



HAL
open science

Communications acoustiques pour les réseaux sous-marins sans fils

Pierre-Jean Bouvet

► **To cite this version:**

Pierre-Jean Bouvet. Communications acoustiques pour les réseaux sous-marins sans fils. Réseaux et télécommunications [cs.NI]. Université de Bretagne Occidentale Brest, 2020. tel-03018851v2

HAL Id: tel-03018851

<https://theses.hal.science/tel-03018851v2>

Submitted on 22 Oct 2021

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

HABILITATION À DIRIGER DES RECHERCHES

UNIVERSITÉ BRETAGNE OCCIDENTALE

ÉCOLE DOCTORALE MATHSTICC

présentée par

Pierre-Jean BOUVET

Enseignant Chercheur, ISEN Yncréa Ouest, L@bISEN

COMMUNICATIONS ACOUSTIQUES POUR LES RÉSEAUX
SOUS-MARINS SANS FILS

Soutenue le : 20 Novembre 2020

Après avis des rapporteurs :

M.	Benoit GELLER	Professeur	ENSTA Paris IPP
M.	Christophe LAOT	Professeur	Institut Mines Telcom Atlantique, Lab-STICC
M.	Yves LOUET	Professeur	Centrale Supélec, IETR

Devant la commission d'examen formée de :

M.	Ayman AL FALOU	Professeur	LabISEN, ISEN Yncréa Ouest
M.	Christian BROSSEAU	Professeur	Université de Bretagne Occidentale, Lab-STICC
M.	Benoit GELLER	Professeur	ENSTA Paris IPP
Mme	Maryline HELARD	Professeur	INSA Rennes, IETR
M.	Christophe LAOT	Professeur	Institut Mines Telcom Atlantique, Lab-STICC
M.	Yves LOUET	Professeur	Centrale Supélec, IETR



*À Bastien, à Katell
à Carole,
vous êtes tout pour moi...*

Avant propos

Ce manuscrit présente un résumé des activités passées, actuelles et futures au sein de l'équipe **Systèmes Embarqués, Acoustique et Communications (SEACom)** du laboratoire L@bISEN de l'ISEN Yncréa Ouest, en collaboration avec des partenaires académiques et industriels. Ces travaux sont présentés avec un focus sur le volet technique pour souligner l'apport concret des contributions et montrer le niveau de maturation scientifique.

D'abord, je souhaite témoigner ma gratitude à l'ensemble du jury pour le temps qu'ils m'ont accordé et pour l'honneur qui m'ont fait pour juger ce travail. Je transmets mes sincères remerciements aux professeurs Benoit Geller, Christophe Laot, et Yves Louet qui me font la faveur d'être rapporteurs malgré leur charge de travail et leurs responsabilités.

Je souhaite adresser ici ma reconnaissance aux doctorants que j'ai co-encadrés ou que je co-encadre actuellement : Samar Kaddouri, Oriol Pallares, Ivan Masmitja, Yiqi Bai, Charles Coquet et Christophe Bernard et aussi aux étudiants que j'ai encadrés en stage ou pour des projets de Master 1 et Master 2. Ce que je présente dans ce manuscrit représente un petit peu mon travail mais également en grande partie le leur. Par ailleurs, j'ai une pensée pour mes collègues de l'équipe SEACom pour les différentes collaborations fructueuses et les moments passés ensemble dans la bonne humeur. Je souhaite leur exprimer ma reconnaissance et leur dire que sans eux ce travail aurait été plus long et moins intéressant. Je souhaite également remercier Yves Auffret, ancien responsable de l'équipe SEACom et maintenant directeur de la valorisation, qui a énormément œuvré pour le développement des communications ASM et plus largement des technologies marines au sein du laboratoire. Je remercie également la direction d'Yncréa Ouest, Marc Faudeil, la direction de la recherche, Gilles Keryer puis Ayman Al Falou pour m'avoir fait confiance tout au long de ces années. Je remercie aussi la cellule administrative de la recherche, Émilie Le Gall-Marias et Fanny Raguene-Boulic pour leur soutien sans faille pour le montage et l'exécution des différents contrats de recherche.

Je souhaite également saluer ceux avec qui j'ai pu collaborer à l'échelle nationale et internationale comme Pierre-Philippe Beaujean de FAU (Etats-Unis), Joaquim Del Rio de l'UPC (Espagne) ou Beatrice Tomasi de NORCE (Norvège). Je remercie aussi nos partenaires industriels pour leur confiance et leur support via des projets collaboratifs, des chaires industrielles ou des contrats de thèse, je pense notamment à Raphaël Bourdon de RTSYS ainsi que Franck Florin, Andreas Arnold-Bos et Nicolas Le Josse de Thales DMS. Je tiens enfin à remercier toutes les personnes avec lesquelles j'ai eu des discussions enrichissantes au sein du laboratoire ou lors des séminaires de recherches pendant toutes ces années de recherche.

J'ai enfin une pensée pour ma famille et ma belle famille, pour leur soutien indéfectible durant toutes ces années.

Table des matières

A	Dossier administratif	1
1	Curriculum Vitae	3
1.1	Notice individuelle	3
1.2	Diplômes et qualification	3
1.3	Parcours Professionnel	4
1.4	Activités de recherche	4
1.5	Bilan d’encadrement de jeunes chercheurs	4
1.6	Contrats de recherche	4
1.7	Enseignement	4
2	Synthèse des activités de recherche	5
2.1	Introduction	5
2.2	Thématiques de recherche	7
2.3	Production scientifique	10
3	Synthèse de l’expérience en animation de recherche	10
3.1	Encadrement d’étudiants	10
3.2	Contrats et projets de recherche	15
3.3	Collaborations avec d’autres laboratoires	18
3.4	Rayonnement, animation et responsabilités scientifiques	18
4	Publications scientifiques	20
4.1	Articles dans des revues répertoriées avec comité de lecture (ACL)	20
4.2	Conférences invitées (C-INV)	21
4.3	Communications avec actes en congrès international (C-ACTI) depuis 2009	21
4.4	Communications par affiche (C-AFF) depuis 2009	23
4.5	Communications sans acte (C-COM)	23
4.6	Rapports de projets	23
B	Rapport technique	25
	Introduction	27
I	Technologie MIMO pour les communications ASM	32
1	Introduction	32
2	Canal acoustique sous-marin	32
2.1	Généralités	32
2.2	Atténuation	33
2.3	Trajets multiples	33
2.4	Phénomène de diffusion	34
2.5	Effet Doppler de mouvement	36

2.6	Bruit	36
3	Technologie MIMO	36
4	Développement d'un modem acoustique MIMO	37
4.1	Contexte	37
4.2	Émetteur	38
4.3	Récepteur	39
4.4	Expérimentations	41
4.5	Analyse des performances	42
5	Estimation du gain en débits atteignables	44
5.1	Capacité MIMO et débit atteignable	44
5.2	Sondage de canal	45
5.3	Résultats	46
6	Conclusion	50
II Techniques d'accès multiples pour les communications acoustiques sous-marines		52
1	Introduction	52
2	Canal ASM multi-utilisateur	53
2.1	Modèle	53
2.2	Spécificités de l'accès multiple en communications ASM	54
2.3	Expérimentation et rejeu de canal	54
3	État de l'art des protocoles d'accès en communications ASM	58
3.1	Protocoles déterministes	58
3.2	Protocoles aléatoires	61
4	Nouvelles formes d'ondes orthogonales	63
4.1	Contexte	63
4.2	MU-CSS	63
4.3	MU-HFM	65
4.4	Résultats	66
5	Technologie MU-MIMO pour les communications ASM	68
5.1	Émission	69
5.2	Réception	71
5.3	Résultats de performances	75
5.4	Analyse du débit atteignable	78
6	Conclusion	80
III Communication et positionnement acoustique sous-marin		82
1	Introduction	82
2	Synchronisation des réseaux ASM	82
2.1	Problématique	82
2.2	État de l'art	83
2.3	Contributions	84
2.4	Résultats	88
2.5	Synthèse	90

TABLE DES MATIÈRES

3	Positionnement ASM par information de distance	91
3.1	Problématique	91
3.2	État de l'art	91
3.3	Contributions	93
3.4	Résultats	97
3.5	Synthèse	97
4	Positionnement collectif	100
4.1	Problématique	100
4.2	État de l'art	101
4.3	Contributions	103
4.4	Synthèse	105
5	Conclusion	105
IV Conclusion et perspectives		108
1	Conclusion	108
2	Perspectives	109
2.1	Vers des réseaux acoustiques sous-marins communicants	109
2.2	Communication et positionnement acoustiques simultanés en mi-lieu sous-marin	110
2.3	Communications optiques	111
Résumé		115
Bibliographie		117
Acronyms		133
Notations		137
Table des figures		140
Liste des tableaux		141

Première partie

Dossier administratif

1 Curriculum Vitae

1.1 Notice individuelle

Nom patronymique : Bouvet
 Prénom : Pierre-Jean
 Date de naissance : 6 Aout 1978
 Situation familiale : Marié, 2 enfants

Situation actuelle

Fonction : Enseignant-chercheur
 Employeur : ISEN Yncréa Ouest, site de Brest
 Recherche : Laboratoire L@bISEN Yncréa Ouest
 Responsable de l'équipe de recherche SEACom
 Membre du conseil stratégique de la recherche du laboratoire
 Enseignements : Informatique et traitement de l'information
 Responsable du domaine de compétences *Traitement de l'information*

1.2 Diplômes et qualification

2014 - 2018	Qualification aux fonctions de maitre de conférences, section 61
Dec. 2005	Diplôme de Doctorat Mention : Électronique Titre : Étude et mise au point de nouveaux récepteurs itératifs pour systèmes multi-antennes Établissement : INSA de Rennes Financement : Orange Labs Composition du jury de thèse : Jacques CITERNE, Professeur INSA Rennes Président Jean-Pierre CANCES, Maitre de conférences-HDR, ENSIL Rapporteur Hikmet SARI, Professeur SUPELEC Rapporteur Maryline HELARD, Ingénieur-HDR à Orange Labs Directeur John M. CIOFFI, Professeur Université de Stanford (USA) Examineur Christophe LAOT, Enseignant-Chercheur ENST Bretagne Examineur Charlotte LANGLAIS, Enseignant-Chercheur ENST Bretagne Invité
Juin 2001	Diplôme d'Étude Approfondie (DEA) Option : Réseaux de communications Établissement INSA de Rennes
Juin 2001	Diplôme d'ingénieur Option : Électronique et Systèmes de communication Établissement INSA de Rennes
Juin 1996	Diplôme de Baccalauréat série S Mention : Bien Établissement : Lycée Jules Verne, Nantes

1.3 Parcours Professionnel

Depuis 2009	Enseignant-chercheur à ISEN Brest – Yncréa Ouest
2005 - 2009	Baseband decoding architect à NXP Semiconductors (Caen)
2002 - 2005	Doctorant à Orange Labs (Rennes)
2001 - 2002	Ingénieur R&D à ST2E (TEKELEC Group, Rennes)

1.4 Activités de recherche

Période	Thématique	Lieu
Depuis 2017	Communications ASM multi-utilisateurs	ISEN Brest Yncréa Ouest
Depuis 2016	Positionnement sous-marin	
2013 à 2016	Synchronisation des réseaux sous-marins	
Depuis 2009	Techniques MIMO pour les communications ASM	
2005 à 2009	Synchronisation et démodulation OFDM Techniques MISO pour la norme DVB-T2	NXP semiconductors
2002 à 2005	Techniques MIMO Récepteurs itératifs (turbo)	Orange Labs

1.5 Bilan d'encadrement de jeunes chercheurs

Le Tableau 1 synthétise mon implication dans d'encadrement des travaux de recherche depuis mon arrivée à l'ISEN Brest Yncréa Ouest jusqu'à présent. A ce jour, j'ai été impliqué dans l'encadrement de 3 étudiants de master ainsi que 8 doctorants dont 4 ont déjà soutenu, un a une date de soutenance programmée et 3 autres sont en cours.

1.6 Contrats de recherche

Le Tableau 2 synthétise les contrats de recherche en faveur du laboratoire L@bISEN Yncréa ouest dans lequel j'ai été impliqué de 2009 jusqu'à aujourd'hui. La somme des budgets de tous les projets atteint 5,6 M€. Concernant le laboratoire cela représente un total de budget de 2.2 M€ dont 1,1 M€ de financements effectifs sur un peu plus de 10 ans. Du fait de la structure d'[Etablissement d'Enseignement Privé d'Intérêt Général \(EESPIG\)](#) de Yncréa Ouest, le ratio de financement est en effet de l'ordre de 40-50 % du budget engagé.

1.7 Enseignement

Le Tableau 3 synthétise les différents modules d'enseignement dans lesquels je me suis impliqué depuis mon arrivée à l'ISEN Brest Yncréa Ouest en Janvier 2009. D'autres modules d'enseignement auxquels j'ai pu participer durant ma thèse ne figurent pas dans ce tableau. Depuis 2018, je suis responsable du domaine de compétences *traitement de l'information* (qui inclue le traitement du signal, les communications numériques, l'automatique, la théorie de la décisions, ...) avec pour objectif d'homogénéiser le contenu, gérer

TABLE 1 – Bilan d’encadrement de jeunes chercheurs.

Etudiant	Type	Taux d’encadrement	Université	Date Soutenance
Samar Kaddouri	Doctorat	50%	Université de Bretagne Occidentale (UBO) Florida Atlantic University (FAU), États Unis	2014
Oriol Pallares	Doctorat	50 %	Université Polytechnique de Catalogne (UPC), Espagne	2016
Ivan Masmitja	Doctorat	40 %	UPC, Espagne	2020
Charles Coquet	Doctorat	35 %	UBO	2020
Christophe Bernard	Doctorat	70 %	UBO	2020
Nathan Fourniol	Doctorat	30 %	UBO	2023
Raphaël Garin	Doctorat	30 %	UBO	2023
Yiqi Bai	Doctorat	50%	Ocean University of China (OUC), Qingdao, Chine	2021
Gaultier Réal	Master	50 %	FAU, États-Unis	2011
Robin Laboudie	Master	100 %	ISEN Brest	2014
Martin Beaulieu-Camus	Master	100 %	Ecole Navale	2016

les intervenants et faire évoluer les programmes en fonction des domaines professionnels impliqués.

2 Synthèse des activités de recherche

2.1 Introduction

Dans la nomenclature de la section 61, mon travail de recherche se situe dans le cadre du *traitement du signal* et se concentre sur les problématiques de communications numériques. Plus précisément je m’intéresse aux techniques de transmission numérique et réception associées permettant d’augmenter l’efficacité spectrale (débit transmis par unité de fréquences utilisées). Pendant ma thèse, je me suis particulièrement intéressé aux techniques multi-voies de type **Multiple Input Multiple Output (MIMO)** et à la réception itérative (turbo) dans un contexte radio-mobile. De 2005 à 2009, J’ai appliqué mes compétences en techniques MIMO et développé de nouvelles compétences en démodulation et synchronisation de formes d’ondes multi-porteuses de type **Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM)** dans un contexte de télévision numérique terrestre. A partir de 2009, je me suis intéressé au domaine des communications acoustiques en milieu sous-marin en étudiant notamment l’apport de la technologie MIMO dans ce domaine. A partir de 2016, j’ai étendu ma thématique de recherche au traitement

TABLE 2 – Synthèse des contrats de recherche.

Nom	Type	Implication personnelle	Sujet	Partenaires	Période	Budget Total (dont labo)
MP HERMES	Sous-traitance	Montage, Resp. Projet	Multipoint HERMES acoustic modem for High speed and high frequency acoustic communication	FAU	2011	20 k€ (20 k€)
MIMOISEN	ARED région bretagne	Montage, Porteur	Approche expérimentale d'une liaison MIMO en acoustique sous-marine		2011 à 2014	108 k€ (108 k€)
MA-MIMO	DGA RAPID	Montage, Porteur, Resp. Projet	Faisabilité d'un modem acoustique MIMO pour la transmission de données en milieu sous-marin	ISEN Brest, RTSYS, Celadon, MAREE	2012 à 2016	1.2 M€ (534 k€)
UAMSync	TNA FiXO3	Montage Resp. Projet	Underwater Acoustic Modem with Time Synchronization Capability Test at Obsea platform	UPC	2014 à 2016	4,5 k€ (2,1k€)
IROMI LMAIR	CPER	Resp. Projet	Laboratoire Marin d'Acoustique et d'Imagerie de la Rade	RTSYS	2015 à 2020	322 k€ (322 k€)
ATOLL	ADEME Navire du futur	Montage	Connecteur sous-marin intelligent	ISEN Brest, FORSSEA Robotics	2016 à 2019	1,2 M€ (190 k€)
MIMO UAN	ARED Région Bretagne	Montage, Porteur	Techniques MIMO appliquées aux communications multi-points pour les réseaux acoustiques sous-marins		2017 à 2020	108 k€ (108 k€)
MIMO4AUV	DGA RAPID	Montage, Porteur, Resp. Projet	Communications acoustiques MIMO multi-utilisateurs pour meutes de drones sous-marins	ISEN Brest, RTSYS	2017 à 2021	1,7 M€ (712 k€)
INTENDU	Projet européen ERA-NET	Montage, Resp. Lot	Integrated Technologies Longterm Deployment of Robotic Underwater platforms	ISEN Brest, INESCTEC (PT), NTNU (NO), Runde Env. Centre (NO), INEGI (PT), UBO-IRDL, CELADON	2018 à 2020	1 M€ (155 k€)
Budget tous projets confondus						5.6 M€
Budget pour le laboratoire tous projets confondus						2.2 M€
Financements obtenus pour le laboratoire tous projets confondus						1.1 M€

du signal pour le positionnement en milieu sous-marin et les algorithmes de navigation associés.

TABLE 3 – Synthèse des enseignements.

Période	Thématique	Type	Niveau	Volume horaire annuel	Lieu
2009 à aujourd'hui	Algorithmique Langage C	Cours TD TP Projet	L3	116h	ISEN Brest Yncréa Ouest
2009 à 2019	Réseaux	TD TP	L3	12h	
2009 à aujourd'hui	Linux Programmation système	Cours TP	M1	26h	
2016 à aujourd'hui	Traitement du signal	Cours TD TP	M1	56h	
2015 à aujourd'hui	Communications numériques	Cours TD	M1	22h	
2014 à aujourd'hui	Transmissions numériques sur canaux sélectifs	Cours TP	M2	10h	
2020	Modem acoustique logiciel	Projet encadré	M1	30h	
2014	Underwater Acoustic Communications	Cours TP	M1	12h	IP Marin Summer School, UPC, Espagne

2.2 Thématiques de recherche

2.2.a Nouvelle norme de diffusion pour la télévision numérique terrestre

Après ma thèse, j'ai travaillé à NXP semiconductors en tant que *baseband architect* avec comme mission d'étudier les possibilités d'amélioration de la norme de diffusion pour la télévision numérique terrestre ou [Digital Video Broadcast Terrestrial \(DVB-T\)](#) en anglais dans le cadre de la normalisation [Digital Video Broadcast Terrestrial 2nd generation \(DVB-T2\)](#). La transmission [DVB-T](#) est en effet limitée en termes de débit notamment pour la diffusion de programme haute définition. En collaboration avec l'université technologique de Braunschweig (TU-BS, Allemagne), nous avons proposé d'utiliser des codes espace-temps distribués de type Alamouti en réutilisant la structure [Single Frequency Network \(SFN\)](#) du [DVB-T](#). Nous avons montré que cette technique permettait d'augmenter de façon sensible la couverture du réseau. Cette technique a été adoptée comme option dans la norme [DVB-T2](#). Cette thématique de recherche étant antérieure à 2009, elle ne sera pas abordée dans la partie technique de ce rapport.

2.2.b Communications acoustiques MIMO en milieu sous-marin

A partir de 2009 et mon arrivée dans le laboratoire L@BISEN ISEN Brest Yncréa Ouest, je me suis intéressé à la problématique des communications acoustiques sous-

marines. En milieu aquatique, on montre que le son est l'onde qui se propage de façon la plus efficace en termes de débit transmis par énergie consommée. Or la faible célérité des ondes sonores (1500 m/s environ) comparativement à celles des ondes radios dans l'air entraîne de nombreux effets néfastes que nous détaillerons dans la partie technique. Ces effets limitent très fortement l'efficacité spectrale de la transmission.

Afin d'améliorer l'efficacité spectrale, je me suis intéressé à l'apport des techniques **MIMO** pour les communications acoustiques sous-marines, et nous avons montré au travers du projet collaboratif **Modem acoustique MIMO (MA-MIMO)** que, bien dimensionné, un système **MIMO** pouvait apporter un gain de 40% à 60% en efficacité spectrale, se traduisant par un plus grand débit transmis pour une même énergie consommée. Dans le cadre de la thèse de Samar Kaddouri, nous nous sommes intéressés à la problématique d'estimation de canal **MIMO** et l'interaction avec l'effet Doppler ; nous avons ainsi développé une technique prometteuse basée sur l'exploitation de la parcimonie du canal acoustique sous-marin. Cette thématique sera développée dans le chapitre I de la partie technique.

2.2.c Communications multi-utilisateurs en milieu sous-marin

Du fait du développement des réseaux sous-marins et des flottes de drones, les besoins des communications acoustiques multi-utilisateurs sont en forte augmentation. Du fait du caractère très hostile du canal acoustique sous-marin, le protocole **Time-Division Multiple Access (TDMA)** est souvent privilégié mais limite le débit et la réactivité du réseau.

Dans le cadre de la thèse de Yiqi Bai puis de Christophe Bernard, nous nous sommes intéressés à de nouvelles techniques d'accès multiples dérivées inspirées des signaux *chirps* et baptisées **MultiUser Chirp Spread Spectrum (MU-CSS)** et **MultiUser Hyperbolically Frequency Modulated (MU-HFM)**. Ces nouvelles formes d'ondes sont à la fois bien adaptées au milieu sous-marin mais également aux communications multi-utilisateurs du fait de l'orthogonalité des formes d'ondes au sein d'une même famille. Enfin dans le cadre du projet **RAPID MIMO4AUV**, nous nous sommes également intéressés à la technique d'accès **Multiuser Multiple Input Multiple Output (MU-MIMO)** pour faire communiquer simultanément par acoustique plusieurs drones sous marins, **Autonomous Underwater Vehicle (AUV)** en anglais. Ce projet nous a permis de développer de nouveaux algorithmes d'estimation de canal et d'égalisation que nous avons appelés procédés de décodage dans le domaine Doppler ou **Doppler Scale Domain (DSD)** en anglais. Cette thématique est développée dans le chapitre II de la partie technique de ce rapport.

2.2.d Synchronisation des réseaux sous-marins

Dans le cadre de la thèse de Oriol Pallares, nous nous sommes intéressés à la problématique des réseaux de capteurs sous-marins sans fils, **Underwater Wireless Sensors Network (UWSN)** en anglais, et particulièrement à l'amélioration de la synchronisation des nœuds acoustiques de ces réseaux. Du fait de l'absence de signaux **Global Positioning**

System (GPS) en milieu sous-marin, les différents nœuds s'échangent par communication acoustique des *timestamp* pour se synchroniser sur une même base de temps. Nous avons démontré avec succès en simulation puis en conditions réelles sur l'observatoire OBSEA situé près de Barcelone, que les informations de démodulation (détection trame et estimation Doppler) des liens acoustiques pouvaient être utilisées afin d'améliorer la précision de la synchronisation et atteindre des valeurs de l'ordre de 400 μ s en expérimentations en mer. Cet axe de recherche est développé dans le chapitre III de la partie technique de ce rapport.

2.2.e Positionnement sous-marin

Du fait de la forte atténuation des ondes radio dans l'eau, il n'existe pas en milieu sous-marin de système de positionnement global tel que le **GPS**, ainsi la localisation et le suivi de cibles sous-marines restent des problèmes ouverts.

Dans le cadre de la thèse de Ivan Masmitja, nous nous sommes intéressées à des techniques de type **Range Only Single Beacon (ROSB)** où un engin autonome de surface, **Autonomous Surface Vehicle (ASV)** en anglais, mesure périodiquement et à des endroits différents, avec un modem acoustique, des distances avec la cible à localiser. En considérant que le suivi de la cible peut être vu comme un problème de type modèle de Markov caché, les informations de distance peuvent être utilisées en entrée d'un filtre Bayésien, ainsi nous avons montré en simulation puis en expérimentation qu'avec ce type de méthode il était possible de suivre une ou même plusieurs cibles fixes ou en mouvement avec des précisions de l'ordre de 20 m en conditions réelles.

Dans le cadre de la thèse de Charles Coquet, nous nous sommes intéressés aux techniques de positionnement collectif dérivées de la *swarm intelligence*. La problématique consiste en la recherche multi-agent d'une source par la mesure d'une grandeur scalaire associée avec pour application la détection d'hydrocarbure d'un essaim de drones de type **ASV**. Nous avons défini un algorithme inspiré de l'optimisation particulière et adapté pour le milieu sous-marin : le **Local Charged Particle Swarm Optimization (LCPSO)**. Cet algorithme tient compte des contraintes de communication inhérentes au milieu sous-marin et obéit à des mécanismes simples (chaque robot est attiré par le voisin qui possède les meilleures mesures à l'instant t et chaque robot évite ses plus proches voisins, pour éviter une collision). Nous avons montré mathématiquement puis vérifié en simulation les propriétés de cet algorithme et son intérêt pour la recherche de cibles sous-marines mobiles.

Comme nous allons le voir plus loin, les thématiques de positionnement et de synchronisation en milieu sous-marin sont étroitement liées, elles sont donc regroupées dans le chapitre III de la partie technique de ce rapport.

2.3 Production scientifique

Une synthèse des publications depuis 2014 est décrite dans la figure 1, la liste complète des publications est donnée en section 4. La nomenclature utilisée est la suivante :

- Articles répertoriés avec Comité de Lecture (ACL)
- Conférences avec ACTes en congrès International (C-ACTI)
- Communications par AFFiche dans un congrès international ou national (C-AFF)
- COMMUNICATIONS orales sans actes dans un congrès international ou national (C-COM)
- Conférences données à l'INVitation du Comité d'organisation dans un congrès national ou international (C-INV)
- BREvet d'invention (BRE)

La courbe de production bisannuelle ACL donne le nombre de publications de type ACL sur 2 ans moyenné sur 4 ans ; depuis 2014 cet indicateur est en constante augmentation et atteint depuis 2019 une valeur de 3 publications de type ACL en moyenne tous les 2 ans. Notons que nous avons intégré dans l'année 2020 les articles acceptés pour la conférence UComms'20 initialement prévue en Aout 2020 mais qui a été décalée d'un an du fait de la pandémie mondiale. Le Tableau 4 donne la répartition de l'ensemble de mes publications selon leur type, tandis que la figure 2 donne la répartition des facteurs d'impacts ou Impact Factor (IF) en anglais des publications de type ACL. Enfin, les indicateurs bibliométriques issus de *Google Scholar* sont donnée en Figure 3.

TABLE 4 – Bilan de la production scientifique.

Type	Nombre
ACL	11
C-INV	2
C-ACTI depuis 2009	23
C-AFF depuis 2009	1
C-COM depuis 2009	1
BRE	6
Total des points IF ACL	28,757

3 Synthèse de l'expérience en animation de recherche

3.1 Encadrement d'étudiants

Depuis mon recrutement en tant qu'enseignant chercheur en 2009, j'ai eu l'opportunité de co-encadrer 6 thèses dont 4 déjà soutenues (2014, 2016 et 2020), 1 dont la date

3. SYNTHÈSE DE L'EXPÉRIENCE EN ANIMATION DE RECHERCHE

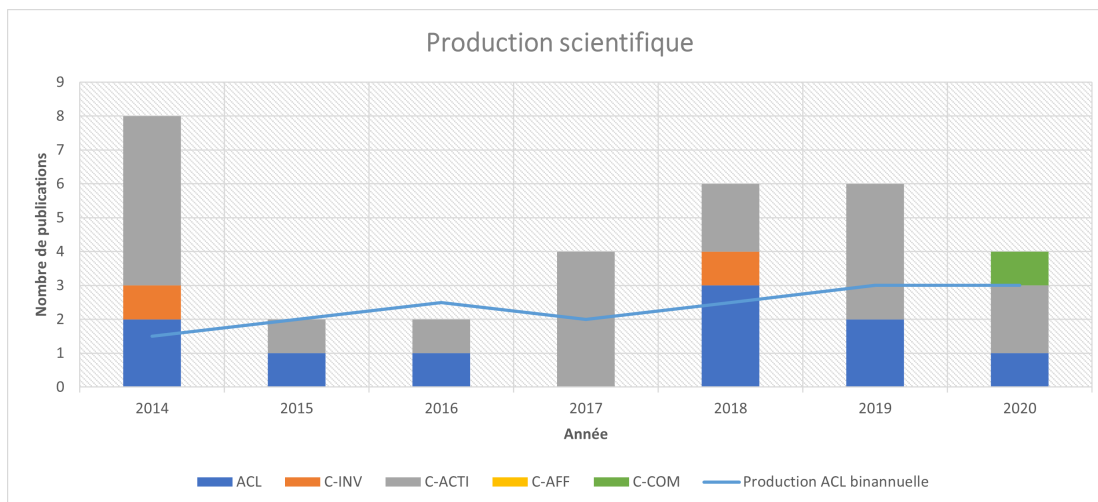


FIGURE 1 – Évolution de la production scientifique sur les 5 dernières années.

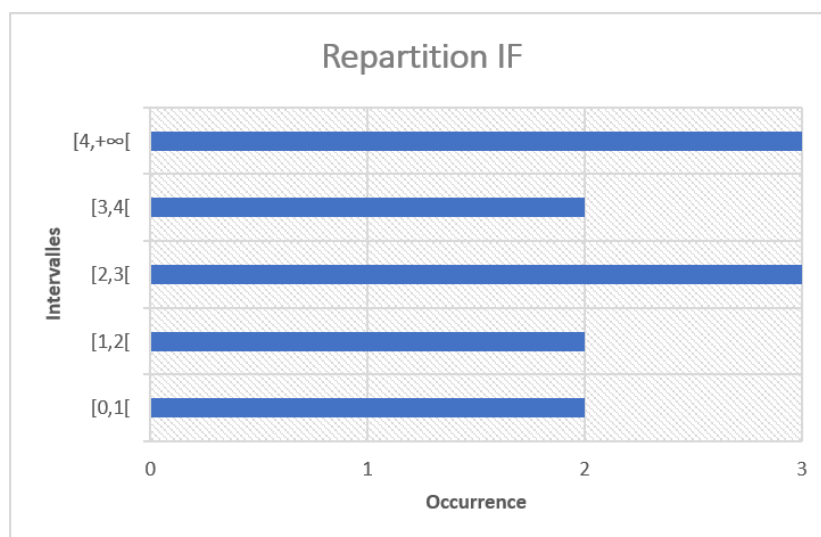
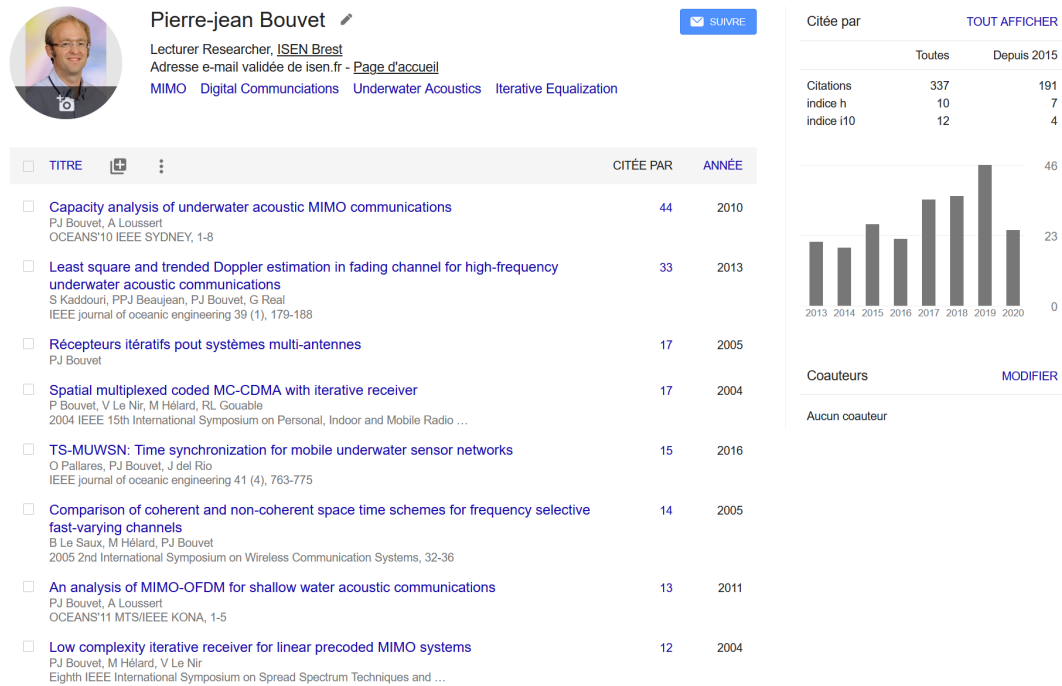


FIGURE 2 – Répartition des publications par tranches de facteur d'impact.

est prévue le 19 Octobre 2020 et 1 en cours. J'ai également eu l'occasion d'encadrer 3 étudiants de Master en lien avec mes activités de recherche.

3.1.a Thèses soutenues (5)

Le bilan des doctorants encadrés ayant soutenu leur thèse (ou en passe de le faire) est présenté comme suit :

FIGURE 3 – Indicateur *google scholar* au 25/09/2020.

1. Samar Kaddouri (2011 - 2014)

- Cadre : Cotutelle [UBO](#) / [FAU](#)
- Date de soutenance : 8 décembre 2014
- Université diplômante : [UBO](#) et [FAU](#)
- Financement : [FAU](#) (50%) / Allocation de REcherche Doctorale ([ARED](#)) Région Bretagne (50%)
- Intitulé : *Underwater acoustic channel estimation using multiple sources and receivers in shallow waters at very-high frequencies*
- Direction : Prof. Pierre-Philippe Beaujean / Prof. Gilles Keryer
- Publications : 2 revues internationales [ACL](#) et 2 conférences [C-ACTI](#)
- Taux d'encadrement : 50 %, encadrant principal
- Situation actuelle : Post-doctorant à IETR / INSA de Rennes

2. Oriol Pallares (2012 - 2016)

- Cadre : Codirection [UPC](#)
- Date de soutenance : 30 Septembre 2016

3. SYNTHÈSE DE L'EXPÉRIENCE EN ANIMATION DE RECHERCHE

- Université diplômante : [UPC](#)
 - Financement : [UPC](#) (100%)
 - Intitulé : *Time Synchronization in Underwater Acoustic Sensor Networks*
 - Direction : Prof. Joaquin Del Rio / Dr. Pierre-Jean Bouvet / Prof. Antoni Manuel
 - Publications : 2 revues internationales [ACL](#) et 2 conférences [C-ACTI](#)
 - Taux d'encadrement : 50 %, Co-encadrant
 - Situation actuelle : Engineering Product Leader, Lear Corporation
3. Ivan Masmitja (2016 - 2020)
- Cadre : Co-encadrement [UPC](#)
 - Date de soutenance : 21 Janvier 2020
 - Université diplômante : [UPC](#)
 - Financement : [UPC](#) (100%)
 - Intitulé : *Acoustic underwater target tracking methods using autonomous vehicles*
 - Direction : Prof. Spartacus Gomariz Castro / Prof. Jacopo Aguzzi
 - Publications : 3 revues internationales [ACL](#) et 5 conférences [C-ACTI](#)
 - Taux d'encadrement : 40 %, Co-encadrant
 - Situation actuelle : Post-doctorant [UPC](#), Marie Sklodowska-Curie individual fellowship
4. Charles Coquet (2017 - 2020)
- Cadre : Co-encadrement [UBO](#) / Laboratoire WAVES
 - Date de soutenance : 11 Septembre 2020
 - Université diplômante : [UBO](#)
 - Financement : CIFRE THALES DMS / ISEN Brest / ENSTA Bretagne
 - Intitulé : *Sécurisation d'une zone ouverte d'une menace dynamique par un essaim de drones marins*
 - Direction : Prof. Benoit Zerr / Prof. Alain Loussert
 - Publications : 1 conférence [C-ACTI](#), 1 revue [ACL](#) soumise en juillet 2020
 - Taux d'encadrement : 35 %, Co-encadrant
 - Situation actuelle : Post-doctorant à l'Institut des Sciences du Mouvement, UMR 7287 CNRS, Université d'Aix-Marseille
5. Christophe Bernard (2017 - 2020)
- Cadre : Co-encadrement [UBO](#) / Laboratoire WAVES
 - Date de soutenance : 19 Octobre 2020
 - Université diplômante : [UBO](#)

- Financement : THALES DMS / ISEN Brest / Région Bretagne
- Intitulé : *Communications acoustiques sous-marines pour une meute de drones sous-marins*
- Direction : Prof. Ayman Al Falou
- Publications : 1 revue [ACL](#) et 2 conférences [C-ACTI](#)
- Taux d'encadrement 70 %, encadrant principal

3.1.b Thèses en cours (3)

Le bilan des doctorants encadrés, dont la thèse est en cours, est présenté comme suit :

1. Yiqi Bai (2017 - 2021)
 - Cadre : Co-encadrement [OUC](#)
 - Date de soutenance : 2020/2021
 - Université diplômante : [OUC](#)
 - Financement : [OUC](#) (100%)
 - Intitulé : *Long range underwater acoustic communication for underwater wireless sensor networks*
 - Direction : Prof. Ning Wang
 - Publications : 1 revue internationale [ACL](#)
 - Taux d'encadrement : 50 %, Co-encadrant
2. Nathan Fourniol (2020 - 2023)
 - Cadre : Co-encadrement [UBO](#)
 - Date de soutenance : 2023
 - Université diplômante : [UBO](#)
 - Financement : [ARED](#) (50%) Thales DMS (50%)
 - Intitulé : *Communication avec relais mobiles intermédiaires navals autonomes pour le transfert de grands volumes de données à longue distance*
 - Direction : Prof. Luc Jaulin / Dr. Pierre-Jean Bouvet
 - Taux d'encadrement : 30 %, Co-encadrant
3. Raphaël Garin (2020 - 2023)
 - Cadre : contrat CAPRE / Thales DMS
 - Date de soutenance : 2023
 - Université diplômante : [UBO](#)
 - Financement : ISEN Brest Yncréa Ouest (100%) / Thales DMS
 - Intitulé : *Positionnement et navigation de drones sous-marins par utilisation d'information et de communication*
 - Direction : Dr. Pierre-Jean Bouvet
 - Taux d'encadrement : 30 %, Co-encadrant

3.1.c Étudiants en master recherche

J'ai été également amené à encadrer un certain nombre de stagiaires de niveau Master recherche, dont les étudiants suivants sur des sujets en lien avec mes activités de recherche :

1. Gaultier Réal

- Cadre : collaboration avec FAU
- Période : 2010-2011 (1 an)
- Université diplômante : FAU
- Financement : FAU (100%)
- Intitulé : *Very High frequency, MIMO underwater acoustic communication in ports and shallow water*
- Encadrants : Prof Pierre-Philippe Beaujean / Dr. Pierre-Jean Bouvet
- Taux d'encadrement : 50 %

2. Robin Laboudie

- Cadre : Stage M2
- Période : 2014 (6 mois)
- Université diplômante : ISEN Brest
- Financement : ISEN (100%)
- Intitulé : *Étude sur la synchronisation de trame préalable à la mise en œuvre d'un modem acoustique sous-marin multi-voies*
- Encadrants : Dr. Pierre-Jean Bouvet
- Taux d'encadrement : 100 %

3. Martin Beaulieu-Camus

- Cadre : Stage M2
- Période : 2016 (6 mois)
- Université diplômante : École Navale
- Financement : École Navale (100%)
- Intitulé : *Développement d'un système de communication en milieu sous-marin*
- Encadrants : Dr. Pierre-Jean Bouvet
- Taux d'encadrement : 100 %

3.2 Contrats et projets de recherche

Depuis 2009 et mon arrivée dans le laboratoire de l'ISEN Brest Yncréa Ouest, j'ai été impliqué directement dans le montage et l'exécution de 9 contrats ou projets de recherche avec un budget total 2,151 M€ représentant 1,07 M€ de sources de financement pour le laboratoire.

3.2.a Projet MP-HERMES

Il s'agit d'un contrat de sous-traitance commandée à l'ISEN Brest par FAU dans le cadre d'un projet de recherche financé par l'Office of Naval Research (ONR). D'une durée de 1 an avec un budget de 20 k€ (100% de financement pour le laboratoire), ce projet avait pour objectif l'étude de la faisabilité de l'ajout d'une brique MIMO au modem acoustique hautes fréquences baptisé HERMES et développé par FAU. Dans le cadre de ce contrat, j'ai effectué un séjour de 1 mois en Juillet 2011 au sein du Department of Ocean and Mechanical Engineering de FAU à Fort Lauderdale, USA.

3.2.b Projet MIMOISEN

Il s'agit d'une ARED de la région Bretagne intitulée *Approche expérimentale d'une liaison MIMO en acoustique sous-marine*. D'une durée de 3 ans avec un budget de 108 k€ (dont 45 k€ de subvention pour le laboratoire), cette allocation a financé la thèse de Samar Kaddouri (2011 – 2014). D'un point de vue personnel, j'ai monté le dossier de demande de financement et ai supervisé la thèse.

3.2.c Projet MA-MIMO

Le projet MA-MIMO est un projet collaboratif DGA de type Régime d'Appui pour l'Innovation Duale (RAPID) réunissant l'ISEN Brest et les entreprises RTSYS NEOTEK et MAREE. Avec un budget total de 1,2 M€ sur une durée de 4 ans dont 534 k€ pour le laboratoire (financé à 40 %), le projet MA-MIMO avait pour objectif la faisabilité d'un modem acoustique MIMO pour la transmission de données en milieu sous-marin. Le projet s'est terminé en mai 2016. D'un point de vue personnel, j'ai été impliqué dans le montage du projet et, une fois le projet accepté, j'ai été responsable du projet pour l'ISEN Brest et ai effectué la majeure partie des développements scientifiques pour le laboratoire.

3.2.d Projet UAMSync

Il s'agit d'un programme de type Transnational Access (TNA) dans le cadre du projet européen Fixed-Point Open Ocean Observatories (FixO3). Ce programme a pour objectif de financer des équipes de recherche pour utiliser des infrastructures de recherche d'autres pays européens. Avec un budget de 4,5 k€ dont 2,1 k€ pour le laboratoire (financé à 100%), ce projet nous a permis d'utiliser les infrastructures de l'observatoire câblé OBSEA dépendant de l'UPC près de Barcelone, Espagne. Personnellement j'ai été impliqué dans le montage du projet et ai été responsable du projet pour le laboratoire.

3.2.e Projet CPER IROMI LMAIR

Le projet Infrastructure de Recherche pour Observatoires Marins Innovants (IROMI) est un Contrat Plan Etat Région (CPER) sur la période 2015-2020. Au sein de ce projet, le sous-projet Laboratoire Marin d'Acoustique et d'Imagerie de la Rade (LMAIR) a pour

3. SYNTHÈSE DE L'EXPÉRIENCE EN ANIMATION DE RECHERCHE

objectif le développement d'un réseau de bouées instrumentées innovantes permettant de piloter à distance des expérimentations d'acoustique et d'imagerie en mer d'Iroise. D'un montant de 322 k€ (financé à 100% par la région Bretagne, le FEDER, le conseil départemental du Finistère et Brest métropole), ce projet a commencé en 2015 et devrait se terminer fin 2020. Un appel d'offres effectué en juillet 2018 a sélectionné l'entreprise RTSYS pour développer et fournir le matériel. D'un point de vue personnel, je suis responsable du projet, j'ai notamment co-écrit les spécifications techniques, coordonné l'appel d'offres et la sélection du fournisseur, j'assure également la maîtrise d'ouvrage, le suivi technique du développement par le fournisseur ainsi que le suivi administratif du projet.

3.2.f Projet ADEME ATOLL

ATOLL est un projet collaboratif subventionné par l'ADME qui réunit l'entreprise FORSSEA Robotics et l'ISEN Brest Yncréa Ouest dans le but de développer un connecteur sous-marin intelligent. Avec un budget total de 1,2 M€ sur 3 ans dont 190 k€ pour le laboratoire (financé à 40%), le projet a commencé en 2016. Personnellement j'ai été impliqué dans le montage du dossier auprès de l'ADEME, puis une fois le projet accepté j'ai été responsable du lot *études acoustiques*.

3.2.g Projet MIMO UAN

Il s'agit d'une [ARED](#) de la région Bretagne intitulée *Techniques MIMO appliquées aux communications multi-points pour les réseaux acoustiques sous-marins*. D'une durée de 3 ans avec un budget de 108 k€ (dont 45 k€ de subvention pour le laboratoire), cette allocation finance actuellement la thèse de Christophe Bernard (2017 – 2020). D'un point de vue personnel, j'ai monté le dossier de demande de financement et je supervise la thèse.

3.2.h Projet MIMO4AUV

Le projet MIMO4AUV est un projet collaboratif DGA de type [RAPID](#) réunissant l'ISEN Brest Yncréa Ouest et l'entreprise RTSYS NEOTEK. Avec un budget total de 1,7 M€ dont 712 k€ pour le laboratoire (financé à 40%), le projet a pour objectif de développer un système de communications acoustiques [MU-MIMO](#). Personnellement j'ai monté le dossier pour le laboratoire et une fois le projet accepté, je suis désormais responsable du projet pour le laboratoire et en charge également du développement des algorithmes de modulation et démodulation acoustiques.

3.2.i Projet INTENDU

Le projet [Integrated Technologies Longterm Deployment of Robotic Underwater platforms \(INTENDU\)](#) est un projet européen collaboratif répondant à l'appel à projet [MARTERA / ERA-NET Cofund](#) dans le cadre d'Horizon 2020 et regroupant les partenaires suivants :

- INESCTEC (Portugal)
- NTNU (Norvege)
- MARLO (Norvege)
- Runde Environmental Centre (Norvege)
- INEGI (Portugal)
- ISEN Brest Yncréa Ouest (France)
- UBO-IRDLD (France)
- CELADON (France)

Avec un budget de 1 M€ sur 2 ans dont 155 k€ pour le laboratoire (financé à 40%), le projet a commencé en Janvier 2018. Personnellement j'ai coordonné l'écriture et le montage du projet pour l'ISEN Brest. Une fois le projet accepté, je suis à présent responsable du lot *Docking station communication hub*.

3.3 Collaborations avec d'autres laboratoires

3.3.a Niveau national

- Laboratoire IRENAV de l'Ecole Navale
- Laboratoire LabSTICC (IMTA Brest et ENSTA Bretagne)
- Laboratoire IETR (INSA de Rennes)

3.3.b Niveau International

- Institut für Nachrichtentechnik, Technische Universität Braunschweig (TU-BS), Allemagne
- Department of Ocean and Mechanical Engineering, [FAU](#), USA
 - Séjour d'1 mois en tant que chercheur Invité (Juillet 2011)
- Laboratoire SARTI, [UPC](#), Espagne
- Norwegian Research Centre AS (NORCE), Bergen, Norvège

3.4 Rayonnement, animation et responsabilités scientifiques

3.4.a Au niveau de l'ISEN Brest Yncréa Ouest

- Responsable pédagogique du domaine de compétences *Traitement de l'information*
- Responsable de l'équipe [SEACom](#)
- Membre de conseil stratégique de la recherche du laboratoire L@bISEN Yncréa Ouest
 - Participation à la réorganisation du laboratoire en 2019
 - Coordinateur du rapport des activités de recherche pour les conseils d'administration bisannuels d'Yncréa Ouest
- Conseiller recherche auprès du directeur général de l'ISEN Brest Yncréa Ouest

3.4.b Au niveau National

- Représentant de l'ISEN Brest au sein du conseil de pilotage du laboratoire commun WAVES avec Thales DMS
- Membre de comités de suivi individuel de doctorant (CSID)
 - Robin LE PRIOL, IETR, INSA de Rennes, 2018 – 2021
 - Milan COURCOUX-CARO, ENSTA Bretagne, 2018 - 2021
- Responsable du contrat CPER [IROMI/LMAIR](#)

3.4.c Au niveau international

- Responsable groupe de normalisation
 - Technical Module DVB-T2, Modulation group (2006-2008)
- *Senior member* IEEE
- Session chairs
 - Acoustic telemetry and communication, IEEE/MTS Oceans'10 Sydney, Mai 2010
 - Acoustic telemetry and communication, IEEE/MTS Oceans'11 Kona, Sept. 2011
 - Acoustic telemetry and communication, IEEE/MTS Oceans'14 Taipei, Avril 2014
 - Acoustic telemetry and communication, IEEE/MTS Oceans'17 Aberdeen, Juin 2017
- Relecteur
 - IEEE Journal Of Oceanic Engineering
 - IEEE Oceans conferences
 - MDPI Sensors
 - IEEE Signal Processing Letters
- Chercheur invité
 - Séjour de 1 mois en Juillet 2011 au Department of Ocean and Mechanical Engineering, [FAU](#), Fort Lauderdale, USA
 - Séjour de 2 semaines en Juillet 2014 au Laboratoire SARTI, [UPC](#), Vilanova i la Geltrú, Espagne dans le cadre de IP MARTIN Summer school on Marine technology Instrumentation
- Rapporteur de thèse
 - Oriol Pallares, [UPC](#), Septembre 2016
 - Ivan Masmitja, [UPC](#), Octobre 2019

4 Publications scientifiques

4.1 Articles dans des revues répertoriées avec comité de lecture (ACL)

1. P.-J. Bouvet, M. Hélard, et V. Nir, "Simple iterative receivers for MIMO LP-OFDM systems", *Annals of telecommunications*, vol. 61, n° 5-6, p. 578-601, juin 2006.
2. G. Real, P.-P. Beaujean, et P.-J. Bouvet, "MIMO Underwater Acoustic Communications in Ports and Shallow Waters at Very High Frequency", *Journal of Sensor and Actuator Networks*, vol. 2, n° 4, p. 700-716, oct. 2013.
3. P.-J. Bouvet et M. Hélard, "Optimal space-time coding under iterative processing", *Annals of telecommunications*, vol. 69, n° 3-4, p. 229-238, avr. 2014.
4. S. Kaddouri, P. P. J. Beaujean, P. J. Bouvet, et G. Real, "Least Square and Trended Doppler Estimation in Fading Channel for High-Frequency Underwater Acoustic Communications", *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 39, n° 1, p. 179-188, janv. 2014.
5. O. Pallares Valls, P.-J. Bouvet, et J. del Río, "Hybrid time synchronization for Underwater Sensor Networks", *ACTA IMEKO*, vol. 4, n° 3, p. 30–35, mars 2015.
6. O. Pallares, P. J. Bouvet, et J. del Rio, "TS-MUWSN : Time Synchronization for Mobile Underwater Sensor Networks", *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. PP, n° 99, p. 1-13, sept. 2016.
7. Y. Bai et P.-J. Bouvet, "Orthogonal Chirp Division Multiplexing for Underwater Acoustic Communication", *Sensors*, vol. 18, n° 11, p. 3815, nov. 2018.
8. S. Kaddouri, P. P. Beaujean, et P. J. Bouvet, "High-frequency acoustic estimation of time-varying underwater sparse channels using multiple sources and receivers operated simultaneously", *IEEE Access*, vol. PP, n° 99, p. 1-1, 2018.
9. I. Masmitja, S. Gomariz, J. Del-Rio, B. Kieft, T. O'Reilly, P.-J. Bouvet, et J. Aguzzi., "Optimal path shape for range-only underwater target localization using a Wave Glider", *The International Journal of Robotics Research*, oct. 2018.
10. P.-J. Bouvet et Y. Auffret, "On the Achievable Rate of Multiple-Input–Multiple-Output Underwater Acoustic Communications", *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, p. 1-12, 2019.
11. I. Masmitja, S. Gomariz, J. Del-Rio, B. Kieft, T. O'Reilly, P. Bouvet, et J. Aguzzi, "Range-Only Single-Beacon Tracking of Underwater Targets From an Autonomous Vehicle : From Theory to Practice", *IEEE Access*, vol. 7, p. 86946-86963, 2019.
12. C. Bernard, P.-J. Bouvet, A. Pottier, et P. Forjonel, "Multiuser Chirp Spread Spectrum Transmission in an Underwater Acoustic Channel Applied to an AUV Fleet", *Sensors*, vol. 20, n° 5, Art. n° 5, mars 2020, doi : 10.3390/s20051527.
13. I. Masmitja et al., "Mobile robotic platforms for the acoustic tracking of deep-sea demersal fishery resources", *Science Robotics*, 2020. [**minor revision**]

4.2 Conférences invitées (C-INV)

1. P.-J. Bouvet, "Communications ASM MIMO : Problématiques et perspectives", présenté à Journée Thématique DGA Télécommunications ASM, Toulon, avr. 2014.
2. P.-J. Bouvet, "Techniques MIMO distribuées : application à l'estimation du champ acoustique provenant de sources multiples", présente à Workshop SERENADE, Brest, France, oct. 2018.

4.3 Communications avec actes en congrès international (C-ACTI) depuis 2009

1. P. J. Bouvet et A. Loussert, "Capacity analysis of underwater acoustic MIMO communications", in OCEANS 2010 IEEE - Sydney, mai 2010, p. 1-8, doi : 10.1109/OCEANS-SYD.2010.5603661.
2. P.-J. Bouvet et A. Loussert, "MIMO Underwater acoustic communications over shallow water channel", présenté à Sea Tech Week conference / OCOSS 2010, Brest, France, oct. 2010.
3. P. J. Bouvet et A. Loussert, "An analysis of MIMO-OFDM for shallow water acoustic communications", in OCEANS'11 MTS/IEEE KONA, sept. 2011, p. 1-5.
4. G. Real, P. P. Beaujean, et P. J. Bouvet, "A channel model and estimation technique for MIMO underwater acoustic communications in ports and very shallow waters at very high frequencies", in OCEANS'11 MTS/IEEE KONA, sept. 2011, p. 1-9.
5. S. Kaddouri, P.-P. Beaujean, et P.-J. Bouvet, "Doppler estimation in fading channel for high frequency underwater acoustic communication", présenté à Underwater Communications Conference (UComms), Sestri Levante, Italia, sept. 2012.
6. G. Real, P.-P. Beaujean, et P.-J. Bouvet, "MIMO Underwater Acoustic Communications in Ports and Shallow Waters at Very High Frequency", présenté à Underwater Communications Conference (UComms), Sestri Levante, Italia, sept. 2012.
7. Y. Auffret, P. J. Bouvet, A. Loussert, L. Amate, et D. Munck, "Coastal observatory as a development platform for marine instrumentation", in 2014 IEEE Sensor Systems for a Changing Ocean (SSCO), oct. 2014, p. 1-4, doi : 10.1109/SSCO.2014.7000372.
8. P.-J. Bouvet, Y. Auffret, A. Loussert, P. Tessot, G. Janvresse, et R. Bourdon, "MIMO underwater acoustic channel characterization based on a remotely operated experimental platform", Taipei, Taiwan, avr. 2014, p. 1-6, doi : 10.1109/OCEANS-TAIPEI.2014.6964465.
9. S. Kaddouri, P.-J. Bouvet, et P.-P. Beaujean, "Sparse Channel Estimation for Time-Varying MIMO Underwater Acoustic Channels at Very-High Frequencies", in Proceedings of the International Conference on Underwater Networks & Systems, Rome, Italy, nov. 2014, p. 35 :1-35 :2, doi : 10.1145/2671490.2674562.
10. O. Pallares, J. del Rio, et P. J. Bouvet, "Underwater acoustic communication messaging time stamp applied to global time synchronization", in 2014 IEEE Sensor Systems for a Changing Ocean (SSCO), oct. 2014, p. 1-5, doi : 10.1109/SSCO.2014.7000380.

11. O. Pallares Valls, P.-J. Bouvet, et J. del Río, "Hybrid time synchronization for Underwater Sensor Networks", présenté à 20th ACTA IMEKO TC-4, 2014.
12. D. Achraf, Y. Mevel, P.-J. Bouvet, L. Guillon, et A. Boudraa, "Estimation of density of a stratified seafloor with the Image Source Method : validation by tank experiments", présenté à Underwater Acoustics Conference and Exhibition (UACE 2015), juin 2015, [En ligne]. Disponible sur : <http://www.uaconferences.org>.
13. O. Pallares, J. del Rio, et P. J. Bouvet, "Time synchronization accuracy refinement for mobile shallow water acoustic sensor network", in OCEANS 2016 - Shanghai, avr. 2016, p. 1-6, doi : 10.1109/OCEANSAP.2016.7485576.
14. P. J. Bouvet, Y. Auffret, et C. Aubry, "On the analysis of orthogonal chirp division multiplexing for shallow water underwater acoustic communication", in OCEANS 2017 - Aberdeen, juin 2017, p. 1-5, doi : 10.1109/OCEANSE.2017.8084863.
15. P. J. Bouvet et al., "Experimentation of MIMO underwater acoustic communication in shallow water channel", in OCEANS 2017 - Aberdeen, juin 2017, p. 1-6, doi : 10.1109/OCEANSE.2017.8084719.
16. I. Masmitja, P. J. Bouvet, S. Gomariz, J. Aguzzi, et J. del Rio, "Underwater mobile target tracking with particle filter using an autonomous vehicle", in OCEANS 2017 - Aberdeen, juin 2017, p. 1-5, doi : 10.1109/OCEANSE.2017.8084692.
17. I. Masmitja, P.-J. Bouvet, S. Gomariz, J. Aguzzi, J. Del Rio, et D. M. Toma, "Accuracy and precision studies for range -only underwater target tracking in shallow waters", présenté à 22nd IMEKO TC4 International Symposium, Iasi, Romania, sept. 2017, [En ligne]. Disponible sur : <http://www.imeko2017.tuiasi.ro/>.
18. I. Masmitja, P.-J. Bouvet, S. Gomariz, J. Aguzzi, et J. del Rio, "Underwater multi-target tracking with particle filters", Kobe, Japan, mai 2018.
19. I. Masmitja, M. Carandell, P.-J. Bouvet, J. Aguzzi, S. Gomariz, et J. Del Rio, "Underwater acoustic slant range measurements related to weather and sea state", présenté à IMEKO 2018, Belfast, UK, sept. 2018.
20. C. Aubry, P. Forjonel, P.-J. Bouvet, A. Pottier, et Y. Auffret, "On the use of Doppler-shift estimation for simultaneous underwater acoustic localization and communication", présenté à OCEANS 2019 MTS/IEEE, Marseille, France, juin 2019.
21. C. Bernard et P.-J. Bouvet, "Multiuser underwater acoustic communication for an AUV fleet", présenté à OCEANS 2019 MTS/IEEE, Marseille, France, juin 2019.
22. C. Coquet, C. Aubry, A. Arnold-Bos, et P.-J. Bouvet, "A Local Charged Particle Swarm Optimization to track an underwater mobile source", présenté à OCEANS 2019 MTS/IEEE, Marseille, France, juin 2019.
23. I. Masmitja et al., "Area-only method for underwater object tracking using autonomous vehicles", présenté à OCEANS 2019 MTS/IEEE, Marseille, France, juin 2019.

24. C. Bernard, P.-J. Bouvet, A. Pottier, et P. Forjonel, "Multiple access acoustic communication in underwater mobile networks", présenté à 2021 Fifth Underwater Communications and Networking Conference (UComms), août 2021.
25. A. Pottier, P.-J. Bouvet, et P. Forjonel, "Performance evaluation of Multi-User MIMO Underwater Acoustic Communications", présenté à 2021 Fifth Underwater Communications and Networking Conference (UComms), août 2021.

4.4 Communications par affiche (C-AFF) depuis 2009

1. P.-J. Bouvet et A. Loussert, "Étude expérimentale des techniques MIMO pour les communications acoustiques sous-marines", présenté à Colloque GRETSI'13, Brest, France, oct. 2013.

4.5 Communications sans acte (C-COM)

1. P.-J. Bouvet, P. Forjonel et Y. Auffret, "IROMI-LMAIR : An innovative network of instrumental platforms for marine and underwater technologies", présenté à Moqesm'2020, Brest, France, oct. 15, 2020, [En ligne]. Disponible sur : <https://www.ensta-bretagne.fr/jaulin/moqesm2020.html>.

4.6 Rapports de projets

1. P.-J. Bouvet, A. Loussert, et Y. Auffret, "Projet MA-MIMO - Rapport du lot 1 (Études préliminaires) : État de l'art des techniques de communications sous-marines", ISEN Brest - Yncréa Ouest, 2013
2. P.-J. Bouvet, A. Loussert, et Y. Auffret, "Projet MA-MIMO - Rapport du lot 2 (Études acoustiques) : Caractérisation du canal acoustique MIMO", ISEN Brest - Yncréa Ouest, 2013
3. P.-J. Bouvet, A. Loussert, et Y. Auffret, "Projet MA-MIMO - Rapport du lot 4 : Traitements MIMO", ISEN Brest - Yncréa Ouest, 2015
4. P.-J. Bouvet, A. Loussert, et Y. Auffret, "Projet MA-MIMO - Rapport du lot 5 : Bilan communications ASM", ISEN Brest - Yncréa Ouest, 2016
5. P.-J. Bouvet, P Forjonel, J-B. Pierrot et Y. Auffret, "Projet MIMO4AUV - Rapport du lot 1 : État de l'art des communications acoustiques sous-marines multi-utilisateur", ISEN Brest - Yncréa Ouest, Nov. 2018.
6. P.-J. Bouvet, P Forjonel, J-B. Pierrot et Y. Auffret, "Projet MIMO4AUV - Rapport du lot 1 : Signaux acoustiques en vue des essais préliminaires", ISEN Brest - Yncréa Ouest, Nov. 2018.
7. A. Pottier, P.-J. Bouvet, P Forjonel et Y. Auffret, "Projet MIMO4AUV - Rapport du lot 2 : Étude du canal acoustique sous-marin multi-utilisateur", ISEN Brest - Yncréa Ouest, Sept. 2019.

8. P.-J. Bouvet, A. Pottier et P Forjonel, "Projet MIMO4AUV - Rapport du lot 3 : Algorithmes de décodage pour les communications acoustiques sous-marines multi-utilisateur", ISEN Brest - Yncréa Ouest, Juil. 2020.

Deuxième partie

Rapport technique

Introduction

Les travaux détaillés dans la partie technique de ce manuscrit représentent les activités de recherche que j'ai menées depuis 2009 et mon arrivée au sein du laboratoire L@bISEN Yncréa Ouest et plus particulièrement au sein de l'équipe de recherche [SEA-Com](#). Ces travaux de recherche traitent principalement des communications en milieu sous-marin par voie acoustique et leur application pour les réseaux sous-marins non câblés tels que les réseaux de capteurs sans fils, [UWSN](#) en anglais ou les essais d'[AUVs](#). Cette introduction décrit dans un premier temps le contexte des communications et des réseaux sous-marins en donnant des arguments sur la nécessité de conduire ces travaux de recherche. Ensuite dans un deuxième temps nous décrivons la démarche de recherche adoptée ainsi que les différentes contributions apportées à l'état de l'art par les différents doctorants encadrés et les projets de recherches que j'ai pu mener. Enfin dans un dernier temps nous détaillons le plan de cette partie technique.

Contexte

La Terre est recouverte approximativement par 70% d'eau et selon [1], en 2004 environ 95% des océans et 99% des fonds marins restaient inexplorés. Les recherches pour comprendre l'environnement sous-marin et en exploiter les riches ressources ont conduit à l'essor de l'exploration sous marine à des buts tout d'abord militaire ensuite scientifique et économique. Pour pouvoir observer, surveiller et explorer les océans, on peut utiliser des observatoires fond de mer, des réseaux de capteurs ou bien des véhicules sous-marins soient télé-opérés, les [Remotely Operated Vehicles \(ROV\)](#) soient autonomes les [AUVs](#). Tous ces systèmes d'exploration ou d'observation nécessitent des moyens de communications avec la surface pour le contrôle-commande ou le transfert de données. En milieu sous-marin cette communication peut se faire de façon filaire au moyen de câbles (bien souvent équipés de fibre optique), c'est le cas des observatoires câblés comme [OBSEA](#) [2] situé au large de Vilanova i la Geltrú, Espagne ou [NEPTUNE](#) [3] situé sur la plaque tectonique Juan de Fuca au large du Canada. C'est le cas également des [ROV](#) dont l'ombilical permet de commander le robot et récupérer les données acquises. L'intérêt de la communication par câble réside dans son débit (jusqu'à plusieurs PétaBits/s pour les câbles sous-marins intercontinentaux) et sa latence très faible, toutefois son prix est très élevé (jusqu'à 600 k€/km) et la maintenance de tels systèmes complexes. Par ailleurs, une communication filaire pose des problèmes de mobilité comme nous pouvons le voir avec les [ROVs](#).

Une autre approche est la communication sous-marine sans fil qui ne nécessite pas de liaison physique entre l'émetteur et le récepteur donc un cout d'installation et d'entretien moins élevé. Cependant, comme nous allons le voir dans ce qui suit la fiabilité et le débit de la transmission sont moindres comparés à une communication filaire [4]. Pour

transmettre de l'information sans fil en milieu sous-marin, les vecteurs classiques sont les ondes **Radio frequency (RF)**, les ondes optiques et enfin les ondes acoustiques. Une comparaison de la portée de ces différents vecteurs de transmission est illustrée en Figure 4.

Type	Frequency	Range							
		10 cm	1 m	10 m	100 m	1 km	10 km	100 km	1000 km
Sound	100 Hz	→							
Sound	1 kHz	→							
Sound	10 kHz	→							
Sound	100 kHz	→							
VLF	10 kHz	→							
VHF	100 kHz	→							
HF	1 MHz	→							
Laser	Blue-green	→							
Light	Visible	→							

FIGURE 4 – Comparaison de la portée des communications sous-marines sans fils en fonction des vecteurs de transmission.

Les ondes **RF** sont atténuées très fortement par l'eau (de l'ordre de 3,5 à 5 dB/m suivant la fréquence), elles nécessitent donc une puissance d'émission élevée et/ou des transducteurs de large dimension. Les communications **RF** sous-marines peuvent être ainsi intéressantes pour transmettre du haut débit (de l'ordre du MBit/s) à très courte distance (jusqu'à 10 m) [5,6].

Les ondes optiques permettent de communiquer à très haut débit (jusqu'à quelques Gbit/s) mais subissent rapidement des phénomènes de diffusion et d'absorption dus à l'eau (de l'ordre 0.39 dB/m en eau profonde jusqu'à 11 dB/m en eau turbide) limitant la portée de la communication à quelques dizaines de mètres [7,8]. L'alignement des faisceaux lumineux entre l'émetteur et le récepteur est également un enjeu important pour de tels systèmes de communications. L'intérêt des ondes optiques se révèle lorsque l'on souhaite transférer rapidement un grand volume de données à courte distance, notamment en eaux faiblement turbides (comme en grand fond) au moyen de robots sous-marins.

Enfin, les ondes acoustiques quant à elles subissent dans l'eau une atténuation relativement faible (de l'ordre de 0.1 à 4 dB/km) et permettent de communiquer sur des distances relativement importantes (de quelques kilomètres jusqu'à plusieurs centaines de kilomètres). Ceci a contribué à rendre les ondes acoustiques le vecteur de transmission le plus utilisé en milieu sous-marin [9–12]. Les communications **Acoustique Sous-Marine**

(ASM) sont toutefois sévèrement perturbées par les atténuations des ondes acoustiques, le bruit, le phénomène de trajets multiples, l'étalement temporel du canal et enfin par l'effet Doppler. Tous ces effets combinés rendent le canal ASM unique puisqu'il est variable en temps, en fréquence et en espace limitant de ce fait les débits de transmission (en fonction de la fréquence et de la distance) à quelques dizaines de kbit/s comme le montre la Figure 5. Enfin, la célérité des ondes acoustiques dans l'eau ($c_w \simeq 1500$ m/s) entraîne une latence importante dans la communication. Les techniques modernes de communications ASM ont commencé à être développées à but militaire durant la seconde guerre mondiale. En 1945, un premier système de communication sous-marin voit le jour aux États-Unis d'Amérique dans le but d'établir un lien de communication entre sous-marins [13]. Ce premier modem utilise la modulation Single Side Band (SSB) dans la bande de fréquence 8 – 11 kHz pour une distance de plusieurs kilomètres. Jusqu'à la fin des années 70, d'autres modems acoustiques seront référencés dans la littérature, tous sont basés sur des techniques de transmission analogiques ne permettant pas de combattre efficacement les distorsions apportées par le canal acoustique sous-marin. A partir des années 80, avec le développement des circuits électroniques à forte intégration, Very-Large-Scale Integration (VLSI) en anglais et l'avènement de processeurs DSP compacts à consommation réduite, il est devenu possible d'implémenter, au sein des émetteurs / récepteurs immergés, des algorithmes complexes de traitement du signal ouvrant la voie à des technologies de transmission numérique. Ainsi, durant ces quarante dernières années, des progrès considérables ont été réalisés dans le développement des modems ASM tant en termes de portée de communication que de débit de transmission.

Démarche de recherche et plan du manuscrit

En parallèle des progrès technologiques réalisés, les applications utilisatrices de modems ASM ont également évolué considérablement imposant à chaque fois de nouvelles contraintes de débit et de robustesse. La plupart de ces applications, qu'elles soient civiles ou militaires, requièrent désormais des traitements en temps réel, des communications non plus point à point mais multipoint (réseau), des volumes de données correspondant à des images voire des vidéos et enfin des émetteurs/récepteurs non plus forcément statiques mais potentiellement mobiles avec des transmissions verticales, obliques ou horizontales. Par ailleurs, le coût à la fois opérationnel et environnemental est devenu un critère non négligeable.

Afin d'atteindre de tels objectifs, la communauté scientifique internationale se concentrait, il y a une dizaine d'années lorsque nous avons commencé nos travaux de recherche, sur les axes prospectifs suivants [11, 34] :

1. Systèmes de communication à forte efficacité spectrale
2. Nouveaux schémas de modulation et de codage
3. Méthodes d'accès multi-utilisateurs

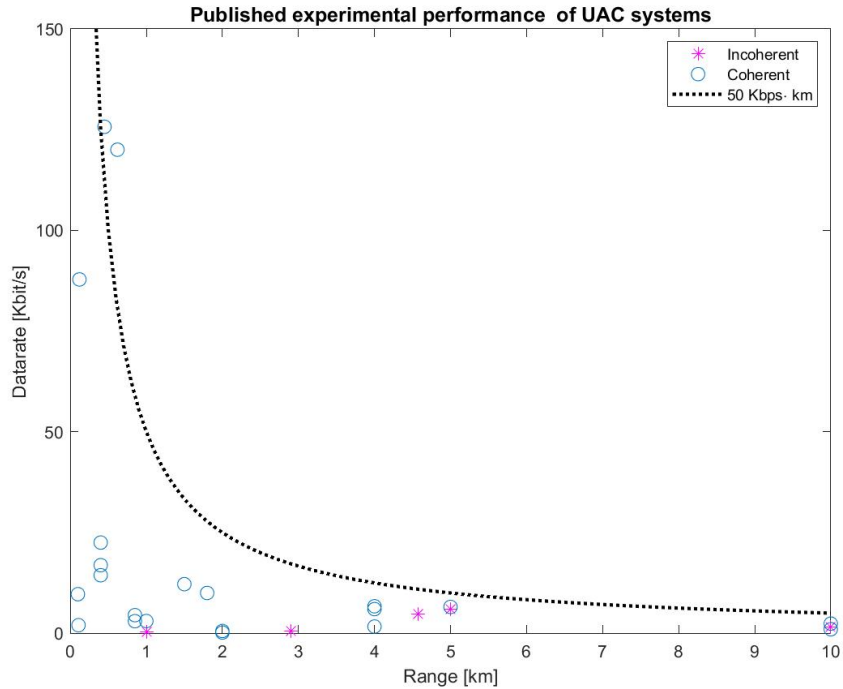


FIGURE 5 – Comparaison des débits en communication acoustique-sous-marin issus de la littérature en distinguant les modulations cohérentes [14–29] des modulations non-cohérentes [30–33].

4. Techniques de communication mobiles en milieu sous-marin
5. Protocoles de communications innovants pour les réseaux [ASM](#)

Nos travaux de recherche ont eu pour objectif de s’inscrire à la fois dans les axes prospectifs ci-dessus mais également de s’ouvrir à des thématiques connexes aux communications [ASM](#) que sont le positionnement, la localisation et la navigation en milieu sous-marin.

Au sein de ce manuscrit, ces travaux sont synthétisés dans 3 chapitres organisés comme suit : le chapitre [I](#) traite de l’utilisation des techniques [MIMO](#) afin d’augmenter l’efficacité spectrale des communications [ASM](#), thématique de recherche qui inscrit dans l’axe prospectif 1) cité plus haut. Une première contribution de nos travaux est le développement d’un modem acoustique [MIMO](#) et son expérimentation en condition réelle. Une deuxième contribution de ce chapitre est l’étude du débit atteignable pour un système [MIMO](#) en communications [ASM](#).

Dans le chapitre [II](#) nous abordons la problématique des communications multi-utilisateurs en milieu sous-marin, problématique s’inscrivant dans l’axe prospectif 3).

Une contribution de ce chapitre est l'introduction de nouvelles formes d'ondes basées sur les signaux *chirp* pour l'accès multiple en communications **ASM**, contribution qui s'inscrit également dans l'axe prospectif 2). Une autre contribution de ce chapitre est l'étude de la technologie **MU-MIMO** pour les réseaux d'**AUVs**, ce qui revient à généraliser le concept **MIMO** au cas multi-utilisateur. La contrainte de mobilité apportée par les drones sous-marins nous a amené à développer de nouvelles techniques de décodage robustes à l'effet Doppler qui s'inscrivent dans l'axe prospectif 4).

Dans le chapitre **III** nous nous intéressons à l'intégration des communications **ASM** dans les problématiques de réseaux **ASM** et notamment de positionnement. Une première contribution, est la mise au point et l'expérimentation d'algorithmes de synchronisation d'horloges pour les réseaux **ASM** basés sur la couche physique de communication **ASM**. Une deuxième contribution est la mise au point d'algorithmes de localisation de cibles multiples et mobiles au moyen d'information de distance fournie par un modem de communication **ASM**. Enfin une dernière contribution réside dans l'introduction d'algorithmes de pistage pour les essaims de drones adaptés aux contraintes de communications en milieu marin. Les contributions de ce chapitre s'inscrivent en partie dans l'axe prospectif 5).

Enfin en conclusion, nous présentons une synthèse de l'ensemble de ces recherches accompagnée d'un certain nombre de perspectives qui constituent notre projet de recherche à court et moyen terme.

Technologie MIMO pour les communications ASM

1 Introduction

Comme nous l'avons vu en introduction, les ondes acoustiques sont privilégiées pour la communication de données en milieu sous-marin dès lors que l'on souhaite transmettre des données sans fil à des distances supérieures à 100 mètres. Toutefois le canal ASM a, nous allons le voir plus loin, une bande de transmission très limitée. Augmenter le débit transmis par unité de fréquence consommée est un enjeu de taille pour les communications ASM si l'on souhaite transmettre un volume important de données (image, vidéo, ...). Dans la monde aérien, la communauté scientifique s'est retrouvée face à un problème similaire (cette fois dû à l'encombrement du spectre radio), et la technologie MIMO a été utilisée (entre autres) avec succès pour répondre à ce problème. L'idée développée dans ce chapitre est d'utiliser cette technologie pour augmenter l'efficacité spectrale des communications ASM. Dans un premier temps, nous rappelons les caractéristiques du canal ASM et introduisons un modèle de canal de propagation. Dans un deuxième temps, nous donnons un état de l'art de la technologie MIMO. Dans une troisième partie nous détaillons le développement d'un modem acoustique MIMO effectué dans le cadre de la thèse de S. Kaddouri puis du projet MA-MIMO. Enfin dans une quatrième partie, nous nous intéressons aux débits théoriques atteignables avec la technologie MIMO avant de synthétiser en conclusion les contributions de ce chapitre.

2 Canal acoustique sous-marin

2.1 Généralités

Du fait de la faible célérité des ondes acoustiques dans l'eau ($c_w \simeq 1500$ m/s contre $c = 3 \cdot 10^8$ m/s pour les ondes électromagnétiques dans l'air) et des multiples réflexions de ces ondes dans le milieu sous-marin, le canal ASM est caractérisé par une forte sélectivité à la fois fréquentielle, temporelle et spatiale [35]. Mathématiquement, la fonction de transfert du canal $H(f, t)$ peut être modélisée de la façon suivante [36] :

$$H(f, t) = \bar{H}_0(f) \sum_p \bar{h}_p \gamma_p(f, t) e^{-j2\pi f \tau_p(t)} \quad (\text{I.1})$$

où $\bar{H}_0(f)$ est la fonction de transfert du trajet principal tandis que \bar{h}_p , $\gamma_p(f, t)$ et $\tau_p(t)$ représentent respectivement l'atténuation relative, le coefficient de diffusion et le retard

temporel relatif associés au trajet p . Pour caractériser les fluctuations du canal en temps et en fréquence, il est commun en **ASM** de considérer la fonction de diffusion du canal dans l'espace Doppler/retard notée $S_H(\tau, \nu)$ qui permet une représentation du décalage Doppler ν en fonction du retard τ . Cette fonction se définit à partir de la réponse impulsionnelle du canal variant dans le temps $h(\tau, t)$ de la façon suivante [37] :

$$S_H(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t) e^{-j2\pi\nu t} dt \quad (\text{I.2})$$

Les différentes sélectivités du canal sont caractérisées respectivement par l'étalement des retards τ_{\max} et l'étalement Doppler ν_{\max} qui sont définies sous la forme **Root Mean Square (RMS)** à partir de la fonction $S_H(\tau, \nu)$ [38].

2.2 Atténuation

L'énergie d'une onde acoustique voyageant sur une distance l à une fréquence f est atténuée d'un facteur $A(l, f)$ décrit par la formule suivante [35] :

$$A(l, f) = A_0 l^k \alpha(f) \quad (\text{I.3})$$

où A_0 est une constante, k est le facteur d'atténuation géométrique et $\alpha(f)$ le coefficient d'absorption qui peut être obtenu à partir de la célèbre formule de Thorp [39]. Le canal agit donc comme un filtre passe-bas agissant sur l'amplitude du signal reçu dont la fonction de transfert peut être modélisée par :

$$\bar{H}_0(f) = \frac{1}{\sqrt{A(\bar{l}_0, f)}} \quad (\text{I.4})$$

où \bar{l}_0 est la distance moyenne qui lie directement l'émetteur au récepteur. La Figure I.1a décrit $\bar{H}_0(f)$ en fonction des fréquences pour différentes distances de transmission. On remarque facilement que plus la distance augmente plus petite est la bande passante de la fonction de transfert.

2.3 Trajets multiples

Le phénomène multi-trajet apparaît lorsque les ondes acoustiques sont réfléchies sur la surface, le sol ou tout autre objet présent dans le milieu de propagation. Ce phénomène peut sévèrement détériorer le signal acoustique en générant de l'interférence inter-symboles ou **Inter Symbol Interference (ISI)** en anglais. Ce phénomène est également beaucoup lié à la géométrie du canal de transmission, ainsi un canal vertical (fond vers surface) aura une dispersion temporelle plus faible qu'un canal horizontal avec une faible profondeur comme le montre la Figure I.1b.

Le coefficient d'atténuation pour le trajet p peut s'écrire sous la forme suivante [36] :

$$\bar{h}_p = \frac{\Gamma_p}{\sqrt{A(\bar{l}_p - \bar{l}_0, f_0)}} \quad (\text{I.5})$$

où \bar{l}_p désigne la distance associée au trajet p , f_0 la fréquence centrale du signal transmis et Γ_p est le coefficient de réflexion cumulé sur le fond et la surface :

$$\Gamma_p = (\gamma_s)^{n_{sp}} \cdot (\gamma_b)^{n_{bp}} \quad (\text{I.6})$$

avec n_{sp} et n_{bp} le nombre de réflexions sur la surface et le fond pour le trajet p , le coefficient de réflexion sur la surface γ_s vaut -1 dans le cas idéal tandis que le coefficient de réflexion sur le fond marin γ_b peut se calculer en fonction de l'angle d'incidence de l'onde et des caractéristiques du fond marin [39].

2.4 Phénomène de diffusion

Dans le cas où l'interface de réflexion est rugueuse, c'est à dire si le relief de l'interface est notable par rapport à la longueur d'onde du signal acoustique, des phénomènes complexes (dépendant de la fréquence du signal, de l'incidence et des caractéristiques du relief) apparaissent, on parle de phénomène de diffusion [1]. Au niveau de la surface, ce relief est provoqué par les vagues, sur le fond il s'agit d'irrégularités venant des minéraux. De façon générale les irrégularités d'interface, du fait de leur géométrie vont renvoyer l'onde incidente dans toutes les directions comme le montre la Figure I.1e.

Dans le cas du trajet p , le phénomène de diffusion revient à scinder ce trajet en une multitude de micro-trajets d'amplitudes et de retards aléatoires. Dans [36], il est proposé de modéliser statistiquement le coefficient de diffusion $\gamma_p(f, t)$ par une loi normale centrée en $\bar{\gamma}_p(f)$ et de variance $\sigma_p^2(f)$. En supposant un canal ASM de faible largeur spectrale centrée autour de f_0 , les coefficients de diffusion peuvent être modélisés approximativement par un processus auto-régressif du 1er ordre ou **Autoregressive first order (AR-1)** en anglais tel que [40] :

$$[\gamma_p(f_0, t + \Delta t) - \bar{\gamma}_p(f_0)] = \alpha_p(f_0)[\gamma_p(f_0, t) - \bar{\gamma}_p(f_0)] + \sqrt{1 - \alpha_p(f_0)^2} \sigma_p^2(f_0) \chi_p(t) \quad (\text{I.7})$$

où $\chi_p(t)$ représente un processus gaussien indépendant et identiquement distribué de moyenne nulle et de variance unitaire tandis que $\alpha_p(f_0)$ représente la corrélation temporelle des coefficients de diffusion :

$$\alpha_p(f_0) = e^{-\pi B_p(f_0) \Delta t} \quad (\text{I.8})$$

avec $B_p(f)$ la bande Doppler effective. Avec ce modèle, pour un trajet p donné, on peut montrer que le coefficient d'évanouissement $|\gamma_p(f_0, t)|$ suit une distribution de Rice où le ratio $|\bar{\gamma}_p(f_0)|^2 / \sigma_p^2(f_0)$ est appelé facteur de Rice dans la littérature. Bien qu'à l'heure actuelle il n'existe pas de consensus sur la caractérisation statistique du canal de propagation ASM [41, 42], on montre que l'hypothèse d'évanouissement de Rice se vérifie sur un certain nombre de mesures expérimentales [36, 40, 43]. Un exemple d'évolution temporelle d'une réponse impulsionnelle de canal ASM est donné en Figure I.1d où les variations temporelles sont induites par les coefficients de diffusion $\gamma_p(f, t)$.

2. CANAL ACOUSTIQUE SOUS-MARIN

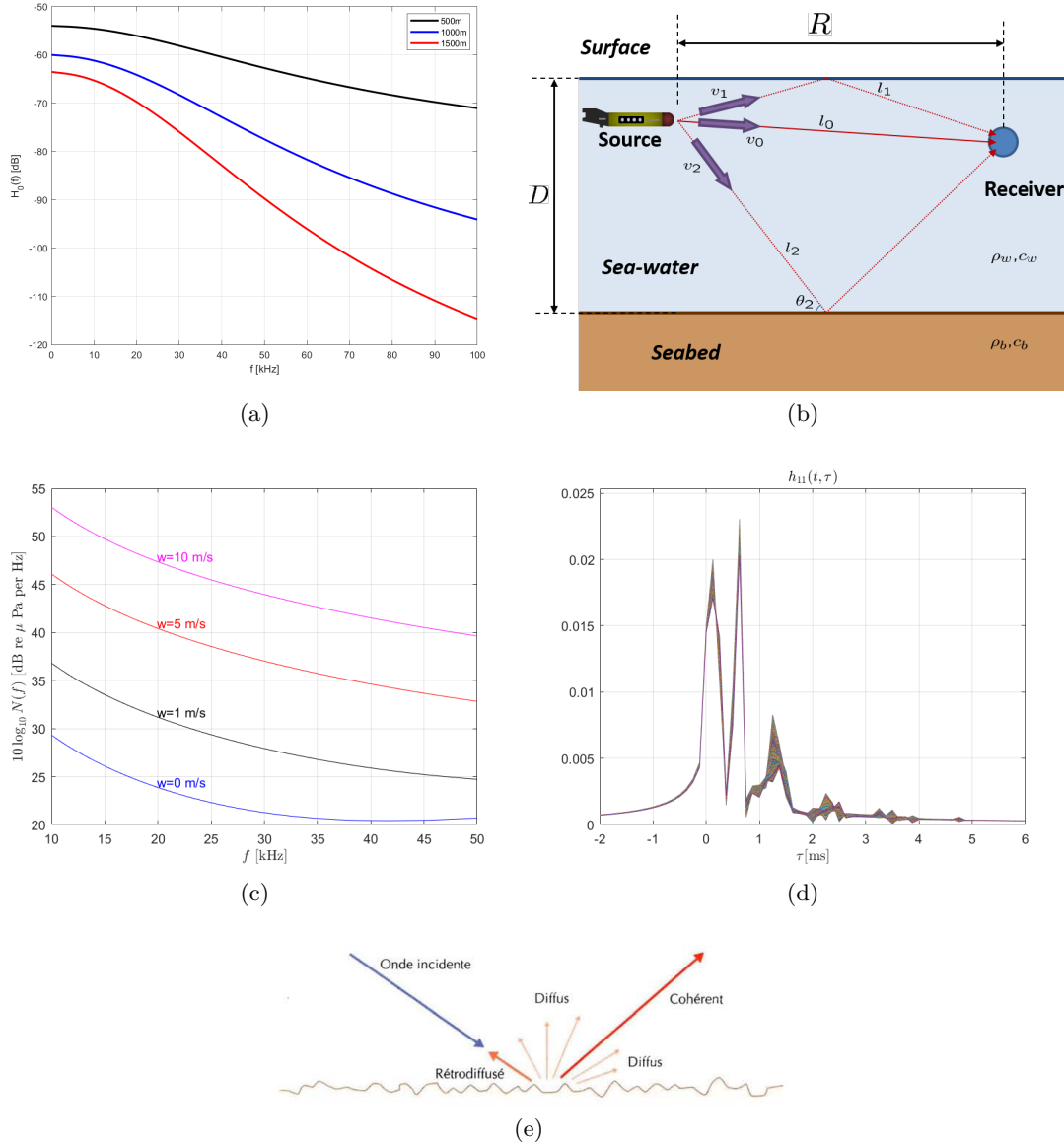


FIGURE I.1 – Caractéristiques remarquables du canal ASM. La Figure (a) représente la fonction de transfert du trajet principal du canal $\bar{H}_0(f)$ pour $\bar{l}_0 = 0.5, 1$ et 1.5 km. La Figure (b) décrit le phénomène de trajets multiples pour une communication horizontale ainsi que la projection du mouvement relatif entre l'émetteur et le récepteur suivant les différents trajets du canal. La figure (d) met en évidence le phénomène de variation temporelle de la Channel Impulse Response (CIR) d'un canal sur une durée 500 ms. La figure (c) représente la densité spectrale de puissance du bruit pour différentes valeurs de vent w . La Figure (e) illustre le phénomène de diffusion [1].

2.5 Effet Doppler de mouvement

Un mouvement de l'émetteur ou de récepteur (intentionnel ou non), ou bien un mouvement de l'un des points de réflexion du canal a pour effet de faire varier temporellement le retard associé au trajet p :

$$\tau_p(t) = \frac{\bar{l}_p}{c_w} - \int_0^t \frac{v_p(t)}{c_w} dt \quad (\text{I.9})$$

où v_p représente la projection du mouvement relatif entre l'émetteur et le récepteur dans la direction du trajet p (voir Figure I.1b). Par convention, une valeur de $v_p(t)$ positive signifie que l'émetteur se rapproche du récepteur. La rotation de phase créée par le terme $\tau_p(t)$ au sein de l'équation (I.1) est dénommé *Doppler shift* ou décalage Doppler en français. La combinaison de décalages Doppler différents selon les trajets p induit un phénomène de *Doppler spread* ou étalement Doppler en français. Par convention de notation, il est d'usage que les quantités $v_p(t)$ représentent des vitesses relatives résiduelles après compensation Doppler, c'est à dire que la projection du mouvement relatif sur le trajet p s'écrit en réalité :

$$\tilde{v}_p(t) = V + v_p(t) \quad (\text{I.10})$$

où V représente un mouvement commun à tous les trajets que l'on suppose constant sur la durée d'une trame de transmission. En suivant le modèle proposé par [36], on supposera que $v_p(t)$ est une variable aléatoire Gaussienne constante sur une trame de transmission telle que $\tau_p(t) = a_p t$ où $a_p \simeq \mathcal{N}(0, \sigma_a^2)$ avec $\mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$ une loi normale centrée en μ et de variance σ^2 .

2.6 Bruit

Le bruit présent dans le canal ASM peut être soit d'origine naturelle (vagues, courant, marée, pluie, vent, sismique, biologique) soit généré par l'activité humaine (pompes, trafic maritime, ...). Une formule empirique [35] permet d'exprimer la densité spectrale de puissance des majeures sources de bruit en fonction de la fréquence f [kHz] en [dB re μ Pa per Hz], un exemple est donné en Figure I.1c pour différentes valeurs de vent w en m/s .

3 Technologie MIMO

Au milieu des années 90, il a été démontré en théorie de l'information qu'un canal à plusieurs entrées et sorties, en anglais MIMO, avait une capacité (débit maximal accessible sans erreurs de transmission) augmentant linéairement en fonction du minimum du nombre d'entrées et de sorties de ce canal [44]. La technique MIMO a par la suite été appliquée avec succès aux communications radio dans le but d'augmenter l'efficacité spectrale des transmissions et de s'affranchir ainsi de la limitation en fréquence du

spectre radio [45]. De manière conventionnelle, le principe **MIMO** peut être utilisé, soit pour augmenter la robustesse de la transmission via un codage espace-temps (diversité spatiale d'émission), soit pour augmenter le débit via le principe de multiplexage spatial. En généralisant le terme de codage espace-temps, il a enfin été montré que le gain de robustesse et de débit pouvait se faire de façon conjointe [46]. Dans [47], le principe **MIMO** est appliqué pour la première fois aux communications acoustiques sous-marines sous la forme de codage spatio-temporel afin d'augmenter la robustesse de la transmission. Dans [48], la technique de multiplexage spatial est testée sur une communication **ASM**. Dans cette expérimentation, il est montré que la technique **MIMO** permet d'augmenter sensiblement le débit (+50%). Par la suite, des études théoriques, similaires à celles menées dans le domaine radio montrent que le gain escompté par l'application **MIMO** à la transmission **ASM** est potentiellement substantiel [43, 49]. La mise en œuvre de la technique **MIMO** demande la mise en œuvre d'algorithmes dédiés au niveau de la réception, afin de compenser les interférences inter-canaux et d'identifier les flux transmis. Dans la littérature, on peut lister deux catégories de mises en œuvre possibles reliées à la forme d'onde utilisée :

- Forme d'onde mono-porteuse : les interférences apportées par le **MIMO** sont vues comme des termes **ISI** et l'égalisation de canal et la détection **MIMO** sont ainsi effectuées conjointement. L'égalisation/détection peut être réalisé au moyen d'un **Decision Feedback Equalizer (DFE)** généralisé au **MIMO** [47, 48] ou via un système de turbo-égalisation à annulation d'interférences [50, 51, 51, 52]. Tout comme en contexte mono-transducteur, le principe de turbo-égalisation permet d'obtenir de meilleures performances qu'un **DFE** en évitant la propagation d'erreurs.
- Forme d'onde multi-porteuse : la modulation **OFDM** se combine de façon avantageuse avec les techniques **MIMO** dans le sens où l'égalisation du canal **Single Input Single Output (SISO)** peut être séparée de la détection **MIMO** à proprement dite, simplifiant par conséquent les algorithmes [25, 53–55]. Toutefois, tout comme en transmission **SISO**, la sensibilité de l'**OFDM** à l'effet Doppler nécessite la mise en place d'algorithmes évolués de compensation d'**Inter Carrier Interference (ICI)** [56]. Enfin, une égalisation fréquentielle associée à une transmission mono-porteuse permet de garder les avantages de l'**OFDM** (égalisation, association avec les techniques **MIMO**) tout en supprimant certains de ses inconvénients, notamment le **Peak-to-Average Power Ratio (PAPR)** [57].

4 Développement d'un modem acoustique MIMO

4.1 Contexte

Si la technologie **MIMO** pour les communications **ASM** est bien présente dans la littérature scientifique, en 2009 lorsque nous avons lancé cet axe de recherche, il y avait peu d'études d'implémentation de cette brique technologique dans un modem acoustique. Avec la thèse de Samar Kaddouri [58], nous avons commencé à investiguer sur la période 2011 – 2014 l'application du **MIMO** aux communications **ASM** en s'intéressant dans un

premier temps à la problématique d'estimation de canal. Ensuite, au travers du projet de recherche collaboratif **MA-MIMO** en collaboration avec les entreprises RTSYS et Marée sur la période 2012 – 2015, nous sommes intéressées aux problématiques d'égalisation et décodage associés à des expérimentations en rade de Brest. Afin de réduire la sensibilité à l'effet Doppler (par rapport à une forme d'onde multi-porteuse), nous avons fait le choix dans cet axe de recherche de nous tourner vers une modulation mono-porteuse associée à un multiplexage spatial utilisant dans le cas du projet **MA-MIMO** jusqu'à 4 voies d'émission simultanées et jusqu'à 8 voies de réception.

4.2 Émetteur

Le schéma d'émission d'un modem développé dans le projet **MA-MIMO** intègre un encodeur de type **Bit Interleaved Coded Modulation (BICM)** suivi d'un multiplexeur spatial permettant de répartir les données à transmettre sur les différentes voies d'émission [59]. Un total de N_p références, sous forme de symboles pilotes sont ajoutées en début de trame de manière, en réception, à détecter le début de trame, estimer le canal et initialiser les coefficients de l'égaliser. On peut montrer que pour estimer un canal à N_t voies d'émission et de longueur L_c au moyen d'un algorithme de type **Least Square (LS)**, il faut respecter l'inégalité suivante [52] :

$$N_p \geq (N_t + 1)L_c - 1 \quad (\text{I.11})$$

La trame est constituée ensuite de N_d symboles utiles si bien que le signal émis en passe-bande sur la voie $m \in [1, N_t]$ s'exprime de la façon suivante :

$$s_m^{pb}(t) = A_{mod} \sum_{k=0}^{N-1} x_m[k] g_T(t - kT) e^{j2\pi f_0 t} + A_{cw} e^{j2\pi f_{cw} t} \quad (\text{I.12})$$

avec $N = N_p + N_d$, tandis que $g_T(t)$ représente le filtre de mise en forme choisi de type **Square Root Raised Cosine (SRRC)**. On remarquera l'ajout d'une porteuse pure à une fréquence f_{cw} en dehors du spectre utile afin d'estimer précisément à la réception l'effet Doppler. Afin de comparer les performances entre les modes multi-voies et mono-voies à robustesse comparable, nous avons considéré deux types de constellation : la **Quaternary Phase Shift Keying (QPSK)** et la **8-state Phase Shift Keying (8-PSK)**. En mode mono-voie, plusieurs voies de réception sont utilisées, on parle ainsi de configuration **Single Input Multiple Output (SIMO)**. Les paramètres de transmission des différents modes sont décrits en Tableau I.1. On remarquera que les puissances d'émission sont normalisées entre les différents modes, ainsi un mode **MIMO à 2 voies d'émission (MIMO2)** utilisera la même puissance qu'un mode **MIMO à 4 voies d'émission (MIMO4)** ou un mode **SIMO**. L'impact de la séparation des transducteurs sur les performances de la technologie **MIMO** a fait l'objet d'une analyse publiée dans [60], on y montre que la séparation de $d = 2.5\lambda = 16.3$ cm permet de maximiser la décorrélation entre les différentes voies tout en limitant l'encombrement. La Figure I.2 donne un aperçu temporel et fréquentiel des différentes trames d'émission pour une constellation **QPSK**.

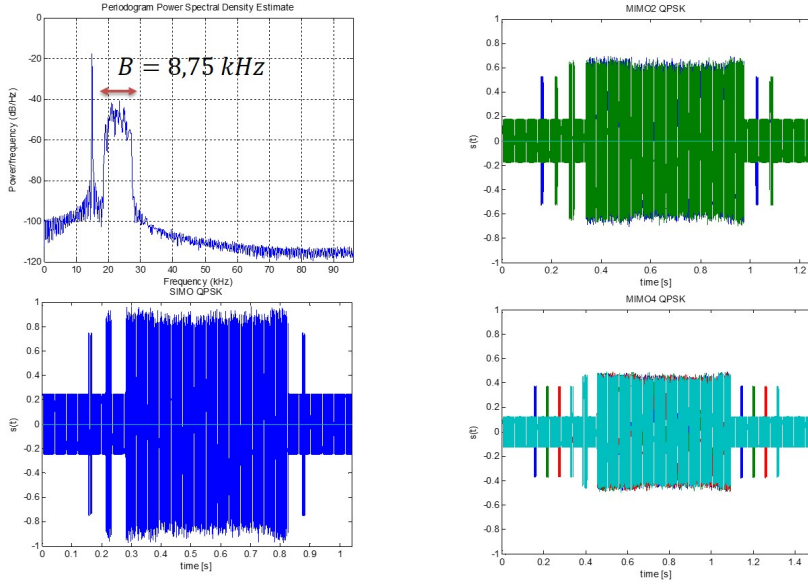


FIGURE I.2 – Aperçu temporel et fréquentiel des différentes trames émises (SIMO, MIMO2 et MIMO4) pour une constellation QPSK [61].

4.3 Récepteur

Le schéma général du récepteur développé dans le projet est décrit en Figure I.3a. Il comprend un premier étage de démodulation réalisant les différents filtrages, l'estimation Doppler puis la compensation Doppler. L'estimation Doppler est effectuée en calculant la dérivée de la phase du signal de porteuse pure reçu en bande de base sur la voie n et noté $y_{cw,n}(t)$ en utilisant la relation suivante :

$$\hat{f}_{d,n}[k] = \frac{f_0}{2\pi f_{cw}} \left[\frac{d}{dt} \left(\arg(y_{cw,n}(t)) \right) \right]_{k/f_s} \quad (\text{I.13})$$

L'intérêt d'utiliser une porteuse pure comme signal de référence est que l'estimation Doppler est très précise et peut être faite tout au long de la trame ce qui n'est pas le cas lorsqu'on utilise un préambule pour estimer le Doppler [62]. La compensation Doppler quant à elle s'effectue au moyen d'un ré-échantillonnage suivi d'une compensation de phase [63]. Le décodeur MIMO est décrit en Figure I.3b, il possède une structure itérative qui permet d'annuler efficacement les interférences provenant de la transmission MIMO et des échos provoqués par le milieu de propagation. L'égaliseur MIMO possède une structure dite *Interference Canceller Linear Equalizer (ICLE)* optimisée au moyen du critère *Minimum Mean Square Error (MMSE)* [64–67]. La sortie de l'égaliseur s'exprime selon la formule suivante :

$$\tilde{\mathbf{x}}_m[k - \Delta] = e^{j\Phi_m} \left(\mathbf{p}_m^H \mathbf{y}[k] - \mathbf{q}_m^H \tilde{\mathbf{x}}_m[k] e^{-j\Phi_m} \right) \quad (\text{I.14})$$

où $\mathbf{p}_m \in \mathbb{C}^{N_r N_K \times 1}$ et $\mathbf{q}_m \in \mathbb{C}^{N_t(N_K + L_c - 1) \times 1}$ sont respectivement les vecteurs avant et arrière de l'égaliseur avec Δ le retard de l'égaliseur et N_K la taille du filtre d'égalisation.

Paramètres	SIMO QPSK	MIMO2 QPSK	MIMO4 QPSK
f_s [kHz]	125		
T [ms]	$20/f_s$		
f_0 [kHz]	23		
α	0.4		
A_{mod}	1	$1/\sqrt{2}$	1/2
N_t	1	1	4
N_r	4		
R_c	1/2		
\mathcal{A}	8PSK	QPSK	
M	8	4	
L_c	50		
N_p	600	1200	1200
N_d	2518	2515	2514
N_b	3766	5024	10050
O_{vh}	5,96 %	11,93 %	23,87 %
D_{max} [kbit/s]	8,83	11,15	20,17

TABLE I.1 – Paramètres de transmission du modem acoustique MIMO

L'égaliseur prend en entrée le vecteur $\mathbf{y}[k]$ comprenant les symboles reçus en bande de base compensés de l'effet Doppler. L'égaliseur prend également en entrée un *a priori* sur les symboles de données fourni par les itérations précédentes et noté par le vecteur $\bar{\mathbf{x}}_m[k]$. L'égaliseur inclut également une compensation fine de phase afin d'éliminer l'effet Doppler résiduel, cette compensation notée Φ_m est calculée bloc par bloc pour chaque flux d'émission m en fonction de la rotation moyenne des constellations décodées sur le bloc précédent [63].

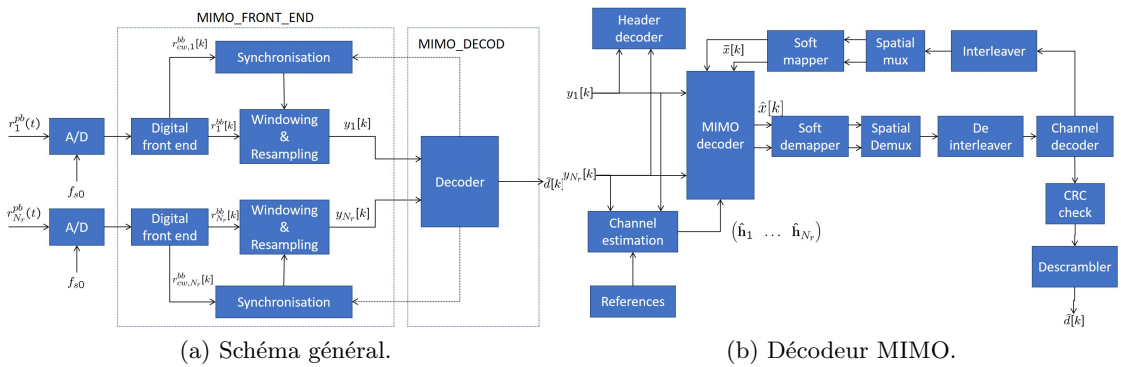


FIGURE I.3 – Structure du récepteur MA-MIMO [68].

Au sein de l'équation de l'égaliseur, la complexité est dominée par le calcul des deux

vecteurs \mathbf{p}_m et \mathbf{q}_m . Si le second vecteur se déduit du premier, le calcul de \mathbf{p}_m nécessite l'inversion de la matrice complexe \mathbf{R} de taille $N_t(N_K + L_c - 1)$ définie comme :

$$\mathbf{R} = \mathbf{H}^H \mathbf{H} (\sigma_x^2 - \sigma_{\bar{x}}^2) + \sigma_w^2 \mathbf{I}_{N_t(N_K + L_c - 1)} \quad (\text{I.15})$$

où $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r N_K \times N_t(N_K + L_c - 1)}$ représente la matrice étendue du canal MIMO, σ_x^2 la variance des symboles de données, $\sigma_{\bar{x}}^2$ la variance des symboles *a priori* à chaque itération et enfin \mathbf{I}_N la matrice identité de taille N . L'inversion de \mathbf{R} est nécessaire $N_t N_{IT}$ fois par trame où N_{IT} dénote le nombre d'itérations de l'égaliseur. L'inversion d'une matrice est un processus en $O(n^3)$. En utilisant la structure particulière de \mathbf{H} (matrice à déplacement par bloc), on montre que l'inversion de \mathbf{R} peut être calculée en utilisant l'algorithme dit **Generalized Schurr Algorithm (GSA)** où la complexité est réduite à $O(n^2)$ [69]. L'approche consiste à faire une décomposition de Choleski de \mathbf{R} tel que :

$$\mathbf{R} = \mathbf{L}\mathbf{L}^H \quad (\text{I.16})$$

où \mathbf{L} est une matrice triangulaire inférieure. L'algorithme du **GSA** permet d'obtenir \mathbf{L} directement à partir de \mathbf{H} avec une complexité en $O(n^2)$. La matrice \mathbf{R}^{-1} s'obtient à partir de \mathbf{L} en effectuant 2 substitutions (avant et arrière) toujours avec une complexité en $O(n^2)$.

Au sein du décodeur **BICM**, les symboles estimés $\hat{x}_m[k]$ sont tout d'abord convertis en **Log Likelihood Ratio (LLR)** sur les bits codés, puis fournis à un décodeur de canal au travers d'un désentrelaceur. Au moyen d'un algorithme de type **Soft Output Viterbi Algorithm (SOVA)** [70], le décodeur de canal calcule à la fois les bits de données et des **LLRs a posteriori** sur les bits codés. Ces derniers sont à nouveau entrelacés puis enfin convertis en symbole souples $\bar{x}_m[k]$ qui serviront comme information *a priori* pour la prochaine itération du turbo-égaliseur.

4.4 Expérimentations

Les essais finaux pour le projet **MA-MIMO** ont eu lieu entre le 27 Avril et le 2 Mai 2016 avec le support de l'association *Sea Test Base / Celadon* qui a déployé en baie de Lanvéoc (rade de Brest) un observatoire côtier basé sur ponton instrumenté connecté à la terre via un lien Wi-Fi haut débit. Pour le projet, 4 projecteurs acoustiques et le système d'émission associé ont été installés sur le ponton instrumenté qui est lui même alimenté par des énergies renouvelables (panneaux solaires et éolienne). La réception est quant à elle réalisée par un réseau de 8 hydrophones installés sur une bouée transmettant les données récoltées vers le ponton (voir Figure I.4b).

Comme décrit en Figure I.4a, le réseau de projecteurs est placé en direction verticale alors que le réseau de réception est horizontal avec une séparation entre transducteurs égale à 16,3 cm de chaque côté. Pour l'expérimentation, le ponton et la bouée étaient séparés d'une distance allant de 500 m à 2 km. Selon la marée, la profondeur de l'eau fluctuait entre 7 m et 12 m. Chaque fichier d'émission compte 110 trames comprenant

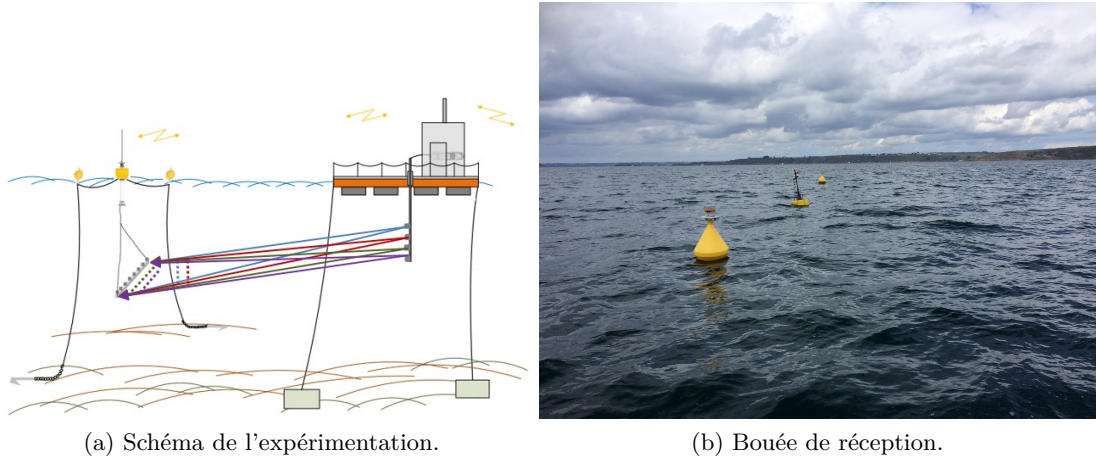


FIGURE I.4 – Expérimentation du projet MA-MIMO, baie de Lanvéoc, Avril-Mai 2016 [61].

successivement un mode **SIMO** et 2 modes **MIMO** respectivement à 2 et 4 voies d'émission à la fois pour une constellation **QPSK** et **8-PSK**. Chaque fichier d'émission est transmis une fois par heure et 20 fois par jour pour 3 distances de transmission différentes. Le **Signal-to-Noise Ratio (SNR)** mesuré varie quant-à-lui entre 20 et 30 dB.

4.5 Analyse des performances

La Figure I.5 montre les performances du récepteur itératif pour différents modes de transmission en fonction des itérations. La métrique utilisée est le **Output Signal-to-Noise Ratio (OSNR)**, qui consiste en une estimation du bruit résiduel après égalisation et qui est défini comme :

$$\text{OSNR} = -10 \log_{10} \mathbb{E} \left\{ |x_m[k] - \hat{x}_m[k]|^2 \right\} \quad [\text{dB}] \quad (\text{I.17})$$

Pour chaque mode, nous traçons la courbe dite *genie aided* où les symboles *a priori* sont connus parfaitement i.e. $\bar{x}_m[k] = x_m[k]$. Nous pouvons voir que quel que soit le mode, le processus itératif converge mais le nombre d'itérations requis augmente au fur et à mesure que le nombre de voies d'émission augmente. Ceci s'explique par le fait qu'en mode **MIMO** il y a des interférences spatiales en plus des termes **ISI** à annuler. Nous voyons également que le **MIMO** apporte une dégradation des performances comparativement à un mode **SIMO** qui exploite au maximum la diversité spatiale de réception. Néanmoins, on peut montrer analytiquement que le **OSNR** est borné de la façon suivante [46] :

$$\max(\text{OSNR}) = \text{SNR} + 10 \log_{10}(N_r/N_t) \quad (\text{I.18})$$

Le calcul de **OSNR** laisse apparaître l'intérêt de la technologie **MIMO** : en effet si on cherche à comparer un système **MIMO** 4×8 avec un système **SIMO** 1×8 , l'équation (I.18)

montre que l'approche **MIMO** dégrade le **OSNR** d'un facteur $10 \log_{10}(N_t)$ soit environ 6 dB. Néanmoins en posant $L_c = 50$ et $N_d = 2500$, un mode **MIMO** à 4 flux d'émission apporte un gain en efficacité spectrale d'environ 300 %. En mode **SIMO**, pour atteindre la même efficacité spectrale il faudrait utiliser au minimum une constellation d'ordre 32, par exemple une **32-state Quadrature Amplitude Modulation (32-QAM)** contre une **QPSK** pour le mode **MIMO**. Or d'après les courbes de performances des constellations sur canal gaussien, on peut extrapoler que cela nécessiterait d'augmenter le **SNR** d'un facteur de 8,6 dB [71] largement supérieur à la pénalité en **OSNR** du **MIMO** énoncé plus haut.

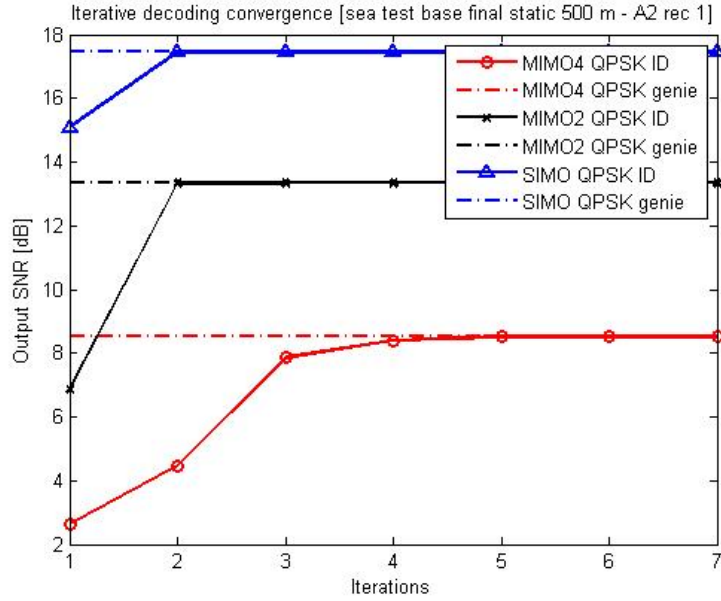


FIGURE I.5 – Convergence du récepteur itératif, bouée statique, distance de 500 m, **SNR** estimé de 20 dB [61].

Dans la Figure I.6a nous comparons les modes **MIMO** avec un mode **SIMO** associé à une constellation **8-PSK** pour une distance de 500 m avec une bouée statique. La métrique de comparaison utilisée est le débit effectif qui se calcule de la façon suivante :

$$D_e = D_{\max}(1 - \text{FER}) \quad (\text{I.19})$$

où le **Frame Error Rate (FER)** est le ratio de trames erronées par rapport au nombre total de trames, une trame étant considérée comme erronée lorsqu'au moins 1 bit est erroné sur une trame après décodage de canal, i.e. un **Bit Error Rate (BER)** par trame non nul. Le **FER** atteint est de 2,7 %, 0 % et 1,8 % pour les modes **MIMO4**, **MIMO2** et **SIMO** respectivement. En comparant les performances de décodage des modes **MIMO2** et **SIMO**, nous remarquons un gain net en débit en faveur du **MIMO** de 29 %. Comme la robustesse du mode **SIMO** avec une constellation **8-PSK** en terme de **FER** est plus

faible que le mode **MIMO2** avec constellation **QPSK**, on peut s'attendre à un gain en débit à **FER** nul plus grand que 29 %.

La Figure I.6b montre les résultats de performance pour les mêmes modes mais pour un scénario dynamique. En effet pour cette expérimentation, la bouée de réception n'est plus mouillée mais dérive en direction opposée du ponton d'émission du fait des courants marins. Du fait que la bouée s'éloigne rapidement de la zone de couverture du Wi-Fi, l'expérimentation a été arrêtée au bout de 6 minutes d'enregistrement. Le **FER** atteint est de 8,3 %, 0 % et 8,3 % respectivement pour les modes **MIMO4**, **MIMO2** et **SIMO**. Comme attendu, le Doppler de mouvement induit une dégradation des performances notamment pour les modes **MIMO4** et **SIMO** mais le nombre de trames correctement décodées reste en proportion majoritaire démontrant la faculté du récepteur proposé à gérer l'effet Doppler. En comparant les modes **MIMO2** et **SIMO**, nous notons un gain net de 34 % en faveur du **MIMO** ce qui est assez proche du gain obtenu en scénario statique. Le lecteur trouvera dans [63] une description détaillée du système de transmission expérimenté et des résultats de performances associés.

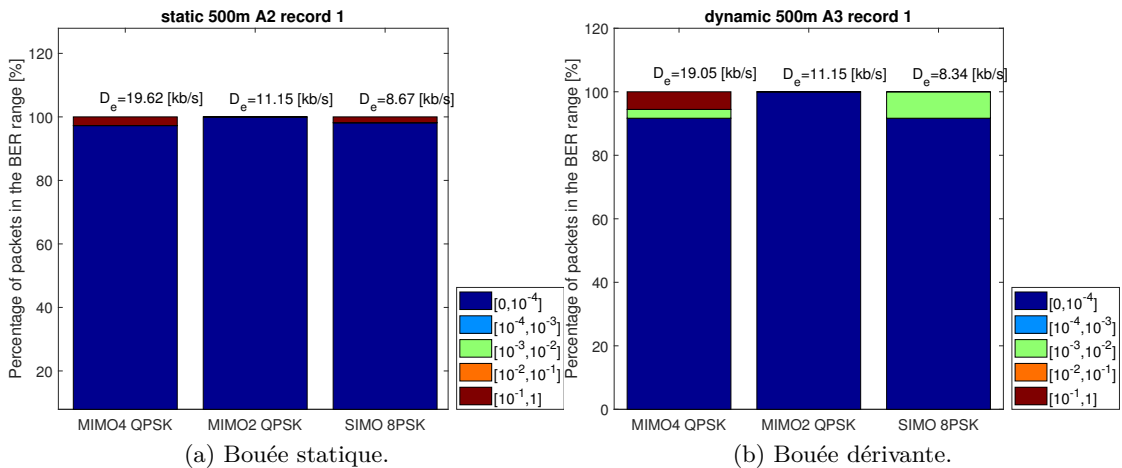


FIGURE I.6 – Performances du récepteur du modem acoustique **MIMO** en fonction des différents modes considérés [63].

5 Estimation du gain en débits atteignables

5.1 Capacité MIMO et débit atteignable

La capacité d'un canal de communication représente le débit maximum d'information pouvant être transmis sans erreur par unité de fréquence. Dans l'hypothèse où l'état du canal n'est pas connu à l'émission et donc que la puissance d'émission P est uniformément répartie sur toute la bande B , il a été montré que la capacité d'un canal **MIMO** pouvait s'exprimer analytiquement en fonction de la matrice $\mathbf{H}[\nu, k] \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ représentant le

canal MIMO sur la sous-bande ν à l'instant d'échantillonnage k dont les valeurs sont $\{\mathbf{H}[\nu, k]\}_{n,m} = H_{mn}(\nu B/N_\nu - B/2, kT)$ avec $H_{mn}(f, t)$ la réponse fréquentielle du sous canal liant le projecteur m à l'hydrophone n [44, 46]. Atteindre l'efficacité spectrale maximum donnée par la formule de capacité requiert une connaissance parfaite au niveau du récepteur des coefficients $\mathbf{H}[\nu, k]$ ce qui n'est pas réaliste. En effet, comme on l'a vu en section 4, dans un système de décodage MIMO, une estimation des différents sous-canaux est réalisée en début de trame (au moyen d'une séquence de N_p symboles pilotes différente pour chaque voie d'émission), les coefficients de canaux sont ensuite mis à jour dynamiquement au moyen d'algorithmes adaptatifs afin de suivre les variations temporelles du canal au long de la trame [52, 63, 72]. Le débit atteignable par le système lorsque les coefficients de canaux sont estimés à la réception peut se dériver à partir de la formule de la capacité de la façon suivante [73] :

$$R = (1 - O_{vh}) \cdot \frac{B}{N_\nu} \sum_{\nu=0}^{N_\nu-1} \log_2 \det \left[\mathbf{I}_{N_r} + \frac{P \cdot \hat{\mathbf{H}}[\nu] \cdot \hat{\mathbf{H}}^H[\nu]}{N_t(\sigma_w^2 + P\sigma_E^2)} \right] \quad (\text{I.20})$$

où O_{vh} représente l'*overhead* dû à l'ajout d'une séquence pilote :

$$O_{vh} = \frac{N_p}{N_p + N_d} \quad (\text{I.21})$$

avec $\hat{\mathbf{H}}[\nu]$ l'estimation des canaux MIMO calculée par le récepteur et le paramètre σ_E^2 qui représente la qualité moyenne de l'estimation de canal en fonction de la trame. Cette quantité va dépendre de la performance de l'estimateur de canal mais également de la variation temporelle du canal. En supposant le modèle de canal décrit en section 2, nous donnons dans [74] une formulation mathématique de σ_E^2 . Nous montrons que cette quantité dépend de O_{vh} mais également du Doppler de mouvement résiduel $\sigma_a f_0$ et l'étalement Doppler de diffusion $B_p(f)$.

En reprenant les notations de [40], afin de prendre en compte une multitude réalisations du canal, nous notons $\bar{R} = \mathbb{E}\{R\}$ le débit moyen. Enfin, pour analyser le débit atteignable d'une transmission ASM MIMO, nous considérons le modèle de canal développé en section 2 dont nous adapterons les paramètres en fonction des canaux sondés expérimentalement.

5.2 Sondage de canal

Pour cette étude nous procédons à des sondages de canaux ASM MIMO à partir des expérimentations faites à *Sea Test Base* en Avril/Mai 2017 et décrites en section 4. Pour chaque trame reçue, la CIR est estimée au moyen d'un algorithme LS, puis l'évolution temporelle des coefficients de canaux sur la trame est estimée en décalant la fenêtre d'estimation du début jusqu'à la fin de la trame comme décrit dans [75]. Les figures I.7a et I.7b montrent l'histogramme de $|\hat{h}_{mn}[l, k]|$ pour le trajet principal ($l = 0$) et un trajet réfléchi ($l = 6$) où $\hat{h}_{mn}[l, k]$ correspond à l'estimation de la CIR notée $h_{mn}(\tau, t)$ à l'instant kT . Pour chaque histogramme, nous superposons une distribution de Rice avec

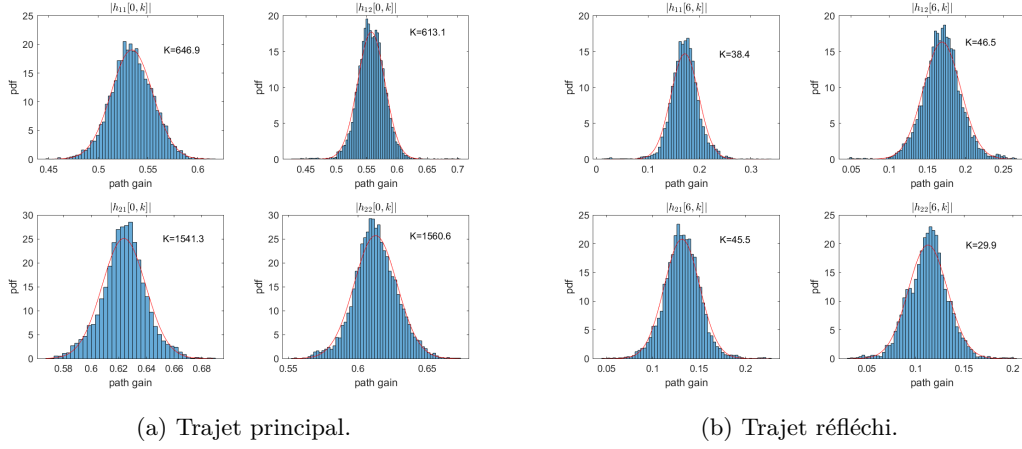


FIGURE I.7 – Histogramme de la magnitude de trajets sélectionnés durant une expérimentation comprenant 110 trames, mode **MIMO2**, distance de transmission de 500 m [74].

le facteur de Rice K estimé au moyen de la méthode de maximum de vraisemblance. Comme on peut le voir, la distribution de Rice correspond plutôt bien aux **CIR** mesurées donnant du sens au modèle de canal considéré et notamment au modèle des coefficients de diffusion donné en (I.7).

Dans le modèle considéré, les variations des coefficients de la **CIR** sont influencées à la fois par le phénomène de diffusion caractérisé par la bande Doppler $B_p(f)$ et à la fois par la Doppler de mouvement résiduel caractérisé par l'écart type $\sigma_a f_0$. La bande Doppler effective $B_p(f)$ est estimée à partir des fonctions d'auto-corrélations de $(\hat{h}_{mn}[l, k] - \bar{\hat{h}}_{mn}[l])$ tandis que $\sigma_a f_0$ est estimée à partir de la fonction auto-corrélations de $\bar{h}_{mn}[l]$ qui représente la moyenne glissante des coefficients de la **CIR**. En supposant, pour simplifier que l'étalement Doppler est identique pour chaque sous-canaux et chaque trajet, on obtient pour les canaux mesurés dans cette étude une valeur de $B_p(f_0) = 4$ Hz et $\sigma_a f_0 = 0,1$ Hz.

5.3 Résultats

Dans un premier temps, nous calculons le débit atteignable dans le cas d'une estimation de canal en moyennant (I.20) avec les coefficients **Channel Frequency Response (CFR)** estimés par le récepteur et en fixant $\sigma_E^2 = 0$. Le nombre de sous-bandes est fixé à $N_\nu = 640$ afin d'obtenir une granularité fréquentielle de 10 Hz. Le débit \bar{R} résultant relativement à la bande B est tracé en fonction du **SNR** en trait plein sur la Figure I.8a. Nous remplaçons ensuite dans (I.20), les coefficient estimées en expérimentation par les coefficients issus du modèles présenté en section 2 où la valeur des gains moyens du canal \bar{h}_p est calculée en fonction de la géométrie du canal **ASM** tandis que les quantités $\sigma_p^2(f_0)$

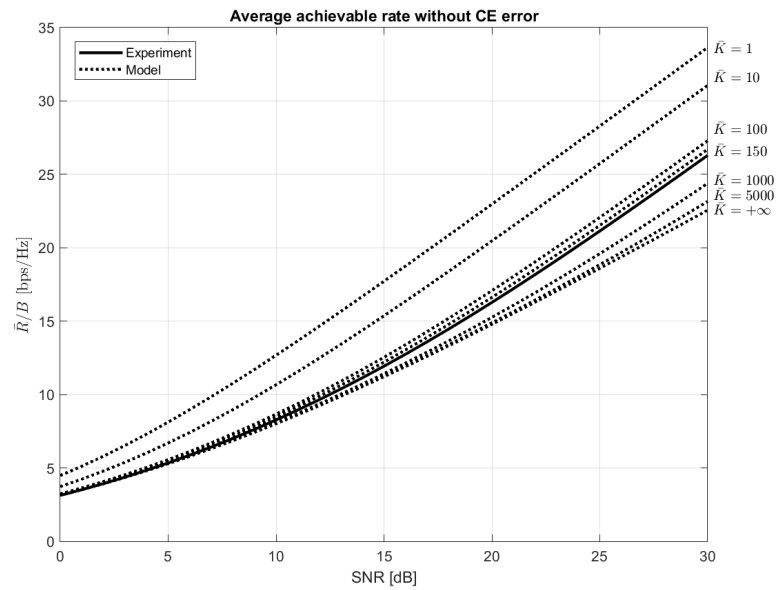
sont calculées en fonction d'un facteur de Rice moyen :

$$\bar{K} = \frac{\sum_p |\bar{\gamma}_p(f_0)|^2}{\sum_p \sigma_p^2(f_0)} \quad (\text{I.22})$$

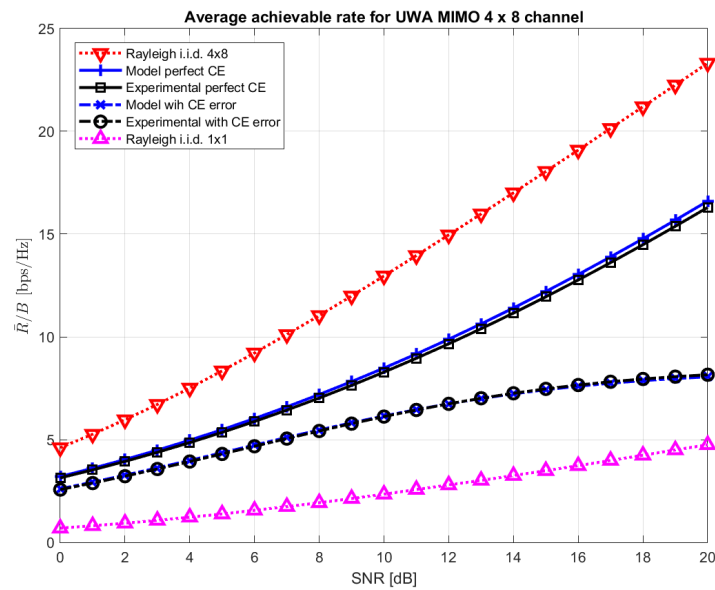
Le débit résultant est affiché en Figure I.8a en fonction de \bar{K} où on montre que la valeur de $\bar{K} = 150$ produit un débit atteignable très proche du débit calculé à partir des données expérimentales. Dans un second temps, nous calculons l'erreur d'estimation σ_E^2 à partir de la formule donnée dans [74] pour les canaux mesurés et le modèle de canal considéré puis l'intégrons dans l'équation (I.20). Les débits atteignables calculés sont tracés en Figure I.8b. Pour des raisons de comparaison, nous superposons sur la même figure les débits atteignables calculés sans tenir compte de l'erreur apportée par l'estimation de canal. Enfin, en guise de référence, nous affichons la courbe de débit pour des canaux de Rayleigh [44] et ce pour une architecture 4×8 et 1×1 respectivement. Comme montré dans [49], la caractéristique de Rice du canal ASM apporte une perte substantielle en débit atteignable : 16,3 bps/Hz à 20 dB de SNR en estimation de canal parfaite comparé au 23,3 bps/Hz dans le cas d'un canal de Rayleigh. En tenant en compte la perte du au bruit généré par l'erreur d'estimation de canal, cette perte devient encore davantage significative pour atteindre un débit maximum de 8,16 bps/Hz au même SNR.

La Figure I.9a représente les courbes de gain en débits atteignables de différentes architectures MIMO par rapport à une transmission mono-voie pour un SNR de 20 dB en fonction du nombre de voies de réception en utilisant le modèle de canal ASM décrit plus haut. Afin d'optimiser le gain MIMO, nous imposons $N_r \geq N_t$ pour chaque configuration. Enfin le calcul du gain se fait à nombre de voies de réception identique entre le multi-voie et le mono-voie. Comme prédit dans la littérature [46], le gain atteignable de tous les systèmes croit de façon logarithmique en fonction de N_r du fait du gain de puissance apporté par le traitement multi-capteur. D'un autre côté, on peut voir que le gain en diversité apporté par le multiplexage spatial augmente lorsque N_r devient plus grand, mais augmente moins rapidement en fonction de N_t . Pour $N_r = 8$, une transmission à 2 voies apporte un gain de 43 %, 53 % pour 3 voies et enfin 59 % à 4 voies. Ce phénomène s'explique par deux facteurs : tout d'abord l'erreur d'estimation de canal impose une limite supérieure au Signal-to-Interference plus Noise Ratio (SINR) ce qui empêche le schéma MIMO d'atteindre le maximum de gain en degrés de liberté. Par ailleurs, l'*overhead* représenté par le paramètre O_{vh} augmente en fonction de N_t du fait de la contrainte sur les symboles pilotes énoncée en (I.11) ce qui réduit substantiellement le gain en débit atteignable.

Dans la Figure I.9b nous calculons le gain en débit atteignable d'un système MIMO 4×8 comparativement à une architecture SIMO en fonction de la distance de transmission et de la profondeur d'eau en utilisant le modèle de canal ASM. Pour chaque distance et profondeur d'eau, les gains et retards des sous-canaux sont calculés en utilisant une approche géométrique comme décrit dans [36, 49]. Les facteurs de Rice et de Doppler utilisés pour les variations du canal sont fixés aux valeurs calculées dans la section précédente à partir des résultats de sondage de canaux. Pour chaque distance de transmission,



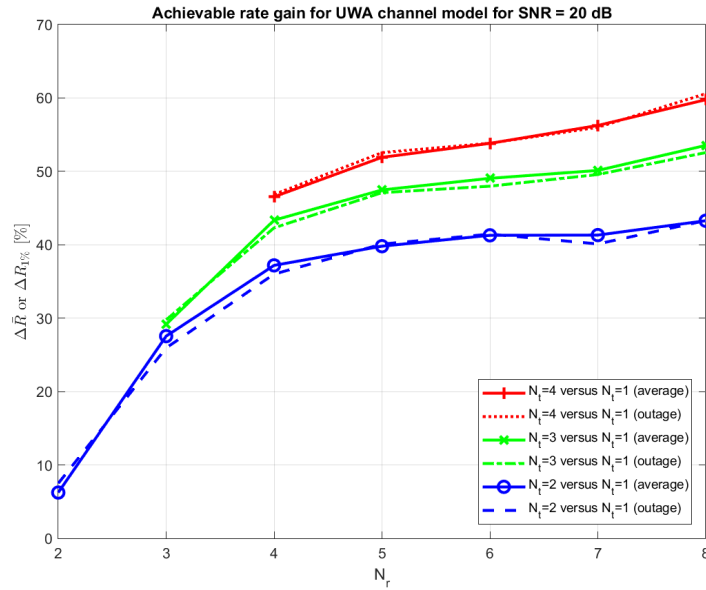
(a) En fonction du facteur \bar{K} .



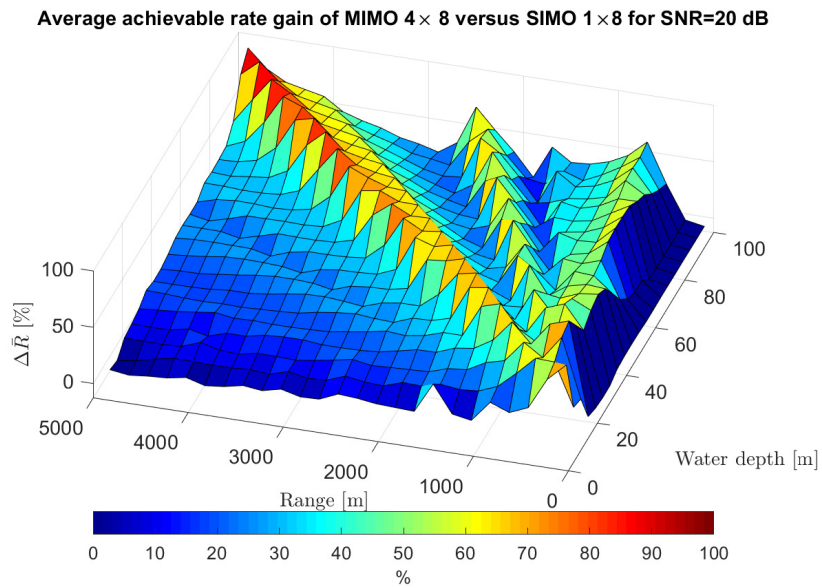
(b) Avec prise en compte de σ_E^2 .

FIGURE I.8 – Débit atteignable d’un système de communication MIMO pour un canal ASM 4×8 : expérimentation comparée au modèle [74].

5. ESTIMATION DU GAIN EN DÉBITS ATTEIGNABLES



(a) En fonction du nombre de voies d'émission et de réception.



(b) En fonction de la distance et de la profondeur d'eau.

FIGURE I.9 – Estimation du gain en débit atteignable d'une transmission MIMO à 4 voies d'émission comparativement à une transmission SIMO, Canal ASM modélisé, SNR = 20 dB, $\bar{K} = 150$, $\mathbb{E}\{B_p(f)\} = 4$ Hz, et $\sigma_a f_0 = 0,1$ Hz [74].

nous remarquons qu'il existe une profondeur d'eau pour laquelle le débit atteignable est maximisé. Au fur et à mesure que la distance de transmission augmente, le gain maximum augmente également à chaque fois pour une profondeur d'eau plus grande : à 500 m de distance, le gain est au maximum de 70 % pour 20 m de profondeur alors que pour une distance de 5000 m, le gain en débit atteint un maximum de 89 % pour une profondeur de 95 m. Ces phénomènes s'expliquent par le fait que plus la distance de transmission est grande plus les trajets réfléchis, qui apportent de la diversité au système MIMO, sont atténués si bien qu'en très petit fond le gain en débit est quasi nul pour une distance de plusieurs kilomètres. Lorsque à la fois la distance et la profondeur d'eau augmentent, les temps de propagation des ondes réfléchies augmentent si bien que l'étalement des retards du canal augmente résultant en un plus grand gain MIMO. A faible distance (< 1000 m), le gain en débit apparaît en moyenne comme plus stable en fonction de la profondeur qu'à plus grande distance de transmission. Ainsi une transmission MIMO en très petit fond doit être limitée à des courtes distances de transmission si on veut maximiser le gain MIMO comparativement à une transmission SIMO.

6 Conclusion

Dans cet axe de recherche nous sommes intéressés à l'apport de la brique technologie MIMO pour les communications ASM. Un canal de communication acoustique MIMO en milieu sous-marin est caractérisé par une triple sélectivité, en temps (phénomène de diffusion et Doppler de mouvement), en fréquence (échos multiples) et en espace (interférence entre voies d'émission). Nous avons décrit un modem MIMO complet utilisant à l'émission une modulation mono-porteuse et à la réception un décodeur itératif à annulation d'interférences et compensation Doppler intégrées permettant d'adresser les différentes sélectivités du canal ASM MIMO. Une expérimentation du modem en rade de Brest a montré que la technologie MIMO offrait un gain de l'ordre de 30 % en débit utile pour 2 voies d'émission comparativement à un système SIMO équivalent.

Afin de quantifier les potentialités de la technologie MIMO, nous nous sommes également intéressés à la notion de capacité de canal et plus précisément au débit atteignable tenant compte les pertes dues à l'estimation de canal. En supposant que chaque coefficient du canal ASM suit une loi de Rice et obéit à un modèle AR-1 [36], nous avons calculé la variance de l'erreur d'estimation de canal pour le cas MIMO. A partir des expérimentations du modem acoustique MIMO en rade de Brest, nous avons estimé les canaux MIMO ainsi que les facteurs de Rice et d'étalement Doppler correspondant afin de calculer un débit atteignable théorique en fonction du nombre d'émetteurs et de récepteurs. Contrairement aux communications radio en aérien, on démontre que sur le canal mesuré expérimentalement, le débit atteignable du MIMO sur canal ASM MIMO augmente de façon logarithmique en fonction du nombre de voies d'émission pour atteindre un gain de 43 % et 59 % gain pour des architectures 2×8 et 4×8 respectivement, résultats qui s'expliquent principalement par la loi de Rice et les variations temporelles associées au canal ASM. Nous montrons également que le gain MIMO est très sensible

à la géométrie du canal, et bien que le gain **MIMO** peut être maximisé en augmentant la distance lorsque la profondeur de l'eau est importante, la portée relativement faible en petit fond assure un gain substantiel du **MIMO** quelle que soit la profondeur. Si les performances, en milieu réel, du décodeur présenté dans ce manuscrit confirment la faisabilité de la transmission **ASM MIMO**, les efficacités spectrales atteintes restent, en valeur absolue, loin en dessous des débits théoriquement atteignables démontrant de fait qu'il y a une marge d'amélioration pour les différents algorithmes de décodage. Toutefois si on compare les gains en débits utiles et les gains en débit atteignables pour une transmission **MIMO** comparativement à une transmission **SIMO**, on note que les gains se situent dans le même ordre de grandeur, ce qui confirme que la technique **MIMO** est une brique clé pour augmenter l'efficacité spectrale des communications **ASM**.

Le Tableau I.2 résume les différents encadrements et contrat de recherche liés à cet axe de recherche ainsi que la production scientifique associée.

TABLE I.2 – Bilan de l'axe de recherche sur les technologies **MIMO** pour les communications **ASM**

Thèmes de recherche	Modem ASM MIMO	Capacité ASM MIMO
Doctorants	Samar Kaddouri	
Étudiants en Master	Gaultier Réal Robin Laboudie	
Contrats de recherche	MP-HERMES MIMOISEN RAPID MA-MIMO	RAPID MA-MIMO
Publications journal	[75–77]	[74]
Conférences	[63, 78–84]	[49, 85]
Rapports techniques	[61, 68, 86, 87]	

Techniques d'accès multiples pour les communications acoustiques sous-marines

1 Introduction

Lorsque une source de transmission communique uniquement avec un seul récepteur, nous parlons de communication point à point ; à l'inverse lorsque l'architecture de transmission fait apparaître plusieurs sources ou plusieurs récepteurs au sein d'un même médium de communication, nous parlons de communication multipoint et par extension de réseau de communication. Les progrès récents dans le domaine de la communication **ASM** ont ouvert la voie au développement de réseaux de capteurs acoustiques sous-marins **UWSN** dont les applications sont aujourd'hui très nombreuses telles que la surveillance côtière, la détection de mines ou encore la recherche environnementale [88]. Par rapport à un réseau câblé, ce type de réseaux demande un cout d'installation et un entretien moindre, un tel réseau est également facilement extensible ou *scalable* en anglais, des nœuds supplémentaires pouvant être ajoutés facilement. Les réseaux acoustiques sous-marins se composent généralement de capteurs fixés sur le fond marin et/ou de véhicules sous-marins qui sont déployés dans la région d'intérêt [89]. Depuis plusieurs années, les **AUV**s connaissent un engouement croissant du fait de leurs nombreuses applications à la fois militaires et civiles. Les **AUV** permettent en effet à l'homme d'éviter des tâches dites "DDD" (*dirty* - sale, *dull* - sans intérêt et *dangerous* - dangereux) telles que la détection de mines, la cartographie, la sécurisation de zones, ... De nos jours la communauté scientifique cherche à faire fonctionner les drones sous-marins à plusieurs sous la forme de meute (ou en essaim). Cette approche permet notamment de distribuer l'intelligence entre les différents drones, d'augmenter la résilience et d'améliorer la couverture du système. Un réseau mobile a l'avantage de permettre un meilleur rayon d'action dans des tâches de surveillance et d'être plus facile à maintenir.

Bien qu'il existe de nombreux protocoles réseau développés pour les **UWSNs**, les caractéristiques uniques du canal **ASM**, telles que la capacité limitée et les retards de propagation élevés et variables [90], nécessitent des protocoles de communication dédiés aux réseaux **ASM** afin de rendre les transmissions de données à la fois efficaces et fiables [91]. Dans ce chapitre nous nous intéressons aux techniques et protocoles de communication permettant à plusieurs nœuds d'un réseau de transmettre (ou de recevoir) des signaux

au sein du même canal de propagation, chaque nœud sera vu comme un *utilisateur* du canal et dénommé comme tel par la suite. Dans un premier temps, nous décrivons les caractéristiques du canal ASM multi-utilisateur ensuite nous détaillons l'état de l'art des protocoles de communication multi-utilisateur adaptés aux communications ASM. Dans une troisième partie, nous décrivons les contributions de la thèse de C. Bernard, à savoir de nouvelles familles de formes d'ondes orthogonales adaptées au canal ASM. Dans une quatrième partie, nous détaillons les résultats du projet de recherche MUMI4AUV traitant de la technologie MU-MIMO pour les communications ASM simultanées au moyen d'AUVs. Enfin nous terminons ce chapitre par une synthèse des contributions apportées à l'état de l'art et un bilan de la production scientifique associée.

2 Canal ASM multi-utilisateur

2.1 Modèle

Lorsque plusieurs utilisateurs d'un réseau émettent ou reçoivent un signal de communication dans une même bande de fréquence et dans un même espace, on parle de communication à accès multiples. Lorsque plusieurs utilisateurs émettent vers un même récepteur (station de base), on parle de lien montant ou *uplink* en anglais. Lorsqu'une source (ou station de base) émet des messages dédiés à destination de plusieurs utilisateurs au sein d'un même signal, on parle de lien descendant ou *downlink* en anglais. Dans ce chapitre, nous allons nous focaliser sur le lien montant comme décrit en Figure II.1.

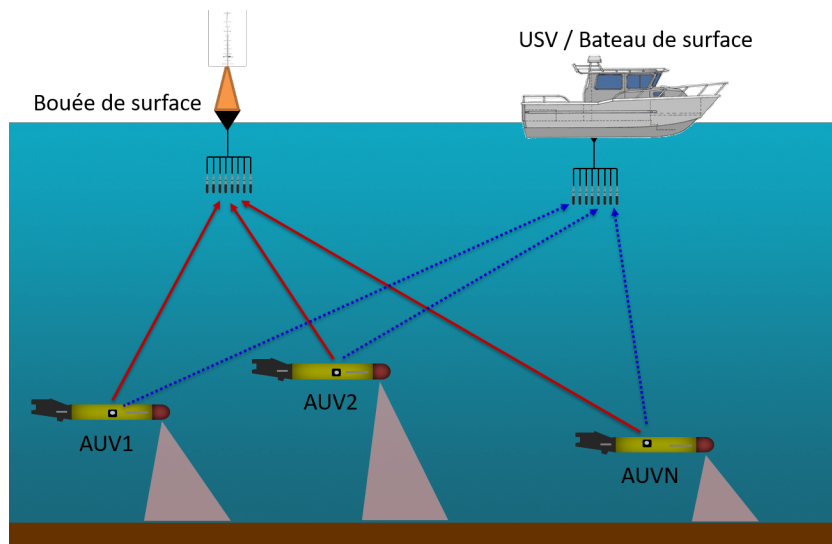


FIGURE II.1 – Exemple de canal ASM multi-utilisateur, lien montant.

En supposant N_u utilisateurs émettant à destination d'un récepteur comprenant N_r

voies de réception, le signal en bande de base capté sur le récepteur $n \in [1, N_r]$ s'exprime comme :

$$r_n^{bb}(t) = \sum_{m=1}^{N_u} \int_{-\infty}^{+\infty} h_{mn}(\tau, t) x_m((1 - a_m)t - \tau) e^{-j2\pi f_0 a_m t} d\tau + w_n(t) \quad (\text{II.1})$$

où $h_{mn}(\tau, t)$ représente la CIR variant dans le temps et reliant l'utilisateur m au récepteur n , $x_m(t)$ est le signal d'émission en bande de base, $a_m = V_m/c_w$ le facteur d'échelle Doppler résultant de la vitesse relative V_m de l'utilisateur m en direction du récepteur et $w_n(t)$ est le bruit en bande de base capté par le récepteur n . Tout comme une transmission MIMO, le canal ASM multi-utilisateur est triplement sélectif :

- Sélectivité fréquentielle due aux interférences inter-symboles apportées par le canal ASM
- Sélectivité temporelle due aux variations temporelles de $h_{mn}(\tau, t)$ et $\exp(-j2\pi a_m t)$
- Sélectivité spatiale due à la superposition de signaux provenant d'utilisateurs différents

Pour les résultats sur canaux modélisés présentés dans ce chapitre, nous utiliserons le modèle statistique de canal développé en section 2 du chapitre I.

2.2 Spécificités de l'accès multiple en communications ASM

La relative faible vitesse des ondes dans l'eau a un impact notable non seulement sur les temps d'arrivée des signaux provenant des différents utilisateurs mais également sur l'effet Doppler perçu à la réception des différents signaux. Afin de mettre en perspective les spécificités du canal ASM multi-utilisateur, nous prenons l'exemple d'un scénario où deux AUVs suivent une trajectoire similaire (une lemniscate de demi-largeur 500 m) mais dans un sens inversé. Les AUVs ont une vitesse approximative de 1 m/s et communiquent simultanément vers un récepteur situé géographiquement au foyer ouest de la courbe de lemniscate. Les valeurs de temps d'arrivée et d'effet Doppler (ainsi que leurs différences) des signaux reçus de chacun des drones sont détaillées en Figure II.2. Suivant la position des drones, la différence d'effet Doppler atteint $\pm 18,9$ Hz et la différence de temps d'arrivée 340 ms [92]. En l'état, un décodage conjoint des signaux provenant des deux AUVs au moyen d'une compensation Doppler et d'un égaliseur communs est impossible.

2.3 Expérimentation et rejeu de canal

2.3.a Rejeu

Pour simuler une transmission multi-utilisateur en se basant sur des expérimentations réelles, nous allons utiliser dans ce chapitre le système [underWater Acoustic channel Replay benchMARK \(Watermark\)](#) [93] que nous avons étendu au cas multi-utilisateur. Les signaux de chaque utilisateur sont filtrés par un canal SISO ou SIMO selon le schéma de la Figure II.3. Les canaux sondés étant ramenés en bande de base, il est nécessaire de

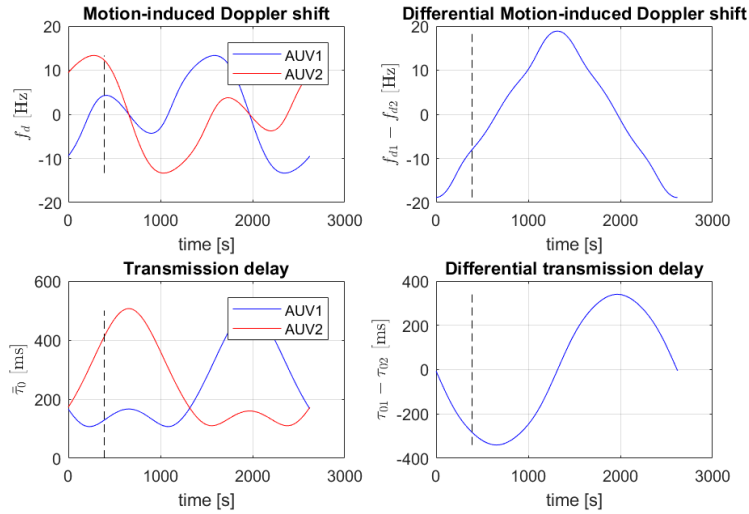


FIGURE II.2 – Exemple de différences de temps de transmission et d’effet Doppler pour 2 AUVs suivant une trajectoire de lemniscate inversée de demi-largeur 500 m avec une vitesse constante de 1 m/s et communiquant simultanément vers une balise située dans une des foyers de la lemniscate [92].

translater le signal vers la fréquence nulle avant le filtrage. Pour chacun des utilisateurs, le canal se présente sous forme SIMO avec N_r réponses impulsionnelles : une par voie de réception. Les N_r signaux de chaque utilisateur sont ensuite *dopplérisés* en bande de base par une interpolation et un déphasage gouverné par la vitesse relative de déplacement vis-à-vis du récepteur, avant d’effectuer une re-transposition autour de la fréquence porteuse f_0 . Enfin, les deux signaux vectoriels N_r composantes variant dans le temps t sont ajoutées entre elles et à un bruit gaussien centré blanc dont la variance σ_w^2 est calculée de sorte que le plus énergétique des $2 \times N_r$ signaux en sortie du canal multi-utilisateur ait un SNR posé en paramètre de la simulation. Le signal résultant en sortie du simulateur de canal est $\mathbf{r}(t)$, constitué de N_r composantes portant les différentes contributions des signaux et du canal de chaque utilisateur.

2.3.b Sondage de canaux

Lac Ty-Colo de Saint-Renan L’expérience s’est déroulée durant le mois de Juillet 2019 dans le lac de Ty-Colo situé à Saint-Renan, France. Le lac de Ty-colo, comme tous les lacs de Saint-Renan, est un lac artificiel réalisé sur une ancienne mine d’étain dont l’exploitation s’est arrêtée dans les années 1970 et sa profondeur est entre 8 et 10 m. Un ensemble de 10 sondages ont été réalisés successivement avec des distances de transmission comprises dans l’intervalle [47; 364] m comme le montre la Figure II.4a. Le système d’émission consiste en une connexion entre une boîte étanche contenant l’électronique d’émission et un projecteur acoustique sphérique Neptune Sonar D26 à connectique XLR.

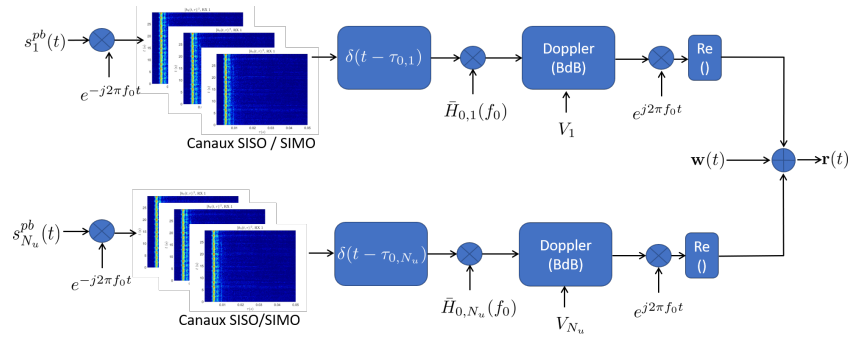
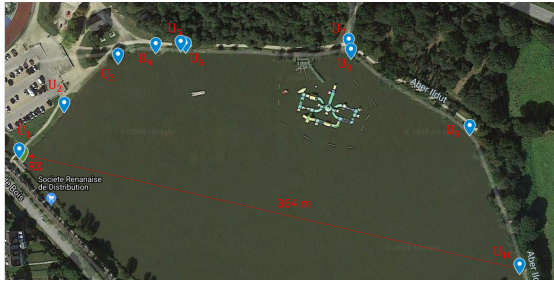


FIGURE II.3 – Schéma du jeu d'un canal multiutilisateur à partir des sondages effectués.

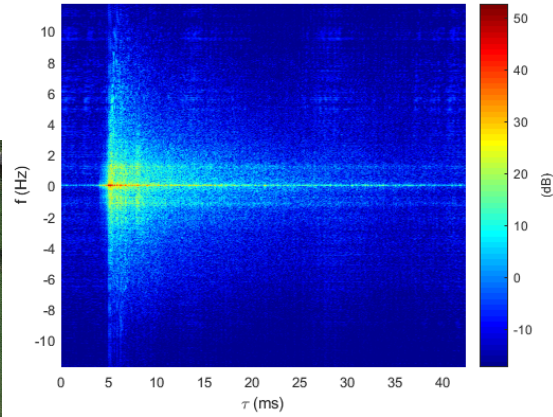
Le boîtier d'émission est composé d'une carte **Field Programmable Gate Arrays (FPGA)** ALTERA DE1 sur lequel un cœur processeur NIOSII est monté, d'un clavier pour l'IHM, d'un **GPS** pour enregistrer la position du système, d'un régulateur de tension, d'un montage de puissance pour l'émission acoustique et pour terminer une batterie rechargeable. Le contrôleur NIOSII grâce à l'IHM est capable de lire des fichiers WAV stockés sur une carte SD ou de stocker les trames GPS sur cette même carte SD. Le fichier WAV est descendu dans la matrice du FPGA qui pilote le convertisseur numérique/analogique de la carte son pour sortir sur le jack audio de sortie. Ce signal est ensuite amplifié par un montage amplificateur de classe AB pour obtenir un signal de 10 V **RMS** en sortie connecteur, cela assure au système un niveau acoustique de 160 dB, à une pression de 1 μ Pa, à 1m et à 28 kHz. Le système de réception est constitué d'un hydrophone B&K 8104, d'un préamplificateur BK Nexus, d'une carte d'acquisition NI-USB 6212 pilotée par le logiciel MATLAB tournant sur un PC durci.

Chaque sondage de canal a été effectué pendant 3 min 30 s en utilisant, comme signal de mesure, un signal de type **Maximal Length Sequence (MLS)** de longueur 255 mis en forme par un filtre **SRRC**, centré sur $f_0 = 27$ kHz et avec une bande de 6 kHz. La réponse impulsionnelle du canal $h_{mn}(\tau, t)$ est estimée en faisant une corrélation entre le signal reçu et la séquence émise [93]. La Figure II.4b fournit un exemple de la fonction de diffusion $\hat{S}_H(\tau, \nu)$ du canal extrait des réponses impulsionnelles estimées $\hat{h}(\tau, t)$.

Rade de Brest L'expérimentation s'est déroulée durant l'été au mois de Juillet 2019 dans la rade de Brest au large de Lanvéoc, France. Le système d'émission est le même que celui utilisé lors de la campagne d'essais au lac de Saint-Renan, mais cette fois il est embarqué à bord du navire *Cedadon* de la plateforme d'essais en mer *Sea Test Base* (Figure II.5a). La réception des ondes acoustiques est assurée par un des nœuds du système **IROMI-LMAIR** (cf section 3.2.e du dossier administratif) implanté sur le ponton de *Sea Test Base* et utilisant jusqu'à 5 hydrophones de la marque HTI. La profondeur de l'eau au moment de l'expérimentation était d'environ 10 m, les 5 distances de transmission comprises dans l'intervalle [65; 540] m ont été sondées successivement. Chaque sondage



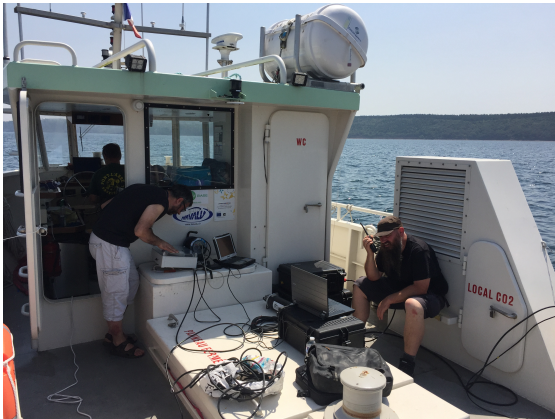
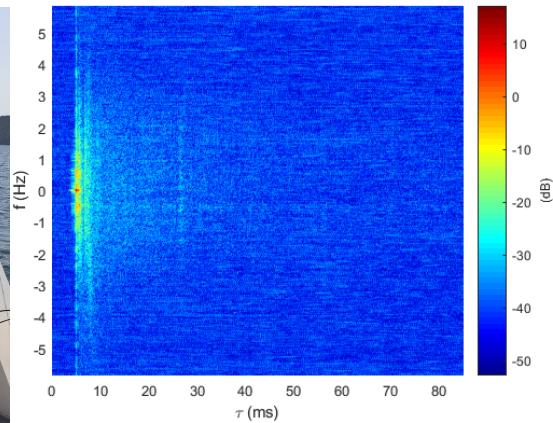
(a) Schéma d'expérimentation



(b) Fonction de diffusion

FIGURE II.4 – Sondage de canaux au lac de Ty-colo, Saint Renan, France, Juillet 2019 [94].

de canal a été effectué avec une séquence *MLS* de longueur 511 comme signal de mesure toujours centrée sur $f_0 = 27$ kHz et avec une bande de 6 kHz. La Figure II.5b fournit un exemple de la fonction de diffusion extraite des réponses impulsionnelles estimées. Par rapport à la Figure II.4b, on remarque un Doppler de diffusion légèrement plus important ainsi qu'un étalement temporel des retards du canal supérieur se traduisant par des valeurs de ν_{\max} et τ_{\max} plus grandes que pour l'expérimentation en lac comme le montre la Table II.1.

(a) Navire le *Celadon*

(b) Fonction de diffusion

FIGURE II.5 – Sondage de canaux en rade de Brest, baie de Lanvéoc, France, Juillet 2019 [94].

3 État de l'art des protocoles d'accès en communications **ASM**

La couche de contrôle d'accès au support ou **Medium Acces Layer (MAC)** en anglais est la sous-couche basse de la couche liaison de données (couche numéro 2 dans le modèle OSI). Les protocoles appartenant à cette sous-couche ont notamment comme fonction de réguler les émissions sur un support donné, en particulier lorsque plusieurs stations indépendantes sont susceptibles d'émettre à tout moment sur le même support. L'objectif de la sous-couche **MAC** est principalement d'éviter les collisions entre les signaux émis mais également de contrôler le débit du réseau, sa latence, son efficacité énergétique ... Dans les réseaux sous-marins, les protocoles **MAC** orchestrent l'accès au canal **ASM**. On peut classer les protocoles **MAC** en deux catégories : les protocoles déterministes et ceux aléatoires faisant appel par exemple à des procédés de négociations [12,95].

3.1 Protocoles déterministes

Les schémas sans négociations sont directement reliés à la couche physique et permettent d'éviter les collisions en assignant aux utilisateurs différentes fenêtres temporelles, bandes de fréquence ou codes d'étalement.

3.1.a TDMA

Dans un protocole **TDMA**, chaque utilisateur se voit attribuer de façon cyclique une fenêtre temporelle T_u dans laquelle il utilise toute la bande disponible du canal **ASM** pour communiquer. Afin d'assurer une transmission sans collision, une période de garde est ajoutée en fin de fenêtre temporelle qui vaut $\tau_{max} + \Delta$ où τ_{max} correspond au retard maximum du canal **ASM** et Δ à l'erreur maximum de synchronisation temporelle entre les différents utilisateurs. Pour N_u utilisateurs et un débit nominal du lien acoustique de D , le débit par utilisateur D_u est égal à :

$$D_u = \frac{T_u}{T_u + \tau_{max} + \Delta} \cdot \frac{D}{N_u} \quad (\text{II.2})$$

L'intérêt du **TDMA** réside dans sa simplicité de mise en œuvre et sa robustesse. Toutefois, comme le montre (II.2), le débit et la latence du réseau sont rapidement dégradés dès que le nombre d'utilisateurs augmente.

3.1.b FDMA

Le protocole **Frequency Division Multiplex Access (FDMA)** a pour principe d'assigner différentes bandes de fréquences à différents utilisateurs. Ce protocole permet à plusieurs utilisateurs d'émettre simultanément sans interférer entre eux. Toutefois dans le cadre des réseaux sous-marins, le protocole **FDMA** souffre de la forte sélectivité fréquentielle du canal **ASM** où certaines bandes de fréquences seront totalement atténuées

3. ÉTAT DE L'ART DES PROTOCOLES D'ACCÈS EN COMMUNICATIONS ASM

par le phénomène d'évanouissement. Ainsi un réseau utilisant un grand nombre d'utilisateurs implique des sous-bandes par utilisateur très étroites qui présentent un risque d'être totalement atténuées par le canal. Pour ces raisons, le protocole **FDMA** est souvent considéré comme non adapté aux réseaux acoustiques sous-marins [12]. Toutefois, récemment des auteurs ont essayé de porter la technique **Single-Carrier Frequency Division Multiple Access (SC-FDMA)**, utilisée dans le lien montant de la 4G, aux réseaux acoustiques sous-marins avec des résultats prometteurs [96].

3.1.c CDMA

Le protocole **Coded Division Multiple Access (CDMA)** consiste à moduler le signal binaire d'information de chaque utilisateur par un code d'étalement de spectre différent pour chaque utilisateur. Ces codes d'étalement ont pour propriété d'avoir une inter-corrélation très faible, ce qui permet à l'ensemble des utilisateurs de communiquer simultanément sur l'ensemble de la bande de fréquence disponible. L'intérêt du **CDMA** vis à vis du **FDMA** réside dans le fait que chaque utilisateur utilise toute la bande de fréquences et est ainsi moins sensible aux évanouissements fréquentiels. Par rapport au **TDMA**, le protocole **CDMA** permet un accès simultané au canal **ASM** et gagne en temps de latence. Toutefois, pour obtenir une faible inter-corrélation entre les codes d'étalement, ces derniers doivent être d'une longueur importante, réduisant d'autant le débit utile de chaque utilisateur. De même, l'effet Doppler dégrade substantiellement les propriétés de corrélation des codes. Enfin, le protocole **CDMA** fonctionne d'autant mieux que les niveaux reçus des signaux pour chaque utilisateur est équivalent. Si un utilisateur a une puissance de réception plus faible que les autres, les signaux reçus des autres utilisateurs viendront interférer substantiellement le décodage de l'utilisateur en question. Or le niveau de signal reçu en sortie du canal **ASM** est très variable en fonction de la distance et des réflexions multiples. Les références disponibles dans la littérature ont démontré que du fait des caractéristiques du canal **ASM**, l'approche par étalement direct dite **Direct Sequence Coded Division Multiple Access (DS-CDMA)** associée à un récepteur évolué de type **Multiuser Detection (MUD)** était à privilégier [51]. Par ailleurs ces différents résultats expérimentaux ont montré qu'un maximum de 4 utilisateurs pouvaient être décodés simultanément.

3.1.d SDMA

L'idée du protocole **Space Division Multiple Access (SDMA)** est basé sur le fait que plusieurs utilisateurs ne se trouvent pas au même endroit au même moment ou alors si c'est le cas avec une très faible probabilité. Cette technique est directement issue des réseaux radio-cellulaires : dans le cas descendant, si la position des utilisateurs est parfaitement connue, l'émetteur va par formation de voie (*Beamforming*) émettre simultanément des signaux focalisés vers chaque utilisateur. Toutefois, en communications **ASM**, la localisation des utilisateurs est beaucoup moins précise et si elle est connue de l'émetteur, elle l'est avec du retard dû à l'aller-retour des ondes acoustiques. On trouve

dans littérature néanmoins quelques références sur le SDMA pour les communications ASM notamment dans [97] où l'approche SDMA probabiliste est utilisée pour communiquer vers différents clusters d'AUVs, le protocole TDMA étant ensuite utilisé au sein de chaque cluster pour séparer chacun des utilisateurs.

3.1.e Accès multiple par modulation de signaux LFM

Le signal Linear Frequency Modulation (LFM) appelé également *chirp* est très utilisé en sonar du fait de sa tolérance à l'effet Doppler et aux trajets multiples. Les systèmes de transmission basés sur le signal LFM telles que le Chirp Spread Spectrum (CSS) permettent d'être très robuste vis-à-vis du canal ASM, mais au prix d'un débit relativement faible. En assignant aux utilisateurs différents paramètres de signal LFM (tel que le *chirp rate*), les auteurs de [98] et [99] montrent qu'il est possible de décoder jusqu'à 4 utilisateurs simultanément au moyen d'une transformée de Fourier fractionnée et un retournement temporel passif dénommé également Passive-Phase Conjugation (PPC) dans la littérature.

3.1.f MU-MIMO

La technique MU-MIMO est une technologie issue des communications RF, elle consiste à considérer les différents utilisateurs d'un réseau comme des voies d'émission virtuelle (dans le cas de la voie montante) ou comme des voies de réceptions virtuelles (dans le cas de la voie descendante) [100]. Dans le cas d'une liaison montante (voir Figure II.6), chaque utilisateur peut utiliser M_k antennes multiples, et la station de base utilise $N \geq \sum_k M_k$ antennes de réception pour reconstruire le signal transmis par chacun des utilisateurs au moyen d'algorithmes de décodage MIMO conventionnels. La connaissance du canal à l'émission permet de précoder les signaux transmis par chacun des utilisateurs et d'optimiser le débit de transmission.

Dans le cadre des communications ASM, la connaissance du canal à l'émission n'est pas réaliste du fait du temps de trajet des ondes et du faible temps de cohérence du canal. Dans la littérature, les quelques applications de la technique MU-MIMO aux communications ASM sont référencées comme *distributed MIMO* [101] ou bien *Coperative MIMO* [102, 103]. Dans tous les cas cités, chaque utilisateur utilise simplement une voie d'émission, des algorithmes de type MUD sont mis en place à la réception afin de compenser les différents effets Doppler des émetteurs et annuler les interférences provenant des différents utilisateurs. Les auteurs de [102, 104] montrent la faisabilité de décoder 2 utilisateurs mobiles simultanément et jusqu'à 4 utilisateurs mobiles pour [101] et [103].

Dans [105], T. C. Yang propose de combiner la technique DS-CDMA avec l'approche MU-MIMO et d'utiliser à la réception, non pas un égaliseur de type MUD, mais l'algorithme PPC. L'auteur montre que cette approche permet d'augmenter le nombre d'utilisateurs simultanés (par rapport au DS-CDMA ou MU-MIMO) et de décoder jusqu'à

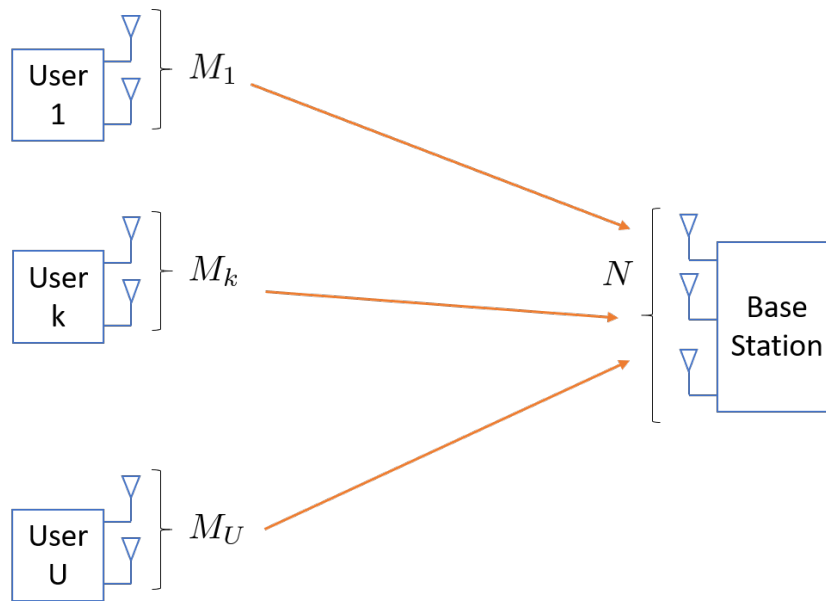


FIGURE II.6 – Architecture MU-MIMO pour une liaison montante.

8 flux d'émission en parallèle au moyen de 8 hydrophones en réception. Toutefois, les résultats expérimentaux proposés dans cet article concernent des utilisateurs statiques et non mobiles.

3.2 Protocoles aléatoires

3.2.a Techniques basées sur ALOHA

Dans le protocole ALOHA pur, les différents nœuds du réseau envoient des données sans sonder auparavant le canal. Le récepteur renvoie un acquittement pour informer l'émetteur que le paquet a été bien reçu. S'il y a collision, alors l'émetteur ne reçoit pas l'acquiescement et retransmet le paquet en question [106]. Si l'efficacité du protocole ALOHA est faible, une version améliorée appelée *slotted ALOHA* consiste à autoriser les nœuds du réseau à envoyer des données uniquement au début d'un slot temporel, réduisant ainsi le risque de collision. Une version encore améliorée du protocole ALOHA avec évitement de collisions est proposée dans [107].

3.2.b Techniques basées sur CSMA

Dans le protocole *Carrier Sensing Multiple Access (CSMA)* [108], un nœud souhaitant émettre va d'abord écouter le canal pendant un certain temps. S'il n'entend aucune autre transmission, il est autorisé à commencer à envoyer ses données. S'il entend un autre nœud qui est en train de transmettre, il attend un temps aléatoire. Si cette technique est utilisée avec succès dans le cas du protocole Ethernet, dans le cas du canal

[ASM](#), les longs temps de propagation des ondes, font qu'un nœud dans sa phase d'écoute peut très bien ne pas entendre un signal sonore qui a déjà été envoyé et qui n'est pas encore arrivé jusqu'au récepteur, rendant ainsi les collisions possibles.

Dans [109], les auteurs introduisent le protocole *slotted-Floor Acquisition Multiple Access (FAMA)* qui combine le principe de l'écoute du [CSMA](#) et dialogue entre l'émetteur et le récepteur avant la transmission de données. Pendant cette phase de dialogue, des paquets de contrôle sont échangés entre l'émetteur et le récepteur afin d'éviter plusieurs transmissions de donnée simultanées. Le protocole [Distance Aware Collision Avoidance Protocol \(DACAP\)](#) [110] utilise également un dialogue pour réserver le canal afin de transmettre des données mais il introduit un mécanisme de *warning* afin de se prémunir du temps de propagation important du canal [ASM](#). Enfin le Le protocole T-Lohi [111] utilise un mécanisme de négociation basé sur un signal de fréquence pure afin de détecter les collisions et compter les nœuds actifs. Le protocole décrit une période de réservation, comportant un certain nombre de tours de négociation et une période de transmission de données.

Dans [112], les auteurs comparent différents protocoles [MAC](#) basés sur le [CSMA](#) en simulation et en expérimentation en mer. Il est montré que plus les paquets transmis sont longs meilleurs sont les débits mais plus la latence du réseau est importante. Il est montré également que les limitations des modems [ASM](#) peuvent être efficacement contrecarrés avec des protocoles [MAC](#) bien adaptés au canal [ASM](#).

3.2.c Partage de spectre basée sur la théorie des jeux

Cette approche est issue de la radio cognitive, où au sein d'une même cellule les émetteurs peuvent être vus comme des preneurs de décisions (ou joueurs) qui doivent choisir leurs paramètres radio (puissance, type de modulation, portion de spectre, ...). Or, ces prises de décision sont interdépendantes entre les différentes émetteurs (ce qu'obtient un émetteur ne dépend pas seulement de ce qu'il fait mais aussi de ce que font les autres émetteurs). L'étude de l'interaction entre ces prises de décision peut être formalisée par la théorie des jeux [113]. En appliquant cette théorie au canal [ASM](#), les auteurs de [114] ont montrés que plusieurs utilisateurs pouvaient partager un même spectre d'émission en adaptant leur puissance d'émission à partir de la connaissance du niveau d'interférence des autres utilisateurs fournie par le récepteur avec une voie de retour. Sur des canaux synthétiques, il est démontré que cette approche se révèle très intéressante tant que le nombre d'utilisateurs reste modeste. Un autre intérêt de cette approche réside aussi dans la décentralisation de la méthode d'accès, ne nécessitant pas de phases de négociation ou de réservation.

4 Nouvelles formes d'ondes orthogonales

4.1 Contexte

Le terme *chirp* représente une classe de signaux pseudo-périodiques, très utilisés en radar et en sonar, dont les plus connus ont une fréquence variant soit linéairement, on parle de LFM, ou soit de façon hyperbolique, on parle alors de [Hyperbolically Frequency Modulated \(HFM\)](#). L'intérêt des signaux *chirps* réside dans leur bonnes propriétés d'auto-corrélation, leur faible sensibilité à l'effet Doppler et enfin leur robustesse vis-à-vis du phénomène de trajets multiples [115]. Les modulations basées sur les signaux *chirp*, telles que CSS, se révèlent particulièrement intéressantes pour les communications ASM [19, 116]. Dans la thèse de Yiqi Bai nous nous sommes intéressés à la technique d'Orthogonal Chirp Division Multiplex (OCDM) basée sur un ensemble de signaux *chirps* orthogonaux et avons expérimenté cette forme d'onde en communication ASM avec des résultats prometteurs [117]. Toutefois, si cette forme d'onde peut être utilisée pour une communication multi-utilisateur en voie descendante, de par sa construction, elle n'est pas adaptée à une transmission asynchrone donc à une liaison montante. Par la suite dans la thèse de Christophe Bernard nous nous sommes focalisés sur de nouvelles familles de signaux *chirp* adaptés à une transmission asynchrone.

4.2 MU-CSS

Dans le cadre de la thèse de Christophe Bernard nous nous sommes intéressés à des schémas d'accès multi-utilisateurs basés sur des formes d'onde de type *chirp* rendues orthogonales afin de permettre une estimation [Single User Detection \(SUD\)](#) basée sur un filtre adapté. L'application visée est de faire communiquer simultanément par voie acoustique un ensemble d'AUVs (jusqu'à 10 agents) vers une station de surface.

4.2.a Construction

L'utilisation d'un *chirp* permet de résister aux effets du canal ASM, ce qui fait que la modulation CSS avec un filtrage adapté en réception offre des performances robustes pour des communications ASM [19, 116]. Dans le système CSS, un large spectre est occupé pour moduler les informations afin d'obtenir un gain de traitement élevé et une résolution multi-trajet au détriment de l'efficacité spectrale. Dans ce qui suit, nous proposons de construire un schéma multi-utilisateur dénommé MU-CSS basé sur la modulation CSS et plus précisément sur un signal HFM de durée T sur une bande B que nous noterons $x_{\text{HFM}}(t)$. Pour le schéma d'accès proposé, le signal émis par l'utilisateur $m \in [1, N_u]$ s'écrit :

$$s_m(t) = \sum_{k=0}^{N-1} x_m[k] g_{Tm}(t - kT) \quad (\text{II.3})$$

où $g_{Tm}(t)$ représente la forme d'onde d'émission de l'utilisateur m et $x_m[k]$ est le k -ème symbole du modulation de l'utilisateur m encodé au moyen d'une modulation [Differential Phase Shift Keying \(DPSK\)](#). Le choix d'une modulation différentielle par rapport à

une modulation de phase cohérente peut être justifié par le fait que le canal ASM variant rapidement dans le temps, une égalisation du signal reçu dépendant d'une estimation de canal plus ou moins précise ne sera pas nécessaire [40]. Ainsi dans un canal ASM avec des retards importants et des variations temporelles rapides, la modulation différentielle est parfaitement adaptée pour fournir des bonnes performances voire surpasser la modulation cohérente sous certaines conditions [118].

L'idée de base du MU-CSS consiste à construire une base orthogonale de signaux $e_m(t)$ grâce au procédé de Gram-Schmidt où chaque forme d'onde générée est assignée à différents utilisateurs. L'orthogonalité initiale entre les formes d'onde est apportée par la combinaison du signal HFM avec des séquences d'étalement $\{c_{m,n}\}$ mutuellement orthogonales choisies comme codes de Walsh-Hadamard [119]. Les différents codes d'étalement permettent aux utilisateurs d'être différenciés à la réception tandis que la forme d'onde HFM offre une robustesse contre les effets du canal ASM. Dans [120], nous proposons 3 méthodes différentes d'orthogonalisation des formes d'onde aboutissant à 3 familles différentes de formes de d'ondes. Dans ce qui suit nous décrivons la variante dite "itérée".

Dans cette méthode, un processus itératif est utilisé pour améliorer l'orthogonalité mutuelle entre les formes d'ondes ainsi que la résistance aux effets du canal. Posons $e_m^{(l)}(t)$ la forme d'onde correspondant au i -ème utilisateur avec $m \in \{1, 2, \dots, N_u\}$ à l'itération $l \in \{1, \dots, N_{IT}\}$. Le procédé de construction est basé sur la méthode de Gram-Schmidt [121] ainsi pour $m > 0$, nous avons :

$$e_m^{(l)}(t) = c_m(t) + \alpha_m^{(l)} e_{m-1}^{(l)}(t) \quad (\text{II.4})$$

où

$$\alpha_m^{(l)} = \frac{\langle c_m(t), e_{m-1}^{(l)}(t) \rangle}{\|e_{m-1}^{(l)}(t)\|_2^2} = \frac{\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} c_m(t) e_{m-1}^{(l)*}(t) dt}{\|e_{m-1}^{(l)}(t)\|_2^2} \quad (\text{II.5})$$

avec $c_m(t)$ la une forme d'onde générée au moyen d'une séquence de Walsh-Hadamard :

$$c_m(t) = \sum_{l=0}^{N_{SF}-1} c_{m,l} g_T(t - lT_c) \quad (\text{II.6})$$

où $[c_{m,1}, c_{m,2}, \dots, c_{m,N_{SF}}]$ est le code d'étalement de longueur N_{SF} et $g_T(t)$ représente le filtre d'émission de type SRRC tandis que T_c est la durée d'un chip avec $T = N_{SF}T_c$.

A la première itération i.e. $l = 1$, on pose $e_0^{(1)}(t) = x_{\text{HFM}}(t)$ tandis pour les itérations suivantes i.e. $l > 1$, $m > 0$ nous avons :

$$c_m(t) = e_m^{(l-1)}(t) \quad (\text{II.7})$$

Les formes d'ondes finales attribuées à chaque utilisateur sont obtenues après N_{IT} itérations du processus mentionné ci-dessus en définissant $g_{Tm}(t) = e_m^{(N_{IT})}(t)$. L'orthogonalité entre les différents $e_m^{(l)}(t)$ et le choix pour la constante $\alpha_m^{(l)}$ sont justifiés dans [120]. Le signal transmis par l'utilisateur est enfin généré au moyen de la formule II.3.

4.2.b Décodage

Comme dans tout système de réception de communications [ASM](#), le Doppler de mouvement est compensé en premier lieu avant toute opération de décodage en rééchantillonnant le signal en bande de base reçu et en compensant la rotation de phase [\[122\]](#). Dans le cas où le Doppler de mouvement de facteur a_m est connu du récepteur (ou peut être estimé), l'opération de compensation s'exprime par [\[123\]](#) :

$$z_{m,n}(t) = r_n^{bb} \left(\frac{t}{1 - a_m} \right) e^{j2\pi f_0 \left(\frac{a_m}{1 - a_m} \right) t} \quad (\text{II.8})$$

Si nous supposons une parfaite synchronisation temporelle, les données d'information du m -ème utilisateur peuvent être estimées par un simple filtrage adapté de $z_m(t)$ avec la forme d'onde $g_{Tm}(t)$ de l'utilisateur m , suivi par une intégration sur la durée symbole [\[71\]](#) :

$$\hat{x}_m[k] = \max_{t \in [kT, (k+1)T]} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} g_{Tm}^*(-u) z_{m,n}(t - u) du \right] \quad (\text{II.9})$$

$$= \int_{kT}^{(k+1)T} g_{Tm}^*(t) z_m(t + kT_s) dt \quad (\text{II.10})$$

$$= \beta_m[k] \cdot x_m[k] + \eta_m[k] + w_m[k] \quad (\text{II.11})$$

avec $\beta_m[k]$ le biais du symbole désiré, $\eta_m[k]$ les différents termes interférant et $w_m[k]$ le bruit résiduel. Si la durée symbole T est supérieure à l'étalement du canal τ_{\max} , on peut montrer que les termes [ISI](#) inclus dans $\eta_m[k]$ sont négligeables, ainsi en l'absence de [Multiuser Interference \(MUI\)](#), la quantité $\eta_m[k]$ devient nulle, par conséquent si $\beta_m[k]$ varie lentement, les symboles originaux peuvent être retrouvés par une démodulation différentielle.

4.3 MU-HFM

Pour pallier certaines limitations des schémas [MU-CSS](#), nous proposons dans cette section un deuxième nouveau schéma multi-utilisateur baptisé [MU-HFM](#) basé sur un ensemble de formes d'ondes orthogonales obtenu en combinant un signal [HFM](#) large bande [\[116\]](#) avec un second signal [HFM](#) à bande étroite. Les signaux résultants sont rendus orthogonaux encore une fois grâce au procédé de Gram-Schmidt. Par rapport au [MU-CSS](#), les codes de Hadamard sont remplacés par un signal [HFM](#) qui permet une plus grande robustesse vis-à-vis de l'effet Doppler (de diffusion et de mouvement) ou des trajets multiples. Cette nouvelle méthode a été conçue pour être efficace dans le cas d'essais réels comme nous le verrons un peu plus loin. Toutefois, à cause du procédé de construction, le nombre d'utilisateurs supporté par ce nouveau système est limité à $N_u = 7$. Si nous notons par $\{c_m(t)\}_{m=1}^{N_u}$, la famille de chirps [HFM](#) à bande étroite définis comme suit pour $m \in [1, N_u]$:

$$c_m(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} e^{-j2\pi k \log\left(1 - \frac{t}{m t_0}\right)} \zeta m^2 \quad (\text{II.12})$$

où $t_0 = \frac{T(f_h+f_l)}{2(f_h-f_l)}$, $k = \frac{Tf_l f_h}{f_h-f_l}$, $f_l = B/2$ est la fréquence de début, f_h est la fréquence de fin avec $f_l \leq f_h$ et T est la durée de la forme d'onde. L'orthogonalité entre $c_m(t)$ et $c_{m'}(t)$ avec $m \neq n$ est obtenue par la méthode Simpson [124] en fonction du paramètre $\zeta \in \mathbb{R}$, utilisé pour déterminer l'orthogonalité entre les différents signaux [125]. Ce paramètre influence également la bande des différents $c_m(t)$. Dans la suite, nous prenons une bande $B = 4$ kHz et $|\zeta| = 0,0214$. Nous combinons enfin les différents $c_m(t)$ avec un signal HFM sur toute la bande et pour conserver l'orthogonalité entre les différents $c_m(t)$ nous utilisons la méthode de Gram-Schmidt [121] donnée pour $m > 0$ par :

$$e_m(t) = c_m(t) + \alpha_i e_{m-1}(t) \quad (\text{II.13})$$

où :

$$\alpha_m = -\frac{\langle c_m(t), e_{m-1}(t) \rangle}{\|e_{m-1}(t)\|_2^2} = -\frac{\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} c_m(t) e_{m-1}^*(t) dt}{\|e_{m-1}(t)\|_2^2} \quad (\text{II.14})$$

avec $e_0(t) = x_{HFM}(t)$. Les signaux transmis par chaque utilisateur sont finalement générés au moyen de la relation II.3 avec $g_{Tm}(t) = e_m(t)$.

4.4 Résultats

4.4.a Paramètres systèmes

Pour comparer les différents protocoles, nous utiliserons une fréquence porteuse de 23 kHz pour une bande de 4 kHz. Chaque symbole $x_m[k]$ est encodé au moyen d'une modulation Differential Binary Phase Shift Keying (DBPSK), les bits de données sont préalablement encodés avec un code convolutif de rendement 1/2 et de polynôme générateur $(133, 171)_o$ suivi d'un entrelaceur aléatoire. Pour le canal modélisé nous nous placerons dans le cadre d'une transmission à courte distance, à une profondeur d'environ 10 m, et nous supposerons que tous les utilisateurs sont à la même profondeur de 1 m. Pour chaque simulation, la position de chaque drone est choisie de façon aléatoire dans un anneau de $[0, 1; 1]$ km modélisant une flotte de drones se situant dans un cercle autour du récepteur. Ces paramètres ont été choisis pour être cohérents avec les sondages de canaux effectués à Saint Renan puis en rade de Brest. Pour le canal modélisé ainsi que les canaux rejoués, le mouvement des utilisateurs est émulé avec une vitesse choisie de façon aléatoire pour chaque simulation dans l'intervalle $[-2; 2]$ ms. L'ensemble des paramètres utilisés est décrit en Table II.1. On trouvera également dans cette même table les valeurs de sélectivités temporelles ν_{\max} et fréquentielles τ_{\max} du canal de propagation ASM.

Les formes d'onde présentées ci-dessus sont comparées à deux schéma d'accès orthogonaux classiquement utilisés en communications ASM à savoir le TDMA et le CDMA. Pour être cohérent en terme de débits et de bande utilisés, le protocole TDMA sera combiné avec un étalement de spectre à séquence directe, Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) en anglais, le tout sur une bande équivalente avec un facteur d'étalement identique au MU-CSS ou MU-HFM. Pour le CDMA, le facteur d'étalement est également le même et les séquences d'étalements utilisées sont pseudo-aléatoires.

Symboles	Paramètres	Valeurs		
		Modèle [36]	Rejeu St Renan	Rejeu Rade de Brest
f_0	Fréquence porteuse	23 kHz		
N_u	Nombre d' AUVs	[1; 10]		
B	Largeur de bande	4 kHz		
N_{SF}	Longueur d'étalement	31	63	127
T	Durée d'un symbole	7,75 ms	15,75 ms	31,75 ms
N_d	Nombre de symboles	200		
D_m	Distance de transmission	[0, 1; 1] km	[47; 364] m	[65; 540] m
z_w	Profondeur de l'eau	10	[1; 10] m	12 m
τ_{max}	Étalement des retards	[0, 52; 0, 84] ms	[4, 31; 7, 27] ms	[8, 85; 26, 49] ms
ν_{max}	Étalement Doppler	0, 23 Hz	[0, 86; 2, 51] Hz	[0, 85; 2, 9] Hz
SNR	Rapport signal sur bruit	10 dB		
V_m	Vitesse des utilisateurs	[-2; 2] m/s		

TABLE II.1 – Paramètres de test des nouvelles formes d'onde MU-CSS et MU-HFM.

4.4.b Simulations sur canal ASM modélisé

Les figures II.7a et II.7b représentent les performances en FER et débits effectifs¹ des nouvelles formes d'ondes sur canal ASM modélisé en fonction du nombre d'utilisateurs actifs. Du fait de la robustesse du DSSS, le TDMA a un FER constant quel que soit le nombre d'utilisateurs. En revanche son débit effectif diminue à mesure que le nombre d'utilisateurs augmente du fait du multiplexage temporel comme le montre (II.2). À l'inverse le FER du protocole CDMA augmente rapidement du fait des termes de MUI. Comparativement les formes d'ondes MU-CSS ont un FER qui augmente beaucoup moins rapidement alors que le MU-HFM atteint à $N_u = 7$ un FER de 2 % seulement. En terme de débit effectif les nouvelles formes d'ondes restent supérieures au CDMA quel que soit le nombre d'utilisateurs actifs, comparé au TDMA, le MU-CSS reste intéressant jusqu'à 6 utilisateurs et le MU-HFM largement au dessus des autres protocoles jusqu'à 7 utilisateurs. Ces résultats s'expliquent par la bonne orthogonalité des nouvelles formes d'ondes proposées et leur robustesse vis-à-vis du canal ASM.

4.4.c Rejeu de canaux ASM

La Figure II.8 représente les performances des mêmes protocoles sur canaux rejoués au lac de Ty-colo à Saint Renan et en rade de Brest dans la baie de Lanvéoc. Comme on peut le voir dans la Table II.1, l'étalement des retards du canal ASM est plus important en expérimentation nécessitant d'augmenter le facteur d'étalement des modulations. De même le phénomène de diffusion caractérisé par ν_{max} est davantage présent qu'en simulation du fait des mouvements de la surface de l'eau induits notamment par le vent. Globalement le protocole TDMA voit ses performances inchangées, alors que le gain des formes d'ondes MU-CSS sur le CDMA se réduit voire s'annule complètement sur

1. Les définitions de FER et de débits effectifs sont les mêmes que celles introduites en section 4 du chapitre I.

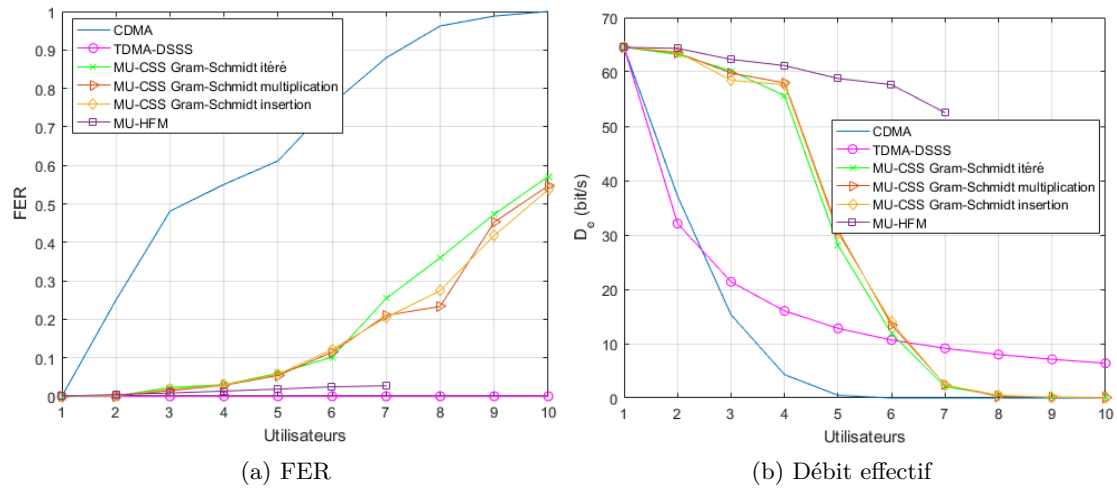


FIGURE II.7 – Performances des nouvelles formes d’ondes sur canaux *ASM* simulé, utilisateurs mobiles, Doppler de mouvement parfaitement estimé, SNR = 10 dB.

les canaux rejoués en lac. Ceci s’explique par les phénomènes de trajets multiples et de Doppler de diffusion qui sont plus importants en expérimentation qu’en simulation et qui finissent par briser l’orthogonalité des formes d’onde *MU-CSS*. En revanche le protocole *MU-HFM* offre un débit effectif largement au dessus des autres : au dessus de 5 utilisateurs en lac et 4 utilisateurs en rade. L’orthogonalité proposée par les *chirps* à bande étroite du *MU-HFM* s’avère plus résistante aux effets du canal *ASM*. Les performances du *CDMA* pourraient être substantiellement améliorées avec un décodeur de type *MUD* mais au prix d’une complexité accrue et d’une limitation dans le nombre d’utilisateurs. Il n’en reste pas moins que les débits atteints par les protocoles *MU-CSS* et *MU-HFM* restent relativement faibles, mais peuvent suffire, dans le cadre d’une application de drones sous-marins, pour la transmission de données de position ou de pistes.

5 Technologie MU-MIMO pour les communications *ASM*

A l’inverse des formes d’ondes présentées dans la section précédente, dans cette section nous nous intéressons à des schémas d’accès non orthogonaux, **Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA)** en anglais, et plus précisément à la technique *MU-MIMO*. Dans le cadre du projet collaboratif MIMO4AUV nous avons eu pour objectif de développer une brique de communications *ASM* permettant à plusieurs *AUVs* de communiquer simultanément en utilisant le principe *MU-MIMO* où chaque drone est considéré comme un projecteur d’un système *MIMO* virtuel. Ce projet fait suite au projet RAPID DGA *MA-MIMO* décrit en section 4 du chapitre I qui a démontré la faisabilité d’un modem *ASM* utilisant la technologie *MIMO*.

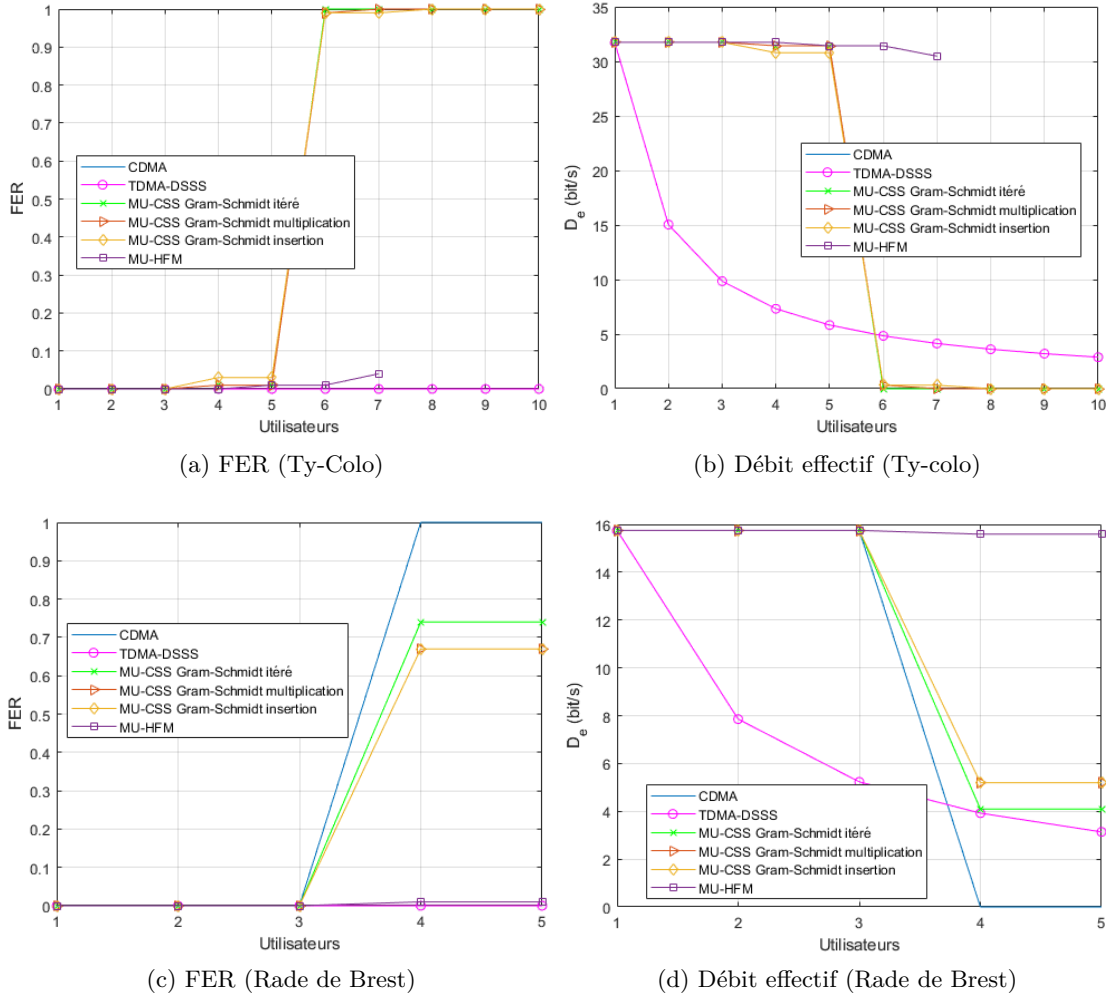


FIGURE II.8 – Performances des nouvelles formes d'ondes sur canaux ASM sondés au lac de Ty-Colo, Saint-Renan (en haut) et en rade de Brest, baie de Lanvéoc (en bas), utilisateurs mobiles, Doppler de mouvement parfaitement estimé, SNR = 10 dB.

5.1 Émission

5.1.a Généralités

L'émetteur choisi pour le projet est représenté en Figure II.9, il reprend le principe du modem MIMO du projet MA-MIMO à l'exception que chaque voie d'émission dispose de son propre encodage (comportant un codeur convolutif, un entrelaceur et une conversion binaire-Maire). De façon identique, chaque trame commence par N_p symboles pilotes suivis de N_d symboles de donnée utiles et enfin se termine par un intervalle de garde afin d'éviter que les trames n'interfèrent entre elles. La durée totale de la trame est notée T_f .

Le signal émis par chaque utilisateur s'exprime ainsi :

$$s_m^{pb}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} x_m[k]g_T(t - kT)e^{j2\pi f_0 t} \quad (\text{II.15})$$

5.1.b Synchronisation des utilisateurs

Contrairement au cas MIMO classique où la taille de l'égaliseur (et donc le nombre de symboles pilotes) dépend simplement de la longueur du canal L_c et du nombre de voies d'émission N_u , dans le cas MU-MIMO, cette taille va dépendre également de la différence d'arrivée des signaux provenant des différents utilisateurs, et comme expliqué en section 2, selon la position relative des émetteurs vis-à-vis du récepteur, cette différence de temps peut être substantielle et par voie de conséquence entraîner des tailles d'égaliseur de complexité prohibitive. Pour pallier ce problème, la solution que nous avons proposée dans le projet consiste à synchroniser le flux d'émission des différents AUVs en fonction de la position de ces derniers vis à vis du récepteur. Comme cette position n'est pas forcément connue pour chaque AUV nous proposons le protocole décrit en Figure II.10. Le récepteur, que nous appellerons *balise*, envoie à l'instant $t = 0$ un message à tous les AUVs pour leur signifier qu'elle souhaite que les données des AUVs lui soient transmises. On suppose que tous les AUVs ainsi que la balise possèdent une même horloge dont la déviation ne dépassera pas $\delta\tau_{\max}$ que nous fixons dans le projet à 13 ms ce qui correspond à une différence de distance virtuelle de 20 m maximum. Connaissant l'instant d'envoi du message, les AUVs sont capables d'estimer le temps de vol τ_i de l'onde entre la balise et leur position. Nous définissons une variable T_w qui représentera la durée de la fenêtre temporelle dans laquelle les signaux de commande sont reçus par les différents AUVs :

$$T_w > \frac{\max_{m \in [1, N_u]} D_m}{c_w} \quad (\text{II.16})$$

où D_m représente la distance entre l'utilisateur m et le récepteur. Il suffit ensuite que chaque AUV envoie sa k -ème trame d'émission à l'instant $2T_w - \tau_i + (k - 1)T_f$ et les signaux envoyés arriveront au niveau du récepteur dans la fenêtre temporelle $2T_w + (k - 1)T_f + [0, \delta\tau_{\max}]$. Pour resynchroniser les AUVs il suffit que la balise renvoie un message de commande. Cette approche, relativement simple à mettre en œuvre, permet d'obtenir un nombre de symboles pilotes et une taille d'égaliseur acceptable.

5.1.c Paramètres système

Le Tableau II.2 synthétise les paramètres utilisés pour le projet. Nous considérons un canal ASM avec étalement de retard maximum de $L_c T = 7,8$ ms, avec $\delta\tau_{\max} = 13$ ms ce qui donne un canal MU-MIMO de longueur 21,13 ms ; dans l'hypothèse de deux utilisateurs, un tel canal nécessite $N_p = 505$ symboles pilotes.

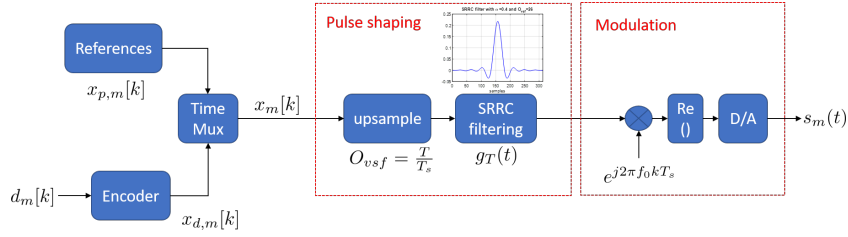


FIGURE II.9 – Émetteur MU-MIMO

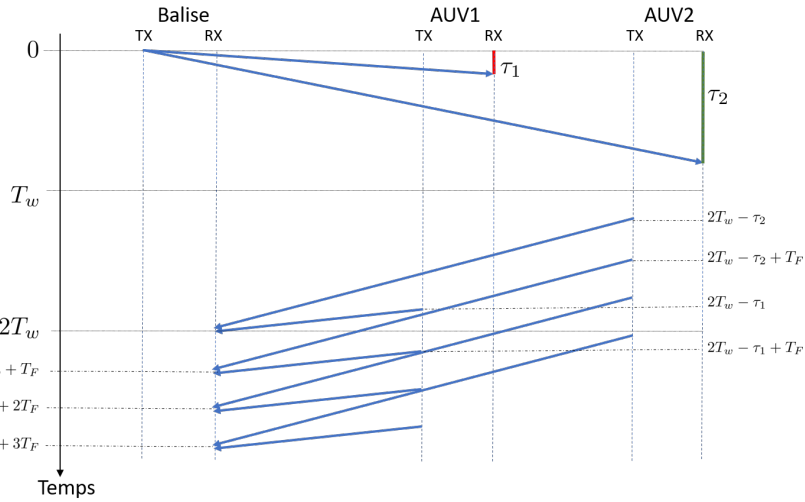


FIGURE II.10 – Protocole de synchronisation proposé pour le projet MIMO4AUV.

5.2 Réception

Dans ce qui suit nous décrivons succinctement le récepteur que nous avons développé pour le projet MIMO4AUV dont l'architecture est présentée en Figure II.11a.

5.2.a Démodulation

Le rôle du démodulateur est de fournir au décodeur, à partir du signal passe-bande capté par les hydrophones, une observation pouvant s'écrire sous la forme d'un modèle linéaire des symboles émis. Le signal est reçu sur un nombre N_r d'hydrophones, et il est la somme des contributions de N_u utilisateurs que l'on cherche à décoder. Chacun de ses utilisateurs peut se trouver en déplacement relatif avec le récepteur à une vitesse V_m , où $m \in [1, N_u]$. Leurs signaux sont donc chacun entaché d'un décalage Doppler a_m différent. De la même façon, les signaux reçus auront subi un retard $t_{0,nm}$ qui sera fonction de la voie de réception et de l'utilisateur considérés. Afin de permettre le bon fonctionnement du décodeur, le démodulateur est supposé lui fournir un signal par voie de réception et

Paramètres	Notation	Valeur	Unité
Nombre d'utilisateurs	N_u	2	
Fréquence d'échantillonnage	f_s	156,25	kHz
Fréquence centrale signal utile	f_0	27	kHz
Facteur de suréchantillonnage	O_{vsf}	26	
Rapidité de modulation	$R = \frac{f_s}{O_{vsf}}$	6,0096	bauds
Durée symbole	$T = 1/R$	0,17	ms
Facteur de retombée du filtre SRRC	α	0,1	
Bande du signal utile	$B = (1 + \alpha)/T$	6,61	kHz
Longueur du canal équivalent	$\tilde{L}_c = L_c + \lfloor \delta\tau_{\max}T \rfloor$	127	
Durée de l'intervalle de garde	$T_g = \tilde{L}_c \cdot T$	21,1968	ms
Longueur de la séquence pilote	N_p	505	
Longueur de la séquence de données utiles	N_d	1024	
Constellation	\mathcal{A}	QPSK	
Nombre de bits utiles par trame	N_b	1018	
Durée d'une trame	$T_f = N_f T$	296,69	ms
Débit net utile par utilisateur	$D_b = \frac{N_b}{T_f}$	3,43	kbit/s

TABLE II.2 – Paramètres système projet MIMO4AUV

par utilisateur, qui soit synchronisé selon le retard $t_{0,nm}$ et dont le décalage Doppler a_m aura été compensé. Les opérations suivantes sont réalisées successivement :

1. Échantillonnage des signaux reçus au rythme f_s
2. Conversion des signaux échantillonnés en bande de base
3. Détection de la présence d'une trame dans l'observation du signal reçu en bande de base au moyen d'un détecteur à taux de fausse alarmes constant ou **Constant False Alarm Rate (CFAR)** qui va construire une statistique du **SINR** et la comparer à un seuil dépendant de la probabilité de fausse alarme voulue et de la puissance du bruit et de l'interférence.
4. Estimation du facteur d'échelle Doppler a_m au moyen d'un banc de corrélateurs sur la séquence des données pilotes
5. Compensation du décalage Doppler par interpolation et déphasage sur la base du décalage estimé \hat{a}_m .
6. Filtrage de réception $g_R(t)$ adapté à la forme d'onde d'émission $g_T(t)$
7. Synchronisation temporelle des signaux. Dans un premier temps, on recherche l'instant optimal d'échantillonnage $\hat{t}_{0,nm}$ (qui maximise le **SNR**) avant de réaliser une décimation qui ramènera l'observation reçue au rythme symbole $1/T$. Cette opération est effectuée pour chaque voie de réception et chaque utilisateur. Il est ensuite nécessaire de cadrer la fenêtre temporelle d'observation sur la durée d'une trame, en conservant les différents retards entre voie et entre utilisateurs, afin de permettre le bon fonctionnement du décodeur.

5.2.b Gestion du Doppler différentiel

Pour une transmission MU-MIMO, du fait de la non-orthogonalité des signaux transmis depuis les différents utilisateurs, un décodage mono-utilisateur s'avère impossible et de fait un décodage multi-utilisateur s'impose. Dès lors la différence d'effets Doppler entre les signaux des différents utilisateurs évoquée en section 2 devient problématique.

La solution que nous avons proposée dans le projet, consiste à compenser l'effet Doppler perçu pour un utilisateur et de calculer l'effet Doppler résultant sur les autres utilisateurs du fait de cette compensation et ainsi de calculer les interférences générées par les autres utilisateurs sur l'utilisateur à décoder. Pour cela, il suffit d'exprimer de façon analytique le signal résultant de la compensation Doppler d'un facteur a_m appliqué sur la voie de réception n en sortie de filtre adapté $g_R(t) = g_T^*(-t)$:

$$y_{n,m}[k] = \sum_{l=0}^{L-1} h_{mn}[l, k] x_m[k-l] + \sum_{\substack{v=1 \\ v \neq m}}^{N_u} \sum_{l=0}^{L-1} h_{vn}[l, k] \tilde{x}_v[k-l] + w_n[k] \quad (\text{II.17})$$

avec $h_{mn}[l, k]$ le canal équivalent en bande de base à l'instant k , $w_n[k]$ un terme de bruit tandis que $\tilde{x}_v[k]$ représente les symboles des utilisateurs que l'on ne cherche pas à décoder mais qui ont subi un effet Doppler de facteur $a_v - a_m$ du fait de la compensation Doppler qui ne leur était pas destinée, on parlera ainsi de symboles *Dopplérisés*, dont on peut calculer l'expression exacte [126, 127] :

$$\tilde{x}_v[k] = e^{j2\pi f_0 \frac{a_m - a_v}{1 - a_m} kT} \sum_{u=-\infty}^{+\infty} x_v[u] g\left(\frac{1 - a_v}{1 - a_m} kT - uT\right) \quad (\text{II.18})$$

où $g(t)$ représente la concaténation des filtres d'émission et de réception. Du fait de la relation linéaire (II.17), les observations $y_{n,m}[k]$ couplées à la connaissance $\tilde{x}_m[k]$ (sous la forme de données pilotes) permettent d'estimer les canaux équivalents $h_{mn}[l, k]$. Ainsi, avec une estimation de $x_v[k]$ pour $v \neq m$, il est possible de reconstruire les termes interférents et les soustraire au signal $y_{n,m}[k]$ afin de remonter aux symboles $x_m[k]$. Cette technique que nous avons décrite initialement dans [126] sera appelée par la suite égalisation dans le domaine Doppler ou DSD en anglais.

5.2.c Décodage itératif

Le décodeur proposé est basé sur le principe du **Ordered Successive Interference Cancellation (OSIC)** [46] où chaque utilisateur est décodé suivant un ordre décroissant des puissances de réception. En suivant le procédé de turbo-égalisation, le processus est itéré plusieurs fois afin d'améliorer la fiabilité des estimations des symboles décodés. Sans perte de généralités et ce afin de simplifier la notation, nous supposons que la puissance de réception des utilisateurs est décroissante selon leur indice. Lors de la première itération du décodeur ($l = 1$), on procèdera d'abord au décodage de l'utilisateur $m = 1$, puis $m = 2$ jusqu'à $m = N_u$. Ensuite on passe à la deuxième itération du décodeur

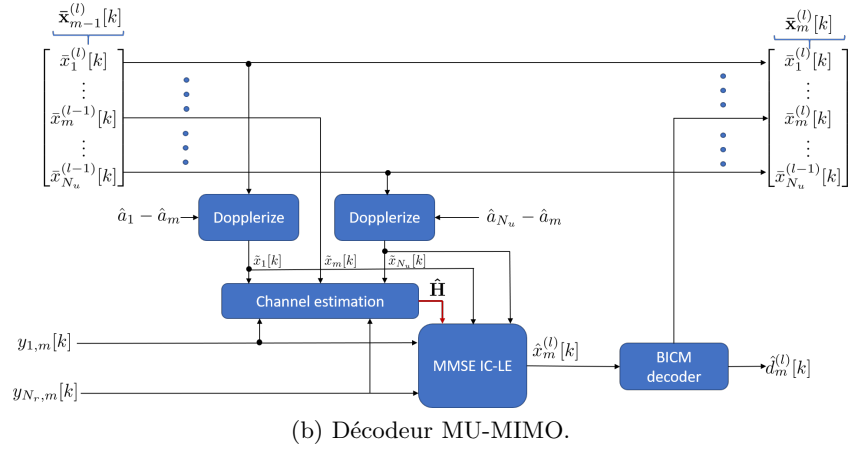
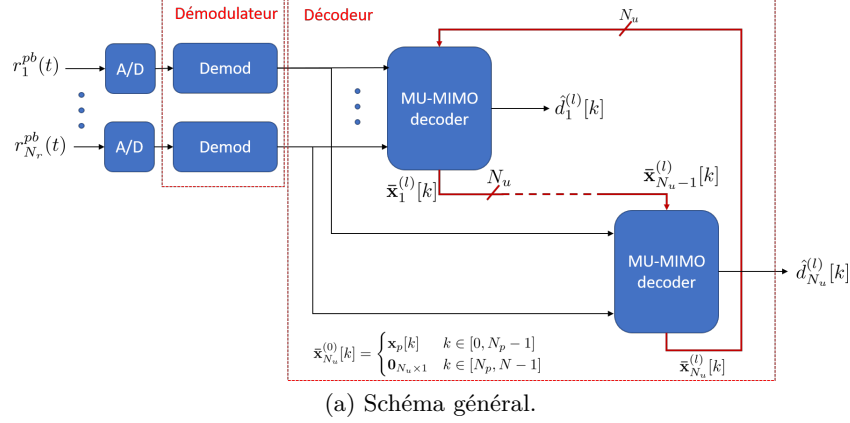


FIGURE II.11 – Récepteur itératif MU-MIMO.

($l = 2$), en décodant l'utilisateur $m = 1$ et ainsi de suite. Le procédé de décodage est décrit en Figure II.11b. A chaque itération $l \in [1, N_{IT}]$, pour décodé l'utilisateur m , le décodeur MU-MIMO prend en entrée d'une part les signaux $y_{n,m}[k]$ provenant de l'étage de démodulation et d'autre part le vecteur $\bar{\mathbf{x}}_{m-1}^{(l)}[k]$ représentant l'*a priori* sur les symboles $x_m[k]$ fourni à l'itération courante² par le décodage de l'utilisateur $m - 1$. Le décodeur produit en sortie une estimation des bits de donnée de l'utilisateur m que nous noterons $\hat{d}_m^{(l)}[k]$ ainsi qu'un nouveau vecteur d'*a priori*³ que nous noterons $\bar{\mathbf{x}}_m^{(l)}[k]$. À l'initialisation du processus itératif nous avons :

$$\bar{\mathbf{x}}_{N_u}^{(0)}[k] = \begin{cases} \mathbf{x}_p[k] & k \in [0, N_p - 1] \\ \mathbf{0}_{N_u \times 1} & k \in [N_p, N - 1] \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

L'innovation principale du décodeur proposé consiste en la fonctionnalité DSD des

2. Si on décode l'utilisateur $m = 1$, le décodeur prend comme *a priori* un vecteur nul pour $l = 1$ ou le vecteur $\bar{\mathbf{x}}_{N_u}^{(l-1)}[k]$ sinon.

3. Si on décode l'utilisateur $m = N_u$, le décodeur produit le vecteur $\bar{\mathbf{x}}_1^{(l+1)}[k]$.

étages d'estimation de canal et d'égalisation. En effet, les symboles *a priori* des autres utilisateurs sont tout d'abord *dopplérisés* ce qui revient à leur ajouter l'effet Doppler correspondant au résultat de la compensation Doppler de l'utilisateur m sur les autres utilisateurs au moyen de la formule II.18. A partir de la matrice de symboles pilotes *dopplérisés*, on extrait une estimation de la matrice de canal MU-MIMO en utilisant un procédé d'estimation de canal LS similaire à celui décrit dans le décodeur MIMO classique (voir section 4.3, chapitre I). Les symboles $y_{n,m}[k]$, la matrice de canal ainsi que les symboles *a priori* $\tilde{x}_v[k]$ sont ensuite envoyés en entrée de l'égaliseur ICLE, similaire encore une fois au décodeur MIMO classique, dont l'objectif est de fournir une estimation des symboles de donnée de l'utilisateur m que nous notons $\hat{x}_m[k]$ en compensant le canal ASM et notamment en retranchant les termes de ISI et MUI selon le principe développé en équation I.14. Tout comme pour le décodage MIMO, une compensation de Doppler fine est intégrée de l'égaliseur afin de corriger l'erreur résiduelle de phase. Les symboles estimés $\hat{x}_m[k]$ sont ensuite transmis au décodeur BICM qui calcule une estimation des bits de données $\hat{d}_m[k]$ et des symboles *a posteriori* $\bar{x}_m[k]$ qui serviront d'*a priori* pour le décodage du prochain utilisateur.

5.3 Résultats de performances

5.3.a Canaux simulés

Pour modéliser un canal ASM multi-utilisateur doublement sélectif en temps et en fréquence, nous utilisons le modèle décrit en section 2. Les paramètres choisis pour les formes d'onde d'émission sont donnés en Table I.1. Nous supposons $N_u = 2$ utilisateurs situés à respectivement 1000 et 1005 m du récepteur, une profondeur d'eau de 10 m, des transducteurs immergés à une profondeur de 1 m et enfin $N_r = 4$ voies de réception.

La Figure II.12 montre les sous-canaux $h_{11}[k]$ et $h_{21}[k]$ estimés pour les 2 utilisateurs avec un estimateur de canal MIMO classique et l'estimateur de canal DSD proposé. Du fait des vitesses relatives différentes des utilisateurs $V_1 = -V_2 = 1$ m/s, un estimateur classique n'est pas capable d'estimer les 2 sous-canaux : il estime simplement le sous-canal pour lequel la compensation Doppler a été faite i.e. $h_{11}[k]$ (resp. $h_{21}[k]$) quand l'utilisateur 1 (resp. l'utilisateur 2) voit son effet Doppler compensé.

La Figure II.13 montre les performances du récepteur proposé en termes de Mean Square Error (MSE) et de BER relativement à un turbo-égaliseur MIMO conventionnel i.e. un récepteur équivalent mais sans traitement DSD. Les courbes de performances sont tracées en fonction des vitesses relatives des utilisateurs en posant $v_r = V_1 = -V_2$. On remarque que la fonctionnalité DSD du récepteur proposé devient utile et même indispensable lorsque $|v_r|$ s'éloigne de la vitesse nulle : à partir de $V_1 = -V_2 = 0.1$ m/s, le BER en sortie d'un turbo-égaliseur sans traitement DSD devient non nul et augmente très rapidement. A l'inverse, l'égaliseur proposé permet de maintenir une MSE inférieure à -5 dB et un BER nul sur toute la plage de vitesses considérées.

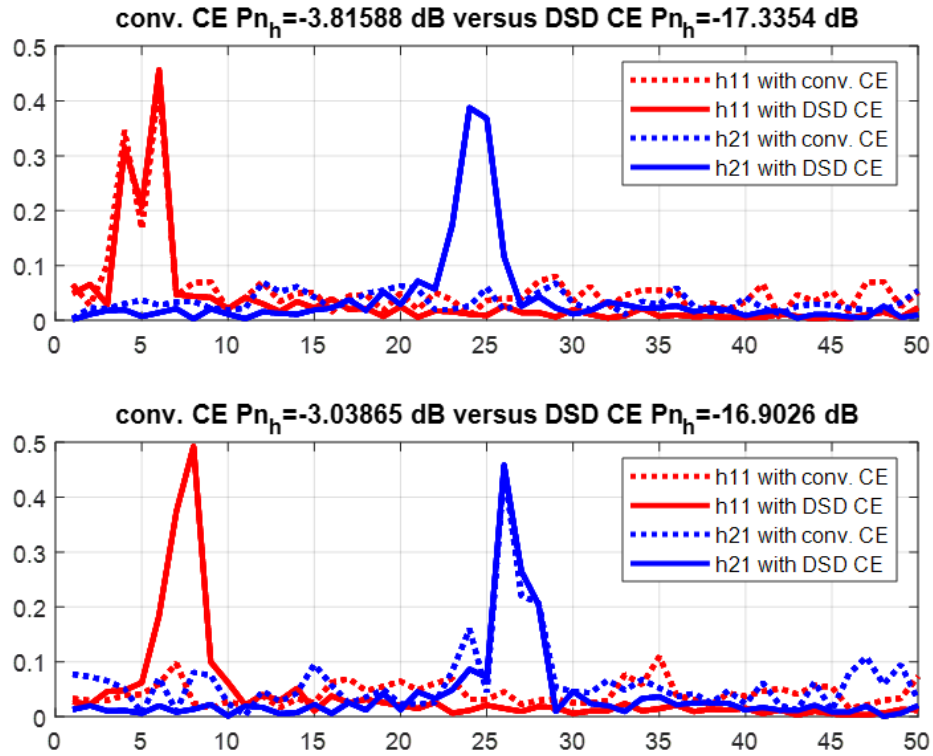


FIGURE II.12 – Comparaison entre un estimateur de canal conventionnel et l’estimateur DSD proposé sur canal ASM modélisé, $N_u = 2$ utilisateurs, $V_1 = -V_2 = 1$ m/s, SNR= 15 dB [127].

5.3.b Canaux rejoués

Nous considérons à présent le simulateur *Watermark* décrit en section 2.3 associé au sondage de canaux effectués en Rade de Brest, baie de Lanvéoc en Juillet 2019 décrits en Figure II.5. Nous utilisons deux sondages de canaux, représentant $N_u = 2$ utilisateurs, effectués respectivement à 300 et 310 m du récepteur qui compte 5 voies de réception. Le canal étant réaliste, le décodeur intègre toutes les opérations de démodulation et de synchronisation décrits en section précédente. En Figure II.14, nous donnons les performances (MSE et BER) sur 7 trames pour la première et la cinquième itération du décodeur. Afin de vérifier la convergence du décodeur nous affichons également les courbes dites *genie-aided*, où l’égaliseur connaît parfaitement les données émises. Pour l’ensemble des trames étudiées, nous pouvons voir que les courbes de dernière itération et de *genie aided* sont confondues démontrant ainsi que le décodeur converge bien vers sa borne optimale. Néanmoins, nous pouvons voir que pour certaines trames, la 1ere itération est un peu meilleure MSE, ce phénomène peut s’expliquer par une légère er-

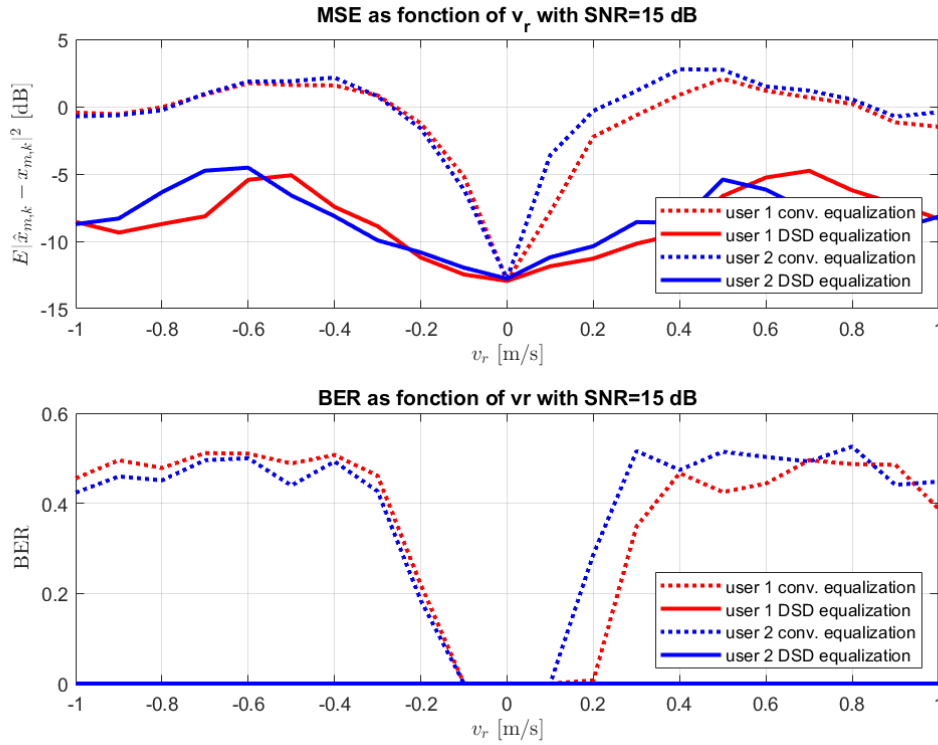


FIGURE II.13 – Comparaison des performances du récepteur proposé avec un turbo-égaliseur conventionnel en fonction de la vitesse relative $v_r = V_1 = -V_2$ m/s, $N_{IT} = 5$ itérations, canal ASM modélisé, SNR= 15 dB [127].

reur d'estimation de l'environnement (canal, bruit ou effet Doppler). Ce phénomène est toutefois sans conséquences puisque le BER pour les trames concernés est nul quelle que soit l'itération considérée.

Sur les mêmes canaux mais avec des utilisateurs statiques, nous évaluons à présent le débit effectif de la communication MU-MIMO et la comparons à un protocole TDMA et une transmission mono-utilisateur. Pour les deux derniers cas, nous considérons le récepteur itératif MU-MIMO mais particularisé à un utilisateur. Nous considérons en tout 83 trames, pour chaque trame et plusieurs valeurs de SNR nous évaluons le FER et calculons ainsi le débit effectif au moyen de la formule et du Tableau II.2. Les débits effectifs des différents systèmes normalisés par la bande de fréquences sont donnés en Figure II.15. Notons que pour les systèmes mono-utilisateur et TDMA, le nombre de symboles pilotes est environ deux fois moindre du fait de (I.11). A haut SNR, le MU-MIMO a des performances plus proches d'un système mono-utilisateur qu'un système TDMA. Pour un SNR de 20 dB, le débit effectif du MU-MIMO (0.51 bits/s/Hz) est environ à $\approx 83\%$ le débit d'un système mono-utilisateur (0.61 bits/s/Hz). Toutefois du

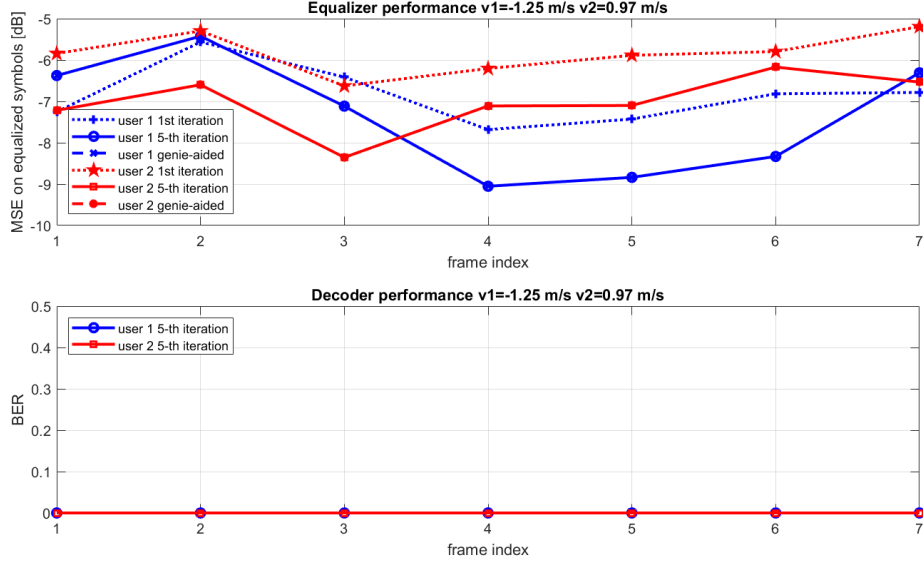


FIGURE II.14 – Performances du récepteur proposé sur simulateur de *Watermark* avec canaux sondés en rade de Brest, Baie de Lanvéoc, 2 utilisateurs en mouvement ($V_1 = 1.25$ m/s et $V_2 = 0.97$ m/s) [127].

fait des termes de MUI, le seuil de SNR pour lequel le MU-MIMO produit un débit effectif non nul est plus élevé qu'une transmission mono-utilisateur ou un TDMA. Ce dernier offre un débit effectif plus faible mais une meilleure robustesse à faible SNR du fait de l'orthogonalité du protocole et par conséquent de l'absence totale d'interférences provenant des autres utilisateurs.

5.4 Analyse du débit atteignable

Dans cette section, nous nous intéressons au débit théoriquement atteignable pour une transmission MU-MIMO pour un canal ASM à accès multiple. On suppose que chaque utilisateur $m \in [1, N_u]$ émet avec une même puissance P de façon uniforme sur toute la bande de transmission B . Chaque sous-canal MU-MIMO est caractérisé par sa CFR définie par le vecteur $\mathbf{H}_m[\nu, k] = [H_{m1}[\nu, k], \dots, H_{mN_r}[\nu, k]]^T$. Lorsque les réalisations des canaux sont connues de récepteur et en supposant un décodage de type OSIC, on peut montrer que le débit atteignable par utilisateur est donné par la relation suivante [128] :

$$R_m = \mathbb{E}\{R_m^\Pi\} = \sum_{\Pi \in \mathfrak{M}} p_\Pi R_m^\Pi \quad (\text{II.20})$$

où Π est une variable aléatoire définissant l'ordre de décodage des utilisateurs dont la distribution est donnée par la probabilité p_Π . Nous notons \mathfrak{M} l'ensemble des ordres de décodage des utilisateurs donné par toutes les permutations possibles de $[1, N_u]$, qui ont

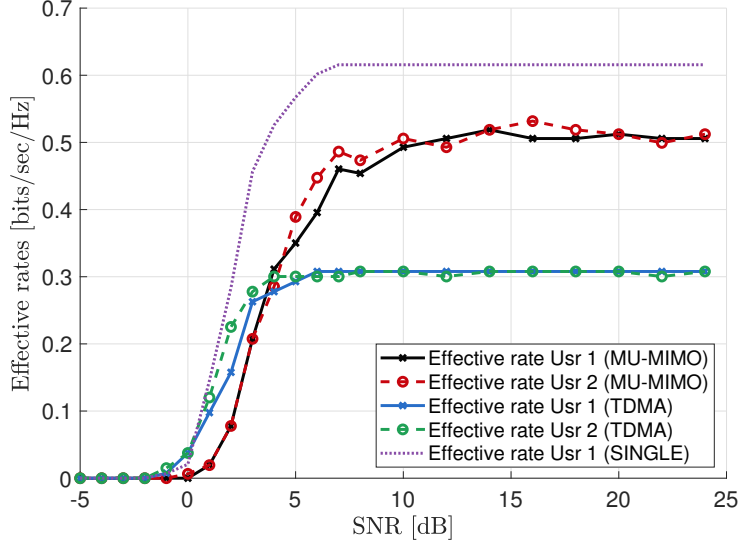


FIGURE II.15 – Débits effectifs d'une transmission MU-MIMO sur simulateur Watermark avec canaux sondés en rade de Brest, baie de Lanvéoc et comparaison avec protocole TDMA et transmission mono-utilisateur en fonction du SNR, 2 utilisateurs statiques.

chacune la même probabilité $p_{\Pi} = \text{Card}(\mathfrak{M})^{-1}$. Le débit atteignable pour l'utilisateur m avec l'ordre de décodage Π est donné par [129] :

$$R_m^{\Pi} = \frac{1}{N_{\nu}} \sum_{\nu=1}^{N_{\nu}} \mathbb{E}_k \left[\log_2 \left| \mathbf{I}_{N_r} + \rho \sum_{v \in \mathfrak{M}_m^{\Pi} \cup \{m\}} \mathbf{H}_v[k, \nu] \mathbf{H}_v[k, \nu]^H \right| \right] - \mathbb{E}_k \left[\log_2 \left| \mathbf{I}_{N_r} + \rho \sum_{v \in \mathfrak{M}_m^{\Pi}} \mathbf{H}_v[k, \nu] \mathbf{H}_v[k, \nu]^H \right| \right], \quad (\text{II.21})$$

où $\rho = P/\sigma_w^2$ représente le SNR. L'ensemble \mathfrak{M}_m^{Π} représente l'ensemble des successeurs de l'utilisateur m dans l'ordre de décodage Π . L'idée exprimée par II.20 est que le débit de l'utilisateur m est pénalisé par la contribution au sein de l'observation $\mathbf{y}[k]$ des signaux transmis par les utilisateurs qui n'ont pas encore été décodés alors que l'utilisateur m est en train d'être décodé.

La Figure II.16 montre les débits atteignables calculés pour $N_u = 2$ utilisateurs en utilisant les sondages de canaux ASM considérés en section 5.3.b et ce pour différents schémas de transmission. Les résultats sont exprimés sous forme d'efficacité spectrale en bit/s/Hz en tenant compte des pertes dues aux symboles pilotes. Le débit atteignable R_m pour $m = 1, 2$ est calculé en moyennant sur 100 réalisations aléatoires de l'ordre de décodage Π , et le processus est répété sur plusieurs valeurs de la puissance du bruit

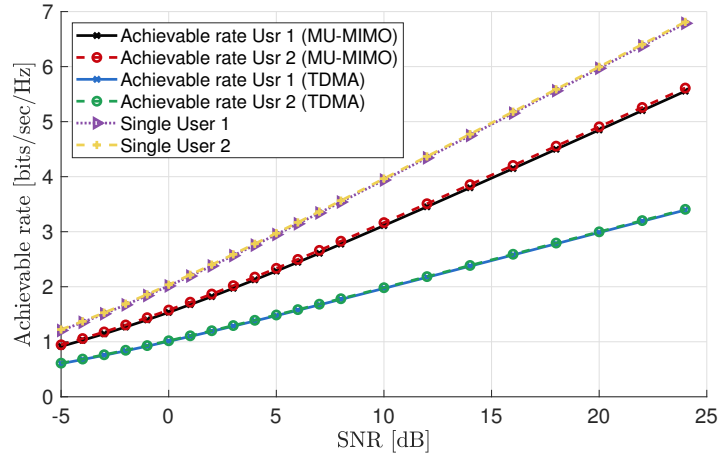


FIGURE II.16 – Bornes sur les débits atteignables pour une transmission **MU-MIMO** sur simulateur **Watermark** avec canaux sondés en rade de Brest, baie de Lanvéoc, et comparaison avec le protocole **TDMA** et transmission mono-utilisateur.

σ_w^2 . Les canaux sont normalisés selon l'hydrophone recevant le plus d'énergie tel que le paramètre $\rho = 1/\sigma_w^2$ est le **SNR** effectif pour cet hydrophone en supposant une puissance de transmission unitaire $P = 1$. La courbe mono-utilisateur est obtenue en particulierisant (II.21) avec $N_u = 1$ tandis que le débit atteignable **TDMA** est obtenu en divisant par le nombre d'utilisateurs le débit atteignable en mode mono-utilisateur du fait de l'utilisation de N_u slots temporels pour transmettre les données de tous les utilisateurs. Logiquement on vérifie qu'avec $N_u = 2$ utilisateurs les performances en **TDMA** sont deux fois moindres qu'une transmission mono-utilisateur. Pour des **SNRs** entre 10 et 25 dB, on remarque que les débits atteignables pour un schéma **MU-MIMO** avec un décodeur de type **OSIC** sont à $\approx 80\%$ de la borne mono-utilisateur ce qui constitue un gain théorique de $\approx 64\%$ comparé à un schéma **TDMA**. Ces résultats sont en adéquation avec les débits effectifs calculés en Figure II.15 et confirment, pour les canaux sondés, l'intérêt d'utiliser un schéma de transmission **MU-MIMO** comparativement à un protocole **TDMA**.

6 Conclusion

Dans cet axe de recherche, nous sommes intéressés aux techniques d'accès-multiples sur voie montante pour les réseaux acoustiques sous-marins. Nous avons montré que le canal **ASM** multi-utilisateur était caractérisé par une forte dispersion temporelle dans les **CIR** provenant d'utilisateurs séparés spatialement et également par une forte différence d'effet Doppler perçus à la réception provoqué par des utilisateurs évoluant à des vitesses relatives différentes. Après avoir décrit les différents protocoles de l'état de l'art, nous avons introduits deux nouvelles familles de formes d'onde orthogonales, dénommées **MU-CSS** et **MU-HFM** permettant jusqu'à 10 utilisateurs mobiles tels que des

AUVs d'accéder simultanément au canal ASM. De par leur construction, ces nouvelles formes d'ondes sont bien adaptées au canal ASM et outrepassent l'état de l'art pour des débits de l'ordre de quelque dizaine de bits par secondes et par utilisateur. Dans un second temps nous avons étudié l'apport de la technologie MU-MIMO comme schéma d'accès multiple pour les communications ASM mobiles. Nous avons notamment développé un récepteur de type MUD permettant de gérer efficacement le différentiel de Doppler perçu par le mouvement des différents utilisateurs. En calculant les débits effectifs puis en analysant les débits atteignables pour le MU-MIMO sur canaux ASM mesurés nous avons montré l'intérêt d'une telle technique par rapport à un schéma d'accès TDMA tant que le nombre d'utilisateurs reste modeste.

Le Tableau II.3 résume les différents encadrements et contrat de recherche liés à cet axe de recherche ainsi que la production scientifique associée.

TABLE II.3 – Bilan de l'axe de recherche sur les techniques d'accès pour les communications ASM

Thèmes de recherche	Nouvelles formes d'ondes orthogonales	MU-MIMO
Doctorants	Yiqi Bai Christophe Bernard [94]	
Étudiants en Master	Martin Beaulieu-Camus	
Contrats de recherche	MIMO UAN	RAPID MIMO4AUV IROMI LMAIR
Publications journal	[117, 120]	
Conférences	[125, 130]	[126, 128]
Rapports techniques		[92, 92, 127, 131]

Communication et positionnement acoustique sous-marin

1 Introduction

Comme nous l'avons vu précédemment, la forte absorption des ondes radio dans l'eau, prive les systèmes sous-marin d'infrastructures de positionnement global telle que le **GPS**. Pour se localiser ou pister une cible sous l'eau, les ondes acoustiques sont encore une fois très utilisées, et pour améliorer les performances, les systèmes de positionnement ou de localisation utilisent très souvent des réseaux de capteurs ou de drones sous-marins. Dans ce chapitre nous intéressons précisément au couplage entre les liens de communication de données et les algorithmes de positionnement au sein des réseaux sous-marins. Dans un premier temps, nous nous intéressons à la problématique de synchronisation d'horloge entre les nœuds d'un réseau acoustique, qui est un préalable à la plupart des systèmes de positionnement. Dans un deuxième temps, nous nous focalisons sur le suivi de plusieurs cibles sous-marines au moyen d'un modem de communication acoustique fournissant simplement une information de distance, enfin nous abordons la problématique de pistage de source au moyen d'un essaim de drones restreint en distance de communication. Nous terminons enfin par une synthèse des différentes contributions et des productions scientifiques associées.

2 Synchronisation des réseaux ASM

Dans la thèse de Oriol Pallares [132] en co-direction avec **UPC**, nous nous sommes intéressés à la problématique de synchronisation d'horloge entre les différents nœuds d'un **UWSN** dans un contexte de mobilité et nous sommes focalisés sur des algorithmes interagissant entre la couche physique (en l'occurrence la démodulation acoustique) et la couche **MAC**.

2.1 Problématique

Au sein d'un réseau de capteurs de type **UWSN**, pour réaliser des tâches collaboratives ou distribuées, telles que par exemple le positionnement de véhicules sous-marin ou les mesures sismiques, il est indispensable que chacun des nœuds du réseau partage une

base de temps commune. Pour les réseaux terrestres, cette synchronisation temporelle peut être effectuée en utilisant le [GPS](#) ou bien un protocole de synchronisation dédié pour lequel la latence de communication peut être négligée ou facilement compensée. Un exemple de protocole très répandu est le [Network Time Protocol \(NTP\)](#) qui est utilisé pour synchroniser les appareils reliés au réseau internet tels que les ordinateurs ou les téléphones cellulaires. Toutefois, en milieu sous-marin, du fait de la forte atténuation des ondes électromagnétique dans l'eau, une synchronisation temporelle par [GPS](#) est impossible ; de même du fait de la latence des communications [ASM](#), les protocoles réseaux de type [NTP](#) deviennent inopérants.

La synchronisation temporelle est un problème général d'ingénierie qui traite du fait que les horloges internes de différents circuits électroniques peuvent différer entre elles [133]. Même si ces circuits commencent avec une même base temporelle, leurs horloges respectives vont diverger au fur et à mesure que le temps s'écoule du fait du décalage entre les horloges internes respectives. Les différences d'horloges entre les nœuds d'un réseau sont appelées décalages d'horloge ou *clock offset* en anglais. Ce décalage peut être dû au fait que les bases temporelles respectives de chacun des nœuds ne commencent pas exactement au même instant, mais ce phénomène est souvent engendré par le fait que les cristaux de quartz des horloges internes de chaque nœud fonctionnent à des fréquences légèrement différentes entraînant une divergence graduelle des horloges, on parle alors de dérive d'horloge ou *clock skew* en anglais. La fréquence des cristaux de quartz est également sensible au bruit, à la température, aux variations de tension et dépend également de l'âge du composant résultant également en un phénomène de dérive de l'horloge interne. Si la précision des horloges à quartz augmente avec le prix des composants, les réseaux de capteurs utilisent souvent des composants *low-cost* avec des cristaux avec une forte marge d'erreur où la synchronisation temporelle devient un enjeu crucial. De façon générale, si on suppose un nœud A comme référence, à l'instant t_A , l'horloge locale sur le nœud B notée t_B s'exprime à partir de la relation suivante :

$$t_B(t_A) = \theta_B t_A + \beta_B \quad (\text{III.1})$$

où θ_B représente la dérive d'horloge ou *clock skew* en anglais et β_B le décalage d'horloge.

2.2 État de l'art

Pour les réseaux de capteurs câblés, les algorithmes de synchronisation d'horloge les plus usités sont le protocole [Timing-Sync Protocol for Sensor Networks \(TPSN\)](#) [134], le protocole [Reference-Broadcast Synchronization \(RBS\)](#) [135] et enfin le [IEEE 1588 Precision Time Protocol \(PTP\)](#) [136] qui dans sa version 2 permet d'atteindre la meilleure précision en synchronisation. Toutefois ces protocoles ne sont pas adaptés à la latence ni aux variations importantes de temps de transmission des messages induits par les ondes acoustiques en milieu sous-marin. On trouve néanmoins dans la littérature un certain nombre de protocoles dédiés spécifiquement aux [UWSNs](#) tels que les systèmes

Time Synchronization for High Latency acoustic networks (TSHL) [137], MU-Sync [138], UA-TSP [139], D-Sync [140] ou Mobi-Sync [141]. Les mêmes auteurs que ceux qui ont développé le protocole Mobi-Sync ont introduit en 2014 une nouvelle approche de synchronisation temporelle à destination des réseaux acoustiques sous-marins baptisée sous le nom de protocole DA-Sync [142]. Le principe est assez proche Mobi-Sync mais il utilise un modèle cinématique du premier ordre pour calculer le temps de propagation de chaque message au lieu d'utiliser les messages échangés entre les nœuds voisins. Ainsi, le protocole proposé permet d'atteindre une très bonne précision de synchronisation sans la nécessité d'utiliser un réseau comportant un grand nombre de nœuds. Ce protocole est spécialement conçu pour les réseaux acoustiques sous-marins mobiles et propose une très bonne efficacité énergétique. Le protocole DA-Sync prend en compte l'effet de dérive d'horloge pendant la procédure de synchronisation, il ne se base pas directement sur la vitesse mesurée via l'effet Doppler qui engendre des erreurs de synchronisation mais utilise un modèle cinématique du 1er ordre pour affiner l'estimation de vitesse. Dans un premier temps le protocole acquiert un certain nombre de messages horodatés et de vitesses estimées. Ces données sont ensuite intégrées dans le modèle cinématique afin de corriger les estimations de vitesse. Les valeurs d'horodatages et de vitesses sont ensuite utilisées pour calculer les temps de propagation. Afin de tenir compte de la dérive d'horloge durant la procédure de synchronisation, une boucle de calibration est ajoutée où la dérive est initialisée à 1, puis à chaque itération la dérive est affinée en utilisant une régression linéaire pondérée sur les temps de propagation jusqu'à ce que le processus converge.

2.3 Contributions

Dans la thèse de Oriol Pallares, nous nous sommes basés sur le protocole DA-Sync décrit dans la section précédente et l'avons amélioré en proposant une nouvelle procédure d'horodatage basée sur la couche physique et une estimation de l'effet Doppler plus précise.

2.3.a Communication acoustique

Les trames acoustiques échangées entre les nœuds esclaves et maîtres sont décrites en Figure III.1. La forme d'onde utilisée est une modulation OFDM conventionnelle [143] avec préfixe cyclique ou *Cyclic Prefix (CP)* en anglais. Chaque trame commence et se termine avec un préambule / postambule de type LFM permettant de détecter précisément le début et la fin de la trame. La trame contient également des préambules spécifiques permettant de réaliser une synchronisation temporelle et fréquentielle des symboles OFDM au moyen de l'algorithme de Schmidl and Cox (S&C) [144]. La trame compte enfin un symbole OFDM pilote pour estimer le canal et 2 symboles contenant les données utiles. Afin d'estimer précisément l'effet Doppler dans le signal reçu au moyen de l'algorithme décrit dans la section 4, chapitre I, une porteuse pure est insérée en dehors du spectre utile.

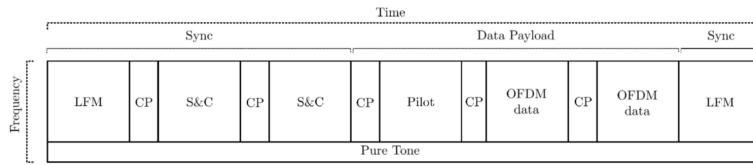


FIGURE III.1 – Structure des messages acoustiques échangés.

2.3.b Algorithme de synchronisation

Nous supposons la synchronisation d'un nœud esclave sur un nœud maître considéré comme horloge de référence. Le protocole effectue un échange entre les 2 nœuds de messages bi-directionnels contenant à la fois les temps d'émission et de réception ainsi que les vitesses relatives mesurées comme le montre la Figure III.2. La démodulation du message acoustique permet d'extraire à la fois le temps d'arrivée du message mais également une estimation de la dérive d'horloge qui serviront d'entrée pour l'algorithme de synchronisation comme le montre la Figure III.3.

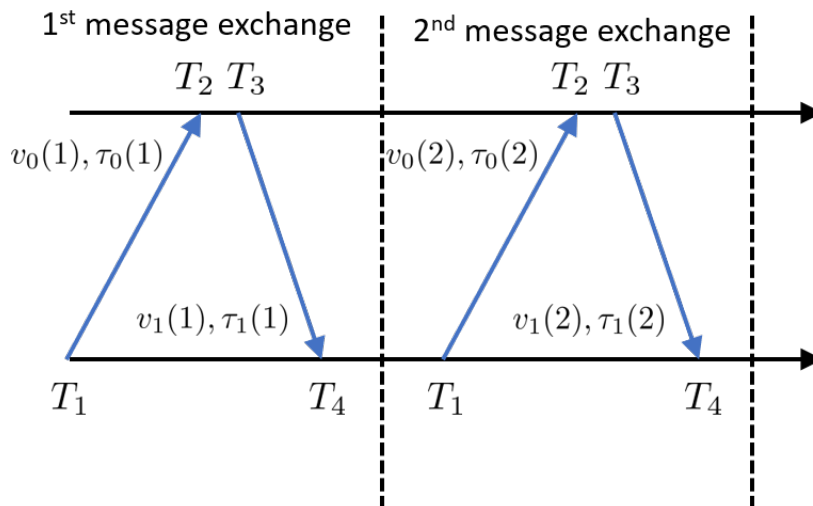


FIGURE III.2 – Schéma de synchronisation DA-Sync.

Estimation des instants de départ et d'arrivée des messages Le nœud esclave enregistre l'instant d'envoi du message T_1 au niveau de la couche physique, à la réception l'instant d'arrivée T_2 est précisément estimé au moyen d'une procédure d'horodatage hybride, où l'instant du début de l'acquisition du signal acoustique est donné en *hardware* par un contrôleur temps réel avec un précision de ± 50 ns puis le début de la trame est détecté en *software* au moyen d'un algorithme de détection de trame. Nous avons considéré deux algorithmes différents : le premier basé sur la corrélation du signal LFM

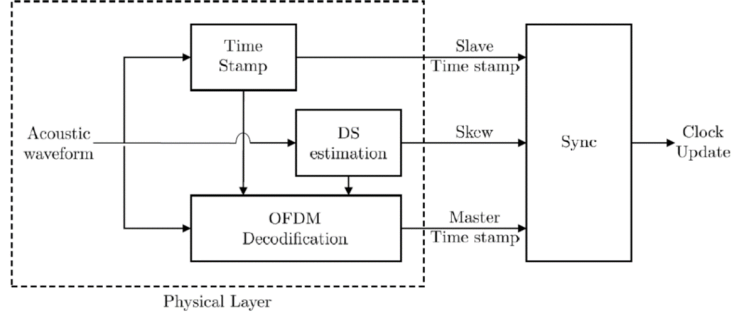


FIGURE III.3 – Architecture de synchronisation proposée au niveau d'un nœud esclave.

et le deuxième utilisant le principe développé par Schmidl et Cox [144]. On montre en simulation que l'algorithme basé sur le préambule LFM permet d'atteindre une précision en dessous de $10 \mu\text{s}$ là où l'algorithme S&C atteint une précision de l'ordre de $400 \mu\text{s}$. Le nœud maître enregistre l'instant T_3 d'envoi du message de réponse et transmet dans sa réponse au nœud esclave les valeurs T_2 et T_3 . A la réception de la réponse, le nœud esclave invoque la même procédure d'horodatage que le nœud maître pour mesurer T_4 . Une fois cet échange de message terminé, le nœud esclave peut calculer le décalage d'horloge ainsi qu'une première estimation des temps de propagation τ_0 et τ_1 .

Estimation de la vitesse relative des nœuds Comme nous l'avons vu dans la section 3 du chapitre I, le mouvement relatif d'un émetteur vis à vis d'un récepteur entraîne un effet Doppler dans le signal acoustique reçu se caractérisant en bande de base par un phénomène de compression/dilatation temporelle et un décalage de fréquence. Par analogie, une différence d'horloge entre un émetteur et un récepteur entraîne un phénomène identique à l'effet Doppler. Si on suppose un nœud A comme horloge de référence, un nœud B avec une dérive d'horloge de valeur θ et que les deux nœuds ont un mouvement relatif de V , l'effet combiné du mouvement et de la dérive d'horloge induit le décalage Doppler fréquentiel suivant :

$$f_{d,AB} = \theta f_0 \frac{V}{c_w} \quad (\text{III.2})$$

$$f_{d,BA} = f_0 \frac{V}{c_w \theta} \quad (\text{III.3})$$

où $f_{d,AB}$ et $f_{d,BA}$ représentent respectivement le décalage en fréquence dû à l'effet Doppler et perçu en réception pour un message allant de A vers B et B vers A. En supposant la vitesse constante au sein d'un échange, on combinant (III.2) et (III.3) il est possible d'isoler la dérive d'horloge θ et d'en obtenir une première estimation. Il suffit de compenser la valeur de θ dans le décalage Doppler mesuré pour extraire le mouvement relatif des nœuds à chaque réception de message que nous noterons $v_0[k]$ et $v_1[k]$.

Dans notre étude, nous avons considéré les algorithmes d'estimation Doppler suivants :

1. L'algorithme S&C [144]
2. La mesure de dilatation/compression temporelle de la trame au moyen du préambule et du postambule [122]
3. La mesure de décalage fréquentiel au moyen des porteuses nulles situées en bord de spectre OFDM [23]
4. La mesure de déphasage sur la porteuse pure [63]

Nous avons montré dans [145] que la technique basée sur la porteuse pure permettait d'estimer plus finement l'effet Doppler que les autres approches aussi bien en simulation qu'en expérimentation en bassin.

Acquisition des données Le procédé d'horodatage des messages et d'estimation des vitesses relatives est reproduit sur un certain nombre d'échanges de messages entre les nœuds esclave et maître en utilisant les algorithmes présentés dans les sections précédentes.

Affinement de l'estimation de vitesse Comme l'estimation de vitesse est utilisée pour calculer les temps de propagation entre les nœuds, la mesure de vitesse affecte directement la régression linéaire effectuée pour estimer la dérive d'horloge, ainsi il est nécessaire d'obtenir une mesure aussi précise que possible de cette vitesse. En supposant un modèle cinématique du premier ordre c'est à dire avec une accélération constante entre 2 points successifs, les auteurs du protocole DA-Sync, définissent l'équation d'état suivante [142] :

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{F}(k)\mathbf{x}(k) + \mathbf{\Gamma}(k)w(k) \quad (\text{III.4})$$

où $w(k)$ est processus de bruit gaussien et :

$$\mathbf{x}(k+1) = \begin{bmatrix} v(k+1) & \alpha(k+1) \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{F}(k) = \begin{bmatrix} 1 & \Delta T(k) \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{\Gamma}(k) = \begin{bmatrix} \Delta T^2(k)/2 \\ \Delta T(k) \end{bmatrix}$$

avec $v(k)$ et $\alpha(k)$ représentant respectivement la vitesse et l'accélération relatives des nœuds à l'instant k . La quantité $\Delta T(k)$ peut être obtenue de la façon suivante :

$$\Delta T(k) = \frac{\tau_0(k) + \tau_1(k)}{2} + T_3(k) - T_2(k) \quad (\text{III.5})$$

L'estimation de l'état $(k+1)$ basé sur les mesures de $v_0(k)$ et $v_1(k)$ peut être obtenue au moyen d'un filtre de Kalman qui est optimal au sens MMSE sous l'hypothèse que les bruits de mesure et du processus sont gaussien.

Estimation des temps de propagation A partir des valeurs d'horodatage des différents messages et des mesures de vitesse et d'accélération, les temps de propagation entre les nœuds peuvent être estimés au moyen des équations suivantes [142] :

$$\begin{cases} \tau_0 = \frac{(T_4 - T_1)c_w - \theta(T_3 - T_2)(c_w + \hat{v}_0) - \frac{1}{2}\hat{\alpha}(T_3 - T_2)^2}{2\theta c_w} \\ \tau_1 = \frac{(T_4 - T_1)c_w + \theta(T_3 - T_2)(\hat{v}_0 - c_w) + \frac{1}{2}\hat{\alpha}(T_3 - T_2)^2}{2\theta c_w} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Nous prenons comme valeurs d'initialisation de θ , la valeur de dérive d'horloge extraite de la mesure de l'effet Doppler. L'estimation de θ sera ensuite affinée au cours de la procédure de calibration.

Régression linéaire Les paramètres de dérive θ et décalage β sont ensuite estimés au moyen de la régression linéaire suivante :

$$T_2(k) = \theta(T_1(k) + \tau_0(k)) + \beta \quad (\text{III.7})$$

En utilisant une régression de type pondérée [146], on montre que l'estimation de la dérive d'horloge est plus précise qu'une régression linéaire classique [145].

Calibration Dans cette dernière phase, la valeur estimée de θ est injectée dans (III.6) pour estimer de nouvelles valeurs de temps de propagation et procéder à une nouvelle estimation de θ et β par régression linéaire. La procédure de calibration est répétée jusqu'à 10 fois ou jusqu'à ce que la valeur de $\hat{\theta}$ soit stabilisée.

2.4 Résultats

Les performances du protocole de synchronisation sont analysées en simulation puis en expérimentation d'abord en laboratoire, ensuite en mer au moyen de l'infrastructure OBSEA [2]. Les paramètres utilisés sont synthétisés dans le Tableau III.1. Pour la partie expérimentation, nous avons développé un modem acoustique bidirectionnel *half-duplex* de type **Software Defined Radio (SDR)** comme le montre la Figure III.4a. Chacun des 2 nœuds comprend un hydrophone permettant d'émettre ou de recevoir des ondes acoustiques, un étage d'amplification / conditionnement de signal analogique ainsi qu'un module National Instrument cRIO-9103 contenant à la fois un **FPGA** avec 3 M de portes logiques, un contrôleur temps réel cRIO-9012 avec 64 MB de DRAM et un processeur cadencé à 400 MHz. Les conversions analogique/numérique et numérique/analogique sont effectuées respectivement avec les modules cRIO-9201 (± 10 V avec une résolution de 12 bits cadencée à 100 kS/s) et cRIO-9263 (± 10 V avec une résolution de 16 bits cadencée à 100 kS/s) reliés au contrôleur cRIO-9012. Les processus d'encodage et de décodage des signaux acoustiques sont effectués en *software* et de façon déportée au moyen de scripts Matlab. Un échange de messages en vue d'une synchronisation d'horloge a lieu environ toutes les 15 secondes. Le mouvement relatif des nœuds est émulé dans le signal acoustique au moyen de l'ajout d'un effet Doppler à l'émission du signal.

Paramètres	Notation	Simulation	Laboratoire	OBSEA
Rapport signal sur bruit	SNR	15 dB		
Décalage d'horloge	β	800 ms		
Dérive d'horloge	θ	50 PPM		
Mouvement relatif des nœuds	v_0, v_1	1 m/s		
Vitesse du son dans l'eau	c_w	1500 m/s		
Distance entre les nœuds	d	300 m	2 m	1, 5 m
Temps de propagation	τ_0, τ_1	200 ms	1, 3 ms	1 ms

TABLE III.1 – Paramètres pour l'évaluation des algorithmes de synchronisation d'horloge.

Les expérimentations en laboratoire ont eu lieu dans le bassin de test de l'ISEN Brest Yncréa Ouest qui a pour taille $2\text{m} \times 1\text{m} \times 1\text{m}$, les expérimentations en mer ont eu lieu sur le site d'OBSEA [2] qui est un observatoire en mer câblé situé à 4 km au large de Vilanova i la Geltrú où se trouve le laboratoire SARTI de UPC, là où Oriol Pallares a effectué la majeure partie de sa thèse. La plateforme OBSEA (cf Figure III.4b) fournit l'énergie nécessaire pour alimenter le modem acoustique ainsi que la connectivité avec le laboratoire SARTI afin de transmettre et recevoir les données acoustiques brutes du contrôleur cRIO. La plateforme est située à 20 m sous l'eau, la partie électronique a donc été installée dans un cylindre supportant une pression allant jusqu'à 5 bar. Une fois le cylindre testé en chambre hyperbare, le système a été déployé sur la plateforme OBSEA par des plongeurs. Du fait de la connectivité avec le cylindre contenant l'électronique, les transducteurs ont été placés à 1,5 m de distance et immergés chacun à 50 cm du fond.

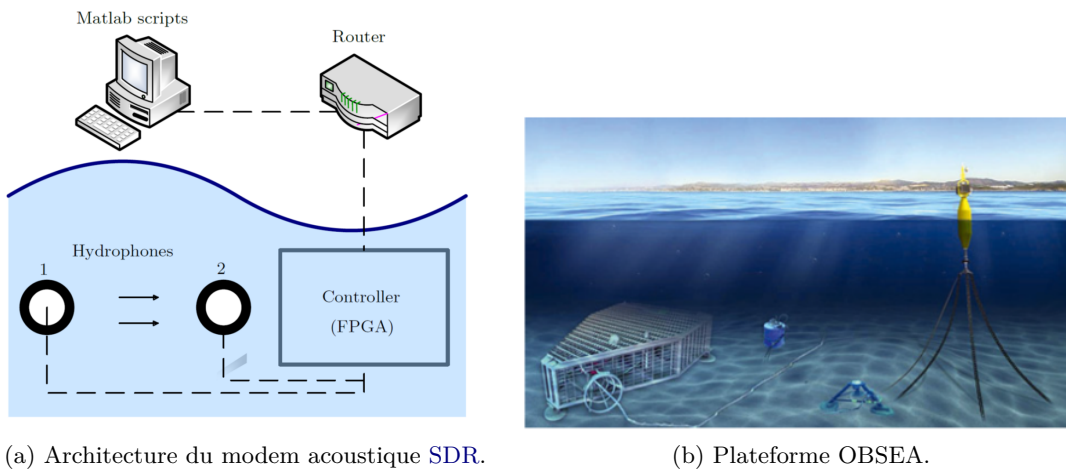


FIGURE III.4 – Expérimentations des algorithmes de synchronisation temporelle [145].

La Figure III.5 décrit l'erreur d'horloge entre les 2 nœuds obtenue 10 secondes après la dernière procédure de synchronisation et ce en fonction du nombre de messages échangés. En simulation, on montre qu'une précision de $179 \mu\text{s}$ est atteinte au bout de 8 échanges.

En laboratoire, une précision similaire est atteinte mais au bout d'un plus grand nombre d'échanges de messages. Ceci s'explique par le fait que le phénomène de trajets multiples, qui est très important en bassin, rend la détection de début de trame acoustique moins précise et par voie de conséquence rend l'horodatage des messages incorrect. En expérimentation en mer, un minimum de précision de $400 \mu\text{s}$ est atteint au bout de 8 échanges de messages. On remarque que pour tous les environnements de test, la précision se dégrade au fil de temps, du fait que le canal de propagation varie temporellement. La dégradation est naturellement plus importante en mer du fait de l'environnement dynamique du monde sous-marin et notamment des phénomènes de courant marin qui influent sur l'effet Doppler et donc sur le filtrage de Kalman qui permet d'affiner la vitesse relative des nœuds.

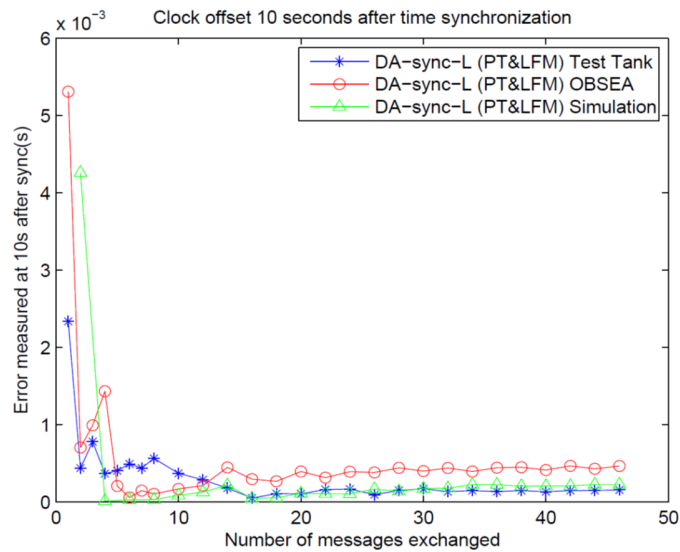


FIGURE III.5 – Erreur d’horloge après 10 s depuis la dernière procédure de synchronisation temporelle en fonction de nombre de messages échangés [145]

2.5 Synthèse

Dans la thèse de Oriol Pallares, nous avons eu pour objectif de combiner efficacement un système de communication ASM avec des algorithmes de synchronisation d’horloges pour les réseaux ASM mobiles. Dans cette thèse nous avons amélioré l’algorithme DA-Sync de l’état de l’art en utilisant les informations de synchronisation trame et d’estimation Doppler calculées par le démodulateur acoustique. Alors que l’état de l’art se basait uniquement sur des simulations, une contribution majeure de la thèse a été l’expérimentation *in situ* conjointement des algorithmes de synchronisation et du modem ASM au moyen de l’infrastructure OBSEA.

3 Positionnement ASM par information de distance

3.1 Problématique

Les océans constituent un écosystème indispensable pour l'homme, notamment 15 % des protéines animales consommées par l'homme proviennent de ressources marines et ce ratio ne cesse d'augmenter au fil des années. Pour favoriser un développement durable et une exploitation optimale de ces ressources, le suivi des différentes espèces marines et sous-marines revêt un intérêt fondamental. Pour ce faire, des dispositifs électroniques implantés sur les espèces à analyser sont traditionnellement employés pour connaître leur comportement ainsi que pour faire des mesures sur leur environnement immédiat. Néanmoins, les espèces concernées sont souvent de grandes tailles (cétacés, dauphins, requins) et remontent régulièrement à la surface. Lorsque ces dernières sont à la surface, il est possible d'utiliser les signaux [GPS](#) ou satellitaires pour connaître leurs mouvements en temps réel. Mais du fait de la forte atténuation des ondes radios dans l'eau, ce type d'approche n'est pas possible pour des espèces benthiques et pélagiques, aussi des dispositifs acoustiques sont utilisés comme ceux proposés par l'entreprise Vemco (www.vemco.com) dont le dernier modèle a une taille de 5×12 mm et transmet un signal toutes les 90 secondes pour une durée maximum de 100 jours. Ces dispositifs permettent seulement de connaître la présence (ou non) d'espèces dans certaines zones mais pas leurs mouvements précis.

Dans la thèse de Ivan Masmitja [[147](#)], nous nous sommes intéressés à la problématique de localiser et pister avec précision une espèce benthique en l'occurrence la langouste commune à partir d'un dispositif acoustique donnant simplement une information de distance avec la cible, lequel dispositif du fait de sa simplicité pourrait être miniaturisé et embarqué sur l'espèce à étudier. Enfin, pour suivre la cible nous nous sommes focalisés sur l'utilisation d'engins autonomes de surface ou [ASV](#) en anglais permettant d'éviter l'utilisation de navire de recherche onéreux et ainsi de réduire le coût opérationnel.

3.2 État de l'art

Les premières méthodes de localisation sous-marine par acoustique sont apparues à partir des années 60 sous la forme de [Long BaseLine \(LBL\)](#). Depuis plusieurs alternatives ont été développées telles que les systèmes [Short BaseLine \(SBL\)](#), [Ultra Short BaseLine \(USBL\)](#), [GPS Intelligent Buoy \(GIB\)](#) et enfin l'utilisation de modems acoustiques [[148](#)]

3.2.a Systèmes LBL et SBL

Le système [LBL](#) emploie un ensemble de transpondeurs déployés en général en fond de mer qui vont servir de points de repère. Leurs positions respectives doivent être parfaitement connues avec une très bonne précision et la synchronisation entre les transpondeurs est un point clé. De ce fait, des procédures de calibration au moyen de bateau ou d'hélicoptère sont nécessaires [[149](#), [150](#)]. La cible à localiser (un [AUV](#) par exemple) interroge les différents transpondeurs et calcule ainsi le temps de vol, [Time Of Flight](#)

(TOF) en anglais, entre la cible et chaque point de repère. Une alternative consiste à calculer la différence de temps d'arrivée, **Time Difference Of Arrival (TDOA)** en anglais, du signal transmis par la cible et capté par les différents points de repère. Ensuite en utilisant des techniques de triangulation, la position de la cible peut être estimée. Ce type de système a typiquement une précision allant de 0,1 m à 10 m en utilisant des fréquences de l'ordre de 12 kHz et une interrogation toutes les 20 secondes. Des précisions en dessous de 1 cm peuvent être atteintes en augmentant la fréquence de transmission (300 kHz) et d'échantillonnage (10 Hz) [151].

Le système **SBL** est similaire au **LBL**, la seule différence réside dans la distance séparant les points de repères. Si la distance entre la cible et les points de repères est inférieure à la distance inter-balises, on parlera de **LBL** dans le cas contraire de **SBL**. Si la précision de positionnement du système augmente proportionnellement avec la distance inter-balise, l'intérêt du **SBL** réside dans son déploiement qui est à la fois plus simple et moins onéreux qu'un système **LBL**, les transpondeurs **SBL** pouvant en effet être positionnés sur un bateau.

3.2.b Système USBL

Le principe du système **USBL** est similaire à celui décrit en section précédente. Plusieurs transpondeurs reçoivent un signal acoustique avec des différences de temps d'arrivée du fait de la distance entre les transducteurs. Des techniques de triangulation sont ensuite utilisées pour calculer l'angle d'arrivée du signal et la distance avec la source et ainsi positionner la cible. Les transducteurs **USBL** sont en pratique placés sur une perche et la distance inter-balise est typiquement de 10 cm ce qui permet d'utiliser ce type de système sur des petites plateformes comme des bateaux. Par ailleurs, un système **USBL** est classiquement couplé avec un **GPS** pour avoir la position précise de la plateforme et une centrale inertielle ou **Inertial Navigation System (INS)** pour connaître l'attitude de la plateforme [152]. Du fait de la faible distance inter-balises et de l'utilisation d'une **INS**, la précision est moindre qu'un système **LBL** ou **SBL**.

3.2.c Système GIB

Ce système a été développé pour éviter la complexité et les coûts induits par le déploiement et la calibration du **LBL** tout en proposant une précision de localisation meilleure qu'un système **USBL**. L'idée du système **GIB** est d'utiliser des bouées de surface comme points de repère. Ces bouées sont simples à déployer, elles sont parfaitement géo-référencées et synchronisées précisément au moyen du signal **GPS** accessible depuis la surface [153]. Ce système est commercialisé par la société Alseamar-alcen (www.alseamar-alcen.com).

3.2.d Système mono-balise

D'autres méthodes ont été développées afin de réduire encore davantage la complexité de déploiement des systèmes de positionnement acoustique, les systèmes de positionnement mono-balises en sont un exemple. Dans cette approche un seul point de repère mobile est utilisé ce qui réduit la complexité de déploiement de la méthode GIB tout en proposant une précision de localisation similaire. L'idée principale d'un système mono-balise est d'utiliser un véhicule autonome de type ASV comme point de repère mobile¹ lequel mesure à plusieurs endroits différents une distance avec la cible, afin de la localiser au moyen d'algorithmes de triangulation. L'intérêt pour ce type de méthodologie s'est accru ces dernières années du fait de la nécessité à la fois de réduire les coûts de localisation et de trouver de nouvelles techniques pour localiser et pister les nœuds multiples d'un réseau acoustique sous-marin ou bien d'une flotte d'AUVs. Un exemple est donné dans [154] où les auteurs présentent un système de type LBL distribué où des modems acoustiques présents sur une flotte de 4 AUVs sont utilisés pour localiser chacun des drones. Une autre avantage des techniques mono-balises basées sur point de repère mobile de type ASV est la faculté de s'affranchir des contraintes des balises fixes et de pister des cibles sur des grandes surfaces, un exemple est donné dans [155].

3.3 Contributions

3.3.a Modélisation du problème

Dans ce qui suit nous allons supposer une ou plusieurs cibles dynamiques dont la position est donnée par $\mathbf{q} \in \mathbb{R}^n$ pistée par un ASV dont la position $\mathbf{p} \in \mathbb{R}^n$ est parfaitement connue avec n la dimension du problème qui sera supposé en 2D du fait de la simplicité de connaître la profondeur de la cible au moyen de capteur de pression. L'approche proposée consiste à utiliser un seul point de référence, en l'occurrence l'ASV, et seulement une information de distance qui peut être donnée par un simple transpondeur acoustique placé sur la cible à localiser, on parle, dans la littérature, de techniques ROSB. Du fait que la cible et l'ASV traqueur soient tous deux mobiles, le positionnement par ROSB peut être vu comme un modèle de Markov caché défini comme une séquence d'états $\mathbf{x}_k \in \mathbb{R}^{2n}$ associés à un ensemble de m observations $\mathbf{z} \in \mathbb{R}^m$ dont la transition s'exprime à partir des lois de Bayes :

$$p(\mathbf{x}_k | \mathbf{z}_{:k}) = \frac{p(\mathbf{z} | \mathbf{x}_k) p(\mathbf{x}_{k-1})}{p(\mathbf{z})} \quad (\text{III.8})$$

où l'indice : k représente l'ensemble des observations jusqu'à l'instant k , et pour $n = 2$, le vecteur d'état de la cible s'exprime sous la forme suivante :

$$\mathbf{x}_k = [x_k \quad \dot{x}_k \quad y_k \quad \dot{y}_k]^T \quad (\text{III.9})$$

1. L'ASV évoluant, par définition, à la surface de l'eau, il peut être localisé parfaitement au moyen d'un récepteur GPS.

où x_k et y_k représentent les positions de la cible à l'instant k dans un plan 2D tandis que \dot{x}_k et \dot{y}_k représentent leur vitesses respectives. La solution optimale revient à résoudre le problème de maximisation suivant :

$$\mathbf{x}_k^{OPT} = \underset{\mathbf{x}_k}{\operatorname{argmax}} p(\mathbf{x}_k | \mathbf{z}_{:k}) \quad (\text{III.10})$$

3.3.b Méthodes de Filtrage

Filtrage de Kalman Le filtre de Kalman étendu ou **Extended Kalman Filter (EKF)** en anglais, est une méthode classique d'inférence pour les systèmes dynamiques non linéaires basée sur une linéarisation des équations d'états et de mesures tout au long de la trajectoire [156]. En supposant une vitesse constante de la cible, le modèle de mouvement de la cible est donné par :

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{F}_{k-1} \mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{w}_{k-1} \quad (\text{III.11})$$

où \mathbf{F} est la matrice de transition d'états, et \mathbf{w}_k un bruit de traitement de matrice de covariance \mathbf{Q} . Le modèle de mesure utilisé à l'instant k est décrit comme :

$$\begin{aligned} h(\mathbf{x}_k) &= \| \mathbf{q}_k - \mathbf{p}_k \| + w_k \\ &= \sqrt{(x_{qk} - x_{pk})^2 + (y_{qk} - y_{pk})^2} + w_k \end{aligned} \quad (\text{III.12})$$

où $\mathbf{q}_k \in \mathbb{R}^2$ et $\mathbf{p}_k \in \mathbb{R}^2$ représentent respectivement la position de la cible et de l'observateur dans un scénario 2D et w_k est un bruit Gaussien centré. La fonction $h(\cdot)$ n'étant pas linéaire, une matrice des dérivées partielles, la Jacobienne, $\mathbf{H} = \frac{\partial h(\mathbf{x}_k)}{\partial \mathbf{x}}|_{\mathbf{x}_k}$ est calculée à chaque instant avec les états estimés courants. Ce processus linéarise essentiellement la fonction non linéaire autour de l'estimation courante. Dans [157], nous décrivons un algorithme **EKF** utilisant les équations précédentes et permettant d'estimer, à partir de l'information de distance (III.12), la position de la cible $\hat{\mathbf{x}}_k$ et la covariance associée $\mathbf{P}_k = \mathbf{F} \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{F}^T + \mathbf{Q}$ à l'instant k .

Nous avons également étudié la méthode de filtrage de Kalman sans parfum ou **Unscented Kalman Filter (UKF)** en anglais, introduite par [158] dans le but de traiter des problèmes non linéaires sans avoir à utiliser de Jacobien. Une description détaillée du filtre **UKF** dans le cadre d'un suivi **ROSB** d'une cible sous-marine est également donnée dans [157].

Maximum a Posteriori L'estimation **Maximum A Posteriori (MAP)** est une méthode bien connue pour les problèmes de pistage de source [159]. Bien que l'approche **MAP** ait longtemps été considérée comme trop complexe en terme de calculs pour une application temps réel, elle devient communément utilisée du fait de l'amélioration des processeurs embarqués. Comme on l'a vu précédemment, le filtrage **EKF** comme le filtrage **UKF**, ne traite que de l'état courant et ne peut affiner *a posteriori* les états précédents. À l'inverse, l'estimateur **MAP** calcule les estimations de tous les états à chaque incrément

temporel en utilisant toutes les mesures disponibles.

Si on définit le vecteur contenant $\mathbf{x}_{0:k}$ toute la trajectoire de la cible en empilant tous les états sur l'intervalle de temps $[0, \dots, k]$ de la façon suivante :

$$\mathbf{x}_{0:k} = [\mathbf{x}_0^T \ \mathbf{x}_1^T \ \dots \ \mathbf{x}_k^T]^T \quad (\text{III.13})$$

Le vecteur d'états de la cible est estimé en maximisant le fonction de densité de probabilité *a posteriori* suivante [159, 160] :

$$p(\mathbf{x}_{0:k} | \mathbf{z}_{0:k}) \propto p(\mathbf{x}_0) \prod_{k=1}^k p(\mathbf{x}_k | \mathbf{x}_{k-1}) p(z_k | \mathbf{x}_k) \quad (\text{III.14})$$

où $p(\mathbf{x}_0) \sim \mathcal{N}(\hat{\mathbf{x}}_0, \mathbf{P}_0)$ représente la probabilité *a priori*. On montre dans [157], que la maximisation de (III.14) revient à minimiser la fonction de cout suivante :

$$\begin{aligned} c(\mathbf{x}_{0:k}) = & \frac{1}{2} \|\mathbf{x}_0 - \hat{\mathbf{x}}_0\|_{\mathbf{P}_0}^2 + \sum_{k=1}^k \frac{1}{2} \|\mathbf{x}_k - \mathbf{F}\mathbf{x}_{k-1}\|_{\mathbf{Q}_{k-1}}^2 \\ & + \sum_{k=1}^k \frac{1}{2} \|z_k - h(\mathbf{x}_k)\|_{\sigma_{w_k}^2}^2, \end{aligned} \quad (\text{III.15})$$

Toutefois du fait de la non-linéarité du modèle de mesure (III.12), la solution n'est pas triviale. Une approche possible est de partir d'une première estimation $\hat{\mathbf{x}}_{0:k}^0$ et d'utiliser une méthode d'optimisation itérative basée sur l'algorithme de minimisation de Newton-Raphson [160, 161]. Le lecteur trouvera dans [157], une description détaillée de l'algorithme **MAP** adapté à notre problème.

Filtrage particulaire Les approches **EKF**, **UKF** et **MAP** éprouvent des difficultés à pister des fonctions de densités de probabilités multimodales ce qui est le cas pour les approches de pistage **ROSB**. Il existe peu d'estimateurs spécifiquement développés pour traiter des distributions multimodales. Dans cette catégorie, le filtre particulaire, **Particle Filter (PF)** en anglais, est l'estimateur le plus utilisé [162]. Le principe du **PF** est de résoudre de façon non paramétrique le problème de distribution de probabilité d'un modèle de Markov caché en utilisant par exemple la loi de Bayes (III.8) au moyen de la récursion suivante :

$$p(\mathbf{x}_k | \mathbf{z}_{:k-1}) = \sum_{\mathbf{x}_{k-1}} \underbrace{p(\mathbf{x}_k | \mathbf{x}_{k-1})}_{\text{Modèle de mouvement}} \underbrace{p(\mathbf{x}_{k-1} | \mathbf{z}_{:k-1})}_{\text{Particules}} \quad (\text{III.16})$$

et

$$p(\mathbf{x}_k | \mathbf{z}_{:k}) \propto \underbrace{p(\mathbf{z}_k | \mathbf{x}_k)}_{\text{Pondération d'importance}} \underbrace{p(\mathbf{x}_k | \mathbf{z}_{:k-1})}_{\text{Particules}} \quad (\text{III.17})$$

où un ensemble de particules $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^{2n}$ sont distribuées dans un espace 2D et sont utilisées pour représenter les différents états possibles. L'équation (III.16) représente l'étape de prédiction qui utilise le modèle de mouvement (III.11) pour déplacer chacune des particules au moyen d'un bruit aléatoire. La moyenne de toutes ces particules représente la distribution de probabilité *a priori*. Ensuite, au moyen de (III.17), chaque particule est pondérée avec un rapport de vraisemblance basé sur la fonction de probabilité de la mesure :

$$W_k^n = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{wk}^2}} \exp\left(-\frac{(h(\mathbf{x}_k^n) - z_k)^2}{2\sigma_{wk}^2}\right) \quad (\text{III.18})$$

qui mesure la probabilité de l'état \mathbf{x}_k^n pour une fonction Gaussienne à une dimension de moyenne égale à la distance entre l'observateur et la particule $h(\mathbf{x}_k^n)$, et de variance égale à σ_{wk}^2 . Dans ce cas, l'index $n \in \{0, \dots, N\}$ représente le nombre de particules allant jusqu'à N .

Enfin toutes les particules sont rééchantillonnées suivant leur poids respectifs afin d'obtenir une densité de probabilité *a posteriori* et d'estimer la position de la cible. Différentes stratégies de rééchantillonnage ont été développées [163], la méthode systématique offre de très bonnes performances en termes de complexité de calcul et de qualité de rééchantillonnage. Toutefois, dans [164] nous avons montré que d'autres méthodes telles que la stratégie composite obtenait de meilleures performances lorsque la cible effectue des changements rapides de directions.

3.3.c Trajectoire de l'observateur

Un problème fondamental du pistage de cibles sous-marines est de déterminer la trajectoire que doit suivre l'observateur pour maximiser la précision d'estimation de la cible. Comme on l'a vu dans la section précédente, le problème des méthodes ROSB réside dans le fait qu'elles doivent estimer des densités de probabilité de distribution multimodale, problème difficile à résoudre pour des algorithmes standards. Certains auteurs comme [165] ont choisi de résoudre le problème en prenant comme perspective l'observabilité du système, c'est à dire en sélectionnant une trajectoire de l'observateur maximisant la quantité et la qualité d'information mesurée ayant comme conséquence directe la précision d'estimation de la cible. Ces études, basées sur la matrice d'information de Fisher [166], ont montré qu'une trajectoire circulaire autour de la cible maximisait l'observabilité du système. Cette problématique a été adressée de façon théorique et expérimentale dans la thèse de Ivan Masmitja [147, 167]. En tenant compte des différents facteurs comme la vitesse classique d'un observateur de type ASV associée à son autonomie énergétique ainsi que la vitesse des déplacements des cibles potentielles, il a été décidé de choisir, pour l'observateur, une trajectoire circulaire de rayon 100 m (ce qui représente 10 min par cercle à 1 m/s) et une mesure de distance toutes les 40 secondes.

3.4 Résultats

Dans [147], nous nous sommes intéressés à la localisation de cibles simples et multiples ayant un comportement statique ou dynamique. Dans ce qui suit, nous présentons uniquement les résultats de pistage de cibles multiples dynamiques. Les méthodes proposées précédemment ont d'abord été testées au moyen de simulations de Monte-Carlo sous différents niveaux de bruits. Pour ce faire un bruit Gaussien centré de moyenne non-nulle ϵ_w et de variance σ_w^2 est ajouté sur les différentes mesures de distance ce qui crée une erreur systématique et une incertitude aléatoire. Toutefois, en pratique, la mesure de distance par acoustique peut parfois dévier substantiellement de la distance réelle et avoir un impact important sur le processus d'estimation de position. Ainsi dans les simulations, nous avons ajouté de façon aléatoire des valeurs aberrantes de mesures de distance égales à 4 fois la distance réelle ; le nombre total de valeurs aberrantes ne dépassant pas les 1 % du nombre de total de distances mesurées. Nous simulons une grille de 7×7 cibles séparées chacune de 100 m du plus proche voisin et évoluant à une vitesse constante de 0,2 m/s et effectuant un virage à droite de 90 degrés au bout de 35 minutes de simulation. Dans la Figure III.6 nous montrons les performances des algorithmes de filtrage présentés précédemment auxquels est ajouté un algorithme d'estimation de type LS présenté dans [167] et destiné à des cibles fixes. On note que seuls les algorithmes MAP et PF permettent de suivre des cibles dynamiques multiples avec une précision acceptable. Parmi ces dernières, le filtre particulaire est l'approche qui permet d'obtenir les meilleures performances notamment lorsque les cibles changent de directions.

Ensuite des expérimentations ont été effectuées à la fois sur le site d'OBSEA, en Espagne et à Monterey Bay aux États-Unis avec le support du [Monterey Bay Aquarium Research Institute \(MBARI\)](#). Nous présentons ici les résultats d'expérimentation réalisées à OBSEA consistant à localiser une cible dynamique matérialisée par une bouée dérivante au moyen d'un bateau effectuant des rotations autour de la cible. Nous avons utilisé le modem acoustique S2C-18/37 de la société EvoLogics pour mesurer la distance entre le bateau observateur et la cible au moyen d'ondes acoustiques comprises dans la bande 15 - 34 kHz. Les résultats de l'expérimentation sont décrits dans la Figure III.7. L'expérience a duré environ 1 heure et la communication avec la cible a été perdue aux alentours de 10h10 UTC pour une dizaine de minutes. On remarque que les performances des algorithmes PF et MAP ont une précision similaire de l'ordre de 20 mètres, mais comme en simulation on note que le filtre particulaire a un temps de réponse plus rapide, dans notre cas lorsque la communication est perdue.

3.5 Synthèse

Les différentes simulations et expérimentations effectuées dans le cadre de la thèse de Ivan Masmitja ont montré que des algorithmes de pistage au moyen d'un observateur mobile basés seulement sur l'information de distance avec la cible permettaient de suivre efficacement une ou plusieurs cibles sous-marines dynamiques. Parmi tous les algorithmes étudiés, le filtrage particulaire s'est avéré être le plus performant et a permis

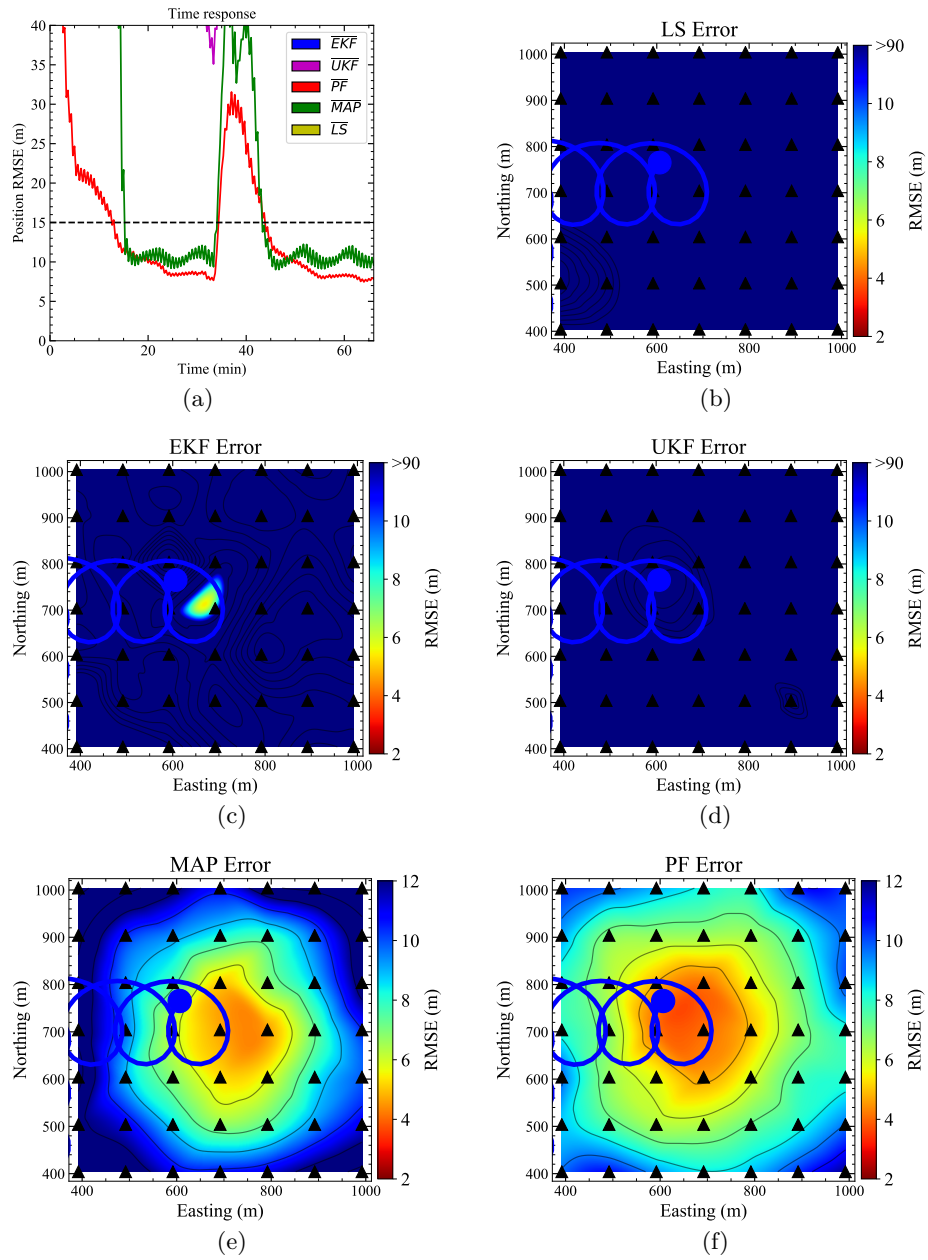


FIGURE III.6 – Performances des algorithmes ROSB pour le pistage de cibles multiples dynamiques avec $\sigma_w^2 = 4$ m et $\epsilon_w = 1$ %. Chaque triangle représente la dernière position de chaque cible. La ligne et le rond bleu représentent la trajectoire et la dernière position de l'observateur. L'image en couleurs représente les valeurs interpolées de la **Root Mean Square Error (RMSE)** obtenue pour chaque cible. La figure (a) représente la réponse moyenne de chaque algorithme en fonction du temps [157].

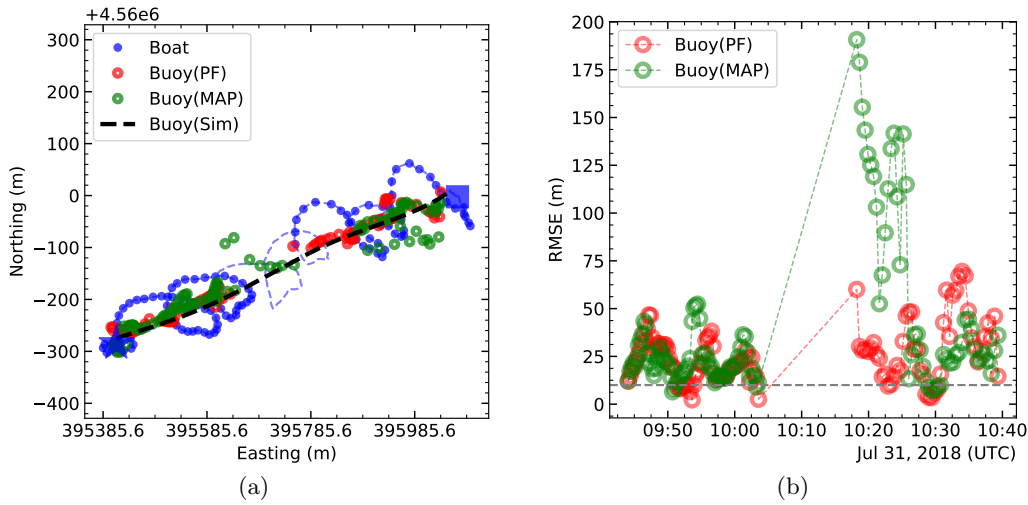


FIGURE III.7 – (a) Résultats du suivi d’une cible dynamique sur le site de d’OBSEA. Les points bleus représentent les coordonnées X-Y pour lesquelles une mesure de distance a été effectuée entre le bateau observateur et la bouée dérivante prise comme cible. La ligne bleue en pointillés représente la trajectoire du bateau. Les points rouges représentent l’estimation de la position de la source au moyen du filtre particulaire, alors que les points verts représentent l’estimation au moyen de l’algorithme MAP. La ligne noire en pointillés représente la trajectoire de la cible. Enfin, (b) représente la RMSE entre les positions réelles et estimées de la cible [147].

d’obtenir en environnement réel des précisions de localisation de l’ordre de 20 mètres, ce qui est bien entendu supérieur aux systèmes de positionnement tels que l’USBL, mais le système proposé a l’avantage de ne nécessiter qu’un seul capteur/transducteur au niveau de la cible ou de l’observateur et de s’affranchir de toute procédure de calibration. Une contribution principale de la thèse a été l’expérimentation en conditions réelles sur différents sites (OBSEA, MBARI, ...) de ce nouveau type d’algorithmes.

Néanmoins, les modems de télémétrie /communication ASM disponibles actuellement sur le marché ne peuvent d’être embarqués sur des cibles telles que la langouste commune qui constituait un des objectifs de cible dans la thèse de Ivan Masmitja. En revanche, il existe sur le marché des dispositifs acoustiques miniatures qui une fois embarqués sur une cible peuvent signaler la présence ou non de la cible dans un espace donné. Une seconde contribution de la thèse a été l’introduction d’un algorithme basé sur l’approche PF permettant de localiser une cible simplement par une information de présence dans une zone donnée et au moyen d’un observateur mobile de type ASV [168]. Nous avons étudié les performances de cet algorithme en simulation puis en expérimentations et avons démontré qu’une précision de l’ordre de 200 m était atteinte en environnement réel. Une application de cet algorithme pour le suivi sur plusieurs mois et par 400 m de fond de 33 langoustes munies d’un tel dispositif acoustique a été expérimentée sur la fin

de la thèse et les résultats ont été synthétisés dans un article [169] à destination de la prestigieuse revue *science robotics*, article qui est en bonne voie d'acceptation puisqu'il est actuellement en statut de révisions mineures.

4 Positionnement collectif

Dans la thèse de Charles Coquet [170] nous nous sommes intéressés à la problématique de pistage d'une cible sous-marine mobile au moyen d'un essaim de drones et notamment à la problématique de navigation adaptée aux limites de communication inhérentes au milieu marin ou sous-marin. Cette thèse a été effectuée en collaboration avec Thales DMS sous la forme d'un contrat CIFRE. Afin de démilitariser le sujet d'étude, nous nous sommes intéressés à une application civile qui est la détection de nappe d'hydrocarbure rejetée volontairement par des navires au moyen d'un essaim d'engin de surfaces de type ASV.

4.1 Problématique

Si les catastrophes pétrolières telles que le naufrage de l'Erika en Bretagne en 1999 ou l'explosion de la plateforme DeepWater Horizon au large du nouveau Mexique en 2010 ont marqué les esprits en termes de pollution marine, la pollution engendrée par les bateaux est également importantes que ce soit en accomplissant du déballastage ou du dégazage sauvage ou bien à cause d'une fuite d'hydrocarbure. Normalement, les polluants générés par les véhicules doivent être traités dans des ports, or par manque de temps ou par économie, certains navires préfèrent rejeter illégalement leurs hydrocarbures, d'autant plus qu'il est rare qu'ils soient pris sur le fait. Dans la seule mer Méditerranée, un rapport sénatorial [171] estime que 100 000 à 200 000 tonnes par an d'hydrocarbures sont rejetés seulement par les dégazages et déballastages sauvages soient six à onze fois plus que les rejets en hydrocarbures de l'Erika. Ainsi la protection de zones à la biodiversité riche (zone Natura 2000 par exemple) contre de tels pollueurs mobiles est un besoin primordial.

L'objectif de la thèse de Charles Coquet est de sanctuariser de telles zones au moyen d'un essaim de robots marins ASV (ou sous-marins AUV) munis d'un simple capteur permettant de mesurer une valeur de type scalaire relâchée dans l'environnement comme la concentration de certaines molécules chimiques via des fluorimètres. Les robots sont supposés avoir une intelligence entièrement décentralisée afin que la défaillance d'un individu n'impacte pas le système. Enfin les agents sont supposés ne pouvoir communiquer que dans un rayon de r_{com} afin de prendre en compte les spécificités des communications en milieu marin (limitation de la ligne d'horizon pour un lien radio) ou sous-marin (limitation des ondes optiques ou acoustiques). Le problème soulevé par la thèse est équivalent à la problématique de localisation de sources d'odeurs [172] ou **Odour Source Localization (OSL)** en anglais, dans le cas particulier où la source d'odeur est mobile. Cette dernière est caractérisée par sa position $\mathbf{p}_s(t) \in \mathbb{R}^n$ en dimension n variant dans

le temps t , elle relâche une information scalaire dans l'environnement comme une odeur, de la chaleur, de la radioactivité, du son ou une onde radio. Cette information a une intensité supposée positive et notée $u(\mathbf{p}, t)$ qui est diffusée et transportée par l'environnement. On supposera que l'intensité u est maximale lorsque $\mathbf{p} \approx \mathbf{p}_s$. Les mécanismes de transport et de diffusion de l'information peuvent être modélisés au moyen d'une équation différentielle partielle de variable u . Par souci de simplicité de simulations nous avons choisi une équation explicite pour u avec le modèle de mesure suivant :

$$\begin{cases} u(\mathbf{p}, t + \Delta t) = \underbrace{\frac{1}{1 + \|\mathbf{p} - \mathbf{p}_s(t)\|^2}}_1 + \underbrace{(1 - e^{-\frac{\Delta t}{\tau}})}_2 u(\mathbf{p}, t) \\ f(\mathbf{p}, t) = u(\mathbf{p}, t) + \underbrace{\beta(\mathbf{p}, t)}_3 \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

où $f()$ représente l'information mesurée par le capteur et Δt un pas temporel discret. L'équation (III.19) contient trois éléments pour représenter des phénomènes du monde réel :

1. Un terme spatial qui décroît avec la distance entre la position de la source \mathbf{p}_s et la position \mathbf{p} dans l'espace de travail ; c'est une loi en carré inverse, induite par des mécanismes de conservation de la puissance à travers sa propagation, modifiée par un terme additif constant dans le dénominateur pour éviter que la valeur ne devienne déraisonnablement grande lorsque $\|\mathbf{p} - \mathbf{p}_s(t)\| \rightarrow 0$;
2. Un terme temporel, représentant la décroissance, inspirée par la réponse d'un filtre du premier ordre paramétré par la constante de temps τ ;
3. Un bruit gaussien additif blanc $\beta(\mathbf{p}, t) \sim \mathcal{N}(0; \sigma)$ dans l'environnement complet, avec $\sigma \ll \max(f)$, représentant le bruit de mesure.

4.2 État de l'art

Les algorithmes de pistage d'une source d'odeur peuvent être classés en deux catégories, les algorithmes mono-agents qui utilisent un seul robot avec un ou plusieurs capteurs et les algorithmes multi-agents qui utilisent plusieurs robots s'échangeant de l'information.

4.2.a Systèmes mono-agents

L'idée de base du pistage mono-agent est d'utiliser un ou plusieurs capteurs sur le même robot pour estimer un gradient local et ensuite faire une descente de gradient [173]. Toutefois en prenant en compte la structure par paquets des éléments chimiques, ces méthodes ne sont pas des plus efficaces puisqu'elles échouent parfois à se diriger vers la source en perdant le panache et en étant incapable d'y retourner. Si les algorithmes multi-capteurs notamment les algorithmes bio-inspirés sont en général plus efficaces que les systèmes munis d'un seul capteur, les performances de tels algorithmes sont très liés à la nature du panache de la source et peuvent donner des résultats parfois médiocres

en laboratoire [174]. Enfin une dernière catégorie d’algorithmes mono-agents sont les algorithmes probabilistes, lesquels donnent des résultats concluants à la fois en simulation ou en laboratoire à condition toutefois de connaître la carte de l’environnement. Ces algorithmes utilisent par exemple des méthodes purement bayésiennes pour estimer la position de la source [175] ou bien dans [176] s’inspirent de modèles de Markov cachés pour localiser plusieurs sources d’odeurs. Toutefois, outre la connaissance de la carte d’environnement, cette classe d’algorithme nécessite un coût de calcul élevé et une localisation précise des points de prélèvements.

4.2.b Systèmes multi-agents

Dans les systèmes mono-agents on peut montrer que les stratégies adoptées obligent l’agent à utiliser des changements de trajectoire brutaux, car il perd régulièrement le panache et doit revenir à l’intérieur de celui-ci. Les systèmes multi-agents permettent de remédier à ce problème, avec une répartition des agents tout au long du panache qui permet à ceux qui se sont perdus de revenir immédiatement à l’intérieur de celui-ci, *via* les agents encore à l’intérieur. Les expériences de [174] indiquent clairement que les algorithmes multirobots peuvent être extrêmement rapides et robustes lorsqu’il y a une collaboration explicite entre les robots (partage de leurs positions et de leurs données notamment [177]). Les algorithmes multirobots sont ainsi conçus pour des scénarios coopératifs et travaillent en coordonnant les déplacements de plusieurs agents répartis sur la zone d’intérêt. Les informations obtenues par un échantillonnage simultané à plusieurs endroits et la coopération étroite entre les robots peut grandement accroître l’efficacité tout en conservant la simplicité de calcul. Deux caractéristiques sont remarquables dans l’état de l’art : *(i)* la formation robuste des robots, pour éviter que certains d’entre eux ne se percutent ou se perdent, et *(ii)* le partage des données entre eux, pour se diriger correctement vers la source. Pour avoir ce consensus, certains chercheurs ont bâti des contrôleurs qui permettent aux agents d’avoir des formations particulières, telles que des formations en ligne [178], des formations triangulaires ou rectangulaires [179] ou bien des formations en cercle [180].

Au sein des algorithmes multi-agents, les systèmes en essaim ont la particularité de mettre en jeu des robots homogènes, autonomes et relativement inefficaces par rapport à la tâche à accomplir, les performances s’améliorant lorsque les robots coopèrent. Le principe d’un essaim est relativement simple, des comportements individuels simples font émerger un comportement complexe, très majoritairement observé dans la nature, comme les bancs de poissons, la synchronisation du scintillement des lucioles, la quête de nourriture des abeilles ou celle des fourmis. Parmi ces algorithmes bio-inspirés, on trouve le **Distributed Bee Algorithm (DBA)** [181], l’**Ant Colony Optimization (ACO)** [182], le **Glowworm Swarm Optimization (GSO)** [183] et enfin le **Particle Swarm Optimization (PSO)** [184] inspiré des essaims d’oiseaux qui est l’algorithme le plus utilisé pour les problématiques d’OSL.

4.3 Contributions

Une des contributions principale de la thèse est l'introduction d'un nouvel algorithme en essaim dénommé **LCPSO**, largement inspiré du **PSO**, qui répond efficacement à la problématique d'**OSL** pour une source mobile. Le principe de l'algorithme est de mettre à jour la vitesse $v_i(t)$ de l'agent $i \in [1, N]$ à partir de l'expression suivante :

$$\mathbf{v}_i(t + \Delta t) = c_1 \mathbf{v}_i(t) + c_2 (\mathbf{p}_i^l(t) - \mathbf{p}_i(t)) + c_3 \sum_{j \in \mathcal{N}_i(t)} \mathbf{a}_{ij}(t) \quad (\text{III.20})$$

où $\mathbf{p}_i(t)$ représente la position de l'agent i , et $\mathbf{p}_i^l(t)$ (“l” pour “local”) la position de meilleur voisin au temps t de l'agent i qui correspond à l'agent j dans l'ensemble de voisinage de i où la mesure $f(\mathbf{p}_j, t)$ est la plus grande. L'ensemble de voisinage $\mathcal{N}_i(t)$ est basé sur la distance de communication maximale r_{com} entre l'agent i et ses voisins. La transmission des données est binaire : lorsque $d_{i,j} > r_{com}$, la transmission des données est impossible ; lorsque $d_{i,j} < r_{com}$, la transmission des données est parfaite :

$$\mathcal{N}_i(t) = \{j \mid \|\mathbf{p}_i(t) - \mathbf{p}_j(t)\| < r_{com}, j \neq i\} \subset \{1, \dots, N\} \quad (\text{III.21})$$

La quantité $\mathbf{a}_{ij}(t)$ est un vecteur répulsif utilisé pour éviter que les agents entrent en collision [177] :

$$\mathbf{a}_{ij}(t) = \frac{\mathbf{p}_i(t) - \mathbf{p}_j(t)}{d_{i,j}^2(t)} \quad (\text{III.22})$$

avec $d_{i,j}$ la distance entre les agents i et j . Les paramètres c_1 , c_2 et c_3 permettent de pondérer les différents éléments de l'équation III.20 à savoir l'inertie, l'attraction et la répulsion respectivement. Enfin la position de chaque agent est mis à jour au moyen d'un schéma d'intégration d'Euler [184] :

$$\mathbf{p}_i(t + \Delta t) = \mathbf{p}_i(t) + \Delta t \cdot \mathbf{v}_i(t + \Delta t) \quad (\text{III.23})$$

En utilisant la théorie des champs de potentiels artificiels, nous fournissons les preuves formelles qu'un tel algorithme tend vers un essaim stable où les agents sont séparés d'une distance à l'équilibre notée r_{eq} qui va dépendre des valeurs choisies pour les constantes c_1 , c_2 et c_3 . Nous montrons également que la formation obtenue est robuste et ce quel que soit le comportement de la source.

Au moyen de tests de Monte-Carlo, nous avons notamment analysé le comportement de l'algorithme **LCPSO** en fonction du nombre d'agents N pour le pistage de deux types de trajectoire pour la source : une trajectoire constante avec une vitesse constante de 3 m/s et une trajectoire elliptique et une vitesse oscillant entre 2 et 4 m/s ; la vitesse maximum des agents étant fixée arbitrairement à 5 m/s. La Figure III.8a illustre le taux d'échec du pistage en fonction de N , il apparait que lorsque N est trop grand (> 15), les performances sont réduites surtout pour la trajectoire constante. Cela est en grande partie dû à la fonction d'environnement f : ainsi, si certains agents sont trop éloignés de

la source, ils ne pourront sentir que le bruit ; et, pire encore, ce sera aussi le cas pour leurs voisins. L'essaim aura donc tendance à se désagréger en paquets, et nous retrouverons les phénomènes de dislocation de l'essaim où certains agents vont se retrouver totalement isolés, mais dans la grande majorité des cas, les agents vont former des petits groupes de trois ou quatre agents, qui seront incapables de pister la source. Ce phénomène est exacerbé dans le cas de la trajectoire constante de la source, puisque les agents isolés ont très peu de chance de retrouver le groupe réussissant à la pister, contrairement à la trajectoire elliptique où la source revient sur ses pas. Ainsi, avec des restrictions de communication, il est nécessaire de limiter le nombre d'agents qui vont pister la source, pour avoir de meilleures performances de pistage et éviter de gaspiller des ressources ; nous pouvons voir qu'entre 10 et 15 agents, les performances de pistage de la source sont optimales quelle que soit la trajectoire de ce dernier. L'augmentation du nombre d'agents a aussi un impact sur le temps de convergence de la formation, illustré en Figure III.8b, jusqu'à atteindre un plateau aux alentours de 25 s. Ce temps de convergence ne dépend pas non plus de la trajectoire de la source.

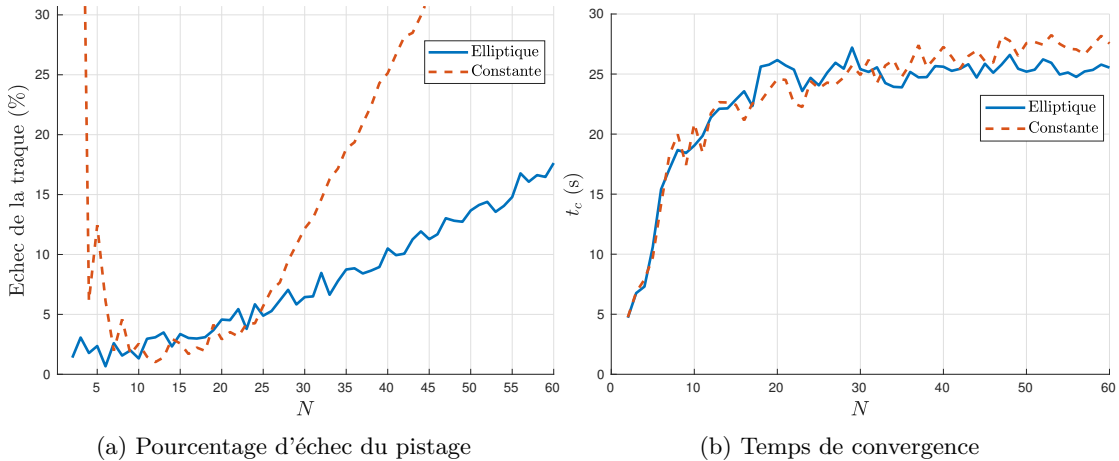


FIGURE III.8 – Tests de Monte-Carlo avec 100 échantillons d'agents suivant l'algorithme du LCPSO en fonction de N avec $c_1 = 0.5$, $c_2 = 0.5$, $r_{eq} = 7$ m et $r_{com} = 20$ m [170].

En Figure III.9, nous traçons l'erreur ϵ de positionnement de la source en fonction des quantités r_{com} et r_{eq} et ce en dimension 2. Le nombre d'agents est fixé à $N = 10$, là où le pistage des agents était concluant. Nous pouvons observer un certain nombre de restrictions : lorsque r_{eq} est trop faible (bande jaune), les performances sont dégradées quel que soit r_{com} , les agents étant trop proches les uns des autres, empêchant l'essaim d'être stable. Il en va de même dans les limites de communication, puisque si r_{eq} est trop proche de r_{com} , l'essaim va se disperser. Dans [170], nous analysons également les performances du LCPSO en fonction des paramètres du modèle (III.19) et comparons notre algorithme avec l'état de l'art [177], analyse comparative qui confirme la supériorité du LCPSO en présence de limitations de communications.

Toutefois, le fait que les agents implémentant le **LCPSO** soient toujours mobiles, même sans aucune mesure effectuée, nous a conduit à la seconde contribution majeure de la thèse à savoir un nouvel algorithme nommé **Predator-Prey Swarming (PPS)** qui permet à l'essaim de rester immobile lorsque les agents ne détectent rien. Cet algorithme est basé sur des mécanismes inspirés des modèles proie-prédateur, où la proie va attirer vers elle le ou les prédateurs. Comme la proie va en même temps fuir ses prédateurs, les deux entités vont avancer ensemble dans la même direction. La proie est donc l'agent qui a mesuré l'information la plus importante à l'instant t , et les prédateurs sont les autres membres de l'essaim qui essaient de se diriger vers lui. Ainsi dans l'algorithme du **PPS**, le modèle va se contracter lorsque les agents détectent une source, et se décontracter lorsque les agents ne détectent plus rien. En comparant les deux algorithmes proposés, nous avons démontré que comparativement le **LCPSO** avait du mal à répondre à des phénomènes qui feraient perdre la trace de la source, comme la giration du véhicule ainsi que la latence de communication, puisque la dispersion jusqu'à l'infini des agents permet à la source de passer entre les mailles du filet. A l'inverse, le **PPS** est peu affecté par ces phénomènes, et cet algorithme pourrait être facilement appliqué tel quel en robotique.

4.4 Synthèse

Dans la thèse de C. Coquet nous avons introduit deux nouveaux algorithmes baptisés **LCPSO** et **PPS**, algorithmes destinés au pistage d'une cible dynamique au moyen d'un essaim de drones par mesure d'une information scalaire. La particularité des algorithmes proposés est leur résilience vis à vis des limites de communications au sein de l'essaim mais également la stabilité de la formation obtenue à l'équilibre. Si l'application choisie dans la thèse vise la détection de pollution marine au moyen d'un essaim de drones de surface, les résultats de la thèse peuvent naturellement s'appliquer au monde sous-marin où la contrainte de communication (acoustique, optique ou radio) est encore plus présente.

5 Conclusion

Dans ce chapitre nous nous sommes focalisés sur les problématiques de positionnement en milieu sous-marin et le lien avec la communication sous-marine. Du fait de la forte absorption des ondes radio-électriques dans l'eau et de la faible portée des ondes lumineuses en milieu sous-marin, nous avons vu que les ondes acoustiques étaient encore une fois privilégiées pour le positionnement ou le suivi de cibles sous-marines. Les systèmes de positionnement acoustique font souvent appel à des balises sous-marines geo-referencées (comme le **LBL**), les performances de ce type de système sont fortement liées à la précision de synchronisation temporelle de ces balises. Dans la thèse de Oriol Pallares nous nous sommes justement intéressés à des algorithmes de synchronisation d'horloge utilisant le lien de communication acoustique entre ces balises et notamment

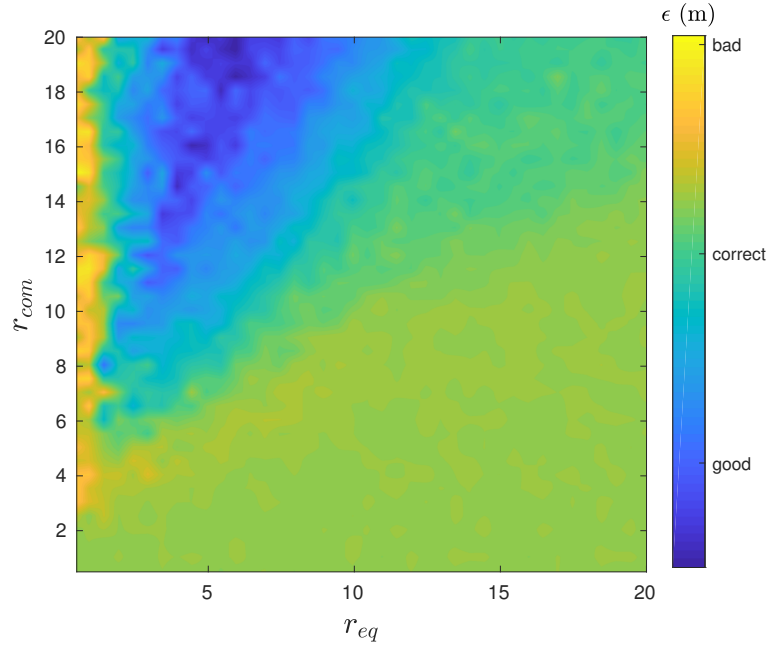


FIGURE III.9 – Évolution de l’erreur ϵ (m) en fonction de r_{eq} et r_{com} en dimension 2 pour $N = 10$, $c_1 = 0.8$, $c_2 = 2$, $\beta(\mathbf{p}, t) \simeq \mathcal{N}(0, 0.25)$ et $\tau = 1$ [170].

l’information de Doppler détectée lors du décodage des trames acoustiques. Dans la thèse de Ivan Masmitja, nous avons étudié les algorithmes de localisation et de suivi de plusieurs cibles sous-marines au moyen d’un agent, en l’occurrence un **ASV**, par utilisation uniquement de l’information de distance entre l’agent et la cible donnée par un lien de communication acoustique entre ces deux derniers. Enfin dans la thèse de Charles Coquet nous nous sommes intéressés au pistage passif d’une cible sous-marine en utilisant cette fois plusieurs agents organisés en essaim qui se partagent des informations avec une contrainte de rayon maximum de communication. En conclusion, nous pouvons dire que contrairement à l’aérien, le positionnement et la localisation en milieu sous-marin sont des procédés complexes du fait principalement de l’absence de lien radio sous l’eau et restent comme un problème ouvert dans la littérature scientifique. Nous avons montré que le couplage des algorithmes de positionnement avec ceux de communication acoustique ainsi que l’utilisation de plusieurs nœuds au sein de réseaux marin ou sous-marin permettaient d’augmenter à la fois les performances et la résilience de ces systèmes vis-à-vis de l’environnement. En synthèse, le tableau III.2 dresse un bilan des contrats et productions scientifiques de cet axe de recherche.

TABLE III.2 – Bilan de l’axe de recherche sur le positionnement et la communication en milieu sous-marin.

Thèmes de recherche	Synchronisation UWSN	Localisation ROSB	Positionnement collectif
Doctorants	Oriol Pallares [185]	Ivan Masmitja [147]	Charles Coquet [170]
Contrats de recherche	UAMSync		
Publications journal	[145, 186]	[157, 167, 169]	
Conférences	[132, 187, 188]	[164, 189–191]	[192]

Conclusion et perspectives

1 Conclusion

Cette seconde partie du manuscrit dresse un bilan technique de mes activités de recherche depuis 2009 et mon arrivée à l'ISEN Brest Yncréa Ouest. La thématique commune à l'ensemble de ces activités de recherche traite de la communication en milieu sous-marin appliquée aux réseaux **ASM**. Dans le chapitre I, de par l'encadrement de thèse de Samar Kaddouri et du projet collaboratif **MA-MIMO**, nous avons évoqué l'utilisation des techniques **MIMO** pour augmenter l'efficacité spectrale des communications **ASM**, et avons démontré théoriquement un gain de l'ordre de 40 à 60 % suivant le nombre de voies d'émission par rapport à une transmission mono-voie, gain vérifié en pratique sur un modem expérimenté en rade de Brest. Du fait de la loi de Rice et des variations temporelles associées au canal **ASM**, ces gains sont certes bien en-deca des gains observés en communications radio, le gain apporté en **ASM** par la technologie **MIMO** reste toutefois intéressant. Dans le chapitre II, nous nous sommes intéressés à la problématique des communications **ASM** multi-utilisateurs d'une part en utilisant de nouvelles formes d'ondes avec les thèses de Yiqi Bai puis de Christophe Bernard, et d'autre part au travers du projet collaboratif **MIMO4AUV** en utilisant la technologie **MU-MIMO**. En considérant la voie montante, nous avons montré que le gain par rapport au protocole **TDMA** était substantiel que ce soit avec la technique **MU-MIMO** (plutôt adaptée pour du haut débit à faible nombre d'utilisateurs) ou que ce soit avec les nouvelles formes d'onde **MU-CSS** et **MU-HFM**, plutôt adaptées à un plus grand nombre d'utilisateurs mais pour des bas débits. Enfin dans le chapitre III, nous avons étudié le lien entre la problématique de communication et celle de positionnement/localisation en milieu sous-marin au travers de la thèse de Oriol Pallares pour synchroniser temporellement des nœuds d'un réseau sous-marin par communication acoustique, ensuite par la thèse de Ivan Masmitja pour le suivi de cibles sous-marines par information de distance et enfin au travers de la thèse de Charles Coquet pour le pistage de sources par utilisation d'un essaim de drones avec contraintes de communication.

Pour conclure, nous pouvons dire qu'à l'inverse du monde aérien où les ondes radios permettent une connectivité omniprésente, le monde sous-marin est un milieu où on communique et on se positionne relativement difficilement du fait de la quasi non-propagation des ondes radios. Les systèmes de communications sans fils, de pistage ou de localisation en milieu sous-marin font très souvent appel aux ondes acoustiques et en héritent les limitations telles que la latence de propagation, la variation de célérité due à la fréquence et au milieu ainsi que la sensibilité à l'effet Doppler et aux phénomènes

de multi-trajet. Grâce au progrès fait ces dernières décennies en télémétrie et positionnement acoustique, des réseaux communicants tels que les UWSN ou essaim de AUV, commencent à se démocratiser avec de nombreuses applications civiles, scientifiques ou militaires. Toutefois, contrairement au spectre radio en aérien qui est extrêmement régulé par différentes normes (DVB-T, GPS, 3G, 4G, Wi-Fi, ...), le canal ASM apparaît comme un environnement de propagation intrinsèquement bruité, où en plus des bruits acoustiques naturels (pluie, vague, mammifères marins) vont cohabiter, sans règles établies, une multitude de sources acoustiques anthropogéniques (sonar, modems, sondeurs, bateaux, forages) [193]. Cette cohabitation anarchique de systèmes acoustiques se fait au détriment de la performance et de la robustesse de ces systèmes. Seul le protocole JANUS [194] standardisé par l'OTAN en Mars 2017 sous le nom STANAG 4748 fixe un certain nombre de règles pour les communications bas débits afin d'assurer une interopérabilité des systèmes sous-marins. Toutefois sans infrastructure réseau généralisée comme en aérien, le partage des ressources de canal ASM par les différents systèmes sous-marins est un problème d'optimisation rendu d'autant plus complexe que l'environnement sous-marin est très variable dans le temps. Cette problématique d'interférences ajoutée au caractère unique du canal ASM expliquent en partie les différences entre les efficacités spectrales réelles des modems de communications ASM et les courbes de débits théoriquement atteignables observées dans ce manuscrit (cf chapitre I, section 5 et chapitre II, section 5) confirmés par d'autres auteurs [40, 195]. Ceci confirme l'existence d'une marge substantielle d'augmentation des performances des systèmes de communications en milieu sous-marin, ouvrant la voie à de nombreuses perspectives de recherche.

2 Perspectives

2.1 Vers des réseaux acoustiques sous-marins communicants

Avec le développement des réseaux de type UWSN et des flottes de drones sous-marins, les besoins en communications acoustiques multi-points en milieu sous-marin deviennent croissants. Au travers du projet MIMO4AUV, nous avons commencé à montrer que la technologie MU-MIMO était une alternative intéressante au traditionnel TDMA pour la voie montante d'un réseau acoustique. Si la problématique de la différence d'effets Doppler engendrée par les utilisateurs peut être résolue par de nouveaux algorithmes d'estimation de canal et d'égalisation multi-utilisateur [126, 127], la différence de temps d'arrivée des signaux des différents utilisateurs ne peut être facilement résolue que par l'utilisation d'une voie de retour provenant de la station de surface (ou de l'AUV maître le cas échéant). Un axe de recherche à court terme pour le projet MIMO4AUV est d'utiliser cette voie de retour pour connaître, en plus la distance relative du drone, les statistiques du canal et d'adapter les paramètres d'émission de chaque drone (spectre de puissance, retard, ...) voire d'utiliser plusieurs voies d'émission simultanées.

Par ailleurs la multiplication, dans le futur, des réseaux ASM va avoir pour effet d'exacerber la problématique de partage de spectre et de coexistence entre les différents

systèmes et réseaux acoustiques décrits dans le paragraphe précédent. Un axe de recherche à plus long terme est de se servir de l'opportunité du déploiement du standard JANUS pour donner la possibilité aux différents utilisateurs d'un réseau de coopérer et de négocier entre eux un partage des ressources du canal ASM et de résoudre ainsi le problème d'accès multiple de façon décentralisée où chaque agent de réseau adapte ces paramètres de transmission de façon intelligente et autonome. L'ambition est de rendre les réseaux ASM auto-adaptatifs et capables de s'organiser en fonction de l'environnement acoustique dans lequel ils évoluent, caractéristique identifiée comme un défi majeur pour le développement des futurs systèmes de communications ASM [196]. Sur cet axe précis, en collaboration avec A. Pottier de l'équipe SEACom nous avons obtenu une bourse de thèse en cotutelle internationale octroyée par l'ISEN Brest Yncréa Ouest dont le sujet s'intitule *Self-organized underwater acoustic communications networks*. Cette thèse, qui devrait commencer en 2021 quand l'accord de cotutelle sera finalisé, aura pour objectif de traiter les différentes questions soulevées par la coopération et l'apprentissage multi-agent dans un contexte de communication ASM en réseau, en se servant à la fois de la théorie des jeux [114], de l'apprentissage automatique et enfin de la théorie de l'information. Une application concrète de cette thèse serait le développement d'objets connectés sous l'eau, en anglais *Internet of Underwater Things (IoUT)*, domaine qui n'en est encore qu'à ses balbutiements. Toutes ces approches demandent bien entendu à être expérimentées en mer, et le projet CPER IROMI de bouées instrumentées en mer d'Iroise prévu pour être fonctionnel à partir de fin 2020 nous donnera l'opportunité de tester rapidement et simplement tous ces nouveaux algorithmes en conditions réelles.

2.2 Communication et positionnement acoustiques simultanés en milieu sous-marin

De par la physique du milieu, l'onde acoustique est le vecteur qui se propage le mieux en milieu sous-marin en termes de distance et d'énergie consommée à l'émission. Comme nous l'avons vu précédemment, les ondes acoustiques sont utilisées à la fois pour communiquer mais également pour se positionner ou pour localiser une cible. Les techniques de communication et de positionnement sont en réalité assez voisines : en communication, on estime le canal de propagation pour décoder le signal émis et en positionnement/localisation, on se sert de la connaissance du signal émis pour estimer le milieu de propagation et connaître une position. Coupler ces deux fonctionnalités présenteraient de nombreux intérêts. Un intérêt tout d'abord opérationnel : un système au lieu de deux. Ensuite un intérêt énergétique, en effet une seule onde est émise pour communiquer et se localiser. Enfin l'information de Doppler très souvent estimée en communication lors du procédé de démodulation peut servir à estimer la vitesse relative du récepteur vis-à-vis de l'émetteur et être utilisée comme donnée d'entrée de l'algorithme de positionnement permettant ainsi de s'affranchir d'un vélocimètre Doppler, *Doppler Velocity Log (DVL)* en anglais, très couteux et encombrant.

Des premiers résultats issus de simulations que nous avons présentés dans [197] montrent que l'utilisation de l'information de Doppler estimée par un décodeur de

communications **ASM** peut sensiblement réduire l'erreur de positionnement d'un **AUV** lorsque la seule information extéroceptive est une mesure de distance avec un amer comme on peut le voir sur la Figure IV.1. Toutefois il reste à intégrer des algorithmes de positionnement à un modem de communication acoustique sous-marin et à effectuer des tests en conditions réelles. Par ailleurs l'approche multivoies développée dans nos modems de communications acoustiques sous-marins pourrait servir à estimer la direction d'arrivée de l'onde et améliorer la précision du positionnement tel un système **USBL**. Afin de développer cet axe de recherche nous avons monté un projet de thèse en lien avec le laboratoire commun WAVES et l'entreprise Thales DMS dont le sujet s'intitule "*Positionnement et navigation de drones sous-marins par utilisation d'information et de communication*". Le doctorant recruté est Raphaël Garin et le début de la thèse est programmé au 5/10/2020.

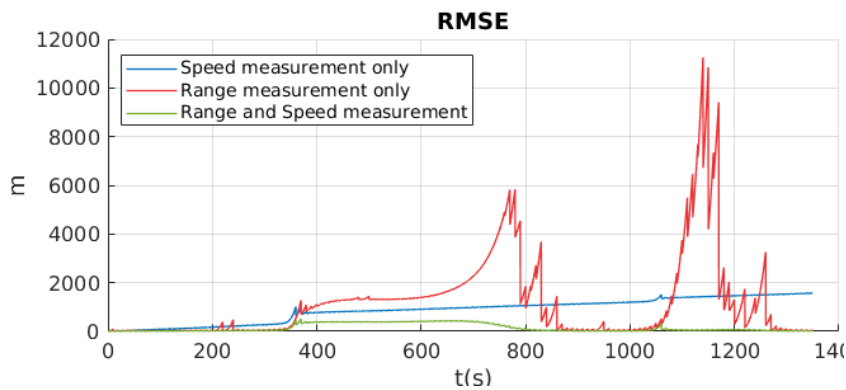


FIGURE IV.1 – Dispersion de l'erreur de positionnement (**RMSE**) d'un **AUV** communiquant avec une balise de référence et naviguant suivant une trajectoire en lemniscate autour de cette balise [197].

2.3 Communications optiques

Si le vecteur acoustique est largement utilisé en milieu sous-marin, il présente néanmoins de nombreuses limitations notamment le débit maximum (40 kbits \times km) et le délai de transmission (1500 m/s). Les communications optiques en milieu sous-marin ont montré leur efficacité pour des courtes distances (<100m) et en milieu peu turbide (grande profondeur par exemple). Comparativement aux ondes acoustiques, la bande passante des ondes optiques est beaucoup plus large permettant des débits jusqu'à quelques Gigabits et la vitesse de propagation des ondes beaucoup plus importante (300 000 000 m/s). Dans cette thématique, un premier axe de recherche envisagé est l'utilisation de relais mobiles tels que des **AUVs** communiquant par voie optique pour le transfert de volumes importants de données (plusieurs dizaines de Gigabits) sur une portée importante (10 à 100 km) dans le cas où une liaison directe est impossible, parce que la portée du moyen de communication est trop faible, ou bien parce que le débit

que l'on peut obtenir à cette portée est trop faible en regard du volume de données à transmettre. Ce procédé appelé *data muling* [198], peut se révéler particulièrement intéressant en environnement sous-marin vis-à-vis d'une liaison acoustique qui a un débit très limité, une latence importante et un encombrement d'autant plus grand que la distance de transmission augmente. Un domaine d'application envisageable en particulier est celui de la guerre des mines, où la transmission d'un volume important de données sonar à très haute résolution est idéalement désirable en flux continu et avec une latence minimale, le but visé étant de mettre en parallèle l'analyse des données par les opérateurs, avec la mission du véhicule porteur de sonar, sans attendre le retour du moyen sonar à terre. Sur cet axe de recherche, nous avons monté grâce au dispositif ARED un projet de thèse en codirection avec Luc Jaulin de l'ENSTA, l'ISEN et Thales DMS via la chaire TRANSNUM portée par Andreas Arnold. Cette thèse, dont le doctorant est Nathan Fourniol, va commencer en Octobre 2020 avec pour objectif la communication à longue distance par le procédé de *data muling* au moyen de plusieurs AUV comme relais mobile. Ces relais réaliseront une trajectoire en va-et-vient pour se passer les données de proche en proche, chaque relais étant mis à poste sur une trajectoire fermée garantissant un passage sur un point de rendez-vous avec le relais suivant, enfin les différents relais seront munis de moyens de communication optique à courte portée, donc furtifs et économes en énergie comme le montre la Figure IV.2. L'un des enjeux de la thèse sera le mécanisme de rendez-vous en temps et en espace entre les différents relais, lequel mécanisme pourra faire appel aux techniques de calcul par intervalle [199] garantissant la tenue des objectifs de précision de positionnement spatio-temporel afin de d'assurer la réussite de la mission.

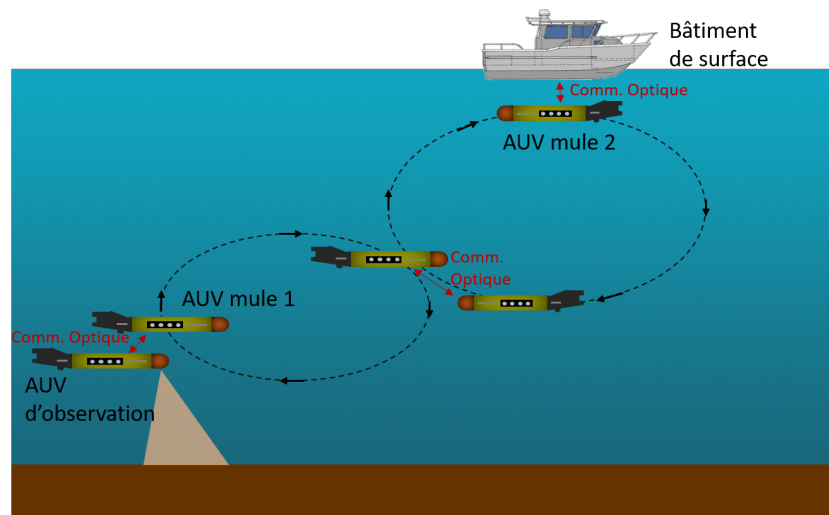


FIGURE IV.2 – Communication à longue distance de volumes importants de données par le procédé de *data muling*.

Un deuxième axe de recherche est le développement d'un modem hybride opto-acoustique passant de façon intelligente du mode de communication optique au mode

de communication acoustique et vice versa. Nous proposons d'utiliser des algorithmes d'apprentissage renforcé (comme le *Q-learning* [200] ou ses variantes) pour sélectionner intelligemment le mode de transmission (optique, acoustique ou les deux) en fonction de la qualité perçue du canal de propagation. Pour développer cet axe de recherche, nous avons proposé ce modem hybride dans le projet dénommé **UNderwater robotics with multi-moDal communIcation and Network-Aided positioning system (UNDINA)** soumis à l'appel à projet MarTERA 2020 en avril 2020. Ce projet, porté par le centre de recherche NORCE (Norvège), réunis 3 autres centres de recherche NTNU (Norvège), IFREMER (France) et le L@bISEN Yncréa Ouest ainsi que 4 entreprises Fathom Robotics AS (Norvège), Evologics (Allemagne), Notilo-plus (France) et enfin le centre d'essais en mer CELADON (France). Avec un budget de 2 M€ (donc 136 k€ pour le laboratoire L@bISEN Yncréa Ouest) sur une durée de 3 ans, le projet **UNDINA** a pour ambition de développer des solutions de connectivité et de positionnement en milieu sous-marin pour les plateformes mobiles opérant sur plusieurs modes (acoustique, optique et inductif) avec pour application le déploiement des réseaux **UWSN** en grand fond (ou difficile d'accès), pour lequel un **AUV** viendrait décharger les données, inspecter, contrôler ou recharger les batteries des différents nœuds d'un **UWSN**, telles que des stations benthiques comme le montre la Figure IV.3. Le projet **UNDINA** a passé avec succès la première phase de sélection (50% des projets sélectionnés), la réponse finale est attendue pour Décembre 2020.

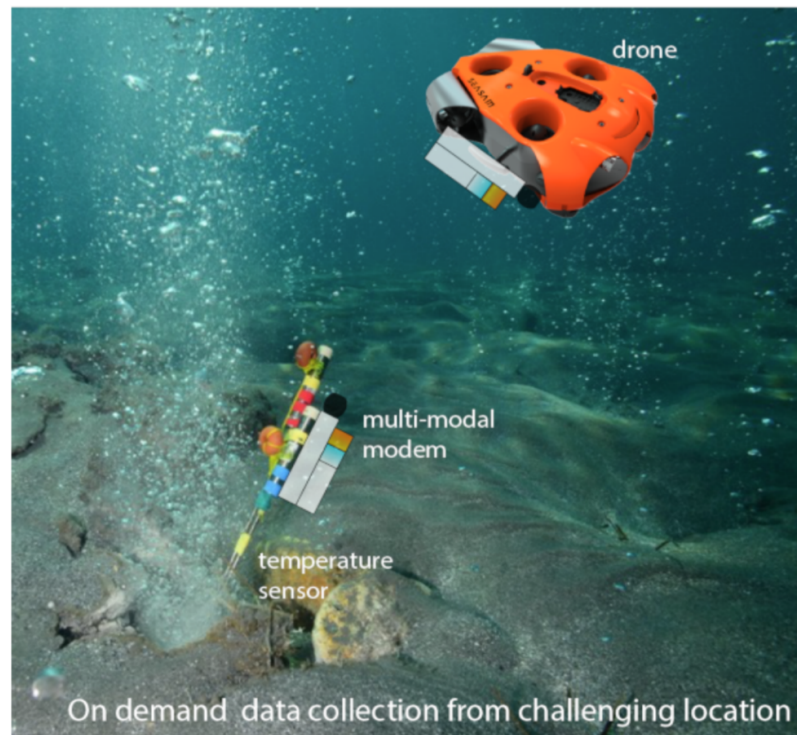


FIGURE IV.3 – Projet [UNDINA](#) soumis à l'appel à projet MarTERA 2020, ©NORCE.

Résumé

Le monde sous-marin reste, encore de nos jours, un espace largement inexploré. Ceci s'explique à la fois par son immensité mais également par le fait que les vecteurs de communication et d'observation conventionnels, à savoir les ondes radios et optiques, sont très rapidement absorbées par l'eau et ne se propagent ainsi que sur des courtes distances. A l'inverse, les ondes acoustiques ont pour propriété de se propager sur de relativement longues distances et sont donc privilégiées pour les systèmes de communication, de positionnement, de pistage ou de détection. Néanmoins les ondes acoustiques subissent dans l'eau un certain nombre de phénomènes néfastes à la communication rendant le canal de transmission Acoustique Sous-Marin (ASM) particulièrement hostile pour tout système de communication ou de positionnement. Néanmoins les technologies marines et plus particulièrement sous-marines revêtent un intérêt sans cesse croissant du fait des nombreuses applications qui en découlent que se ce soit dans le champ économique (pêche, prospection pétrolière,...), militaire (sécurisation de zones, guerre des mines,...) ou bien scientifique (sismique, surveillance de l'environnement,...). Durant cette dernière décennie, les réseaux acoustiques ont commencé à se démocratiser sous la forme de réseaux de capteurs sans fils ou de meutes de drones, autant de systèmes nécessitant de transmettre de plus en plus de débit et de façon simultanée depuis ou vers plusieurs nœuds d'un même réseau. La réduction de l'impact environnemental et la réduction des coûts opérationnels ont aussi guidé le déploiement de réseaux de capteurs avec des nœuds plus petits, plus simples à déployer, contenant de l'électronique bon marché et intégrant des fonctionnalités de communications mais également de positionnement et de navigation.

De façon générale, nos travaux de recherche ont pour objectif d'optimiser l'efficacité spectrale des communications ASM dans un contexte de réseaux sans fils et d'intégrer la liaison de communication ASM dans des systèmes de positionnement, de localisation et plus largement de robotique marine. Le manuscrit des travaux de HDR comprend deux parties administrative et technique. La première est un bilan synthétique de mon parcours puis des activités d'enseignement et de recherche. La seconde reprend les contributions scientifiques regroupées en trois chapitres reprenant les principales thématiques de recherche développées durant ces 10 dernières années au travers d'encadrements de thèse ou de projets collaboratifs. Le premier chapitre traite de l'apport des techniques Multiple-Input Multiple Output (MIMO) pour les communications ASM avec le développement d'un modem acoustique MIMO ainsi que l'étude du débit atteignable, nous y démontrons que la gain escompté par le MIMO en ASM est moindre qu'en communication radio mais reste non négligeable dans le contexte des communications ASM. Dans le chapitre II nous abordons la problématique de communications multi-utilisateurs en milieu sous-marin en montrant que par le biais de nouvelles formes d'ondes orthogonales basées sur les signaux *chirp* ou en généralisant la technique MIMO au cas multi-utilisateur, des gains substantielles peuvent être obtenus comparativement à une approche conventionnelle de type Time Division Multiple Access (TDMA). Dans le chapitre III nous nous

intéressons à l'intégration des communications ASM dans les problématiques de réseaux sous-marins sans fils et notamment de positionnement. Nous y montrons l'intérêt d'utiliser la communication ASM à la fois pour synchroniser les nœuds d'un réseau mais également pour suivre des cibles sous-marines en se passant de capteurs onéreux ou encombrants. Enfin nous montrons la nécessité d'intégrer les limites de communication au sein des algorithmes de pistage de source dans le cadre de la robotique marine en essaim. Enfin, une synthèse de l'ensemble de ces recherches est présentée en fin du manuscrit, accompagnée des aspects prospectifs de ces travaux à court et moyen terme.

Bibliographie

- [1] Xavier Lurton. *Acoustique Sous-Marine*. Ifremer, December 2004. [27](#), [34](#), [35](#), [138](#)
- [2] Joaquin Del-Rio, Marc Nogueras, Daniel Mihai Toma, Enoc Martínez, Carola Artero-Delgado, Ikram Bghiel, Marc Martinez, Javier Cadena, Albert Garcia-Benadi, David Sarria, Jacopo Aguzzi, Ivan Masmitja, Matias Carandell, Joaquim Olive, Spartacus Gomariz, Pep Santamaria, and Antoni Mànuel Làzaro. Obsea: A Decadal Balance for a Cabled Observatory Deployment. *IEEE Access*, 8:33163–33177, 2020. [27](#), [88](#), [89](#)
- [3] C. R. Barnes, M. M. R. Best, B. D. Bornhold, S. K. Juniper, B. Pirenne, and P. Phibbs. The NEPTUNE Project - a cabled ocean observatory in the NE Pacific: Overview, challenges and scientific objectives for the installation and operation of Stage I in Canadian waters. In *2007 Symposium on Underwater Technology and Workshop on Scientific Use of Submarine Cables and Related Technologies*, pages 308–313, April 2007. [27](#)
- [4] Mohammad Furqan Ali, Dushantha Nalin K. Jayakody, Yury Alexandrovich Chursin, Soféine Affes, and Sonkin Dmitry. Recent Advances and Future Directions on Underwater Wireless Communications. *Archives of Computational Methods in Engineering*, August 2019. [27](#)
- [5] X. Che, I. Wells, G. Dickers, P. Kear, and X. Gong. Re-evaluation of RF electromagnetic communication in underwater sensor networks. *IEEE Communications Magazine*, 48(12):143–151, December 2010. [28](#)
- [6] Jaime Lloret, Sandra Sendra, Miguel Ardid, and Joel J. P. C. Rodrigues. Underwater Wireless Sensor Communications in the 2.4 GHz ISM Frequency Band. *Sensors (Basel, Switzerland)*, 12(4):4237–4264, March 2012. [28](#)
- [7] Frank Hanson and Stojan Radic. High bandwidth underwater optical communication. *Applied Optics*, 47(2):277–283, January 2008. [28](#)
- [8] H. Kaushal and G. Kaddoum. Underwater Optical Wireless Communication. *IEEE Access*, 4:1518–1547, 2016. [28](#)
- [9] D. B. Kilfoyle and A. B. Baggeroer. The state of the art in underwater acoustic telemetry. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 25(1):4–27, January 2000. [28](#)
- [10] Milica Stojanovic. Acoustic (Underwater) Communications. In *Wiley Encyclopedia of Telecommunications*. John Wiley & Sons, Inc., 2003. [28](#)
- [11] Mandar Chitre, Shiraz Shahabudeen, and Milica Stojanovic. Underwater Acoustic Communications and Networking: Recent Advances and Future Challenges. *Marine Technology Society Journal*, 42(1):103–116, March 2008. [28](#), [29](#)
- [12] Tommaso Melodia, Hovannes Kulhandjian, Li-Chung Kuo, and Emre Can Demircan. Advances in Underwater Acoustic Networking. In Stefano Basagni, rco Conti, Silvia Giordano, and Ivan Stojmenovic, editors, *Mobile Ad Hoc Networking*, pages 804–852. John Wiley & Sons, Inc., 2013. [28](#), [58](#), [59](#)

- [13] A. Quazi and W. Konrad. Underwater acoustic communications. *IEEE Communications Magazine*, 20(2):24–30, March 1982. 29
- [14] G. Mackelburg, S. Watson, and A. Gordon. Benthic 4800 BITS/S Acoustic Telemetry. In *OCEANS 81*, pages 72–72, September 1981. 30, 138
- [15] B. Leduc and G. Ayela. TIVA a self contained image/data acoustic transmission system for underwater application. *Journal de Physique Colloques*, 51(C2):C2–655–C2–658, 1990. 30, 138
- [16] M. Stojanovic, J. A. Catipovic, and J. G. Proakis. Phase-coherent digital communications for underwater acoustic channels. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 19(1):100–111, January 1994. 30, 138
- [17] A. Goalic, J. Labat, J. Trubuil, S. Saoudi, and D. Rioualen. Toward a digital acoustic underwater phone. In *Proceedings of OCEANS'94*, volume 3, pages III/489–III/494 vol.3, September 1994. 30, 138
- [18] L. Freitag, M. Grund, S. Singh, S. Smith, R. Christenson, L. Marquis, and J. Catipovic. A bidirectional coherent acoustic communication system for underwater vehicles. In *IEEE Oceanic Engineering Society. OCEANS'98. Conference Proceedings (Cat. No.98CH36259)*, volume 1, pages 482–486 vol.1, September 1998. 30, 138
- [19] Konstantin G. Kebkal and Rudolf Bannasch. Sweep-spread carrier for underwater communication over acoustic channels with strong multipath propagation. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 112(5 Pt 1):2043–2052, November 2002. 30, 63, 138
- [20] G. F. Edelmann, H. C. Song, S. Kim, W. S. Hodgkiss, W. A. Kuperman, and T. Akal. Underwater acoustic communications using time reversal. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 30(4):852–864, October 2005. 30, 138
- [21] Y. R. Zheng, C. Xiao, T. C. Yang, and W. Yang. Frequency-Domain Channel Estimation and Equalization for Single Carrier Underwater Acoustic Communications. In *OCEANS 2007*, pages 1–6, September 2007. 30, 138
- [22] J. Gomes, A. Silva, and S. Jesus. Joint Passive Time Reversal and Multichannel Equalization for Underwater Communications. In *OCEANS 2006*, pages 1–6, September 2006. 30, 138
- [23] B. Li, S. Zhou, M. Stojanovic, L. Freitag, and P. Willett. Multicarrier Communication Over Underwater Acoustic Channels With Nonuniform Doppler Shifts. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 33(2):198–209, April 2008. 30, 87, 138
- [24] P. J. Beaujean. A performance study of the high-speed, high-frequency acoustic uplink of the HERMES underwater acoustic modem. In *OCEANS 2009-EUROPE*, pages 1–6, May 2009. 30, 138
- [25] B. Li, J. Huang, S. Zhou, K. Ball, M. Stojanovic, L. Freitag, and P. Willett. MIMO-OFDM for High-Rate Underwater Acoustic Communications. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 34(4):634–644, October 2009. 30, 37, 138

- [26] J. Tao, Y. R. Zheng, and C. Xiao. Turbo detection for mobile MIMO underwater acoustic communications. In *OCEANS'10 IEEE SYDNEY*, pages 1–5, May 2010. 30, 138
- [27] H. Ochi, Y. Watanabe, T. Shimura, and T. Hattori. The acoustic communication experiment at 1,600 m depth using QPSK and 8PSK. In *OCEANS 2010 MTS/IEEE SEATTLE*, pages 1–5, September 2010. 30, 138
- [28] C. P. Shah, C. C. Tsimenidis, B. S. Sharif, and J. A. Neasham. Low-Complexity Iterative Receiver Structure for Time-Varying Frequency-Selective Shallow Underwater Acoustic Channels Using BICM-ID: Design and Experimental Results. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 36(3):406–421, July 2011. 30, 138
- [29] B. Geller, V. Capellano, and G. Jourdain. Equalizer for real time high rate transmission in underwater communications. In *1995 International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, volume 5, pages 3179–3182 vol.5, May 1995. 30, 138
- [30] C. Miller and C. Bohman. An experiment in high rate underwater telemetry. In *Ocean 72 - IEEE International Conference on Engineering in the Ocean Environment*, pages 34–38, September 1972. 30, 138
- [31] J. Catipovic, A. Baggeroer, K. Von Der Heydt, and D. Koelsch. Design and performance analysis of a Digital Acoustic Telemetry System for the short range underwater channel. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 9(4):242–252, October 1984. 30, 138
- [32] L. E. Freitag, J. S. Merriam, D. E. Frye, and J. A. Catipovic. A Long-term Deep-water Acoustic Telemetry Experiment. In *OCEANS 91 Proceedings*, volume 1, pages 254–260, October 1991. 30, 138
- [33] K. F. Scussel, J. A. Rice, and S. Merriam. A new MFSK acoustic modem for operation in adverse underwater channels. In *Oceans '97. MTS/IEEE Conference Proceedings*, volume 1, pages 247–254 vol.1, October 1997. 30, 138
- [34] Ian F. Akyildiz, Dario Pompili, and Tommaso Melodia. Underwater acoustic sensor networks: Research challenges. *Ad Hoc Networks*, 3(3):257–279, May 2005. 29
- [35] Milica Stojanovic and Pierre-Philippe J. Beaujean. Acoustic Communication. In Manhar R. Dhanak and Nikolaos I. Xiros, editors, *Springer Handbook of Ocean Engineering*, pages 359–386. Springer International Publishing, 2016. 32, 33, 36
- [36] P. Qarabaqi and M. Stojanovic. Statistical Characterization and Computationally Efficient Modeling of a Class of Underwater Acoustic Communication Channels. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 38(4):701–717, October 2013. 32, 33, 34, 36, 47, 50, 67
- [37] Gerald Matz and Franz Hlawatsch. Chapter 1 - Fundamentals of Time-Varying Communication Channels. In *Wireless Communications Over Rapidly Time-Varying Channels*, pages 1–63. Academic Press, Oxford, 2011. 33
- [38] Paul van Walree. Channel sounding for acoustic communications: Techniques and shallow-water examples. *Norwegian Defence Research Establishment (FFI), Tech. Rep. FFI-rapport*, 7, 2011. 33

- [39] L. M. Brekhovskikh and Yu P. Lysanov. *Fundamentals of Ocean Acoustics*. Modern Acoustics and Signal Processing. Springer-Verlag, New York, third edition, 2003. 33, 34
- [40] Y. M. Aval, S. K. Wilson, and M. Stojanovic. On the Achievable Rate of a Class of Acoustic Channels and Practical Power Allocation Strategies for OFDM Systems. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 40(4):785–795, October 2015. 34, 45, 64, 109
- [41] P. A. van Walree, T. Jenserud, and M. Smedsrud. A Discrete-Time Channel Simulator Driven by Measured Scattering Functions. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 26(9):1628–1637, December 2008. 34
- [42] F. X. Socheleau, C. Laot, and J. M. Passerieux. A maximum entropy framework for statistical modeling of underwater acoustic communication channels. In *OCEANS 2010 IEEE - Sydney*, pages 1–7, May 2010. 34
- [43] A. Radosevic, D. Fertoni, T. Duman, J. Proakis, and M. Stojanovic. Capacity of MIMO Systems in Shallow Water Acoustic Channels. In *In Proc. 43rd Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, November 2009. 34, 37
- [44] Emre Telatar. Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels. *European transactions on telecommunications*, 10(6):585–595, 1999. 36, 45, 47
- [45] A. J. Paulraj, D. A. Gore, R. U. Nabar, and H. Bolcskei. An overview of MIMO communications - a key to gigabit wireless. *Proceedings of the IEEE*, 92(2):198–218, February 2004. 37
- [46] D. Tse and P. Viswanath. *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press, 2005. 37, 42, 45, 47, 73
- [47] S. Roy, T. Duman, L. Ghazikhanian, V. McDonald, J. Proakis, and J. Zeidler. Enhanced underwater acoustic communication performance using space-time coding and processing. In *Oceans '04 MTS/IEEE Techno-Ocean '04 (IEEE Cat. No. 04CH37600)*, volume 1, pages 26–33 Vol.1, November 2004. 37
- [48] D. B. Kilfoyle, J. C. Preisig, and A. B. Baggeroer. Spatial modulation experiments in the underwater acoustic channel. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 30(2):406–415, April 2005. 37
- [49] P. J. Bouvet and A. LouSSERT. Capacity analysis of underwater acoustic MIMO communications. In *OCEANS 2010 IEEE - Sydney*, pages 1–8, May 2010. 37, 47, 51
- [50] Y. R. Zheng, J. Wu, and C. Xiao. Turbo equalization for single-carrier underwater acoustic communications. *IEEE Communications Magazine*, 53(11):79–87, November 2015. 37
- [51] Z. Yang and Y. R. Zheng. Iterative Channel Estimation and Turbo Equalization for Multiple-Input Multiple-Output Underwater Acoustic Communications. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 41(1):232–242, January 2016. 37, 59

-
- [52] J. Tao, J. Wu, Y. R. Zheng, and C. Xiao. Enhanced MIMO LMMSE Turbo Equalization: Algorithm, Simulations, and Undersea Experimental Results. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 59(8):3813–3823, August 2011. 37, 38, 45
- [53] R F Ormondroyd. A Robust Underwater Acoustic Communication System using OFDM-MIMO. In *OCEANS 2007 - Europe*, pages 1–6, June 2007. 37
- [54] Hai Yan, Shengli Zhou, Zhijie Shi, Jun-Hong Cui, Lei Wan, Jie Huang, and Hao Zhou. DSP implementation of SISO and MIMO OFDM acoustic modems. In *OCEANS'10 IEEE SYDNEY*, pages 1–6, May 2010. 37
- [55] Jie Huang, Jianzhong Huang, ChristianR Berger, Shengli Zhou, and Peter Willett. Iterative Sparse Channel Estimation and Decoding for Underwater MIMO-OFDM. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2010(1):460379, 2010. 37
- [56] Jianzhong Huang, Shengli Zhou, Jie Huang, Christian R. Berger, and Peter Willett. Progressive Inter-Carrier Interference Equalization for OFDM Transmission Over Time-Varying Underwater Acoustic Channels. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 5(8):1524–1536, December 2011. 37
- [57] Jian Zhang and Yahong Rosa Zheng. Bandwidth-efficient MIMO underwater acoustic communications with frequency-domain equalization. In *OCEANS'10 IEEE SYDNEY*, pages 1–5, May 2010. 37
- [58] Samar Kaddouri. *Estimation Du Canal Acoustique Sous-Marin Utilisant Plusieurs Sources et Plusieurs Récepteurs Large-Bandes Dans Un Environnement Petit Fond et à Très Haut Débit*. PhD thesis, UBO (Université de Bretagne Occidentale),, December 2014. 37
- [59] A. M. Tonello. Space-time bit-interleaved coded modulation over frequency selective fading channels with iterative decoding. In *IEEE Global Telecommunications Conference, 2000. GLOBECOM '00*, volume 3, pages 1616–1620 vol.3, 2000. 38
- [60] Pierre-Jean Bouvet, Yves Auffret, Alain Loussert, Philippe Tessot, Guy Janvresse, and Raphael Bourdon. MIMO underwater acoustic channel characterization based on a remotely operated experimental platform. In *IEEE OCEANS'14*, pages 1–6, Taipei, Taiwan, April 2014. IEEE. 38
- [61] P.-J. Bouvet, A. Loussert, and Y. Auffret. Projet MA-MIMO - Rapport du lot 5 : Bilan communications ASM. Technical report, ISEN Brest - Yncréa Ouest, 2016. 39, 42, 43, 51, 138
- [62] Lei Wan, Zhaohui Wang, Shengli Zhou, T. C. Yang, and Zhijie Shi. Performance Comparison of Doppler Scale Estimation Methods for Underwater Acoustic OFDM. *Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2012:e703243, May 2012. 39
- [63] P. J. Bouvet, Y. Auffret, D. Munck, A. Pottier, G. Janvresse, Y. Eustache, P. Tessot, and R. Bourdon. Experimentation of MIMO underwater acoustic communication in shallow water channel. In *OCEANS 2017 - Aberdeen*, pages 1–6, June 2017. 39, 40, 44, 45, 51, 87, 138

- [64] Raphael Le Bidan. *Turbo-Equalization for Bandwidth-Efficient Digital Communications over Frequency-Selective Channels*. PhD Thesis, INSA de Rennes, November 2003. 39
- [65] C. Laot, R. Le Bidan, and D. Leroux. Low-complexity MMSE turbo equalization: A possible solution for EDGE. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 4(3):965–974, May 2005. 39
- [66] Pierre-Jean Bouvet. *Récepteurs Itératifs Pour Systèmes Multi-Antennes*. These de doctorat, Rennes, INSA, January 2005. 39
- [67] Pierre-Jean Bouvet and Maryline Hélar. Optimal space-time coding under iterative processing. *Annals of telecommunications*, 69(3-4):229–238, April 2014. 39
- [68] P.-J. Bouvet, A. Loussert, and Y. Auffret. Projet MA-MIMO - Rapport du lot 4 : Traitements MIMO. Technical report, ISEN Brest - Yncréa Ouest, 2015. 40, 51, 138
- [69] N. Al-Dhahir and A.H. Sayed. The finite-length multi-input multi-output MMSE-DFE. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 48(10):2921–2936, October 2000. 41
- [70] C. Berrou, P. Adde, E. Angui, and S. Faudeil. A low complexity soft-output Viterbi decoder architecture. In *Proceedings of ICC '93 - IEEE International Conference on Communications*, volume 2, pages 737–740 vol.2, May 1993. 41
- [71] John G. Proakis and Masoud Salehi. *Digital Communications 5ed*. McGraw-Hill, Boston, Mass., 5th edition edition, 2008. 43, 65
- [72] Z. Chen, J. Wang, and Y. R. Zheng. Frequency-Domain Turbo Equalization With Iterative Channel Estimation for MIMO Underwater Acoustic Communications. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, PP(99):1–11, 2016. 45
- [73] Taesang Yoo and A. Goldsmith. Capacity and power allocation for fading MIMO channels with channel estimation error. *IEEE Transactions on Information Theory*, 52(5):2203–2214, May 2006. 45
- [74] P. Bouvet and Y. Auffret. On the Achievable Rate of Multiple-Input–Multiple-Output Underwater Acoustic Communications. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, pages 1–12, 2019. 45, 46, 47, 48, 49, 51, 138
- [75] S. Kaddouri, P. P. J. Beaujean, P. J. Bouvet, and G. Real. Least Square and Trended Doppler Estimation in Fading Channel for High-Frequency Underwater Acoustic Communications. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 39(1):179–188, January 2014. 45, 51
- [76] Gaultier Real, Pierre-Philippe Beaujean, and Pierre-Jean Bouvet. MIMO Underwater Acoustic Communications in Ports and Shallow Waters at Very High Frequency. *Journal of Sensor and Actuator Networks*, 2(4):700–716, October 2013. 51
- [77] S. Kaddouri, P. P. Beaujean, and P. J. Bouvet. High-frequency acoustic estimation of time-varying underwater sparse channels using multiple sources and receivers operated simultaneously. *IEEE Access*, PP(99):1–1, 2018. 51

-
- [78] Pierre-Jean Bouvet and Alain LouSSERT. MIMO Underwater acoustic communications over shallow water channel. In *Sea Tech Week Conference / OCOSS 2010*, Brest, France, October 2010. 51
- [79] G. Real, P. P. Beaujean, and P. J. Bouvet. A channel model and estimation technique for MIMO underwater acoustic communications in ports and very shallow waters at very high frequencies. In *OCEANS'11 MTS/IEEE KONA*, pages 1–9, September 2011. 51
- [80] Gaultier Real, Pierre-Philippe Beaujean, and Pierre-Jean Bouvet. MIMO Underwater Acoustic Communications in Ports and Shallow Waters at Very High Frequency. In *Underwater Communications Conference (UComms)*, Sestri Levante, Italia, September 2012. 51
- [81] Samar Kaddouri, Pierre-Philippe Beaujean, and Pierre-Jean Bouvet. Doppler estimation in fading channel for high frequency underwater acoustic communication. In *Underwater Communications Conference (UComms)*, Sestri Levante, Italia, September 2012. 51
- [82] Samar Kaddouri, Pierre-Jean Bouvet, and Pierre-Philippe Beaujean. Sparse Channel Estimation for Time-Varying MIMO Underwater Acoustic Channels at Very-High Frequencies. In *Proceedings of the International Conference on Underwater Networks & Systems, WUWNET '14*, pages 35:1–35:2, Rome, Italy, November 2014. ACM. 51
- [83] Pierre-Jean Bouvet and Alain LouSSERT. étude expérimentale des techniques MIMO pour les communications acoustiques sous-marines. In *Colloque GRETSI'13*, Brest, France, October 2013. 51
- [84] Pierre-Jean Bouvet. Communications ASM MIMO : Problématiques et perspectives, April 2014. 51
- [85] P. J. Bouvet and A. LouSSERT. An analysis of MIMO-OFDM for shallow water acoustic communications. In *OCEANS'11 MTS/IEEE KONA*, pages 1–5, September 2011. 51
- [86] P.-J. Bouvet, A. LouSSERT, and Y. Auffret. Projet MA-MIMO - Rapport du lot 1 (Études préliminaires) : Etat de l'art des techniques de communications sous-marines. Technical report, ISEN Brest - Yncréa Ouest, 2013. 51
- [87] P.-J. Bouvet, A. LouSSERT, and Y. Auffret. Projet MA-MIMO - Rapport du lot 2 (Étude acoustique) : Caractérisation du canal acoustique MIMO. Technical report, ISEN Brest - Yncréa Ouest, 2014. 51
- [88] E.M. Sozer, M. Stojanovic, and J.G. Proakis. Underwater acoustic networks. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 25(1):72–83, January 2000. 52
- [89] Erdal Cayirci, Hakan Tezcan, Yasar Dogan, and Vedat Coskun. Wireless sensor networks for underwater surveillance systems. *Ad Hoc Networks*, 4(4):431–446, July 2006. 52
- [90] J.G. Proakis, E.M. Sozer, J.A. Rice, and M. Stojanovic. Shallow water acoustic networks. *IEEE Communications Magazine*, 39(11):114–119, November 2001. 52

- [91] Ian F. Akyildiz, Dario Pompili, and Tommaso Melodia. State-of-the-art in protocol research for underwater acoustic sensor networks. In *Proceedings of the 1st ACM International Workshop on Underwater Networks*, WUWNet '06, pages 7–16, Los Angeles, CA, USA, September 2006. Association for Computing Machinery. 52
- [92] P.-J. Bouvet, Philippe Forjonel, Jean-Benoit Pierrot, and Yves Auffret. Projet MIMO4AUV - Rapport du lot 1 : Etat de l'art des communications acoustiques sous-marines multi-utilisateurs. Technical report, ISEN Brest - Yncréa Ouest, November 2018. 54, 55, 81, 139
- [93] Paul Van Walree, François-Xavier Socheleau, Roald Otnes, and Tron Jenserud. The Watermark Benchmark for Underwater Acoustic Modulation Schemes. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 42(4):1007–1018, October 2017. 54, 56
- [94] Christophe Bernard. *Communications multipoints pour les réseaux acoustiques sous-marins*. PhD thesis, UBO (Université de Bretagne Occidentale), October 2020. 57, 81, 139
- [95] Roald Otnes, Alfred Asterjadhi, Paolo Casari, Michael Goetz, Thor Husøy, Ivor Nissen, Knut Rimstad, Paul van Walree, and Michele Zorzi. *Underwater Acoustic Networking Techniques*. SpringerBriefs in Electrical and Computer Engineering. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2012. 58
- [96] Vinay Kumar Trivedi and Preetam Kumar. Carrier Interferometry Coded Single Carrier FDMA (CI/SC-FDMA) for Next Generation Underwater Acoustic Communication. *Wireless Personal Communications*, 95(4):4747–4762, August 2017. 59
- [97] M. Rahmati and D. Pompili. Interference Cancellation in Multiuser Acoustic Underwater Networks Using Probabilistic SDMA. In *2015 IEEE 12th International Conference on Mobile Ad Hoc and Sensor Systems*, pages 307–315, October 2015. 60
- [98] Cheng En, Lin Xiaoyang, and Yuan Fei. Multiuser underwater acoustic communication based on multicarrier-multiple chirp rate shift keying. pages 1–5. IEEE, April 2014. 60
- [99] Fei Yuan, Qian Wei, and En Cheng. Multiuser chirp modulation for underwater acoustic channel based on VTRM. *International Journal of Naval Architecture and Ocean Engineering*, October 2016. 60
- [100] David Gesbert, Marios Kountouris, Robert W. Heath, Chan-byoung Chae, and Thomas Sälzer. From Single user to Multiuser Communications: Shifting the MIMO paradigm. In *IEEE Sig. Proc. Magazine*, 2007. 60
- [101] J. Huang, S. Zhou, and Z. Wang. Performance Results of Two Iterative Receivers for Distributed MIMO OFDM With Large Doppler Deviations. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 38(2):347–357, April 2013. 60
- [102] K. Tu, T. M. Duman, J. G. Proakis, and M. Stojanovic. Cooperative MIMO-OFDM communications: Receiver design for Doppler-distorted underwater acoustic channels. In *2010 Conference Record of the Forty Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pages 1335–1339, November 2010. 60

-
- [103] Z. Wang, S. Zhou, J. Catipovic, and P. Willett. Asynchronous Multiuser Reception for OFDM in Underwater Acoustic Communications. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 12(3):1050–1061, March 2013. 60
- [104] S. E. Cho, H. C. Song, and W. S. Hodgkiss. Multiuser acoustic communications with mobile users. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 133(2):880–890, February 2013. 60
- [105] T. C. Yang. Spatially Multiplexed CDMA Multiuser Underwater Acoustic Communications. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 41(1):217–231, January 2016. 60
- [106] N. Abramson. Development of the ALOHANET. *IEEE Transactions on Information Theory*, 31(2):119–123, March 1985. 61
- [107] N. Chirdchoo, W. S. Soh, and K. C. Chua. Aloha-Based MAC Protocols with Collision Avoidance for Underwater Acoustic Networks. In *IEEE INFOCOM 2007 - 26th IEEE International Conference on Computer Communications*, pages 2271–2275, May 2007. 61
- [108] Alan Colvin. CSMA with collision avoidance. *Computer Communications*, 6(5):227–235, October 1983. 61
- [109] M. Molins and M. Stojanovic. Slotted FAMA: A MAC protocol for underwater acoustic networks. In *OCEANS 2006 - Asia Pacific*, pages 1–7, May 2006. 62
- [110] Borja Peleato and Milica Stojanovic. A MAC protocol for ad-hoc underwater acoustic sensor networks. In *Proceedings of the 1st ACM International Workshop on Underwater Networks*, WUWNet '06, pages 113–115, New York, NY, USA, September 2006. Association for Computing Machinery. 62
- [111] A. A. Syed, W. Ye, and J. Heidemann. T-Lohi: A New Class of MAC Protocols for Underwater Acoustic Sensor Networks. In *IEEE INFOCOM 2008 - The 27th Conference on Computer Communications*, April 2008. 62
- [112] C. Petrioli, R. Petrocchia, and J. Potter. Performance evaluation of underwater MAC protocols: From simulation to at-sea testing. In *OCEANS 2011 IEEE - Spain*, pages 1–10, June 2011. 62
- [113] G. Bacci, S. Lasaulce, W. Saad, and L. Sanguinetti. Game Theory for Networks: A tutorial on game-theoretic tools for emerging signal processing applications. *IEEE Signal Processing Magazine*, 33(1):94–119, January 2016. 62
- [114] A. Pottier, F. X. Socheleau, and C. Laot. Robust Noncooperative Spectrum Sharing Game in Underwater Acoustic Interference Channels. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 42(4):1019–1034, October 2017. 62, 110
- [115] A. Berni and W. Gregg. On the Utility of Chirp Modulation for Digital Signaling. *IEEE Transactions on Communications*, 21(6):748–751, June 1973. 63
- [116] Edit Kaminsky. Chirp signaling offers modulation scheme for underwater communications. *SPIE Newsroom*, 2006. 63, 65

- [117] Yiqi Bai and Pierre-Jean Bouvet. Orthogonal Chirp Division Multiplexing for Underwater Acoustic Communication. *Sensors*, 18(11):3815, November 2018. 63, 81
- [118] Y. M. Aval, S. K. Wilson, and M. Stojanovic. On the Average Achievable Rate of QPSK and DQPSK OFDM Over Rapidly Fading Channels. *IEEE Access*, 6:23659–23667, 2018. 64
- [119] Rodger E. Ziemer, etc, Roger L. Peterson, and David E. Borth. *Introduction to Spread-Spectrum Communications*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, March 1995. 64
- [120] Christophe Bernard, Pierre-Jean Bouvet, Antony Pottier, and Philippe Forjonel. Multiuser Chirp Spread Spectrum Transmission in an Underwater Acoustic Channel Applied to an AUV Fleet. *Sensors*, 20(5):1527, March 2020. 64, 81
- [121] Serge Lang. *Introduction to Linear Algebra*. Springer-Verlag New York Inc., New York, 2nd corrected ed. 1986. corr. 5th printing 1997 edition, December 1985. 64, 66
- [122] B. S. Sharif, J. Neasham, O. R. Hinton, and A. E. Adams. A computationally efficient Doppler compensation system for underwater acoustic communications. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 25(1):52–61, January 2000. 65, 87
- [123] Milica Stojanovic. Underwater Acoustic Communications: Design Considerations on the Physical Layer. In *2008 Fifth Annual Conference on Wireless on Demand Network Systems and Services*, pages 1–10, January 2008. 65
- [124] Anthony Ralston. *A First Course in Numerical Analysis*. Dover Publications Inc., Mineola, NY, 2nd revised edition edition, February 2001. 66
- [125] Christophe Bernard, Pierre-Jean Bouvet, A. Pottier, and Philippe Forjonel. Multiple access acoustic communication in underwater mobile networks. In *2021 Fifth Underwater Communications and Networking Conference (UComms)*, August 2021. 66, 81
- [126] Pierre-Jean Bouvet. Techniques MIMO distribuées : application à l’estimation du champ acoustique provenant de sources multiples. In *Workshop SERENADE*, Brest, France, October 2018. 73, 81, 109
- [127] P.-J. Bouvet, Antony Pottier, and Philippe Forjonel. Projet MIMO4AUV - Rapport du lot 3 : Algorithmes de décodage pour les communications acoustiques sous-marines multi-utilisateur. Technical report, ISEN Brest - Yncréa Ouest, July 2020. 73, 76, 77, 78, 81, 109, 139
- [128] A. Pottier, Pierre-Jean Bouvet, and Philippe Forjonel. Performance evaluation of Multi-User MIMO Underwater Acoustic Communications. In *2021 Fifth Underwater Communications and Networking Conference (UComms)*, August 2021. 78, 81
- [129] Elena Veronica Belmega. *On Ressource Allocation Problems in Distributed MIMO Wireless Networks*. PhD thesis, Université Paris Sud - Paris XI, December 2010. 79

-
- [130] Christophe Bernard and Pierre-Jean Bouvet. Multiuser underwater acoustic communication for an AUV fleet. In *OCEANS 2019 MTS/IEEE*, Marseille, France, June 2019. 81
- [131] Antony Pottier, P.-J. Bouvet, Philippe Forjonel, and Yves Auffret. Projet MIMO4AUV - Rapport du lot 2 : Étude du canal acoustique sous-marin multi-utilisateur. Technical report, ISEN Brest - Yncréa Ouest, September 2019. 81
- [132] O. Pallares, J. del Rio, and P. J. Bouvet. Time synchronization accuracy refinement for mobile shallow water acoustic sensor network. In *OCEANS 2016 - Shanghai*, pages 1–6, April 2016. 82, 107
- [133] Andrew S. Tanenbaum and Maarten van Steen. *Distributed Systems: Principles and Paradigms*. Pearson, Upper Saddle River, NJ, second edition, October 2006. 83
- [134] Saurabh Ganeriwal, Ram Kumar, and Mani B. Srivastava. Timing-sync protocol for sensor networks. In *Proceedings of the 1st International Conference on Embedded Networked Sensor Systems*, SenSys '03, pages 138–149, New York, NY, USA, November 2003. Association for Computing Machinery. 83
- [135] Jeremy Elson, Lewis Girod, and Deborah Estrin. Fine-grained network time synchronization using reference broadcasts. *ACM SIGOPS Operating Systems Review*, 36(SI):147–163, December 2003. 83
- [136] Prof Hans Weibel. Technology Update on IEEE 1588: The Second Edition of the High Precision Clock Synchronization Protocol, 2009. 83
- [137] A. A. Syed and J. Heidemann. Time Synchronization for High Latency Acoustic Networks. In *Proceedings IEEE INFOCOM 2006. 25TH IEEE International Conference on Computer Communications*, pages 1–12, April 2006. 84
- [138] Nitthita Chirdchoo, Wee-Seng Soh, and Kee Chaing Chua. MU-Sync: A time synchronization protocol for underwater mobile networks. In *Proceedings of the Third ACM International Workshop on Underwater Networks*, WuWNeT '08, pages 35–42, New York, NY, USA, September 2008. Association for Computing Machinery. 84
- [139] Chao Lu, Shuo Wang, and Min Tan. A time synchronization method for Underwater Wireless Sensor Networks. In *2009 Chinese Control and Decision Conference*, pages 4305–4310, June 2009. 84
- [140] Feng Lu, Diba Mirza, and Curt Schurgers. D-sync: Doppler-based time synchronization for mobile underwater sensor networks. In *Proceedings of the Fifth ACM International Workshop on UnderWater Networks*, WUWNet '10, pages 1–8, New York, NY, USA, September 2010. Association for Computing Machinery. 84
- [141] Jun Liu, Zhong Zhou, Zheng Peng, Jun-Hong Cui, Michael Zuba, and Lance Fiondella. Mobi-Sync: Efficient Time Synchronization for Mobile Underwater Sensor Networks. *IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems*, 24(2):406–416, February 2013. 84

- [142] Jun Liu, Zhaohui Wang, Michael Zuba, Zheng Peng, Jun-Hong Cui, and Shengli Zhou. DA-Sync: A Doppler-Assisted Time-Synchronization Scheme for Mobile Underwater Sensor Networks. *IEEE Transactions on Mobile Computing*, 13(3):582–595, March 2014. [84](#), [87](#), [88](#)
- [143] Shengli Zhou and Zhaohui Wang. *OFDM for Underwater Acoustic Communications*. John Wiley & Sons, Ltd, Chichester, UK, May 2014. [84](#)
- [144] T.M. Schmidl and D.C. Cox. Robust frequency and timing synchronization for OFDM. *IEEE Transactions on Communications*, 45(12):1613–1621, December 1997. [84](#), [86](#), [87](#)
- [145] O. Pallares, P. J. Bouvet, and J. del Rio. TS-MUWSN: Time Synchronization for Mobile Underwater Sensor Networks. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, PP(99):1–13, September 2016. [87](#), [88](#), [89](#), [90](#), [107](#), [140](#)
- [146] Brent R. Moulton. Random group effects and the precision of regression estimates. *Journal of Econometrics*, 32(3):385–397, August 1986. [88](#)
- [147] Ivan Masmitja. *Acoustic Underwater Target Tracking Methods Using Autonomous Vehicles*. PhD thesis, UPC (Espagne), Vilanova i la Geltrú, Espagne, January 2020. [91](#), [96](#), [97](#), [99](#), [107](#), [140](#)
- [148] Liam Paull, Sajad Saeedi, Mae Seto, and Howard Li. AUV Navigation and Localization: A Review. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 39(1):131–149, January 2014. [91](#)
- [149] N.H. Kussat, C.D. Chadwell, and R. Zimmerman. Absolute positioning of an autonomous underwater vehicle using GPS and acoustic measurements. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 30(1):153–164, January 2005. [91](#)
- [150] Michael V. Jakuba, Christopher N. Roman, Hanumant Singh, Christopher Murphy, Clayton Kunz, Claire Willis, Taichi Sato, and Robert A. Sohn. Long-baseline acoustic navigation for under-ice autonomous underwater vehicle operations. *Journal of Field Robotics*, 25(11-12):861–879, 2008. [91](#)
- [151] J.C. Kinsey, D.A. Smallwood, and L.L. Whitcomb. A new hydrodynamics test facility for UUV dynamics and control research. In *Oceans 2003. Celebrating the Past ... Teaming Toward the Future (IEEE Cat. No.03CH37492)*, volume 1, pages 356–361 Vol.1, September 2003. [92](#)
- [152] M. Audric. GAPS, a new concept for USBL [Global Acoustic Positioning System for Ultra Short Base Line positioning]. In *Oceans '04 MTS/IEEE Techno-Ocean '04 (IEEE Cat. No.04CH37600)*, volume 2, pages 786–788 Vol.2, November 2004. [92](#)
- [153] H.G. Thomas. GIB buoys: An interface between space and depths of the oceans. In *Proceedings of the 1998 Workshop on Autonomous Underwater Vehicles (Cat. No.98CH36290)*, pages 181–184, August 1998. [92](#)
- [154] Thomas C. Furfaro and João Alves. An application of distributed long baseline — Node ranging in an underwater network. In *2014 Underwater Communications and Networking (UComms)*, pages 1–5, September 2014. [93](#)

-
- [155] Christopher M. Clark, Christina Forney, Esfandiar Manii, Dylan Shinzaki, Chris Gage, Michael Farris, Christopher G. Lowe, and Mark Moline. Tracking and Following a Tagged Leopard Shark with an Autonomous Underwater Vehicle. *Journal of Field Robotics*, 30(3):309–322, 2013. 93
- [156] Andrew H. Jazwinski. *Stochastic Processes and Filtering Theory*. Inc. academic press. edition, 1970. 94
- [157] I. Masmitja, S. Gomariz, J. Del-Rio, B. Kieft, T. O’Reilly, P. Bouvet, and J. Aguzzi. Range-Only Single-Beacon Tracking of Underwater Targets From an Autonomous Vehicle: From Theory to Practice. *IEEE Access*, 7:86946–86963, 2019. 94, 95, 98, 107, 140
- [158] Simon J. Julier and Jeffrey K. Uhlmann. New extension of the Kalman filter to nonlinear systems. In *Signal Processing, Sensor Fusion, and Target Recognition VI*, volume 3068, pages 182–193. International Society for Optics and Photonics, July 1997. 94
- [159] J.-L. Gauvain and Chin-Hui Lee. Maximum a posteriori estimation for multivariate Gaussian mixture observations of Markov chains. *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, 2(2):291–298, April 1994. 94, 95
- [160] Guoquan Huang, Ke Zhou, Nikolas Trawny, and Stergios I. Roumeliotis. A Bank of Maximum A Posteriori (MAP) Estimators for Target Tracking. *IEEE Transactions on Robotics*, 31(1):85–103, February 2015. 95
- [161] Bill Triggs, Philip Mclauchlan, Richard Hartley, and Andrew Fitzgibbon. Bundle Adjustment – A Modern Synthesis. In *International Workshop on Vision Algorithms*, volume 1883, pages 298–372. Springer-Verlag, September 2000. 95
- [162] Florian Meyer, Ondrej Hlinka, Henk Wymeersch, Erwin Riegler, and Franz Hlawatsch. Distributed Localization and Tracking of Mobile Networks Including Non-cooperative Objects. *IEEE Transactions on Signal and Information Processing over Networks*, 2(1):57–71, March 2016. 95
- [163] Tiancheng Li, Miodrag Bolic, and Petar M. Djuric. Resampling Methods for Particle Filtering: Classification, implementation, and strategies. *IEEE Signal Processing Magazine*, 32(3):70–86, May 2015. 96
- [164] I. Masmitja, Pierre-Jean Bouvet, S. Gomariz, J. Aguzzi, and J. del Rio. Underwater multi-target tracking with particle filters. In *OCEANS 2018 MTS/IEEE*, Kobe, Japan, May 2018. 96, 107
- [165] D. Moreno-Salinas, A. M. Pascoal, and J. Aranda. Optimal Sensor Placement for Multiple Underwater Target Localization with Acoustic Range Measurements. *IFAC Proceedings Volumes*, 44(1):12825–12832, January 2011. 96
- [166] Harry L. Van Trees and Kristine L. Bell. *Detection Estimation and Modulation Theory, Part I: Detection, Estimation, and Filtering Theory*. Wiley, June 2013. 96

- [167] Ivan Masmitja, Spartacus Gomariz, Joaquin Del-Rio, Brian Kieft, Tom O'Reilly, Pierre-Jean Bouvet, and Jacopo Aguzzi. Optimal path shape for range-only underwater target localization using a Wave Glider. *The International Journal of Robotics Research*, October 2018. 96, 97, 107
- [168] Ivan Masmitja, Spartacus Gomariz, Joaquin Del Rio, Brian Kieft, Tom O'Reilly, Jacopo Aguzzi, Pierre-Jean Bouvet, Clara Fannjiang, and Kakani Katija. Area-only method for underwater object tracking using autonomous vehicles. In *OCEANS 2019 MTS/IEEE*, Marseille, France, June 2019. 99
- [169] Ivan Masmitja, J. Navarro, Spartacus Gomariz, Jacopo Aguzzi, Brian Kieft, T. O'Reilly, Kakani Katija, Pierre-Jean Bouvet, Clara Fannjiang, M. Vigo, P. Puig, A. Alcocer, G. Vallicrosa, N. Palomera, M. Carreras, Joaquin Del Rio, and J. B. Company. Mobile robotic platforms for the acoustic tracking of deep-sea demersal fishery resources. *Science Robotics*, 2020. 100, 107
- [170] Charles Coquet. *Sécurisation d'une zone ouverte d'une menace dynamique par un essaim de drones marins*. PhD thesis, UBO (Université de Bretagne Occidentale), September 2020. 100, 104, 106, 107, 140
- [171] Rolland Courteau. La pollution de la Méditerranée : état et perspectives à l'horizon 2030. Rapport sénatorial, Office parlementaire d'évaluation des choix scientifiques et technologiques, June 2011. 100
- [172] Thomas Lochmatter and Alcherio Martinoli. Understanding the Potential Impact of Multiple Robots in Odor Source Localization. In Hajime Asama, Haruhisa Kurokawa, Jun Ota, and Kosuke Sekiyama, editors, *Distributed Autonomous Robotic Systems 8*, pages 239–250. Springer, Berlin, Heidelberg, 2009. 100
- [173] R.A. Russell, D. Thiel, R. Deveza, and A. Mackay-Sim. A robotic system to locate hazardous chemical leaks. In *Proceedings of 1995 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, volume 1, pages 556–561 vol.1, May 1995. 101
- [174] Thomas Lochmatter. *Bio-Inspired and Probabilistic Algorithms for Distributed Odor Source Localization Using Mobile Robots*. PhD thesis, EPFL, 2010. 102
- [175] Eduardo Martin Moraud and Dominique Martinez. Effectiveness and robustness of robot infotaxis for searching in dilute conditions. *Frontiers in Neurobotics*, 4, 2010. 102
- [176] Gabriele Ferri, Michael V. Jakuba, Alessio Mondini, Virgilio Mattoli, Barbara Mazzolai, Dana R. Yoerger, and Paolo Dario. Mapping multiple gas/odor sources in an uncontrolled indoor environment using a Bayesian occupancy grid mapping based method. *Robotics and Autonomous Systems*, 59(11):988–1000, November 2011. 102
- [177] W. Jatmiko, K. Sekiyama, and T. Fukuda. A pso-based mobile robot for odor source localization in dynamic advection-diffusion with obstacles environment: Theory, simulation and measurement. *IEEE Computational Intelligence Magazine*, 2(2):37–51, May 2007. 102, 103, 104

-
- [178] Thomas Lochmatter, Ebru Aydın Göl, Iñaki Navarro, and Alcherio Martinoli. A Plume Tracking Algorithm Based on Crosswind Formations. In Alcherio Martinoli, Francesco Mondada, Nikolaus Correll, Grégory Mermoud, Magnus Egerstedt, M. Ani Hsieh, Lynne E. Parker, and Kasper Støy, editors, *Distributed Autonomous Robotic Systems: The 10th International Symposium*, Springer Tracts in Advanced Robotics, pages 91–102. Springer, Berlin, Heidelberg, 2013. 102
- [179] Dias Almeida Rodrigues Soares. *Formation-Based Odour Source Localisation Using Distributed Terrestrial and Marine Robotic Systems*. PhD thesis, EPFL, 2016. 102
- [180] Lara Briñon Arranz. *Cooperative Control Design for a Fleet of AUVs under Communication Constraints*. PhD thesis, Université de Grenoble, November 2011. 102
- [181] Aleksandar Jevtić and Alvaro Gutiérrez. Distributed bees algorithm parameters optimization for a cost efficient target allocation in swarms of robots. *Sensors (Basel, Switzerland)*, 11(11):10880–10893, 2011. 102
- [182] Marco Dorigo, Mauro Birattari, and Thomas Stutzle. Ant colony optimization. *IEEE Computational Intelligence Magazine*, 1(4):28–39, November 2006. 102
- [183] Krishnanand N. Kaipa and Debasish Ghose. *Glowworm Swarm Optimization: Theory, Algorithms, and Applications*. Studies in Computational Intelligence. Springer International Publishing, 2017. 102
- [184] J. Kennedy and R. Eberhart. Particle swarm optimization. In *Proceedings of ICNN'95 - International Conference on Neural Networks*, volume 4, pages 1942–1948 vol.4, November 1995. 102, 103
- [185] Oriol Pallares Valls. *Time Synchronization in Underwater Acoustic Sensor Networks*. PhD thesis, UPC (Espagne), September 2016. 107
- [186] Oriol Pallares Valls, Pierre-Jean Bouvet, and Joaquín del Río. Hybrid time synchronization for Underwater Sensor Networks. *ACTA IMEKO*, 4(3):30–35, 2015. 107
- [187] O. Pallares, J. del Rio, and P. J. Bouvet. Underwater acoustic communication messaging time stamp applied to global time synchronization. In *2014 IEEE Sensor Systems for a Changing Ocean (SSCO)*, pages 1–5, October 2014. 107
- [188] Oriol Pallares Valls, Pierre-Jean Bouvet, and Joaquín del Río. Hybrid time synchronization for Underwater Sensor Networks. In *20th ACTA IMEKO TC-4*, 2014. 107
- [189] I. Masmitja, P. J. Bouvet, S. Gomariz, J. Aguzzi, and J. del Rio. Underwater mobile target tracking with particle filter using an autonomous vehicle. In *OCEANS 2017 - Aberdeen*, pages 1–5, June 2017. 107
- [190] I. Masmitja, Pierre-Jean Bouvet, S. Gomariz, J. Aguzzi, Joaquin Del Rio, and Daniel Mihai Toma. Accuracy and precision studies for range -only underwater target tracking in shallow waters. In *22nd IMEKO TC4 International Symposium*, Iasi, Romania, September 2017. 107

- [191] I. Masmitja, M. Carandell, Pierre-Jean Bouvet, J. Aguzzi, S. Gomariz, and Joaquin Del Rio. Underwater acoustic slant range measurements related to weather and sea state. In *IMEKO 2018*, Belfast, UK, September 2018. 107
- [192] Charles Coquet, Clément Aubry, Andreas Arnold-Bos, and Pierre-Jean Bouvet. A Local Charged Particle Swarm Optimization to track an underwater mobile source. In *OCEANS 2019 MTS/IEEE*, Marseille, France, June 2019. 107
- [193] Elena McCarthy. *International Regulation of Underwater Sound: Establishing Rules and Standards to Address Ocean Noise Pollution*. Springer US, 2004. 109
- [194] John Potter, João Alves, Dale Green, Giovanni Zappa, Ivor Nissen, and Kim McCoy. The JANUS underwater communications standard. In *2014 Underwater Communications and Networking (UComms)*, pages 1–4, September 2014. 109
- [195] J. M. Passerieux, F. X. Socheleau, and C. Laot. Achievable Rates over Doubly Selective Rician-Fading Channels under Peak-Power Constraint. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 12(2):586–594, February 2013. 109
- [196] H. C. Song, Milica Stojanovic, and M. Chitre. Editorial Underwater Acoustic Communications: Where We Stand and What Is Next? *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 44(1):1–6, January 2019. 110
- [197] Clément Aubry, Philippe Forjonel, Pierre-Jean Bouvet, Antony Pottier, and Yves Auffret. On the use of Doppler-shift estimation for simultaneous underwater acoustic localization and communication. In *OCEANS 2019 MTS/IEEE*, Marseille, France, June 2019. 110, 111, 140
- [198] Filipe B. Teixeira, Nuno Moreira, Rui Campos, and Manuel Ricardo. Data Muling Approach for Long-Range Broadband Underwater Communications. In *2019 International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob)*, pages 1–4, October 2019. 112
- [199] Luc Jaulin, Michel Kieffer, Olivier Didrit, and Eric Walter. *Applied Interval Analysis: With Examples in Parameter and State Estimation, Robust Control and Robotics*. Springer-Verlag, London, 2001. 112
- [200] A. Pottier, P. D. Mitchell, F. Socheleau, and C. Laot. Q-Learning Based Adaptive Channel Selection for Underwater Sensor Networks. In *2018 Fourth Underwater Communications and Networking Conference (UComms)*, pages 1–5, August 2018. 113

Acronymes

32-QAM 32-state Quadrature Amplitude Modulation
8-PSK 8-state Phase Shift Keying
ACL Articles répertoriés avec Comité de Lecture
ACO Ant Colony Optimization
AR-1 Autoregressive first order
ARED Allocation de REcherche Doctorale
ASM Acoustique Sous-Marine
ASV Autonomous Surface Vehicle
AUV Autonomous Underwater Vehicle
BER Bit Error Rate
BICM Bit Interleaved Coded Modulation
BRE BREvet d'invention
C-ACTI Conférences avec ACTes en congrès International
C-AFF Communications par AFFiche dans un congrès international ou national
C-COM COMmunications orales sans actes dans un congrès international ou national
C-INV Conférences données à l'INVitation du Comité d'organisation dans un congrès national ou international
CDMA Coded Division Multiple Access
CFAR Constant False Alarm Rate
CFR Channel Frequency Response
CIR Channel Impulse Response
CP Cyclic Prefix
CPER Contrat Plan Etat Région
CSMA Carrier Sensing Multiple Access
CSS Chirp Spread Spectrum
DACAP Distance Aware Collision Avoidance Protocol
DBA Distributed Bee Algorithm
DBPSK Differential Binary Phase Shift Keying
DFE Decision Feedback Equalizer
DPSK Differential Phase Shift Keying
DS-CDMA Direct Sequence Coded Division Multiple Access
DSD Doppler Scale Domain

DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
DVB-T	Digital Video Broadcast Terrestrial
DVB-T2	Digital Video Broadcast Terrestrial 2nd generation
DVL	Doppler Velocity Log
EESPIG	Etablissement d'Enseignement Privé d'Intérêt Général
EKF	Extended Kalman Filter
FAMA	Floor Acquisition Multiple Access
FAU	Florida Atlantic University
FDMA	Frequency Division Multiplex Access
FER	Frame Error Rate
FixO3	Fixed-Point Open Ocean Observatories
FPGA	Field Programmable Gate Arrays
GIB	GPS Intelligent Buoy
GPS	Global Positioning System
GSA	Generalized Schurr Algorithm
GSO	Glowworm Swarm Optimization
HFM	Hyperbolically Frequency Modulated
ICI	Inter Carrier Interference
ICLE	Interference Cancellater Linear Equalizer
IF	Impact Factor
INS	Inertial Navigation System
INTENDU	Integrated Technologies Longterm Deployment of Robotic Underwater platforms
IoUT	Internet of Underwater Things
IROMI	Infrastructure de Recherche pour Observatoires Marins Innovants
ISI	Inter Symbol Interference
LBL	Long BaseLine
LCPSO	Local Charged Particle Swarm Optimization
LFM	Linear Frequency Modulation
LLR	Log Likelihood Ratio
LMAIR	Laboratoire Marin d'Acoustique et d'Imagerie de la Rade
LS	Least Square
MA-MIMO	Modem acoustique MIMO
MAC	Medium Acces Layer
MAP	Maximum A Posteriori

MBARI Monterey Bay Aquarium Research Institute
MIMO Multiple Input Multiple Output
MIMO2 MIMO à 2 voies d'émission
MIMO4 MIMO à 4 voies d'émission
MLS Maximal Length Sequence
MMSE Minimum Mean Square Error
MSE Mean Square Error
MU-CSS MultiUser Chirp Spread Spectrum
MU-HFM MultiUser Hyperbolically Frequency Modulated
MU-MIMO Multiuser Multiple Input Multiple Output
MUD Multiuser Dectection
MUI Multiuser Interference
NOMA Non-Orthogonal Multiple Access
NTP Network Time Protocol
OCDM Orthogonal Chirp Division Multiplex
OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplex
ONR Office of Naval Research
OSIC Ordered Successive Interference Cancellation
OSL Odour Source Localization
OSNR Output Signal-to-Noise Ratio
OUC Ocean University of China
PAPR Peak-to-Average Power Ratio
PF Particle Filter
PPC Passive-Phase Conjugation
PPS Predator-Prey Swarming
PSO Particle Swarm Optimization
PTP IEEE 1588 Precision Time Protocol
QPSK Quaternary Phase Shift Keying
RAPID Régime d'Appui pour l'Innovation Duale
RBS Reference-Broadcast Synchronization
RF Radio frequency
RMS Root Mean Square
RMSE Root Mean Square Error
ROSB Range Only Single Beacon
ROV Remotely Operated Vehicles

S&C Schmidl and Cox
SBL Short BaseLine
SC-FDMA Single-Carrier Frequency Division Multiple Access
SDMA Space Division Multiple Access
SDR Software Defined Radio
SEACom Systèmes Embarqués, Acoustique et Communications
SFN Single Frequency Network
SIMO Single Input Multiple Output
SINR Signal-to-Interference plus Noise Ratio
SISO Single Input Single Output
SNR Signal-to-Noise Ratio
SOVA Soft Output Viterbi Algorithm
SRRC Square Root Raised Cosine
SSB Single Side Band
SUD Single User Detection
TDMA Time-Division Multiple Access
TDOA Time Difference Of Arrival
TNA Transnational Access
TOF Time Of Flight
TPSN Timing-Sync Protocol for Sensor Networks
TSHL Time Synchronization for High Latency acoustic networks
UBO Université de Bretagne Occidentale
UKF Unscented Kalman Filter
UNDINA UNderwater robotics with multi-moDal communication and Network-Aided positioning system
UPC Université Polytechnique de Catalogne
USBL Ultra Short BaseLine
UWSN Underwater Wireless Sensors Network
VLSI Very-Large-Scale Integration
Watermark underWater AcousTic channEl Replay benchMARK

Notations

- a_m Facteur d'échelle Doppler pour l'utilisateur m
- B Bande du signal transmis
- D_m Distance de transmission entre l'utilisateur m et le récepteur
- f_0 Fréquence centrale du signal transmis
- f_s Fréquence d'échantillonnage
- $g(t)$ Réponse impulsionnelle de la concaténation des filtre de mise en forme d'émission et de réception
- $g_T(t)$ Réponse impulsionnelle du filtre de mise en forme d'émission
- $H(f, t)$ Réponse fréquentielle du canal variant dans le temps
- α Facteur de retombée du filtre SRRC
- $H_{mn}(f, t)$ Réponse fréquentielle du canal reliant l'émetteur m au récepteur n
- $h_{mn}(\tau, t)$ Réponse impulsionnelle du canal reliant l'émetteur m au récepteur n
- \mathbf{I}_N Matrice identité de taille $N \times N$
- L_c Longueur du canal équivalent en nombre de temps symboles T
- N_d Nombre de symboles de donnée
- $\mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$ Loi normale centrée en μ et de variance σ^2
- N_p Nombre de symboles pilotes
- N_r Nombre de voies de réception
- $N_{\mathbf{SF}}$ Facteur d'étalement
- N_t Nombre de voies d'émission
- N_u Nombre d'utilisateurs
- ν_{\max} Étalement RMS Doppler de diffusion du canal
- σ_w^2 variance du bruit en réception
- T Durée d'un symbole de modulation
- τ_{\max} Étalement RMS des retards du canal
- T_c Durée d'un *chip*
- T_f Durée d'une trame
- V Vitesse relative de l'émetteur vis-à-vis du récepteur commun à tous les trajets du canal
- V_m Vitesse relative de l'utilisateur m vis-à-vis du récepteur commun à tous les trajets du canal

Table des figures

1	Évolution de la production scientifique sur les 5 dernières années.	11
2	Répartition des publications par tranches de facteur d'impact.	11
3	Indicateur <i>google scholar</i> au 25/09/2020.	12
4	Comparaison de la portée des communications sous-marines sans fils en fonction des vecteurs de transmission.	28
5	Comparaison des débits en communication acoustique-sous-marine issus de la littérature en distinguant les modulations cohérentes [14–29] des modulations non-cohérentes [30–33].	30

I Technologie MIMO pour les communications ASM

I.1	Caractéristiques remarquables du canal ASM. La Figure (a) représente la fonction de transfert du trajet principal du canal $\bar{H}_0(f)$ pour $\bar{l}_0 = 0.5, 1$ et 1.5 km. La Figure (b) décrit le phénomène de trajets multiples pour une communication horizontale ainsi que la projection du mouvement relatif entre l'émetteur et le récepteur suivant les différents trajets du canal. La figure (d) met en évidence le phénomène de variation temporelle de la CIR d'un canal sur une durée 500 ms. La figure (c) représente la densité spectrale de puissance du bruit pour différentes valeurs de vent w . La Figure (e) illustre le phénomène de diffusion [1].	35
I.2	Aperçu temporel et fréquentiel des différentes trames émises (SIMO, MIMO2 et MIMO4) pour une constellation QPSK [61].	39
I.3	Structure du récepteur MA-MIMO [68].	40
I.4	Expérimentation du projet MA-MIMO, baie de Lanvéoc, Avril-Mai 2016 [61].	42
I.5	Convergence du récepteur itératif, bouée statique, distance de 500 m, SNR estimé de 20 dB [61].	43
I.6	Performances du récepteur du modem acoustique MIMO en fonction des différents modes considérés [63].	44
I.7	Histogramme de la magnitude de trajets sélectionnés durant une expérimentation comprenant 110 trames, mode MIMO2, distance de transmission de 500 m [74].	46
I.8	Débit atteignable d'un système de communication MIMO pour un canal ASM 4×8 : expérimentation comparée au modèle [74].	48
I.9	Estimation du gain en débit atteignable d'une transmission MIMO à 4 voies d'émission comparativement à une transmission SIMO, Canal ASM modélisé, SNR = 20 dB, $\bar{K} = 150$, $\mathbb{E}\{B_p(f)\} = 4$ Hz, et $\sigma_a f_0 = 0, 1$ Hz [74].	49

II Techniques d'accès multiples pour les communications acoustiques

sous-marines

II.1 Exemple de canal ASM multi-utilisateur, lien montant. 53

II.2 Exemple de différences de temps de transmission et d'effet Doppler pour 2 AUVs suivant une trajectoire de lemniscate inversée de demi-largeur 500 m avec une vitesse constante de 1 m/s et communiquant simultanément vers une balise située dans une des foyers de la lemniscate [92]. 55

II.3 Schéma du rejeu d'un canal multiutilisateur à partir des sondages effectués. 56

II.4 Sondage de canaux au lac de Ty-colo, Saint Renan, France, Juillet 2019 [94]. 57

II.5 Sondage de canaux en rade de Brest, baie de Lanvéoc, France, Juillet 2019 [94]. 57

II.6 Architecture MU-MIMO pour une liaison montante. 61

II.7 Performances des nouvelles formes d'ondes sur canaux ASM simulé, utilisateurs mobiles, Doppler de mouvement parfaitement estimé, SNR = 10 dB. 68

II.8 Performances des nouvelles formes d'ondes sur canaux ASM sondés au lac de Ty-Colo, Saint-Renan (en haut) et en rade de Brest, baie de Lanvéoc (en bas), utilisateurs mobiles, Doppler de mouvement parfaitement estimé, SNR = 10 dB. 69

II.9 Émetteur MU-MIMO 71

II.10 Protocole de synchronisation proposé pour le projet MIMO4AUV. 71

II.11 Récepteur itératif MU-MIMO. 74

II.12 Comparaison entre un estimateur de canal conventionnel et l'estimateur DSD proposé sur canal ASM modélisé, $N_u = 2$ utilisateurs, $V_1 = -V_2 = 1$ m/s, SNR= 15 dB [127]. 76

II.13 Comparaison des performances du récepteur proposé avec un turbo-égaliseur conventionnel en fonction de la vitesse relative $v_r = V_1 = -V_2$ m/s, $N_{IT} = 5$ itérations, canal ASM modélisé, SNR= 15 dB [127]. 77

II.14 Performances du récepteur proposé sur simulateur de Watermark avec canaux sondés en rade de Brest, Baie de Lanvéoc, 2 utilisateurs en mouvement ($V_1 = 1.25$ m/s et $V_2 = 0.97$ m/s) [127]. 78

II.15 Débits effectifs d'une transmission MU-MIMO sur simulateur Watermark avec canaux sondés en rade de Brest, baie de Lanvéoc et comparaison avec protocole TDMA et transmission mono-utilisateur en fonction du SNR, 2 utilisateurs statiques. 79

II.16 Bornes sur les débits atteignables pour une transmission MU-MIMO sur simulateur Watermark avec canaux sondés en rade de Brest, baie de Lanvéoc, et comparaison avec le protocole TDMA et transmission mono-utilisateur. 80

III Communication et positionnement acoustique sous-marin

III.1 Structure des messages acoustiques échangés. 85

III.2 Schéma de synchronisation DA-Sync. 85

III.3 Architecture de synchronisation proposée au niveau d'un nœud esclave. . . 86

III.4	Expérimentations des algorithmes de synchronisation temporelle [145]. . .	89
III.5	Erreur d'horloge après 10 s depuis la dernière procédure de synchronisation temporelle en fonction de nombre de messages échangés [145].	90
III.6	Performances des algorithmes ROSB pour le pistage de cibles multiples dynamiques avec $\sigma_w^2 = 4$ m et $\epsilon_w = 1$ %. Chaque triangle représente la dernière position de chaque cible. La ligne et le rond bleus représentent la trajectoire et la dernière position de l'observateur. L'image en couleurs représente les valeurs interpolées de la RMSE obtenue pour chaque cible. La figure (a) représente la réponse moyenne de chaque algorithme en fonction du temps [157].	98
III.7	(a) Résultats du suivi d'une cible dynamique sur le site de d'OBSEA. Les points bleus représentent les coordonnées X-Y pour lesquelles une mesure de distance a été effectuée entre le bateau observateur et la bouée dérivante prise comme cible. La ligne bleue en pointillés représente la trajectoire du bateau. Les points rouges représentent l'estimation de la position de la source au moyen du filtre particulaire, alors que les points verts représentent l'estimation au moyen de l'algorithme MAP. La ligne noire en pointillés représente la trajectoire de la cible. Enfin, (b) représente la RMSE entre les positions réelles et estimées de la cible [147].	99
III.8	Tests de Monte-Carlo avec 100 échantillons d'agents suivant l'algorithme du LCPSO en fonction de N avec $c_1 = 0.5$, $c_2 = 0.5$, $r_{eq} = 7$ m et $r_{com} = 20$ m [170].	104
III.9	Évolution de l'erreur ϵ (m) en fonction de r_{eq} et r_{com} en dimension 2 pour $N = 10$, $c_1 = 0.8$, $c_2 = 2$, $\beta(\mathbf{p}, t) \simeq \mathcal{N}(0, 0.25)$ et $\tau = 1$ [170].	106
IV	Conclusion et perspectives	
IV.1	Dispersion de l'erreur de positionnement (RMSE) d'un AUV communiquant avec une balise de référence et navigant suivant une trajectoire en lemniscate autour de cette balise [197].	111
IV.2	Communication à longue distance de volumes importants de données par le procédé de <i>data muling</i>	112
IV.3	Projet UNDINA soumis à l'appel à projet MarTERA 2020, ©NORCE. . .	114

Liste des tableaux

1	Bilan d'encadrement de jeunes chercheurs.	5
2	Synthèse des contrats de recherche.	6
3	Synthèse des enseignements.	7
4	Bilan de la production scientifique.	10
I	Technologie MIMO pour les communications ASM	
I.1	Paramètres de transmission du modem acoustique MIMO	40
I.2	Bilan de l'axe de recherche sur les technologies MIMO pour les commu- nications ASM	51
II	Techniques d'accès multiples pour les communications acoustiques sous-marines	
II.1	Paramètres de test des nouvelles formes d'onde MU-CSS et MU-HFM.	67
II.2	Paramètres système projet MIMO4AUV	72
II.3	Bilan de l'axe de recherche sur les techniques d'accès pour les communi- cations ASM	81
III	Communication et positionnement acoustique sous-marin	
III.1	Paramètres pour l'évaluation des algorithmes de synchronisation d'horloge.	89
III.2	Bilan de l'axe de recherche sur le positionnement et la communication en milieu sous-marin.	107