avec :

- $\check{h}_{k,n}$  est le coefficient du canal affectant la sous-porteuse  $k$  du symbole OFDM  $n$
- $w_{k,n}$  est un bruit

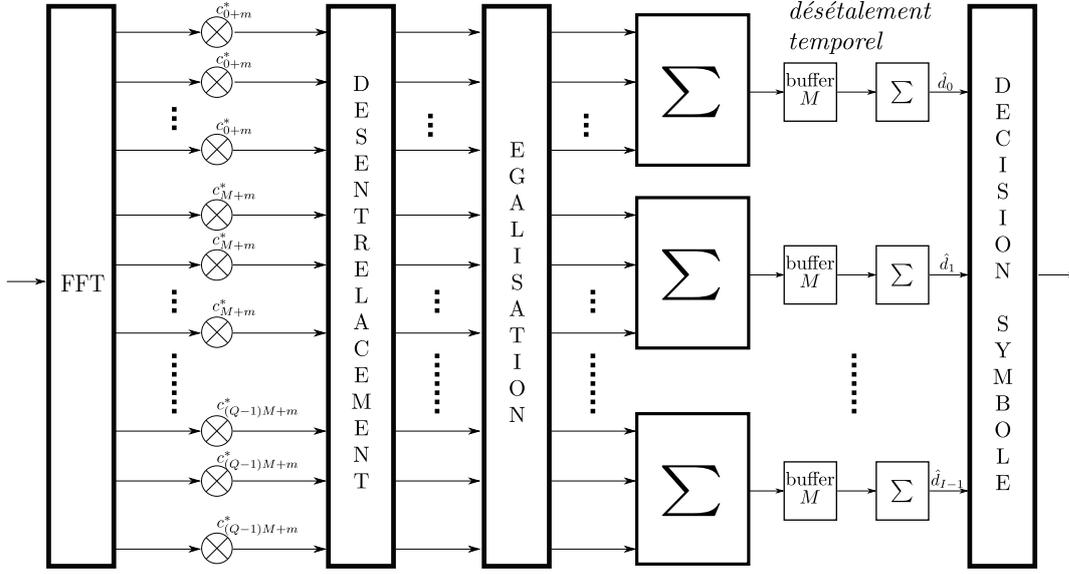


FIGURE 3.9 – Récepteur MC-SS avec étalement à 2 dimensions

On peut proposer une écriture matricielle du signal reçu. Pour cela, on va réexprimer  $y$  pour faire apparaître les  $d_i$ . On a :

$$y_{qI+(i\%I), \lfloor \frac{i}{I} \rfloor M+m} = d_i c_{qM+m} \check{h}_{qI+(i\%I), \lfloor \frac{i}{I} \rfloor M+m} + w_{qI+(i\%I), \lfloor \frac{i}{I} \rfloor M+m} \quad (3.10)$$

avec :

- $q$  allant de 0 à  $Q - 1$
- $m$  allant de 0 à  $M - 1$

Après avoir multiplié chaque élément de  $y$  par le chip conjugué correspondant  $c_{qM+m}^*$ , on peut écrire :

$$\mathbf{X}_i = d_i \check{\mathbf{H}}_i + \mathbf{Z}_i \quad (3.11)$$

avec  $\check{\mathbf{H}}_i$  et  $\mathbf{Z}_i$  des matrices de taille  $Q \times M$ . Pour obtenir une matrice  $\check{\mathbf{H}}_i$ , il faut reprendre la formule  $\check{h}_{qI+(i\%I), \lfloor \frac{i}{I} \rfloor M+m}$  et faire varier  $q$  de 0 à  $Q - 1$  et  $m$  de 0 à  $M - 1$  sans faire varier  $i$  ( $q$  et  $m$  représentant donc les indices de la matrice  $\check{\mathbf{H}}_i$  obtenue).

$\mathbf{Z}_i$  est une matrice de bruit multipliée par le conjugué du code d'étalement.

Pour obtenir les  $d_i$ , il faudra estimer  $\check{\mathbf{H}}_i$

### 3.4.2 Cas particulier : étalement uniquement en fréquence ou en temps

#### Etalement uniquement en fréquence

En reprenant le modem MC-SS-2D, on peut obtenir le modem avec étalement uniquement en fréquence. Pour cela, on pose  $M = 1$ .

Dans ce cas-là, la matrice  $\mathbf{C}$  devient un vecteur colonne de taille  $Q$ .

$$\mathbf{c} = \begin{pmatrix} c_0 \\ c_1 \\ \vdots \\ c_q \\ \vdots \\ c_{(Q-1)M} \end{pmatrix}$$

L'illustration de l'émetteur pour le modem avec étalement à 2 dimensions ne change pas. La réception est similaire à celle du modem MC-SS avec l'étalement en 2 dimensions. On enlève juste la partie désétalement temporel.

#### Etalement uniquement en temps

En reprenant le cas de MC-SS avec étalement en 2 dimensions, on peut obtenir le modem avec étalement uniquement en fréquence. Pour cela, on pose  $Q = 1$ . Ainsi, la matrice  $\mathbf{C}$  devient un vecteur ligne  $\mathbf{c}$  de taille  $M$ .

$$\mathbf{c} = (c_0 \ c_1 \ \dots \ c_m \ \dots \ c_{M-1})$$

Pour la partie émission, la répétition des symboles QPSK  $\mathbf{d}$  n'est plus nécessaire. Ainsi, on a  $I = K$ . Pour l'étalement, on multiplie donc un vecteur colonne contenant  $K$  symboles QPSK différents par le vecteur ligne  $\mathbf{c}$  de taille  $1 \times M$ .

Pour la réception, on se contente de reprendre celle du MC-SS avec étalement en 2 dimensions en enlevant le désentrelacement et le désétalement fréquentiel. Ainsi, le récepteur correspondant est représenté avec la figure 3.11.

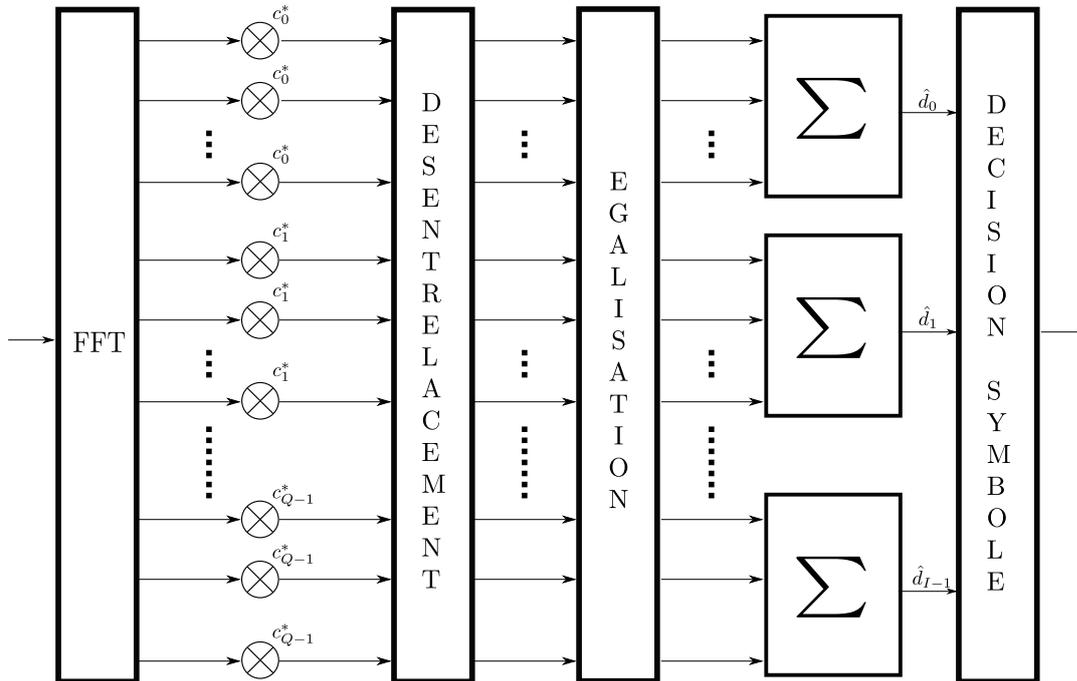


FIGURE 3.10 – Récepteur MC-SS avec étalement en fréquence

### 3.5 Estimation et égalisation du canal en MC-SS

Il y a plusieurs méthodes pour estimer le canal avec un modem MC-SS. Pour certaines méthodes, on positionne des pilotes sur certaines sous-porteuses. Les pilotes peuvent-être répartis en temps et en fréquence sans étalement comme montré dans [59] ou [60]. D'autres méthodes étalent les pilotes sur chaque symbole OFDM comme présenté dans l'article [61].

Dans cette partie, on va présenter différentes méthodes d'estimation et choisir celle qui correspond le mieux à l'application visée.

#### 3.5.1 Estimation avec des pilotes sur sous-porteuses réservées

La première méthode d'estimation consiste à répartir régulièrement les pilotes en fréquence et en temps. Plusieurs répartitions sont possibles pour les pilotes. Quelques-unes de ces dispositions sont présentées sur la figure 3.12. Cette répartition se fait en fonction de la cohérence temporelle et fréquentielle du canal.

Dans la configuration (a) de la figure 3.12, les pilotes sont répartis en temps. En effet, tous les  $\Delta_n$ , un symbole OFDM ne contenant que des pilotes est envoyé. Il est utilisé pour

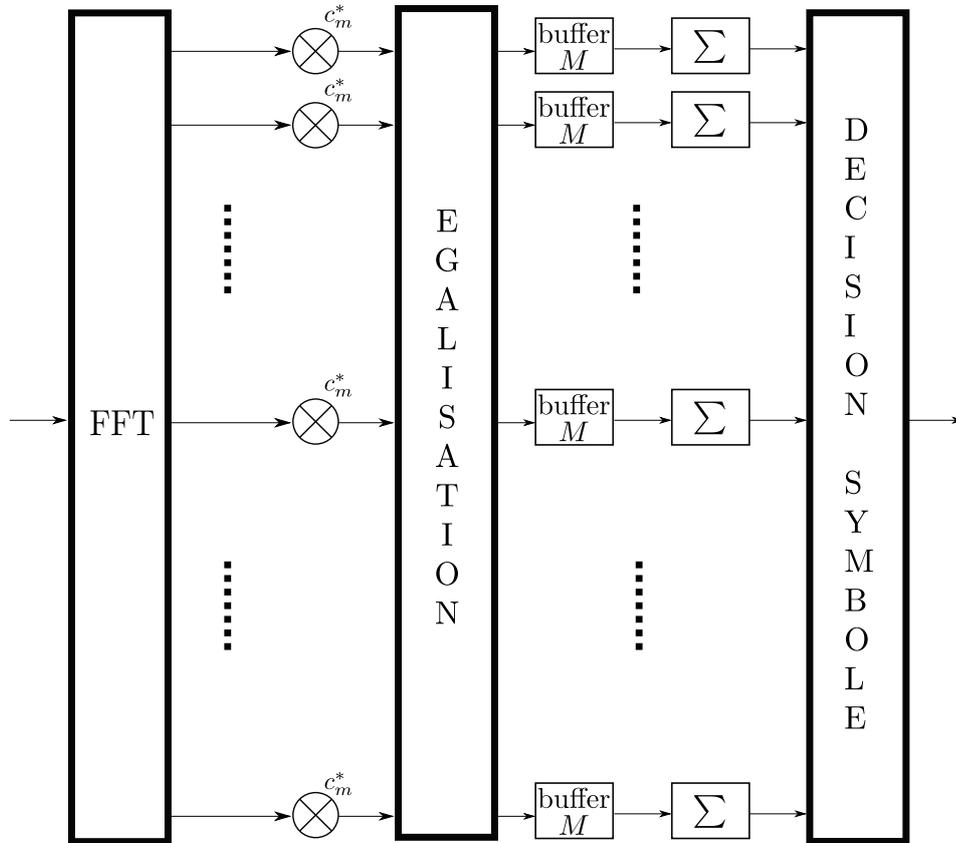


FIGURE 3.11 – Récepteur MC-SS avec étalement en temps

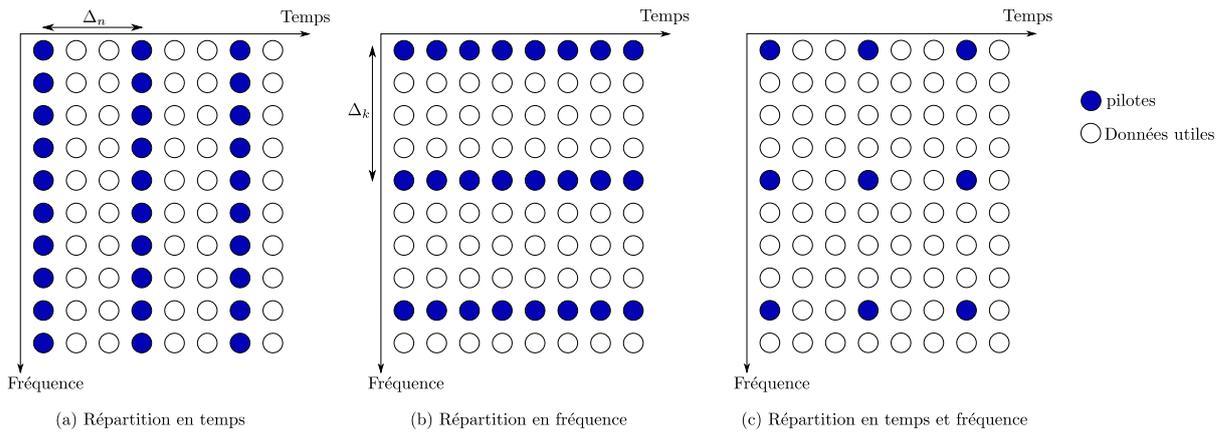


FIGURE 3.12 – Répartition des pilotes en temps et/ou fréquences [13]

estimer le canal sur la totalité de la bande passante. On considère que le canal ne change pas pendant  $\Delta_n$ . Pour cela, il faut vérifier que :

$$\Delta_n T_{OFDM} \leq \frac{T_{coh}}{2} \quad (3.12)$$

avec  $T_{coh}$  le temps de cohérence du canal et  $T_{OFDM}$  la durée d'un symbole OFDM.

Cette disposition des pilotes est très intéressante lorsque la bande de cohérence du canal est très faible puisque l'on connaît la réponse fréquentielle du canal sur chaque sous-porteuse.

Dans la configuration (b) de la figure 3.12, les pilotes sont répartis en fréquence. Certaines sous-porteuses vont être réservées pour les pilotes. On a donc des pilotes sur chaque symbole OFDM transmis ce qui permet de mettre à jour l'estimation du canal à chaque symbole OFDM reçu. Ici on considère que le canal ne change pas entre 2 sous-porteuses pilotes soit :

$$\Delta_k \delta_f \leq \frac{B_{coh}}{2} \quad (3.13)$$

avec  $\delta_f$  l'écart fréquentiel entre deux sous-porteuses et  $B_{coh}$  la bande de cohérence du canal. Cette disposition est intéressante pour un canal qui varie rapidement dans le temps puisque le canal est estimé à chaque instant. Enfin, dans la configuration (c) de la figure 3.12, les pilotes sont répartis régulièrement en temps et en fréquence. Il faut dans ce cas que les deux conditions évoquées précédemment soient vérifiées. Ce schéma de pilotes permet de minimiser le nombre de pilotes et ainsi de maximiser le débit utile. Une fois le canal estimé pour les pilotes, on étend l'estimation aux données utiles par interpolation.

La difficulté de cette méthode réside dans la répartition des pilotes. En effet, si l'on a trop de pilotes, alors on réduit fortement le débit utile. Au contraire, si on n'a pas assez de pilotes, on est incapable de suivre la vitesse de variation du canal. Il est à notre connaissance très difficile de prévoir la cohérence exacte du canal et de s'y adapter en temps réel. On utilise donc des valeurs usuelles pour la cohérence du canal. À notre connaissance, cette méthode semble la plus présente de la littérature.

### 3.5.2 Estimation avec des pilotes étalés et ajoutés aux données

Une autre méthode, consiste à étaler les pilotes et à les ajouter aux données envoyées.

Pour cela, on commence par créer un code d'étalement  $\mathbf{C}'$  orthogonal au code d'étalement  $\mathbf{C}$ . Ce nouveau code sera utilisé pour étaler les pilotes  $\mathbf{p} = [p_0, \dots, p_{I-1}]$ , ce qui donne l'émetteur de la figure 3.13.

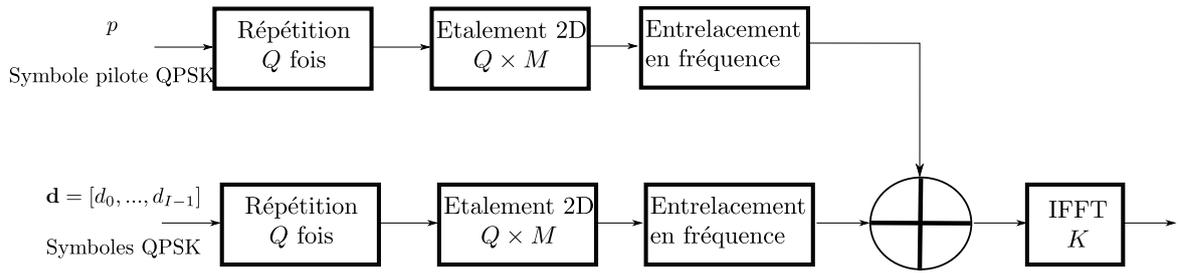


FIGURE 3.13 – Émetteur MC-SS avec étalement à 2 dimensions avec pilotes additifs

Pour illustrer le processus de création d'un symbole MC-SS-2D avec cette méthode d'estimation, on peut réutiliser l'exemple de la section 3.4.1 et notamment le résultat de la figure 3.8. Après entrelacement, les deux matrices sont additionnées comme montré dans la figure 3.14.

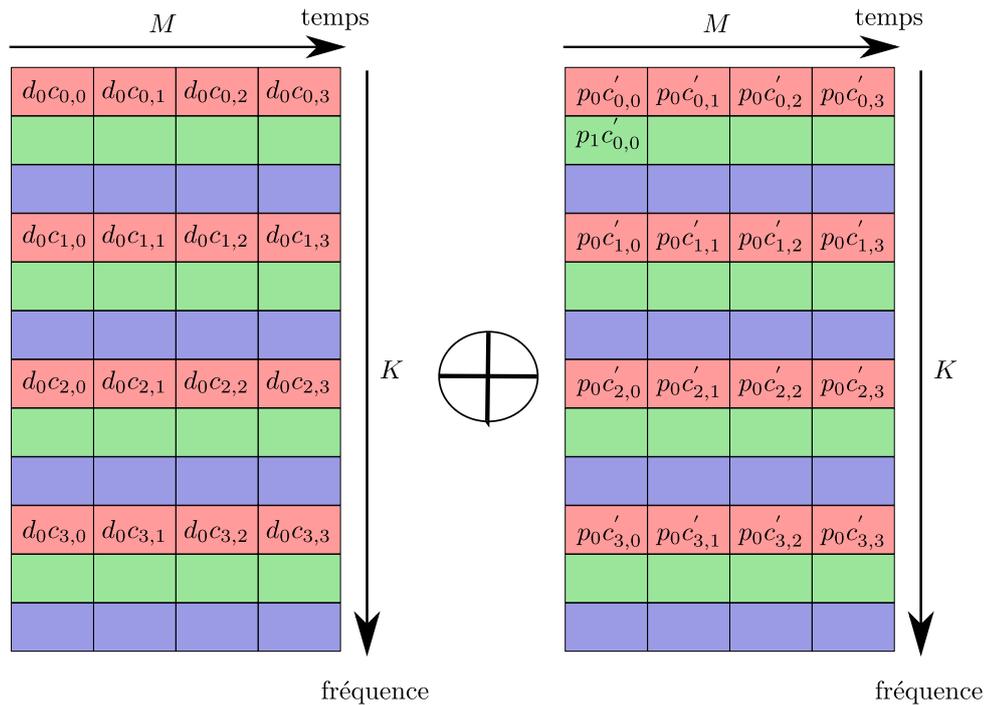


FIGURE 3.14 – Exemple : Ajout des pilotes aux données

Si on reprend l'émetteur avec étalement en 2 dimensions, cela signifie que l'équation (3.8) devient :

$$e_{k,n} = d_{(k\%I)+I \lfloor \frac{n}{M} \rfloor} c_{\lfloor \frac{k}{I} \rfloor M+(n\%M)} + p c'_{\lfloor \frac{k}{I} \rfloor M+(n\%M)} \quad (3.14)$$

avec  $p$  un pilote QPSK. Ici, pour l'exemple, il est constant.

Au niveau de la réception, avant d'appliquer un des modems vu précédemment, on commence par réaliser l'estimation du canal grâce aux pilotes étalés comme montré sur la figure 3.15.

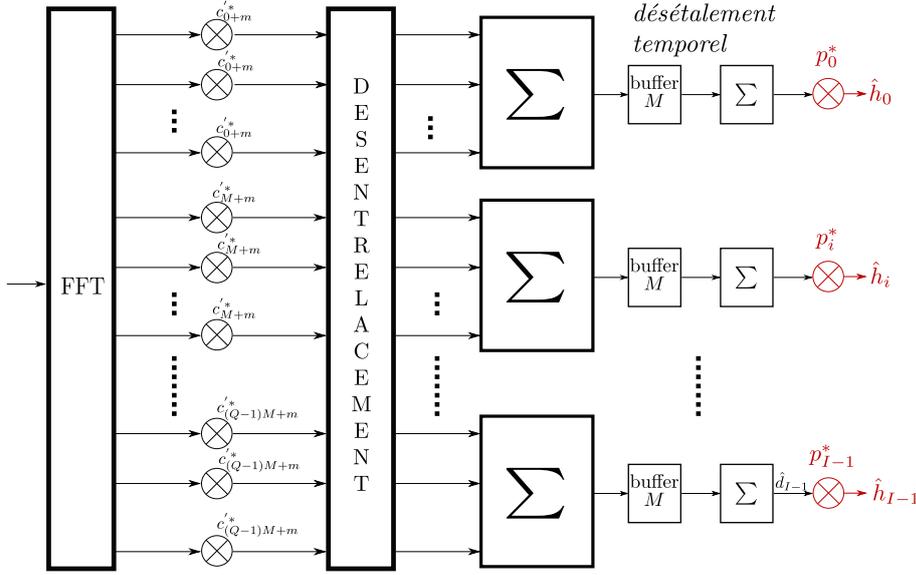


FIGURE 3.15 – Estimation du canal pour un modem MC-SS avec étalement à 2 dimensions avec pilotes additifs

Pour cela, on va d'abord désétalement les symboles pilotes afin de les séparer des données. Si on reprend l'équation (3.10), on a reçu avec les pilotes :

$$y_{qI+(i\%I), \lfloor \frac{i}{I} \rfloor M+m} = (d_i c_{qM+m} + p c'_{qM+m}) \check{h}_{qI+(i\%I), \lfloor \frac{i}{I} \rfloor M+m} + w_{qI+(i\%I), \lfloor \frac{i}{I} \rfloor M+m} \quad (3.15)$$

En multipliant par le conjugué des  $c'_{qM+m}$  et en réalisant la somme, on obtient :

$$p \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{q=0}^{Q-1} \check{h}_{qI+(i\%I), \lfloor \frac{i}{I} \rfloor M+m} + \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{q=0}^{Q-1} w_{qI+(i\%I), \lfloor \frac{i}{I} \rfloor M+m} c'_{qM+m} \quad (3.16)$$

Ici, en divisant par  $p$  et en considérant la somme du bruit proche de 0, on va pouvoir estimer un coefficient représentant la contribution du canal sur l'ensemble de la zone

d'étalement :

$$\hat{h}_{sum} = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{q=0}^{Q-1} \check{h}_{qI+(i\%I), \lfloor \frac{i}{I} \rfloor M+m} \quad (3.17)$$

Pour l'égalisation, on désétale le signal reçu avec le conjugué du code d'étalement  $\mathbf{C}$  afin d'enlever les pilotes et garder les données utiles. Une fois les données utiles désétalées, on vient multiplier par le coefficient conjugué du canal estimé à savoir  $\hat{h}_{sum}^*$ . Dans ce modèle, le coefficient estimé bénéficie du gain d'étalement. Cependant, pour un canal de Rayleigh (comme ceux utilisés à la section 4.2) on peut montrer que cette méthode d'estimation fait perdre le gain de diversité (voir annexe A.3). Comme on peut le voir dans l'annexe A, cette perte de diversité entraîne de moins bonnes performances par rapport aux autres méthodes.

### 3.5.3 Estimation avec des pilotes étalés comme un symbole de donnée

Enfin, les pilotes peuvent aussi être étalés comme dans l'article [61] où un symbole de donnée du vecteur  $\mathbf{d}$  est utilisé comme pilote. Le récepteur MC-SS avec étalement 2D correspondant est représenté sur la figure 3.16.

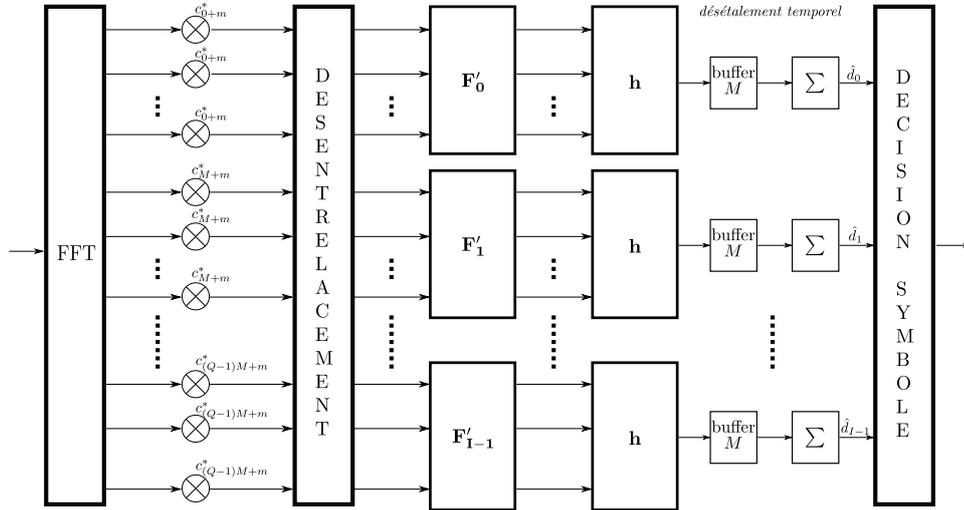


FIGURE 3.16 – Récepteur MC-SS avec étalement 2D

Dans l'article [61], comme on peut le voir sur la figure 3.16, on repasse en temps avec une matrice  $\mathbf{F}'_i$  qui correspond à une partie de la matrice IFFT. Soit  $\mathbf{F}$  la matrice de

transformée de Fourier discrète de taille  $K \times K$ . Une matrice  $\mathbf{F}_i$  est une matrice de taille  $Q \times Q$  où on a pris les  $Q$  lignes correspondant au symbole  $d_i$  et les  $Q$  premières colonnes.

On a alors :

$$\mathbf{F}'_i = (\mathbf{F}_i)^\dagger \quad (3.18)$$

avec  $\dagger$  l'opérateur transposé et conjugué. Ainsi, on peut repasser les éléments  $\mathbf{X}_i$  de l'équation (3.11) dans le domaine temporel :

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{i,n} &= \frac{1}{Q} \mathbf{F}'_i [\mathbf{X}_i]_{.,m} \\ &= d_i \mathbf{h}_n + \mathbf{z}_i \end{aligned} \quad (3.19)$$

avec  $[\mathbf{X}_i]_{.,m}$  désignant la  $m^{\text{ième}}$  ligne de la matrice  $\mathbf{X}_i$ ,  $\mathbf{h}_n$  les coefficients du canal dans le temps et  $\mathbf{z}_i$  un vecteur de bruit.

Pour estimer le canal, on va remplacer un des symboles de données  $d_i$  par un pilote qui sera donc étalé. En prenant le premier symbole soit  $d_0$  comme pilote, on a :

$$\hat{\mathbf{h}}_n = d_0^* \mathbf{u}_{0,n} \quad (3.20)$$

Une fois le canal estimé, ce dernier peut être égalisé de la manière suivante :

$$\hat{d}_i = \hat{\mathbf{h}}_n^* \mathbf{u}_{i,n} \quad (3.21)$$

Plusieurs points importants sont à noter concernant la réponse impulsionnelle  $\mathbf{h}_n$  du canal estimé. Tout d'abord elle est identique quelque soit le symbole  $d_i$  concerné du symbole OFDM  $n$  ( $n = 0, \dots, N - 1$ ). De plus, avec cette méthode, la taille de la réponse impulsionnelle estimée est inférieure ou égale au facteur d'étalement  $Q$ . En effet, s'il était nécessaire d'avoir plus de  $Q$  coefficients pour représenter correctement le canal, alors le taux d'erreur augmenterait fortement. Enfin, cette méthode nécessite un étalement en fréquence suffisant pour fonctionner et limite le degré de liberté dans le choix de ce dernier. Il va de soit qu'elle n'est applicable que si le modem utilisé possède un étalement en fréquence.

### 3.5.4 Choix de la méthode d'estimation

Les 3 méthodes d'estimation précédentes ont été testées en simulation. Les simulations sont détaillées dans l'annexe A.

La méthode étalant et ajoutant les pilotes aux données (voir section 3.5.2) présente les pires performances et n'a donc pas été retenue. Les deux autres méthodes avaient des performances identiques. La méthode étalant les pilotes comme des symboles de données (détaillé dans la section 3.5.3) est plus simple à configurer (on a besoin de connaître uniquement la longueur de la réponse impulsionnelle du canal) mais impose une contrainte sur le facteur d'étalement en fréquence. La méthode utilisant des pilotes répartis sur des sous-porteuses dédiées (présentée à la section 3.5.1) nécessite de connaître à la fois l'étalement Doppler et l'étalement temporel du canal pour fonctionner. Cependant, elle n'a aucun impact sur l'étalement et sa répartition en temps et fréquence. Ainsi, puisqu'un des objectifs du modem est d'être flexible, la méthode utilisant des pilotes répartis sur des sous-porteuses dédiées a été retenue.

## 3.6 Estimation et compensation du Doppler

Dans la littérature, on trouve plusieurs méthodes pour estimer et compenser le Doppler ([4], [10], [11]). La méthode la plus couramment utilisée consiste à insérer un pilote LFM avant et après le signal à transmettre [10]. Les signaux LFM ont l'avantage d'être très résistants au Doppler et seront donc plus faciles à exploiter. Comme vu précédemment, en ASM, le Doppler crée une compression/dilatation temporelle. Ainsi, pour estimer le Doppler, cette méthode détecte les 2 symboles LFM et mesure la durée entre eux. En comparant cette durée mesurée à la durée attendue du signal reçu, on peut en déduire le facteur de compression temporelle et donc le facteur Doppler.

Une autre méthode estime et suit le Doppler en mesurant la différence entre des estimations consécutives du délai du canal [11]. Contrairement à la première méthode, elle ne nécessite pas de synchronisation.

La méthode choisie pour notre modem utilise un signal pilote pour réaliser simultanément la détection du signal, la synchronisation et l'estimation du Doppler. Cette méthode a fait l'objet de deux publications durant cette thèse : [4] et [5].

Cette méthode a plusieurs avantages. Premièrement, elle permet de réaliser 3 fonctions essentielles de la réception simultanément. De plus, contrairement à la référence [10], on a pas besoin d'attendre d'avoir reçu le signal dans sa totalité pour commencer à décoder les informations. Enfin, on a un contrôle direct sur la précision de l'estimation Doppler en changeant la taille du signal pilote. Plus le signal pilote est grand, plus la détection, la synchronisation et l'estimation Doppler seront efficaces.

Un fois le Doppler estimé, ce dernier peut-être compensé en ré-échantillonnant le signal.

### Estimation du Doppler

En communication ASM, l'effet Doppler se traduit par une compression ou dilatation temporelle du signal.

$$D_p = 1 - \frac{v}{c} \quad (3.22)$$

Ainsi, si on envoie le signal OFDM suivant :

$$s_0(t) = \exp(j2\pi f_0 t) \sum_{n=0}^{K-1} d_k^{(n)} \exp(j2\pi n \delta_f t) g(t) \quad (3.23)$$

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

$$s_0(t, D_p) = \exp(j2\pi f_0 t D_p) \sum_{n=0}^{K-1} d_k^{(n)} \exp(j2\pi n \delta_f t D_p) g(t D_p) \quad (3.24)$$

On considère ici que la transmission est affectée par un effet Doppler dominant lié à la vitesse relative entre l'émetteur et le récepteur [4].

Cette distorsion temporelle doit être estimée. Pour cela, en réception, on utilise un banc de filtres. Chaque filtre est une version comprimée/dilatée d'un signal pilote ( $s_0(t, D_{p,m})$ ) et a pour but de détecter un Doppler  $D_{p,m}$  particulier. Le banc de filtres est donc constitué d'un ensemble de  $M$  filtres couvrant la plage Doppler souhaitée.

Les filtres créés sont des filtres adaptés à  $s_0(t, D_p)$ .

$$b_{s_0}(t, D_p) = s_0^*(-t, D_p) \quad (3.25)$$

Le banc de filtres, utilisé au début de la chaîne de réception (voir Fig. 3.2 ), est corrélé au signal reçu :

En sortie de chaque filtre, on a plusieurs résultats de corrélation et on cherche le maximum :

$$\max |R(t, D_{p,m})| \quad (3.26)$$

Une matrice résultant de la corrélation est représentée dans la figure 3.18.

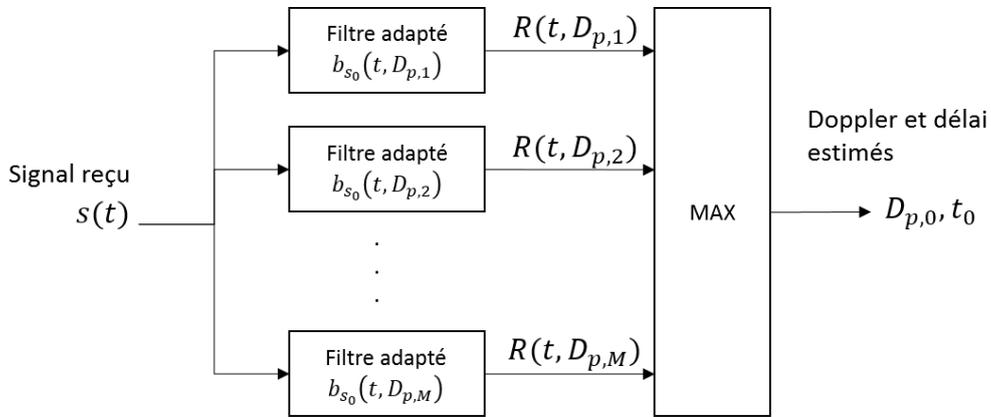


FIGURE 3.17 – Application du banc de filtres

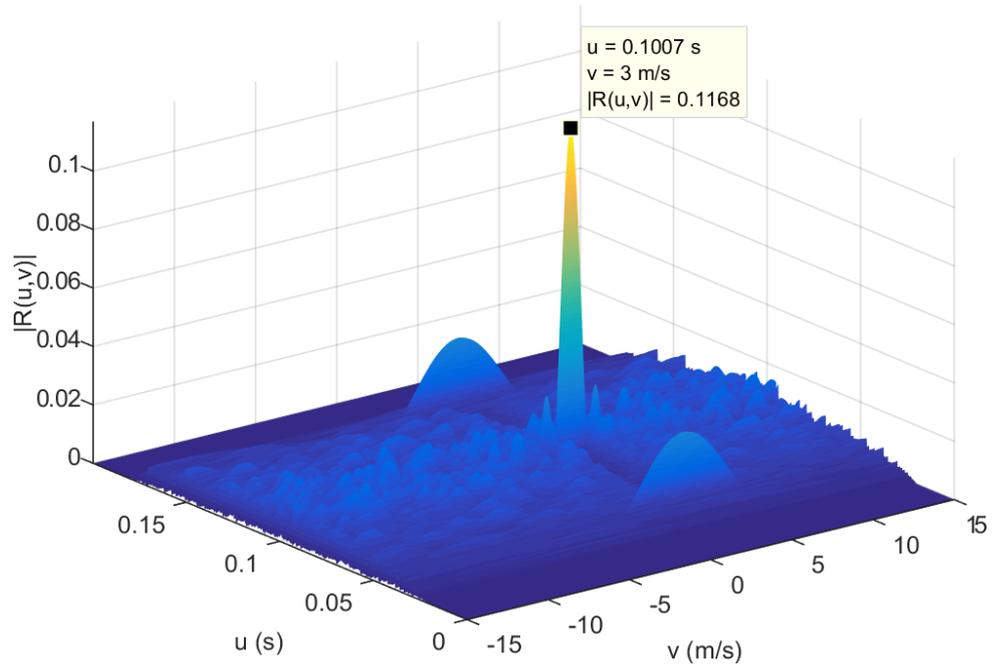


FIGURE 3.18 – Sortie simulée du banc de filtres (Bande 16-20 kHz,  $v_0 = 3m.s^{-1}$ ,  $u_0 = 0.1s$ ), canal avec un bruit additif blanc gaussien

On peut constater un maximum pour un Doppler correspondant à  $v = 3m.s^{-1}$ . Cela signifie que le Doppler estimé est de  $3m.s^{-1}$ . Ce pic de corrélation peut aussi être utilisé pour détecter le signal et faire la synchronisation.

### Détection CA-CFAR

Pour la détection, on utilise la méthode CA-CFAR (cell-averaging constant false alarm rate) [62] sur le filtre ayant donné la valeur maximale.

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 le CA-CFAR sur cette sortie, un seuil de détection est déterminé. Il suffit donc de comparer ce seuil avec 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  $S_{s,1}$  et  $S_{s,2}$ . La méthode CA-CFAR définit le seuil de la manière suivante :

$$S_{s,1} = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M |R_{U-G-n}|^2 \quad (3.27)$$

$$S_{s,2} = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M |R_{U+G+n}|^2 \quad (3.28)$$

$$S_s = \frac{S_{s,1} + S_{s,2}}{2} \quad (3.29)$$

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 [63]. Si le maximum est supérieur au seuil, alors une trame est détectée.

Comme le montre la figure 3.19, 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 permet d'éviter les fausses détections en cas de RSB faible. C'est ce seuil variable qui rend intéressant l'utilisation de CA-CFAR en ASM plutôt qu'une autre méthode.

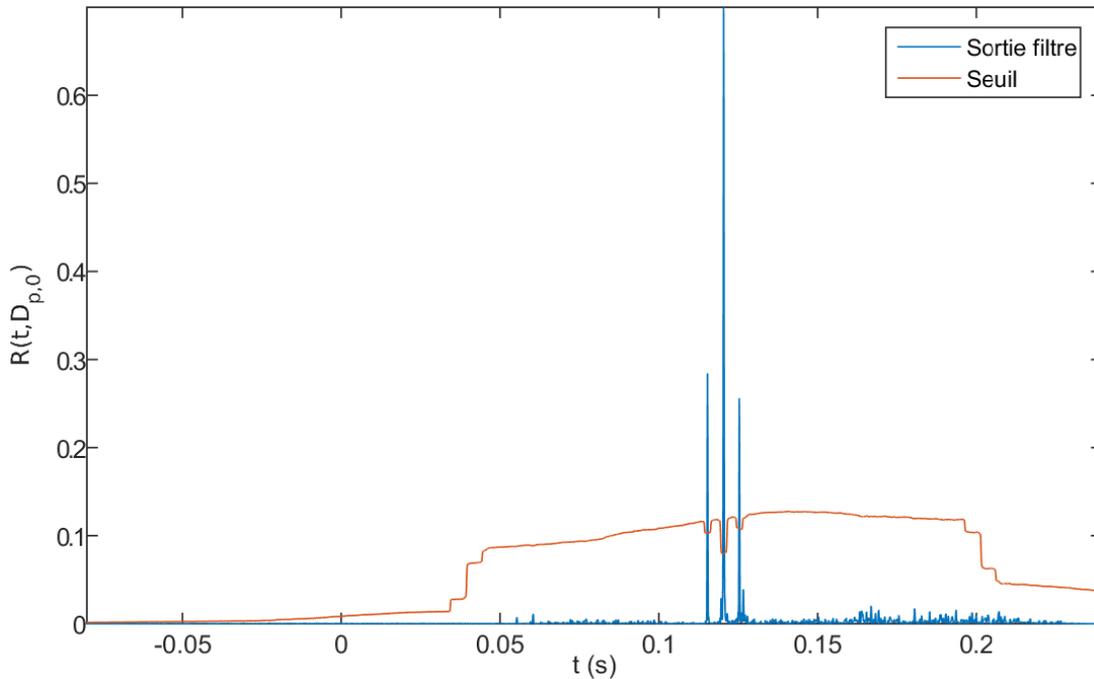


FIGURE 3.19 – Calcul du CA-CFAR en sortie d'un filtre adapté

### 3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la conception d'un modem ASM pour le relais AIS.

Les chaînes d'émission et de réception ont été présentées. Ces chaînes contiennent les différentes fonctions nécessaires pour créer un signal adapté au canal ASM.

Ce chapitre met l'accent sur le choix de la forme d'onde : MC-SS-2D. Cette forme d'onde combine OFDM et étalement. Le canal ASM étant à la fois sélectif en temps et en fréquence, l'étalement est réalisé en fréquence et en temps pour essayer de profiter au mieux de la diversité. L'étalement de taille variable permet de répondre efficacement aux besoins de l'application. En effet, en augmentant le facteur d'étalement, on peut atteindre de plus grandes distances de transmission (ce qui diminue le débit).

On a donc une forme d'onde flexible capable de transmettre à un taux d'erreur faible en s'adaptant aux conditions du canal. Cette forme d'onde couplée à l'application envisagée a fait l'objet de deux publications en conférence [2], [3].

En plus de la forme d'onde MC-SS-2D, deux éléments essentiels du modem sont présentés. Tout d'abord, plusieurs méthodes pour estimer le canal sont présentées. Chaque

méthode possède ses avantages et inconvénients. Ces méthodes sont comparées dans l'annexe A. La méthode utilisant des pilotes non-étales répartis en temps et en fréquence sur des sous-porteuses dédiées a été retenue (présentée dans la section 3.5.1).

Enfin, une méthode pour simultanément détecter le signal, le synchroniser et estimer le Doppler est présentée. Cette méthode utilise un signal pilote en début de trame. Ce signal corrélé à un banc de filtres permet de réaliser les étapes mentionnées. En fonction de la taille du signal pilote, on peut faire varier la précision de la méthode.

Cette méthode est donc choisie pour sa robustesse, le fait qu'elle réalise les 3 étapes mentionnées simultanément et le fait qu'elle ne rajoute pas de délai en réception. Cette méthode a fait l'objet de deux publications en conférence ([4], [5]).

# ANALYSER LES PERFORMANCES DU MODEM MC-SS-2D

---

## 4.1 Introduction

L'objectif du modem est d'être flexible et robuste pour réaliser des transmissions à différentes portées en mer. Idéalement les performances du modem devraient être testées en mer. Cependant, faire des expériences en mer est très coûteux et complexe (mobilisation de personnes, déploiement de navires, autorisations militaires). Donc, avant de déployer la solution en mer, il est nécessaire de vérifier le bon fonctionnement du modem. Pour cela, plusieurs types de tests sont menés en cours de développement.

Tout d'abord, des simulations permettant de mesurer les performances du modem dans un environnement contrôlé et reproductible sont réalisées. Ces simulations présentent plusieurs avantages. Elles sont simples à mettre en place. Contrairement aux expériences, elles peuvent être facilement réalisées sur des ensembles de données larges (plusieurs millions de bits) ce qui permet d'avoir des résultats statistiquement fiables. De plus, ces simulations permettent de comparer les performances de plusieurs systèmes dans les mêmes conditions.

Cependant, des différences majeures persistent entre simulation et réalité. Par exemple, certains problèmes que l'on peut rencontrer dans un cas réel ne sont généralement pas pris en compte lors de simulations :

- Panne de matériel
- Décalage entre les fréquences des oscillateurs de l'émetteur et du récepteur
- Perturbations ponctuelles (créés par le passage d'un navire par exemple)

De plus, la plupart des canaux théoriques utilisés en simulation ne sont pas représentatifs d'un canal réel, surtout en ASM où il n'existe pas de modèle de canal unanimement accepté par la communauté scientifique. Afin de faire des tests sur des canaux représentatifs, on peut utiliser un benchmark comme celui de Watermark. Il utilise des canaux enregistrés

en mer et nous permet de rejouer en simulation la réponse temps/délai de ces canaux sur n'importe quel signal. Ce benchmark sera utilisé pour estimer les performances de MC-SS sur des canaux réalistes.

Même si le benchmark Watermark fournit des canaux réalistes, il est important d'avoir plusieurs expériences pour valider le bon fonctionnement du modem avec du matériel acoustique. Ainsi, avant de transmettre en mer, des tests préalables sont réalisés en laboratoire. Pour cela, on dispose d'une bassine d'eau et de transmetteurs acoustiques. Les tests en bassine permettent de vérifier le bon fonctionnement du modem avec du matériel acoustique et fournissent un cadre particulier pour la transmission. En effet, les transmissions en bassine présentent beaucoup de réflexions fortes du fait de la taille de la bassine et des parois qui réfléchissent les ondes.

Ainsi, pour chaque changement majeur (modification d'une partie du modem ou ajout de fonctionnalité), le modem est testé selon la procédure suivante :

- Simulation sur canal de Rayleigh
- Simulation à partir du benchmark Watermark
- Expérimentations en bassine

Les tests sont réalisés du plus simple au plus complexe. Lorsque le modem a atteint un stade de développement suffisant et qu'il a passé les tests cités précédemment avec succès, alors des tests en mer peuvent être envisagés.

Dans ce chapitre, les résultats sur canal de Rayleigh, sur les canaux réalistes de Watermark ainsi que ceux des expériences en bassine sont analysés. Enfin, il a été possible au cours de cette thèse de réaliser des transmissions en mer sur la plateforme LMAIR (laboratoire marin d'acoustique et d'imagerie de la rade). Ces transmissions sont analysées dans la section 4.5.

## 4.2 Analyse de MC-SS-2D sur canal de Rayleigh

La simulation sur canal de Rayleigh multitrajets va nous permettre de tester le modem sous plusieurs aspects. Premièrement, il est possible de dériver le taux d'erreur binaire théorique du modem sur ce type de canal. On possède donc un outil permettant de vérifier le bon fonctionnement du modem. De plus, cette simulation fournit un environnement stable et maîtrisé permettant de tester et comparer des modems sur un grand nombre de bits. Cette section va dans un premier temps décrire le canal utilisé puis revenir sur les performances théoriques du modem MC-SS sur ce canal avant de terminer par les

performances mesurées du modem.

### 4.2.1 Présentation du canal de Rayleigh utilisé

Un canal peut être décrit par sa réponse impulsionnelle.

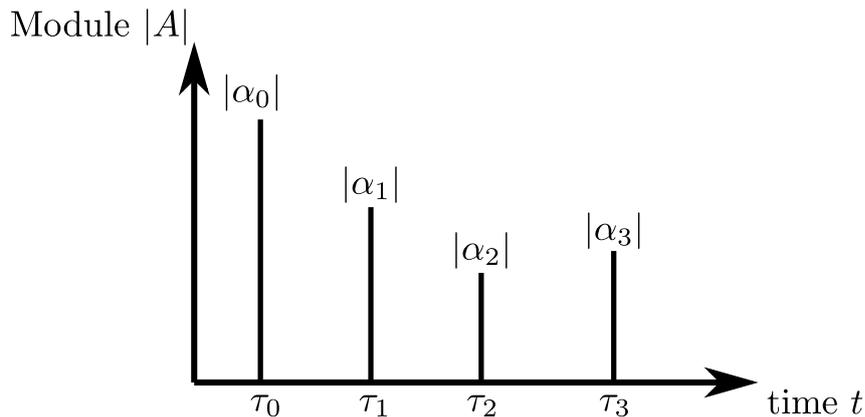


FIGURE 4.1 – Profil d'amplitude moyenne d'un canal à 4 trajets

La figure 4.1 représente le profil d'amplitude moyenne d'un canal à plusieurs trajets. Comme on peut le voir sur cette figure, le canal représenté ici a 4 trajets. Chaque trajet est défini par un coefficient complexe  $\alpha_u$  et un délai  $\tau_u$ . Si le canal ne varie pas dans le temps, alors on peut écrire :

$$h(\tau) = \sum_{u=0}^{U-1} \alpha_u \delta\tau_u \quad (4.1)$$

où  $U$  représente le nombre de trajets.

Cependant, il n'est pas réaliste de considérer un canal statique. Les coefficients d'évanouissement  $\alpha$  varient dans le temps. Si le canal varie dans le temps, on peut le décrire de la manière suivante :

$$h(t, \tau) = \sum_{u=0}^{U-1} \alpha_u(t) \delta(t - \tau_u(t)) \quad (4.2)$$

Dans cette équation, chaque trajet est défini par un coefficient complexe et un délai qui varient tous les deux dans le temps. Cependant, ce modèle ne peut pas être appliqué tel quel dans une simulation. En effet, deux difficultés apparaissent :

- Comment gérer la variation en temps du canal car une simulation ne fonctionne pas en temps continu mais en temps discret
- Comment générer les coefficients complexes des différents trajets

Lors de ces simulations, le canal utilisé est un canal de Rayleigh multitrajets en "block fading". Il est donc important de définir le concept de "block fading" ainsi que le canal de Rayleigh. Le "block fading" va permettre de répondre à la question concernant la variation temporelle du canal. Le terme Rayleigh va nous permettre de définir la distribution des coefficients complexes.

Block fading indique la manière dont le canal évolue dans le temps. Lorsqu'un canal est généré en "block fading", cela signifie que la transmission est divisée en blocs et que chaque bloc est affecté par une réponse impulsionnelle indépendante des autres blocs. En d'autres termes, pour chaque bloc, on génère une réponse impulsionnelle du canal qui va agir comme un filtre sur le bloc. Cette réponse ne varie pas pendant la durée du bloc. Dans les simulations présentées, un bloc correspond à la durée d'un symbole OFDM (une colonne dans la figure 3.8 de la section 3.4). Ainsi, si on revient à l'équation (4.2), on peut maintenant remplacer la composante temps  $t$  en l'échantillonnant au rythme symbole OFDM.

Le terme Rayleigh indique quant à lui la distribution de l'enveloppe des échantillons complexes du canal généré. Cela signifie que le module de chaque trajet suit une distribution de Rayleigh. Il existe plusieurs méthodes pour générer un canal avec des coefficients complexes dont le module suit une distribution de Rayleigh. Une méthode consiste à utiliser des variables aléatoires suivant une loi normale. Ainsi, si on a :

$$\alpha = X + jY \tag{4.3}$$

où  $\alpha$  est une variable aléatoire complexe avec  $X$  et  $Y$  des variables aléatoires indépendantes suivant une loi normale  $\mathcal{N}(0, \sigma^2)$ , alors  $|\alpha|$  suit une loi de rayleigh  $\mathcal{R}(\sigma)$ .

Donc, pour résumer, le canal utilisé possède  $U$  trajets. Chaque trajet est défini par un coefficient complexe dont le module suit une loi de Rayleigh. Pour cela, chaque trajet correspond à la somme de deux variables aléatoires indépendantes (une réelle et une imaginaire) suivant une loi normale. Pour chaque symbole OFDM, un nouveau tirage du canal est réalisé, c'est-à-dire que chaque coefficient complexe est à nouveau généré avec des variables aléatoires indépendantes des tirages précédents.

## 4.2.2 Performances théoriques sur le canal de Rayleigh

Pour pouvoir analyser les simulations du modem sur ce canal, il faut dans un premier temps déterminer le taux d'erreur binaire théorique qui nous servira de borne de référence pour les simulations. Pour cela, on émet plusieurs hypothèses afin de simplifier les calculs :

- Le canal considéré est celui décrit dans la partie précédente où les coefficients complexes affectant le signal en temps/fréquences sont tous indépendants deux à deux
- La taille de la réponse impulsionnelle est inférieure à la taille du préfixe cyclique (il n'y a donc pas d'interférence inter-symbole)
- Le canal est considéré connu
- Le signal transmis est une version simplifiée où le code d'étalement n'est qu'une simple répétition et il n'y a pas de pilote

Avec ces hypothèses, à la fin de la réception, les symboles QPSK reçus peuvent s'écrire :

$$\hat{d}_i = \sum_{\ell=0}^{L-1} d_i |h_\ell|^2 + w_\ell h_\ell^* \quad (4.4)$$

Pour déterminer la probabilité d'erreur, il faut tout d'abord évaluer le RSB de  $\hat{d}_i$  en prenant en compte l'impact du canal.

De plus, on remarque que  $\frac{\sigma_d^2}{\sigma_w^2} = \frac{mE_b}{N_0}$  avec  $m = \log_2(4)$  pour une QPSK. Ainsi :

$$RSB = \gamma = \sum_{\ell=0}^{L-1} |h_{\ell,n}|^2 \frac{\sigma_d^2}{\sigma_w^2} \quad (4.5)$$

La probabilité d'erreur est [64] :

$$Pe = \int_0^\infty \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) p(\gamma) d\gamma \quad (4.6)$$

Sur une même sous-porteuse,  $|h|$  a une distribution de Rayleigh. On a donc :

$$\begin{aligned}
 h &= X + jY \\
 |h| &= \sqrt{X^2 + Y^2} \\
 |h|^2 &= X^2 + Y^2 \\
 \sum_{\ell=0}^{L-1} |h_\ell|^2 &= \sum_{\ell=0}^{L-1} X_\ell^2 + \sum_{\ell=0}^{L-1} Y_\ell^2
 \end{aligned} \tag{4.7}$$

Comme  $X_\ell$  et  $Y_\ell$  sont des variables gaussiennes indépendantes deux à deux, on en déduit que  $\sum_{\ell=0}^{L-1} |h_\ell|^2$  et donc le RSB suivent une distribution chi-square avec  $2L$  degrés de liberté.

Dans la référence [64], on trouve pour une telle distribution la probabilité d'erreur suivante :

$$Pe = \left[ \frac{1}{2} \left( 1 - \sqrt{\frac{\gamma}{1+\gamma}} \right) \right]^L \sum_{\ell=0}^{L-1} \binom{L-1+\ell}{\ell} \left[ \frac{1}{2} \left( 1 + \sqrt{\frac{\gamma}{1+\gamma}} \right) \right]^\ell \tag{4.8}$$

### 4.2.3 Performances du modem sur le canal de Rayleigh

Pour les simulations, le modem est testé avec 2 facteurs d'étalements différents :  $L = 8$  et  $L = 32$  mais plusieurs répartitions sont testées. On aura donc des modems qui étalement uniquement en temps (MC-SS-1DT), des modems qui étalement uniquement en fréquence (MC-SS-1DF) et des modems qui étalement dans les deux dimensions (MC-SS-2D). Dans tous les cas, la probabilité d'erreur théorique reste identique à celle indiquée dans la section précédente si la diversité est exploitée parfaitement.

La figure 4.2 donne les performances de divers modems MC-SS. Tous les modems utilisent le même facteur d'étalement, à savoir 8. Sur cette figure, le canal est considéré connu. Également, deux bornes théoriques en pointillés bleus sont présentes, une borne supérieure représentant le taux d'erreur théorique sur un canal de Rayleigh s'il n'y a pas de diversité et une borne théorique inférieure représentant ce même taux d'erreur mais en utilisant une diversité égale au facteur d'étalement. La borne inférieure est décrite dans la section précédente. La borne supérieure est équivalente au taux d'erreur d'une modulation QPSK :

$$Pe_{QPSK} = \frac{1}{2} \left( 1 - \sqrt{\frac{\gamma}{1+\gamma}} \right) \tag{4.9}$$

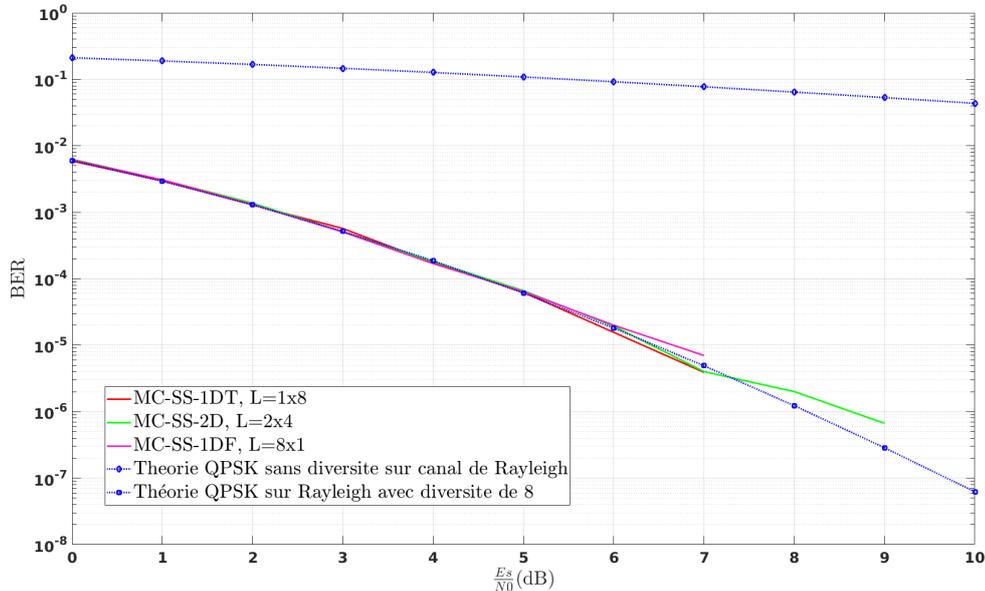


FIGURE 4.2 – BER en fonction du RSB sur un canal de Rayleigh (canal considéré connu)

avec  $\gamma = \frac{2E_b}{N_0}$ ,  $E_b$  l'énergie d'un bit et  $N_0$  la densité spectrale de puissance du bruit.

Sur la figure 4.2, on constate que les performances des modems sont proches de la borne théorique inférieure quelle que soit la répartition de l'étalement. Cela signifie qu'avec ces modems, si le canal est connu, la diversité sur un canal de Rayleigh est utilisée à son maximum. Enfin, on peut également remarquer sur cette figure que les 3 répartitions de l'étalement (en fréquence et/ou en temps) permettent d'atteindre des performances similaires ce qui signifie que sur cette simulation, les 3 modems exploitent tous la diversité avec le même niveau de performances. Ici, la diversité en temps est forcément respectée par construction du canal ("block fading" Rayleigh). La diversité en fréquence quant à elle est respectée grâce à l'entrelacement des porteuses en fréquence. Cependant, le facteur d'étalement en fréquence impacte directement l'entrelacement des sous-porteuses. En effet, plus ce dernier est grand, plus l'écart entre deux sous-porteuses ayant le même symbole QPSK étalé est faible. Ainsi, si cet écart devient inférieur à la cohérence fréquentielle, alors, la diversité fréquentielle ne sera plus maximale. C'est ce que l'on observe sur la figure 4.3.

Sur cette figure, le facteur d'étalement a été augmenté à 32. On constate que le modem utilisant uniquement l'étalement en fréquence présente des performances plus mauvaises que les autres distributions de l'étalement. Le modem avec étalement en temps,

par construction du canal ("block fading"), aura toujours une diversité maximale. Dès que l'étalement en fréquence est supérieure ou égale à 8, on observe un taux d'erreurs binaires (BER) plus élevé.

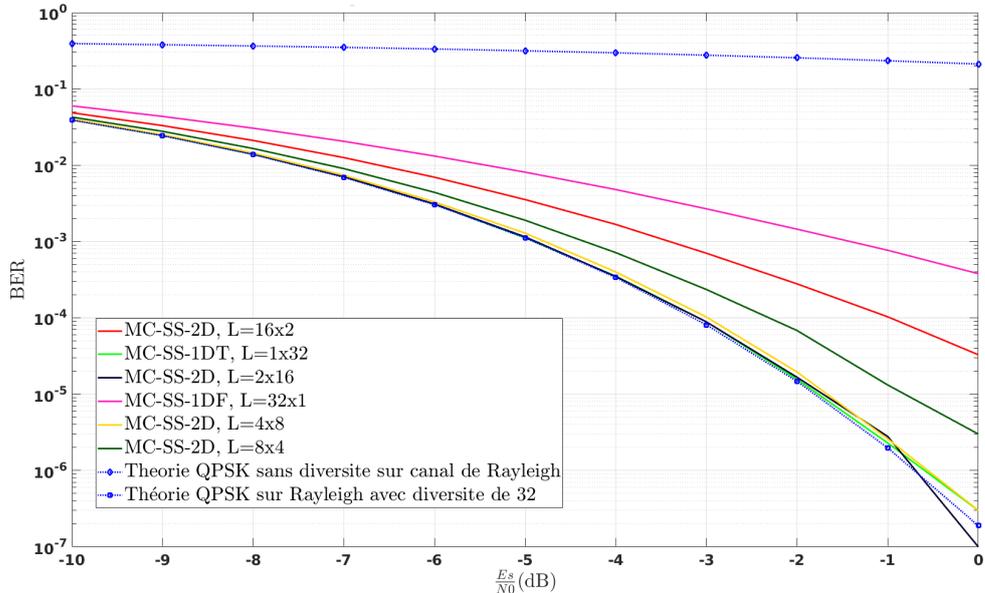


FIGURE 4.3 – BER en fonction du RSB sur un canal de Rayleigh avec un facteur d'étalement de 32 (canal considéré connu)

Dans le cas considéré (canal de Rayleigh en "block fading"), on constate que répartir l'étalement sur les deux dimensions permet de mieux exploiter la diversité qu'un étalement uniquement en fréquence. En effet, avec l'étalement en deux dimensions, le facteur d'étalement en fréquence est réduit ce qui permet à l'entrelaceur d'espacer plus efficacement les chips en fréquences. Ces simulations montrent la flexibilité du modem qui peut étaler en fréquence et/ou en temps pour exploiter au mieux la diversité temporelles et fréquentielles.

### 4.3 Simulations sur Watermark

Si le canal de Rayleigh fournit un environnement de test intéressant pour vérifier le fonctionnement du modem en le comparant à une borne théorique, il ne représente pas un cas réel. En effet, les canaux réels ne suivent pas forcément une distribution de Rayleigh. De plus, la variation temporelle est continue et non par bloc. Il est donc intéressant

de tester le modem sur des canaux plus réalistes pour avoir une idée des performances réelles. Cependant, il n'existe pas de modèle de canal ASM unanimement reconnu par la communauté scientifique.

Une solution consiste à sonder des canaux en mer et les rejouer sur des signaux en simulations. C'est ce que propose le benchmark Watermark [12] qui se base sur des canaux réels enregistrés en mer. De part son fonctionnement, on est certain d'avoir un canal proche de la réalité (pour un environnement donné). Avant de se pencher les performances du modem sur les canaux de Watermark, une présentation de ce benchmark s'impose afin de comprendre son fonctionnement, ses avantages et ses limites.

### 4.3.1 Présentation de Watermark

Watermark [12] est un outil de test pour les modems ASM qui se base sur le rejeu de canaux. Il a pour but de proposer une simulation du canal acoustique sous-marin la plus proche possible d'un canal réel. Pour cela, des enregistrements de canaux réels en mer sont utilisés. A partir de ces enregistrements, Watermark simule un canal dont la réponse en temps/fréquence est celle d'un canal enregistré en mer. Ainsi, cette approche permet de tester un modem sur un canal sélectif en temps et en fréquence proche d'un canal que l'on peut rencontrer en mer.

Plusieurs canaux sont disponibles dans Watermark. Il y a en effet des enregistrements réalisés :

- À Brest pour le canal de Watermark nommé BCH1
- En Norvège pour les canaux intitulés NOF1 et NCS1
- À Hawaii pour les canaux appelés KAU1 et KAU2

Plusieurs contraintes sont imposées par Watermark. Ainsi, on doit respecter la bande de fréquence utilisée pour l'enregistrement du canal voulu. Par exemple, la bande de fréquence disponible est de 10-18kHz pour NOF1 et NCS1 contre 32,5-37,5 kHz pour BCH1. Il faudra que la bande passante du signal émis soit comprise dans ces valeurs limitant ainsi le débit de transmission maximal sur ces canaux.

De plus, les enregistrements sont limités en temps ce qui donne une durée maximale pour le signal émis. Si l'on prend par exemple NOF1, il y a 60 enregistrements de 32,9 secondes (pour environ 33 minutes de canal enregistrées). Donc si l'on souhaite envoyer un signal sur ce canal, il faut que le signal généré ait une durée maximale de 32,9 secondes. Ce signal sera ensuite répété automatiquement par Watermark sur la totalité des 33 minutes. Enfin, les canaux de Watermark sont déterministes. Le canal enregistré sera rejoué tel

quel. Entre deux rejeux, seul un bruit blanc permettant de fixer le RSB variera. Ces limitations peuvent rapidement réduire la quantité d’information que l’on peut transmettre sur le canal de Watermark. Pour contourner ce problème, une solution consiste à créer plusieurs paquets faisant la taille d’un enregistrement (32,9 secondes pour NOF1) et d’envoyer chacun de ces paquets sur la totalité du canal afin d’avoir suffisamment de bits pour calculer un BER cohérent. D’autres caractéristiques différencient les canaux. Ainsi, NOF1 et NCS1 sont les deux seuls enregistrements faits en SISO (single input single output). BCH1 utilise 4 hydrophones en réception alors que KAU1 et KAU2 en utilisent 16. Il n’y a pas de MIMO disponible. Pour les tests en simulation, 2 canaux de Watermark seront utilisés : NOF1 et NCS1. Ces canaux disposent des enregistrements les plus long, à savoir 33 minutes contre 1 minute pour BCH1 et 33 secondes pour KAU1 et KAU2. De plus, la difficulté pour recevoir le signal sans erreur varie fortement entre ces deux canaux. NOF1 est un bon test initial car ses caractéristiques sont plutôt favorables à la transmission. Au contraire, il est difficile d’avoir une transmission sans erreur sur NCS1 surtout pour les réceptions cohérentes car le temps de cohérence de ce canal est très faible.

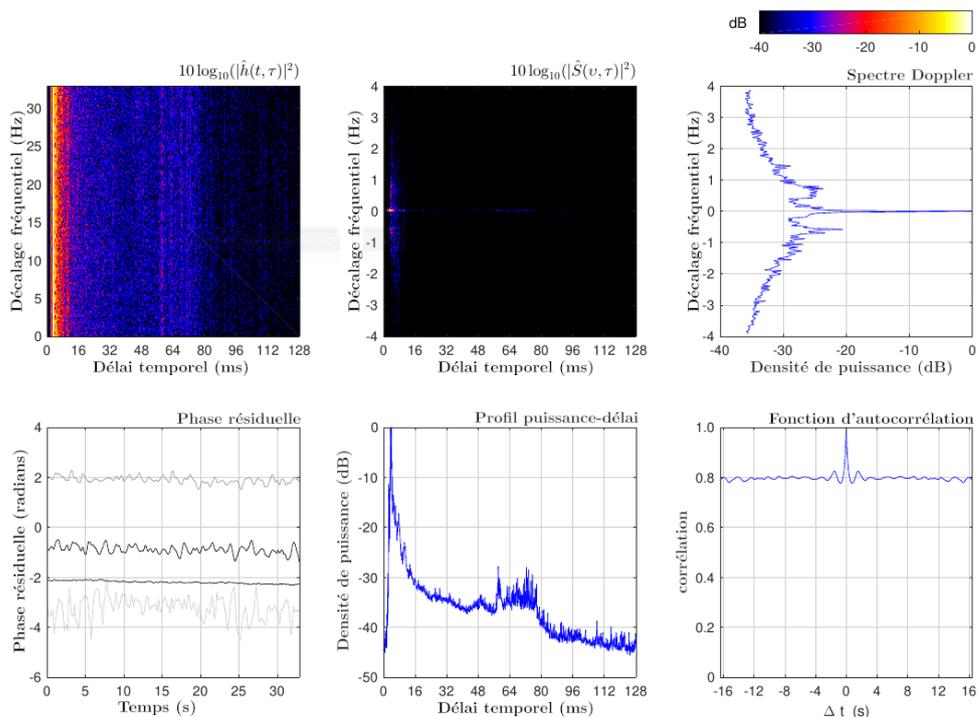


FIGURE 4.4 – Canal caractéristique de NOF1 [12]

Comme on peut le voir sur la réponse temps/décalage du canal présentée en haut à gauche de la figure 4.4 et sur le profil de puissance correspondant, le canal NOF1 possède un ensemble de trajets au début de la réponse impulsionnelle contenant la grande majorité de la puissance du signal. Il y a également un deuxième paquet de trajets autour de 60ms, mais leur puissance est beaucoup plus faible. De plus, l'étalement Doppler (que l'on observe sur le spectre Doppler en haut à droite) est assez faible ce qui signifie que la cohérence temporelle est plutôt grande et donc le canal varie doucement dans le temps. Dans l'ensemble, la transmission sur le canal NOF1 devrait être simple et on peut s'attendre à de bonnes performances. Ce canal est donc intéressant pour de premiers tests.

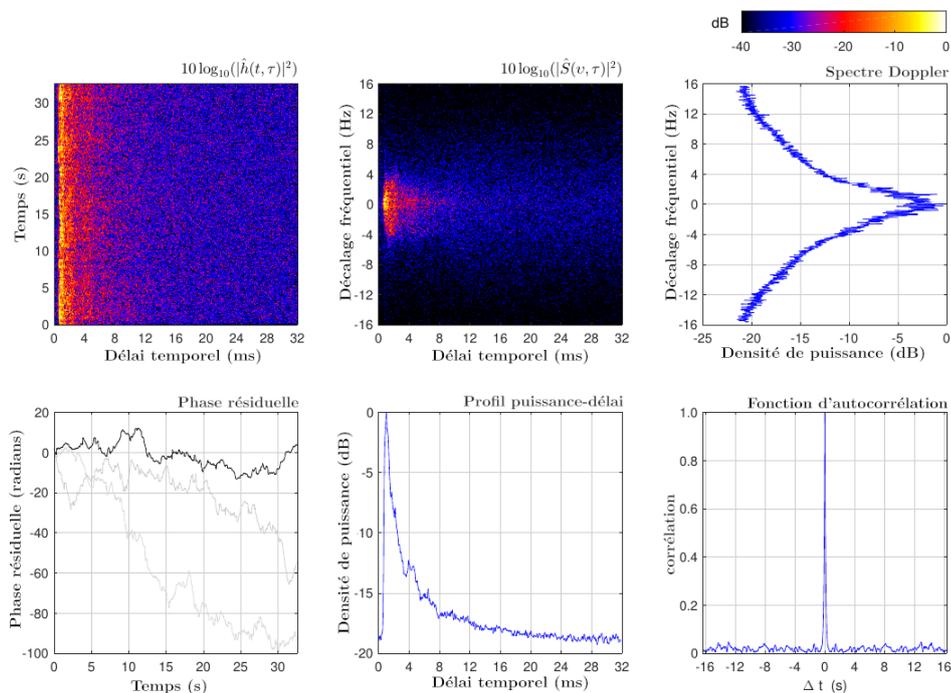


FIGURE 4.5 – Canal caractéristique de NCS1 [12]

Le profil de puissance du canal NCS1, visible sur la figure 4.5 est similaire à celui de NOF1 puisque l'ensemble des premiers trajets reçus contient la majorité de la puissance. Cependant, l'étalement Doppler est beaucoup plus large que celui de NOF1. Ainsi, contrairement à NOF1, les canaux de NCS1 varient vite dans le temps et la cohérence temporelle est beaucoup plus faible.

Ainsi, les modems cohérents rencontrent des difficultés pour transmettre sur ce canal. Par exemple, dans le rapport Watermark [12], une version beta de JANUS avait été testée et

les résultats montraient un taux d'erreur élevé. Ce canal peut donc être considéré comme un challenge pour la transmission acoustique.

### 4.3.2 Analyse du modem sur plusieurs canaux de Watermark

#### Canal NOF1

Les premiers tests réalisés utilisent le canal NOF1 du benchmark de Watermark. Il s'agit du canal présentant les meilleures conditions de transmissions et sur lequel on devrait observer les meilleurs performances.

Le matériel utilisé pour l'enregistrement des canaux impose la bande passante à utiliser. Dans le cadre de NOF1 et NCS1, cette bande passante va de 10kHz à 18kHz.

Ainsi, les paramètres utilisés pour le modem sont les suivants :

- 256 sous-porteuses
- Bande passante allant de 10,5kHz à 14,5kHz
- Préfixe cyclique de 16ms

La figure 4.6 présente les résultats obtenus par le modem MC-SS pour différentes configurations d'étalement. La méthode d'estimation utilisée est celle présentée dans la section 3.5.1. Afin d'éviter au maximum les problèmes pouvant être lié à l'estimation, une sous-porteuse sur deux contient un pilote.

Les résultats sur les canaux de Watermark sont présentés en fonction de  $\frac{E_s}{N_0}$ . Ainsi, on ne prend pas en compte la perte de puissance pouvant être liée à l'étalement ni la perte de débit liée aux pilotes (ceux nécessaires à l'estimation du canal et le signal pilote pour le filtre Doppler). Cela permet d'avoir le même bruit généré quelque soit le facteur d'étalement. Il faut cependant garder en tête que ces paramètres affectent le débit du modem.

Sur la figure 4.6, on constate globalement que le taux d'erreur diminue lorsque le facteur d'étalement augmente. Cependant, pour un même facteur d'étalement, les performances peuvent varier selon la répartition de l'étalement. En effet, comme expliqué plus tôt dans le manuscrit, le canal NOF1 a un étalement Doppler faible et donc le canal varie lentement. Cela signifie que l'étalement temporel est moins efficace. Ainsi, deux chips étalés en temps subiront approximativement la même atténuation complexe du canal. Il y a donc moins de diversité temporelle. La diversité fréquentielle est quant à elle préservée grâce à l'entrelacement des sous-porteuses.

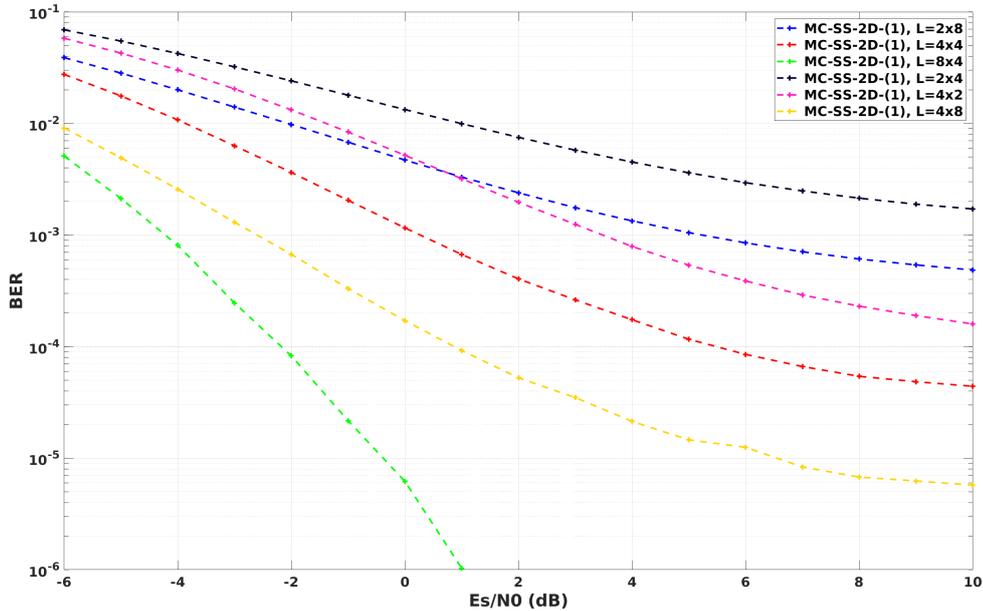


FIGURE 4.6 – Performances de MC-SS sur canal NOF1

### Canal NCS1

Sur la figure 4.7, on a les performances de modems MC-SS-2D utilisant divers facteurs d'étalement sur le canal NCS1. De la même manière que pour la figure 4.7, les performances s'améliorent lorsque le facteur d'étalement augmente. Sur ce canal, on peut remarquer que l'étalement dans le temps est favorisé. En effet, si on compare la courbe verte et la courbe bleue, on peut voir qu'elles ont le même facteur d'étalement total 64. Cependant, la courbe verte qui étale plus dans le temps donne de meilleurs performances. Comme précisé dans la partie précédente, le canal NCS1 a une cohérence temporelle faible. Il est quasiment indépendant d'un symbole OFDM à l'autre. Cela a deux impacts. Tout d'abord, pour transmettre sur ce canal, il faut l'estimer à chaque symbole OFDM. De plus, la diversité temporelle est très forte d'où les résultats observés. On peut donc en déduire qu'avec un étalement de 16 en fréquence, l'entrelacement des sous-porteuses n'est plus suffisamment grand pour assurer que la diversité fréquentielle soit correctement exploitée. Cela semble se confirmer si on regarde les résultats pour un facteur d'étalement de 32. En effet, les deux courbes ont un schéma d'étalement différent mais pourtant elles ont les mêmes taux d'erreur. On en conclut qu'avec un facteur d'étalement de 8, la diversité fréquentielle semble être bien exploitée d'où les résultats pour la courbe avec un facteur d'étalement de 8 en temps et en fréquence.

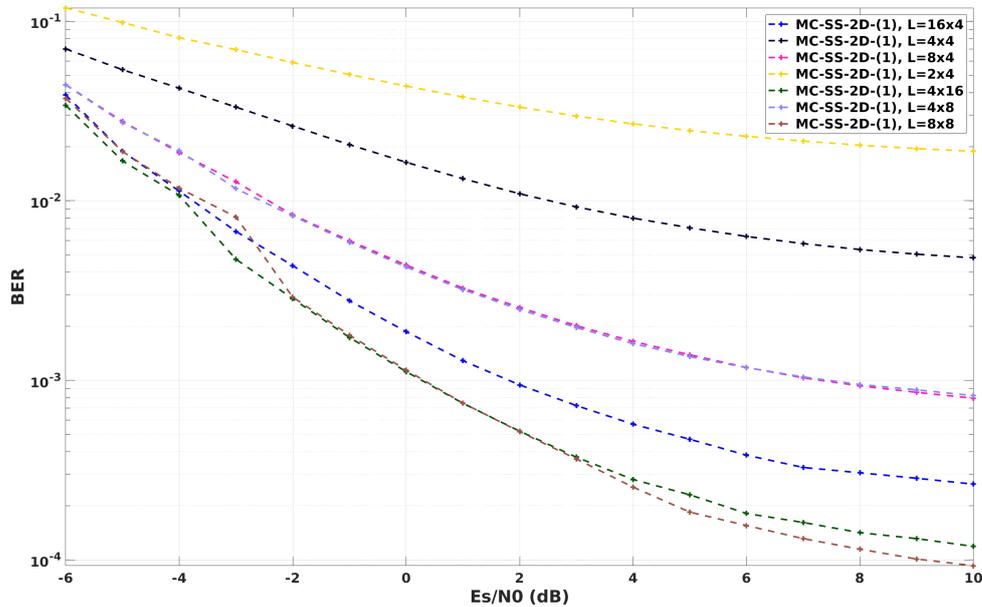


FIGURE 4.7 – Performances de MC-SS sur canal NCS1

Ces résultats montrent la robustesse du modem MC-SS sur un canal réaliste et confirment également les conclusions des simulations sur canal de Rayleigh. En effet, l'étalement en 2 dimensions offre plus de souplesse au modem sans pour autant augmenter sa complexité. Cette souplesse permet de mieux s'adapter à des scénarios différents en exploitant mieux la diversité temporelle et fréquentielle. Par exemple, un modem avec étalement en fréquence ou temps pourrait être performant respectivement sur le canal NOF1 et le canal NCS1 mais pas sur les deux alors que le modem MC-SS-2D parvient à atteindre de bonnes performances sur les deux canaux.

## 4.4 Tests en bassin

Avant d'organiser des tests en mer, on fait une vérification finale du fonctionnement du modem en bassin. Cela permet d'ajouter un élément au test : l'utilisation de matériel réel. La composante matériel ajoute plusieurs contraintes et peut créer des problèmes inexistantes en simulations :

- Bande passante limitée
- Synchronisation
- Décalage de la fréquence porteuse

De plus, la bassine représente un environnement de transmission particulier avec de fortes réflexions. Il faut donc commencer par étudier les conditions de transmissions.

#### 4.4.1 Présentation de l'environnement de test

La figure 4.8 présente l'installation utilisée pour faire les transmissions.



FIGURE 4.8 – Installation de test en bassine

Pour les tests en bassine, on utilise deux ordinateurs, un dédié à l'émission et l'autre à la réception. La figure 4.9 détaille l'équipement utilisé pour la transmission. On trouve ainsi un convertisseur numérique/analogique. Le signal passe ensuite par un filtre et un amplificateur avant d'être transmis dans la bassine grâce au transducteur ITC-1001.

Du côté de la réception, la bassine contient deux hydrophones qui vont enregistrer le son dans la bassine. Le signal est ensuite amplifié avant d'arriver sur une carte d'acquisition qui convertit le signal analogique en signal numérique qui est enfin enregistré par le PC. Cette chaîne de réception est décrite par la figure 4.10.

Puisqu'il y a deux microphones, on aura deux voies d'enregistrement. À l'heure actuelle, le modem fonctionne en SISO. Donc une seule voie de réception sera utilisée.

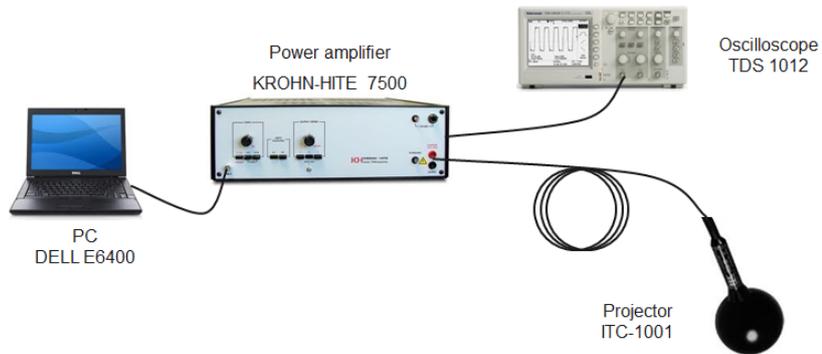


FIGURE 4.9 – Chaîne de transmission

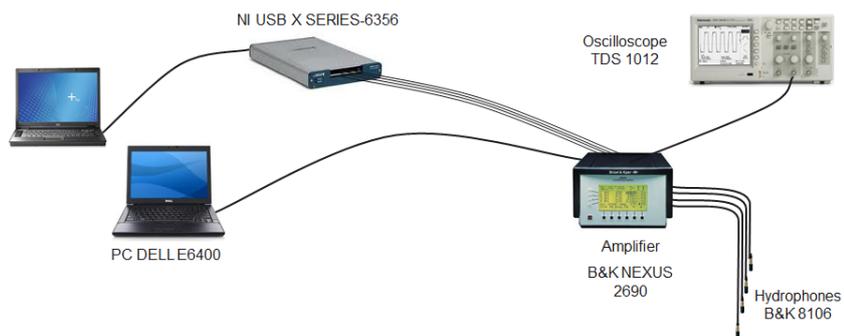


FIGURE 4.10 – Chaîne de réception

## 4.4.2 Paramétrage du modem

La bassine représente un environnement de communication particulier qui nécessite un paramétrage adapté du modem. Il faut notamment régler la taille du CP en fonction de la taille de la réponse impulsionnelle du canal de la bassine. De part sa nature, la bassine crée de fortes réflexions. Ainsi, la réponse impulsionnelle de la bassine comporte un grand nombre de termes. La figure 4.11 présente la réponse impulsionnelle de la bassine. Sur cette figure, on constate que la réponse impulsionnelle est supérieure à 30ms. Ainsi, le modem doit utiliser un CP supérieur à 30ms.

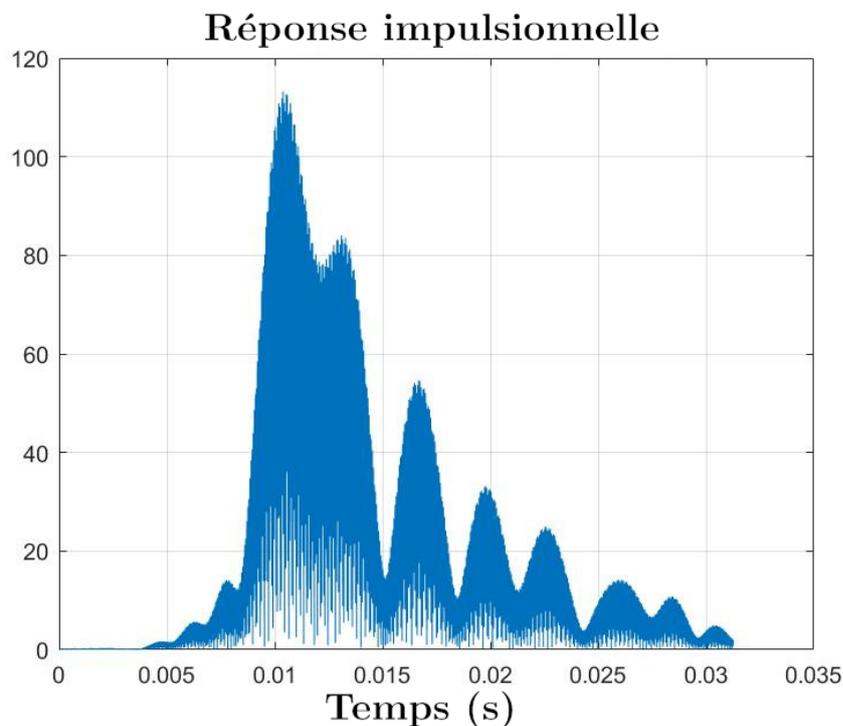


FIGURE 4.11 – Réponse impulsionnelle de la bassine

Pour les tests en bassine, les paramètres suivants ont été utilisés :

- 512 sous-porteuses
- Une bande passante de 8kHz allant de 21 à 29kHz
- Un préfixe cyclique de 40ms
- Fichiers ayant une durée de 500s
- Utilisation de la méthode d'estimation du canal présentée à la section 3.5.1 (la moitié des sous-porteuses ayant un pilote)

Avec ces paramètres, un symbole MC-SS-D contient  $\frac{512}{Q}$  bits.

### 4.4.3 Analyse des résultats en bassine

Pour les expérimentations dans la bassine, plusieurs facteurs d'étalement sont testés. On utilise aussi un modem OFDM comme point de comparaison (ici équivalent au modem MC-SS-2D avec  $Q$  et  $M$  égales à 1).

Lors des premiers essais, la réception montre un RSB élevé. En effet, sur la figure 4.12, on voit distinctement le signal reçu sur la bande 21-29kHz.

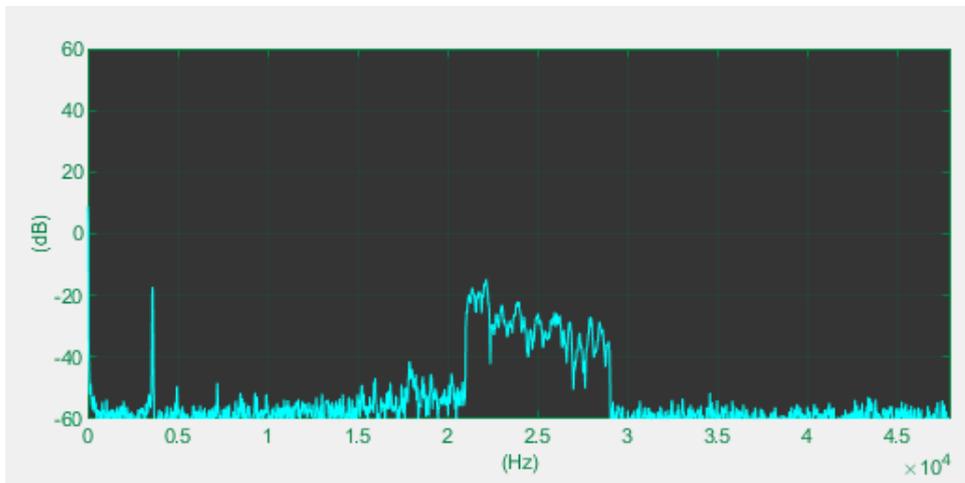


FIGURE 4.12 – Spectre en réception dans la bassine (RSB = 28dB)

Une analyse spectrale plus poussée révèle un RSB d'environ 28dB. On peut donc s'attendre à de bonnes performances même avec des facteurs d'étalement faibles. En effet, comme on peut le voir sur le tableau 4.1, toutes les configurations MC-SS-2D testées parviennent à recevoir le signal sans erreur.

Étalement ( $Q \times M$ )	Nombre de bits	BER
OFDM	1230336	0,0087
$4 \times 2$	204928	0
$8 \times 2$	122880	0
$16 \times 4$	35424	0

TABLE 4.1 – Performances en bassine (RSB = 28dB)

Lors des transmissions en mer, le RSB sera plus faible du fait des distances de transmissions plus grandes. De plus, le modem a pour objectif de fonctionner à des RSB faibles. Ainsi, afin de tester le fonctionnement du modem à RSB plus bas, la puissance d'émission est réduite. Pour cela, l'amplitude du signal émis est divisé par 20 soit une réduction de 26dB. Comme les conditions de transmission ne changent pas dans la bassine, on peut en déduire que le RSB sera d'environ 2dB. Sur la figure 4.13, on constate que le signal en réception se confond avec le bruit.

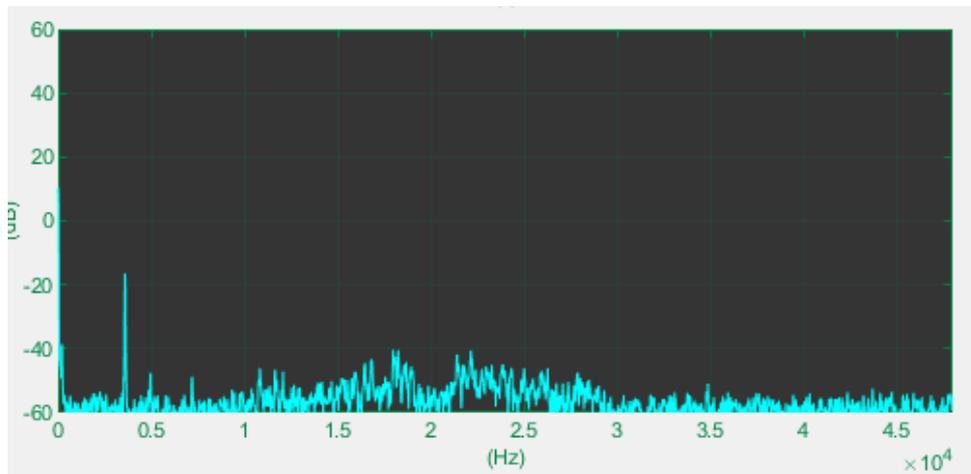


FIGURE 4.13 – Spectre de réception dans la bassine (RSB = 2dB)

Étalement ( $Q \times M$ )	Nombre de bits	BER
OFDM	1230336	0,2357
$8 \times 2$	122880	0,0280
$16 \times 4$	35424	0,0017
$16 \times 16$	9312	$3,22 \cdot 10^{-4}$

TABLE 4.2 – Performances en bassine (RSB = 2dB)

Le tableau 4.2 montrent les performances du modem dans la bassine. On constate que le modem parvient à recevoir le signal avec un taux d'erreur faible en utilisant un facteur d'étalement élevé. Cette expérience confirme l'efficacité de l'étalement pour transmettre le signal de manière robuste à un RSB faible. Suite à toutes ces simulations et expériences, le modem peut-être testé en mer.

## 4.5 Tests en mer sur la plateforme LMAIR

### 4.5.1 Présentation de la plateforme LMAIR

Faire des tests en mer est une opération coûteuse et complexe. En plus des coûts matériels (les transducteurs, les navires) et humains, il est nécessaire d'obtenir l'autorisation de la marine. En temps normal, il aurait été difficile de faire des tests en mer lors de cette thèse. Heureusement, un projet de ISEN YNCREA nous a permis de réaliser une suite de tests en mer avec le support de l'entreprise Thales. Ce projet intitulé LMAIR (laboratoire marin d'acoustique et d'imagerie de la rade) [65] a pour but de fournir un environnement de tests accessible à distance pour faire des transmissions en mer. Pour cela, le projet dispose de 3 bouées déplaçables et autonomes.

Chaque bouée possède :

- 5 hydrophones (4 travaillant dans la bande 20-30 kHz et 1 dans la bande 2Hz - 250kHz)
- 1 transducteur travaillant dans la bande 10-50kHz
- Des panneaux solaires pour l'autonomie

Avec ces équipements, chaque bouée peut faire environ 6 minutes de transmission SIMO (single input multiple output) par heure. De plus, on peut contrôler à distance les bouées sur une page web. On peut notamment télécharger un fichier audio pour la transmission, choisir la bouée émettrice et la bouée de réception, choisir le nombre d'hydrophone en réception.

Des tests du modem ont pu être réalisés en mer avec 2 bouées. Les bouées étaient disponibles pendant une semaine ouvrée. Je partageais les créneaux de transmission avec un stagiaire de Thales.

### 4.5.2 Configuration des essais

La figure 4.14 présente la disposition des bouées lors de cette semaine de tests. L'environnement présente plusieurs particularités. Tout d'abord, comme on peut le voir sur la figure 4.14, une distance de 1,77km sépare les 2 bouées. Vu la distance, de l'étalement sera nécessaire pour recevoir les signaux. De plus, les transmissions se font à petits fonds (faible profondeur de la mer) avec un fond marin à moins de 10m. Cela signifie qu'il devrait y avoir de nombreuses réflexions. Des mesures ont également permis de mettre en évidence un fort étalement Doppler. En effet, celui-ci était parfois supérieur à 10Hz.

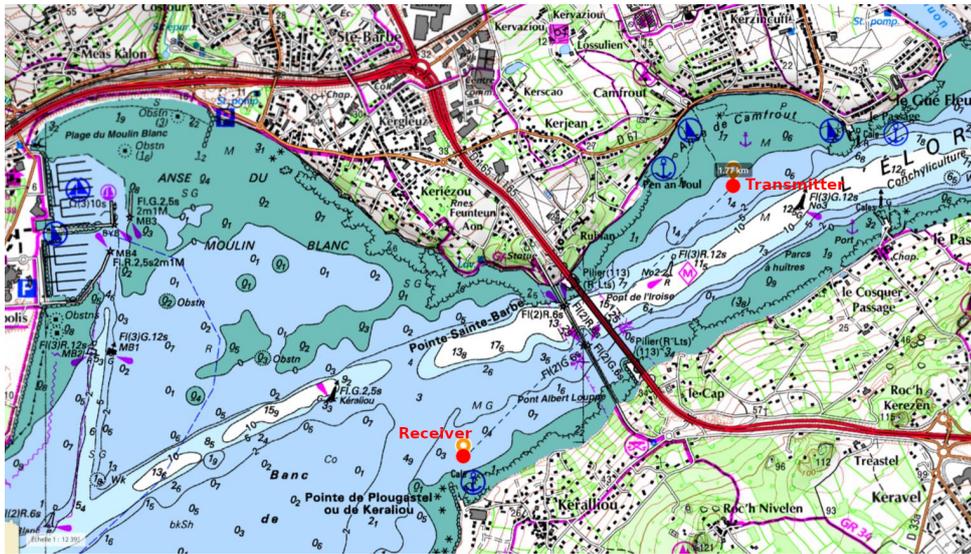


FIGURE 4.14 – Positions des bouées en mer

Il faut donc adapter le modem à ces conditions afin d'avoir les meilleurs résultats possibles. Afin de faire face à un étalement Doppler élevé, le nombre de sous-porteuses est choisi de tel sorte que l'écart fréquentiel entre deux sous-porteuses soit largement supérieur à l'étalement Doppler afin d'éviter les interférences entre sous-porteuses. La bande passante est choisie par rapport au matériel utilisé. La durée des fichiers est limitée par l'autonomie des bouées On a donc :

- Une bande passante allant de 21-29kHz
- 128 sous-porteuses ce qui induit un écart entre sous-porteuse de 62,5Hz
- Un préfixe cyclique de 12ms
- Des durées de transmissions de 1 ou 2 minutes

Même si les bouées ne bougent pas, le décalage Doppler devrait légèrement varier à cause notamment du mouvement des vagues et d'un potentiel décalage de la fréquence porteuse entre l'émetteur et le récepteur. Ainsi, en réception, le modem doit régulièrement synchroniser le signal et estimer le décalage Doppler afin de le compenser. Pour cela, le format de trame présenté dans la figure 4.15 est utilisé.

Comme indiqué dans la figure 4.15, chaque trame contient au moins 74 bits et commence par un signal pilote. 74 bits correspond au nombre de bit d'un paquet AIS une fois que l'on a enlevé ce qui n'est pas nécessaire (voir chapitre 2). Le signal pilote va quant à lui servir à détecter le signal, le synchroniser et estimer le décalage Doppler en suivant la

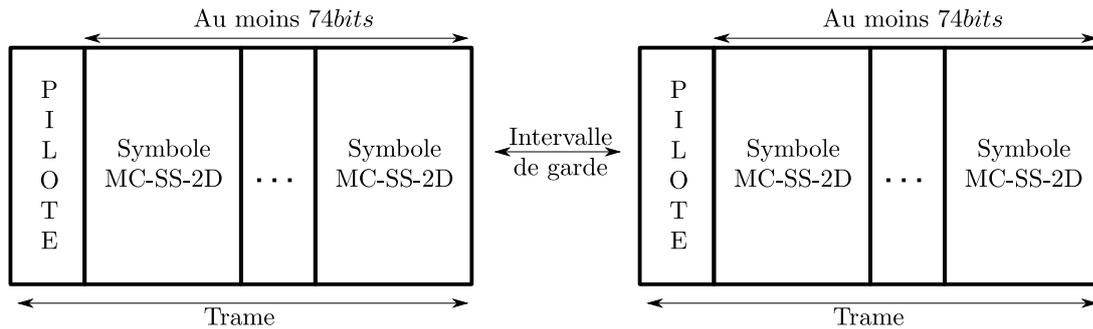


FIGURE 4.15 – Structure des trames

méthode expliquée dans la section 3.6. Contrairement aux données qui sont réparties sur 128 sous-porteuses, le signal pilote utilise 512 sous-porteuses. Cela permet d'allonger le signal pilote (environ 76ms au lieu de 28ms pour les données utiles). Des tests ont été réalisés avec un signal pilote sur 128 sous-porteuses. Cependant, avec cette configuration, le modem avait des difficultés à détecter et synchroniser le signal d'où l'allongement du signal pilote. Enfin, les trames sont séparées par un intervalle de garde de 28ms.

Lors de ces tests, différents facteurs d'étalement sont utilisés. En fonction du facteur d'étalement, plus ou moins de symboles sont nécessaires pour transmettre les 74 bits. Le tableau 4.3 résume le nombre de symboles OFDM (un symbole MC-SS-2D comprenant  $M$  symboles OFDM) nécessaires pour transmettre 74 bits pour les facteurs d'étalement utilisés. Le facteur d'étalement en fréquence détermine le nombre de bits dans un symbole MC-SS-2D. Par exemple, dans le tableau 4.3, si  $Q = 2$ , alors un symbole MC-SS-2D contient 64 bits. Dans ce cas, il faut 2 symboles MC-SS-2D pour transmettre le paquet AIS. Il suffit ensuite de multiplier par  $M$  pour avoir le nombre de symboles OFDM.

$L = Q \times M$	Nombres de symboles OFDM par trame	durée d'une trame (en s)
OFDM	1	0,104
$2 \times 2$	4	0,188
$4 \times 2$	6	0,244
$4 \times 4$	12	0,412
$8 \times 1$	5	0,216
$16 \times 16$	160	4,556

TABLE 4.3 – Durée d'une trame en fonction du facteur d'étalement

Comme on peut le constater sur le tableau 4.3, lorsque le facteur d'étalement augmente,

la durée de transmission augmente. Un facteur d'étalement de  $16 \times 16$  peut-être envisagé pour des communications très longue distance (pour le scénario 3 par exemple). Dans ce cas, un paquet AIS qui dure 26,7ms est retransmis en 4,556s. Pour un tel scénario, il faut donc s'attendre à un délai pour la retransmission de l'AIS et à un débit très limité.

### 4.5.3 Analyse des résultats en mer

Le tableau 4.4 présente les résultats en termes de BER obtenus durant la semaine de tests. La réception s'effectuait sur 3 capteurs d'où l'estimation possible de trois BER. Chaque transmission durait 60s sauf celle avec un facteur d'étalement  $L = 16 \times 16$  qui durait 120s. De plus, pour la transmission avec  $L = 16 \times 16$ , la puissance d'émission était divisé par 2 pour diminuer le RSB.

$L = Q \times M$	BER 1	BER 2	BER 3	nombre de bits
OFDM	0.3695	N/A	0.0698	130000
$2 \times 2$	0.00055	0.0012	0	51264
$4 \times 2$	0.0402	0.0521	0.00042	28480
$4 \times 4$	0.0026	0.0048	0	15520
$8 \times 1$	0.07	0.4643	0.0074	28480
$16 \times 16$	0.2546	0.0061	0.0385	1976

TABLE 4.4 – BER des transmissions en mer

Durant les transmissions, l'estimation du décalage Doppler montre des vitesses Doppler variant de  $-1m.s^{-1}$  à  $1m.s^{-1}$ . Pour la transmission OFDM, des trames n'ont pas été détectées sur le deuxième capteur d'où l'absence de BER dans le tableau. L'OFDM présente un taux d'erreur élevé.

Les tests en mer sont encourageants. Comme on peut le voir dans le tableau 4.4, des transmissions avec un taux d'erreur très faible ont été obtenues avec un facteur d'étalement faible ( $L = 2 \times 2$ ). Donc, le modem peut fonctionner en mer.

Cependant, plusieurs points doivent être améliorés. Premièrement, on constate que le taux d'erreur varie beaucoup d'un capteur à l'autre. Ainsi, si l'on souhaite que le modem soit robuste, on ne peut pas se contenter d'utiliser seulement un capteur. Un modem SIMO semble être un ajout nécessaire. De plus, même si le signal pilote fournit une estimation précise du facteur de décalage Doppler, l'absence de suivi Doppler lors de ces tests augmente grandement le taux d'erreur surtout pour les grands facteurs d'étalement. Pour les petits facteurs d'étalement, la trame utilisée est de courte durée. Dans ce cas

là, l'estimation du Doppler en début de trame est suffisante pour que l'absence de suivi Doppler ait peu d'impact. Pour les facteurs d'étalement plus grand, les trames durent plus longtemps. Ainsi, le Doppler n'est pas estimé suffisamment régulièrement. Du coup, en fin de trame, le nombre d'erreur augmente à cause d'un manque de suivi de l'effet Doppler. Le BER est alors fortement lié au Doppler. Une méthode robuste pour suivre l'évolution du Doppler améliorerait grandement les résultats pour les facteurs d'étalement plus grands.

## 4.6 Conclusions

Dans ce chapitre on a analysé les performances du modem MC-SS-2D conçu et présenté dans le chapitre 3. Pour cela, une méthodologie analysant les performances par étape est utilisée. On commence par tester le modem à partir de diverses simulations.

Des simulations sur canal de Rayleigh multitrajets permettent de comparer les performances obtenues à des performances théoriques. Les résultats sur canal de Rayleigh montrent que le modem est capable d'utiliser la diversité temporelle et fréquentielle du canal et donc d'avoir des performances identiques à celles attendues.

Des simulations sur Watermark permettent de tester sur des canaux réalistes puisque ces derniers ont été enregistrés en mer. Les résultats sur Watermark montrent la robustesse du modem sur des canaux réalistes.

Des expérimentations en bassine montrent que le modem fonctionne avec du matériel réel.

Une fois ces étapes validées, on a testé le modem en mer en utilisant la plateforme LMAIR. Les résultats montrent que le modem peut fonctionner en mer et font apparaître des défauts que l'on ne pouvait pas voir en simulation, comme la nécessité d'utiliser du traitement multi-antennes. Ils complètent donc très bien les simulations. Cependant, il faut manipuler ces résultats avec précaution. En effet, contrairement aux simulations et aux tests en bassine, on ne contrôle pas l'environnement et les conditions de transmission. Ainsi, il est difficile de comparer deux transmissions en mer du fait des changements imprévisibles :

- Le canal change en permanence et peut favoriser ou non une transmission
- Des coupures de communications imprévisibles peuvent avoir lieu (passage d'un navire)
- Le matériel peut créer des erreurs ponctuelles (enregistrement en réception qui

s'arrête, hydrophone ayant des performances bien trop faibles par rapport aux autres hydrophones)



# OPTIMISATION DE LA RÉPARTITION DE L'ÉTALEMENT EN 2 DIMENSIONS

---

## 5.1 Introduction

Pour la conception du modem, l'étalement 2D a été employé pour apporter de la flexibilité et de la robustesse. La répartition de cet étalement en temps et en fréquence permet d'exploiter à la fois la diversité temporelle et fréquentielle du canal. Cependant, le choix optimal de cette répartition est complexe et dépend des caractéristiques du canal ASM qui évolue dans le temps.

Ce chapitre propose d'optimiser la répartition du code d'étalement en temps et fréquence en fonction des caractéristiques du canal.

Plusieurs approches existent pour adapter les paramètres d'un modem au canal. Dans la littérature, une certaine connaissance du canal est souvent supposée au niveau de l'émetteur. Cette connaissance est obtenue par un lien de retour [66]-[69]. Cela pose plusieurs problèmes. Tout d'abord, ce lien de retour a un coût énergétique et diminue le débit de l'application. De plus, dans un contexte de communications acoustiques, un lien de retour efficace est parfois impossible à mettre en œuvre notamment sur de longues distances [70]. Dans notre application, des communications longues portées sont envisagées. Un lien de retour mettrait plusieurs secondes (environ 10 secondes à 15km) avant d'atteindre l'émetteur. En ASM, le temps de cohérence du canal est souvent inférieur à la seconde. L'information sur le canal que l'émetteur obtiendrait ne serait plus valable. L'hypothèse de la connaissance, par lien de retour, de la réponse impulsionnelle du canal à l'émetteur ne sera pas considérée.

Une autre approche consiste à utiliser des informations plus facilement accessibles pour essayer de déterminer certaines statistiques sur le canal. En fonction du scénario considéré, on peut avoir des informations sur l'environnement :

- La distance de transmission

- La profondeur des transducteurs
- La vitesse de déplacement des émetteurs et récepteurs

Pour une application autour des AUVs, ces informations peuvent être facilement connues. Par exemple, les AUVs disposent de différents outils de navigation ce qui leur permet de connaître leur position et leur vitesse approximatives. Cette approche est utilisée dans la référence [71] où un simulateur basé sur des informations environnementales permet d'adapter les performances du modem en fonction du nombre de sous-porteuses et de la taille du CP.

Dans ce chapitre, nous allons exploiter cette approche pour optimiser la répartition du code d'étalement en 2 dimensions. Cette répartition essaie de maximiser la diversité temporelle et fréquentielle en fonction des caractéristiques du canal.

## 5.2 Principe utilisé pour le choix de la répartition

La répartition temps/fréquence du code d'étalement doit se faire de telle sorte que la diversité du canal soit exploitée au mieux. Dans le chapitre 4, à la section 4.2, une étude des performances sur un canal de Rayleigh avait été réalisée. Plusieurs constatations ressortaient de ces simulations. Tout d'abord, comme montré dans la section 4.2.2, la probabilité d'erreur est directement liée à la diversité et dans le cas d'une distribution de Rayleigh, elle est décrite par l'équation (4.8).

Lors des simulations, des résultats intéressants avaient été observés lorsque le facteur d'étalement était relativement grand. En effet, de part la nature du canal généré, la diversité temporelle était toujours maximale alors que la diversité fréquentielle dépendait du nombre de trajets générés. Ainsi, lorsque le facteur d'étalement était grand, le modem étalant uniquement en fréquence présentait un BER plus élevé que le modem étalant uniquement en temps ou dans les deux dimensions.

Afin d'avoir le BER le plus faible, il est donc important de choisir la répartition du code d'étalement en temps et en fréquence afin qu'il puisse au mieux exploiter la sélectivité temporelle et fréquentielle du canal. On peut donc se demander quelle métrique, quels paramètres mesurables du canal peuvent nous aider à choisir cette répartition. Dans la section 1.2.4, la modélisation du canal était présentée avec notamment les notions de sélectivité temporelle et fréquentielle. Ces dernières peuvent être respectivement représentées par l'étalement Doppler et temporel du canal.

Commençons par établir les relations entre bande de cohérence, temps de cohérence,

étalement Doppler et étalement temporel.

La bande de cohérence  $B_{coh}$  correspond à la bande de fréquence sur laquelle le canal peut être considéré constant. Elle est liée à l'étalement temporel  $\Delta_t$  du canal par la relation suivante :

$$B_{coh} = \frac{1}{\Delta_t} \quad (5.1)$$

De manière analogue, le temps de cohérence  $T_{coh}$  correspond à la durée pendant laquelle le canal peut être considéré constant. Il est lié à l'étalement Doppler  $\Delta_f$  par la relation suivante :

$$T_{coh} = \frac{1}{\Delta_f} \quad (5.2)$$

Ainsi, à partir de l'étalement Doppler et de l'étalement temporel, on doit pouvoir choisir la répartition optimale de l'étalement 2D. En effet, pour que la diversité temporelle ou fréquentielle soit maximisée, il suffit que deux chips (symbole court résultant de la multiplication d'une partie élémentaire de la séquence d'étalement et d'un symbole de donnée) d'un même symbole soient affectés par des coefficients indépendants du canal. En d'autres termes, il faut que l'écart fréquentiel entre deux chips soit supérieur à la bande de cohérence. L'entrelacement aide dans l'exploitation de la diversité. L'entrelacement peut facilement être mis en place dans le domaine fréquentiel. Malheureusement, l'entrelacement en temps est plus contraignant puisqu'il augmenterait le délai de restitution.

Dans le domaine fréquentiel, l'écart entre deux chips d'un même symbole dépend du facteur d'étalement  $Q$ , de la bande passante  $B_p$  du signal ainsi que du nombre de sous-porteuses  $K$ . Cet écart est égal à l'écart entre deux sous-porteuses multiplié par le nombre de sous-porteuses entre deux chips d'un même symbole. Puisque l'entrelacement sépare linéairement les chips d'un même symbole (tous les  $I = \frac{K}{Q}$ ), cet écart est donné par la relation suivante :

$$\delta_{chips} = \frac{K}{Q} \frac{B_p}{K} = \frac{B_p}{Q} \quad (5.3)$$

où  $\frac{K}{Q}$  indique l'écart en nombre de sous-porteuses créé par l'entrelacement et  $\frac{B_p}{K}$  correspond à l'écart fréquentiel entre deux sous-porteuses.

Il faut donc choisir un facteur d'étalement total  $L = Q \times M$  en fonction de la distance de transmission. De plus, on choisit  $Q$  de telle sorte que  $\delta_{chips} > B_{coh}$ .

Pour faire ce choix, il est nécessaire de connaître l'étalement temporel et l'étalement Doppler. Pour cela, comme dans la référence [71], on peut avoir recours à un simulateur de canal utilisant la distance de transmission et la vitesse de déplacements de l'AUV

comme paramètres.

## 5.3 Présentation des canaux utilisés

Lors de l'étude de l'optimisation de la répartition du code d'étalement, l'idée initiale était d'utiliser des canaux réalistes comme ceux de Watermark présentés précédemment. Cependant, ces canaux rendent l'étude complexe car on ne maîtrise pas la bande de cohérence et le temps de cohérence des canaux. De plus, beaucoup de ces canaux ont des comportements similaires vis-à-vis de ces paramètres. Par exemple, en analysant l'étalement Doppler et l'étalement temporel, on se rend compte que nombre d'entre eux varient plus vite en fréquence qu'en temps. Ainsi, l'observation finale était souvent la même : il vaut mieux répartir uniquement en fréquence. L'étalement temporel ne devenait intéressant que lorsque le facteur d'étalement était extrêmement grand.

Il était alors évident que le manque de variété dans les canaux disponibles sur Watermark rendait l'analyse difficile. Ainsi, dans un premier temps, il paraît judicieux d'utiliser des canaux simulés afin de pouvoir générer des cas spécifiques et en tirer des conclusions.

Dans le cadre de ce chapitre, on se concentre sur des canaux de type Rayleigh multitrajets. Ces canaux se basent sur le modèle de Clarke [14] et de Jakes [15] et sont générés en fonction d'un étalement Doppler et temporel voulu. Cette section a pour but de décrire leur fonctionnement ainsi que de présenter les scénarios envisagés.

### 5.3.1 Canal de Jakes/Clarke

Lors d'une transmission, le signal va subir des phénomènes de réflexion et de diffraction. Ainsi, le récepteur reçoit plusieurs copies du signal. Chaque copie est affectée par un effet Doppler qui dépend de la vitesse de déplacement de l'émetteur et du récepteur ainsi que de l'angle d'arrivée de ce trajet. Ainsi, les  $K_c$  du signal copies sont affectées par une fréquence Doppler :

$$f_{0,kc}^{\Delta} = f_0 \times \frac{v}{c} \cos(\theta_{kc}) \quad (5.4)$$

avec  $v$  est la vitesse de déplacement du récepteur.

De plus, si ces trajets arrivent tous avec un délai très inférieur au temps symbole, alors on peut les agréger. Ainsi, dans le modèle de Jakes, les coefficients  $h_n$  du canal variant dans le temps d'un canal à  $K_c$  trajets avec le même délai sont donnés par :

$$h_n = \sum_{kc=0}^{K_c} C_{kc} e^{-j(2\pi f_{0,kc}^{\Delta} n T_s + \phi_{kc})} \quad (5.5)$$

où  $\theta_{kc}$  et  $\phi_{kc}$  sont des angles entre 0 et  $2\pi$  et  $C_{kc}$  est un coefficient d'atténuation réel.  $\theta_{kc}$  représente l'angle d'arrivée d'un trajet et  $\phi_{kc}$  représente un déphasage lié au retard de ce trajet. Les angles sont choisis aléatoirement de telle sorte qu'ils suivent une loi uniforme sur  $[0, 2\pi[$  et qu'ils soient indépendants. La valeur des  $C_{kc}$  dicte la puissance du canal :  $P = \sum_{kc=0}^{K_c} C_{kc}^2$ . En fonction du choix des  $C_{kc}$ , on peut avoir deux distributions différentes. Si tous les trajets ont une puissance similaire, alors on a une distribution de Rayleigh. Si un des trajets a une puissance supérieure à l'ensemble des autres trajets, alors on a une distribution de Rice.

Dans notre cas, tous les trajets auront des ordres de puissance similaires afin d'avoir une distribution de Rayleigh.

Le modèle ainsi décrit permet d'avoir un canal variant dans le temps. La vitesse de variation du coefficient complexe  $h_n$  dépend de la fréquence/vitesse Doppler choisie. Cependant, puisque pour chaque symbole, nous n'avons qu'un seul coefficient, ce canal ne varie pas en fréquence.

Si l'on souhaite avoir un canal variant également en fréquence, il va falloir générer plusieurs coefficients indépendants. Chaque coefficient représente un groupe de trajets arrivant avec un retard similaire. Il suffit alors de répéter le processus précédent avec de nouveaux angles indépendants de ceux des autres. Les coefficients  $h(\tau_p, n)$  obtenus varient donc à la fois en délai et en temps.

Avec ce modèle, on est capable de générer des canaux sélectifs en temps et en fréquence dont la sélectivité dépend directement de la fréquence/vitesse Doppler et du profil de puissance.

Comme expliqué dans le chapitre 1 à la section 1.2.4, le temps de cohérence d'un canal est égal à l'inverse de l'étalement Doppler. Or, cet étalement correspond dans ce modèle à la fréquence Doppler. Ainsi, si l'on souhaite par exemple avoir un temps de cohérence de 2 secondes, il suffit de choisir une fréquence Doppler maximale de 0,5Hz.

De la même manière, la vitesse de variation du canal en fréquence dépend de l'étalement temporel du canal. En effet, la bande de cohérence du canal est égale à l'inverse de l'étalement temporel. Or, dans ce modèle, l'étalement temporel du canal dépend du retard maximal entre les trajets et du nombre de trajets générés.

### 5.3.2 Canaux des simulations

Pour l'analyse que l'on souhaite faire, on va concevoir deux cas de figures.

Tout d'abord, on aura un canal qui favorise la diversité temporelle. Ce canal varie très vite en temps et très lentement en fréquence. Ainsi, sur ce canal on s'attendra à avoir de meilleurs résultats lorsque le modem étalera plus en temps. Il s'agirait typiquement d'un canal où le récepteur se déplace mais où il y a peu de trajets (par exemple avec un canal grand fond).

Ensuite, on aura un canal qui favorise la diversité fréquentielle. Ce canal varie plus en fréquence qu'en temps. Ainsi, les configurations exploitant plus l'étalement fréquentiel auraient de meilleurs taux d'erreurs. On pourrait avoir ce type de canal dans un environnement petit fond avec beaucoup de fortes réflexions mais pas de mouvement que ce soit des émetteurs, récepteurs ou de l'environnement (mer, bateaux passants, ... ).

La bande de cohérence devra être choisie en fonction du facteur d'étalement pour favoriser l'étalement en temps ou l'étalement en fréquence. Donc avant de présenter les canaux, il est nécessaire de discuter des paramètres du modem.

Pour les simulations, on a choisi les paramètres suivants :

- Une bande passante de 4kHz
- 512 sous-porteuses
- Un préfixe cyclique de 18ms
- Un facteur d'étalement de 64
- Au moins 10 millions de bits envoyés
- Une fréquence d'échantillonnage de 48kHz

Ainsi, la durée d'un symbole OFDM est de 0,146s. Les canaux générés doivent prendre en compte ces paramètres. De plus, comme pour la section 4.2.1, les canaux sont générés en block fading. Cela signifie que le canal est généré toutes les durées OFDM en temps et à une fréquence de 48kHz en délai. Toutefois, contrairement à la section 4.2.1 où chaque tirage temporel était indépendant des autres, l'évolution temporelle reste cohérente comme on pourra le voir dans la présentation des canaux ci-après.

#### Canal variant plus en temps

Pour le canal variant en temps, on souhaite que le temps de cohérence du canal soit inférieur à l'écart temporel entre deux chips étalés en temps. On souhaite aussi que le canal varie lentement, c'est-à-dire que la bande de cohérence soit plus grande que l'écart

fréquentiel entre deux chips étalés en fréquence. Pour l'écart fréquentiel, on sait que la bande de fréquence entre deux chips est de  $\frac{B_p}{Q}$ .

Puisqu'il n'y a pas d'entrelacement en temps, l'écart temporel entre deux chips est égal à la durée d'un symbole OFDM soit  $0,146s$ . Si l'on souhaite que la diversité temporelle soit maximisée, il faut que le temps de cohérence du canal soit inférieur ou égale à la durée d'un symbole OFDM. De plus, comme un tirage du canal est réalisé toutes les durées OFDM, la cohérence temporelle minimale que l'on peut avoir est de  $0,146s$ . Donc pour ce canal, on choisit un temps de cohérence de  $0,146s$  soit un étalement Doppler de  $6,85Hz$ . On souhaite également que le canal évolue lentement en fréquence. J'ai décidé d'avoir une bande de cohérence de  $1000Hz$  soit un étalement temporel de  $1ms$ . En théorie, cela signifie que la diversité fréquentielle sera exploitée si le facteur d'étalement en temps est inférieur à 4 (avec  $Q = 4$ , l'écart fréquentiel entre 2 chips est de  $\frac{B_p}{4} = 1000Hz$ ). Puisqu'en MC-SS l'estimation du canal et son égalisation sont réalisées dans le domaine fréquentiel, on peut observer la réponse du canal dans ce domaine. On va donc observer  $H(f, t)$  qui correspond à la transformée de Fourier de  $h(\tau, t)$  selon  $\tau$ .

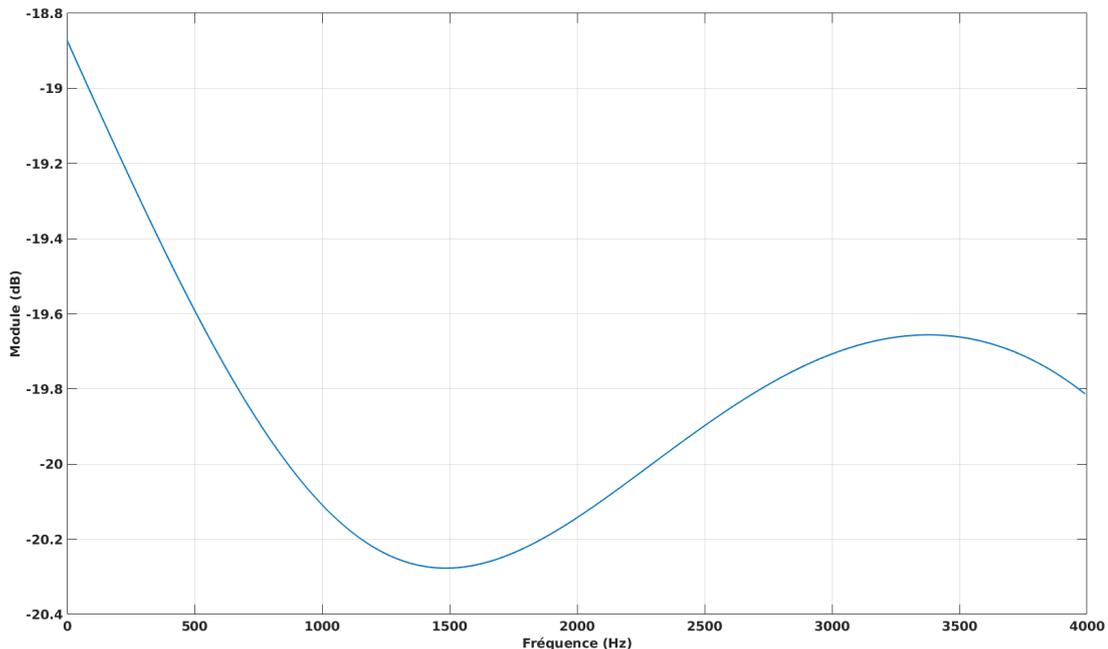


FIGURE 5.1 – Évolution du module du canal en fréquence pour un symbole OFDM

La figure 5.1 représente l'évolution de la réponse du canal en fréquence pour un symbole OFDM reçu (on regarde  $H(f, t)$  selon  $f$  en fixant  $t$ ). Comme on peut le voir, le canal

évolue très lentement dans le domaine fréquentiel.

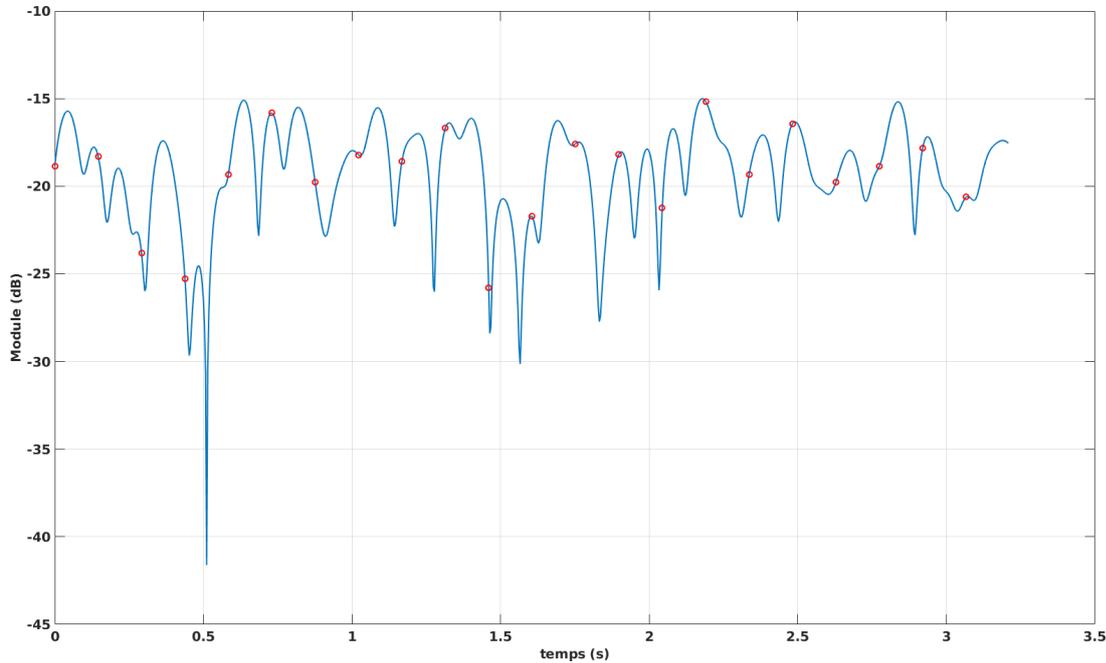


FIGURE 5.2 – Évolution temporelle du module de la réponse fréquentielle d'une sous-porteuse

La figure 5.2 représente l'évolution temporelle de la réponse fréquentielle du canal pour une sous-porteuse (on regarde  $H(f, t)$  selon  $t$  en fixant  $f$ ). Sur cette figure, les points rouges sont placés toutes les durées OFDM. Ils correspondent donc aux coefficients qui affecteront le signal. Comme on peut le constater, l'évolution temporelle du canal est continue.

Afin que les résultats des simulations soient pertinents, il faut s'assurer que chaque trajet suive la bonne distribution. Pour cela, on vérifie que le module d'un trajet en temps suit une distribution de Rayleigh ce qui est le cas comme on peut l'observer sur la figure 5.3.

### Canal variant plus en fréquence

Pour le canal variant en fréquence, on souhaite cette fois-ci que l'étalement en fréquence soit favorisé. Pour cela, on choisit un étalement Doppler très faible afin que le temps de cohérence soit long (plusieurs secondes). Pour les simulations sur ce canal, l'étalement Doppler était de 0,17Hz soit un temps de cohérence de 5,9s.

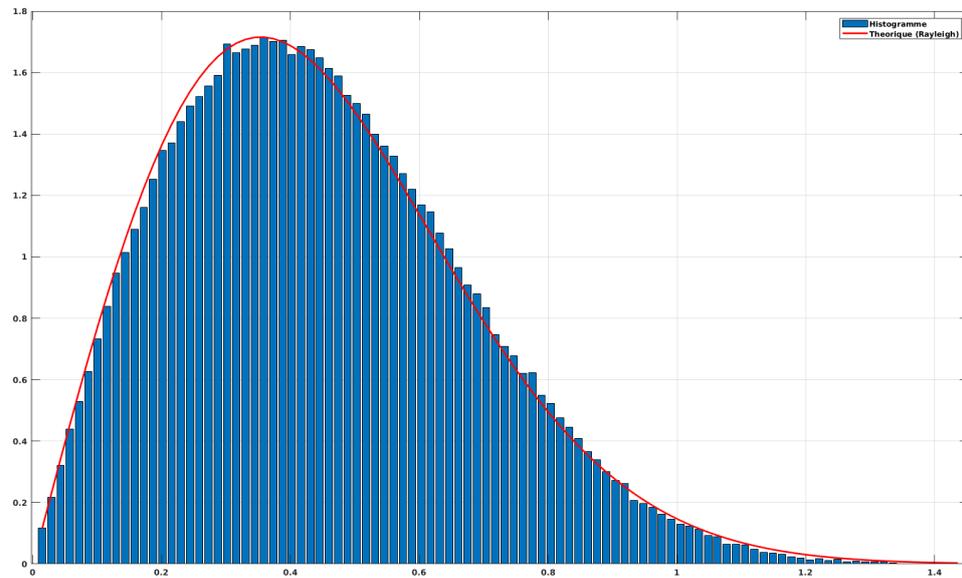


FIGURE 5.3 – Distribution du module d'un trajet du canal

De plus, l'étalement temporel du canal est choisi de telle sorte que la bande de cohérence soit inférieure ou égale à l'écart fréquentiel entre deux chips si l'étalement en fréquence était de 64. Or, pour un étalement de 64, l'écart fréquentiel entre deux chips est de 62,5Hz avec les paramètres cités plus tôt. Ainsi, on a une bande de cohérence de 62,5Hz soit un étalement temporel de 16ms.

La figure 5.4 montre l'évolution de la réponse du canal en fréquence pour un symbole OFDM reçu (on regarde  $H(f, t)$  selon  $f$  en fixant  $t$ ). Comme on peut le voir, le canal évolue très rapidement dans le domaine fréquentiel.

La figure 5.5 représente l'évolution temporelle de la réponse fréquentielle du canal pour une sous-porteuse (on regarde  $H(f, t)$  selon  $t$  en fixant  $f$ ). Le canal évolue très lentement en temps. Il sera difficile d'exploiter la diversité temporelle du canal. En effet, avec un temps de cohérence de 5,9s, ce dernier ne varie pas pendant 40 symboles OFDM.

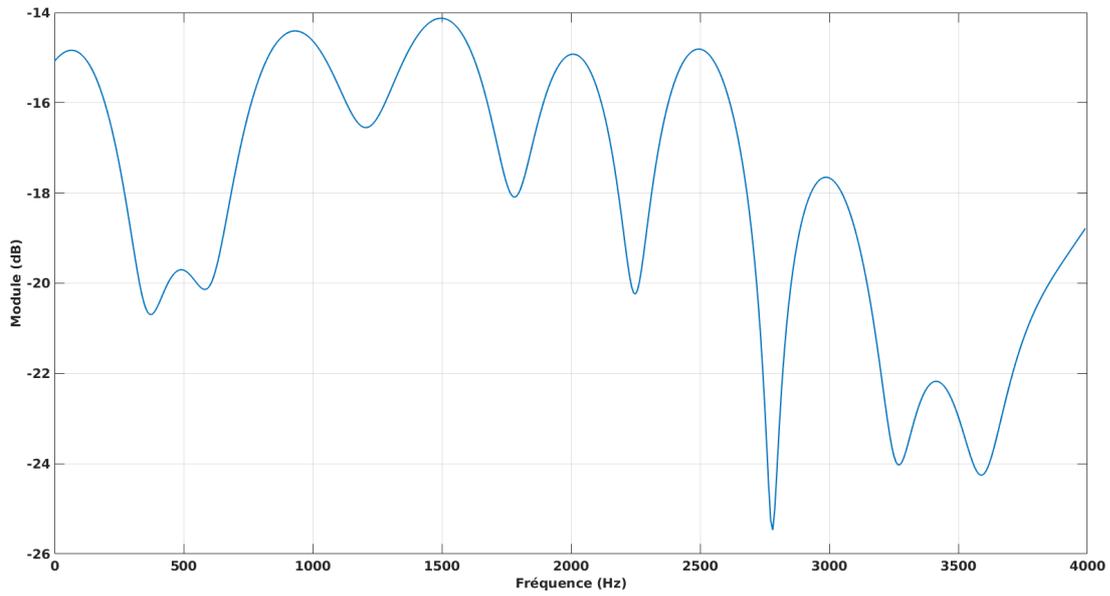


FIGURE 5.4 – Évolution du module du canal en fréquence pour un symbole OFDM

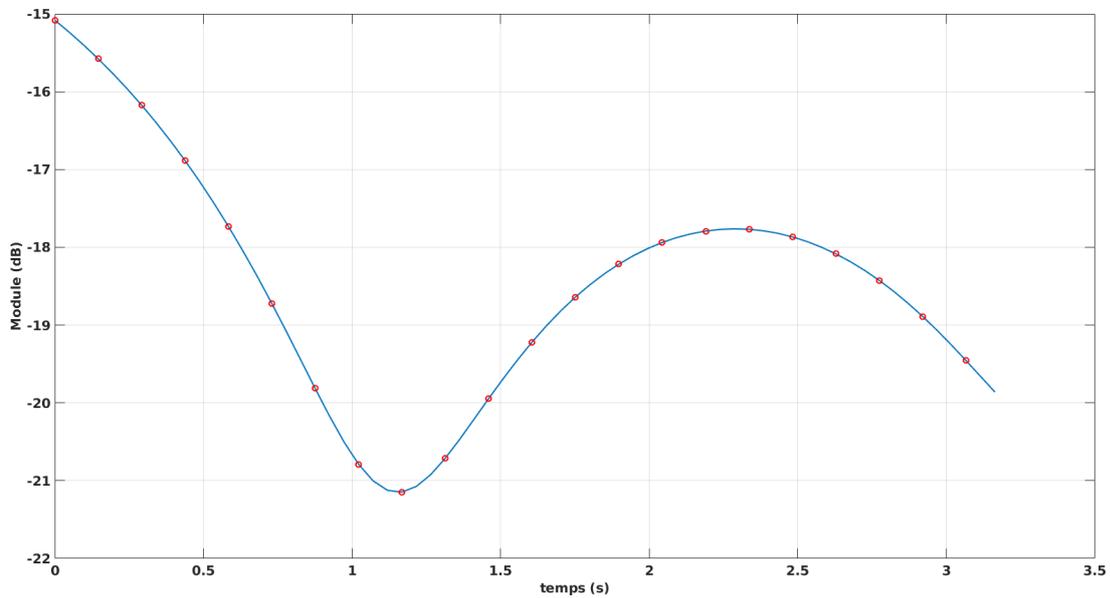


FIGURE 5.5 – Évolution temporelle du module de la réponse fréquentielle d'une sous-porteuse

## 5.4 Analyse des simulations

### 5.4.1 Résultats sur le canal variant rapidement en temps

La figure 5.6 présente les résultats des modem MC-SS-2D sur un canal de Rayleigh variant rapidement en temps. Plusieurs répartitions du code d'étalement sont testées sur cette simulation. Toutes les répartitions ont un facteur d'étalement total de 64. De plus, sur cette figure, on trouve deux bornes théoriques. La borne inférieure correspond au BER théorique sur canal Rayleigh dans le cas où le modem exploite la diversité du canal. Cette borne est définie par la formule (4.8).

Toutes les simulations sont ici réalisées en considérant le canal connu. Ainsi, si une répartition du code d'étalement permet d'exploiter la diversité fréquentielle et temporelle du canal parfaitement, on devrait avoir un BER similaire à la borne inférieure. Au vu des paramètres choisis pour ce canal, l'étalement temporel devrait toujours profiter de la sélectivité temporelle du canal. En ce qui concerne l'étalement fréquentiel, la diversité fréquentielle devrait être correctement exploitée si le facteur d'étalement en fréquence est inférieur ou égale à 4. Dès que le facteur d'étalement en fréquence dépasse 4, on s'attend à avoir des pertes de performances. À facteur d'étalement constant, plus le facteur d'étalement sera élevé en fréquence, plus le BER sera dégradé.

Les résultats de la Fig. 5.6 concordent avec ces attentes. Tout d'abord, comme attendu, la répartition uniquement en fréquence ( $L = 64 \times 1$ ) présente les pires performances. Puis les performances vont s'améliorer au fur et à mesure que l'on étale plus en temps. De plus, comme prévu, 3 répartitions ont des performances similaires à la borne théorique inférieure :  $L = 4 \times 16$ ,  $L = 2 \times 32$  et  $L = 1 \times 64$ . Donc, si le facteur d'étalement en fréquence est inférieur ou égal à 4, la diversité est exploitée à son maximum.

Cependant, il semblerait que la répartition  $L = 8 \times 8$  ait elle aussi des performances similaires à la borne théorique inférieure. Pour un RSB de  $-6\text{dB}$  les performances des différentes répartitions sont les suivantes :

- BER théorique :  $5,05 \cdot 10^{-5}$
- BER  $L = 1 \times 64$  :  $5,83 \cdot 10^{-5}$  soit 585 erreurs
- BER  $L = 2 \times 32$  :  $5,73 \cdot 10^{-5}$  soit 575 erreurs
- BER  $L = 4 \times 16$  :  $5,53 \cdot 10^{-5}$  soit 554 erreurs
- BER  $L = 8 \times 8$  :  $8,44 \cdot 10^{-5}$  soit 845 erreurs

Si les BER sont proches, la différence en nombre de bits erronés est significative ce qui montre que le modem avec  $L = 8 \times 8$  n'exploite pas autant la diversité que les autres

modems.

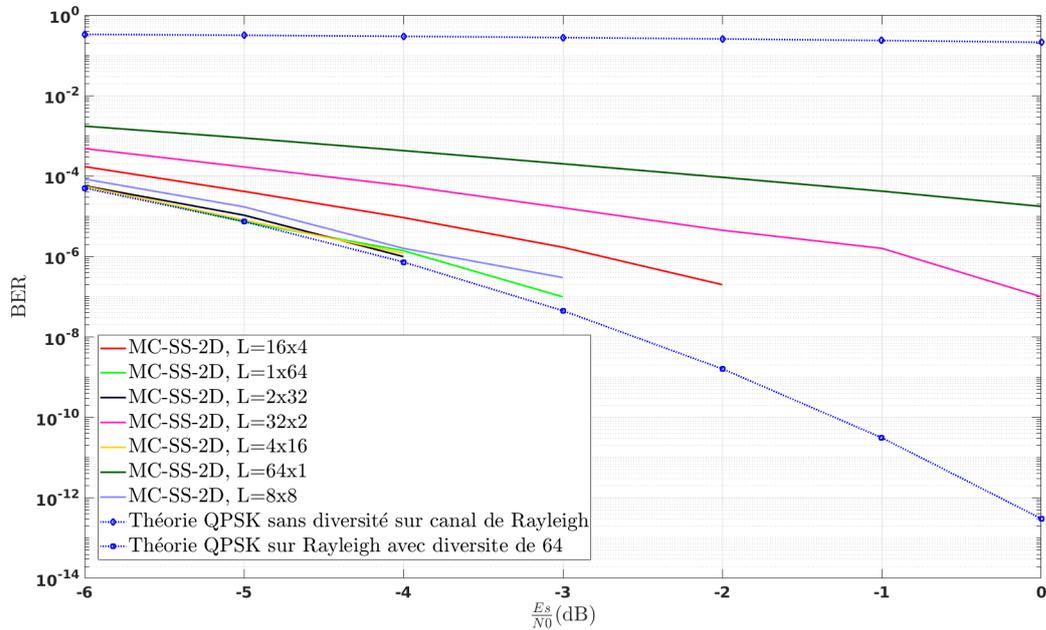


FIGURE 5.6 – BER des modems MC-SS-2D sur un canal de Rayleigh multitrajets variant rapidement en temps

#### 5.4.2 Résultats sur le canal variant rapidement en fréquence

La figure 5.7 présente les résultats des modem MC-SS-2D sur un canal de Rayleigh variant rapidement en fréquence. Les mêmes répartitions du code d'étalement et les mêmes bornes théoriques qu'à la section précédente sont affichées. Ici, le canal varie rapidement en fréquence et très lentement en temps. On s'attend à avoir de meilleures performances lorsque l'on étale plus en fréquence qu'en temps. C'est ce que l'on observe sur la figure 5.7. On peut faire un classement des modems en fonction du facteur d'étalement en fréquence. Plus ce dernier est grand, meilleures sont les performances. Le canal est paramétré de telle sorte qu'avec un facteur d'étalement en fréquence de 64, les chips d'un même symbole QPSK soient tous affectés par un coefficient du canal différent et indépendant des autres. Avec  $L = 64 \times 1$ , on devrait donc retrouver les performances de la borne théorique inférieure, ce qui est bien le cas sur la figure 5.7.

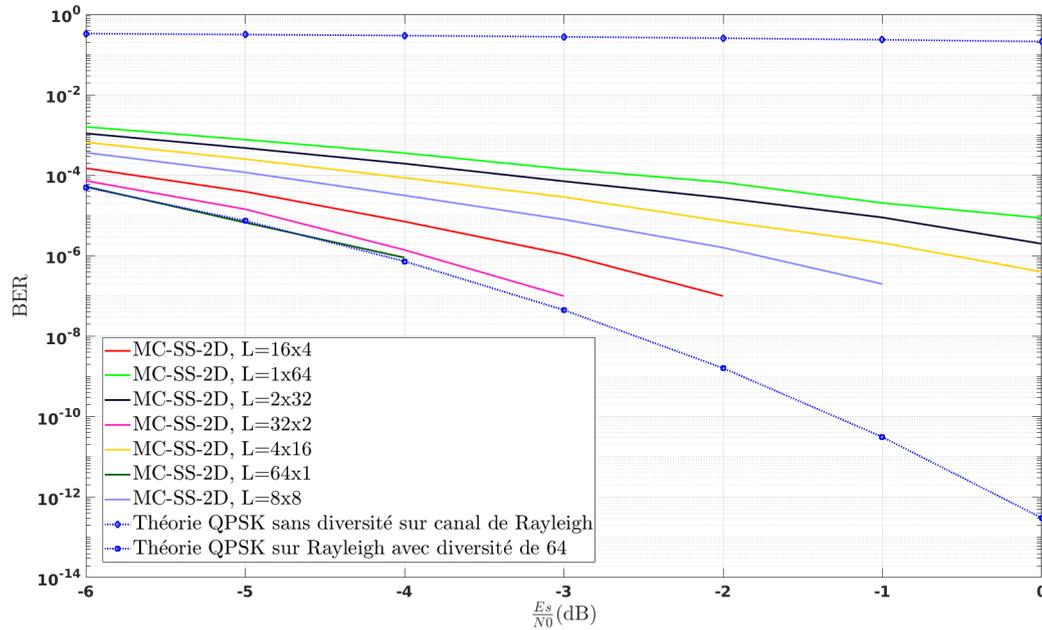


FIGURE 5.7 – BER des modems MC-SS-2D sur un canal de Rayleigh multitrajets variant rapidement en fréquence

## 5.5 Choix de la répartition de l'étalement assisté par une application

Un des objectifs des travaux de recherche de cette thèse consiste à proposer une méthode simple permettant à un utilisateur de paramétrer le modem sans avoir de prérequis sur les communications ASM. Pour cela, une application simple d'utilisation est proposée. La figure 5.8 présente l'interface graphique de l'application.

Dans cette application, des informations sur le système de l'utilisateur et sur l'environnement sont demandées :

- Vitesse radiale entre l'émetteur et le récepteur
- Distance de transmission
- Profondeur des transducteurs
- Profondeur de la mer

À partir de ces informations, le simulateur va conseiller une configuration à utiliser pour le modem. L'objectif est de fournir des paramètres permettant d'avoir le BER le plus faible possible. Cette application avait été employée dans les travaux de la référence [71]

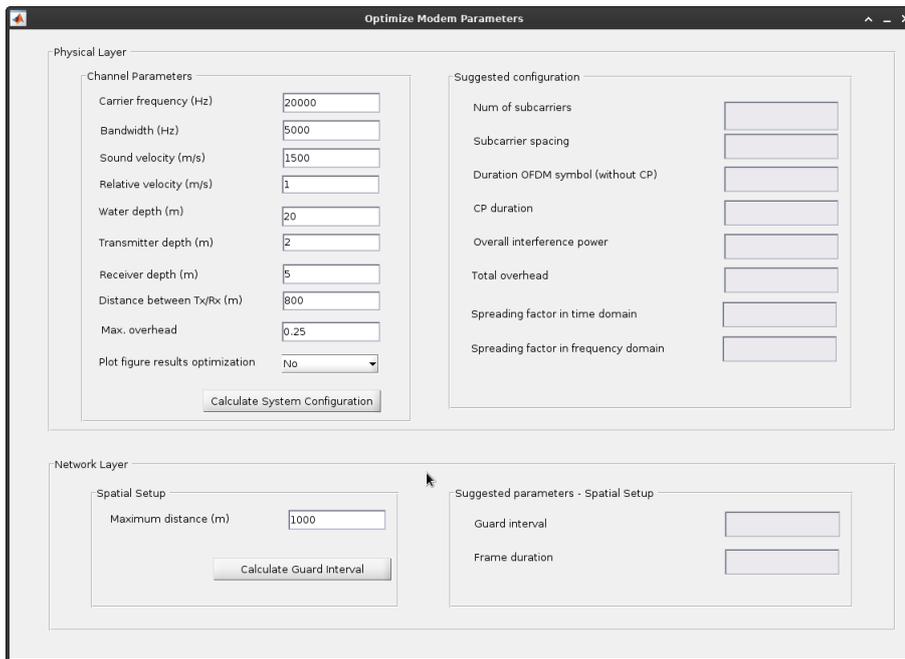


FIGURE 5.8 – Application proposant les paramètres du modem à partir d'informations sur l'environnement

qui utilisait une forme d'onde OFDM. Dans le cadre du modem MC-SS-2D, 2 paramètres supplémentaires sont proposés : les facteurs d'étalement en temps et en fréquence.

Un simulateur de canal utilisant un code de tracer de rayons permet, à partir des informations sur l'environnement, d'estimer un étalement temporel et un étalement Doppler du canal. À partir de cet étalement temporel et Doppler, l'application en déduit la répartition de la séquence d'étalement en temps et en fréquence et propose les facteurs correspondants. Ensuite, l'utilisateur peut exploiter ces paramètres pour la transmission.

### 5.5.1 Exemple de fonctionnement

Pour illustrer le fonctionnement de l'application, on peut prendre les exemples suivants :

- Une transmission à 3km avec des AUVs se déplaçant lentement
- Une transmission à 2km avec des AUVs se déplaçant plus rapidement et avec une mer moins profonde

Dans chacun des scénarios, l'utilisateur rentre les paramètres correspondants. Il choisit une bande passante et une fréquence porteuse cohérentes à la distance et l'application

lui retourne la configuration suggérée pour le modem. Dans le premier cas, on aurait les résultats de la figure 5.9.

FIGURE 5.9 – Configuration du modem pour une transmission à 3km

Puisque les AUVs se déplacent lentement, la fréquence Doppler maximale est faible et le canal varie peu en temps. L'application va donc privilégier l'étalement en fréquence comme on peut le voir sur la figure 5.9.

Au contraire, dans le deuxième scénario, le mouvement des AUVs crée de la sélectivité temporelle. Ainsi, comme on peut le constater sur la figure 5.10, l'application conseille dans ce cas de répartir plus en temps.

Sur les deux figures, on peut aussi remarquer que le facteur d'étalement total varie d'un cas à l'autre. En effet, l'application prend en compte la distance ainsi que la fréquence porteuse pour calculer un bilan de liaison à partir de la formule de Thorp [9].

## 5.6 Conclusions et perspectives

Dans ce chapitre, on a analysé l'optimisation de la répartition en temps et en fréquence du code d'étalement. Cette répartition essaie de maximiser la diversité fréquentielle.

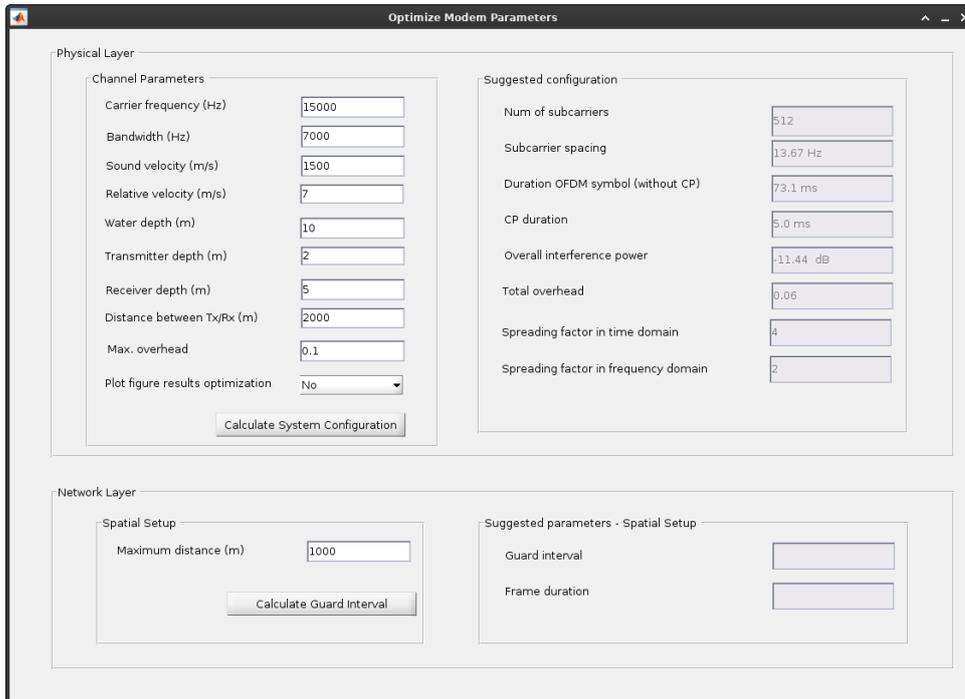


FIGURE 5.10 – Configuration du modem pour une transmission à 2km

tielle et temporelle du canal. Pour cela, l'étalement Doppler et l'étalement temporel du canal sont utilisés. En effet, ces paramètres indiquent la vitesse de variation en temps (temps de cohérence) et en fréquence (bande de cohérence) du canal. Afin d'exploiter au mieux la sélectivité du canal, il faut que l'écart fréquentiel et l'écart temporel entre deux chips soit respectivement supérieur à la bande de cohérence et au temps de cohérence du canal. L'entrelacement en fréquence permet de séparer les chips et ainsi mieux exploiter la diversité fréquentielle.

Afin d'étudier l'exploitation de la diversité du canal en fonction de la répartition de la séquence d'étalement, des simulations sur des canaux de Rayleigh multitrajets sont réalisées. Les canaux de Rayleigh sont générés en utilisant la méthode de Clarke/Jakes afin de pouvoir contrôler la bande de cohérence et le temps de cohérence. Deux cas extrêmes sont analysés :

- Un canal variant rapidement en temps et favorisant donc l'étalement en temps
- Un canal variant rapidement en fréquence et favorisant donc l'étalement en fréquence

À partir de l'étalement temporel et fréquentiel de chaque canal, on est capable de prévoir

les combinaisons qui auront les BER les plus faibles. De plus, lorsque la répartition de la séquence d'étalement est optimale, les performances obtenues sont identiques à la théorie. Ces résultats montrent le potentiel d'adaptation à l'environnement de la forme d'onde MC-SS-2D.

Dans l'application considérée, un lien de retour pour avoir la connaissance du canal n'est pas envisageable. Ainsi, une approche utilisant une estimation du canal obtenue à partir de paramètres de l'environnement simples à déterminer (distance de transmission, vitesse des drones, ...) est proposée. Cette approche a déjà été utilisée avec succès dans la référence [71]. Au final, cela permettrait de proposer une application permettant à un utilisateur de configurer simplement son modem sans avoir besoin de prérequis sur le canal ASM.

L'étude proposée a toutefois des limites. Une limite concerne le "réalisme" des canaux simulés. C'est pourquoi elle devrait être complétée par des cas plus concrets avec les canaux de Watermark.



# CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES

---

## Synthèse de la thèse

Dans ce manuscrit, nous avons proposé une solution pour éviter les collisions entre les AUVs lors de la reprise de vue et des navires en surface. Pour cela, l'utilisation d'un relais AIS est proposée. Ce relais consiste en un système de communications capable, d'une part de collecter les positions et cinématiques des navires avoisinants grâce à l'AIS et d'autre part de retransmettre ces informations aux AUVs avec un lien de communications ASM. Plusieurs scénarios définis par une portée acoustique recherchée et par un nombre de navires dont les données de position sont à retransmettre ont servi d'objectifs pour la thèse. Afin de répondre à cette problématique, plusieurs aspects ont été étudiés.

En étudiant l'AIS, nous avons montré dans le chapitre 2, que sur les 256 bits d'un paquets AIS, seuls 74 nous sont utiles pour notre application. De plus, une estimation du débit à retransmettre selon les différents scénarios envisagés est analysée. On constate alors que le scénario 3 est très compliqué puisque ce dernier dépasse la capacité du canal ASM.

Dans le chapitre 3 nous avons discuté de la conception du modem ASM. Nous proposons d'utiliser une forme d'onde nommée MC-SS-2D. Cette forme d'onde combine l'OFDM avec un étalement en temps et en fréquence. Elle permet d'utiliser à la fois la diversité fréquentielle et temporelle pour créer un modem robuste et flexible en changeant la taille de la séquence d'étalement et donc de répondre aux besoins de l'application. Le reste de la chaîne de transmission se compose d'une méthode d'estimation ainsi que d'une méthode pour simultanément détecter la trame, la synchroniser et estimer le décalage Doppler.

Par le biais d'une série de simulations et d'expérimentations, nous avons analysés les performances du modem au chapitre 4. Les tests se font par ordre de difficulté et per-

---

mettent de préparer les transmissions en mer. Ainsi, le modem est d'abord testé sur des canaux de Rayleigh afin de comparer les performances obtenues à des bornes théoriques. Puis, des simulations sur les canaux réalistes de Watermark permettent de montrer la robustesse du modem. Des expérimentations dans une bassine d'eau montrent que le modem fonctionne avec du matériel réel. Toutes ces étapes nous ont conduit à des transmission en mer à distance de 1,8km en utilisant la plateforme LMAIR. Les tests en mer montrent que le modem peut fonctionner dans des conditions réelles.

Dans le chapitre 5, nous avons étudié la répartition de la séquence d'étalement en temps et en fréquence dans le but de maximiser l'utilisation de la diversité du canal. Cette optimisation ne nécessite pas un lien de retour qui ne serait pas adapté aux scénarios envisagés. Elle utilise des informations sur l'environnement comme la distance de transmission ou la profondeur de la mer. À partir de ces informations, on peut estimer un étalement Doppler et un étalement temporel du canal et donc choisir la répartition de l'étalement. Des simulations sur des canaux de type Clarke/Jakes montrent le potentiel de l'optimisation. Enfin, une application simple d'utilisation permettant à une personne non familière avec les communications acoustiques de choisir les paramètres du modem est proposée.

## Perspectives

Suite à cette thèse, plusieurs perspectives peuvent être envisagées.

Chaque paquet AIS à retransmettre fait 74 bits au lieu de 256. Cette réduction est faite sans perte du point de vue de l'application envisagée. Cependant, on pourrait envisager de réduire davantage la quantité d'informations à retransmettre en acceptant de perdre en précision. Il serait donc intéressant d'étudier l'impact que des pertes en précision sur la position ou le déplacement des navires auraient sur l'application.

Lors des tests en mers, des limites du modem actuel ont été mises en avant. Tout d'abord, l'absence de suivi Doppler avait créée une augmentation du nombre d'erreurs pour des facteurs d'étalement grand. Ajouter une méthode robuste pour suivre le Doppler permettrait de palier ce problème. Il existe plusieurs méthodes pour suivre le Doppler (méthode aveugle se basant sur des propriétés d'autocorrélation, envoi d'une porteuse pure en dehors de la bande de transmission). Il serait intéressant de comparer ces mé-

---

thodes et de les appliquer lors de nouvelles transmissions en mer. De plus, les résultats en mer montrent que l'utilisation de plusieurs capteurs en réception serait bénéfique. Enfin, il restait parfois quelques erreurs. L'étude de codes correcteurs courts pour supprimer ces erreurs résiduelles serait intéressante.

Plusieurs autres améliorations pourraient être apportées au modem. Par exemple, pour l'estimation du canal, une méthode plus sophistiquée utilisant des algorithmes autorégressifs pour suivre l'évolution du canal telle que la référence [72] serait intéressante.

Dans le chapitre 5, l'optimisation de la répartition en temps et fréquence de la séquence d'étalement est étudiée. Il s'agit toutefois d'un début de recherche et des tests supplémentaires sont nécessaires. En effet, pour l'instant, l'étude ne s'appuie que sur des canaux simulés dont on connaît l'étalement temporel et Doppler. Il serait donc intéressant de la compléter avec des canaux plus réalistes comme ceux de Watermark.



# BIBLIOGRAPHIE

---

- [1] R. WYNN, V. HUVENNE, T. LE BAS et al., « Autonomous Underwater Vehicles (AUVs) : Their past, present and future contributions to the advancement of marine geoscience », *Marine Geology*, juin 2014.
- [2] S. IMBERT, C. LAOT, A. BOUDRAA et J. SZKOLNIK, « Two-Dimensional Spreading waveform for Adaptive Rate Acoustic Underwater Communication », in *IEEE OCEANS 2021 - San Diego*, sept. 2021.
- [3] S. IMBERT et C. LAOT, « AIS Relay for Autonomous Underwater Vehicle using an Adaptive Bit Rate Multi-Carrier Spread Spectrum Modem », in *Sea Tech Week*, Brest, France, oct. 2020.
- [4] S. IMBERT, G. ANSEL et C. LAOT, « Frame Detection and Synchronization for a SIMO Receiver in presence of Doppler Shift for Underwater Acoustic Communications », in *IEEE OCEANS 2019 - Marseille*, juin 2019.
- [5] S. IMBERT, G. ANSEL et C. LAOT, « Synchronisation trame dans un contexte multicapteurs pour communication acoustique sous-marine », in *GRETSI 2019*, Lille, France, août 2019.
- [6] S. IMBERT, C. LAOT, A. BOUDRAA et J. SZKOLNIK, « AIS Relay for AUV Applications », *Applied Sciences*, 2021.
- [7] M. STOJANOVIC et J. PREISIG, « Underwater acoustic communication channels : Propagation models and statistical characterization », *IEEE Communications Magazine*, 2009.
- [8] F. SOCHELEAU, « Communications acoustiques sous-marines sur canal fortement dispersif en temps et en fréquence », thèse de doctorat, IMT Atlantique, 2011.
- [9] L. BRECHOVSKICH et J. LYSANOV, *Fundamentals of ocean acoustics*. Springer, 2010.
- [10] B. SHARIF, J. NEASHAM, O. R. HINTON et A. E. ADAMS, « A computationally efficient Doppler compensation system for underwater acoustic communications », *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, jan. 2000.

- 
- [11] G. EYNARD et C. LAOT, « Blind doppler compensation scheme for single carrier digital underwater communications », in *IEEE OCEANS 2008*, Quebec, Canada, sept. 2008.
- [12] P. WALREE, R. OTNES et T. JENSERUD, *The Watermark manual and user's guide*, 2016.
- [13] B. L. SAUX, « Estimation de canal pour systèmes multi-antennes multi-porteuses », thèse de doctorat, INSA de Rennes, 2007.
- [14] K. CLARKE, « Fading channel simulators », *Proceedings of the IEEE*, 1967.
- [15] W.C.JAKES, « Microwave mobile communications », 1974.
- [16] T. HAYWARD et T. YANG, « Underwater Acoustic Communication Channel Capacity : A Simulation Study », nov. 2004.
- [17] D. E. LUCANI, M. STOJANOVIC et M. MEDARD, « On the Relationship between Transmission Power and Capacity of an Underwater Acoustic Communication Channel », in *IEEE OCEANS 2008 - Kobe Techno-Ocean*, 2008.
- [18] V. SETHURAMAN et B. HAJEK, « Capacity per unit energy of fading channels with a peak constraint », *IEEE Transactions on Information Theory*, 2005.
- [19] G. DURISI, U. G. SCHUSTER, H. BOLCSKEI et S. SHAMAI, « Noncoherent Capacity of Underspread Fading Channels », *IEEE Transactions on Information Theory*, 2010.
- [20] T. SHIMURA, H. OCHI, Y. WATANABE et T. HATTORI, « Demonstration of time-reversal communication combined with spread spectrum at the range of 900 km in deep ocean », *Acoustical Science and Technology*, jan. 2012.
- [21] Q. GANG, A. ISMAILAND, F. ZHOU et L. S. ZUO, « Experimental assessment of a multiple sequence direct sequence spread spectrum (MS-DSSS) underwater acoustic communication scheme », in *IEEE OCEANS 2013 - San Diego*, San Diego, CA, 2013.
- [22] M. PALMESE, G. BERTOLOTTI, A. PESCIOTTO et A. TRUCCO, « Spread Spectrum Modulation for Acoustic Communication in Shallow Water Channel », in *IEEE OCEANS 2007*, 2007.
- [23] H. SONG, « Long-range acoustic communication in deep water using a towed array : Beam diversity », in *IEEE Oceans 2012 - Yeosu*, mai 2012.

- 
- [24] M. D. GREEN et J. A. RICE, « Channel-tolerant FH-MFSK acoustic signaling for undersea communications and networks », *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, jan. 2000.
- [25] J. POTTER, J. ALVES, D. GREEN, G. ZAPPA, I. NISSEN et K. MCCOY, « The JANUS underwater communications standard », in *2014 Underwater Communications and Networking (UComms)*, 2014.
- [26] R. PETROCCIA, J. ALVES et G. ZAPPA, « JANUS-Based Services for Operationally Relevant Underwater Applications », *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, oct. 2017.
- [27] F. FRASSATI, C. LAFON, P. LAURENT et J. PASSERIEUX, « Experimental assessment of OFDM and DSSS modulations for use in littoral waters underwater acoustic communications », in *IEEE Oceans 2005*, juin 2005.
- [28] C. HE, J. HUANG, Q. ZHANG et K. LEI, « Reliable Mobile Underwater Wireless Communication Using Wideband Chirp Signal », in *2009 WRI International Conference on Communications and Mobile Computing*, jan. 2009.
- [29] C. ZHAN, F. XU et X. HU, « Parallel combinatory multicarrier frequency-hopped spread spectrum for long range and shallow underwater acoustic communications », in *IEEE OCEANS 2013 - Bergen*, Bergen, 2013.
- [30] A. BOURRÉ, S. LMAI, C. LAOT et S. HOUCHE, « A robust OFDM modem for underwater acoustic communications », in *IEEE OCEANS 2013 - Bergen*, 2013.
- [31] J. HUANG, J. HUANG, C. R. BERGER, S. ZHOU et P. WILLETT, « Iterative sparse channel estimation and decoding for underwater MIMO-OFDM », in *IEEE OCEANS 2009*, oct. 2009.
- [32] M. STOJANOVIC, J. A. CATIPOVIC et J. G. PROAKIS, « Phase-coherent digital communications for underwater acoustic channels », *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, jan. 1994.
- [33] H. SONG, W. HODGKISS et P. WALREE, « Phase-coherent communications without explicit phase tracking », *The Journal of the Acoustical Society of America*, 2010.
- [34] T. KANG, H. C. SONG, W. S. HODGKISS et J. SOO KIM, « Long-range multi-carrier acoustic communications in shallow water based on iterative sparse channel estimation », *The Journal of the Acoustical Society of America*, 2010.

- 
- [35] POPOTO, *PopotoModem*, site consulté à l'adresse <https://popotomodem.com/wp-content/uploads/2020/03/popotoMiniSpecsheet.pdf> le 12/05/2021.
- [36] DSPCOMM, *AquaComm gen2*, site consulté à l'adresse <https://www.dspcommgen2.com/aquacomm-gen2-next-generation-acoustic-modem/> le 11/05/2021.
- [37] DEVELOGIC, *HAM.NODE / HAM.Base*, site consulté à l'adresse [http://www.develogic.de/wp-content/uploads/2014/04/HAM.Node\\_HAM.Base-04-2014.pdf](http://www.develogic.de/wp-content/uploads/2014/04/HAM.Node_HAM.Base-04-2014.pdf) le 11/05/2021.
- [38] TELEDYNE, *Teledyne Acoustic Modems*, site consulté à l'adresse [http://www.teledynemarine.com/Lists/Downloads/Benthos\\_Modem\\_PSG.pdf](http://www.teledynemarine.com/Lists/Downloads/Benthos_Modem_PSG.pdf) le 12/05/2021.
- [39] KONGSBERG, *Kongsberg CNode Modem Embed*, site consulté à l'adresse <https://www.kongsberg.com/globalassets/maritime/km-products/product-documents/cnode-modem-embed> le 12/05/2021.
- [40] L. FREITAG, M. GRUND, S. SINGH, J. PARTAN, P. KOSKI et K. BALL, « The WHOI micro-modem : an acoustic communications and navigation system for multiple platforms », in *IEEE OCEANS 2005*, 2005.
- [41] J. BORDEN et J. DEARRUDA, « Long range acoustic underwater communication with a compact AUV », in *IEEE Oceans 2012*, 2012.
- [42] C. LAOT, « Etude d'une forme d'onde pour communications longues distances sur canal acoustique sous-marin », Rapport DGA, 2014.
- [43] E. S. RAYMOND, *AIVDM/AIVDO protocol decoding*, disponible en ligne : <https://gpsd.gitlab.io/gpsd/AIVDM.html> (consulté le 02/10/2019), 2016.
- [44] U. I. des TÉLÉCOMMUNICATIONS UIT – R. M. 1371-5, *Caractéristiques techniques d'un système d'identification automatique utilisant l'accès multiple par répartition dans le temps et fonctionnant dans la bande de fréquences attribuée aux services mobiles maritimes en ondes métriques*, Publication électronique, Genève, 2015.
- [45] S. COLLIN, *Développement d'une plateforme d'émission et de réception de signaux AIS : de l'analyse à la détection de comportements inhabituels*, rapport PFE d'ingénieur systèmes électroniques, CNAM, mars 2017.
- [46] « TDMSFR\_65068814-000 - Mémo scénario d'intérêt.pdf », transmis par mail le 21/10/2018.

- 
- [47] T. SETA, « A data compression method by dropping Most Significant Bits and its application to transmission of position data », in *2016 Techno-Ocean (Techno-Ocean)*, oct. 2016.
- [48] S. HARA et R. PRASAD, « Overview of multicarrier CDMA », *IEEE Communications Magazine*, 1997.
- [49] A. CHOULY, A. BRAJAL et S. JOURDAN, « Orthogonal multicarrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA systems », in *Proceedings of GLOBECOM '93. IEEE Global Telecommunications Conference*, 1993.
- [50] L. VANDENDORPE, « Multitone Direct Sequence CDMA System in an Indoor Wireless Environment », in *Proc. IEEE First Symposium of Communications and Vehicular Technology*, 1993.
- [51] V. DASILVA et E. S. SOUSA, « Performance of orthogonal CDMA codes for quasi-synchronous communication systems », in *Proceedings of 2nd IEEE International Conference on Universal Personal Communications*, 1993.
- [52] D. P. KONSTANTAKOS, A. E. ADAMS et B. S. SHARIF, « Multicarrier code division multiple access (MC-CDMA) technique for underwater acoustic communication networks using short spreading sequences », *IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation*, août 2004.
- [53] J. YAN, R. XU, D. WANG, H. CHEN et X. HU, « Study on MC-CDMA for Underwater Acoustic Networks », in *2008 International Conference on Computer Science and Software Engineering*, déc. 2008.
- [54] R. FA, B. S. SHARIF et C. C. TSIMENIDIS, « Downlink MC-2D-CDMA over Time-Variant Frequency-Selective Rayleigh Fading Channels », in *2007 IEEE International Conference on Communications*, 2007.
- [55] L. XIAO et Q. LIANG, « A novel MC-2D-CDMA communication systems and its detection methods », in *2000 IEEE International Conference on Communications. ICC 2000. Global Convergence Through Communications. Conference Record*, 2000.
- [56] J. CANCES, M. MORELLE, A. JULIEN-VERGONJANNE et C. GOURSAUD-BRUGEAUD, « 2D OCDMA System for Service Differentiation », in *2007 15th International Conference on Digital Signal Processing*, 2007.

- 
- [57] C. YANG, P. LIN, G. YANG et W. C. KWONG, « 2D orthogonal spreading codes for multicarrier DS-CDMA systems », in *IEEE International Conference on Communications, 2003. ICC '03.*, 2003.
- [58] C. LIN, P. LEE, C. CHANG, G. YANG et W. C. KWONG, « A new frequency-time-spreading code for MC/DS-CDMA wireless systems over Rayleigh fading channels », in *2007 IEEE Sarnoff Symposium*, 2007.
- [59] K. FAZEL et S. KAISER, *Multi-carrier and spread spectrum systems*. Wiley, 2008.
- [60] P. PALLAVI et P. DUTTA, « Muti-Carrier CDMA overview with BPSK modulation in Rayleigh channel », in *2010 3rd International Conference on Computer Science and Information Technology*, 2010.
- [61] Z. LIU et M. STOJANOVIC, « Spread-spectrum Multi-carrier Communication in Interference-limited Acoustic Regimes », in *2019 Underwater acoustic conference*, 2019.
- [62] H. ROHLING, « Radar CFAR Thresholding in Clutter and Multiple Target Situations », *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, juill. 1983.
- [63] N. GROLLIER, G. ANSEL et C. LAOT, « Robust OFDM Modem for a Swarm of Underwater Autonomous Vehicles », in *IEEE OCEANS 2019 - Marseille*, juin 2019.
- [64] J. PROAKIS et M. SALEHI, *Digital Communications*. Boston : McGraw-Hill, 2007.
- [65] P. BOUVET, P. FORJONEL et Y. AUFFRET, « IROMI-LMAIR : An innovative network of instrumental platforms for marine and underwater technologies », in *Mogesm'2020*, 2020.
- [66] A. RADOSEVIC, R. AHMED, T. M. DUMAN, J. G. PROAKIS et M. STOJANOVIC, « Adaptive OFDM Modulation for Underwater Acoustic Communications : Design Considerations and Experimental Results », *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2014.
- [67] A. POTTIER, F. SOCHELEAU et C. LAOT, « Robust Noncooperative Spectrum Sharing Game in Underwater Acoustic Interference Channels », *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2017.
- [68] Q. FU et A. SONG, « Adaptive Modulation for Underwater Acoustic Communications Based on Reinforcement Learning », in *IEEE OCEANS 2018 - Charleston*, 2018.

- 
- [69] L. WAN, H. ZHOU, X. XU et al., « Adaptive Modulation and Coding for Underwater Acoustic OFDM », *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2015.
- [70] J. HUANG et R. DIAMANT, « Adaptive Modulation for Long-Range Underwater Acoustic Communication », *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2020.
- [71] C. GUSSEN, C. LAOT, F. SOCHELEAU et al., « Optimization of Acoustic Communication Links for a Swarm of AUVs », *Applied Sciences*, sept. 2021.
- [72] H. .SHU, L. ROS et E. SIMON, « Complex amplitudes tracking loop for multi-path channel estimation in OFDM systems : Synthesis and extension », in *ISCCSP 2014 - 6th International Symposium on Communications, Control and Signal Processing*, Athènes, Greece, mai 2014.



# COMPARAISON DES MÉTHODES D'ESTIMATIONS

---

Dans le chapitre 3, trois méthodes d'estimation possibles ont été évoquées. La méthode d'estimation sans étalement et utilisée en OFDM a été retenue. Cet annexe a pour but de justifier ce choix.

## A.1 Méthode de comparaison

Pour comparer les méthodes d'estimation, on va réutiliser les canaux de Rayleigh présentés au chapitre 4 de la section 4.2.1.

Pour rappel, ces canaux sont composés de plusieurs trajets. Chaque trajet correspond à un coefficient complexe variant dans le temps et dont la valeur absolue suit une distribution de Rayleigh. Les trajets ont tous la même puissance. Le canal est généré de manière indépendante pour chaque symbole OFDM transmis.

De plus, dans la section 4.2.2, deux taux d'erreur théoriques ont été indiqués. L'équation (4.8) donne le taux d'erreur dans le cas où la diversité du canal est exploitée, qui vaut :

$$Pe = \left[ \frac{1}{2} \left( 1 - \sqrt{\frac{\gamma}{1+\gamma}} \right) \right]^L \sum_{\ell=0}^{L-1} \binom{L-1+\ell}{\ell} \left[ \frac{1}{2} \left( 1 + \sqrt{\frac{\gamma}{1+\gamma}} \right) \right]^\ell \quad (\text{A.1})$$

où  $\gamma$  est le RSB et  $L$  représente le facteur d'étalement.

Le taux d'erreur d'une modulation QPSK sur canal de Rayleigh lorsque la diversité n'est pas exploitée est :

$$Pe_{QPSK} = \frac{1}{2} \left( 1 - \sqrt{\frac{\gamma}{1+\gamma}} \right) \quad (\text{A.2})$$

Les résultats de simulations vont permettre de voir l'impact de l'estimation sur les performances et donc de comparer les méthodes entre elles.

## A.2 Résultats des simulations

Pour la simulation, les paramètres suivants ont été utilisés :

- 1500000 bits
- Bande passante allant de 10,5kHz à 14,5kHz.
- 256 sous-porteuses

La figure A.1 présente les résultats de simulations sur un canal de Rayleigh à 8 trajets pour différentes configurations. Les traits pleins correspondent aux résultats dans le cas où le canal est estimé. Les courbes bleues en pointillées sont les courbes d'erreurs théoriques.

Les méthodes d'estimation sont numérotées :

- (1) correspond à la méthode d'estimation où des symboles pilotes sont répartis sur des sous-porteuses présentée dans la section 3.5.1
- (2) correspond à la méthode d'estimation où des symboles pilotes sont étalés comme des données. Cette méthode est tirée de l'article [61] et est présentée dans la section 3.5.3
- (3) correspond à la méthode d'estimation avec addition des pilotes aux données présentée dans la section 3.5.2

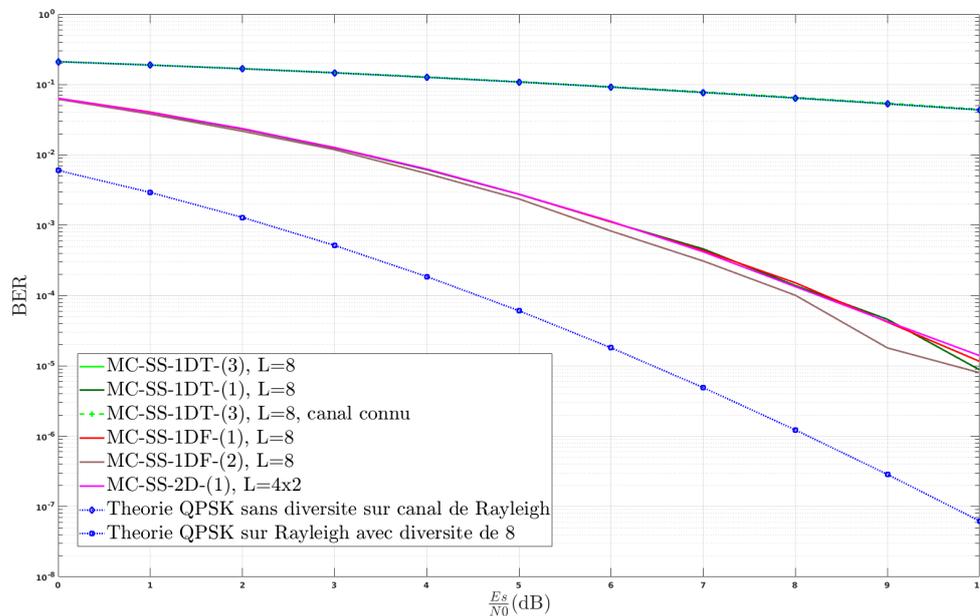


FIGURE A.1 – Comparaison des méthodes d'estimation sur canal de Rayleigh à 8 trajets

Comme on peut le constater sur la figure A.1, les méthodes (1) et (2) ont des perfor-

mances similaires. Cependant, la méthode (3) présente une forte perte de performances. En effet, le taux d'erreur obtenu avec cette méthode est égal au taux d'erreur théorique d'une QPSK qui n'exploite pas la diversité. Pour cette méthode, on a également tracé le taux d'erreur lorsque le canal est connu. On arrive à la même conclusion. On en déduit donc qu'en utilisant cette méthode, on perd la diversité du canal. On peut par ailleurs démontrer ce résultat (voir section A.3).

Les deux autres méthodes présentent des performances similaires. Cependant, il y a quelques différences à considérer lors du choix de la méthode d'estimation. Premièrement, pour la méthode (1), le choix du nombre de pilotes est libre alors que pour la méthode (2), ce dernier est lié au facteur d'étalement en fréquence  $Q$ . De plus, pour que la méthode (2) soit efficace, il est nécessaire que le nombre de pilotes soit égal ou supérieur au nombre de trajets du canal. Ainsi, comme on peut le voir sur la figure A.2, si l'on augmente le nombre de trajets du canal de Rayleigh simulé sans changer le facteur d'étalement, on observe une perte de performances significative uniquement pour la méthode (2).

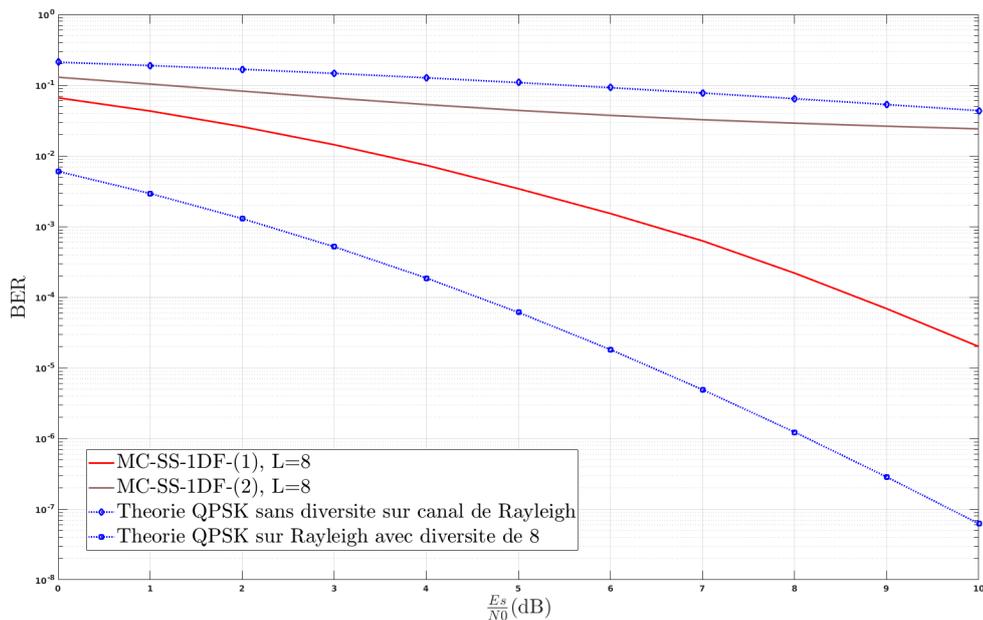


FIGURE A.2 – Comparaison des méthodes d'estimations sur canal de Rayleigh à 10 trajets

La méthode (2) est donc plus simple à configurer (on ne se soucie pas de la répartition en temps/fréquence des pilotes mais seulement du nombre de pilotes) mais peut imposer des contraintes sur la répartition temps/fréquence de la séquence d'étalement. En effet, lorsque la réponse impulsionnelle du canal est importante, il sera alors nécessaire de

---

répartir la séquence d'étalement plus en fréquence pour pouvoir estimer le canal. Comme montré dans le chapitre 5, cela peut avoir un impact négatif sur l'exploitation de la diversité.

Ainsi, la méthode (1) offre plus de liberté dans la configuration du modem tout en ayant de bonnes performances. C'est pourquoi cette méthode a été retenue.

### A.3 Effet de l'addition de sous-porteuses sur les coefficients d'un canal de Rayleigh

Un canal de Rayleigh à 1 seul chemin est généré par la somme de deux variables aléatoires gaussiennes :

$$H = X + iY \quad (\text{A.3})$$

avec  $X$  et  $Y$  deux variables aléatoires indépendantes suivant la loi  $\mathcal{N}\left(0, \frac{1}{2}\right)$ . Dans ce cas  $|H|$  suit une loi de Rayleigh  $\mathcal{R}\left(\sqrt{\frac{1}{2}}\right)$  où  $\sqrt{\frac{1}{2}}$  est appelé le facteur de forme.

Pour comprendre l'effet de la somme de plusieurs sous-porteuses (en temps ou en fréquence) on peut s'intéresser à la distribution du module de la somme de plusieurs coefficients du canal à savoir  $\left|\sum_{n=0}^{L-1} H_n\right|$ .

$$\sum_{n=0}^{L-1} H_n = \sum_{n=0}^{L-1} X_n + i \sum_{n=0}^{L-1} Y_n \quad (\text{A.4})$$

où chaque  $X_n$  et chaque  $Y_n$  suivent une loi  $\mathcal{N}\left(0, \frac{1}{2}\right)$  et sont indépendants deux à deux.

Or la somme de  $L$  variables aléatoires indépendantes suivant une loi normale  $\mathcal{N}(m, \sigma^2)$  est une variable aléatoire suivant une loi normale  $\mathcal{N}(L \times m, L \times \sigma^2)$ .

On peut donc écrire :

$$\sum_{n=0}^{L-1} H_n = C + iS \quad (\text{A.5})$$

avec :

—  $C = \sum_{n=0}^{L-1} X_n$  suit une loi  $\mathcal{N}\left(0, \frac{L}{2}\right)$

—  $S = \sum_{n=0}^{L-1} Y_n$  suit une loi  $\mathcal{N}\left(0, \frac{L}{2}\right)$

Donc  $\left|\sum_{n=0}^{L-1} H_n\right|$  suit une loi de Rayleigh  $\mathcal{R}\left(\sqrt{\frac{L}{2}}\right)$ .

Comme on a pu le voir dans l'équation (4.8), la probabilité d'erreur de MC-SS-2D est liée au facteur d'étalement total  $L$ . Cependant, lorsque l'on additionne les sous-porteuses, on additionne les coefficients du canal ce qui peut être représentée par un canal équivalent

---

où la variance est multipliée par  $L$ . Ainsi, lorsque l'on additionne les sous-porteuses, le gain de diversité proportionnel à  $L$  est annulé par l'augmentation de la variance du canal.





---

**Titre :** Relais système d'identification automatique sous-marin

**Mot clés :** Communications acoustiques sous-marines, AIS, drones sous-marins, AUV, MC-SS-2D, Doppler, transmissions en mer

**Résumé :** La thèse concerne les véhicules sous-marins autonomes et leur navigation en toute sécurité. L'objectif est de concevoir un modem relais entre les drones sous-marins et le système de communication AIS (Automatic Identification system). Il devra pouvoir récolter les données AIS en communiquant en onde radio et aussi communiquer en acoustique avec les drones. Ainsi, il sera en mesure de diffuser la position des navires aux drones ce qui leur permettra d'émerger en évitant les collisions. Le débit AIS dépassant les performances usuelles des modems acoustiques sous-marins, une étude sur sa réduction ainsi que sur le nombre des navires supportés par la solution proposée est présentée. De plus, la distance entre le relais et les AUVs (autonomous underwater vehicles) pouvant varier,

le modem doit donc être capable de s'adapter aux conditions de transmission de manière autonome afin d'être robuste quelle que soit la distance de communication, ce qui représente un véritable défi. Pour cela, un modem combinant l'OFDM avec une séquence d'étalement 2D de longueur variable est proposée pour avoir un design flexible utilisant la diversité fréquentielle et temporelle pour apporter de la robustesse à différentes portées. Durant cette thèse, les performances de la forme d'onde proposée sont étudiées à travers diverses simulations et expériences avec notamment des transmissions réalisées en mer. Cette thèse IMT Atlantique en collaboration avec l'École Navale est co-financée par Thales et la Région Bretagne.

---

**Title:** Underwater automatic identification system relay

**Keywords:** Underwater acoustic communications, AIS, AUV, MC-SS-2D, Doppler, at sea transmissions

**Abstract:** This thesis is focused on autonomous underwater vehicles (AUVs) and their operational safety during surfacing. The goal is to design a modem to act as a relay between AUVs and the AIS communication system (Automatic identification system). This modem uses both a radio link to gather data from the AIS and a underwater acoustic link to communicate with AUVs. Therefore the modem is able to broadcast the surface vessels' positions and kinetics to the AUVs thus helping them to safely surface. The AIS bit rate being higher than the common performances of underwater acoustic modems, a study of its reduction and the number of ships supported by the proposed system is detailed. Furthermore, the communication range between AUVs and

the modem can vary during a mission. Hence, the modem needs to be able to adapt its parameters to the situation to be robust regardless of the communication range which represents a challenge in underwater acoustic communication. A modem combining OFDM with a 2D variable length spreading sequence is proposed. It offers a flexible design where frequency and time diversity are used to increase the robustness of the signal at various ranges. During this thesis, the proposed modem performances were studied through simulations and experiments including transmissions done at sea. This thesis was done at IMT Atlantique with the collaboration of Ecole Navale and was co-financed by Thales and Région Bretagne.