



HAL
open science

Traitement du signal pour l'acoustique sous-marine : des communications numériques à la surveillance passive

François-Xavier Socheleau

► To cite this version:

François-Xavier Socheleau. Traitement du signal pour l'acoustique sous-marine : des communications numériques à la surveillance passive. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université de Bretagne occidentale, 2019. tel-02511194

HAL Id: tel-02511194

<https://theses.hal.science/tel-02511194v1>

Submitted on 18 Mar 2020

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.

Mémoire présenté pour obtenir
l'HABILITATION À DIRIGER DES
RECHERCHES

**Traitement du signal pour l'acoustique
sous-marine : des communications
numériques à la surveillance passive**

François-Xavier Socheleau

Soutenu le 25 novembre 2019 devant le jury composé de :

- Benoît Geller, Professeur, ENSTA ParisTech, Rapporteur
- Sergio Jesus, Professeur, Université de l'Algarve, Rapporteur
- Pascal Larzabal, Professeur, Université Paris-Sud, Rapporteur
- Emanuel Radoï, Professeur, UBO, Président
- Samir Saoudi, Professeur, IMT Atlantique, Examineur

Table des matières

Table des matières	vi
Acronymes	vii
Avant-propos	1
I Communications acoustiques sous-marines	3
Introduction	5
1 Canal de transmission ASM	9
1.1 Contexte et contributions	9
1.2 Généralités sur le canal ASM	11
1.3 Rejeu stochastique paramétrique	13
1.3.1 Motivations	13
1.3.2 Principes de base du rejeu stochastique	14
1.3.3 Méthodologie générale du rejeu stochastique paramétrique	15
1.3.4 Exemples de contraintes : étalement Doppler et covariance entre trajets	17
1.3.5 Illustrations	18
1.4 Partage de données et rejeu direct	20
1.5 Sur la capacité théorique du canal ASM	23
1.5.1 Motivations	23
1.5.2 Signal OFDM	24
1.5.3 Débits atteignables	26
1.5.4 Applications numériques	27
2 Systèmes de communications ASM auto-reconfigurables et adaptatifs	

à l'environnement	29
2.1 Contexte et contributions	29
2.2 Partage du spectre ASM robuste et décentralisé	31
2.2.1 Modèle de transmission	32
2.2.2 Formulation du jeu de maximisation du débit	33
2.2.3 Solution du jeu de maximisation du débit	35
2.2.4 Illustrations sur canaux sondés en mer	38
2.3 Partage décentralisé du canal ASM sous contrainte de qualité de service	41
2.3.1 Equilibre de satisfaction	42
2.3.2 Apprentissage de l'équilibre	43
2.3.3 Etude de cas	45
Conclusions et perspectives	51
II Surveillance passive de sources sonores sous-marines	55
Introduction	57
3 Localisation de sources en environnement incertain	61
3.1 Contexte et contributions	61
3.2 Prédiction de performances en présence d'erreurs de modélisation	64
3.2.1 Modèle d'observation	64
3.2.2 Approximation de performances par la méthode des intervalles d'erreur	66
3.2.3 Illustrations numériques	68
3.3 Localisation bayésienne dans un environnement incertain	70
3.3.1 Modèle général	70
3.3.2 Fonction de vraisemblance	70
3.3.3 Localisation avec une fonction de Green incertaine	71
3.3.4 Illustrations numériques	74
4 Détection et classification de cris de mysticètes	77
4.1 Contexte et contributions	77
4.2 Détection	80
4.2.1 Modèle	80
4.2.2 Détecteur optimal ?	83
4.2.3 Contrainte de parcimonie sur le modèle de signal	84

4.2.4	Résultats	85
4.3	Classification	89
4.3.1	Problématique	89
4.3.2	Méthode SINR-SRC	90
4.3.3	Résultats	91
Conclusions et perspectives		95
Le mot de la fin...		99
A Curriculum vitae		119
A.1	Etat civil	119
A.2	Formation	119
A.3	Expériences professionnelles	120
A.4	Distinctions	121
A.5	Enseignements et encadrements	121
A.6	Production scientifique	122
A.7	Animation de la recherche et activités éditoriales	122
B Activités de recherche		123
B.1	Thématiques	123
B.2	Projets	123
B.2.1	Projets réalisés dans l'industrie	123
B.2.2	Projets réalisés en contexte académique	124
B.3	Collaborations	126
C Encadrement de la recherche		129
C.1	Post-doctorant	129
C.2	Doctorants	129
C.3	Stagiaires	130
D Activités d'enseignements		133
E Liste des publications		135
E.1	Chapitre de livre	135
E.2	Articles dans des journaux internationaux avec comité de lecture	135
E.3	Travaux présentés dans des conférences internationales avec comité de lecture	137

E.4	Travaux présentés dans des conférences nationales avec comité de lecture	139
-----	--	-----

Acronymes

Pour des raisons de lisibilité, la signification d'une abréviation ou d'un acronyme n'est souvent rappelée qu'à sa première apparition dans le texte d'un chapitre. Par ailleurs, puisque nous utilisons toujours l'abréviation la plus usuelle, il est fréquent que ce soit le terme anglais qui soit employé.

ASM	Acoustique Sous-Marin(e)
AUV	Autonomous Underwater Vehicle
CSI	Channel State Information
DPP	Densité de Probabilité a Posteriori
DFE	Decision Feedback Equalizer
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
EMD	Empirical Mode Decomposition
EQM	Erreur Quadratique Moyenne
FDMA	Frequency Division Multiple Access
ICI	Inter-Carrier Interference
ISI	Inter-Symbol Interference
MEI	Méthode des Erreurs d'Intervalle
MFP	Matched-Field Processing
MMP	Matched-Mode Processing
MIMO	Multiple Input Multiple Output
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OMP	Orthogonal Matching Pursuit
PAM	Passive Acoustic Monitoring
PBL	Probabilité de Bonne Localisation
QoS	Quality of Service
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RDT	Random Distortion Testing
RIVT	Réponse Impulsionnelle Variant dans le Temps
ROC	Receiver Operating Characteristic
ROEM	Renseignement d'Origine Electromagnétique
RX	Récepteur
SIMO	Single Input Multiple Output
SINR	Signal-to-Interference plus Noise Ratio

SISO	Single Input Single Output
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SRA	Satisfaction Response Algorithm
SRC	Sparse Representation-based Classification
SRD	Sparse Representation-based Detector
TEB	Taux d'Erreur Binaire
TX	Transmetteur
UPP	Uniformément Plus Puissant
WF	Water-Filling
WH	Weyl-Heisenberg
WSSUS	Wide-Sense Stationary and Uncorrelated Scattering

Avant-propos

Mon parcours professionnel est quelque peu atypique au regard des carrières académiques usuelles puisque celui-ci a débuté par une expérience de six années dans l'industrie. J'ai tout d'abord travaillé quatre ans pour Thales Communications en région parisienne puis deux ans pour Navman Wireless en Nouvelle-Zélande. Ma « migration » vers le monde académique s'est ensuite effectuée à rebours en travaillant d'abord sur un contrat de recherche d'un an à Télécom Bretagne puis sur une thèse de doctorat en contrat CIFRE avec Thales Underwater Systems. En 2011, mon parcours s'est orienté vers le métier d'enseignant-chercheur exercé à l'ENSTA Bretagne pendant trois ans puis à l'IMT Atlantique où je travaille actuellement. Depuis 2014, je suis membre du département *Signal & Communications* de l'IMT Atlantique et de l'équipe *COM* de l'UMR CNRS Lab-STICC (laboratoire des Sciences et Techniques de l'Information, Communication et Connaissance).

Que ce soit dans l'industrie ou le monde académique, la colonne vertébrale de tous mes travaux de recherche a été (et est encore) le traitement du signal. J'ai tout d'abord appliqué celui-ci à des problématiques d'interception et d'analyse aveugle de signaux de communication pour des applications de guerre électronique ou de radio-cognitive. Mes activités se sont ensuite davantage orientées vers des problématiques liées à l'acoustique sous-marine (ASM)¹. Le titre de ce manuscrit indique donc qu'il ne s'agit pas ici de faire une synthèse exhaustive de mes travaux mais d'en sélectionner certains dans le domaine de l'ASM pour leur cohérence et leur pertinence au regard des attendus d'un manuscrit d'habilitation à diriger des recherches (HDR).

Les ondes acoustiques ayant la faculté de se propager sur de longues distances dans le milieu marin, elles constituent le support privilégié de transmission de l'information ou de perception dans ce milieu. Sur cette thématique « ASM », mes travaux s'articulent autour de deux domaines de recherche : les communications numériques et la surveillance par acoustique passive.

La particularité du milieu ASM rend la recherche de technologies de communications numériques optimisées très stimulante et encore très ouverte. Ces technologies sont loin d'être aussi mûres que celles utilisées dans le domaine terrestre ou spatial. Cette différence de maturité s'explique en partie par la complexité du milieu ASM, son accessibilité difficile et très coûteuse, une communauté de recherche de taille réduite

1. On notera tout de même que je poursuis toujours des travaux sur l'interception au travers de contrats industriels.

mais surtout par un nombre encore restreint d'applications et d'acteurs commerciaux². Dans cet axe de recherche, je m'intéresse principalement à la caractérisation statistique et informationnelle du canal de transmission ainsi qu'à la proposition de solutions permettant aux systèmes ASM d'auto-configurer leurs paramètres de communication de façon autonome, adaptative et décentralisée à partir d'interactions répétées avec leur environnement. Ces différents sujets sont très liés puisque la reconfiguration adaptative de modems est fortement conditionnée par les caractéristiques du canal.

La surveillance par acoustique passive consiste, quant à elle, à « écouter » les signaux émis par des sources sonores dans le but de les caractériser ou de les utiliser comme sources d'opportunités pour étudier des propriétés physiques de l'océan. Du fait de l'augmentation du nombre de capteurs acoustiques déployés dans l'océan et de l'importance stratégique, économique et environnementale du milieu marin, cette thématique de recherche est en plein développement. Dans ce contexte, je me suis intéressé au développement de méthodes de détection, localisation et classification de sources basses fréquences. Ces méthodes de traitement statistique du signal se sont avérées particulièrement pertinentes pour l'analyse de sons émis par les baleines à fanons. Elles constituent, entre autres, un socle d'outils utiles pour limiter l'impact des activités acoustiques humaines sur ces baleines ou pour étudier les schémas de migration de celles-ci.

Le manuscrit est organisé en deux parties correspondant aux deux axes de recherche évoqués précédemment. Chaque partie est indépendante et contient sa propre introduction, présentation du contexte et synthèse des contributions ainsi que ses propres conclusions et perspectives. Comme déjà indiqué, j'ai fait le choix de ne pas présenter l'ensemble de mes travaux mais d'en sélectionner quelques-uns sur la base des éléments suivants. Le chapitre 1 fait écho à mon travail de doctorat et apporte quelques réponses aux questions soulevées lors de celui-ci. Les chapitres 2, 3 et 4 sont, quant à eux, la synthèse de collaborations très fructueuses avec des doctorants, ce qui me semblait important de mettre en avant dans un manuscrit de HDR. Enfin, au travers de ces différents chapitres, je souhaitais également souligner la complémentarité de mes travaux entre la recherche théorique, le développement d'algorithmes et leur mise en oeuvre pratique sur des données réelles. Pour terminer, le lecteur trouvera dans les annexes un résumé de mon parcours professionnel ainsi que des éléments quantitatifs associés à mes activités d'enseignement et de recherche.

2. Il faut toutefois noter qu'au domaine traditionnel de la défense s'ajoutent maintenant de nouvelles applications qui concernent l'industrie pétrolière offshore, l'aquaculture ou la protection de l'environnement.

Première partie

Communications acoustiques
sous-marines

Introduction

La capacité à communiquer efficacement sous l'eau sans liaison filaire revêt un intérêt majeur pour de nombreuses applications liées à la sûreté, l'analyse, l'exploration ou l'exploitation du milieu sous-marin. Du fait de l'opacité de ce milieu aux ondes électromagnétiques, l'onde acoustique s'avère être le support le mieux adapté à la transmission d'information sur de longues distances³. Les modems acoustiques commercialisés de nos jours opèrent principalement dans des gammes de fréquences allant de quelques centaines de hertz à la centaine de kilohertz et offrent des débits allant de quelques bits par jour à plusieurs dizaines de kilobits par seconde. Ces débits sont fortement conditionnés par les contraintes de consommation d'énergie des modems et par les distances de communications visées, le produit débit-distance étant habituellement inférieur à 50 kbits/s×km [Kilfoyle00; Pottier14]. Comparativement aux performances offertes par les systèmes de communication sans fils terrestres, les débits des modems acoustiques peuvent paraître dérisoires. Cependant, il faut noter que les contraintes imposées par le milieu sous-marin sont semblablement disproportionnées. Le canal ASM présente à la fois des effets de réflexion/réfraction générant de l'étalement temporel important, une atténuation fortement croissante avec la fréquence qui restreint la bande-passante disponible, ainsi qu'une forte variabilité du milieu, qui, combinée avec une faible célérité des ondes acoustiques (~ 1500 m/s) et la mobilité des porteurs, induit un effet Doppler conséquent. De plus, contrairement au spectre électromagnétique utilisé pour les radiocommunications, radars ou systèmes de géolocalisation terrestres, l'utilisation du spectre acoustique sous-marin est assez peu réglementée par des instances nationales ou internationales et se limite souvent à des mesures de protection de la faune marine [Erbe13]. De ce fait, en plus d'être contraint par un environnement de propagation complexe, les systèmes de communications ASM évoluent dans un environnement qui peut être fortement bruité. Le développement d'applications associées au monde de la mer (océanographie, lutte sous-marine, prospection pétrolière, pêche, énergies marines, etc.) implique de fait une augmentation du bruit acoustique sous-marin d'origine anthropique. A ce bruit anthropique s'ajoutent des bruits d'origine biologique (mammifères marins, benthos, etc.) qui font du spectre ASM une ressource critique (cf. Figure 1). Les ondes acoustiques sont utilisées à la fois par les mammifères marins et les instruments ASM (sonars, sondeurs, modems) pour communiquer, naviguer et/ou inférer des informations sur l'environnement marin. Par conséquent, une activité

3. En fonction des distances et/ou des débits visés, il existe d'autres supports de transmission comme les ondes radio, l'induction magnétique ou les lasers.

acoustique simultanée et l'utilisation de bandes de fréquences similaires impliquent de fait un masquage mutuel des signaux acoustiques. Les interférences, quelles que soient leurs origines, peuvent alors entraîner une dégradation drastique des performances des systèmes ASM. Le problème de l'interférence et la question de standardisation des fréquences acoustiques pour les émissions sous-marines se sont posés dès le début des années 1970 [Sciences70]. Le spectre utilisable par les systèmes ASM étant relativement étroit, il est clairement irréaliste d'envisager une régulation fixe du spectre, où des bandes de fréquences prédéfinies seraient allouées en fonction des applications.

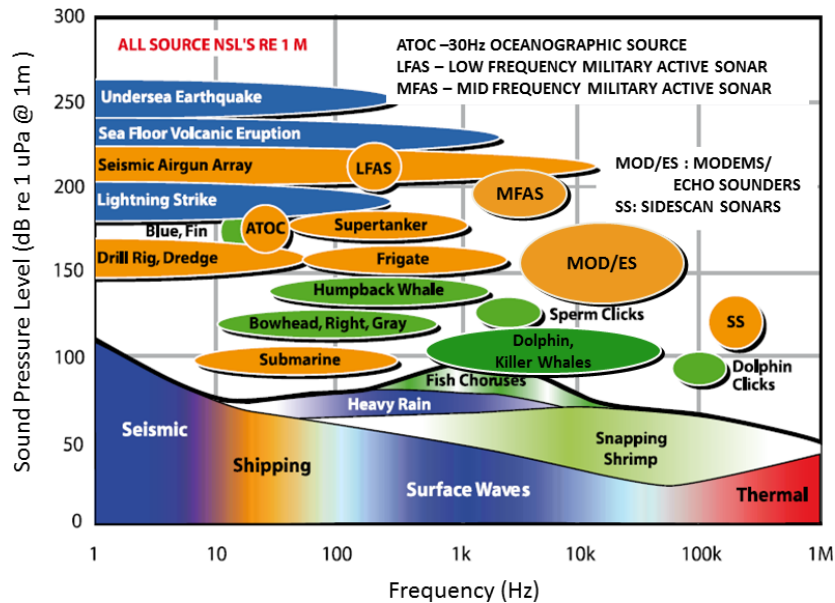


FIGURE 1 — Fréquences et niveaux sonores de quelques sources acoustiques : sources anthropiques (orange), sources biologiques (vert) et abiotiques (bleu et rouge). Adapté de [I. Boyd et. al.08].

Après les travaux précurseurs des années 70-80 [Baggeroer84] et les premières évaluations des communications cohérentes haut-débit des années 90 [Kilfoyle00], de nouvelles formes d'ondes et techniques de réception ont émergé ces vingt dernières années [Stojanovic08]. Parmi ces techniques, souvent empruntées au domaine des radio-communications terrestres, on trouve les modulations multi-porteuses [Frassati05; Gomes09; Li08; Leus09], le recours aux systèmes multi-capteurs [Li09; Roy07; Gomes08], les techniques de codage canal type turbo-codes [Trubuil10] ou LDPC [Huang08], l'identification de canaux parcimonieux [Berger10; Zamanizadeh10] ou encore les techniques itératives de réception [Laot10; Otnes08]. Depuis une dizaine d'années, on observe également une émergence forte des problématiques réseaux [Otnes12], même si à ce jour il existe peu d'infrastructures réseaux opérationnelles. Jusqu'à très récemment, il n'existait pas de standard de communication en dehors du STANAG 1074 de l'OTAN proposé pour la téléphonie sous-marine analogique, et dont la première version fut publiée en 1985. La standardisation par l'OTAN du protocole de communications ASM numériques JANUS en avril 2017 est une avancée notable. Elle offre un cadre permettant « *aux systèmes de communications sous-marins déployés sur des plateformes de l'OTAN et des plateformes civiles d'établir des communications*

numériques solides pour la détection des noeuds et l'échange de données » [OTA17].

Depuis ma soutenance de thèse de doctorat, mes travaux sur les communications ASM se sont concentrés autour de deux sujets de recherche. Le premier sujet est une suite logique de ma thèse et concerne la modélisation du canal et l'étude de sa capacité théorique. Le second sujet s'intéresse à la conception de modems auto-reconfigurables et adaptatifs à l'environnement. Ces deux sujets sont très liés puisque la reconfiguration adaptative de modems est fortement conditionnée par les caractéristiques physiques et statistiques du canal. Ces recherches ont été menées en collaboration avec des collègues de l'IMT Atlantique mais également avec d'autres institutions comme FFI en Norvège, l'université de York au Royaume-Uni, Northeastern University aux USA, Federal University of Technology au Brésil ou l'ENSTA ParisTech. Elles ont également bénéficié des contributions du travail de thèse d'Antony Pottier co-encadré par Christophe Laot.

La suite de cette première partie est organisée en deux chapitres suivi d'une conclusion et de perspectives. Le chapitre 1 synthétise mes principaux travaux menés sur le canal de transmission ASM après ma thèse et le chapitre 2 présente quelques résultats obtenus sur la problématique de reconfiguration adaptative de modems à l'aide de la théorie des jeux.

Canal de transmission ASM

1.1 Contexte et contributions

Afin d’anticiper en laboratoire les performances des systèmes de communication acoustique en environnements sous-marins réels, les modèles de canaux de propagation sont essentiels. Selon leur degré d’exhaustivité et de précision, ces modèles peuvent augmenter fortement la probabilité de succès des essais terrain et réduire ainsi le coût de développement du système global. Contrairement au domaine des radio-communications terrestres, la communauté de recherche en ASM n’a pas encore réussi à converger vers un consensus permettant de définir des modèles de références utilisables par tous pour la comparaison/validation de techniques de transmission concurrentes. Cette absence de modèles standardisés s’explique par plusieurs facteurs. Tout d’abord, le canal ASM présente de très fortes variations en fonction du temps, de la fréquence et de l’espace, et ce, à différentes échelles. Ainsi, les propriétés d’un canal sondé en rade de Brest en juin seront très différentes de celle d’un canal sondé sous l’Arctique à la même époque qui seront elles-mêmes différentes des propriétés de ce même canal sondé au mois de décembre ou dans une autre bande de fréquence [vanWalree11]. Ensuite, la communauté dispose de peu de données exploitables par tous. L’acquisition de données ASM coûte extrêmement cher du fait des moyens humains et matériels nécessaires au déploiement d’expérimentations en mer. De plus, même si certains laboratoires de recherche, entreprises ou institutions étatiques disposent de données, ils ne sont pas toujours enclin à les partager du fait de contraintes associées à des programmes de défense ou à des enjeux économiques. On notera tout de même, que de récentes initiatives comme WATERMARK [vanWalree17], portée par le centre de recherche de la défense Norvégienne (FFI), ont pour objectif de mettre à disposition de la communauté des données réelles exploitables. Nous reviendrons sur cette initiative à laquelle j’ai participé dans la section 1.4. Enfin, le troisième frein à la construction de modèles de références a été, jusqu’à peu, l’absence d’institution fédératrice. Depuis quelques années, le centre pour l’expérimentation et la recherche marine (CMRE) de l’OTAN joue cependant ce rôle en portant le premier standard de communication ASM numériques « JANUS » et en organisant le workshop « Ucomms » [UCO] tous les deux ans.

Malgré l’absence de modèles de référence, de nombreuses stratégies de simulation de canal sont disponibles dans la littérature. Ces stratégies peuvent grossièrement

être classées en deux catégories : les simulations paramétriques et les simulations par rejeu. La première classe comprend tous les simulateurs qui génèrent des informations sur les canaux ASM à partir de modèles physiques et/ou statistiques qui nécessitent des paramètres environnementaux et/ou statistiques en entrée. Des exemples de tels simulateurs peuvent être trouvés dans [Peterson13; Cristol05; Geng95; Chitre07; Socheleau10b; Qarabaqi13; Dol13; Porter87]. L'atout de la simulation paramétrique réside dans sa capacité à générer une grande diversité d'environnements ASM. Cependant, cette flexibilité se paie généralement par un niveau de réalisme limité. Ce type de simulation peut également nécessiter de nombreux paramètres d'entrée pour lesquels il est difficile de spécifier des valeurs numériques avec une précision suffisante. La deuxième classe de simulateurs repose sur des réponses impulsionnelles variant dans le temps (RIVT) mesurées *in situ* lors d'expériences en mer. Comme décrit dans [vanWalree08; Socheleau11c; Otnes13], la simulation basée sur le rejeu consiste tout d'abord à sonder un canal ASM en mer, puis à soit (i) reproduire strictement la RIVT réelle en laboratoire (rejeu direct), ou (ii) générer de nouvelles RIVT aléatoires avec des propriétés statistiques similaires à la mesure originale (rejeu stochastique). À partir d'une seule mesure, il est donc possible de comparer des schémas de transmission concurrents face au même environnement [Otnes13]. Les méthodes basées sur le rejeu sont intrinsèquement réalistes. Cependant, contrairement aux modèles paramétriques, la diversité des environnements simulés peut être très limitée car elle dépend du nombre de RIVT réelles disponibles.

Dans la continuité de mes travaux de thèse [Socheleau11c], mes contributions sur la simulation de canal se sont essentiellement focalisées sur les méthodes de rejeu. Dans [Socheleau15c], nous avons étendu la méthode proposée dans [Socheleau11c] au cas SIMO (Single-Input Multiple-Output) en proposant une approche qui permet de conserver, lors du rejeu stochastique, les statistiques temps-fréquence-espace du canal original. Nous avons ensuite proposé dans [Socheleau15a; Socheleau14a] une méthodologie de simulation qui combine une modélisation paramétrique avec un rejeu stochastique de réponses impulsionnelles mesurées en mer. Le principe de ce travail consiste à distordre délibérément les statistiques du canal réel afin de répondre à certaines contraintes spécifiées par l'utilisateur. Enfin, dans [vanWalree17], je me suis associé à l'initiative WATERMARK portée par FFI pour le partage de réponses impulsionnelles mesurées en mer.

En complément de la modélisation du canal ASM, il est important de connaître les débits de transmission que celui-ci est capable de supporter. Le canal ASM est réputé comme sévère mais peut-on quantifier cette « sévérité » ? De plus, les expérimentations de nouveaux schémas de transmission effectuées ces dix dernières années ont montré qu'il était possible d'accroître les débits de communication des systèmes acoustiques ou d'améliorer leur robustesse par rapport aux modems actuellement commercialisés. Dans ce contexte, une évaluation des performances limites atteignables sous l'eau, notamment au moyen du calcul de la capacité de Shannon, apparaît essentielle pour déterminer si ces techniques peuvent effectivement aboutir à une amélioration significative des débits de transmission. De plus, afin de trouver un bon compromis débit/robustesse et de chercher à se rapprocher des bornes théoriques de capacité, il est primordial d'identifier des directives de conception qui permettent d'optimiser les

schémas de transmission utilisés. Contrairement à la capacité des canaux radios terrestres, la capacité des canaux ASM a été relativement peu étudiée. Dans le cadre de mes travaux de thèse, je me suis intéressé à la capacité du canal ASM en considérant un maximum de contraintes réalistes. A savoir, un canal doublement dispersif, les puissances crêtes et moyennes limitées et la réalisation courante du canal inconnue de l'émetteur et du récepteur (contexte non-cohérent). La capacité exacte du canal sous de telles hypothèses reste encore inconnue. Par conséquent, des bornes supérieures et inférieures de cette capacité ont été proposées puis numériquement évaluées et discutées sur des canaux ASM réels [Passerieux13]. Il a notamment été montré que la mise en œuvre de systèmes de communications offrant une efficacité spectrale deux fois supérieure à l'état de l'art apparaissait comme un objectif raisonnable pour les canaux ASM petit-fond avec un SNR de 15 à 20 dB [Passerieux13].

Dans la continuité de ces travaux et dans le cadre d'une collaboration avec M. Stojanovic de NorthEastern University, C. Laot de l'IMT Atlantique et J-M Passerieux de Thalès, je me suis intéressé aux débits théoriques atteignables sous l'eau lorsque des schémas de transmission de type OFDM sont utilisés [Socheleau12b]. L'OFDM a connu un fort intérêt de la part de la communauté ASM du fait de sa simplicité de mise en œuvre (égalisation dans le domaine fréquentiel, avec un coefficient unique par sous-porteuse et un nombre restreint de paramètres fixés a priori). Cette simplicité en fait un système de communication généralement robuste. Ceci est à comparer avec les égaliseurs utilisés pour les systèmes mono-porteuses qui requièrent le réglage de paramètres tels que le nombre de coefficients des filtres d'égalisation ou le pas d'adaptation, réglage qui peut s'avérer délicat dans la pratique lorsque le canal est très dispersif en temps. Cependant, la robustesse de l'OFDM, par rapport aux modulations mono-porteuses, se paie en efficacité spectrale du fait de l'utilisation d'intervalles de garde dont la durée est minorée par l'étalement temporel maximal du canal, étalement qui peut atteindre plusieurs dizaines de milli-secondes. Il me semblait donc pertinent de connaître les limites d'un tel schéma de transmission et de savoir si la théorie de l'information pouvait permettre de mieux comprendre le compromis robustesse-efficacité spectrale.

La suite de ce chapitre est organisée comme suit. Après une brève présentation des propriétés du canal ASM à la section 1.2, nous détaillons la méthode de jeu dit paramétrique à la section 1.3. Nous présentons ensuite l'initiative WATERMARK à la section 1.4. Enfin, nous discutons des débits théoriques atteignables sous l'eau à la section 1.5.

1.2 Généralités sur le canal ASM

Il est communément admis que l'action du canal ASM peut être décrite au travers d'un opérateur linéaire $\mathbb{H} : \mathcal{L}^2(\mathbb{R}) \mapsto \mathcal{L}^2(\mathbb{R})$, où $\mathcal{L}^2(\mathbb{R})$ représente l'espace de Hilbert des fonctions de carré intégrable, tel que l'entrée $x(t)$ et la sortie $z(t)$ du canal vérifient

$$z(t) = (\mathbb{H}x)(t) + w(t) = \int_{\tau} h_{\mathbb{H}}(\tau, t)x(t - \tau)d\tau + w(t), \quad (1.1)$$

où $w(t)$ dénote le bruit ambiant. $h_{\mathbb{H}}(\tau, t)$ dénote la réponse impulsionnelle du canal variant dans le temps avec τ la variable de dispersion temporelle des multi-trajets du

canal et t le temps absolu. Le canal de transmission ASM est généralement sélectif en temps et en fréquence et également large bande dans le sens où la bande de fréquence occupée est du même ordre de grandeur que la fréquence centrale f_c d'émission. Le modèle équivalent en bande de base de ce canal s'écrit alors [vanWalree13b] :

$$h_{\mathbb{H}}(\tau, t) = \sum_{l=0}^{L-1} c_l(t) \delta(\tau - \bar{\tau}_l) \circledast \chi_l(\tau, t), \quad (1.2)$$

où \circledast dénote l'opérateur de convolution. L représente le nombre de trajets, $c_l(t)$ l'évanouissement variant dans le temps du canal et $\bar{\tau}_l$ le retard de propagation du l -ième trajet. $\chi_l(\tau, t)$ représente l'information associée au caractère large bande du canal, à savoir, (i) la variabilité des retards de propagations et la rotation de phase qui résultent de la mobilité relative entre l'émetteur et le récepteur et (ii) l'atténuation de chaque trajet, en fonction de la fréquence, due au phénomène d'absorption. Formellement, $\chi_l(\tau, t)$ peut se décomposer sous la forme

$$\chi_l(\tau, t) = e^{-i2\pi f_c t \frac{v_l(t)}{c}} \delta\left(\tau - t \frac{v_l(t)}{c}\right) \circledast A_l(\tau, t), \quad (1.3)$$

où $A_l(\tau, t)$ représente l'atténuation due à l'absorption, $v_l(t)$ dénote la vitesse relative du l -ième trajet et c la célérité des ondes acoustiques dans l'eau (~ 1500 m/s). Dans les cas où les angles de départ (resp. arrivée) des trajets sont quasiment les mêmes (e.g. transmission petit-fond où la distance TX-RX est grande devant la hauteur d'eau), on peut simplifier la représentation du canal en supposant que $v_l(t) \approx v(t)$, $\forall l$. Dès lors, en posant $\varepsilon(t) = v(t)/c$, on peut montrer que la sortie du canal peut se représenter sous la forme

$$z(t) = (\tilde{\mathbb{H}}x) ((1 - \varepsilon(t))t) + w(t), \quad (1.4)$$

avec une nouvelle expression de la réponse impulsionnelle du canal donnée par

$$\tilde{h}_{\mathbb{H}}(\tau, t) = h_{\mathbb{H}}\left(\tau + t\varepsilon(t), \frac{t}{1 - \varepsilon(t)}\right). \quad (1.5)$$

Dans certains cas, le canal ASM large bande peut donc s'exprimer sous une forme « bande étroite¹ » dès lors que le facteur d'échelle $(1 - \varepsilon(t))$ est appliqué sur le signal filtré. Dans la plupart des récepteurs actuels, ce facteur d'échelle « Doppler » est compensé en tête de réception par simple rééchantillonnage du signal reçu de sorte que les traitements situés en aval de ce rééchantillonnage peuvent faire l'hypothèse bande étroite [Mason08; Sharif00; Eynard08].

Même s'il n'existe pas de canal ASM typique, on peut tout de même indiquer que dans les bandes de fréquence usuelles utilisées par les systèmes de communication, l'étalement des retards des trajets est généralement compris entre quelques milli-secondes et quelques centaines de milli-secondes. Le temps de cohérence du canal, caractérisant les vitesses de variation du terme $c_l(t)$ dans (1.2) est, quant à lui, de l'ordre de quelques

1. Le terme « bande étroite » est utilisé dans le sens où $\tilde{h}_{\mathbb{H}}$ ne présente pas de dérive des retards de propagation au cours du temps. La dépendance fréquentielle de l'atténuation est, quant à elle, toujours présente.

milli-secondes jusqu'à plusieurs secondes [vanWalree11]. La figure 1.1-(a) montre l'évolution temporelle du profil de puissance d'un canal réel sondé en mer avec un émetteur mobile. Sur cette figure, on peut observer que le retard de chaque trajet dérive au cours du temps comme modélisé par (1.2). La dérive moyenne est approximativement de 8 ms sur une fenêtre de 20 s ce qui correspond à une vitesse relative moyenne de 0.6 m.s^{-1} . La figure 1.1-(b) montre le même canal après compensation Doppler par rééchantillonnage. Dans ce cas, la réponse impulsionnelle du canal peut s'exprimer sous la forme donnée par (1.5).

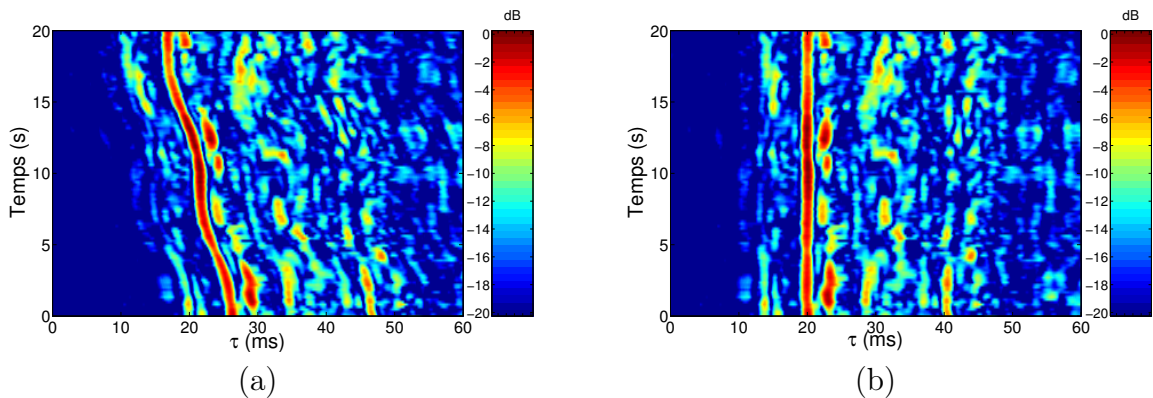


FIGURE 1.1 — Evolution temporelle du profil de puissance d'un canal réel sondé en mer Méditerranée dans la bande [5.5-6.5] kHz. (a) Pas de compensation Doppler, (b) Doppler compensé par rééchantillonnage.

1.3 Rejeu stochastique paramétrique

1.3.1 Motivations

Lors de la conception de modèles de canaux, il y a toujours un choix à faire entre le réalisme, la facilité de paramétrage (connaissance des paramètres) et la flexibilité (diversité des environnements simulés). Le rejeu stochastique de canal répond aux deux premiers critères, mais non au troisième. En effet, le principal inconvénient du rejeu stochastique réside dans son manque de diversité. Par opposition à la modélisation de canal ASM paramétrique, la réponse impulsionnelle d'entrée qui pilote le simulateur basé sur le rejeu correspond à une configuration de transmission spécifique dans un environnement lui aussi spécifique.

L'objectif de ce travail a été de montrer que cet inconvénient pouvait être atténué, dans une certaine mesure, par la création de diversité statistique. Le problème que nous avons voulu résoudre était le suivant : compte tenu de l'information préalable dont nous disposons au travers d'une réponse impulsionnelle mesurée en mer, pouvons-nous construire un modèle de canal qui satisfasse certaines contraintes spécifiées par l'utilisateur, tout en étant « aussi proche que possible » de la RIVT originale ? Contraindre le modèle signifie que nous voulons contrôler certaines de ses propriétés par le biais de paramètres spécifiques tels que l'étalement Doppler ou le niveau de covariance entre

trajets par exemple. « Être aussi près que possible » est un moyen d'atteindre un certain niveau de réalisme proche de celui de la RIVT originale. Comme montré dans la suite de ce chapitre, ce problème peut être résolu par optimisation d'un critère issu de la théorie de l'information qui définit formellement le concept de proximité entre modèles.

1.3.2 Principes de base du rejeu stochastique

L'entrée du simulateur basé sur le rejeu est une estimée à temps discret et en bande de base de la réponse impulsionnelle réelle dont le facteur moyen de compression-dilatation Doppler a été compensé [vanWalree08; Socheleau11c; Otnes13]. Cette estimée est notée $h_l(k)$ où $l \in \{0, \dots, L-1\}$ représente l'indice du trajet et $k \in \{0, \dots, K-1\}$ l'indice temporel.

Conformément à [Socheleau11c], $h_l(k)$ est modélisé comme un processus aléatoire stationnaire en tendance tel que, pour tout k, k_1 et $k_2 \in \mathbb{Z}$

$$h_l(k) = \bar{h}_l(k) + \tilde{h}_l(k), \quad (1.6)$$

avec

$$\mathbb{E} \{h_l(k)\} = \bar{h}_l(k), \quad (1.7)$$

et

$$\begin{aligned} \mathbb{E} \left\{ \tilde{h}_l(k_1) \tilde{h}_p^*(k_2) \right\} &= \mathbb{E} \left\{ \tilde{h}_l(k) \tilde{h}_p^*(k + k_2 - k_1) \right\}, \\ \mathbb{E} \left\{ \tilde{h}_l(k_1) \tilde{h}_p(k_2) \right\} &= \mathbb{E} \left\{ \tilde{h}_l(k) \tilde{h}_p(k + k_2 - k_1) \right\}. \end{aligned} \quad (1.8)$$

$\bar{h}_l(k)$ est appelé la tendance et est une composante (pseudo)-déterministe variant lentement dans le temps et $\tilde{h}_l(k)$ est un processus aléatoire gaussien à moyenne nulle stationnaire au sens large résultant principalement du phénomène de diffusion.

A partir de (1.6), le rejeu stochastique consiste tout d'abord à isoler les composantes $\bar{h}_l(k)$ et $\tilde{h}_l(k)$ de la mesure $h_l(k)$. Comme nous l'avons montré dans [Socheleau11c], ceci peut être effectué à l'aide d'une décomposition modale empirique (EMD) qui donne de meilleurs résultats que les méthodes à base de filtres linéaires. Un exemple de résultat de décomposition est montré à la figure 1.2. Ensuite, de nouvelles réalisations du processus gaussien sont générées à partir de l'observation $\tilde{h}_l(k)$. Ces nouvelles réalisations sont finalement additionnées avec la composante $\bar{h}_l(k)$ d'origine pour obtenir une nouvelle réponse impulsionnelle.

La génération de nouvelles réalisations de $\tilde{h}_l(k)$ se fait à partir de l'estimation des propriétés statistiques de ce processus. Ces dernières sont entièrement déterminées par la matrice d'interspectres de taille $2L \times 2L$ définie par

$$\mathbf{S}_{\tilde{h}}(\omega) \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{\tilde{h}}^{\mathfrak{R},\mathfrak{R}}(\omega) & \mathbf{S}_{\tilde{h}}^{\mathfrak{R},\mathfrak{I}}(\omega) \\ \mathbf{S}_{\tilde{h}}^{\mathfrak{I},\mathfrak{R}}(\omega) & \mathbf{S}_{\tilde{h}}^{\mathfrak{I},\mathfrak{I}}(\omega) \end{bmatrix}, \quad (1.9)$$

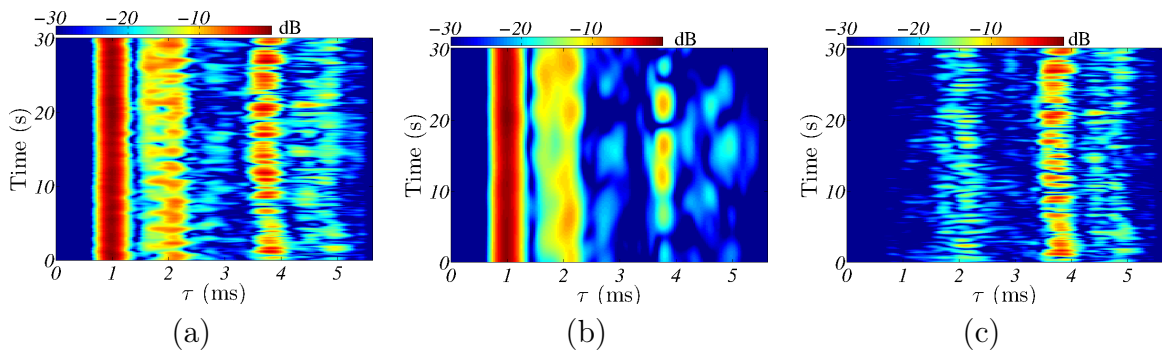


FIGURE 1.2 — Exemple de décomposition de RIVT avec l’EMD. (a) Amplitude la réponse impulsionnelle mesurée in situ, i.e., $|h_l(k)|$, (b) Amplitude de la tendance, i.e., $|\tilde{h}_l(k)|$, (c) Amplitude de la composante aléatoire, i.e., $|\tilde{h}_l(k)|$. Cette RIVT a été mesurée lors d’une campagne de mesure effectuée en rade de Brest en 2007. Figures extraites de [Socheleau15a].

où le bloc matriciel $\mathbf{S}_{\tilde{h}}^{\Re, \Im}(\omega)$ de taille $L \times L$ vérifie pour tout $\omega \in [-\pi, \pi]$,

$$\left[\mathbf{S}_{\tilde{h}}^{\Re, \Im}(\omega) \right]_{lp} = \sum_{u=-\infty}^{+\infty} \mathbb{E} \left\{ \Re \{ \tilde{h}_l(k) \} \Im \{ \tilde{h}_p(k+u) \} \right\} e^{-iu\omega}. \quad (1.10)$$

$[\cdot]_{lp}$ dénote l’élément de la l -ème ligne et p -ème colonne de la matrice considérée et \Re et \Im désignent respectivement la partie réelle et la partie imaginaire des trajets complexes. Les blocs $\mathbf{S}_{\tilde{h}}^{\Re, \Re}(\omega)$, $\mathbf{S}_{\tilde{h}}^{\Im, \Re}(\omega)$, $\mathbf{S}_{\tilde{h}}^{\Im, \Im}(\omega)$ sont définis de façon analogue à (1.10).

L’estimation de $\mathbf{S}_{\tilde{h}}(\omega)$ peut se faire à l’aide de méthodes d’estimation spectrale standards (Welch, Burg, Corrélogramme, etc.) dès lors que la durée de la RIVT mesurée en mer est plus importante que le temps de cohérence de chaque processus $\{\tilde{h}_l(k)\}_k$. Dans la plupart des expériences, cette durée est de l’ordre de plusieurs dizaines ou centaines de secondes alors que le temps de cohérence des canaux ASM est généralement inférieur à quelques centaines de millisecondes. A partir de la représentation spectrale (1.9), il est alors possible de tirer de nouvelles réalisations de $\{\tilde{h}_l(k)\}$ en utilisant des méthodes de simulation de processus gaussiens stationnaires multi-variés comme celles décrites dans [Deodatis96; Ding11].

1.3.3 Méthodologie générale du rejeu stochastique paramétrique

Comme indiqué dans l’introduction, le principal inconvénient du rejeu stochastique réside dans son manque de diversité ou de flexibilité. Dans cette section, nous montrons comment il est possible d’étendre le champ d’application d’une telle stratégie de simulation en autorisant un certain degré de paramétrage. Plus précisément, le cadre de simulation proposé consiste à générer des réalisations d’un nouveau processus aléatoire gaussien multivarié qui vérifie certaines contraintes spécifiées par l’utilisateur, tout en étant « aussi proche que possible » du processus de référence $\{\tilde{h}_l(k)\}$. Par exemple, en considérant les statistiques de second ordre uniquement, nous montrons comment spécifier des contraintes sur l’étalement Doppler afin de connaître la capacité

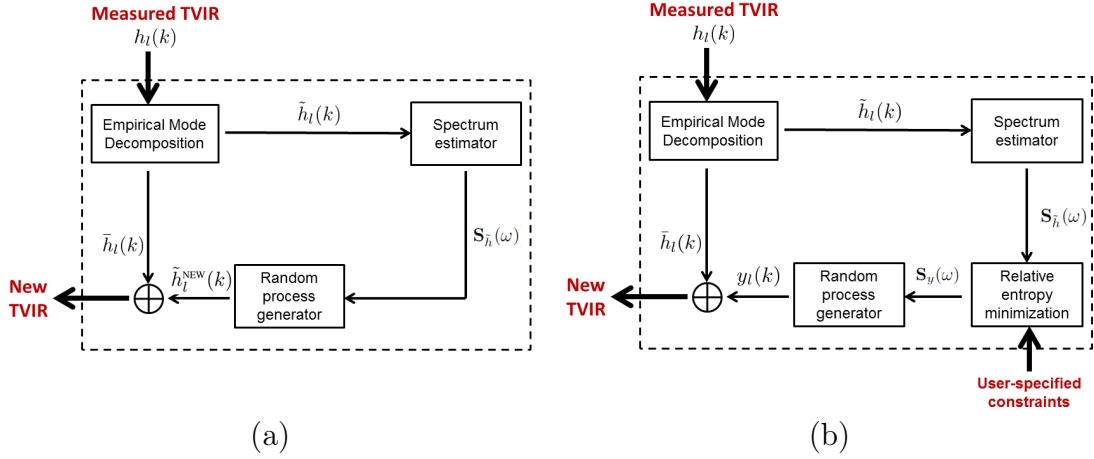


FIGURE 1.3 — Diagramme fonctionnel des méthodes de rejeu : a) méthode de rejeu standard, b) méthode de rejeu paramétrique. Figure extraite de [Socheleau15a].

d'un récepteur à suivre les fluctuations d'un canal. De même, l'analyse de l'impact de la covariance entre trajets sur les performances de démodulation peut être d'un grand intérêt. Comme une information préalable réaliste est disponible à travers la matrice $\mathbf{S}_{\tilde{h}}(\omega)$, il est assez naturel d'exploiter cette connaissance pour construire le nouveau modèle.

Le concept de proximité entre modèles peut être formellement défini à l'aide de la notion d'entropie relative entre processus aléatoires qui, dans le cas gaussien, se trouve être une pseudo-distance entre matrices d'interspectres. D'une manière générale, si y et z sont conjointement gaussiens avec des matrices d'interspectres respectives $\mathbf{S}_y(\omega)$ et $\mathbf{S}_z(\omega)$ alors, sous certaines conditions de régularité (cf. [Ferrante12]), leur entropie relative vérifie

$$D_r(y||z) = \frac{1}{4\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left(\log \det (\mathbf{S}_y^{-1}(\omega) \mathbf{S}_z(\omega)) + \text{tr} (\mathbf{S}_z^{-1}(\omega) (\mathbf{S}_y(\omega) - \mathbf{S}_z(\omega))) \right) d\omega. \quad (1.11)$$

A l'aide de cet outil d'entropie relative, notre stratégie de simulation peut se formaliser comme suit : soit $\{y(k), k \in \mathbb{Z}\}$ le processus gaussien à valeurs dans \mathbb{R}^{2L} que nous voulons générer, trouver la matrice $\mathbf{S}_y^o(\omega)$ solution de

$$\left\{ \begin{array}{l} \underset{\mathbf{S}_y(\omega)}{\text{minimiser}} \quad D_r(y||\tilde{h}) \\ \text{sous la contrainte} \quad \mathbb{F}_n(\mathbf{S}_y(\omega)) = \begin{cases} \alpha_n \text{ (scalaire)} \\ \mathbf{\Sigma}_n \text{ (matrice)} \end{cases} \\ n \in \{0, \dots, N_c - 1\}, \end{array} \right. \quad (1.12)$$

où N_c dénote le nombre de contraintes sur les statistiques du second ordre, \mathbb{F}_n est une fonctionnelle spécifiée par l'utilisateur qui peut être égale à une valeur scalaire α_n ou à une matrice $\mathbf{\Sigma}_n$, elles aussi spécifiées par l'utilisateur. La procédure globale de rejeu paramétrique est illustrée à la figure 1.3-(b).

1.3.4 Exemples de contraintes : étalement Doppler et covariance entre trajets

L'étalement Doppler moyen σ_d est une mesure d'élargissement spectral dû au caractère fluctuant du canal. Cet étalement est défini ici comme

$$\sigma_d \triangleq \frac{F_s^{(t)}}{2\pi} \sqrt{\frac{\int_{-\pi}^{\pi} \omega^2 \text{tr}(\mathbf{S}_{\tilde{h}}(\omega)) d\omega}{\int_{-\pi}^{\pi} \text{tr}(\mathbf{S}_{\tilde{h}}(\omega)) d\omega}}, \quad (1.13)$$

où $F_s^{(t)}$ est la fréquence d'échantillonnage de RIVT le long de l'axe temporel. Une valeur particulière de σ_d peut être spécifiée par l'utilisateur en contrôlant conjointement l'énergie du canal et le second moment de la matrice d'interspectres. Plus précisément, le nouveau modèle $\mathbf{S}_y(\omega)$ peut être contraint de vérifier

$$\int_{-\pi}^{\pi} \text{tr}(\mathbf{S}_y(\omega)) d\omega = \alpha_0, \quad (1.14)$$

$$\int_{-\pi}^{\pi} \omega^2 \text{tr}(\mathbf{S}_y(\omega)) d\omega = \alpha_1. \quad (1.15)$$

Dans la pratique, l'énergie du canal peut être normalisée afin que l'étalement Doppler soit complètement déterminé par α_1 .

Le problème (1.12) avec les contraintes (1.14) et (1.15) peut être résolu par la méthode des multiplicateurs de Lagrange. On peut montrer que la solution s'exprime alors comme [Socheleau15a]

$$\mathbf{S}_y^o(\omega) = \left[\mathbf{S}_{\tilde{h}}^{-1}(\omega) + (\lambda_0 + \lambda_1 \omega^2) \mathbf{I}_{2L} \right]^{-1}, \quad (1.16)$$

où λ_0 et λ_1 sont les multiplicateurs de Lagrange qui peuvent être obtenus par une méthode d'optimisation numérique de type Newton.

De façon analogue, il est aussi possible de contraindre le niveau de covariance entre trajets. En utilisant la définition de la matrice d'interspectres $\mathbf{S}_{\tilde{h}}(\omega)$, le coefficient de covariance entre deux composantes du canal peut s'exprimer comme :

$$\rho_{ij} \triangleq \frac{\int_{-\pi}^{\pi} [\mathbf{S}_{\tilde{h}}(\omega)]_{ij} d\omega}{\sqrt{\int_{-\pi}^{\pi} [\mathbf{S}_{\tilde{h}}(\omega)]_{ii} d\omega \int_{-\pi}^{\pi} [\mathbf{S}_{\tilde{h}}(\omega)]_{jj} d\omega}}, \quad (1.17)$$

A partir de (1.17), on peut voir que le degré de covariance entre trajets (et aussi entre la partie réelle et imaginaire d'un même trajet) peut être contrôlé en imposant à la matrice d'interspectres du canal que l'on veut simuler de vérifier la contrainte suivante :

$$\int_{-\pi}^{\pi} \mathbf{S}_y(\omega) d\omega = \mathbf{\Sigma}, \quad (1.18)$$

où $\mathbf{\Sigma}$ est une matrice de covariance définie par l'utilisateur. Par analogie avec (1.10), $\mathbf{\Sigma}$ peut se décomposer comme une matrice bloc avec, par exemple, $[\mathbf{\Sigma}^{\Re, \Im}]_{lp} = \int_{-\pi}^{\pi} [\mathbf{S}_y^{\Re, \Im}(\omega)]_{lp} d\omega = \mathbb{E} \{ \Re\{y_l(k)\} \Im\{y_p(k)\} \}$.

Le problème (1.12) avec la contrainte (1.18) peut lui aussi se résoudre avec la méthode des multiplicateurs de Lagrange. La solution s'exprime alors sous la forme [Socheleau15a]

$$\mathbf{S}_y^o(\omega) = \left[\mathbf{S}_{\tilde{h}}^{-1}(\omega) + \mathbf{\Lambda} \right]^{-1}, \quad (1.19)$$

où $\mathbf{\Lambda}$ est une matrice de multiplicateurs de taille $2L \times 2L$ qui peut elle aussi s'obtenir numériquement.

1.3.5 Illustrations

La stratégie de simulation proposée est ici illustrée au travers de mesures de taux d'erreur binaire (TEB) d'un système QPSK communicant au travers d'un canal ASM dont la RIVT estimée en mer est représentée à la figure 1.2. Cette RIVT est extraite d'une campagne d'essai effectuée avec le Gesma (DGA) en rade de Brest en 2007. Le canal a été sondé à une fréquence de 17.5 kHz dans une bande d'environ 3 kHz. L'étalement Doppler moyen de la RIVT d'origine est de 0.7 Hz environ et son facteur de Rice, défini comme

$$\kappa \triangleq \frac{1}{K} \frac{\sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} |\bar{h}_l(k)|^2}{\sum_{l=0}^{L-1} \mathbb{E} \left\{ |\tilde{h}_l(k)|^2 \right\}}, \quad (1.20)$$

est de 6.5 dB environ.

Influence de l'étalement Doppler

La figure 1.4 montre le TEB d'un système QPSK en fonction du rapport entre l'énergie par bit E_b et la densité spectrale de puissance du bruit N_0 . Le système QPSK est non codé de rapidité de modulation de 1.95 kBd et est filtré par des RIVT issues de la méthode de rejeu stochastique paramétrique pour laquelle diverses contraintes sur l'étalement Doppler ont été spécifiées par l'utilisateur. Le récepteur utilise une structure à base de DFE (decision-feedback equalizer) adaptatif. Par souci de simplicité le bruit est considéré blanc gaussien. Sans surprise, l'étalement Doppler impacte fortement les performances du récepteur. A mesure que cet étalement augmente, le DFE adaptatif présente des difficultés pour suivre les fluctuations du canal. De tels résultats peuvent être utiles lors de la conception d'un récepteur, soit pour connaître la plage d'étalement Doppler pour laquelle les performances restent acceptables, soit pour régler certains paramètres pour optimiser le comportement du système dans un environnement spécifique.

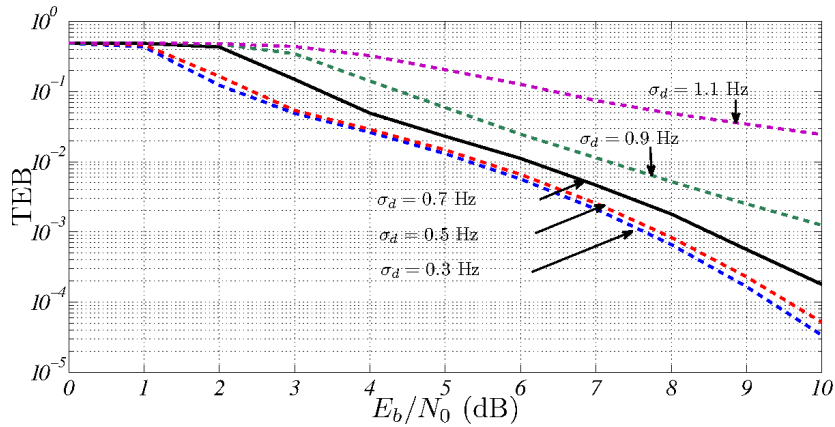


FIGURE 1.4 — TEB en fonction de E_b/N_0 pour différentes contraintes sur l'étalement Doppler. Figure extraite de [Socheleau15a].

Influence de la covariance entre trajets

Pour illustrer l'impact du degré de covariance entre trajets, on contraint le processus de sortie $\{y(k)\}$ à avoir une matrice de covariance Σ , comme définie dans (1.18), contrôlée par un simple scalaire. La méthodologie de la section 1.3.4 est générale et s'applique à n'importe quelle structure de matrice de covariance mais, afin de faciliter l'illustration, un modèle canonique de covariance est choisi. Plus précisément, pour la simulation, la matrice Σ prend la forme suivante

$$[\Sigma]_{ll} = \int_{-\pi}^{\pi} [\mathbf{S}_{\tilde{h}}(\omega)]_{ll} d\omega, \quad (1.21)$$

et, pour $l \neq p$,

$$\frac{[\Sigma]_{lp}}{\sqrt{[\Sigma]_{ll} [\Sigma]_{pp}}} = \rho_0, \quad (1.22)$$

où ρ_0 est une constante comprise entre 0 et 1.

La figure 1.5 montre les effets du coefficient de covariance ρ_0 sur le TEB. Lorsque ρ_0 augmente, les trajets du canal tendent à s'évanouir simultanément ce qui crée de sévères chutes de rapport signal-sur-bruit. Ce phénomène crée des erreurs par paquets du fait du manque de diversité multi-trajets et augmente alors le TEB. Des simulations avec des matrices de covariance contrôlées peuvent, par conséquent, être intéressantes pour évaluer la robustesse de mécanismes de codage conçus pour combattre de telles erreurs.

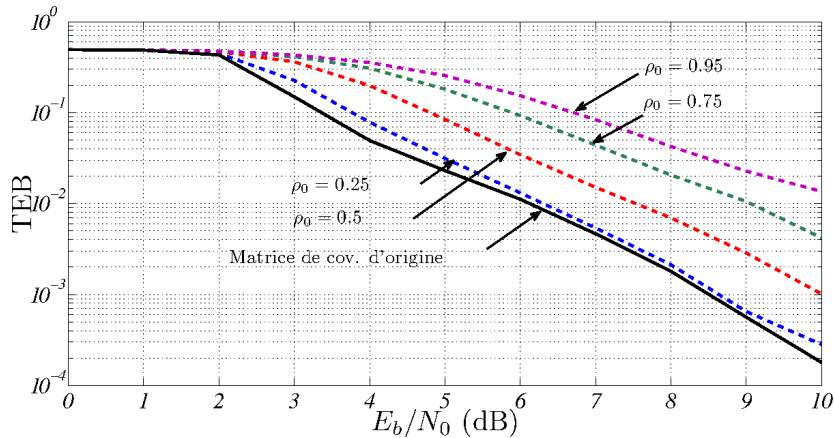


FIGURE 1.5 — TEB en fonction de E_b/N_0 pour différents degrés de covariance entre trajets. Figure extraite de [Socheleau15a].

1.4 Partage de données et rejeu direct

Voici ce que je rédigeais en juillet 2011 comme l'une des perspectives de mon travail de thèse [Socheleau11a] :

« Dans un contexte où des efforts émergent de la communauté de recherche en ASM pour proposer des protocoles de communication standardisés, il serait pertinent de mutualiser, au niveau international, les bases de données de canaux sondés en mer. A partir de cette base et à l'aide de techniques de rejeu stochastique comme celle que nous avons proposée ou celle présentée dans [vanWalree08], il serait alors possible de comparer de façon objective des techniques de transmission concurrentes ».

C'est dans cette optique de mutualisation que je me suis rapproché du centre de recherche FFI en Norvège au cours de ces dernières années. Ce centre dispose de nombreuses données réelles et est un leader mondial dans l'analyse et la modélisation des propriétés du canal ASM [vanWalree08; vanWalree11; Otnes13; vanWalree13a; vanWalree13b]. Après des discussions avec eux sur des possibilités d'échange bilatéral de données, FFI a décidé en 2016 de mettre à disposition de la communauté scientifique entière certaines de ses données ainsi qu'un simulateur Matlab de rejeu direct. Nous avons alors rapidement décidé de rejoindre cet initiative baptisée « WATER-MARK » en fournissant des données réelles et en participant à la promotion de cet outil [vanWalree17]. Watermark est un outil de simulation de canal piloté par des mesures en mer de RIVT qui permet de tester et de comparer des algorithmes pour la couche physique dans des conditions réalistes et reproductibles. Il repose sur du rejeu direct plutôt que stochastique pour éviter tout choix, possiblement discutable, de modèle statistique. La première version de Watermark est fournie avec une bibliothèque de canaux mesurés en Norvège (deux sites), en France, et Hawaii, offrant trois bandes de fréquences (4-8, 10-18 et 32,5-37,5 kHz), pour des communications SISO et SIMO, et des durées de rejeu variant de 33 secondes à 33 minutes. Le détail des configurations est fourni à la figure 1.6 et offre une diversité de RIVT comme illustré à la figure 1.7.

Name	NOF1	NCS1	BCH1	KAU1	KAU2
Environment	Fjord	Shelf	Harbour	Shelf	Shelf
Time of year	June	June	May	July	July
Range	750 m	540 m	800 m	1080 m	3160 m
Water depth	10 m	80 m	20 m	100 m	100 m
Transmitter depl.	Bottom	Bottom	Suspended	Towed	Towed
Receiver depl.	Bottom	Bottom	Suspended	Suspended	Suspended
Probe signal type	LFM train	Pseudonoise	Pseudonoise	LFM train	LFM train
-3 dB freq. band	10-18 kHz	10-18 kHz	32.5-37.5 kHz	4-8 kHz	4-8 kHz
Roll-off fact.	1/8	1/8	1/10	1/8	1/8
Sounding duration	32.9 s	32.6 s	59.4 s	32.9 s	32.9 s
Delay coverage	128 ms	32 ms	102 ms	128 ms	128 ms
Doppler coverage	7.8 Hz	31.4 Hz	9.8 Hz	7.8 Hz	7.8 Hz
Type	SISO	SISO	SIMO	SIMO	SIMO
# hydrophones	1	1	4	16	16
Element spacing	—	—	1 m	3.75 m	3.75 m
# cycles	60	60	1	1	1
Cycle time	400 s	600 s	—	—	—
Total play time	33 min	33 min	1 min	33 s	33 s

FIGURE 1.6 — Condition de mesures des canaux réels disponibles avec Watermark. NOF1 : fjord d’Oslo , NCS1 : plateau continental norvégien , BCH1 : port de commerce de Brest , KAU1 : côte ouest d’Hawaii, expérience 1 , KAU2 : côte ouest d’Hawaii, expérience 2.

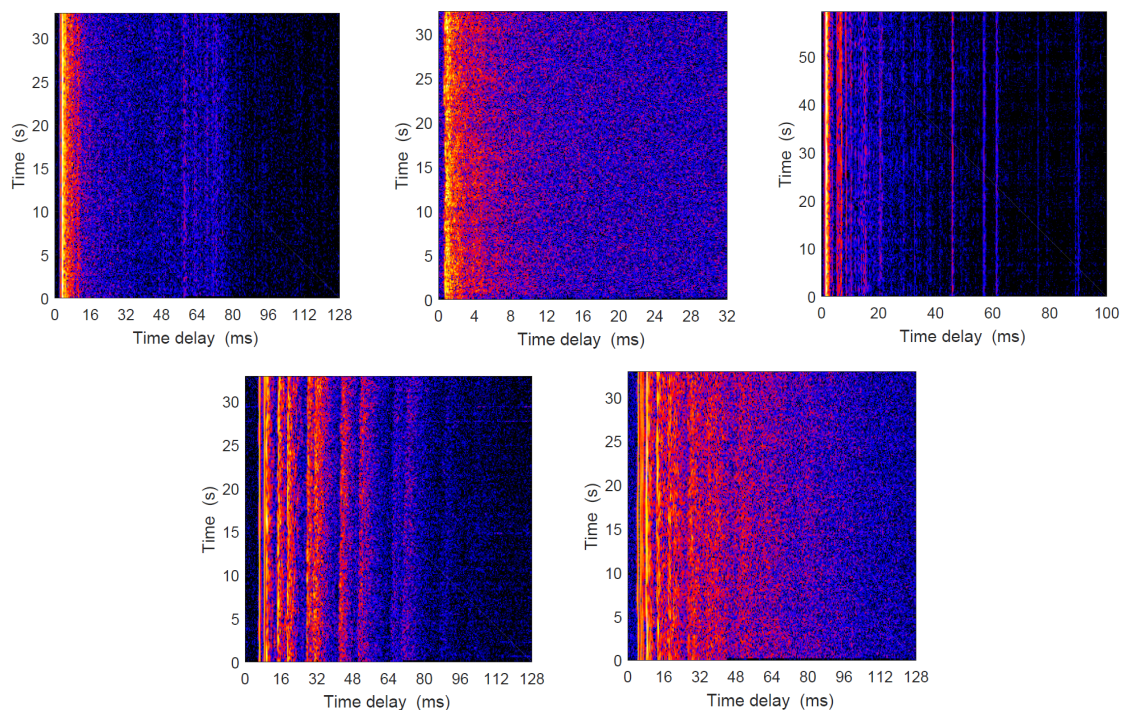


FIGURE 1.7 — Exemples de réponses impulsionnelles variant dans le temps disponibles avec Watermark. De gauche à droite et de haut en bas : NOF1, NCS1, BCH1 (hydrophone #2), KAU1 (hydrophone #8), KAU2 (hydrophone #8).

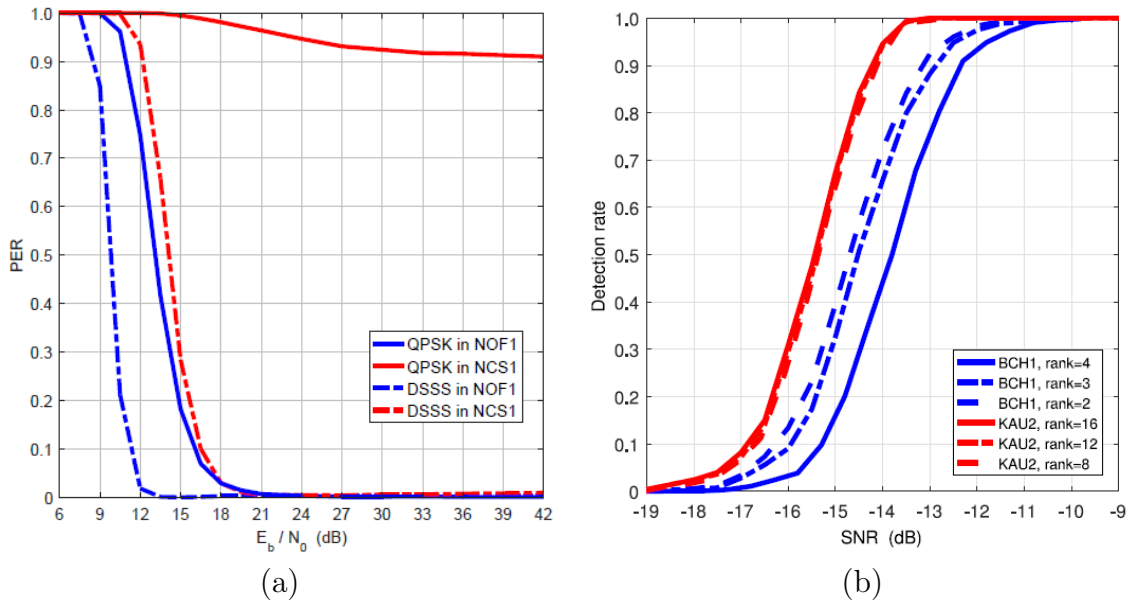


FIGURE 1.8 — Exemple d’utilisation du simulateur Watermark. a) Taux d’erreur paquet en fonction de E_b/N_0 pour un schéma de modulation de type QPSK avec ou sans étalement testé sur les canaux NOF1 et NCS1. b) Taux de détection correct du préambule de trame en fonction du SNR pour un banc de filtres adaptés en configuration SIMO utilisé dans les canaux BCH1 et KAU2, le préambule est une m-séquence de longueur 255 symboles et le seuil de détection est fixé de sorte à avoir une fausse alarme par jour. Figure extraite de [vanWalree17].

Watermark permet de comparer les performances de deux schémas de transmission différents dans un même environnement ou d’un même schéma dans des environnements différents. Avec ce simulateur, les systèmes sont testés dans des conditions très proches de la réalité (TX-RX non synchronisés, canal et variance de bruit inconnus a priori, décalage de fréquence d’horloge entre TX-RX, etc.). Des exemples d’utilisation sont montrés à la figure 1.8. La figure 1.8-(a) montre le taux d’erreur paquet (PER) en fonction du E_b/N_0 pour un schéma de modulation de type QPSK avec une séquence d’étalement de taille 15 (DSSS) ou sans étalement (QPSK), et ce pour les deux canaux norvégiens. E_b correspond ici à l’énergie consommée pour transmettre un bit *utile*. Une erreur de paquet se produit lorsqu’un ou plusieurs bits sont erronés à la sortie du décodeur² ou lorsque le paquet n’est pas détecté. Les résultats de simulation conduisent à plusieurs observations :

1. NCS1 est un canal plus difficile que NOF1.
2. L’étalement apporte de la robustesse.
3. DSSS fonctionne bien dans les deux canaux, mais nécessite une augmentation de 3 à 6 dB de SNR dans NCS1 pour atteindre les mêmes performances que dans NOF1.
4. Les performances sans étalement dans NCS1 sont sévèrement limitées par l’étalement temporel et fréquentiel du canal.

2. Dans cet exemple particulier un code convolutif de rendement 1/2 est utilisé.

Watermark permet également de tester des récepteurs avec plusieurs hydrophones et d'optimiser leurs étages de traitement en fonction de l'environnement dans lequel évoluent les systèmes de communication. La figure 1.8-(b) montre les performances d'un détecteur de préambule de trame exploitant tous les hydrophones de réception, au nombre de 4 pour le canal BCH1 et de 16 pour le canal KAU2. KAU2 surclasse BCH1 en raison d'un gain d'antenne plus élevé. Plusieurs hypothèses sont émises concernant le rang de la matrice spatio-temporelle obtenue par agrégation des sorties des filtres adaptés utilisés pour la détection. Pour BCH1, supposer un rang inférieur à la dimension du réseau d'hydrophone est bénéfique pour la détection. Par exemple, une amélioration de 1 dB est obtenue en limitant le rang à 2 au lieu de 4. Bien que l'espacement entre hydrophones soit supérieur à 20 longueurs d'onde (cf. figure 1.6), la corrélation entre les hydrophones est assez élevée³, ce qui explique cette amélioration. KAU2 présente plus de diversité spatiale que BCH1. Par conséquent, réduire le rang n'apporte aucune amélioration.

1.5 Sur la capacité théorique du canal ASM

1.5.1 Motivations

La recherche de systèmes robustes à l'environnement offrant des débits acceptables, reste l'une des principales difficultés rencontrées par les concepteurs de systèmes de communication ASM. Parmi les techniques de transmission prometteuses, les systèmes multi-porteuses tels que l'OFDM [Frassati05; Li08; Berger10; Leus09] ont suscité un vif intérêt. Cet intérêt étant principalement dû à la simplicité des récepteurs OFDM et à la flexibilité offerte par ces systèmes.

En 2012, une évaluation des performances des systèmes OFDM me semblait essentielle pour déterminer si cette technique pouvait réellement permettre une avancée significative en ASM. Par exemple, les systèmes multi-porteuses sont connus pour limiter les interférences au niveau du récepteur, ce qui améliore la robustesse. Par contre, ce gain de robustesse est généralement payé en retour par une perte d'efficacité spectrale induite par l'utilisation d'intervalles de garde en temps et/ou fréquence. Le compromis optimal entre une faible interférence et une efficacité spectrale élevée est un ingrédient clé de la conception du système OFDM qui reste difficile à trouver. Pour mieux comprendre l'interaction entre l'interférence et les débits de transmission atteignables, nous avons étudié la capacité théorique offerte par des systèmes ASM-OFDM. La capacité, définie comme la quantité d'information pouvant être transmise avec une probabilité d'erreur arbitrairement petite, apparaît comme un bon facteur de mérite pour l'analyse des performances, car elle prend en compte conjointement l'interférence et l'efficacité spectrale.

Contrairement à la capacité d'autres canaux, la capacité dans un contexte ASM a été relativement peu étudiée [Passerieux12; Passerieux11; Hayward04; Stojanovic07]. Dans la lignée de [Polprasert11] et motivés par des résultats récents de théorie de

3. Pour les deux trajets principaux, $\tau = 1.8$ ms et $\tau = 7$ ms, le coefficient de corrélation entre hydrophone varie entre 0.5 et 0.9.

l'information [Durisi12], nous avons étudié la capacité du canal de transmission OFDM⁴ en considérant un maximum de contraintes réalistes sur le canal. Nous avons considéré des canaux pour lesquels la sélectivité en temps et en fréquence était suffisamment élevée pour (i) que ni l'émetteur ni le récepteur ne puissent avoir une connaissance a priori sur l'état courant du canal, et (ii) que l'interférence entre sous-porteuses (ICI) ou entre symboles (ISI) ne puissent pas être négligées dans l'analyse théorique. Les expressions des débits atteignables prennent en compte les « inter-canaux » établis par l'ICI/ISI et reposent sur des bornes inférieures sur l'information mutuelle en supposant des symboles de données indépendants et identiquement distribués (i.i.d). Le modèle de canal considéré est celui présenté dans la section 1.3, qui est beaucoup plus général que les modèles considérés dans les travaux usuels sur la capacité qui se limitent souvent aux canaux stationnaires au sens large avec des diffuseurs décorrélés.

1.5.2 Signal OFDM

Nous considérons ici l'ensemble des fonctions de Weyl-Heisenberg (WH) qui multiplexent l'information en temps-fréquence et permettent une adaptation relativement souple au caractère doublement dispersif du canal. Nous désignons l'ensemble de WH utilisé à l'émission par

$$(g(t), T, \Delta f) \triangleq \{g_{k,n}(t) = g(t - kT)e^{j2\pi n\Delta ft}, \|g\|^2 = 1\}_{k,n \in \mathbb{Z}} \quad (1.23)$$

et celui de la réception par

$$(\gamma(t), T, \Delta f) \triangleq \{\gamma_{k,n}(t) = \gamma(t - kT)e^{j2\pi n\Delta ft}, \|\gamma\|^2 = 1\}_{k,n \in \mathbb{Z}} \quad (1.24)$$

où $T, \Delta f > 0$ sont les paramètres de grille temps-fréquence du schéma de signalisation. Le schéma de signalisation est supposé être (bi)orthogonal, tel que

$$\langle g_{k,n}, \gamma_{k',n'} \rangle = \delta(k - k')\delta(n - n'). \quad (1.25)$$

Pour simplifier la présentation dans la suite, on restreint notre analyse aux formes d'ondes orthogonales à la réception (i.e., $\langle \gamma_{k,n}, \gamma_{k',n'} \rangle = \delta(k - k')\delta(n - n')$).

Le signal transmis équivalent en bande de base s'écrit

$$x(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-1} x_{k,n} g_{k,n}(t), \quad (1.26)$$

où KT représente la durée (approximative) de transmission et N est choisi de sorte que $N\Delta f \leq B$, avec B la bande disponible. Ce schéma s'apparente à une transmission multi-porteuse où N représente le nombre de sous-porteuses utilisées ($N = 1$ correspondant aux modulations mono-porteuses linéaires). $x_{k,n}$ désigne le symbole de donnée transmis au temps k et à la sous-porteuse n . On suppose que les $x_{k,n}$ sont

4. Il est important de dissocier la capacité du canal de propagation de la capacité du canal de transmission OFDM qui impose un schéma de modulation particulier.

i.i.d, de moyenne nulle et de variance unitaire. On suppose également que la puissance moyenne du signal est limitée

$$\frac{1}{KT} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-1} \mathbb{E} \{|x_{k,n}|^2\} = P, \quad (1.27)$$

où $P < +\infty$ désigne la puissance moyenne maximale. Le rapport signal-sur-bruit (SNR) est défini comme

$$\rho \triangleq \frac{P}{\int_0^B W(f)df}, \quad (1.28)$$

avec $B = N\Delta f$ la bande utilisée et $W(f)$ la densité spectrale de puissance du bruit.

A la réception, le signal reçu $y(t)$ est projeté sur l'ensemble $\{\gamma_{k,n}(t)\}$, tel que

$$y_{k,n} \triangleq \langle y, \gamma_{k,n} \rangle = \langle \mathbb{H}x, \gamma_{k,n} \rangle + \underbrace{\langle w, \gamma_{k,n} \rangle}_{\triangleq w_{k,n}} \quad (1.29)$$

où $w(t)$ dénote le bruit additif. $y_{k,n}$ peut se développer comme

$$y_{k,n} = \langle \mathbb{H}g_{k,n}, \gamma_{k,n} \rangle x_{k,n} + \sum_{\substack{k'=0 \\ (k',n') \neq (k,n)}}^{K-1} \sum_{n'=0}^{N-1} \langle \mathbb{H}g_{k',n'}, \gamma_{k,n} \rangle x_{k',n'} + w_{k,n}, \quad (1.30)$$

où le premier terme du côté droit de l'équation représente le signal utile alors que le second exprime l'interférence entre symboles et entre sous-porteuses.

La relation (1.30) peut être exprimée de façon compacte comme

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{w}, \quad (1.31)$$

où les vecteurs d'entrée et de sortie du canal de tailles $NK \times 1$ sont définies respectivement comme

$$\mathbf{x} \triangleq [\mathbf{x}_0^T \mathbf{x}_1^T \cdots \mathbf{x}_{K-1}^T]^T, \text{ with } \mathbf{x}_k \triangleq [x_{k,0} \ x_{k,1} \cdots x_{k,N-1}]^T,$$

$$\mathbf{y} \triangleq [\mathbf{y}_0^T \mathbf{y}_1^T \cdots \mathbf{y}_{K-1}^T]^T, \text{ with } \mathbf{y}_k \triangleq [y_{k,0} \ y_{k,1} \cdots y_{k,N-1}]^T,$$

avec \mathbf{w} défini de façon analogue. Le matrice de canal \mathbf{H} de taille $NK \times NK$ vérifie

$$\mathbf{H} \triangleq \begin{pmatrix} \mathbf{H}^{(0,0)} & \cdots & \mathbf{H}^{(0,K)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}^{(K,0)} & \cdots & \mathbf{H}^{(K,K)} \end{pmatrix}, \quad (1.32)$$

où les matrices blocs $\mathbf{H}^{(k,k')}$ de taille $N \times N$ satisfont

$$\left[\mathbf{H}^{(k,k')} \right]_{n,n'} \triangleq \langle \mathbb{H}g_{k',n'}, \gamma_{k,n} \rangle. \quad (1.33)$$

Comme nous ne négligeons pas l'interférence, la matrice \mathbf{H} n'est pas diagonale et peut être décomposée comme suit

$$\mathbf{H} = \text{diag}(\mathbf{h}) + \mathbf{Z}, \quad (1.34)$$

où \mathbf{h} est le vecteur de canal « direct » correspondant à la diagonale principale de \mathbf{H} et \mathbf{Z} est la matrice d'inter-canal ISI/ICI contenant les éléments non-diagonaux de \mathbf{H} .

1.5.3 Débits atteignables

Soit $\mathcal{P}_{\mathbf{x}}$ l'ensemble des lois de probabilité associées à \mathbf{x} satisfaisant la contrainte exprimée à l'Eq. (1.27). Le débit maximal atteignable pour un système OFDM est alors donné par [Schafhuber04]

$$C = \lim_{K \rightarrow \infty} \frac{1}{KT} \sup_{\mathcal{P}_{\mathbf{x}}} I(\mathbf{y}; \mathbf{x}), \quad (1.35)$$

où $I(\mathbf{y}; \mathbf{x}) = h_E(\mathbf{y}) - h_E(\mathbf{y}|\mathbf{x})$ est l'information mutuelle entre \mathbf{y} et \mathbf{x} , avec $h_E(\mathbf{y})$ l'entropie différentielle de \mathbf{y} . Dans un contexte dit *noncohérent*, i.e., sans connaissance a priori sur l'état du canal, le débit maximal est généralement très difficile à caractériser analytiquement. Cependant, en évaluant l'information mutuelle $I(\mathbf{y}; \mathbf{x})$ pour des symboles d'entrée avec une distribution particulière et en exploitant l'inégalité suivante [Deng07]

$$I(\mathbf{y}; \mathbf{x}) \geq I(\mathbf{y}; \mathbf{x}|\mathbf{H}) - I(\mathbf{y}; \mathbf{H}|\mathbf{x}), \quad (1.36)$$

il est possible d'obtenir une borne inférieure sur C pertinente pour l'analyse des systèmes OFDM ASM. Notez que le premier terme à droite de l'inégalité correspond à l'information mutuelle avec connaissance parfaite du canal à la réception et que le second terme peut être interprété comme une pénalité quantifiant la perte de débit due à la méconnaissance du canal.

Dans [Socheleau12b], nous avons démontré le résultat suivant.

Théorème 1.5.1 *Le débit maximal atteignable pour un système OFDM avec des symboles d'entrée i.i.d., respectant la contrainte (1.27), et transmis sur le modèle de canal de la section 1.3, est borné inférieurement par C^{L1} , défini comme suit*

$$C^{\text{L1}} = C^{\text{coh}} - \lim_{K \rightarrow \infty} \inf_{0 < \alpha < 1} (P_{\mathbf{h}}(\alpha, K) + P_{\mathbf{Z}}(\alpha)) \quad (1.37)$$

avec C^{coh} le débit atteignable pour les systèmes avec une connaissance parfaite du canal à la réception vérifiant

$$C^{\text{coh}} = \lim_{K \rightarrow \infty} \frac{1}{KT} \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left\{ \log \det \left(\mathbf{I} + \frac{PT}{N} \mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger \text{diag}(\mathbf{r}_w)^{-1} \right) \right\}. \quad (1.38)$$

Ici, les entrées du vecteur de bruit \mathbf{r}_w , de taille $NK \times 1$, sont définies comme

$$r_w(n + kK) \triangleq W(n\Delta f), \quad n \in [0, N - 1], \quad k \in [0, K - 1]. \quad (1.39)$$

$P_{\mathbf{h}}(\alpha, K)$ et $P_{\mathbf{Z}}(\alpha)$ peuvent être vus comme des termes de pénalité caractérisant la perte de débit due respectivement à l'incertitude sur le canal direct et sur les « inter-canaux » ICI/ISI. $P_{\mathbf{h}}(\alpha, K)$ vérifie

$$P_{\mathbf{h}}(\alpha, K) = \frac{1}{KT} \log \det \left(\mathbf{I} + \frac{PT}{N\alpha} \mathbf{R}_{\mathbf{h}} \text{diag}(\mathbf{r}_w)^{-1} \right), \quad (1.40)$$

où $\mathbf{R}_{\mathbf{h}}$ dénote la matrice de covariance du canal direct \mathbf{h} . $P_{\mathbf{Z}}(\alpha)$ satisfait la relation suivante

$$P_{\mathbf{Z}}(\alpha) = \frac{1}{T} \sum_{n=0}^{N-1} \log \left(1 + \frac{PT}{N(1-\alpha)r_w(n)} \tilde{\sigma}_{I_n}^2 \right), \quad (1.41)$$

où $\tilde{\sigma}_{I_n}^2$ est la puissance de l'ISI et l'ICI, sur la sous-porteuse n , due à la partie aléatoire du canal.

Les expressions de \mathbf{R}_h et de $\tilde{\sigma}_{I_n}^2$ sont détaillées dans [Socheleau12b, Sec. 3]

1.5.4 Applications numériques

Nous avons appliqué les résultats théoriques précédents sur des canaux ASM expérimentaux sondés en mer en considérant des systèmes OFDM standards avec une forme d'onde de type rectangulaire telle que

$$g(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T}} & \text{si } 0 < t \leq T, \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}, \quad \text{and } \gamma(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T-T_g}} & \text{si } T_g < t \leq T, \\ 0 & \text{sinon,} \end{cases} \quad (1.42)$$

où $T_g = T - 1/\Delta f$ dénote l'intervalle de garde entre les symboles OFDM.

Le tableau 1.1 résume les principales caractéristiques des deux canaux utilisés pour illustrer les résultats précédents. Ces canaux résultent d'essais conduits par Thales Underwater Systems en mer Méditerranée au large de La Ciotat (France) en octobre 2004. Pour estimer les espérances présentes dans l'expression de la borne C^{L1} , un nombre important de réalisations des canaux a été généré en utilisant la méthode de rejeu stochastique que nous avons proposée dans [Socheleau11c]. Les paramètres T et Δf de la grille temps-fréquence OFDM sont choisis à l'aide de la règle de « grid-matching », à savoir [Durisi12] : $T/\Delta f = \tau_{\max}/\nu_{\max}$ où τ_{\max} et ν_{\max} désignent, respectivement, l'étalement temporel et fréquentiel maximal du canal considéré. Dans le tableau 1.1, κ désigne le facteur de Rice du canal.

TABLE 1.1 — Résumé des propriétés des canaux.

	Canal (a)	Canal (b)
Fréquence centrale (kHz)	6	6
Bande (kHz)	1	1
Distance (m)	2500	5000
Hauteur d'eau (m)	60-120	60-120
τ_{\max} (ms)	35	47
ν_{\max} (Hz)	2.7	3.2
κ (dB)	4.9	1.6

Au travers de l'évolution du débit atteignable (1.37) en fonction du produit $T \times \Delta f$, la figure 1.9 montre les compromis possibles entre la minimisation de l'interférence et la perte de ressources pour transmettre de l'information utile. À mesure que $T \times \Delta f$ croît, la durée de l'intervalle de garde augmente, ce qui diminue l'interférence perçue à la réception. Cependant, pour un $T \times \Delta f$ grand, la perte de débit due à l'utilisation d'un intervalle de garde devient prédominante par rapport à la diminution de l'interférence. La figure 1.9 indique également que le sur-dimensionnement de l'intervalle de garde

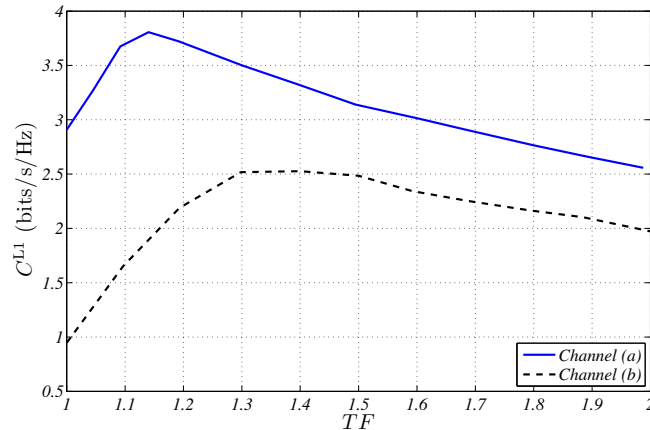


FIGURE 1.9 — Borne inférieure C^{L1} en fonction de TF , $\rho = 15$ dB. Figure extraite de [Socheleau12a].

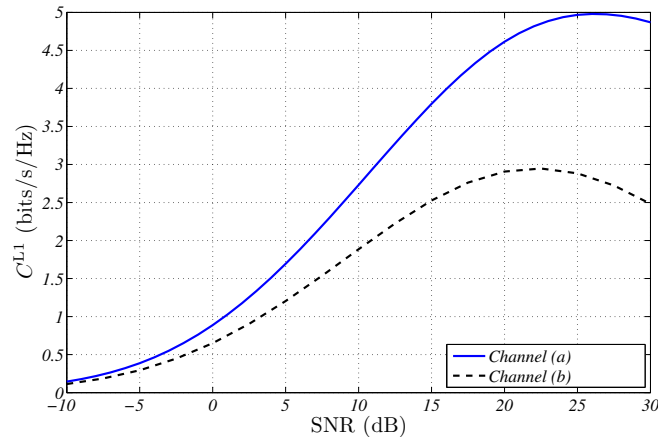


FIGURE 1.10 — Borne inférieure C^{L1} en fonction du SNR ρ . Canal (a) : $T \times \Delta f = 1.15$, Canal (b) : $T \times \Delta f = 1.4$. Figure extraite de [Socheleau12a].

(i.e., choix de $T \times \Delta f$ grand) en comparaison à l'étalement du canal n'est pas trop préjudiciable au débit, alors qu'un $T \times \Delta f$ trop petit peu affecter significativement celui-ci, en particulier dans des canaux fortement dispersifs tel que le canal (b).

La figure 1.10 montre le débit atteignable C^{L1} en fonction du SNR ρ . Celle-ci suggère qu'une amélioration significative du débit est possible comparativement à l'état de l'art. Par exemple, des transmissions OFDM de 2 à 3 bits/sec/Hz seraient atteignables pour des SNR de 10 to 15 dB, alors que dans ces mêmes gammes de SNR, les modems SISO OFDM opèrent souvent avec une efficacité spectrale autour de 1 bits/sec/Hz [Berger10; Li08; Frassati05]. Ceci corrobore des résultats généraux sur la capacité du canal ASM (hors cadre OFDM) obtenus lors de mon doctorat [Socheleau11a, Sec. 4].

2 Systèmes de communications ASM auto-reconfigurables et adaptatifs à l'environnement

2.1 Contexte et contributions

À ce jour, les systèmes de communications ASM reposent sur des protocoles de communication statiques pour des transmissions point-à-point et/ou évoluent au sein d'un unique réseau homogène [Otnes12]. La considération de protocoles statiques et de systèmes homogènes n'est pas optimale au regard du contexte décrit précédemment où (i) l'environnement marin est dynamique et les conditions du canal varient à différentes échelles de temps et d'espace et où (ii) l'accès anarchique au canal ASM peut induire un masquage mutuel de signaux (cf. figure 2.1) de sorte qu'il est parfois impossible d'établir des liens de communication fiables [Wang12; McGee14]. Afin de rendre les systèmes de communications ASM plus robustes, l'objectif de cette thématique de recherche est de proposer des solutions permettant à ces systèmes d'auto-configurer leurs paramètres de transmission de façon intelligente, autonome et décentralisée à partir d'interactions répétées avec leur environnement acoustique. Les capacités fonctionnelles à mettre en œuvre pour atteindre de tels objectifs sont proches de celles étudiées dans des domaines de recherche tels que la radio cognitive dans le monde des télécommunications terrestres [Wang11]. Les émetteurs doivent en effet être capables, étant donné l'état du canal ASM, d'identifier et de mettre en œuvre la meilleure stratégie de transmission au sens d'un certain critère : maximisation du débit, du rapport signal à bruit, minimisation de la probabilité d'erreur ou de la puissance transmise sous contrainte de débit, etc. Cependant, les spécificités de l'environnement marin, les sources d'interférences de différentes natures et l'absence de protocole de communications et d'infrastructures réseau standardisés posent de nouvelles difficultés.

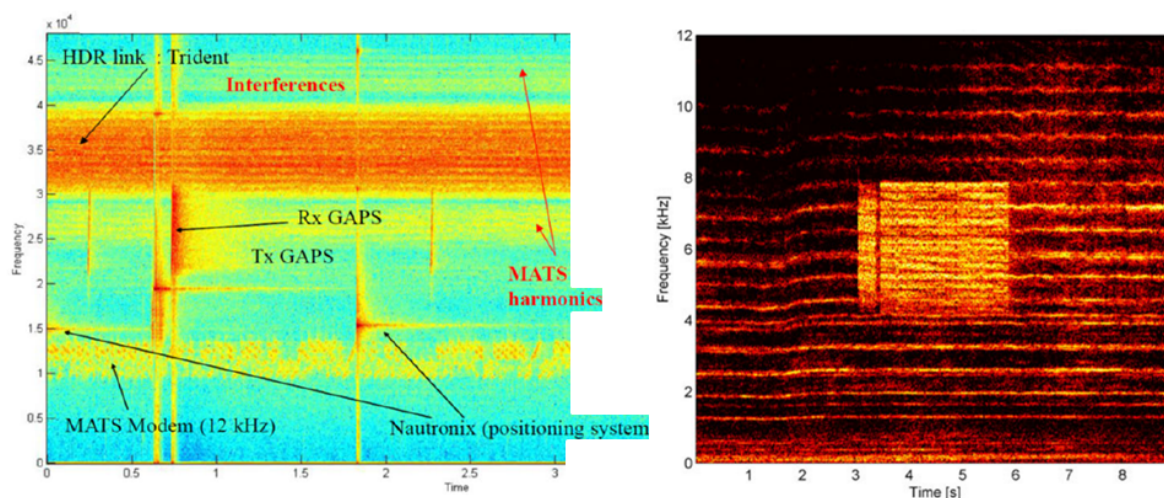


FIGURE 2.1 — Exemples de spectrogrammes montrant des systèmes de communications perturbés par des sources interférentes. Gauche : résultat d'expérimentations menées par la DGA où un système de positionnement (GAPS) interfère avec un système de communication (TRIDENT). Droite : Signal de communication perturbé par un bruit de bateau (source : [Dol17]).

Les avantages des modulations adaptatives pour les communications ASM mono-utilisateur point-à-point ont été montrés sur quelques cas simulés dans des travaux récents. On peut citer notamment :

- l'optimisation conjointe de l'ordre de modulation et de la puissance de sous-porteuses OFDM sous contrainte de taux d'erreur binaire [Radosevic14],
- l'adaptation de puissance de transmission en fonction des évanouissements à grande échelle du canal dans le but de maintenir un rapport signal sur bruit constant côté récepteur [Qarabaqi11],
- l'adaptation de l'ordre de constellation basée sur un vecteur de caractéristiques définissant l'état du canal [Pelekanakis16].

Des progrès ont également été réalisés dans l'élaboration de protocoles de contrôle d'accès au canal pour les communications ASM multi-utilisateurs. L'objectif de ce contrôle d'accès est d'éviter les interférences entre signaux acoustiques en attribuant différents codes, intervalles de temps ou bandes de fréquences aux utilisateurs du réseau. Un bon aperçu de ces techniques peut être trouvé dans [Otnes12; Stojanovic08]. Cependant, à notre connaissance, la plupart des efforts de recherche sur l'allocation de ressources pour les communications multi-utilisateurs en ASM se sont focalisés sur des systèmes homogènes évoluant au sein d'un même réseau. L'hétérogénéité des systèmes ASM (cf. figure 1) et leur inter-opérabilité limitée, voire inexistante, imposent un cadre strictement non-coopératif pour résoudre le problème d'accès au canal lorsque les sources acoustiques n'évoluent pas au sein d'un même réseau. Par « *non-coopératifs* », on exprime l'idée que les différents systèmes simultanément en activité dans le canal ASM n'ont pas la possibilité d'échanger des messages afin de s'accorder sur un schéma équitable de partage de la ressource. Cela peut même s'étendre à l'idée qu'ils ne sont pas conscients du fait qu'ils entrent en compétition pour l'utilisation de cette ressource. De plus, en l'absence d'infrastructures de réseau standardisées, le choix de la méthode

d'accès au canal et/ou de la forme d'onde utilisée ne peut se faire que de manière *décentralisée* sur la base d'informations locales généralement obtenues via un lien de retour entre l'émetteur et le récepteur.

Dans le cadre de la thèse d'Antony Pottier (soutenue en novembre 2018 et co-encadrée par Christophe Laot), nous nous sommes intéressés à cette problématique d'auto-configuration adaptative au travers du prisme de la théorie des jeux. Dans un premier temps, nous avons utilisé cet outil pour formaliser les problèmes d'accès conflictuel au canal ASM et pour trouver des solutions d'allocation de ressources équilibrées entre utilisateurs ainsi que des algorithmes permettant aux systèmes de communications d'apprendre ces solutions de manière autonome et décentralisée [Pottier16c; Pottier17; Pottier18b]. Au travers d'une collaboration avec Paul Mitchell de l'université de York où A. Pottier a effectué un séjour de recherche de 3 mois, nous avons également proposé des mécanismes d'apprentissage automatique permettant un accès adaptatif au canal dans un contexte de réseaux de capteurs [Pottier16a]. Dans la suite de ce chapitre, je présente deux exemples de travaux menés sur le partage adaptatif et décentralisé des ressources spectrales ASM.

2.2 Partage du spectre ASM robuste et décentralisé

L'étude des interactions entre plusieurs agents indépendants ayant des intérêts divergents peut être formalisée mathématiquement par la théorie des jeux. Dans ce cadre, chaque utilisateur du canal ASM est considéré comme un joueur choisissant parmi des stratégies (*e.g.*, sa puissance, son débit ou son schéma de codage/modulation) pour maximiser sa propre fonction objectif, également appelée fonction *utilité*. Résoudre un jeu consiste à trouver un choix de stratégies qui conduisent les joueurs à un état d'équilibre. Ces outils ont été utilisés avec succès dans le domaine des communications terrestres au cours de la dernière décennie [Bacci16; Han12]. Néanmoins, les hypothèses de réalisations connues de canaux invariants dans le temps ou de canaux connus sont souvent faites dans ces travaux. Dans le contexte ASM, celles-ci peuvent difficilement être valides en raison des processus d'évanouissements aléatoires variables dans le temps et des délais de propagation inhérents aux canaux ASM.

Dans ce travail, une formulation du problème de partage de spectre sous la forme d'un jeu non coopératif est proposée. Chaque paire émetteur-récepteur est un joueur qui souhaite trouver l'allocation de puissance qui optimise une mesure de performance liée à son débit d'information, sous contrainte de puissance moyenne. On considère des formes d'onde de type OFDM car elles conviennent bien aux problèmes de partage du spectre. Le problème est résolu selon la solution de l'équilibre de Nash [Nash51], qui convient aux configurations non-coopératives. Cet équilibre est défini comme un choix conjoint de stratégies telles qu'aucun des agents n'ait intérêt à s'en écarter unilatéralement. Dans le contexte de ce travail, cela correspond à un partage de spectre dans lequel chaque lien de communication joue sa stratégie optimale en ce sens qu'il ne peut pas choisir une autre stratégie à moins de payer le prix d'une perte de débit. En pratique, les agents impliqués dans le jeu peuvent apprendre un équilibre grâce à des interactions répétées les uns avec les autres [Fudenberg98; Bacci16]. Ce processus d'apprentissage

est mis en œuvre par des algorithmes itératifs, répartis entre les agents, qui calculent une solution du jeu.

2.2.1 Modèle de transmission

Le canal d'interférence considéré est constitué d'un ensemble $\mathcal{I} = \{1, \dots, I\}$ de I paires émetteur-récepteur (TX-RX) fixées communiquant en modulation OFDM. Ces communications sont supposées simultanées et dans la même bande de fréquence B , divisée en N sous-porteuses espacées de Δf Hertz. Cet ensemble de liens de communications forme les joueurs du jeu que l'on va formuler par la suite. Le canal de communication est sélectif en fréquence et varie aléatoirement dans le temps. On émet l'hypothèse que son étalement temporel n'est pas supérieur à $1/\Delta f$. Le temps symbole est donné par $T = T_s + T_g$ où $T_s = 1/\Delta f$ et T_g est la durée du préfixe cyclique. Soit $\mathbf{x}_{i,n} \in \mathbb{C}^L$ un vecteur de L symboles, i.i.d. et de moyennes nulles, transmis par l'émetteur $i \in \mathcal{I}$ sur la sous-porteuse n . Pour tout i et quelle que soit la sous-porteuse $n' \in \mathcal{N} = \{1, \dots, N\}$, les symboles $\mathbf{x}_{j \neq i, n'}$ transmis par les autres émetteurs sont indépendants de ceux transmis par i . Les émetteurs sont chacun soumis à leur propre contrainte de puissance

$$\sum_{n=1}^N p_{i,n} \leq P_i^{max}, \quad (2.1)$$

où $p_{i,n}$ est la puissance allouée par i sur la n -ième sous-porteuse. Après compensation de l'effet Doppler, suppression du préfixe cyclique et transformation de Fourier discrète du signal reçu, la sortie du canal observée sur L symboles OFDM par le récepteur i sur la sous-porteuse n s'écrit

$$\mathbf{y}_{i,n} \triangleq \mathbf{h}_{ii,n} \odot \mathbf{x}_{i,n} + \sum_{j \neq i} \mathbf{h}_{ji,n} \odot \mathbf{x}_{j,n} + \mathbf{w}_{i,n} \quad (2.2)$$

où $\mathbf{w}_{i,n} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{i,n}^2)$ et $\mathbf{h}_{ji,n} \in \mathbb{C}^L$ sont L réalisations d'une variable aléatoire modélisant le gain complexe du canal entre le récepteur i et l'émetteur j à la sous-porteuse n . Les variables aléatoires du bruit, des canaux et des symboles transmis par les émetteurs sont supposées indépendantes les unes des autres. Dans la suite, chaque émetteur i n'aura qu'une connaissance statistique de son canal $h_{ii}(n)$ qui sera supposé stationnaire sur une durée de L symboles¹. Pour chaque joueur i , rien n'est connu sur le canal $h_{ji}(n)$ si $j \neq i$. L'effet Doppler est supposé compensé et aucune hypothèse de synchronisation entre les différents émetteurs n'est faite².

1. La stationnarité par bloc n'est qu'une approximation car, comme discuté au chapitre 1, les statistiques des canaux peuvent varier lentement.

2. Les interférences ISI ou ICI dues à la désynchronisation des symboles OFDM entre les différents utilisateurs ne sont pas explicitement prises en compte ici car, comme étudié dans [Scutari07], cela ne change pas fondamentalement la formulation du problème dans la mesure où ces interférences intrinsèques s'additionnent simplement au bruit et à l'interférence externe.

2.2.2 Formulation du jeu de maximisation du débit

L'objectif est de fournir ici la capacité aux émetteurs de partager le spectre de manière efficace et autonome, en répartissant leur puissance judicieusement sur les sous-porteuses OFDM. Cette adaptation de la puissance transmise doit être effectuée en fonction à la fois du canal et de l'interférence. Pour qu'un émetteur ait la connaissance de l'état de son canal, il est nécessaire de mettre en place un lien de retour depuis le récepteur qui est alors en charge d'estimer le canal à partir de signaux pilotes placés en début de trame. Cependant, les longs délais de propagation du canal ASM rendent inutile le retour des réalisations instantanées du canal, du fait des temps de cohérence relativement courts. En d'autres termes, cela reviendrait à fournir à l'émetteur une connaissance périmée de l'environnement. On préférera donc retourner une information statistique, plus robuste car issue de l'accumulation des réalisations estimées sur un temps très supérieur aux temps de cohérence du canal ASM. La manière dont un émetteur répartit sa puissance sur la bande de fréquence partagée impacte les possibilités laissées aux autres émetteurs pour leurs propres allocations de puissance. Mathématiquement, on a I problèmes d'optimisation à résoudre simultanément. Pour chaque problème, la variable d'optimisation est le vecteur de puissance \mathbf{p}_i de l'émetteur correspondant, et les solutions optimales \mathbf{p}_i^* de chaque problème dépendent des solutions optimales \mathbf{p}_{-i}^* des autres émetteurs de la manière suivante

$$\mathbf{p}_i^* = \underset{\mathbf{p}_i}{\operatorname{argmax}} u_i(\mathbf{p}_i, \mathbf{p}_{-i}^*) \quad \forall i \in \mathcal{I} \quad (2.3)$$

sous la contrainte $\mathbf{p}_i \in \mathcal{P}_i$

où $u_i(\mathbf{p}_i, \mathbf{p}_{-i})$ est la fonction objectif que le joueur i cherche à maximiser. Le vecteur $\mathbf{p}_i = [p_{i,1}, \dots, p_{i,N}]^T \in \mathbb{R}_+^N$ est son vecteur d'allocation de puissance et $\mathbf{p}_{-i} = [\mathbf{p}_1^T, \dots, \mathbf{p}_{i-1}^T, \mathbf{p}_{i+1}^T, \dots, \mathbf{p}_M^T]^T$ sont les allocations des autres joueurs. Dans la suite, on notera le profil d'actions $\mathbf{p} = [\mathbf{p}_1^T, \dots, \mathbf{p}_M^T]^T$. L'espace d'actions du joueur i est l'ensemble des allocations de puissance faisables sous sa contrainte de puissance moyenne. Il est noté

$$\mathcal{P}_i \triangleq \left\{ \mathbf{p}_i \in \mathbb{R}_+^N \mid \sum_{n=1}^N p_{i,n} \leq P_i^{\max} \right\}. \quad (2.4)$$

On formule donc le jeu sous forme stratégique avec des fonctions d'utilité u_i par

$$\mathcal{G} \triangleq (\mathcal{I}, \mathcal{P}, u) \quad (2.5)$$

avec $\mathcal{P} = \mathcal{P}_1 \times \dots \times \mathcal{P}_I$ et $u = (u_i)_{i \in \mathcal{I}}$, où $u_i : \mathcal{P} \rightarrow \mathbb{R}$. donnés par l'équation (2.3) forment un problème de recherche de l'Équilibre du Nash du jeu (2.5).

En tant que joueurs rationnels du jeu \mathcal{G} , les émetteurs vont mettre en place une stratégie d'allocation de puissance dans le but de maximiser leurs fonctions d'utilité respectives u_i .

Cette fonction d'utilité est choisie ici comme une fonction homogène à un débit d'information théorique. Ce choix est raisonnable car il convient à tout type de système de communication, sans considérations spécifiques de choix d'implémentation. Etant donné que la faible vitesse de propagation des ondes acoustiques, associée à

la partie d'évanouissement rapide du canal, interdit le retour d'informations CSI instantané, ce critère ne peut être associé qu'à un certain débit d'information moyen. En supposant que la durée des symboles L OFDM soit beaucoup plus longue que le temps de cohérence du canal, un facteur de mérite standard serait la capacité ergodique [Goldsmith05] :

$$r_i(\mathbf{p}_i, \mathbf{p}_{-i}) = \alpha \sum_{n=1}^N \mathbb{E} \{ \log(1 + \text{SINR}_i(n)) \}, \quad (2.6)$$

où $\alpha = (NT\Delta f)^{-1}$ et $\text{SINR}_i(n)$ est le rapport signal-sur-interférence-plus-bruit du lien i à la sous-porteuse n :

$$\text{SINR}_i(n) = \frac{|h_{ii}(n)|^2 p_i(n)}{\sigma_{w_i}^2(n) + \sum_{j \neq i} |h_{ji}(n)|^2 p_j(n)}. \quad (2.7)$$

On notera que, dans (2.6), l'espérance est prise par rapport à la distribution conjointe des canaux $(h_{ji}(n))_{(j,i) \in \mathcal{I}^2}$.

Résoudre (2.3) avec une fonction d'utilité égale à r_i nécessiterait que chaque lien de communication i ait la connaissance des lois de probabilité de $h_{ji}(n)$, $\forall j \in \mathcal{I}$ et $\forall n \in \{1, \dots, N\}$. Bien que les réalisations de $h_{ii}(n)$ puissent être estimées par le récepteur i à l'aide de symboles pilotes, l'interférence causée par les émetteurs $j \neq i$ ne peut pas être distinguée du bruit dans la configuration non coopérative considérée ici. Pour surmonter ce problème, nous adoptons une approche robuste de type *maximin* pour laquelle l'optimisation (2.3) est effectuée en considérant l'interférence la plus préjudiciable.

On pose, $\forall n \in \mathcal{N}$,

$$\mathbf{z}_{i,n} = \sum_{j \neq i} \mathbf{h}_{ji,n} \odot \mathbf{x}_{j,n} + \mathbf{w}_{i,n}, \quad (2.8)$$

les L réalisations de la variable aléatoire $z_i(n) \in \mathcal{L}^2(\mathbb{R})$ représentant l'interférence et le bruit à la sous-porteuse n du récepteur i . On note f_{z_i} la densité de probabilité de $\mathbf{z}_i = (z_i(n))_{n \in \mathcal{N}}$. On exprime alors u_i par

$$u_i(\mathbf{p}_i, \mathbf{p}_{-i}) = \min_{f_{z_i}} \alpha \sum_{n=1}^N \mathbb{E} \{ \log(1 + \text{SINR}_i(n)) \}, \quad (2.9)$$

$$= \alpha \sum_{n=1}^N \mathbb{E} \left\{ \log \left(1 + \frac{|h_{ii}(n)|^2 p_i(n)}{\sigma_{w_i}^2(n) + \sum_{j \neq i} \mathbb{E}\{|h_{ji}(n)|^2\} p_j(n)} \right) \right\} \quad (2.10)$$

$$\approx \alpha \sum_{n=1}^N \log \left(1 + \frac{e^{\mathbb{E}\{\log(|h_{ii}(n)|^2)\}} p_i(n)}{\sigma_{w_i}^2(n) + \sum_{j \neq i} \mathbb{E}\{|h_{ji}(n)|^2\} p_j(n)} \right), \quad (2.11)$$

Le détail de ces calculs est fourni dans [Pottier17, Annexe A]. L'équation (2.10) est la conséquence de l'inégalité de Jensen et (2.11) est en fait une borne inférieure de (2.10). L'évaluation sur des données réelles a permis de montrer que cette borne était très serrée, ce qui justifie l'approximation. Cette approximation est utile pour exprimer les meilleures réponses des joueurs de façon analytique dans la suite, ainsi que pour

établir des conditions d'unicité des solutions du jeu et de convergence des algorithmes distribués qui les calculent.

On définit l'état statistique du canal du joueur i à la sous-porteuse n par

$$\gamma_i(n) \triangleq \frac{e^{\mathbb{E}\{\log(|h_{ii}(n)|^2)\}}}{\sigma_{w_i}^2(n) + \sum_{j \neq i} \mathbb{E}\{|h_{ji}(n)|^2\} p_j(n)}, \quad (2.12)$$

ainsi la fonction d'utilité du jeu \mathcal{G} défini à l'équation (2.5) peut s'écrire

$$u_i(\mathbf{p}_i, \mathbf{p}_{-i}) = \alpha \sum_{n=1}^N \log(1 + \gamma_i(n) p_i(n)). \quad (2.13)$$

Il convient de souligner que u_i ne doit pas être compris comme un débit atteignable au sens de la section 1.5 ou de [Socheleau12b; Passerieux13], mais plutôt comme un critère d'optimisation utile pour amener automatiquement les systèmes ASM non coopératifs vers un partage du spectre plus efficace que la stratégie habituelle d'allocation de puissance uniforme. Résoudre le jeu (2.5) de manière non-coopérative avec des fonctions d'utilité u_i exprimées comme dans l'équation (2.13) ne demande aux joueurs qu'une connaissance locale et minimale de leur environnement. Pour un joueur i donné, seules les statistiques du canal h_{ii} et la densité spectrale de puissance (DSP) de l'interférence agrégée au bruit sont nécessaires. L'observation des stratégies d'allocation de puissance des autres joueurs $j \neq i$ n'est pas requise et on peut traiter toute l'interférence comme du bruit additif coloré.

2.2.3 Solution du jeu de maximisation du débit

Meilleure réponse et équilibre de Nash

Le problème de maximisation compétitive (2.3) exprimé par le jeu \mathcal{G} peut être résolu grâce à l'équilibre de Nash. En théorie des jeux, cette équilibre est un concept de solution qui est optimal au sens de la maximisation égoïste de l'utilité de chaque joueur. Dans notre cas, il est défini comme suit :

Définition 2.2.1 *Un équilibre de Nash du jeu \mathcal{G} défini par (2.5) est un profil d'allocations de puissance \mathbf{p}^* tel qu'on ait $\forall i \in \mathcal{I}$ et $\forall \mathbf{p}_i \in \mathcal{P}_i$*

$$u_i(\mathbf{p}_i^*, \mathbf{p}_{-i}^*) \geq u_i(\mathbf{p}_i, \mathbf{p}_{-i}^*). \quad (2.14)$$

Dans le contexte du présent problème, cette définition signifie que les joueurs sont en équilibre de Nash dès lors qu'aucun d'entre eux ne peut dévier unilatéralement du profil d'équilibre $\mathbf{p}^* = [\mathbf{p}_1^{*T}, \dots, \mathbf{p}_I^{*T}]^T$ sans que sa fonction d'utilité ne décroisse. Pour le jeu \mathcal{G} , l'existence d'au moins un équilibre de Nash est garanti par le théorème de Debreu, Glicksberg and Fan [Fudenberg91, Theorem 1.2]. Une autre interprétation de la solution de Nash peut être formulée en définissant le concept de meilleure réponse :

Définition 2.2.2 Soit le jeu $\mathcal{G} = (\mathcal{I}, \mathcal{P}, (u_i)_{i \in \mathcal{I}})$ et un joueur $i \in \mathcal{I}$. Étant donné un profil de stratégies (pures) des adversaires de i noté $\mathbf{p}_{-i} \in \mathcal{P}_{\mathbf{p}_{-i}}$, les meilleures réponses de i à \mathbf{p}_{-i} sont dans l'ensemble $BR_i(\mathbf{p}_{-i})$ défini par

$$BR_i(\mathbf{p}_{-i}) \triangleq \{\mathbf{p}_i^* \in \mathbb{R}_+^N : u_i(\mathbf{p}_i^*, \mathbf{p}_{-i}) \geq u_i(\mathbf{p}_i, \mathbf{p}_{-i}), \forall \mathbf{p}_i \in \mathcal{P}_i\}. \quad (2.15)$$

À l'équilibre de Nash, tous les joueurs de \mathcal{I} jouent donc une meilleure réponse aux meilleures réponses jouées par leurs adversaires, c'est à dire que le profil d'équilibre \mathbf{p}^* vérifie $\mathbf{p}_i^* \in BR_i(\mathbf{p}_{-i}^*)$.

La meilleure réponse d'un joueur i quelconque à la stratégie \mathbf{p}_{-i} de ses adversaires est l'unique solution de (2.3) et peut être obtenue en résolvant le système d'équations données par les conditions de Karush-Kuhn-Tucker associées à ce problème. Ceci conduit à la solution de water-filling donnée $\forall i \in \mathcal{I}$, et pour un \mathbf{p}_{-i} fixé, par

$$p_i(n)^* = \left[\lambda_i - \frac{1}{\gamma_i(n)} \right]^+, \quad \forall n \in \mathcal{N}, \quad (2.16)$$

où $[x]^+ = \max(0, x)$, $\gamma_i(n)$ est donné par l'équation (2.12), et λ_i est le multiplicateur de Lagrange devant être choisi de manière à saturer la contrainte de puissance (2.1). Un équilibre de Nash du jeu \mathcal{G} est donc tout vecteur \mathbf{p}^* tel que tous les joueurs jouent une allocation de puissance \mathbf{p}_i^* qui vérifie l'ensemble d'équations de water-filling donnée par (2.16), étant donnée l'état statistique de leur canal respectif.

Dans la pratique, les équilibres de Nash émergent à la suite d'un processus d'apprentissage au cours duquel les joueurs interagissent en jouant leurs meilleures réponses itérativement [Fudenberg98]. Dans le contexte du jeu de partage de spectre, cela consiste à mettre en œuvre un algorithme de water-filling itératif et distribué parmi les joueurs. Le water-filling séquentiel est considéré où les joueurs mettent à jour leur stratégie d'allocation de puissance les uns après les autres en fonction de la solution (2.16). Cette implémentation particulière n'exige pas de synchronisation explicite entre les liens de communication si nous supposons simplement que les systèmes ont la même fréquence de mise à jour mais commencent leur transmission à des moments différents. Ce choix est principalement motivé par la facilité d'implémentation qu'il offre. Cependant, un schéma de mise à jour totalement asynchrone est également possible lorsque les utilisateurs ont différentes périodes de mise à jour [Scutari08]. En général, la convergence des algorithmes de meilleures réponses tels que proposé n'est pas garantie [Bacci16]. De plus, selon les conditions du canal, plusieurs équilibres de Nash peuvent exister au sein du jeu \mathcal{G} . Des conditions suffisantes pour l'unicité d'un équilibre et pour la convergence de l'algorithme utilisé sont proposées dans [Pottier17].

Incertitude sur les statistiques du canal

La résolution du jeu de partage de spectre tel que présenté jusqu'ici requiert des joueurs une connaissance parfaite des statistiques de leur canal. Dans une situation pratique, les récepteurs auraient à les estimer avec des symboles pilotes insérés en début de chaque trame. Quel que soit l'estimateur de $\gamma_i(n)$ mis en œuvre par le récepteur i , une erreur viendra entacher la mesure et la connaissance de l'état du canal est

alors imparfaite. Face aux erreurs d'estimation, il est néanmoins possible d'adopter une approche robuste similaire à celle présentée à la section 2.2.2. On va donc formuler ici un nouveau problème d'optimisation robuste contre l'erreur d'estimation la plus pénalisante.

On considère l'estimateur $\hat{\gamma}_i(n)$ de $\gamma_i(n)$ variable aléatoire absolument continue de variance finie telle que $\forall n = 1, \dots, N$ nous avons

$$\mathbb{E} \{ \hat{\gamma}_i(n) \} = \gamma_i(n) \quad (2.17)$$

$$\sigma_{\hat{\gamma}_i}^2(n) \triangleq \mathbb{E} \{ (\hat{\gamma}_i(n) - \gamma_i(n))^2 \}. \quad (2.18)$$

L'estimateur est supposé non biaisé. L'incertitude sur l'estimation de l'état statistique du canal est contenue dans la variance d'estimation $\sigma_{\hat{\gamma}_i}^2(n)$. On considère que l'estimateur produit des erreurs bornées et on définit l'ensemble des états statistiques du canal du joueur i pour lesquels l'erreur d'estimation est bornée par

$$\Gamma_i \triangleq \{ \boldsymbol{\gamma}_i \in \mathbb{R}_+^N : |\hat{\gamma}_i(n) - \gamma_i(n)| \leq \epsilon_i(n), \forall n = 1, \dots, N \}, \quad (2.19)$$

où $\epsilon_i(n)$ est la borne d'incertitude à la sous porteuse n . L'hypothèse posée est raisonnable puisque l'incertitude sur une variable aléatoire quelconque peut être bornée avec une forte probabilité en vertu de l'inégalité de Bienaymé-Chebychev. Pour tout $\epsilon_i(n) \in \mathbb{R}_+$ et quelle que soit la loi de probabilité de $\hat{\gamma}_i(n)$ (avec $\sigma_{\hat{\gamma}_i}^2(n) < \infty$), nous avons :

$$\mathbb{P} [|\hat{\gamma}_i(n) - \gamma_i(n)| \leq \epsilon_i(n)] \geq 1 - \frac{\sigma_{\hat{\gamma}_i}^2(n)}{\epsilon_i^2(n)}. \quad (2.20)$$

L'incertitude sur l'estimation de l'état du canal peut donc être prise en compte dans le problème de partage de spectre en maximisant une utilité minimisée vis-à-vis de l'erreur d'estimation la plus préjudiciable. Le jeu robuste, noté $\tilde{\mathcal{G}}$, est alors défini par le triplet

$$\tilde{\mathcal{G}} \triangleq \{ \mathcal{I}, \mathcal{P}, \tilde{u} \}, \quad (2.21)$$

où $\tilde{u} = \{ \tilde{u}_i \}_{i \in \mathcal{I}}$ sont de nouvelles fonctions d'utilité qu'on exprime au travers de la minimisation :

$$\begin{aligned} \tilde{u}_i(\mathbf{p}_i, \mathbf{p}_{-i}) &\triangleq \min_{\boldsymbol{\gamma}_i \in \Gamma_i} \alpha \sum_{n=1}^N \log(1 + \gamma_i(n) p_i(n)) \\ &= \alpha \sum_{n=1}^N \log(1 + [\hat{\gamma}_i(n) - \epsilon_i(n)]^+ p_i(n)). \end{aligned} \quad (2.22)$$

La résolution de ce nouveau jeu par l'équilibre de Nash à travers le calcul des meilleures réponses amène à une solution que l'on appellera water-filling robuste et qui s'exprime comme :

$$\tilde{p}_i^*(n) = \left[\lambda_i - \frac{1}{[\hat{\gamma}_i(n) - \epsilon_i(n)]^+} \right]^+, \quad \forall n \in \{1, \dots, N\}. \quad (2.23)$$

Le jeu robuste présenté ici peut s'interpréter comme une pénalisation de la fonction d'utilité originale u_i par un terme représentant l'incertitude sur l'état des sous-canaux

$n \in \mathcal{N}$. Un tel mécanisme a pour effet de forcer les émetteurs à n'allouer leur puissance disponible que sur les sous-porteuses dont le rapport signal sur interférence plus bruit est le meilleur. Comme les résultats le montreront, ce genre de comportement peut avoir l'avantage de conduire les joueurs vers un partage de spectre plus efficace que l'équilibre de Nash du jeu \mathcal{G} sous connaissance parfaite de l'état du canal. Lorsqu'un joueur ne gaspille plus sa puissance sur un sous-canal de faible qualité, il génère ainsi moins d'interférences et le libère pour les joueurs adverses.

2.2.4 Illustrations sur canaux sondés en mer

Nous illustrons ici la méthode de partage de spectre proposée sur la base de canaux ASM sondés en mer, dans la baie de Toulon en Juillet 2015. Un transducteur et trois hydrophones ont été utilisés durant ce sondage, où le transducteur a été déplacé à trois positions différentes. Les trois positions du transducteur et les trois hydrophones correspondent à des paires émetteur-récepteur dans le jeu. Les hydrophones ont été immergés à 4, 12 et 16 m de profondeur et le transducteur a été immergé à 10 m. La configuration est représentée à la figure 2.2. Les réponses fréquentielles des neuf canaux sondés, sur une bande de 6 kHz centrée sur $f_c = 10.5$ kHz, sont illustrées à la figure 2.3. La bande de 6 kHz est divisée en $N = 256$ sous-porteuses. L'espacement entre sous-porteuses est donc de $\Delta f = 23.43$ Hz. La durée d'un symbole OFDM est de $T = N(\Delta f)^{-1} + T_g = 57.7$ ms où $T_g = 15$ ms est la durée du préfixe cyclique. La densité spectrale de puissance de bruit est modélisée comme une fonction décroissante de la fréquence d'un facteur de 18 dB/décade. Un rapport signal à bruit (SNR) de référence est fixé à 20 dB pour une distance de transmission de 1 km. Lorsque la distance varie, le SNR pour le lien considéré varie également selon les lois de pertes de propagation exposées dans [Socheleau11a]. Les joueurs $i \in \mathcal{I}$ sont contraints par une puissance moyenne de $P_i^{max} = N$. À l'état initial des algorithmes de water-filling itératifs, la puissance des joueurs est uniformément distribuée sur la bande. La période de mise à jour et d'estimation de l'état statistique du canal est $T_{obs} = 25$ s. Trois algorithmes de water-filling (WF) sont implémentés :

1. WF avec connaissance parfaite des $\gamma_i(n)$ (cf. (2.16)),
2. WF avec connaissance imparfaite des $\gamma_i(n)$ sans considération de la borne d'incertitude, i.e., (2.23) avec $\epsilon_i(n) = 0, \forall i \in \mathcal{I}$ et $\forall n \in \mathcal{N}$,
3. WF avec connaissance imparfaite des $\gamma_i(n)$ avec considération de la borne d'incertitude, i.e., (2.23) avec $\epsilon_i(n) > 0, \forall i \in \mathcal{I}$ et $\forall n \in \mathcal{N}$.

Pour les deux dernières implémentations, l'erreur d'estimation est simulée par une loi gaussienne de variance $\sigma_{\hat{\gamma}_i}^2(n)$ égale à quatre fois la borne de Cramér-Rao calculée sur le paramètre $\gamma_i(n)$. Cette borne est utilisée comme référence afin de ne pas restreindre les analyses à une méthode d'estimation particulière du canal. Lorsque la borne d'incertitude $\epsilon_i(n)$ est non nulle, elle est fixée à 2 fois $\sigma_{\hat{\gamma}_i}^2(n)$. Les jeux sont lancés pour 30 itérations.

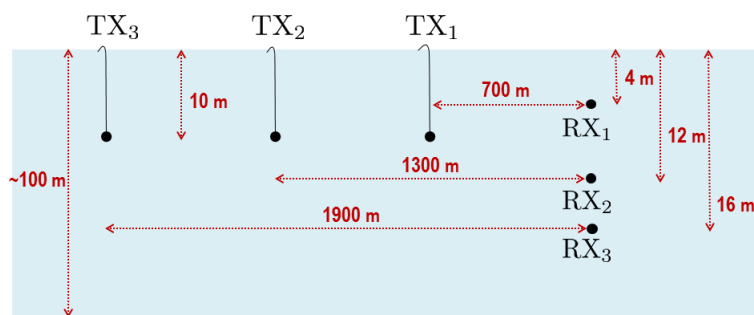


FIGURE 2.2 — Configuration du sondage de canal pour les expérimentations de Toulon en 2015. Figure extraite de [Pottier17].

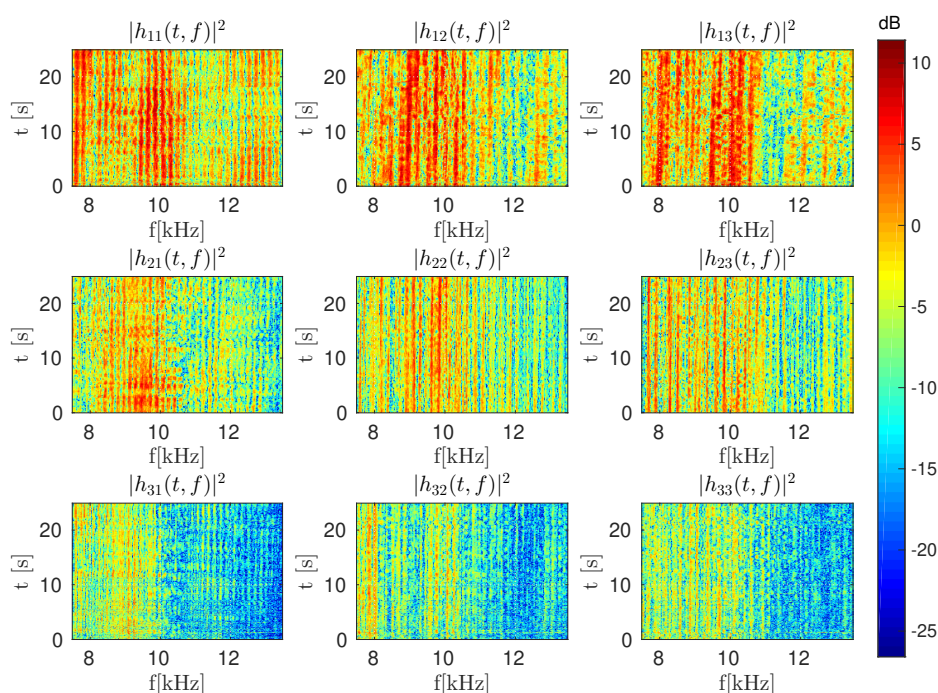


FIGURE 2.3 — Evolution temporelle des réponses fréquentielles des canaux ASM mesurés lors des expérimentations de Toulon en 2015. Figure extraite de [Pottier17].

Les utilités au cours des itérations sont affichées à la figure 2.4. En moins de 5 itérations, les joueurs ont multiplié leurs utilités par au moins 2, en comparaison de l'allocation uniforme. Les erreurs d'estimation semblent moins préjudiciables aux joueurs 2 et 3, ce qui peut s'expliquer par leur situation désavantageuse du fait de la géométrie de la transmission. Dans ce cas particulier, tous les joueurs ont amélioré leur utilité grâce au jeu robuste (traits pointillés). Cela indique que cette méthode est capable d'atteindre des points de la région d'utilité supérieurs (au sens de Pareto) à l'équilibre de Nash avec connaissance parfaite de l'état statistique du canal, sans coopération entre joueurs, ni échange d'information ou contrôle centralisé. Ce résultat contre-intuitif s'explique par le comportement conservateur des joueurs du fait de la pénalisation de leurs fonctions d'utilité. Ils sont moins enclins à utiliser les canaux rendus incertains par l'interférence mutuelle et ainsi leur stratégie de partage de spectre s'approche d'une division orthogonale de la bande de fréquences (FDMA). Ceci est visible sur la figure 2.5 qui montre

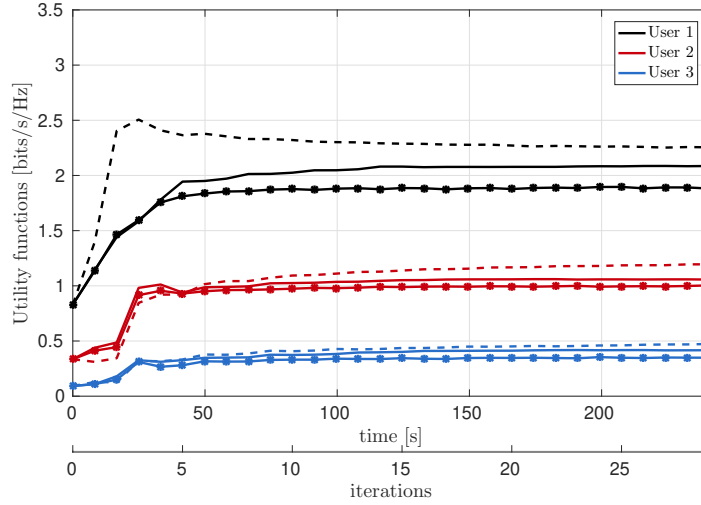


FIGURE 2.4 — Fonctions d'utilité des joueurs, canaux réels. En trait plein : jeu \mathcal{G} , avec les marqueurs '*' : jeu $\tilde{\mathcal{G}}$ avec $\epsilon_i(n) = 0$, en pointillé : jeu $\tilde{\mathcal{G}}$ avec $\epsilon_i(n) = 2 \times \sigma_{\gamma_i}^2(n)$.
Figure extraite de [Pottier17].

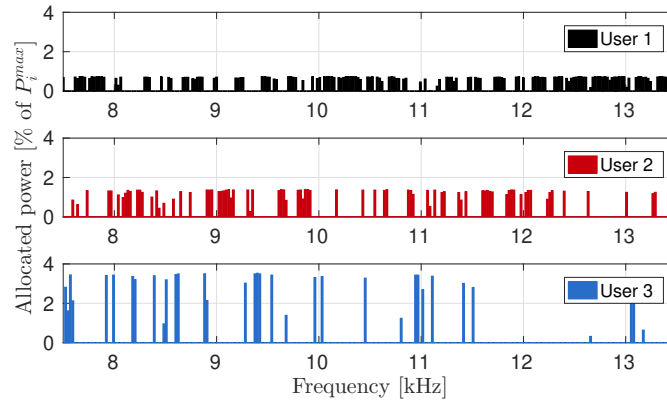


FIGURE 2.5 — Allocation de puissance (en pourcentage de P_i^{max}) à la dernière itération du jeu robuste, canaux réels. Figure extraite de [Pottier17].

la dernière allocation de puissance du jeu robuste. Les stratégies employées par les joueurs présentent une certaine cohérence avec les canaux de la figure 2.3. D'une part, le joueur 1 bénéficie de sa proximité avec son récepteur, et ainsi est plus libre de choisir ses meilleures sous-porteuses. Le joueur 3, au contraire, a tendance à jouer plutôt les fréquences basses de la bande, en évitant les sous-porteuses où se sont placés les joueurs 1 et 2. Le joueur 2 a le désavantage de trouver ses meilleurs gains de canal aux sous-porteuses où à la fois $h_{11}(t, f)$ et $h_{21}(t, f)$ sont élevés : celles-ci sont donc utilisées par le joueur 1 qui génère une forte interférence au récepteur 2. Néanmoins, au vu des canaux $h_{21}(t, f)$ et $h_{31}(t, f)$, le joueur 1 perçoit le plus d'interférence de la part des joueurs 2 et 3 sur la bande allant d'environ 8 à 11 kHz, ce qui laisse l'opportunité à ces derniers d'utiliser des sous-porteuses de cette bande.

Une analyse approfondie en fonction du nombre de joueurs, des distances émetteurs-récepteurs-interféreurs et de la qualité des estimateurs de canaux est proposée dans

[Pottier17] sur la base de canaux synthétiques obtenus avec le simulateur décrit dans [Socheleau10c; Socheleau10a].

2.3 Partage décentralisé du canal ASM sous contrainte de qualité de service

Dans le jeu de partage de spectre de la section précédente, la solution basée sur l'équilibre de Nash présente l'inconvénient d'être inéquitable en terme d'utilité atteignable selon les conditions initiales du jeu et d'être parfois sous optimale du point de vue de l'ensemble des systèmes de communication impliqués. En effet, des solutions globalement plus satisfaisantes peuvent être obtenues lorsque les joueurs adoptent des stratégies moins agressives (e.g., en ne transmettant pas forcément à la puissance maximale). Essayer d'établir des communications où l'interférence mutuelle entre sources acoustiques est potentiellement forte peut impliquer à la fois un gaspillage d'énergie et des communications non fiables. Une bonne efficacité énergétique et spectrale est primordiale pour de nombreuses applications où des systèmes embarqués fonctionnent sur batterie (drones sous-marins autonomes, réseaux de capteurs, etc.). Du point de vue opérationnel, il faut noter également que les systèmes de communication ASM ne cherchent pas nécessairement à *maximiser* une fonction d'utilité mais qu'ils sont souvent conçus pour remplir une mission nécessitant une qualité de service (QoS) pré-définie.

Toujours dans le cadre de la thèse d'Antony Pottier, nous avons traité le problème de partage du canal sous contrainte de qualité de service. Cette contrainte est mesurée par des métriques liées au débit d'information théorique ou au rapport signal à interférence plus bruit (SINR) moyen avec une recherche de limitation de l'énergie consommée par les émetteurs lors de la mise en place de leurs stratégies d'utilisation des ressources. Le cadre théorique choisi reste celui des jeux non-coopératifs, mais la solution adoptée n'est plus l'équilibre de Nash mais l'équilibre dit de *satisfaction*. Proposé originellement par [Ross06] comme moyen d'introduire une forme de coopération, le concept de l'équilibre de satisfaction a rencontré par la suite un certain succès en théorie des communications, notamment grâce aux travaux de [Mériaux12; Perlaza12; Goonewardena17] où il est utilisé à des fins de partage de ressource sous contraintes de QoS dans les réseaux. Dans sa version originale, utilisée par [Mériaux12; Perlaza12], l'équilibre de satisfaction requiert que tous les joueurs du jeu soient satisfaits. En d'autres termes, cela revient à ce que toutes les contraintes de QoS soient vérifiées, et on se trouve alors face aux mêmes difficultés que dans le jeu de partage de spectre sous contraintes de [Pang08]. L'équilibre de satisfaction généralisé de [Goonewardena17], en revanche, n'est pas aussi restrictif et admet qu'à l'équilibre certains joueurs puissent ne pas pouvoir satisfaire leurs contraintes.

2.3.1 Equilibre de satisfaction

Définition 2.3.1 *Un jeu de satisfaction est défini par le tuple*

$$\mathcal{G} = (\mathcal{I}, \mathcal{A}, (u_i)_{i \in \mathcal{I}}, (\varphi_i)_{i \in \mathcal{I}}) \quad (2.24)$$

où

- $\mathcal{I} = \{1, \dots, I\}$ est l'ensemble des joueurs impliqués dans le jeu,
- $\mathcal{A} = \mathcal{A}_1 \times \dots \times \mathcal{A}_I$ où \mathcal{A}_i est l'ensemble de stratégies $i \in \mathcal{I}$. De manière usuelle, les choix de stratégies du joueur i sont notés $a_i \in \mathcal{A}_i$, ceux des autres joueurs que i par $a_{-i} = [a_1, \dots, a_{i-1}, a_{i+1}, \dots, a_I] \in \mathcal{A}_{-i} = \mathcal{A} \setminus \mathcal{A}_i$ et les profils de stratégies $a \in \mathcal{A}$.
- $u_i : \mathcal{A} \rightarrow \mathbb{R}$ est la fonction d'utilité du joueur i .
- La correspondance de satisfaction $\varphi_i : \mathcal{A}_{-i} \rightarrow \mathcal{P}(\mathcal{A}_i)$ associe à tout profil de stratégie $a_{-i} \in \mathcal{A}_{-i}$ des adversaires de i une partie de l'ensemble de stratégies de ce dernier contenant tous les $a_i \in \mathcal{A}_i$ qui respectent une certaine contrainte, pouvant être exprimée en terme d'utilité.

Dans nos travaux, nous nous sommes restreints à des correspondances de satisfaction de la forme

$$\varphi_i(a_{-i}) = \{a_i \in \mathcal{A}_i : u_i(a_i, a_{-i}) \geq \Gamma_i\} \quad \forall a_{-i} \in \mathcal{A}_{-i} \quad (2.25)$$

Le joueur i est donc satisfait par toute stratégie $a_i \in \varphi_i(a_{-i})$ car, pour le profil $a = (a_i, a_{-i})$, son utilité $u_i(a)$ est au moins aussi grande que la contrainte Γ_i (*ex.* : un joueur est satisfait si son SINR est supérieur à $\Gamma_i = 10$ dB). Notons qu'éventuellement la correspondance φ_i peut retourner l'ensemble vide auquel cas le joueur i ne peut pas être satisfait.

Pour tout profil de stratégies $a \in \mathcal{A}$, on peut diviser l'ensemble des joueurs du jeu en trois partitions disjointes dont l'union recouvre \mathcal{I} . On a

$$\mathcal{I}_S(a) = \{i \in \mathcal{I} : a_i \in \varphi_i(a_{-i})\}, \quad (2.26)$$

les joueurs satisfaits pour lesquelles la stratégie jouée satisfait la contrainte (*ex.* : la transmission s'est établi avec un SINR supérieur à la contrainte de 10 dB),

$$\mathcal{I}_N(a) = \{i \in \mathcal{I} : a_i \notin \varphi_i(a_{-i}), \varphi_i(a_{-i}) \neq \emptyset\}, \quad (2.27)$$

les joueurs insatisfaits ayant un ensemble non-vide de stratégies satisfaisantes, et qui possèdent donc une déviation de a_i qui leur est profitable face à a_{-i} restant fixé (*ex.* : la transmission a échoué mais le couple émetteur-récepteur i possède une puissance $a_i \in \mathcal{A}_i$ telle que le SINR supérieur à 10 dB est atteignable pourvu que les autres couples conservent leur stratégie),

$$\mathcal{I}_U(a) = \{i \in \mathcal{I} : \varphi_i(a_{-i}) = \emptyset\}, \quad (2.28)$$

les joueurs insatisfaits qui n'ont aucune stratégie satisfaisante au regard des actions a_{-i} adverses (la transmission a échoué et le couple émetteur-récepteur i n'a aucune

puissance $a_i \in \mathcal{A}_i$ permettant d'obtenir un SINR suffisant). Si les joueurs sont rationnels et partagent une connaissance complète et commune du jeu \mathcal{G} , alors aucun d'entre eux ne jouera de stratégies qui le conduiraient dans l'ensemble $\mathcal{I}_N(a)$. Ainsi, un profil d'équilibre de satisfaction, notons-le a^* , doit être tel que $\mathcal{I}_N(a)$ soit vide. Ceci nous conduit à la définition suivante de l'équilibre de satisfaction :

Définition 2.3.2 (Équilibre de satisfaction généralisé [Goonewardena17])

Un profil de stratégies $a^* = (a_1^*, \dots, a_I^*)$ est un équilibre de satisfaction généralisé si et seulement si $\mathcal{I}_N(a^*) = \emptyset$.

2.3.2 Apprentissage de l'équilibre

Comme pour les équilibres de Nash évoqués dans la section précédente, les équilibres de satisfaction doivent être appris de façon décentralisée à l'aide d'algorithmes itératifs. Deux algorithmes d'apprentissage sont proposés en fonction de la quantité d'information qu'il est possible de transmettre sur le lien de retour. Dans les deux cas, pour garantir l'existence d'un équilibre de satisfaction et la convergence des algorithmes d'apprentissage, des hypothèses sont posées. Les ensembles \mathcal{A}_i sont supposés bornés et munis d'une relation d'ordre total notée \preceq . Les ensembles \mathcal{A}_i ont (au moins) un majorant \bar{a}_i et un minorant \underline{a}_i . L'ordre des stratégies des joueurs dans leurs espaces \mathcal{A}_i respectifs peut être vu comme une forme d'effort ou de coût associé à chaque stratégie et que le joueur doit payer pour jouer (*ex.* : la puissance ou le rendement de codage). Les conditions de convergence des algorithmes sont détaillées dans [Pottier18b].

Lien de retour non contraint

Pour ce premier algorithme, on suppose que le lien de retour n'est pas contraint sur la quantité d'information qu'il peut transmettre. Cet algorithme repose sur la notion de réponse de satisfaction d'un joueur i donné à un profil de stratégies a_{-i} qui est définie comme étant la sélection d'une stratégie particulière dans l'ensemble retourné par sa correspondance de satisfaction $\varphi_i(a_{-i})$. Cet ensemble n'est en général pas un singleton, et la question du choix d'une stratégie parmi celles qui sont satisfaisantes peut être posée. On introduit le concept de réponse de satisfaction de moindre coût, identifiable à la plus petite stratégie dans l'ensemble $\varphi_i(a_{-i})$ au sens de la relation d'ordre \preceq , que l'on définit par :

$$SR_i(a_{-i}) \in \min_{a_i \in \varphi_i(a_{-i})} a_i. \quad (2.29)$$

Dans un jeu où les a_i correspondraient à des puissances, l'émetteur aurait tout intérêt à choisir la plus petite puissance qui lui permettrait d'atteindre sa contrainte de QoS.

Soient $\mathcal{T} = \{0, 1, 2, \dots\}$ des indices dans un ensemble de temps représentés par une séquence croissante de nombres réels, espacés d'un pas quelconque. L'algorithme 1 offre une procédure permettant l'apprentissage décentralisé, distribué et asynchrone d'un équilibre de satisfaction.

Dans un jeu de satisfaction où le QoS correspondrait à un SINR et les stratégies à des puissances, cet algorithme consisterait, pour chaque joueur, à augmenter graduellement

sa puissance de transmission jusqu'à ce qu'à l'équilibre, les joueurs soient satisfaits avec un SINR supérieur à la contrainte où insatisfaits avec aucune puissance assez grande ne permettant d'établir une communication avec un SINR suffisant.

Algorithme 1 Dynamique de réponses de satisfaction

1: $t = 0$
 2: $a(t) = (a_i)_{i \in \mathcal{I}}$
 3: **while** $\mathcal{I}_N(a(t)) \neq \emptyset$ **do** $\forall i \in \mathcal{I}$
 4: **if** $t \in \mathcal{T}_i$ **then**
 5:

$$a_i(t+1) = \begin{cases} SR_i(a_{-i}(t)) & \text{if } i \in \mathcal{I}_N(a(t)) \\ a_i(t) & \text{otherwise} \end{cases}$$

6: **end if**
 7: $t = t + 1$
 8: **end while**

Lien de retour contraint à 1 bit

L'algorithme présenté dans le paragraphe précédent suppose que les émetteurs sont capables de déterminer toutes les actions satisfaisantes renvoyées par la correspondance $\varphi_i(a_{-i})$ pour le profil de stratégies a_{-i} de leurs adversaires. Pour ce faire, une certaine connaissance de l'état du canal et des interférences est requise ce qui nécessite de transmettre plusieurs dizaines ou centaines de bits à travers le lien de retour depuis le récepteur. Dans un contexte de communications ASM, il est crucial de réduire l'activité du lien de retour afin de ne pas surcharger les bandes passantes disponibles déjà limitées. Une approche pragmatique consiste à ne transmettre qu'un signal binaire sur le lien de retour, indiquant à l'émetteur s'il doit adopter une nouvelle stratégie de transmission ou non.

En exploitant le caractère borné et ordonné des ensembles de stratégies \mathcal{A}_i , nous avons proposé un algorithme d'apprentissage aveugle des équilibres de satisfaction qui repose sur 1 bit de feedback et qui permet donc de se passer de l'observation de a_{-i} et de la connaissance des stratégies satisfaisantes de l'ensemble $\varphi_i(a_{-i})$.

Posons $a(t) \in \mathcal{A}$ le profil de stratégies joué au temps $t \in \mathcal{T}$, décomposable sous la forme $a(t) = (a_i(t), a_{-i}(t))$ pour un $i \in \mathcal{I}$ donné. Un joueur insatisfait $i \in \mathcal{I}$ n'a de déviation profitable que si $\varphi_i(a_{-i}(t))$ est non-vide. Pour savoir si $\varphi_i(a_{-i}(t))$ est vide ou non, il suffit simplement pour un $a_{-i}(t)$ donné, de tester si la condition $u_i(\bar{a}_i, a_{-i}(t)) \geq \Gamma_i$ (avec \bar{a}_i le plus grand élément de \mathcal{A}_i) est vérifiée. Ainsi, lorsque le joueur i n'est pas satisfait, son récepteur peut évaluer s'il existe une stratégie satisfaisante pour les prochaines itérations en testant si la stratégie la plus coûteuse est elle-même satisfaisante. Le signal de retour du joueur $i \in \mathcal{I}$ sera noté S_i dans la suite et prend ses valeurs dans $\{0, 1\}$, où $S_i = 0$ correspond au cas où l'émetteur doit changer de stratégie - c-a-d $i \in \mathcal{I}_N(a(t))$ - tandis que $S_i = 1$ signifie qu'il n'y a pas de déviation profitable - c-a-d $i \in \mathcal{I}_U(a(t))$ où $i \in \mathcal{I}_S(a(t))$. Soit $\mathcal{Y}_i(t)$ l'ensemble des stratégies strictement plus

coûteuses que la stratégie $a_i(t)$ jouée au temps $t \in \mathcal{T}$ par le joueur i ,

$$\mathcal{Y}_i(t) = \{y_i \in \mathcal{A}_i : a_i(t) \prec y_i \preceq \bar{a}_i\}. \quad (2.30)$$

Puisque l'émetteur ne connaît pas ce que contient l'ensemble $\varphi_i(a_{-i}(t))$, s'il reçoit le signal $S_i = 0$, il choisit aléatoirement une stratégie dans $\mathcal{Y}_i(t)$. On notera

$$\Phi_t^{(i)} : \Omega \rightarrow \mathcal{Y}_i(t) \quad (2.31)$$

la variable aléatoire modélisant ce choix. Dans le cas contraire, l'émetteur reçoit $S_i = 1$ de son récepteur et conserve donc la même stratégie. L'algorithme 2 met cette procédure en forme, où on note $\mathcal{T} = \{0, 1, 2, \dots\}$ des indices dans un ensemble de temps représentés par une séquence croissante de nombres réels, espacés d'un pas quelconque, et $\mathcal{T}_i \subseteq \mathcal{T}$ l'ensemble des temps où le joueur i peut jouer une nouvelle stratégie.

Algorithme 2 Dynamique de réponses de satisfaction aveugles

```

1:  $t = 0$ 
2:  $a(t) = (a_1, \dots, a_I)$ 
3: while  $\mathcal{I}_N(a(t)) \neq \emptyset$  do  $\forall i \in \mathcal{I}$ 
4:   if  $t \in \mathcal{T}_i$  then
5:
```

$$a_i(t+1) = \begin{cases} \Phi_t^{(i)}(\omega) & \text{si } S_i = 0 \\ a_i(t) & \text{si } S_i = 1 \end{cases} \quad (2.32)$$

```

6:   end if
7:    $t = t + 1$ 
8: end while
```

2.3.3 Etude de cas

Communications OFDM

On considère ici exactement le même scénario que celui présenté à la section 2.2, à la différence près que les utilisateurs ne cherchent plus à maximiser leur fonction d'utilité mais simplement à satisfaire la contrainte de QoS de sorte que

$$\varphi_i(\mathbf{p}_{-i}) = \left\{ \mathbf{p}_i \in \mathcal{P}_i : \alpha \sum_{n=1}^N \log(1 + \gamma_i(n)p_i(n)) \geq \Gamma_i \right\}. \quad (2.33)$$

Lorsque le récepteur transmet les $\gamma_i(n)$ à l'émetteur via un lien de retour, ce-dernier peut appliquer l'algorithme d'apprentissage 1 pour mettre sa stratégie de transmission à jour. Dans ce cas, on a montré dans [Pottier18b, Sec. III-B], qu'une mise à jour efficace consiste à appliquer la solution de water-filling (2.16) en choisissant, à chaque itération, les multiplicateurs de Lagrange λ_i tels que $\|\mathbf{p}_i\|_1$ corresponde à la puissance la plus petite possible permettant de satisfaire la contrainte $u_i(\mathbf{p}_i, \mathbf{p}_{-i}) \geq \Gamma_i$.

Dans le cas où les émetteur ne disposent pas des $\gamma_i(n)$ et reçoivent seulement un signal binaire S_i , ils ne sont pas capables de mettre en place une stratégie de type water-filling. On considère alors que leur choix est limité à un nombre de sous-canaux sur lesquels est allouée une puissance non-nulle constante. Les ensembles de stratégies sont définis par

$$\mathcal{A}_i = \{1, \dots, N_i\}. \quad (2.34)$$

où N_i correspond au nombre de sous-canaux du joueur i et les allocations de puissance possibles sont

$$\mathcal{P}_i(a_i) = \left\{ \mathbf{p}_i \in \{0, P_i\}^{N_i} : \|\mathbf{p}_i\|_0 = a_i \right\} \quad (2.35)$$

où $P_i = P_i^{\max}/N_i$ et $a_i \in \mathcal{A}_i$.

Chaque émetteur est initialisé à sa stratégie la moins coûteuse, en accord avec l'algorithme 2. Celle-ci consiste donc à n'avoir qu'un seul sous-canal, choisit aléatoirement, et sur lequel la puissance P_i est allouée. Lorsque le signal reçu par l'émetteur est $S_i = 0$, ce dernier doit choisir une stratégie plus coûteuse que la précédente. L'émetteur, ne connaissant pas le contenu de sa correspondance φ_i , choisit alors aléatoirement des sous canaux, parmi les sous-canaux non-utilisés, sur chacun desquels la puissance P_i est allouée.

Les figures 2.6 et 2.7 présentent des résultats de simulation du jeux de satisfaction avec les deux types de lien de retour. Les résultats sont obtenus avec le simulateur décrit dans [Socheleau10c; Socheleau10a]. Les terminaux sont aléatoirement immergés, entre 5 et 20 mètres de profondeur, dans une zone de 1.5 km de rayon où la distance minimale entre deux terminaux différents est contrainte à 500 mètres. La profondeur de la colonne d'eau est de 50 mètres. Les joueurs interagissent successivement, au cours d'un certain nombre d'itérations des algorithmes 1 ou 2 jusqu'à ce qu'un équilibre de satisfaction soit atteint. Les résultats de performance exposés dans cette section sont le fruit d'une moyenne de performances à l'équilibres pour 500 jeux lancés avec des immersions différentes (donc des canaux synthétiques différents).

Il est supposé que les canaux sont stationnaires au sens large sur la durée d'un jeu, ou au moins jusqu'à ce que l'équilibre soit atteint. Un rapport signal à bruit de référence, sans interférence, est fixé à 25 dB à 1 km pour la puissance maximale de transmission. Les paramètres OFDM ainsi que la densité spectrale de bruit sont ici les mêmes qu'à la section précédente. La contrainte de QoS est fixée pour tout joueur $\Gamma_i = 1$ bit/s/Hz.

Connaissance de l'état statistique du canal Dans ce jeu, les stratégies sont les puissances auxquelles les joueurs contraignent leurs vecteurs d'allocation water-filling. Les puissances minimum et maximum sont fixées respectivement à $P_i^{\min} = 170$ et $P_i^{\max} = 190$ dB ref. μPa @ 1m. Les résultats du jeu considérant la connaissance de l'état statistique du canal à l'émetteur sont affichés à la figure 2.6.

Les figures 2.6-(a) et 2.6-(b) montrent que les gains des performances entre la solution d'équilibre de Nash et l'équilibre de satisfaction (SRA) s'expriment principalement en termes de puissance consommée. A moins de 4 joueurs, la probabilité de satisfaction pour l'équilibre de Nash reste élevée du fait du choix de la contrainte de QoS et du

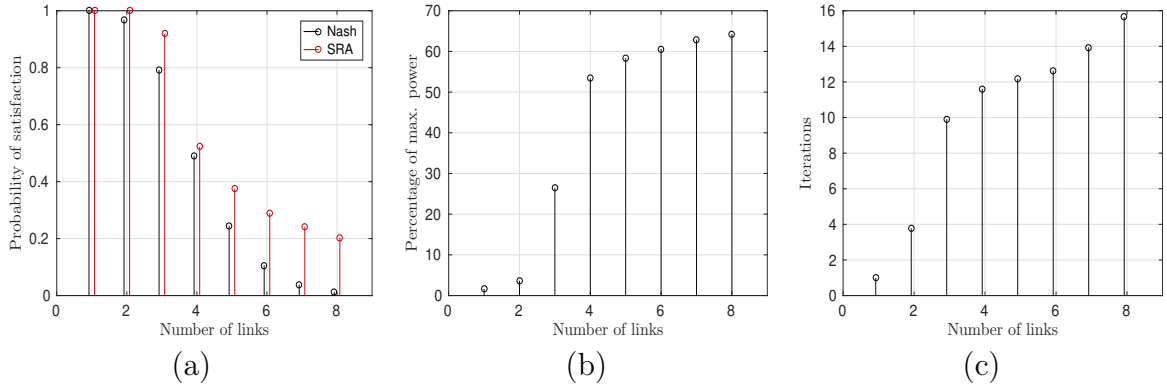


FIGURE 2.6 — Jeu OFDM avec connaissance de l'état statistique du canal et algorithme 1, $\Gamma_i = 1$ bit/s/Hz, $\forall i \in \mathcal{I}$. (a) Probabilité de satisfaction, (b) Puissance moyenne utilisée par les joueurs satisfaits, (c) Nombre d'itérations pour le calcul de l'équilibre. Figures extraites de [Pottier18b].

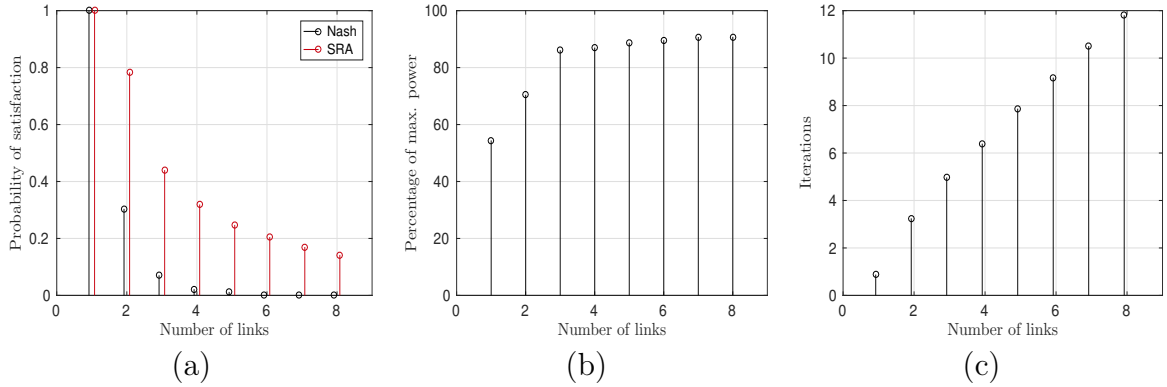


FIGURE 2.7 — Jeu OFDM avec signal binaire et algorithme 2, $\Gamma_i = 1$ bit/s/Hz, $\forall i \in \mathcal{I}$. (a) Probabilité de satisfaction, (b) Puissance moyenne utilisée par les joueurs satisfaits, (c) Nombre d'itérations pour le calcul de l'équilibre. Figures extraites de [Pottier18b].

rayon de la zone de transmission. La puissance consommée est maintenue en moyenne sous les 70% de P_i^{max} car l'algorithme 1 force les joueurs à minimiser la puissance allouée sur la bande de transmission. Le nombre d'itérations pour atteindre un équilibre est faible, avec 2 à 3 itérations par joueur.

Connaissance sous la forme d'un signal binaire Ici, il est considéré que chaque joueur possède un nombre différent de sous-canaux, choisis uniformément dans $\{4, 8, 16, 32\}$ à chaque initialisation d'une réalisation d'un jeu. Ces sous-canaux prennent la forme d'une agrégation d'un certain nombre de sous-porteuses OFDM adjacentes, ces sous-porteuses étant au nombre de $N = 256$ par ailleurs. La puissance allouée par un joueur i sur un sous-canal particulier est soit P_i soit 0, avec $P_i = P_i^{max}/N = P_i^{min}$. La puissance maximale est fixée à $P_i^{max} = 190$ dB ref. $\mu\text{Pa} @ 1\text{m}$.

Les résultats sont affichés à la figure 2.7. Les probabilités de satisfaction sont considérablement accrues à l'équilibre de satisfaction en comparaison de l'équilibre de Nash,

ce dernier consistant donc à transmettre selon une densité spectrale de puissance constante sur la bande et de puissance P_i^{max} . Le peu d'information sur l'environnement disponible à l'émetteur réduit néanmoins les performances comparées au cas du jeu à connaissance de l'état statistique du canal. À la figure 2.6-(a), le faible écart entre les deux équilibres s'explique par une meilleure corrélation des allocations de puissance water-filling à la fois à la sélectivité fréquentielle du canal de communication et aux niveaux d'interférences générées par les autres joueurs. Dans le jeu à signal de retour binaire, les allocations de puissances à l'équilibre de satisfaction ont été choisies aléatoirement, tandis qu'à l'équilibre de Nash aucune adaptation au canal ou à l'interférence n'est réalisée. Comme la puissance allouée aux sous-canaux est fixée, il est également logique que la puissance utilisée soit relativement élevée. En termes de convergence, 2 à 3 itérations par joueurs sont nécessaires.

Scénario mixte OFDM, DSSS

Le formalisme des jeux de satisfaction permet de prendre en compte très facilement des scénarios intégrant des émetteurs hétérogènes. Ainsi, en plus de systèmes OFDM, on considère ici que le canal est également partagé avec des systèmes DSSS dont l'objectif de QoS est d'avoir un SINR supérieur à 15 dB.

Chacun des émetteurs DSSS se voit attribuer un ensemble dénombrable de n_i paramètres prenant la forme de couples puissance - gain d'étalement notés (P_i, N_i) où N_i est le gain d'étalement, donné selon la taille de la séquence d'étalement du joueur i considéré, et P_i est la puissance de transmission. Cet ensemble de paramètres peut être noté

$$\mathcal{P}_i = \left\{ \left(P_i^{(1)}, N_i^{(1)} \right), \dots, \left(P_i^{(m_i)}, N_i^{(m_i)} \right) \right\}. \quad (2.36)$$

Les stratégies des joueurs DSSS correspondent alors à la sélection d'un de ces couples de paramètres, et on définit donc leurs ensembles de stratégies $\forall i \in \mathcal{I}$ par

$$\mathcal{A}_i = \{1, \dots, n_i\}, \quad (2.37)$$

de sorte que, pour un joueur i fixé, le choix stratégique particulier $a_i \in \mathcal{A}_i$ corresponde au couple $(P_i^{(a_i)}, N_i^{(a_i)})$. L'ensemble des stratégies possibles utilisé pour les simulation est décrit dans le tableau 2.1 où $P_i^{min} = 170$ dB ref μPa @ 1m. L'équilibre de Nash est $\bar{a} = (\bar{a}_1 = 7, \dots, \bar{a}_I = 7)$, où tous les joueurs utilisent la puissance maximale et le plus grand gain d'étalement au détriment à la fois de l'efficacité spectrale et de l'efficacité énergétique.

À chaque réalisation d'un nouveau jeu, chaque joueur se voit attribué son type de modulation, OFDM ou DSSS, aléatoirement avec une probabilité 1/2 pour chacun des types. La figure 2.8 illustre les résultats obtenus. Comme attendu, l'équilibre de satisfaction améliore les performances en termes d'accès réussi au canal en comparaison de la stratégie agressive d'équilibre de Nash. Notons par ailleurs que les joueurs DSSS bénéficient du gain de traitement offert par les séquences d'étalement et génèrent aussi une interférence relativement difficile à combattre pour les systèmes OFDM, du fait de la répartition uniforme de leur puissance sur la bande de transmission. Comme pour le jeux OFDM seul, les économies réalisées en puissance consommée sont plus

TABLE 2.1 — Ensemble de stratégies possibles pour les émetteurs DSSS.

a_i	$P_i^{(a_i)}$	$N_i^{(a_i)}$
1	$1 \times P_i^{min}$	1
2	$1 \times P_i^{min}$	4
3	$4 \times P_i^{min}$	4
4	$4 \times P_i^{min}$	16
5	$16 \times P_i^{min}$	16
6	$16 \times P_i^{min}$	64
7	$64 \times P_i^{min}$	64

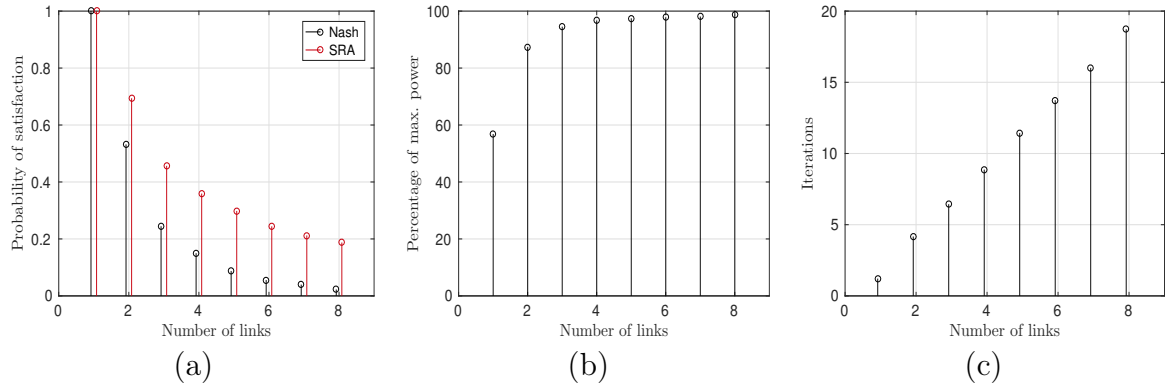


FIGURE 2.8 — Jeu mélangeant OFDM et DSSS avec signal binaire et algorithme 2, $\Gamma_i = 1$ bit/s/Hz pour l'OFDM et $\Gamma_i^{(dB)} = 15$ dB pour le DSSS, $\forall i \in \mathcal{I}$. (a) Probabilité de satisfaction, (b) Puissance moyenne utilisée par les joueurs satisfaits, (c) Nombre d'itérations pour le calcul de l'équilibre. Figures extraites de [Pottier18b].

significatives lorsque le nombre de systèmes en compétition dans la zone est faible. Le temps de convergence vers l'équilibre est du même ordre de grandeur que dans l' autre jeux.

Conclusions et perspectives

En mars 2018, la National Science Foundation (NSF) américaine m'a invité à participer à un workshop sur les communications sous-marines regroupant 60 chercheurs, ingénieurs et institutionnels, nord-américains, européens et asiatiques. Le workshop avait pour objectif d'élaborer une feuille de route des travaux prioritaires à mener dans quatre domaines : les applications, la couche physique, les réseaux et l'intégration des technologies de communication sous-marine. A l'issue de ces deux jours de workshop, une synthèse a été rédigée et publiée en janvier dernier dans IEEE Journal of Oceanic Engineering [Song19]. Ayant contribué aux discussions sur la couche physique, je retiens que les deux thèmes les plus discutés dans ce domaine sont (i) la nécessité d'avoir des modèles de canaux standardisés et (ii) la nécessité d'explorer les possibilités offertes par un lien de retour qui permettrait une adaptation *in-situ* des formes d'onde de transmission. Ces discussions m'ont bien évidemment conforté dans la pertinence de mes thématiques de recherche présentées dans les deux chapitres précédents.

Comme discuté au chapitre 1, il existe de nombreux modèles de canal proposés par la communauté. Même s'il reste encore des travaux à mener sur cette thématique, notamment sur la caractérisation spatiale du canal, l'enjeu n'est pas tant de proposer de nouveaux modèles mais plutôt de fédérer la communauté autour de quelques modèles. Depuis que j'ai intégré la communauté ASM en 2008, ce sujet est régulièrement évoqué mais n'a toujours pas trouvé de réponse pour les raisons discutées au chapitre 1. Cependant, je pense que la communauté a progressé ces dix dernières années sur au moins trois aspects. Premièrement, les modèles prennent mieux en compte les phénomènes dimensionnants pour les systèmes de communications tels que les fluctuations temporelles du milieu ou le caractère large bande de celui-ci. Deuxièmement, le formalisme statistique de modélisation s'est développé et permet d'ouvrir ce sujet à une communauté labellisée « traitement du signal ». Enfin, depuis la mise en place des méthodes de rejeu, il y a une volonté de partager des données réelles. De mon point de vue, l'effort de standardisation des modèles doit s'effectuer par étape pour espérer aboutir un jour. L'étape la plus directement accessible me semble être la généralisation de l'approche WATERMARK, moyennant quelques adaptations. Tout d'abord, il faudrait mettre en place une base de données de réponses impulsionnelles standardisées accessibles à tous et hébergée/maintenue par une institution internationale et transverse comme le CMRE de l'OTAN ou l'IEEE. Ce n'est pas la vocation d'un centre de recherche national comme

FFI d'héberger ce type de données. Ensuite, chaque dépôt devrait être examiné par des reviewers, au même titre qu'une publication, et devrait suivre une procédure d'acquisition des données réelles et d'estimation des réponses impulsionnelles décrite dans un document de référence validé par la communauté. La seconde étape de standardisation serait de proposer des modèles paramétriques caractéristiques d'environnements de « références ». Toute la difficulté consiste à définir ces références. Celles-ci peuvent être définies par rapport à des critères physiques (géométrie de transmission, profil de célérité, hauteur d'eau, propriétés des interfaces fond et surface, etc.) ou des critères plus statistiques (étalement temporel, fréquentiel, compression-dilatation Doppler, etc.) ou une combinaison des deux. La question essentielle est de savoir ce que l'on veut tester avec ces modèles. Pour évaluer les performances d'égaliseurs, de techniques de synchronisation, de codage correcteur, etc. il est très important d'avoir une représentation fine de la sélectivité temps-fréquence-(espace) quitte à faire quelques hypothèses simplificatrices sur la stationnarité du canal. À l'inverse, si l'on souhaite évaluer les performances d'algorithmes contraints par des échelles temps-fréquence-espace plus importantes, les simplifications porteront plutôt sur des phénomènes dont les variations sont plus locales.

Même si identifiée comme une priorité par la communauté ASM, la problématique de reconfiguration autonome et adaptative de modems abordée (partiellement) dans le chapitre 2 n'en est qu'à ses balbutiements. Les paramètres clés à prendre en compte dans ce type de problématique sont (i) les métriques de performances à optimiser (utilité), (ii) l'ensemble des configurations possibles sur lesquelles on peut jouer au niveau de la couche PHY (actions), et (iii) le type d'information disponible sur le paysage sonore environnant. Tous ces paramètres ont une incidence sur les performances obtenues ainsi que sur la réactivité des modems aux modifications de l'environnement acoustique. Les métriques de performance sont généralement liées à l'efficacité spectrale, la consommation énergétique ou à la robustesse exprimée en fonction du taux d'erreur binaire ou du rapport signal-sur-bruit (plus interférence). En fonction des besoins opérationnels, une métrique est souvent optimisée en fonction de contraintes imposées aux autres. Les espaces d'actions possibles au niveau de la couche PHY peuvent être de différentes natures. Comme nous l'avons montré, il est possible d'adapter la puissance du signal ou des paramètres de modulation (ou de codage). Il est également envisageable d'adapter la direction de transmission si l'émetteur est équipé de plusieurs hydrophones, voire même sa position s'il est mobile. Parmi les trois paramètres clés énumérés préalablement, l'information disponible sur l'environnement acoustique est sûrement la plus critique. Cette information est souvent obtenue en analysant les signaux à la réception puis transmise à l'émetteur via un lien de retour. Étant donné les échelles de variations temporelles, fréquentielles et spatiales des liens acoustiques, ainsi que les latences de propagation, la question de savoir quel type d'information il faut retourner à l'émetteur est loin d'être triviale. Ceci est d'autant plus vrai que la bande passante disponible sous l'eau est limitée et qu'il peut être difficile de trouver le bon compromis entre la quantité d'information retournée et la capacité du modem à suivre les variations du paysage acoustique. Les travaux du chapitre 2 soulèvent de nouvelles questions que j'envisage d'aborder à moyen terme. Tout d'abord, le cadre de la théorie des jeux utilisé suppose implicitement une certaine forme de stationnarité de l'environnement. En

effet, l'apprentissage par les émetteurs d'une solution de type « équilibre » (de Nash ou de satisfaction) requiert un temps pendant lequel les statistiques du canal doivent rester stables. Les simulations numériques ont montré que cet apprentissage pouvait s'effectuer en moins d'une minute pour des scénarios impliquant trois joueurs. Ce temps est raisonnable au regard de la stationnarité du canal pour des sources fixes ou dérivant lentement. Par contre, ceci est plus discutable pour des sources mobiles embarquées sur des véhicules mobiles autonomes comme les AUVs. Un cadre d'apprentissage qui semble être plus adapté aux environnements fortement non-stationnaires est celui de l'optimisation « en-ligne » [Sutton18; Belmega18]. Dans ce cas, la variable temporelle est explicitement considérée dans le problème d'optimisation. La solution peut alors se baser sur la maximisation d'une utilité moyenne ou sur la minimisation d'un regret par rapport à un choix d'action fixe. Dans [Pottier16a], nous avons proposé une première ébauche d'application de ce type de solution à l'optimisation d'un réseau de capteurs ASM. Les résultats sont pertinents et doivent être développés. Une des difficultés de ce type d'approche consiste à trouver le bon compromis entre l'exploitation immédiate de la connaissance de l'environnement acquise par un émetteur et l'exploration de nouvelles actions pour ne pas rester sur des choix sous-optimaux. Ce compromis est bien-entendu fortement conditionné par la non-stationnarité de l'environnement. Une piste de recherche complémentaire qu'il me semble pertinent d'explorer à moyen terme est la combinaison d'un apprentissage *in situ* avec un apprentissage supervisé effectué préalablement en laboratoire. Au chapitre 2, nous avons vu que les méthodes d'optimisation de lien de communications existantes reposaient seulement sur un apprentissage progressif de l'environnement acoustique effectif. Si l'espace des actions possibles est grand et que l'environnement n'est pas stationnaire, cet apprentissage *in situ* peut être lent et peut nécessiter un envoi conséquent d'informations de signalisation. L'idée serait donc d'exploiter, de façon intensive, des modèles de propagation pour apprendre en laboratoire la relation entre les configurations de transmission (actions) et les couples (utilité, information sur l'environnement acoustique). Si un lien de transmission se trouve dans un environnement proche de celui appris en laboratoire, il pourra alors converger rapidement vers une configuration adaptée. L'apprentissage *in situ* aura ensuite pour seul objectif d'apprendre d'éventuels écarts par rapport aux environnements appris en laboratoire.

A plus long terme, il serait également pertinent d'étudier la problématique d'auto-configuration et d'adaptation des *réseaux* ASM. Le déploiement et le maintien en conditions opérationnelles de tels réseaux peut être extrêmement coûteux surtout si ceux-ci sont situés au large. Peut-on concevoir des réseaux capables d'adapter automatiquement leurs stratégies de transmission (forme d'onde, accès au canal, routage, etc.) en fonction de l'environnement acoustique, de leur charge, de leur géométrie et de l'état des différents noeuds (niveau de batterie, mobile vs statique, etc.) ? L'avantage par rapport aux problèmes traités dans le chapitre 2 est que le réseau autorise la coopération. Les difficultés sont que, sous l'eau, les latences sont très importantes, la bande passante est limitée et qu'il peut y avoir une perte non négligeable de paquets de données. Cette problématique réseau reste prospective car les besoins opérationnels ne sont pas encore clairs. La communauté manque encore de scénarios applicatifs bien définis, voire standardisés. Les ressources sous l'eau étant très limitées, une optimisation pertinente

des réseaux ne pourra se faire qu'en optimisant conjointement les différentes couches protocolaires, et ce, par rapport à une application bien déterminée.

Deuxième partie

Surveillance passive de sources sonores sous-marines

Introduction

Les bonnes propriétés de propagation du son sous l'eau en font un vecteur idéal pour l'étude du milieu sous-marin. La surveillance par acoustique passive (ou PAM³) consiste à « écouter » les signaux émis par des sources sonores dans le but de les caractériser ou de les utiliser comme sources d'opportunités pour étudier des propriétés physiques de l'océan. L'acoustique passive n'est pas intrusive car elle est basée uniquement sur l'écoute. Historiquement développé pour la lutte sous-marine [Juhel05], ce type de surveillance répond à de nouveaux besoins opérationnels pour des applications d'océanographie physique, de géophysique ou de biologie. Les systèmes de surveillance passive ont pour principales vocations :

- La détection/classification/localisation de sources sonores (sous-marins, bateaux, mammifères, organismes benthiques, séismes, ...).
- La caractérisation physique du milieu sous-marin (estimation de la hauteur d'eau, de la densité des milieux, structures du fond marin,...).

Pour paraphraser le slogan de l'UMR Lab-STICC, dans sa globalité, le PAM intègre toute la chaîne informationnelle et décisionnelle qui va « du capteur à la connaissance ». Celle-ci intègre le développement de (i) capteurs acoustiques et (ii) de méthodes de traitement du signal adaptées au milieu ASM permettant (iii) l'extraction de données environnementales dans le but de mieux (iv) comprendre et contrôler le milieu marin pour répondre à des enjeux stratégiques, scientifiques ou économiques. Je me suis intéressé au PAM dès mon arrivée à l'ENSTA Bretagne en octobre 2011 où j'ai intégré l'équipe « Acoustique Passive ». Du fait de mon profil scientifique, je me suis bien évidemment positionné sur les aspects de développement de méthodes de traitement du signal.

Les besoins en traitement du signal pour cette thématique vont croissant du fait de l'augmentation du nombre de capteurs acoustiques déployés dans l'océan [Sousa-Lima13]. Ces capteurs peuvent être constitués, par exemple, (i) d'un (ou de quelques) hydrophone(s) couplé(s) à des enregistreurs automatiques autonomes généralement positionnés dans la colonne d'eau ou ancrés sur le fond marin [Leroy16], ou (ii) d'une antenne, intégrant de nombreux hydrophones, couplée à un sous-marin ou à un bâtiment de surface [Barbagelata08]. De façon plus anecdotique, certains capteurs sont miniaturisés pour être embarqués sur des animaux sauvages faisant office de porteurs

3. Passive Acoustic Monitoring. Dans la littérature, la terminologie PAM est très souvent limitée au contexte de surveillance de sources sonores biologiques. Dans ce manuscrit, nous utilisons cet acronyme dans un contexte plus large, indépendamment de la nature de la source.

mobiles [Roquet09]. Le volume de données générées par tous ces capteurs acoustiques est tel qu'il devient indispensable d'automatiser les traitements de caractérisation des sources sonores.

L'environnement ASM impose certaines contraintes qui auront un impact très fort sur la conception de méthodes de traitement du signal adaptées. Par exemple :

- Le milieu de propagation peut être très hétérogène et/ou mal connu. La propagation du son sous l'eau est fortement influencée par les variations de célérité dans la colonne d'eau, de la distance de propagation, la hauteur d'eau, la gamme de fréquence considérée ou encore par la nature des interfaces au fond de l'eau ou à la surface [Brekhovskikh03]. La combinaison de ces phénomènes déforme le front d'onde de façon complexe et questionne très fortement l'hypothèse d'onde plane, usuelle pour les traitements de localisation. De plus, pour les signaux basses fréquences en environnement guidé (souvent petit fond), les modes propagatifs deviennent dispersifs. Cette dispersion se traduit par une vitesse de propagation du son qui dépend de la fréquence [Le Gall19]. Ceci a pour effet de déformer la signature temps-fréquence d'un signal source.
- Les sources sonores d'intérêt peuvent évoluer dans un environnement très bruyant constitué de nombreuses autres sources transitoires hétérogènes. Ainsi, le modèle standard de détection qui consiste à considérer du bruit seul sous l'hypothèse nulle et du bruit plus le signal d'intérêt sous l'hypothèse alternative devient inadapté. Il en est de même pour les algorithmes de classification qui doivent obligatoirement intégrer une option de réjection afin de ne pas assigner un signal transitoire interférent à une classe d'intérêt. La figure 2.9 montre un exemple, qui sera développé dans le chapitre 4, où l'on voit des signaux d'intérêt (ici, des cris de baleines bleues) qui partagent la même bande de fréquence que d'autres transitoires comme des impulsions de rorqual commun ou des micro-séismes.

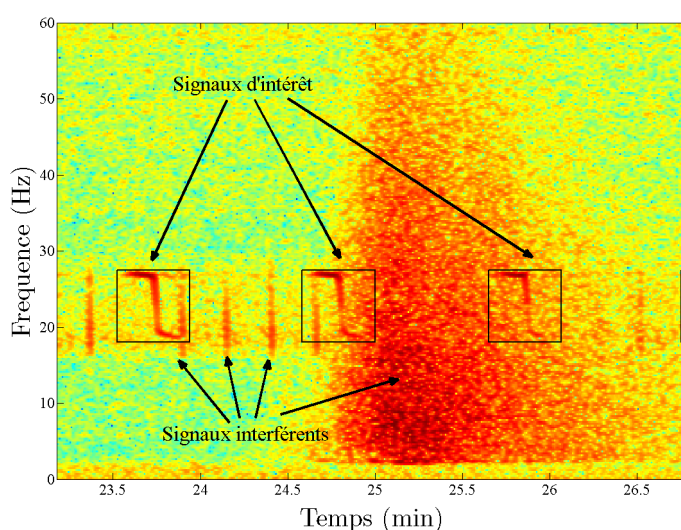


FIGURE 2.9 — Spectrogramme représentant des cris de baleines bleues en présence d'interférences (vocalises de rorqual commun et micro-séisme).

Les travaux que j'ai menés sur la surveillance par acoustique passive se sont articulés autour de deux sujets de recherche. Le premier sujet concerne la localisation de sources basses fréquences lorsque l'environnement océanique est mal connu. Le second sujet s'intéresse à la détection et classification de cris de baleines à fanons, appelées également mysticètes. Ces recherches ont été menées en collaboration avec des collègues de l'ENSTA Bretagne et de l'IMT Atlantique mais également avec d'autres institutions comme l'Institut Universitaire Européen de la Mer (IUEM), l'université de Victoria au Canada ou l'entreprise Sercel. Elles ont bénéficié des contributions du travail de thèse de Yann Le Gall, co-encadré par Julien Bonnel et dirigé par Ronan Fablet et de celles de Thomas Guilment et Sabrina Bourmani co-encadrés par Dominique Pastor.

La suite de cette deuxième partie est organisée en deux chapitres suivis d'une conclusion et de perspectives. Le chapitre 3 présente une partie de nos travaux menés sur la localisation de sources sonores et le chapitre 4 synthétise nos principaux résultats obtenus sur la problématique de détection et classification de cris de mysticètes.

Localisation de sources en environnement incertain

3.1 Contexte et contributions

La problématique de localisation telle que traitée ici consiste à estimer la profondeur d’immersion et la distance d’une source sonore de façon passive en se limitant au contexte de sources basses fréquences (< 1 kHz) en champ lointain. Cette gamme de fréquences correspond, par exemple, aux sources de type bateau, sous-marins ou mysticètes. Comme indiqué précédemment, l’hypothèse usuelle d’onde plane utilisée dans les méthodes standards de formation de voies n’est pas toujours adaptée au contexte ASM où le front d’onde peut-être déformé par le milieu de propagation. Une manière de tirer parti de la complexité de l’environnement est d’estimer la position de la source par une approche de type problème inverse, connue en ASM sous le nom de *matched-field processing* (MFP) [Chapman08]. Cette approche consiste à maximiser une fonction de coût qui quantifie la similarité entre le champ de pression mesuré et celui obtenu à partir d’un modèle de propagation pour une position de source donnée. Le champ mesuré est généralement obtenu à l’aide d’antennes constituées de plusieurs hydrophones. Celles-ci échantillonnent le champ acoustique sur une partie ou la totalité de la colonne d’eau lorsqu’elles sont verticales, ou selon la distance dans le cas des antennes horizontales (généralement tractées par des navires ou des sous-marins). Le MFP a été très étudié sous différentes formes depuis les années 70 [Bucker76; Chapman12; Le Touzé08] et des travaux sont toujours en cours. Ceux-ci visent essentiellement à contrer sa principale limitation qui est la sensibilité aux erreurs de modélisation du champ acoustique due à la connaissance imparfaite de l’environnement océanique (hauteur d’eau, célérité du son, propriétés physiques du fond, etc.). Comme illustré à la figure 3.1, le milieu n’est jamais parfaitement connu en contexte opérationnel réel. Ces erreurs introduisent un biais sur l’estimation et augmente la sensibilité du MFP au bruit. Plusieurs méthodes ont été proposées pour résoudre ce problème et rendre la localisation de la source résistante aux incertitudes de l’environnement.

L’approche *matched-mode processing* (MMP) est une alternative au MFP qui utilise explicitement la description modale du champ acoustique pour estimer la position de

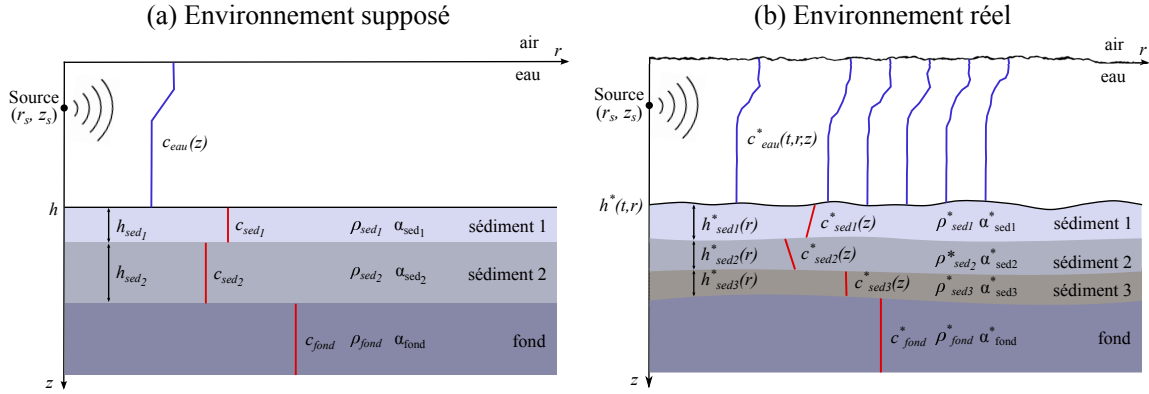


FIGURE 3.1 — Illustration des problèmes d'erreur de modélisation rencontrés par les méthodes de type MFP. Figure extraite de [Le Gall15a].

la source¹. Le MMP sépare d'abord les différents modes propagatifs du champ acoustique puis les compare à des modes simulés pour en déduire la valeur des paramètres d'intérêts [Yang87; Wilson88; Yang90; Nicolas10]. Travailler dans l'espace des modes apporte une vision physique au problème d'estimation, la robustesse peut alors être obtenue en retenant uniquement les modes qui sont les moins sensibles aux erreurs sur l'environnement [Yang90; Collison00; Yoo99]. Cependant, la séparation des modes est une étape critique du MMP. Le filtrage des modes à l'aide de l'antenne réceptrice est souvent imparfait, en particulier quand l'antenne ne fournit pas un échantillonnage spatial suffisant du champ acoustique [Yang90; Collison00; Le Courtois14]. Les erreurs d'estimation des modes peuvent alors considérablement dégrader les performances.

D'autres approches incorporent les paramètres environnementaux incertains comme inconnues supplémentaires dans le problème de localisation pour rendre cette dernière plus robuste. Deux démarches générales d'estimation, à savoir la *focalisation* et la *marginalisation*, sont souvent considérées. La focalisation consiste à chercher la solution optimale conjointement pour les paramètres de localisations et les paramètres environnementaux [Collins91; Dosso93; Baer06]. La marginalisation formule le problème dans un cadre bayésien [Richardson91; Shorey94; Shorey98; Dosso03; Dosso07a; Dosso11]. L'analyse est effectuée à l'aide de la densité de probabilité a posteriori (DPP) des paramètres de localisation et des paramètres environnementaux. L'intégration de cette DPP par rapport aux paramètres environnementaux (appelée marginalisation) donne la DPP des paramètres de localisation. La marginalisation fournit donc une mesure quantitative de l'incertitude sur la position de la source, mesure qui peut être d'une importance cruciale en contexte opérationnel pour la prise de décision. Bien que très

1. La fonction de transfert entre une source acoustique de fréquence f , à la profondeur z_s et un récepteur à la profondeur z_r à une distance r_s de la source peut s'exprimer sous la forme :

$$h(f, r_s, z_s, z_r) = Q \sum_{n=1}^{N_{prop}} \Psi_n(f, z_s) \Psi_n(f, z_r) \frac{e^{jk_{rn}(f)r_s}}{\sqrt{k_{rn}(f)r_s}},$$

où k_{rn} et Ψ_n sont respectivement le nombre d'onde horizontal et la fonction modale du mode d'ordre n . Ces quantités dépendent des propriétés physiques du milieu de propagation.

intéressantes, les techniques de focalisation et de marginalisation reposent sur une paramétrisation précise du guide d'onde et nécessitent un temps de calcul très important lorsqu'il y a beaucoup de paramètres environnementaux car il faut alors simuler le champ acoustique dans un grand nombre d'environnements.

Je me suis intéressé à cette problématique de localisation dans le cadre de la thèse de Yann Le Gall soutenue en 2015. Dans un premier temps, nous avons proposé des outils de traitement du signal permettant de prédire les performances du MFP. La prédiction de ces performances reste une question ouverte et fondamentale. Il est important de pouvoir quantifier celles-ci afin de connaître et comprendre leurs limites et également de déterminer les conditions opérationnelles requises pour obtenir des performances acceptables. Cette prédiction de performances n'est pas simple si l'on ne veut pas recourir aux simulations de Monte-Carlo très coûteuses en ressources de calcul. Une approche alternative à la simulation de Monte-Carlo consiste à calculer des bornes ou des approximations de l'erreur quadratique moyenne (EQM) d'estimation. Il existe un grand nombre de bornes de performances mais toutes ne conviennent pas pour le MFP qui cherche à résoudre un problème inverse non-linéaire. Par exemple, la célèbre borne de Cramer-Rao [Baggeroer95] n'a un intérêt que dans la région asymptotique à haut SNR et les bornes reposant sur l'inégalité de covariance [Tabrikian99; Xu04; Xu06; Chaumette08; Le Gall14a] intègrent difficilement les erreurs résultant d'une inadéquation entre le milieu de propagation réel et celui utilisé. Sur cette thématique, nous avons tout d'abord proposé des calculs de bornes de Ziv-Zakai et d'approximation de l'EQM via la méthode des erreurs d'intervalles (MEI) dans un contexte où l'environnement océanique est parfaitement connu [Le Gall14b; Le Gall14a]. Notre contribution principale a été de proposer des méthodes adaptées au modèle de signal source déterministe inconnu (modèle conditionnel), le modèle stochastique ayant déjà été traité dans la littérature [Xu06]. Nous avons ensuite adapté la méthode MEI pour prédire les performances lorsqu'il subsiste des erreurs de modélisation de l'environnement océanique [Le Gall16b]. Ces travaux théoriques ont ensuite été appliqués à la prédiction de performances dans un contexte mono-capteur [Le Gall19].

Dans un second temps, nous avons proposé une approche bayésienne originale de localisation de source robuste en environnement océanique incertain [Le Gall16a]. L'idée était de relâcher l'hypothèse selon laquelle la fonction de transfert du guide d'onde est une quantité déterministe. Dans ce nouveau cadre, cette fonction est alors modélisée comme un vecteur aléatoire dont la densité de probabilité représente l'incertitude sur l'environnement. L'impact des incertitudes sur la fonction de transfert est approximé en faisant quelques hypothèses concernant l'effet des inadéquations de l'environnement sur la propagation modale. Ainsi, l'incertitude n'est pas vue exclusivement comme une incertitude sur des paramètres du guide d'onde mais plus globalement comme une incertitude sur les phénomènes de propagation. La DPP des paramètres de localisation est obtenue en intégrant la DPP globale par rapport à l'incertitude sur la fonction de transfert. Ces travaux ont donné lieu à une collaboration avec le professeur Stan Dosso de l'université de Victoria au Canada où Y. Le Gall a effectué un séjour de recherche de 6 mois dans le cadre de sa thèse.

Dans la suite de ce chapitre, un exemple de méthode de prédiction de performance du MFP avec erreurs de modélisation est tout d'abord présenté puis les grands principes

et résultats de la méthode d'inversion robuste sont exposés.

3.2 Prédiction de performances en présence d'erreurs de modélisation

3.2.1 Modèle d'observation

Lorsque la source émet de façon continue ou de façon répétée dans le temps, le signal reçu au niveau de l'antenne peut être découpé en plusieurs échantillons temporels successifs appelés *observations* (*snapshots* dans la littérature anglophone). Le signal est analysé dans le domaine fréquentiel après transformée de Fourier à court terme de chacune des observations. Soit N le nombre d'hydrophones sur lesquels on mesure le champ de pression et $\boldsymbol{\theta}$ le jeu de paramètres inconnus que l'on souhaite estimer. Pour chaque observation l et chaque fréquence f_m , le signal mesuré sur l'antenne peut être modélisé par le vecteur complexe de taille $N \times 1$ suivant :

$$\mathbf{y}_l(f_m) = s_l(f_m)\mathbf{g}(f_m, \boldsymbol{\theta}) + \mathbf{w}_l(f_m), \quad l = 1, \dots, L, \quad m = 1, \dots, M \quad (3.1)$$

où,

- M est le nombre de fréquences f_m disponibles pour chacune des L observations l .
- $s_l(f_m)$ est un scalaire complexe représentant l'amplitude et la phase de la source.
- $\mathbf{g}(f_m, \boldsymbol{\theta})$ est un vecteur complexe de taille $N \times 1$ représentant la fonction de transfert du guide d'onde à la fréquence f_m pour la propagation entre la source et chacun des N récepteurs de l'antenne. Cette fonction de transfert est appelée *fonction de Green*. Elle dépend de façon non linéaire des paramètres $\boldsymbol{\theta}$.
- $\mathbf{w}_l(f_m)$ est un vecteur complexe de taille $N \times 1$ représentant un bruit gaussien à moyenne nulle, circulaire-symétrique indépendant du signal source. Il est supposé blanc en fréquence et en temps et possède une matrice de covariance spatiale définie positive $\boldsymbol{\Sigma}_{\mathbf{w}}(f_m) = \sigma_{\mathbf{w}}^2(f_m)\mathbf{C}_{\mathbf{w}}(f_m)$. Autrement dit :

$$\begin{aligned} E [\mathbf{w}_{l_1}(f_{m_1})\mathbf{w}_{l_2}^H(f_{m_2})] &= \sigma_{\mathbf{w}}^2(f_{m_1})\mathbf{C}_{\mathbf{w}}(f_{m_1})\delta_{l_1, l_2}\delta_{f_{m_1}, f_{m_2}}, \\ E [\mathbf{w}_{l_1}(f_{m_1})\mathbf{w}_{l_2}^T(f_{m_2})] &= 0, \quad \forall l_1, l_2, f_{m_1}, f_{m_2}. \end{aligned} \quad (3.2)$$

La matrice $\mathbf{C}_{\mathbf{w}}(f_m)$ est généralement supposée connue, auquel cas le problème peut être ramené au cas d'un bruit spatialement blanc. Dans la suite, nous considérerons donc que $\boldsymbol{\Sigma}_{\mathbf{w}}(f_m) = \sigma_{\mathbf{w}}^2(f_m)\mathbf{I}_N$.

Dans le cas du problème de localisation, $\boldsymbol{\theta} = (r, z)$ où r désigne la distance et z l'immersion. Deux modèles de signal source $s_l(f_m)$ différents sont habituellement considérés, à savoir le modèle stochastique (stochastic ou unconditional model dans la littérature anglophone) et le modèle déterministe inconnu (deterministic ou conditional model dans la littérature anglophone). Le modèle stochastique, généralement gaussien, est adapté pour des sources de type bruit large-bande de navire ou des sources fortement impactées par les fluctuations aléatoires du milieu. Le modèle déterministe,

d'amplitude et de phase inconnues, est plus adapté pour des sources de types raies spectrales émises par les bateaux ou sous-marins. Dans le cadre de nos travaux, nous nous sommes principalement intéressés au modèle déterministe inconnu. L'ensemble des données observées peut être représenté par la concaténation de toutes les observations dans le vecteur suivant

$$\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1^T(f_1) \ \dots \ \mathbf{y}_1^T(f_m) \ \dots \ \mathbf{y}_L^T(f_1) \ \dots \ \mathbf{y}_L^T(f_M)]^T. \quad (3.3)$$

L'estimation de $\boldsymbol{\theta}$ par les méthodes MFP repose sur la comparaison du vecteur d'observation \mathbf{y} avec la fonction de Green simulée. En présence d'erreurs de modélisation entre le guide océanique supposé et le véritable environnement, la fonction de Green utilisée pour estimer $\boldsymbol{\theta}$ peut s'exprimer comme $\mathbf{g}_\epsilon(f_m, \boldsymbol{\theta}) = \mathbf{g}(f_m, \boldsymbol{\theta}) + \boldsymbol{\epsilon}(f_m, \boldsymbol{\theta})$, où $\boldsymbol{\epsilon}(f_m, \boldsymbol{\theta})$ représente l'erreur. Lorsque la source $s_l(f_m)$ n'est pas connue, l'estimateur au sens du maximum de vraisemblance de $\boldsymbol{\theta}$ en présence d'erreurs de modélisation s'écrit [Dosso12]

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \arg \max_{\boldsymbol{\theta}} C(\boldsymbol{\theta}), \quad (3.4)$$

où

$$C(\boldsymbol{\theta}) = \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L \frac{\bar{\mathbf{g}}_\epsilon^H(f_m, \boldsymbol{\theta}) \mathbf{R}_{l,m} \bar{\mathbf{g}}_\epsilon(f_m, \boldsymbol{\theta})}{\sigma_{\mathbf{w}}^2(f_m)}, \quad (3.5)$$

$\mathbf{R}_{l,m} = \mathbf{y}_l(f_m) \mathbf{y}_l^H(f_m)$ and $\bar{\mathbf{g}}_\epsilon(f_m, \boldsymbol{\theta}) = \frac{\mathbf{g}_\epsilon(f_m, \boldsymbol{\theta})}{\|\mathbf{g}_\epsilon(f_m, \boldsymbol{\theta})\|}$. Si la véritable valeur du paramètre recherché est notée $\boldsymbol{\theta}_0$, la fonction de coût $C(\boldsymbol{\theta})$ avec une observation sans bruit est appelée *fonction d'ambiguïté* (AF), notée $\psi(\boldsymbol{\theta})$ et vérifie

$$\psi(\boldsymbol{\theta}) = \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L \gamma(l, f_m) |\bar{\mathbf{g}}_\epsilon^H(f_m, \boldsymbol{\theta}) \bar{\mathbf{g}}(f_m, \boldsymbol{\theta}_0)|^2, \quad (3.6)$$

où $\gamma(l, f_m) = \frac{|s_l(f_m)|^2}{\sigma_{\mathbf{w}}^2(f_m)} \|\mathbf{g}(f_m, \boldsymbol{\theta}_0)\|^2$ et $\bar{\mathbf{g}}(f_m, \boldsymbol{\theta}_0) = \frac{\mathbf{g}(f_m, \boldsymbol{\theta}_0)}{\|\mathbf{g}(f_m, \boldsymbol{\theta}_0)\|}$.

L'étude de la fonction d'ambiguïté aide à comprendre l'impact du bruit et des erreurs de modélisation sur les performances d'estimation. Un exemple, obtenu sur un problème d'estimation de distance, est montré à la figure 3.2-(a). En l'absence d'erreur de modélisation, on peut émettre les remarques suivantes :

- A fort SNR, l'estimée du maximum de vraisemblance sera localisée au niveau de lobe principal et les erreurs seront faibles (erreurs locales).
- Pour des SNR plus faibles, l'estimée peut sortir du lobe principale et se situer sur les lobes secondaires (erreurs globales).

En présence d'erreur de modélisation :

- Le lobe principal de la fonction d'ambiguïté n'est plus centré autour de la véritable valeur $\boldsymbol{\theta}_0$: l'estimateur sera biaisé.
- Le lobe principal s'est élargit : l'erreur locale autour de $\boldsymbol{\theta}_{\text{mis}}$ sera plus grande que la borne de Cramér-Rao.
- Le rapport d'amplitude entre le lobe principal et les lobes secondaires est plus faible : les erreurs globales apparaîtront à plus fort SNR.

Un exemple du comportement typique de l'erreur quadratique moyenne (EQM) en fonction du SNR et des erreurs de modélisation est montré à la figure 3.2-(b).

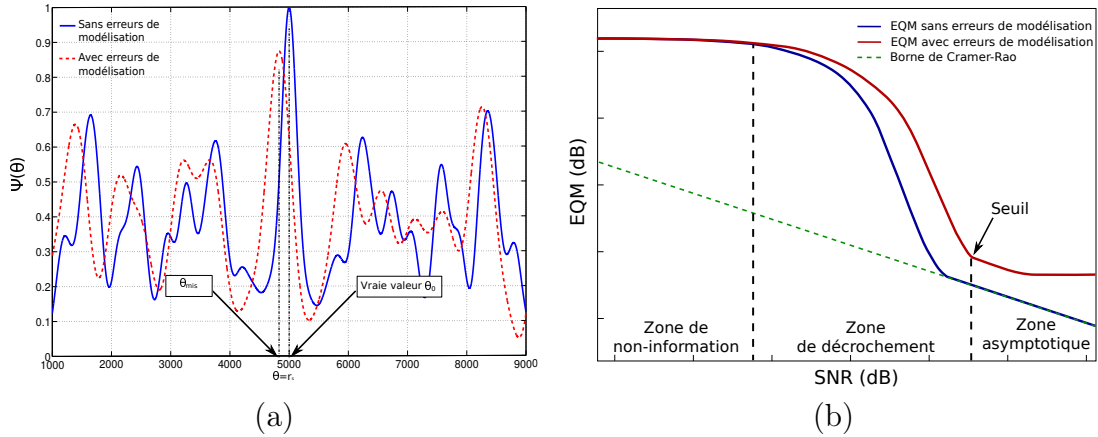


FIGURE 3.2 — (a) Exemple de fonction d’ambiguïté avec et sans erreurs de modélisation. (b) Comportement typique de l’EQM de l’estimateur du maximum de vraisemblance avec et sans erreurs de modélisation (figure extraite de [Le Gall15a]).

3.2.2 Approximation de performances par la méthode des intervalles d’erreur

La méthode des erreurs d’intervalle (MEI) [Van Trees68] est conçue pour fournir une prédiction d’erreur approximative mais fiable au niveau de toutes les régions de SNR et ce, de manière efficace du point de vue calculatoire. Comme nous allons le montrer, cette méthode permet également de prendre en compte des situations réalistes dans lesquelles on dispose d’informations inexactes ou incomplètes sur l’environnement de propagation. Le MEI est une méthode d’estimation de l’EQM qui repose sur la décomposition de celle-ci en une somme pondérée de deux termes : l’un représentant la contribution des erreurs locales et l’autre la contribution des erreurs globales. Soit θ_0 la véritable valeur du paramètre à estimer et $\{\theta_1, \theta_2 \dots \theta_{N_o}\}$ un ensemble discret de N_o points échantillonnés aux maxima des lobes secondaires de la fonction d’ambiguïté. Le MEI approxime l’EQM comme suit [Athley05; Xu06; Richmond06; Xu11] :

$$\mathbb{E}_{\mathbf{y}} \left\{ (\hat{\theta} - \theta_0)(\hat{\theta} - \theta_0)^T \right\} \approx \left(1 - \sum_{k=1}^{N_o} P_e(\theta_k | \theta_{\text{mis}}) \right) \times \text{MSE}^{(\text{local})}(\theta_0) + \sum_{k=1}^{N_o} P_e(\theta_k | \theta_{\text{mis}}) \times (\theta_k - \theta_0)(\theta_k - \theta_0)^T, \quad (3.7)$$

où $P_e(\theta_k | \theta_{\text{mis}})$ est la probabilité d’erreur binaire de l’estimateur, c’est à dire la probabilité de décider en faveur du paramètre θ_k dans le test d’hypothèse binaire $\{\theta_k, \theta_{\text{mis}}\}$, éventuellement en présence d’erreur de modélisation ($\theta_{\text{mis}} \neq \theta_0$). Cette probabilité d’erreur binaire est utilisée pour approcher la probabilité que l’estimée tombe sur le k -ième lobe secondaire. La quantité $(1 - \sum_{k=1}^{N_o} P_e(\theta_k | \theta_{\text{mis}}))$ est une mesure approchée de la probabilité que l’estimée tombe sur le lobe principal. $\text{MSE}^{(\text{local})}(\theta_0)$ est l’EQM asymptotique de l’estimateur du maximum de vraisemblance.

Probabilité d'erreur binaire

La probabilité d'erreur binaire $P_e(\boldsymbol{\theta}_k|\boldsymbol{\theta}_{\text{mis}})$ de l'estimateur du maximum de vraisemblance avec erreur de modélisation vérifie

$$P_e(\boldsymbol{\theta}_k|\boldsymbol{\theta}_{\text{mis}}) = \mathbb{P} \left(\sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L \frac{|\bar{\mathbf{g}}_\epsilon(f_m, \boldsymbol{\theta}_k) \mathbf{y}_l(f_m)|^2}{\sigma_{\mathbf{w}}^2(f_m)} - \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L \frac{|\bar{\mathbf{g}}_\epsilon(f_m, \boldsymbol{\theta}_{\text{mis}}) \mathbf{y}_l(f_m)|^2}{\sigma_{\mathbf{w}}^2(f_m)} \geq 0 \right). \quad (3.8)$$

L'expression analytique de cette probabilité s'obtient en exploitant des résultats récents sur la fonction de répartition des formes quadratiques de variables gaussiennes [Al-Naffouri09]. Cette expression est détaillée dans [Le Gall14b].

EQM asymptotique

Sans erreur de modélisation, la borne de Cramer-Rao fournit une bonne prédiction des performances dans la région asymptotique. En présence d'erreurs de modélisation, cette EQM asymptotique doit être approchée par d'autres moyen. Par exemple, l'EQM peut se développer comme suit

$$\begin{aligned} \mathbb{E}_{\mathbf{y}} \left\{ \left(\hat{\boldsymbol{\theta}} - \boldsymbol{\theta}_0 \right) \left(\hat{\boldsymbol{\theta}} - \boldsymbol{\theta}_0 \right)^T \right\} &= \mathbb{E}_{\mathbf{y}} \left\{ \Delta \hat{\boldsymbol{\theta}} \Delta \hat{\boldsymbol{\theta}}^T \right\} + \mathbb{E}_{\mathbf{y}} \left\{ \Delta \hat{\boldsymbol{\theta}} \right\} \mathbf{b}^T(\boldsymbol{\theta}_0) \\ &+ \mathbf{b}(\boldsymbol{\theta}_0) \mathbb{E}_{\mathbf{y}} \left\{ \Delta \hat{\boldsymbol{\theta}} \right\}^T + \mathbf{b}(\boldsymbol{\theta}_0) \mathbf{b}^T(\boldsymbol{\theta}_0), \end{aligned} \quad (3.9)$$

où $\Delta \hat{\boldsymbol{\theta}} = \hat{\boldsymbol{\theta}} - \boldsymbol{\theta}_{\text{mis}}$ et $\mathbf{b}(\boldsymbol{\theta}_0) = \boldsymbol{\theta}_{\text{mis}} - \boldsymbol{\theta}_0$. $\Delta \hat{\boldsymbol{\theta}}$ représente l'erreur par rapport à $\boldsymbol{\theta}_{\text{mis}}$ et $\mathbf{b}(\boldsymbol{\theta}_0)$ est le biais à SNR infini. Ces deux quantités $\boldsymbol{\theta}_{\text{mis}}$ et $\mathbf{b}(\boldsymbol{\theta}_0)$ peuvent aisément s'obtenir en analysant la fonction d'ambiguïté en présence d'erreur de modélisation. Une approximation de l'EQM asymptotique locale ($\text{MSE}^{(\text{local})}(\boldsymbol{\theta}_0)$) est ensuite déterminée en calculant des approximations asymptotiques de $\mathbb{E}_{\mathbf{y}} \left\{ \Delta \hat{\boldsymbol{\theta}} \Delta \hat{\boldsymbol{\theta}}^T \right\}$ et $\mathbb{E}_{\mathbf{y}} \left\{ \Delta \hat{\boldsymbol{\theta}} \right\}$. Ces approximations sont obtenues par un développement de Taylor de $\frac{\partial C}{\partial \theta_i}$ à SNR infini, où θ_i est le i -ème élément du vecteur $\boldsymbol{\theta}$. Plus précisément, en $\boldsymbol{\theta}_{\text{mis}}$ et $\mathbf{R}_{l,m}^\infty = |s_{l,m}|^2 \mathbf{g}(f_m, \boldsymbol{\theta}_0) \mathbf{g}^H(f_m, \boldsymbol{\theta}_0)$, cette dérivée s'approche par :

$$\begin{aligned} \frac{\partial C}{\partial \theta_i}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \mathbf{R}_{l,m}) &\approx \frac{\partial C}{\partial \theta_i}(\boldsymbol{\theta}_{\text{mis}}, \mathbf{R}_{l,m}^\infty) + \frac{\partial^2 C}{\partial \boldsymbol{\theta}^T \partial \theta_i}(\boldsymbol{\theta}_{\text{mis}}, \mathbf{R}_{l,m}^\infty) \Delta \hat{\boldsymbol{\theta}} \\ &+ \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L \text{tr} \left\{ \left[\frac{\partial^2 C}{\partial \mathbf{R}_{l,m} \partial \theta_i}(\boldsymbol{\theta}_{\text{mis}}, \mathbf{R}_{l,m}^\infty) \right]^T \Delta \mathbf{R}_{l,m} \right\}, \end{aligned} \quad (3.10)$$

où $\Delta \mathbf{R}_{l,m} = \mathbf{R}_{l,m} - \mathbf{R}_{l,m}^\infty$. L'estimée $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ est obtenue avec les données observées $\mathbf{R}_{l,m}$ et la valeur $\boldsymbol{\theta}_{\text{mis}}$ correspond à l'estimée au sens du maximum de vraisemblance à SNR infini. Comme ces estimées correspondent à des maxima locaux, on en déduit que

$$\frac{\partial C}{\partial \boldsymbol{\theta}}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \mathbf{R}_{l,m}) = \mathbf{0}_{N \times 1}. \quad (3.11)$$

$$\frac{\partial C}{\partial \boldsymbol{\theta}}(\boldsymbol{\theta}_{\text{mis}}, \mathbf{R}_{l,m}^\infty) = \mathbf{0}_{N \times 1}. \quad (3.12)$$

$\Delta \mathbf{R}_{l,m}$ étant hermitienne, on peut montrer que

$$\begin{aligned} \text{tr} \left\{ \left[\frac{\partial^2 C}{\partial \mathbf{R}_{l,m} \partial \theta_i}(\boldsymbol{\theta}_{\text{mis}}, \mathbf{R}_{l,m}^\infty) \right]^T \Delta \mathbf{R}_{l,m} \right\} = \\ \text{Re} \left[2 \left(\frac{\partial \bar{\mathbf{g}}_\epsilon(f_m, \boldsymbol{\theta}_{\text{mis}})}{\partial \boldsymbol{\theta}^T} \right)^H \frac{\Delta \mathbf{R}_{l,m}}{\sigma_{\mathbf{w}}^2(f_m)} \bar{\mathbf{g}}_\epsilon(f_m, \boldsymbol{\theta}_{\text{mis}}) \right] \end{aligned} \quad (3.13)$$

Par conséquent, à partir de (3.10) et pour $i = 1 \cdots N$, on obtient

$$\begin{aligned} \Delta \hat{\boldsymbol{\theta}} \approx - \left(\frac{\partial^2 C}{\partial \boldsymbol{\theta}^T \partial \boldsymbol{\theta}}(\boldsymbol{\theta}_{\text{mis}}, \mathbf{R}_{l,m}^\infty) \right)^{-1} \\ \times \text{Re} \left[2 \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L \left(\frac{\partial \bar{\mathbf{g}}_\epsilon(f_m, \boldsymbol{\theta}_{\text{mis}})}{\partial \boldsymbol{\theta}^T} \right)^H \frac{\Delta \mathbf{R}_{l,m}}{\sigma_{\mathbf{w}}^2(f_m)} \bar{\mathbf{g}}_\epsilon(f_m, \boldsymbol{\theta}_{\text{mis}}) \right]. \end{aligned} \quad (3.14)$$

On déduit ensuite des approximations asymptotiques de $\mathbb{E}_{\mathbf{y}} \left\{ \Delta \hat{\boldsymbol{\theta}} \Delta \hat{\boldsymbol{\theta}}^T \right\}$ et $\mathbb{E}_{\mathbf{y}} \left\{ \Delta \hat{\boldsymbol{\theta}} \right\}$ dont les expressions sont exposées dans [Le Gall14b].

3.2.3 Illustrations numériques

Les résultats théoriques sont illustrés sur un problème d'estimation de distance d'une source sonore dans un environnement peu profond. La configuration du MFP est présentée à la Fig. 3.3. Le guide d'onde est un guide de Pekeris [Pekeris48] composé d'une couche d'eau reposant sur un socle semi-infini dans lesquels la célérité et la densité sont constantes. Ce guide d'onde est classiquement utilisé pour modéliser les environnements peu profonds. L'estimateur (3.4) suppose que le guide d'onde possède les paramètres de l'environnement supposé dans le tableau 3.1. La profondeur de la source est ici connue et est fixée à $z_s = 30$ m, tandis que la distance est inconnue et est recherchée dans l'intervalle $r_s = [4, 6]$ km. L'antenne de réception est verticale et contient $N = 12$ éléments répartis linéairement entre $z_1 = 5$ m et $z_N = 95$ m. Nous disposons de $L = 5$ observations de $M = 8$ fréquences espacées de façon logarithmique entre 50 et 500 Hz. Les fonctions de Green sont calculées en utilisant la théorie des mode normaux [Jensen11]. Deux scénarios incluant des erreurs de modélisation sont considérés. Dans le premier cas, la distance de la source est de $\boldsymbol{\theta}_0 = 5000$ m et l'environnement réel est donné par le scénario 1 du tableau 3.1. Dans le second cas, $\boldsymbol{\theta}_0 = 5100$ m et l'environnement réel est donné par le scénario 2 du tableau 3.1. Les simulations de Monte-Carlo sont effectuées sur 5000 itérations pour chaque SNR. Etant donné que l'EQM asymptotique peut être dominé par le biais $\mathbf{b}(\boldsymbol{\theta}_0)$, les résultats sont également présentés pour l'EQM sans biais, exprimée par $\mathbb{E}_{\mathbf{y}} \left\{ \Delta \hat{\boldsymbol{\theta}} \Delta \hat{\boldsymbol{\theta}}^T \right\}$ dans (3.9).

Les résultats sont présentés sur la figure 3.4-(a) pour scénario 1 et sur la figure 3.4-(b) pour le second scénario. La borne de Cramer-Rao est également reportée sur les figures. Dans les deux cas on peut constater la bonne capacité du MEI à prédire les performances de l'estimateur du (3.4) en présence d'inadéquations. Le phénomène de décrochement est bien pris en compte et les performances asymptotiques sont bien décrites. Le deuxième cas test constitue pourtant un cas potentiellement difficile pour

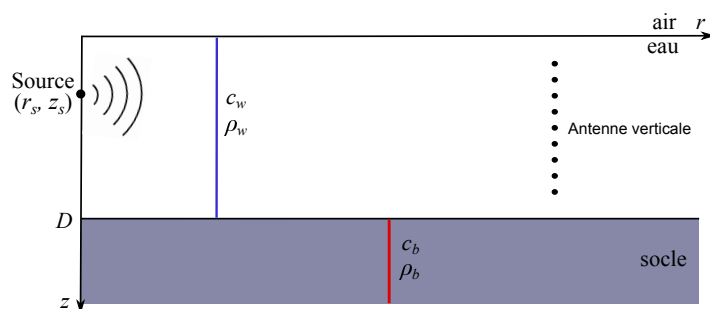


FIGURE 3.3 — Configuration du MFP.

Paramètres environnementaux	D (m)	c_w (m.s ⁻¹)	ρ_w (kg.m ⁻³)	c_b (m.s ⁻¹)	ρ_b (kg.m ⁻³)
Environnement supposé	100	1500	1000	1800	2000
Scénario 1	99.86	1500	1000	1750	1900
Scénario 2	99	1510	1000	1750	1800

TABLE 3.1 — Paramètres de l'environnement supposé et des deux environnements effectifs.

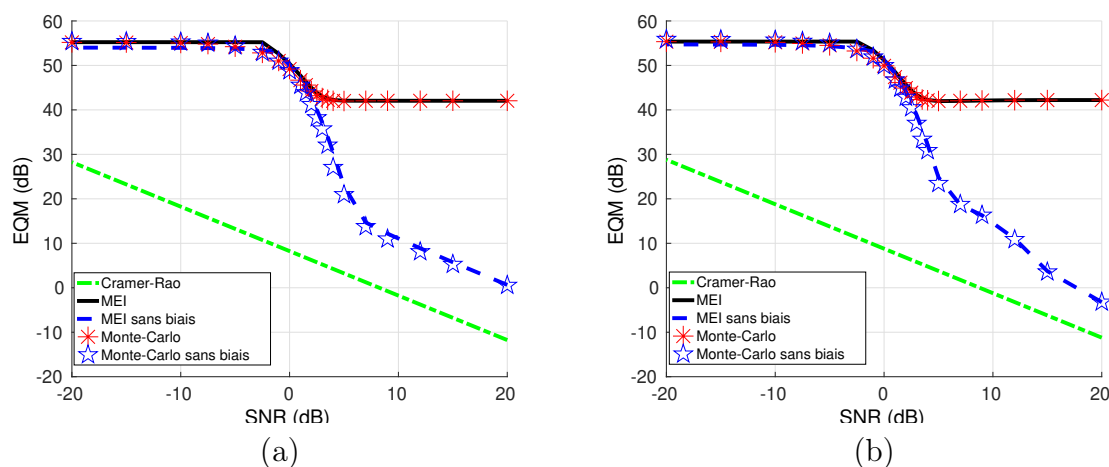


FIGURE 3.4 — EQM de l'estimation de la distance : (a) scénario 1, (b) scénario 2. Figures extraites de [Le Gall16b].

le MEI car sous l'effet des inadéquations, le lobe principal se sépare en deux sous-lobes d'amplitudes proches. C'est ce qui explique l'augmentation légère de l'EQM sans biais à partir de 12 dB de SNR : la probabilité de passer du plus grand sous-lobe au plus petit sous-lobe devient significative. Cette augmentation de l'EQM sans biais se traduit d'ailleurs par une légère diminution (à peine visible car masquée par le biais) de l'EQM car le plus petit sous-lobe est plus proche de la vraie valeur du paramètre. On remarque dans les deux cas l'effet significatif des erreurs de modélisation : le biais limite les performances à fort SNR et l'EQM sans biais est bien plus importante que la borne de Cramer-Rao car le lobe principale s'est élargit.

3.3 Localisation bayésienne dans un environnement incertain

3.3.1 Modèle général

Dans un cadre bayésien, les paramètres inconnus sont vus comme des variables aléatoires. L'inférence sur les paramètres inconnus est réalisée via l'analyse de la densité de probabilité conditionnelle $p(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{y})$ de $\boldsymbol{\theta}$ sachant les observations \mathbf{y} . Cette quantité, appelée densité de probabilité *a posteriori* (DPP) est obtenue à l'aide du théorème de Bayes qui peut s'écrire de la façon suivante :

$$p(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{y}) \propto p(\mathbf{y}|\boldsymbol{\theta})p(\boldsymbol{\theta}), \quad (3.15)$$

où $p(\boldsymbol{\theta})$ est l'information *a priori* sur les paramètres inconnus $\boldsymbol{\theta}$ et $p(\mathbf{y}|\boldsymbol{\theta})$ est la vraisemblance des observations. La DPP représente la connaissance sur $\boldsymbol{\theta}$ intégrant à la fois l'information *a priori* et l'information apportée par les données. Elle fournit donc toute l'information disponible pour réaliser l'inférence sur les paramètres inconnus. La DPP peut être utilisée pour estimer les paramètres à l'aide de plusieurs estimateurs bayésiens comme l'estimateur du maximum *a posteriori* (MAP) ou l'estimateur de la moyenne *a posteriori*. Le MAP est défini par

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \underset{\boldsymbol{\theta}}{\operatorname{argmax}} p(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{y}), \quad (3.16)$$

et l'estimateur de la moyenne *a posteriori* est défini par

$$\bar{\boldsymbol{\theta}} = \int \boldsymbol{\theta} p(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{y}) d\boldsymbol{\theta}. \quad (3.17)$$

L'estimateur du MAP est optimal en terme de probabilité d'erreur lorsque les paramètres ont des distributions de probabilité discrètes, alors que l'estimateur de la moyenne *a posteriori* est optimal en terme d'erreur quadratique moyenne (EQM). Une analyse plus approfondie de la DPP peut fournir des indications sur la fiabilité de l'estimée et sur d'autres solutions possibles au problème. Formulé ainsi, le problème inverse ne se limite pas à une estimation ponctuelle sans mesure de confiance comme c'est le cas avec les estimateurs du maximum de vraisemblance. La DPP donne une incertitude sur le résultat de l'estimation ainsi que des informations supplémentaires (probabilité que la source soit en surface/immergée, corrélations entre paramètres...), informations qui peuvent s'avérer très utiles pour les applications du MFP.

3.3.2 Fonction de vraisemblance

En reprenant le modèle de source déterministe de la section 3.2.1, la fonction de vraisemblance s'exprime comme :

$$p(\mathbf{y}|\boldsymbol{\theta}) = \frac{1}{\prod_{m=1}^M \prod_{l=1}^L |\pi \sigma_{\mathbf{w}}^2(f_m)|^N} \prod_{m=1}^M \prod_{l=1}^L \exp\left(-\frac{\|\mathbf{y}_l(f_m) - s_l(f_m)\mathbf{g}(f_m, \boldsymbol{\theta})\|^2}{\sigma_{\mathbf{w}}^2(f_m)}\right). \quad (3.18)$$

La source $s_l(f_m)$ et/ou la variance du bruit $\sigma_{\mathbf{w}}^2(f_m)$ sont rarement connues dans des applications réelles de MFP et doivent être traitées comme des paramètres de nuisance dans le problème d'inversion. Une technique courante pour traiter ces paramètres de nuisance consiste à les remplacer par leurs estimées au sens du maximum de vraisemblance (qui dépendent de $\boldsymbol{\theta}$) [Dosso03; Dosso07a; Dosso11; Gerstoft98; Huang06; Le Gall14a; Mecklenbräuker00; Dosso12]. Quand la source est inconnue mais que la variance du bruit est connue, cette procédure aboutit à [Mecklenbräuker00, Eq. (3.3)]

$$p(\mathbf{y}|\boldsymbol{\theta}) \propto \prod_{m=1}^M (\pi\sigma_{\mathbf{w}}^2(f_m))^{-LN} \exp\left(-L \frac{\phi_m(\boldsymbol{\theta})}{\sigma_{\mathbf{w}}^2(f_m)}\right), \quad (3.19)$$

où

$$\phi_m(\boldsymbol{\theta}) = \text{tr}(\mathbf{R}_m) - \frac{\mathbf{g}^H(f_m, \boldsymbol{\theta})\mathbf{R}_m\mathbf{g}(f_m, \boldsymbol{\theta})}{\mathbf{g}^H(f_m, \boldsymbol{\theta})\mathbf{g}(f_m, \boldsymbol{\theta})}, \quad \mathbf{R}_m = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{y}_l(f_m)\mathbf{y}_l^H(f_m). \quad (3.20)$$

Lorsque les deux termes sont inconnus, on obtient [Mecklenbräuker00, Eq. (3.11)]

$$p(\mathbf{y}|\boldsymbol{\theta}) \propto \prod_{m=1}^M \exp(-LN \log \phi_m(\boldsymbol{\theta})), \quad (3.21)$$

3.3.3 Localisation avec une fonction de Green incertaine

Marginalisation de la fonction de Green

Dans un cadre bayésien, l'incertitude sur l'environnement est généralement prise en compte en considérant explicitement un couple de paramètres $(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\theta}_{\text{env}})$, où $\boldsymbol{\theta}_{\text{env}}$ représente les paramètres environnementaux, et en intégrant la DPP conjointe comme suit :

$$p(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{y}) = \int p(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\theta}_{\text{env}}|\mathbf{y})d\boldsymbol{\theta}_{\text{env}}. \quad (3.22)$$

Cette méthode de marginalisation est pertinente mais requiert un temps de calcul très important lorsqu'il faut simuler le champ acoustique dans un grand nombre d'environnements.

Dans notre approche, l'incertitude n'est pas vue exclusivement comme une incertitude sur des paramètres du guide d'onde mais plus globalement comme une incertitude sur les phénomènes de propagation. En effet, on suppose que la fonction de Green du guide d'onde est un vecteur aléatoire dont la densité de probabilité $p(\mathbf{g}|\boldsymbol{\theta})$ représente l'incertitude liée à l'environnement. La DPP des paramètres de localisation peut alors être obtenue en intégrant la DPP globale sur $p(\mathbf{g}|\boldsymbol{\theta})$

$$p(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{y}) \propto \int p(\mathbf{y}|\mathbf{g}, \boldsymbol{\theta})p(\mathbf{g}|\boldsymbol{\theta})d\mathbf{g} p(\boldsymbol{\theta}). \quad (3.23)$$

Cette intégration est appelée marginalisation de la fonction de Green. Dans la suite, la dépendance de la fonction de Green \mathbf{g} envers les paramètres de localisation $\boldsymbol{\theta}$ est omise pour plus de clarté.

$p(\mathbf{g})$ vise à caractériser la connaissance *a priori* sur les inadéquations à travers leur impact sur la fonction de Green du guide d'onde. Il s'agit ici d'un *a priori* purement subjectif sur les inadéquations. En l'absence d'information sur la forme de la distribution de \mathbf{g} , un moyen simple et flexible de spécifier l'*a priori* consiste à considérer la fonction de Green comme un vecteur aléatoire gaussien centré complètement caractérisé par sa matrice de covariance définie positive $\Sigma_{\mathbf{g}}$. Cette matrice de covariance caractérise la dispersion statistique de la vraie fonction de Green par rapport à la fonction de Green supposée du guide (puissance, directivité, etc.). Le modèle de construction de la matrice $\Sigma_{\mathbf{g}}$ est brièvement présenté dans la section suivante.

La fonction de Green \mathbf{g} étant un vecteur de taille $N \times 1$, (3.23) implique donc l'évaluation d'une intégrale de dimension N . Pour N grand, cette intégrale nécessite un temps de calcul prohibitif. Cependant, en remarquant que la quantité ϕ de l'équation (3.20) vérifie $\phi = \text{tr}(\mathbf{R})(1 - u)$ où

$$u = \frac{1}{\text{tr}(\mathbf{R})} \frac{\mathbf{g}^H \mathbf{R} \mathbf{g}}{\mathbf{g}^H \mathbf{g}}, \quad (3.24)$$

on en déduit que la DPP des paramètres de localisation peut être obtenue par une intégration mono-dimensionnelle de la forme

$$p(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{y}) \propto \int_0^1 p(\mathbf{y}|u)p(u)du p(\boldsymbol{\theta}). \quad (3.25)$$

La densité $p(u)$ n'est pas connue analytiquement mais peut être calculée à l'aide de résultats sur les formes quadratiques de variables gaussiennes [Al-Naffouri09].

Modèle de matrice de covariance

La matrice de covariance $\Sigma_{\mathbf{g}}$ caractérise l'incertitude sur la fonction de Green due à l'incertitude sur le milieu de propagation océanique. Elle détermine la dispersion statistique de la fonction de Green du guide d'onde quand l'environnement réel s'écarte de l'environnement supposé. La méthode présentée dans la section précédente est applicable à n'importe quelle matrice définie positive $\Sigma_{\mathbf{g}}$ et de nombreuses approches peuvent être envisagées pour concevoir une telle matrice. Par exemple, cette matrice pourrait être estimée une fois pour toute en calculant, à l'aide de simulations de Monte-Carlo, des réalisations de la fonction de Green pour un grand nombre de paramètres environnementaux.

Nous avons proposé une approche alternative en introduisant quelques hypothèses physiques sur les variations de la fonction de Green réelle autour d'un modèle pré-supposé. Plus précisément, soit un modèle de l'environnement océanique qui fournit une fonction de Green $\mathbf{g}_{\mathbf{a}}$ que nous qualifierons de fonction de Green supposée. Ce modèle est potentiellement erroné, nous supposons donc que la réalité se trouve autour de ce modèle. La fonction de Green n'est donc plus considérée comme un vecteur déterministe $\mathbf{g}_{\mathbf{a}}$ mais comme un vecteur aléatoire \mathbf{g} qui peut reposer dans tout l'espace de dimension N . Sa matrice de covariance $\Sigma_{\mathbf{g}}$ détermine les régions de l'espace que \mathbf{g}

occupe de façon préférentielle. Nous supposons ici que la matrice $\Sigma_{\mathbf{g}}$ est de la forme :

$$\Sigma_{\mathbf{g}} = \mathbf{U} \begin{pmatrix} \sigma_{\mathbf{g}_a}^2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & & & \\ \vdots & & \mathbf{C}_{\mathbf{g}} & \\ 0 & & & \end{pmatrix} \mathbf{U}^H, \quad (3.26)$$

avec $\mathbf{U} = [\bar{\mathbf{g}}_a, \mathbf{Q}]$, où $\bar{\mathbf{g}}_a$ est la fonction de Green supposée après normalisation et où \mathbf{Q} est n'importe quelle matrice de taille $N \times N - 1$ formant une base orthonormal dans l'espace orthogonal à $\bar{\mathbf{g}}_a$. La matrice \mathbf{U}^H est une matrice de passage de la base canonique à une autre base définie par les vecteurs de \mathbf{U} . Ainsi, $\sigma_{\mathbf{g}_a}^2$ représente une énergie dans la direction de la fonction de Green supposée. Le rapport $\sigma_{\mathbf{g}_a}^2 / \text{tr}(\Sigma_{\mathbf{g}})$ caractérise le niveau de variabilité de la fonction de Green du guide d'onde par rapport à la fonction de Green supposée. Plus ce rapport est élevé moins la fonction de Green va s'écarter de la fonction de Green supposée. Le choix de la valeur affectée à $\sigma_{\mathbf{g}_a}^2$ peut être issu d'un *a priori* subjectif sur l'influence des inadéquations ou d'une analyse de sensibilité du champ acoustique [Dosso07b] où la mesure de sensibilité porte sur le rapport $\sigma_{\mathbf{g}_a}^2 / \text{tr}(\Sigma_{\mathbf{g}})$. La matrice $\mathbf{C}_{\mathbf{g}}$ décrit la variabilité de la fonction de Green dans l'espace orthogonal à la fonction de Green supposée. Elle détermine les directions dans lesquelles la fonction de Green repose préférentiellement en dehors de la direction formée par la fonction de Green supposée.

La construction de la matrice $\mathbf{C}_{\mathbf{g}}$ s'appuie ensuite sur la considération de deux principes physiques. Premièrement, la fonction de Green peut être décomposée en groupes de modes qui subissent approximativement le même type de propagation (e.g. modes réfractés dans la colonne d'eau qui ont approximativement le même point de retournement, modes réfléchis surface et fond qui ont approximativement la même profondeur de pénétration dans le fond). Les perturbations de ces groupes de modes relativement aux perturbations de l'environnement peuvent être considérées comme décorréelées car chacun des groupes de modes est potentiellement affecté par différentes perturbations de l'environnement. Deuxièmement, le principe de l'invariant océanique généralisé [Chuprov82; Brekhovskikh03] permet de relier de petites perturbations de paramètres environnementaux à de petites perturbations de fréquence du spectre pour un groupe de modes donné [Grachev93; Kuzkin00; Petnikov02; Turgut13; Kinda14]. A partir de ces considérations, $\mathbf{C}_{\mathbf{g}}$ est construite comme suit :

1. La fonction de Green supposée \mathbf{g}_a est décomposée en plusieurs groupes de modes.
2. Pour chaque groupe de modes, le champ acoustique est simulé sur plusieurs fréquences au voisinage de la fréquence de la source et retranché du champ acoustique à la fréquence de la source. De façon approchée, on simule ainsi des perturbations sur l'environnement.
3. Le résultat est ensuite projeté sur l'espace orthogonal à la fonction de Green supposée et une matrice de covariance empirique est calculée.

Plus de détails sont fournis dans [Le Gall16a, Sec. C.2].

Paramètres	Environnement effectif	Environnement supposé
r_s (km)	[0.5, 10]	—
z_s (km)	[2, 95]	—
c_1 (m/s)	[1515, 1525]	1520
c_2 (m/s)	[1514, 1522]	1518
c_3 (m/s)	[1510, 1516]	1513
c_4 (m/s)	[1508, 1512]	1510
D (m)	[98, 102]	100
c_{b1} (m/s)	—	1650
ρ_{b1} (g/cm ³)	—	1.7
α_{b1} (dB/λ)	—	0.275
h_s (m)	[5, 20]	—
c_s (m/s)	[1550, 1650]	—
ρ_s (g/cm ³)	[1, 2]	—
α_s (dB/λ)	[0.05, 0.5]	—
c_{b2} (m/s)	[1650, 1750]	—
ρ_{b2} (g/cm ³)	[1.2, 2.2]	—
α_{b2} (dB/λ)	[0.05, 0.5]	—

TABLE 3.2 — Valeurs limites des paramètres environnementaux réels et supposés pour réaliser l'inversion.

3.3.4 Illustrations numériques

Le potentiel de l'approche de localisation robuste par marginalisation de la fonction de Green est illustré au travers simulations considérant deux environnements. Un environnement supposé, constitué d'un socle semi-infini et un environnement effectif constitué d'une couche de sédiments superposée à un socle semi-infini. Ces deux environnements sont schématisés à la figure 3.5. Ils sont considérés comme incertains avec des densités de probabilité des paramètres uniformes dont les limites sont données dans la tableau 3.2.

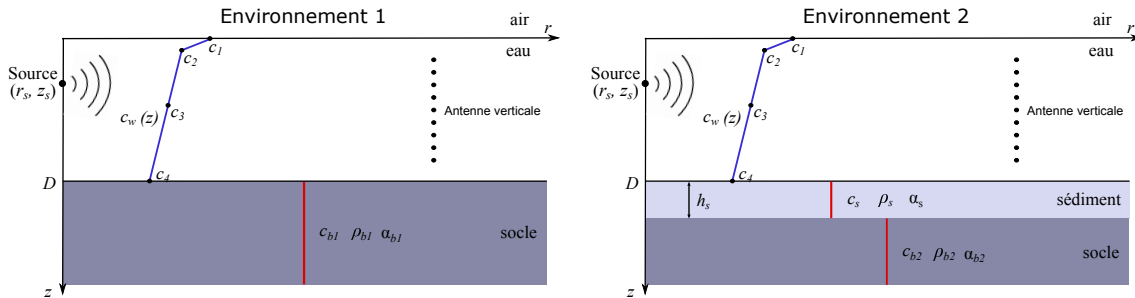


FIGURE 3.5 — Représentation schématique des environnements océaniques pour la localisation de source. Environnement 1 = environnement supposé, environnement 2 = environnement effectif.

La distance est inconnue avec un *a priori* uniforme sur l'intervalle $r_s = [500, 10000]$ m et la profondeur est inconnue avec un *a priori* uniforme sur l'intervalle $z_s = [2, 95]$ m. L'antenne réceptrice est une antenne verticale constituée de $N = 15$ éléments échantillonnant la colonne d'eau sur une grille régulièrement espacée entre $z = 2$ m et $z = 86$ m. L'évaluation de la DPP est réalisée sur une grille avec des incréments de 2 m en profondeur et 50 m en distance. On considère la fonction de vraisemblance avec variance du bruit inconnue de l'équation (3.21). Seule la fréquence $f = 300$ Hz est utilisée pour réaliser l'inversion. A cette fréquence, le champ acous-

tique dans le guide d'onde supposé est constitué de 16 modes propagatifs. On considère $L = 10$ observations. Le SNR est le même pour toutes les observations et défini par $\text{RSB} = \frac{|s_i(f_m)|^2 \|\mathbf{g}(f_m, \theta_0)\|^2}{N \sigma_w^2(f_m)}$. Six groupes de modes sont constitués afin de construire la matrice \mathbf{C}_g , en considérant que les groupes de modes doivent être affectés par différentes caractéristiques du guide d'onde. Onze fréquences voisines dans l'intervalle $\pm 5\% \times f$ sont considérées pour construire la matrice \mathbf{C}_g . La quantité $\sigma_{\mathbf{g}_a}^2$ est choisie telle que $\frac{\sigma_{\mathbf{g}_a}^2}{\text{tr}(\Sigma_g)} = 0.25$, c'est à dire de façon à ce que 25 % de l'énergie repose dans la direction de la fonction de Green supposée.

Les performances sont évaluées en terme de probabilité de bonne localisation (PBL) de l'estimateur du MAP. Cette PBL est définie comme la probabilité que l'erreur absolue de localisation soit inférieure ou égale à 500 m en distance et 5 m en profondeur. Les résultats sont présentés à la figure 3.6 et comparés avec deux méthodes. La première est le MFP bayésien conventionnel qui n'intègre aucune gestion des incertitudes sur la fonction de Green. La deuxième est la méthode de Liu et al. [Liu13] qui améliore une approche de Tabrikian et al. [Tabrikian97] et qui considère le champ acoustique comme une somme de deux types de modes : des modes dits prédictibles peu affectés par l'environnement ainsi que des modes non-prédictibles fortement affectés par l'environnement et vus comme des paramètres de nuisance.

La figure 3.6 montre que la méthode proposée surpasse les autres méthodes et fournit une amélioration importante de la PBL. Le gain de performance s'explique par la considération de l'ensemble des modes de propagation dans la résolution du problème inverse. Les approches [Tabrikian97] et [Liu13] sont plus binaires dans le sens où elles gèrent le problème des erreurs de modélisation en ignorant l'information portée par les parties du champ acoustique les plus sensibles à l'environnement océanique. Elles impliquent donc de réaliser un compromis entre sensibilité aux inadéquations et perte d'information sur l'emplacement de la source. Ce compromis n'est jamais simple à réaliser dans la pratique.

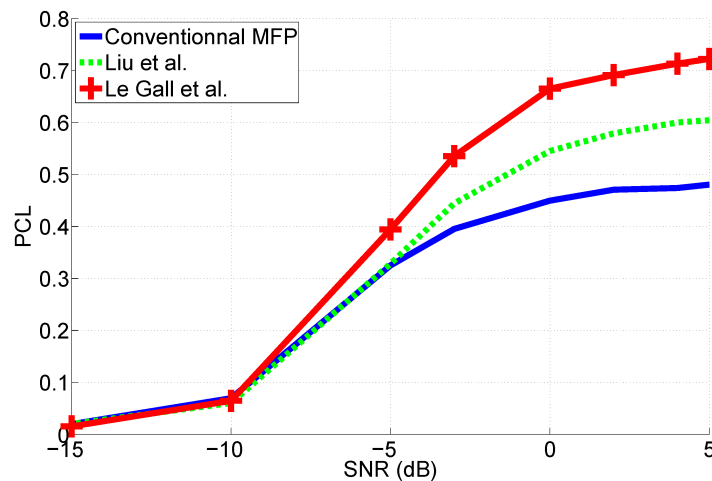


FIGURE 3.6 — Comparaison des performances de localisation en fonction du SNR entre la méthode de marginalisation de la fonction de Green [Le Gall16a], une méthode à base de filtrage modal [Liu13] et le MFP bayésien sans considérations des possibles erreurs de modélisation.

Détection et classification de cris de mysticètes

4.1 Contexte et contributions

La surveillance par acoustique passive (PAM) est utilisée avec succès dans de nombreux océans du monde pour étudier la présence, la répartition et les schémas de migration des baleines à fanons, ou mysticètes [Mellinger07]. Elle est également utilisée durant des campagnes de prospection pétrolière pour détecter la présence de mammifères marins et limiter l'impact des activités acoustiques humaines sur la faune marine. Les mysticètes sont des candidats idéaux pour le PAM car ils sont connus pour produire différents types de sons distinctifs toute l'année ou à une saison donnée selon l'espèce [Payne71; Sirović04]. Leur répertoire est composé d'une grande variété de sons intenses, souvent de basse fréquence, comprenant des sons tonaux, modulés en fréquence ou pulsés. Le PAM fournit une méthode alternative aux études visuelles traditionnelles. Il est moins affecté par les conditions météorologiques et les enregistreurs acoustiques peuvent collecter des données de manière continue au fil des jours, des saisons ou des années. Cependant, la détection manuelle (auditive ou visuelle des spectrogrammes) des sons mysticètes dans ce grand volume d'enregistrements est une tâche longue et laborieuse dont l'efficacité peut potentiellement être affectée par l'expérience et le degré de fatigue de l'opérateur. Pour la plupart des enregistrements acoustiques à long terme, la détection manuelle est irréaliste. Par conséquent, le développement de méthodes de détection/classification automatiques efficaces et robustes est en plein essor depuis une dizaine d'années [Gillespie08; Zimmer11; Baumgartner11; Roch13].

Les cris de mysticètes ne sont généralement pas erratiques et présentent une forme de « structure » qui est souvent révélée par une concentration locale d'énergie sur des spectrogrammes (cf. figure 4.1). Les algorithmes de détection/classification automatiques de cris de mysticètes font face à plusieurs défis. Comme tous les algorithmes de reconnaissance de formes, ils doivent identifier les caractéristiques principales des signaux d'intérêt. Cela peut toutefois s'avérer difficile car (i) les rapports signal-sur-bruit peuvent être faibles et/ou le bruit de fond lui-même peut être constitué de cris, lointains et non identifiables, d'autres mammifères (possiblement de la même espèce¹), (ii) les effets de propagation peuvent fausser les caractéristiques des cris

1. Du point de vue du traitement du signal, ceci est assez inhabituel et revient à dire que le bruit est constitué, en grande partie, d'un mélange diffus de signaux d'intérêt.

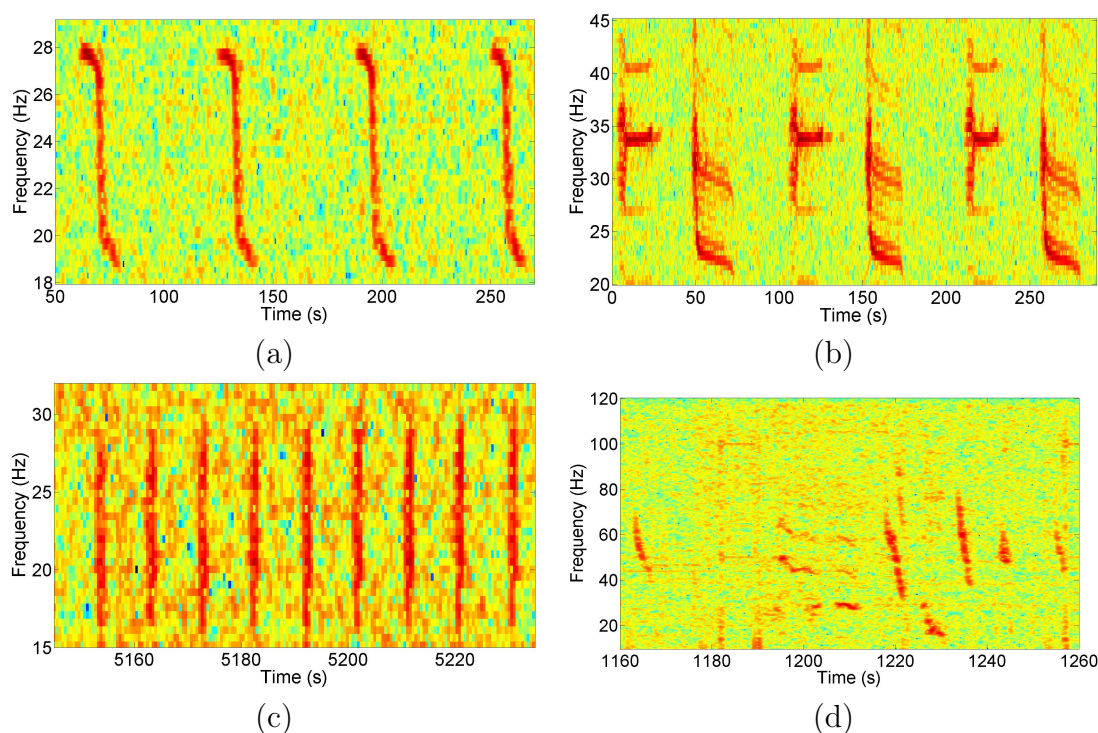


FIGURE 4.1 — Exemple de cris de mysticètes. (a) Cris de type « Z-calls » produits par des baleines bleues Antarctiques, (b) deux types de cris produits en alternance par des baleines bleues pygmées de Madagascar, (c) train d’impulsions produit par des rorquaux communs, (d) « D-calls » produits par des baleines bleues du Pacifique nord. Figures extraites de [Guilment18b].

[Wiggins04] et, (iii) les caractéristiques sélectionnées ne doivent pas seulement décrire et discriminer les signaux d’intérêts, mais aussi discriminer tout autre type de signal susceptible de se produire dans le même contexte acoustique. De nombreuses expériences ont montré que les enregistrements acoustiques peuvent contenir une grande variété de sons transitoires parasites dans la gamme de fréquences des cris de mysticètes [Socheleau15b; Socheleau17; Urazghildiiev09; Halkias13; DCLDE15]. Par conséquent, il est primordial pour les applications PAM de fournir aux méthodes de détection/classification une option de rejet qui refuse d’attribuer le signal examiné à une classe donnée s’il ne correspond pas à un signal d’intérêt, pour ensuite donner lieu à une analyse plus approfondie par un analyste humain si nécessaire.

La plupart des techniques existantes de détection et/ou classification de cris de mysticètes reposent sur la détection ou l’extraction de caractéristiques temps-fréquences des cris. Cette détection ou extraction s’effectue très souvent sur une représentation énergétique de type spectrogramme [Baumgartner11; Mellinger96; Mellinger00; Halkias13]. Lorsqu’une seule classe de signaux d’intérêt doit être détectée, la littérature propose principalement des méthodes à base de corrélation de spectrogrammes ou de filtres adaptés [Samaran08; Mellinger00]. Pour des problèmes de classification multi-classes, les méthodes standards extraient des attributs sonores des cris tels que la fréquence de début, fréquence de fin, pente de fréquence, durée pour ensuite les attribuer à une classe après avoir appris des exemples labellisés par des analystes humains [Baumgartner11].

Je me suis tout d'abord intéressé à la problématique de détection de cris de mysticètes dans le cadre d'une collaboration avec Flore Samaran (Université de la Rochelle puis ENSTA Br.) qui s'est ensuite élargie avec la participation de Jean-Yves Royer (IUEM) et Julien Bonnel (ENSTA Br. puis Woods Hole) au travers de la thèse d'Emmanuelle Leroy [Leroy17] et du stage d'Andres Carvallo-Pecchi. Cette collaboration est née du besoin de traiter de façon automatique la grande quantité de données récoltées par le réseau OHASISBIO de l'IUEM déployé dans l'Océan Indien [Tsang-Hin-Sun16; Leroy16]. Ce réseau est constitué de 7 capteurs acoustiques autonomes basses fréquences qui enregistrent en permanence dans la bande $[0,120]$ Hz et dont les données sont récoltées une fois par an. Sur cette thématique, j'ai tout d'abord proposé un détecteur de cris de baleines bleues Antarctiques de type « Z-calls » (cf. figure 4.1-(a)) qui repose sur un approche sous-espace et qui prend explicitement en compte l'existence potentielle de signaux transitoires interférents (e.g. séismes, canons à air, vocalises d'autres espèces, ...) [Socheleau15b]. Il prend également en compte les (légères) variations potentielles de fréquence, intensité, durée des Z-calls et repose sur un seuil de détection auto-adaptatif aux variations du bruit ambiant, assurant une probabilité de fausse alarme (théorique) constante quel que soit l'environnement. Même si discutée dans notre article original [Socheleau15b], l'optimalité théorique du détecteur a été formellement démontrée plus tard dans le cadre de la thèse de Sabrina Bourmani (co-encadrée par Dominique Pastor) via le concept de « test invariant asymptotiquement plus puissant » [Bourmani19b]. Le détecteur de Z-calls a été utilisé à grande échelle pour les travaux de thèse d'Emmanuelle Leroy qui a étudié les pics de présence, la saisonnalité et les mouvements migratoires des baleines bleues Antarctiques [Leroy16]. La méthodologie de détection proposée pour les Z-calls a ensuite été généralisée et étendue à d'autres espèces en intégrant des contraintes de type « parcimonie » dans le sous-espace signal [Socheleau17].

Cette expérience sur le traitement de signaux de mysticètes s'est ensuite poursuivie sur une problématique de classification supervisée via un contrat avec l'entreprise Sercel et les travaux de thèse de Thomas Guilment (soutenus en juin 2018 et co-encadrés par Dominique Pastor). Sercel est une entreprise spécialisée dans la conception et l'utilisation de moyens géophysiques pour la prospection pétrolière. Suite à la mise en oeuvre de réglementations limitant la nuisance sonore sous-marine produite par l'homme, Sercel a développé son propre système PAM, nommé *QuietSea*, qui permet de détecter et localiser la présence de mammifères marins pendant des campagnes de prospection. Les tirs sismiques générés pendant ces campagnes étant extrêmement bruyants, ils peuvent fortement perturber la faune marine environnante. Les réglementations imposent généralement la mise en place de procédures d'arrêt des tirs si un mammifère marin est détecté dans une zone d'exclusion autour des sources sonores. Le contrat passé avec Sercel avait pour objectif de proposer une méthode de classification des cris de mysticètes pour intégration future dans leur logiciel *QuietSea*. Dans le cadre de la thèse de Thomas Guilment, nous avons proposé une méthode de classification qui reprend les mêmes principes fondamentaux que le détecteur [Socheleau17]. Cette méthode, détaillée dans [Guilment18b], présente des atouts très adaptés à un contexte opérationnel de prospection :

- Option de rejet : les signaux détectés qui ne ressemblent pas à des cris appris par

la méthode sont automatiquement rejetés. Contrairement à d'autres approches, notre méthode ne repose pas sur un modèle paramétrique des signaux indésirables [Urazghildiiev09] ou sur un apprentissage des caractéristiques de ceux-ci [Halkias13]². La maîtrise des fausses alarmes est primordiale lors de campagnes de prospection où l'arrêt non justifié des tirs peut avoir des conséquences économiques importantes.

- Modularité : beaucoup de méthodes existantes sont conçues pour un ensemble de classes pré-déterminé, de sorte que l'ajout ou la suppression d'une classe nécessite un ré-apprentissage complet du classifieur. Dans un contexte PAM, où le même classificateur peut être utilisé sur des plates-formes opérant dans des lieux et à des moments différents, la possibilité de sélectionner en direct les classes de cris à considérer présente un intérêt opérationnel. Les classes correspondant à des espèces dont les habitats sont connus pour être éloignés du capteur peuvent donc être supprimées du classifieur, réduisant ainsi la probabilité d'erreur.
- Simplicité de paramétrage : contrairement à des approches de type réseaux de neurones nécessitant le réglage d'un grand nombre d'hyper-paramètres, la méthode proposée requiert un paramétrage grossier de quelques paramètres seulement. Ceci permet de garantir une certaine robustesse vis-à-vis des choix de réglage effectués par l'ingénieur ou l'opérateur qui réalise l'apprentissage d'une nouvelle classe.

Les approches de détection et classification ont ensuite été mutualisées pour créer un détecteur multi-classes capable de détecter et labelliser conjointement plusieurs types de cris de mysticètes présents dans un même fichier de données [Guilment18a].

Les grands principes des méthodes de détection et classification développées sur cette thématique ainsi que les principaux résultats obtenus sont résumés dans la suite de ce chapitre.

4.2 Détection

4.2.1 Modèle

Les systèmes PAM traitent des séries temporelles numérisées représentant les sons sous-marins captés par des hydrophones. Les données acquises résultent du mélange de signaux de natures différentes. Du point de vue du détecteur, ces signaux peuvent être classés en trois catégories :

- Les cris de mysticètes d'intérêt (signal à détecter quand il est présent dans les données).
- L'interférence, qui désigne tout signal transitoire sans intérêt pour l'application envisagée (e.g. séismes, canons à air, vocalises d'autres espèces, craquement de glace, ...)

2. L'environnement ASM étant très complexe et contenant de nombreux signaux transitoires présentant des caractéristiques très différentes, il semble difficile d'être exhaustif dans l'apprentissage des signaux indésirables.

- Le bruit de fond résultant du mélange de nombreuses sources sonores ambiantes non identifiables. Contrairement à ce que l'on appelle les interférences dans ce travail, le bruit de fond n'inclut aucun signal transitoire.

Par conséquent, étant donné une fenêtre d'observation de N échantillons, le vecteur d'observation $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^N$ est représenté ici par :

$$\mathbf{y} \triangleq \mu \mathbf{s} + \epsilon \boldsymbol{\psi} + \mathbf{w}, \quad (4.1)$$

où $\mathbf{s} \in \mathbb{R}^N$ désigne le signal d'intérêt, $\boldsymbol{\psi} \in \mathbb{R}^N$ est l'interférence et $\mathbf{w} \in \mathbb{R}^N$ est le bruit de fond. μ et ϵ sont des variables aléatoires à valeurs dans $\{0, 1\}$ modélisant la présence ou l'absence éventuelle de \mathbf{s} et $\boldsymbol{\psi}$, respectivement. Le problème de détection consiste donc à décider si $\mu = 0$ ou 1 à partir de l'observation \mathbf{y} . L'équation (4.1) modélise la série temporelle enregistrée après la mise en forme du signal. La mise en forme classique inclut la stationnarisation temps-fréquence du bruit de fond et le filtrage passe-bande dans la bande d'intérêt (elle peut inclure également la conversion en bande de base, dans ce cas \mathbf{y} est à valeurs complexes).

Modèle de bruit

Dans les cadres des stages de Mathieu Duret et Benjamin Ollivier, nous avons étudié les propriétés du bruit de fond des données issus du réseau OHASISBIO de l'IUEM. Nous avons montré, à l'aide de tests statistiques, qu'une modélisation gaussienne était adaptée et que le bruit pouvait être considéré comme stationnaire temporellement sur des durées de 300 s. Avec Dominique Pastor, nous avons également proposé des méthodes d'estimation robuste de la densité spectrale de puissance du bruit en présence de signaux de distribution et d'occurrence inconnue [Pastor12]. Cette estimation est indispensable pour stationnariser en temps et en fréquence le bruit de fond afin de normaliser les données d'entrée dans le but de rendre les traitements de détection les plus invariant possible à l'environnement ambiant. Après cette étape d'estimation et de stationnarisation, le modèle de bruit devient $\mathbf{w} \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2 \mathbf{I}_N)$ avec σ^2 connu.

Modèle de cris de mysticètes

Comme indiqué précédemment et visible sur la figure 4.1, les cris de mysticètes présentent des structures relativement simples. Formellement, ces structures peuvent être prises en compte en considérant que le signal d'intérêt peut être décomposé linéairement à l'aide de $n \leq N$ formes d'ondes, appelées *atomes*, qui appartiennent à un dictionnaire de fonctions, c.-à-d.,

$$\mathbf{s} \approx \mathbf{D}\boldsymbol{\theta}, \quad (4.2)$$

où $\mathbf{D} \in \mathbb{R}^{N \times n}$ désigne le dictionnaire. $\boldsymbol{\theta}$ représente le vecteur des coordonnées de \mathbf{s} dans un sous-espace linéaire généré par les colonnes de \mathbf{D} . Nous avons étudié deux approches de construction de dictionnaires. La première repose sur le choix d'atomes paramétriques dont les expressions analytiques sont choisies pour correspondre à certains motifs temps-fréquence. Nous avons, par exemple, proposé un modèle à base de chirps à fréquence sigmoïdale pour modéliser les Z-calls (Fig. 4.1-(a)) ou considéré

des chirps à phase polynomiale pour modéliser les D-calls (Fig. 4.1-(d)). La seconde approche, moins courante dans le contexte PAM, construit des dictionnaires appris empiriquement, dont les atomes sont automatiquement générés à partir des données réelles [Elad10]. Nous avons appliqué cette approche pour des signaux avec des structures plus complexes comme les cris de baleines bleues pygmées de Madagascar (Fig. 4.1-(b)).

Modèle d'interférence

Aucun modèle paramétrique n'est supposé pour les interférences car elles peuvent être très hétérogènes et sont souvent aléatoires. Cependant, pour différencier ψ de \mathbf{s} , certaines hypothèses doivent être émises. Intuitivement, l'interférence est définie comme un signal transitoire n'ayant pas grand-chose en commun avec le signal d'intérêt \mathbf{s} . Plus formellement, nous définissons cette interférence comme un signal dont l'énergie se situe principalement à l'extérieur du sous-espace dans lequel \mathbf{s} réside. A partir du modèle (4.2), cela s'exprime comme

$$\frac{\|\mathbf{P}_{\mathbf{D}}\psi\|^2}{\|\psi\|^2} \leq \tau, \quad (4.3)$$

où $\mathbf{P}_{\mathbf{D}} = \mathbf{D}(\mathbf{D}^T\mathbf{D})^{-1}\mathbf{D}^T$ désigne la matrice de projection dans le sous-espace généré par les colonnes de \mathbf{D} . On suppose donc que la proportion d'énergie de l'interférence qui réside dans le sous-espace signal est au maximum de τ . Notons que les interférences sont rarement orthogonales aux signaux d'intérêt du fait de certaines similarités temps-fréquence, par conséquent $\tau > 0$. En fonction des types de cris considérés et de la base de donnée à traiter, la valeur de τ est généralement fixée entre 15% et 50% [Socheleau15b; Socheleau17]. Contrairement à d'autres approches telles que [Urazghildiiev06; Scharf94; Urazghildiiev09], aucun modèle statistique n'est supposé pour ψ , aucun sous-espace d'interférence particulier n'est considéré et il n'est pas supposé que les sons transitoires interférents partagent des caractéristiques communes que le détecteur pourrait apprendre grâce à une base d'apprentissage.

Reformulation du problème de détection

Bien que \mathbf{s} et ψ ne soient pas parfaitement connus, leurs propriétés au regard du sous-espace $\langle \mathbf{D} \rangle$ fournissent des informations pertinentes pour construire un détecteur. Plus précisément, définissons \mathbf{z} comme

$$\mathbf{z} \triangleq \mu\mathbf{s} + \epsilon\psi. \quad (4.4)$$

Notre problème consiste à décider si $\mu = 0$ ou 1 à partir de l'observation $\mathbf{y} = \mathbf{z} + \mathbf{w}$. En supposant que le signal d'intérêt domine sur l'interférence lorsque $\mu = 1$ et $\epsilon = 1$, autrement dit que $\|\mathbf{P}_{\mathbf{D}}\mathbf{z}\|^2 > \tau\|\mathbf{z}\|^2$ dès lors que $\mu = 1$, le problème de détection revient alors à décider si \mathbf{z} appartient ou non au sous-espace cône défini comme $\mathcal{C}_{\mathbf{D}} = \left\{ \mathbf{x} \in \mathbb{R}^N : \frac{\|\mathbf{P}_{\mathbf{D}}\mathbf{x}\|^2}{\|\mathbf{x}\|^2} > \tau \right\}$. Les deux hypothèses à tester sont donc :

$$\begin{cases} \mathcal{H}_0 : \mathbf{z} \notin \mathcal{C}_{\mathbf{D}} \\ \mathcal{H}_1 : \mathbf{z} \in \mathcal{C}_{\mathbf{D}}. \end{cases} \quad (4.5)$$

4.2.2 Détecteur optimal ?

Dans un problème de détection, on espère idéalement trouver un test statistique qui soit optimal selon un certain critère. Les tests uniformément plus puissants (UPP) en sont un exemple. En effet, ces tests garantissent une puissance (probabilité de détection) plus grande que n'importe quel autre test pour un niveau (probabilité de fausse alarme limite) donné. Le théorème de Neyman Pearson fournit l'expression du test le plus puissant dans le cas d'hypothèses simples, tandis que le théorème de Karlin Rubin s'applique aux hypothèses composites. Ce dernier stipule qu'un test est UPP s'il compare à un seuil une statistique de test scalaire dont le rapport de vraisemblance est croissant [Karlin56; Lehmann05; Scharf91]. Cependant, dans le cas du problème (4.5) où certains paramètres du problème sont inconnus, on peut montrer qu'il n'existe pas de tests UPP. Dans ce cas, on cherche une optimalité dans une classe de tests plus restreinte et notamment dans la classe de tests qui laissent le problème invariant [Lehmann05]. Dans le cas de (4.5), on peut montrer que le groupe de transformations qui laisse le problème invariant est de la forme $\mathcal{G} = \{g : g(\mathbf{x}) = \kappa(\mathbf{U}_D \mathbf{Q} \mathbf{U}_D^T + \mathbf{U}_{D^\perp} \mathbf{R} \mathbf{U}_{D^\perp}^T) \mathbf{x}\}$, où $\kappa \in \mathbb{R}$, \mathbf{Q} et \mathbf{R} sont des matrices orthogonales respectivement de dimension $n \times n$ et $(N - n) \times (N - n)$. \mathbf{U}_D est défini tel que $\mathbf{P}_D = \mathbf{U}_D \mathbf{U}_D^T = \mathbf{I}_N - \mathbf{U}_{D^\perp} \mathbf{U}_{D^\perp}^T$. Autrement dit, le groupe \mathcal{G} définit l'ensemble des transformations qui, pour n'importe quel signal $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^N$, ne change par le rapport d'énergie $\frac{\|\mathbf{P}_D \mathbf{x}\|^2}{\|\mathbf{x}\|^2}$.

Une fois le groupe d'invariance identifié, on souhaite trouver un test \mathcal{T} tel que $\mathcal{T}(g(\mathbf{x})) = \mathcal{T}(\mathbf{x})$, $\forall \mathbf{x} \in \mathbb{R}^N$ et $\forall g \in \mathcal{G}$. On peut facilement vérifier que

$$\mathbf{x} \in \mathbb{R}^N \mapsto M(\mathbf{x}) = \frac{N - n}{n} \times \frac{\|\mathbf{P}_D \mathbf{x}\|^2}{\|(\mathbf{I}_N - \mathbf{P}_D) \mathbf{x}\|^2} \in [0, \infty[\quad (4.6)$$

est un maximal invariant de \mathcal{G} , i.e., $M(\mathbf{x}) = M(g(\mathbf{x}))$ et $M(\mathbf{x}_1) = M(\mathbf{x}_2) \Rightarrow \mathbf{x}_2 = g(\mathbf{x}_1)$. Par conséquent, d'après [Lehmann05, Theorem 6.2.1], on peut en déduire que n'importe quel test \mathcal{G} -invariant est fonction de ce maximal invariant M . En exploitant les propriétés du rapport de vraisemblance de M , on a montré dans [Bourmani19b] que le test UPP dans les classes des tests \mathcal{G} -invariants n'existe pas toujours en fonction des paramètres N , n ou du rapport signal-sur-bruit. Cependant, nous avons montré qu'asymptotiquement, i.e., pour de grandes valeurs de N , le test UPP invariant existe et s'exprime, $\forall \mathbf{x} \in \mathbb{R}^N$, comme

$$\mathcal{T}_A(\mathbf{x}) = \begin{cases} 1 & \text{si } M(\mathbf{x}) \geq \lambda_A \\ 0 & \text{sinon,} \end{cases} \quad (4.7)$$

où λ_A est déterminé de façon à garantir une certaine fausse alarme et est calculé à partir de la fonction de puissance $\mathbb{P}[\mathcal{T}_A(\mathbf{z} + \mathbf{w}) = 1]$ qui dépend de la fonction de répartition de la loi de Fischer doublement non-centrée dont les paramètres dépendent de τ , N , n , du rapport signal-sur-bruit et de λ_A . La démonstration de l'optimalité de \mathcal{T}_A repose sur une formulation asymptotique de théorème de Karlin-Rubin que nous avons proposée et démontrée dans [Bourmani19b]. On notera que, lorsqu'il est appliqué à \mathbf{y} , le maximal invariant M revient à comparer le rapport d'énergie de l'observation dans le sous-espace signal avec l'énergie de l'observation dans le sous-espace orthogonal à $\langle \mathbf{D} \rangle$. Autrement dit, $M(\mathbf{y})$ est une estimée du rapport signal-sur-bruit-plus-interférence (SINR).

4.2.3 Contrainte de parcimonie sur le modèle de signal

Le modèle (4.2) s'avère très efficace lorsque le cri à détecter est très stéréotypé et que son motif temps-fréquence est plutôt simple comme dans le cas des Z-calls (Fig. 4.1-(a)). Dans ce cas, le nombre n d'atomes est plutôt petit. Cependant, ces hypothèses peuvent être trop restrictives. Dans la même classe de vocalisation, certains cris de mysticètes peuvent présenter une variabilité temps-fréquence en fonction des individus [McCordic15], des comportements sociaux [Stafford05], de l'augmentation du bruit de fond océanique [Parks07], des conditions de propagation [Bonnell13], etc. Pour traiter ces cas, le dictionnaire \mathbf{D} doit incorporer suffisamment de variabilité pour modéliser tous les cris possibles du même type (i.e., n grand), tout en limitant la plage de variation d'un seul cri afin de ne pas concevoir un détecteur sensible aux interférences. Les deux objectifs peuvent être atteints simultanément en trouvant une représentation *compact* du signal d'intérêt en termes de combinaison linéaire d'atomes dans un dictionnaire pouvant être de *grande dimension*. Compte tenu de ces remarques, il est pertinent d'étendre le modèle (4.2) comme suit

$$\mathbf{s} \approx \mathbf{D}\boldsymbol{\theta}, \text{ avec } \|\boldsymbol{\theta}\|_0 \leq K \leq n, \quad (4.8)$$

où $\|\boldsymbol{\theta}\|_0$ dénote la (pseudo) norme ℓ_0 qui retourne le nombre de coefficients non-nuls dans le vecteur $\boldsymbol{\theta}$. Lorsque \mathbf{s} peut être représenté par peu de coefficients non-nuls dans la base \mathbf{D} , la représentation (4.8) est dite parcimonieuse et l'inégalité $\|\boldsymbol{\theta}\|_0 \leq K$ est appelée la contrainte de parcimonie. On notera que le modèle (4.8) inclut (4.2) comme cas particulier.

Les D-calls des baleines bleues (Fig. 4.1-(d)) sont des exemples typiques pour lesquels le modèle (4.8) est adapté. Chaque cri est un signal modulé en fréquence qui peut être approximé par une combinaison linéaire de quelques atomes. Cependant, ces cris présentent une variabilité en termes de fréquence initiale, pente temps-fréquence, durée et largeur de bande. Par conséquent, la norme ℓ_0 de $\boldsymbol{\theta}$ est petite pour chaque cris mais les atomes actifs de \mathbf{D} , correspondant aux entrées non nulles de $\boldsymbol{\theta}$, peuvent être différents d'un cri à l'autre.

Avec le nouveau modèle (4.8), la contrainte sur l'interférence devient

$$\max_{\mathcal{U}:|\mathcal{U}|=K} \frac{\|\mathbf{P}_{\mathbf{D}(\mathcal{U})}\boldsymbol{\psi}\|^2}{\|\boldsymbol{\psi}\|^2} \leq \tau, \quad (4.9)$$

où \mathcal{U} représente n'importe quelle K -combinaison de l'ensemble $\mathcal{M} \triangleq \{0, 1, \dots, M-1\}$ et où $\mathbf{D}(\mathcal{U}) \in \mathbb{R}^{N \times K}$ est la sous-matrice de \mathbf{D} dont les colonnes sont indexées par \mathcal{U} . Comme (4.7), le nouveau test va consister à comparer une estimée du SINR à un seuil mais cette estimée va quelque peu changer. Plus précisément, le nouveau test s'écrit

$$\mathcal{T}_B(\mathbf{y}) = \begin{cases} 1 & \text{if } \frac{\|\mathbf{D}\hat{\boldsymbol{\theta}}\|_2^2}{\|\mathbf{y} - \mathbf{D}\hat{\boldsymbol{\theta}}\|_2^2} > \lambda_B, \\ 0 & \text{sinon,} \end{cases} \quad (4.10)$$

où

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \underset{\boldsymbol{\theta} \in \mathbb{R}^n}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y} - \mathbf{D}\boldsymbol{\theta}\|_2^2 \text{ sous la contrainte } \|\boldsymbol{\theta}\|_0 \leq K. \quad (4.11)$$

4.2.4 Résultats

Le détecteur (4.7) a été appliqué avec succès sur la détection de Z-calls [Socheleau15b] et a été utilisé à grande échelle pour les travaux de thèse d’Emmanuelle Leroy [Leroy17]. Je présente ici quelques résultats obtenus avec le détecteur (4.10) sur deux bases de données : la base de données basse fréquence DCLDE 2015 [DCLDE15] contenant des D-calls de baleines bleues et la base de données OHASIS-BIO 2015 [Tsang-Hin-Sun16; Leroy16] contenant des cris de baleines bleues pygmées de Madagascar. Ces deux jeux de données ont été choisis car ils présentent des caractéristiques complémentaires en termes de variabilité ou complexité de cris, rapport signal sur bruit et occurrence des signaux transitoires interférents. Ces résultats sont extraits de [Socheleau17].

Base de données DCLDE 2015

La base de données basses-fréquences DCLDE 2015 contient des D-calls de baleines bleues (voir fig. 4.2-(a)) enregistrés sur le site CINMS B (latitude : 34-17,0 N, longitude : 120-01,7 W) durant l’été 2012. Cette base de données contient 906 cris annotés répartis sur plus de 9 jours (223,7 h) avec un paysage sonore ambiant très riche qui comprend de nombreux types d’interférences (quelques exemples sont illustrés à la fig. 4.2). On notera également que les interférences se produisent beaucoup plus souvent que les D-calls, de sorte que $\mathbb{P}[\epsilon = 1] \gg \mathbb{P}[\mu = 1]$. La figure 4.3 montre la répartition du SNR estimé sur chaque D-call de la base de données dans la bande [10-120] Hz.

Les performances du détecteur (4.10), appelé « SRD » pour *sparse representation-based detector*, sont illustrées à la figure 4.4. Le dictionnaire \mathbf{D} , constitué de 30 atomes, est construit à partir d’un modèle paramétrique à phase polynomiale appris sur 10% des D-calls de la base tirés aléatoirement et le vecteur $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ de (4.10) est obtenu par application de l’algorithme OMP (orthogonal matching pursuit algorithm) [Pati93]. La figure 4.4 montre des courbes ROC (receiver operating characteristic) représentant le taux de détections correctes en fonction du nombre de fausses alarmes générées par heure d’enregistrement. La méthode SRD est comparée à deux autres méthodes de la littérature : la corrélation de spectrogramme XBAT [XBAT], couramment utilisée pour analyser les cris de baleines bleues [Boisseau08; Shabangu14; Samaran13] et un banc de filtres adaptés similaire au GLRT présenté dans [Urazghildiiev06, Eq. (18)]. SRD surpasse largement les deux autres méthodes car celles-ci sont très sensibles et génèrent (beaucoup) plus de fausses alarmes que SRD dans cet environnement où de nombreux signaux transitoires, avec des caractéristiques temps-fréquence non orthogonales aux D-calls, sont présents. Ces résultats ne sont pas imputables à une mauvaise modélisation du signal mais à une mauvaise (ou absence) de prise en compte de l’interférence.

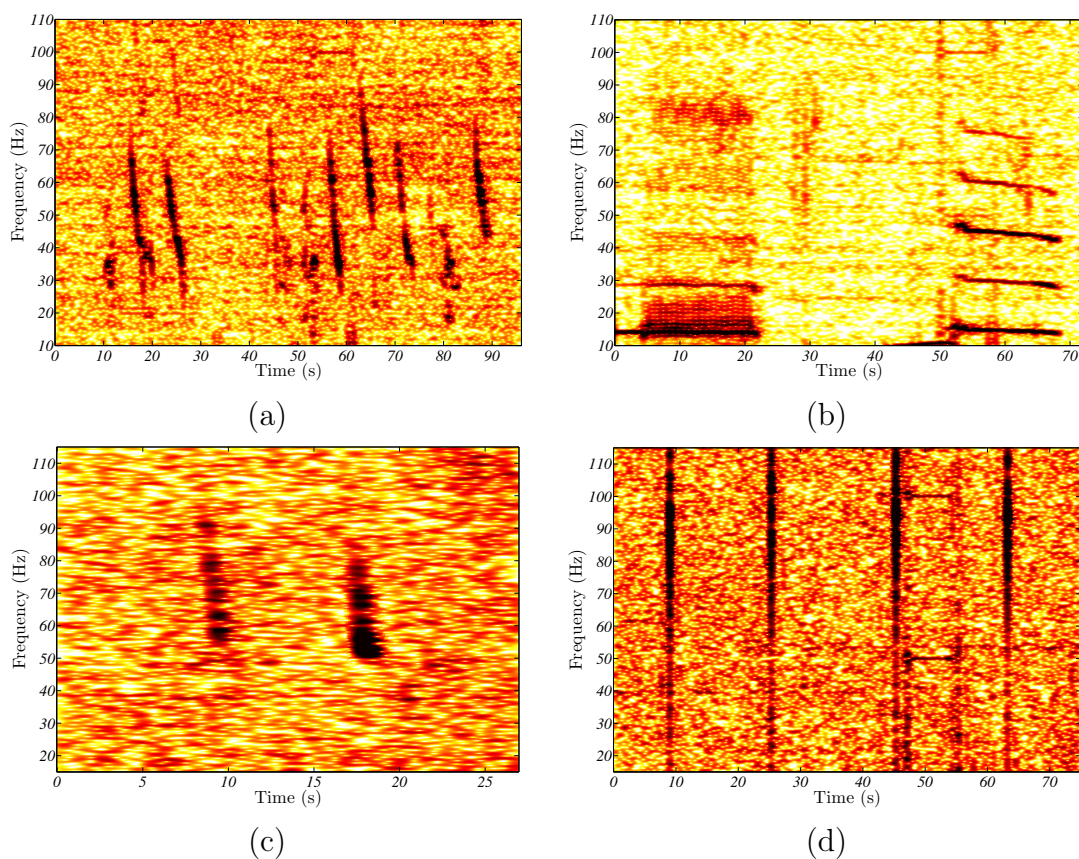


FIGURE 4.2 — Exemples de spectrogrammes extrait de la base DCLDE 2015. (a) D-calls, (b) cris pulsés et tonals de baleines bleues, (c) cris de rorqual commun (d) sons impulsifs périodiques très récurrents dans la base de données. Figures extraites de [Socheleau17].

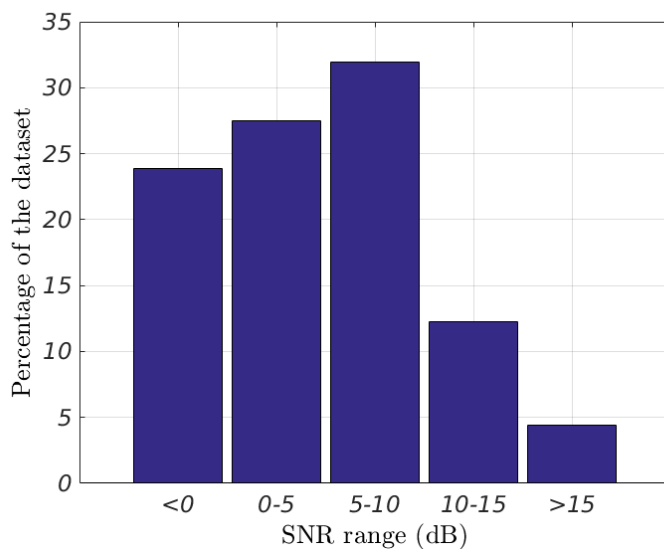


FIGURE 4.3 — Répartition du SNR des D-calls issus de la base DCLDE 2015. Figure extraite de [Socheleau17].

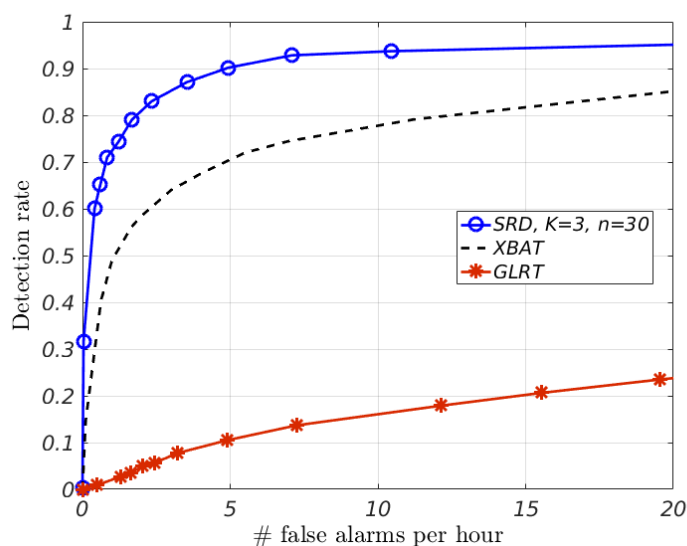


FIGURE 4.4 — Comparaisons de performance entre SRD, XBAT et un banc de filtres adaptés obtenu par une approche GLRT. Figure extraite de [Socheleau17].

Base de données OHASISBIO 2015

Le réseau d'hydrophones OHASISBIO a été déployé pour la première fois en décembre 2009 sur cinq sites du sud de l'océan Indien afin de surveiller les sons basses fréquences générés par des événements sismiques et volcaniques, ainsi que par des mysticètes. 50 heures de signaux ont été extraites des données enregistrées par l'hydrophone de la Réunion dans le bassin de Madagascar (latitude : 26-05.0 S, longitude : 058-08 E) en mai 2015. Ces données contiennent des cris récurrents de baleines bleues pygmées de Madagascar. Comme indiqué sur la figure 4.5, ces cris sont composés de deux unités, nommées A et B dans ce document. Contrairement au jeu de données DCLDE 2015, les 50 heures de signaux extraits d'OHASISBIO contiennent peu de signaux transitoires interférents. Par conséquent, pour mettre en difficulté le détecteur, seule la détection de l'unité B est considérée de sorte que la première unité agit comme une interférence du point de vue du détecteur. De plus, comme indiqué sur la figure (4.6), on notera que la base comporte une proportion importante de cris à faible SNR.

Sur les 50 heures de signaux, 1040 unités B ont été annotées manuellement. La structure des unités B est plus complexe que les D-calls de la section précédente. Elle débute par une impulsion centrée autour de 30 Hz, suivie d'une modulation de fréquence avec harmoniques. Les caractéristiques des unités B changent légèrement d'un cri à l'autre : la durée peut varier de 15 à 25 s et l'amplitude relative des harmoniques peut également changer, mais la largeur de bande de fréquence reste la même. Proposer un modèle paramétrique de dictionnaire pour ces cris semble assez délicat. C'est pourquoi, nous avons construit des dictionnaires dont les atomes sont automatiquement générés à partir des données réelles. Plus précisément, soit un ensemble de $L \geq n$ de signaux réels d'apprentissage $\{\mathbf{s}_i\}_{i=1}^L$, une telle approche recherche le dictionnaire \mathbf{D} qui conduit à la meilleure représentation possible de chaque signal de cet ensemble avec la contrainte de parcimonie (4.8). Les signaux d'apprentissage sont stockés dans

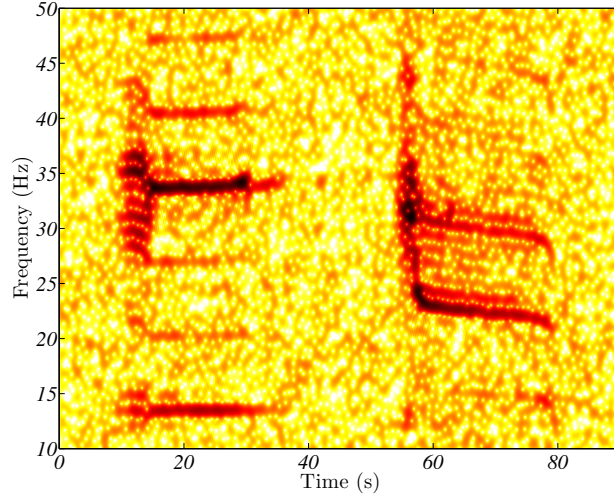


FIGURE 4.5 — Spectrogramme de cris de baleines bleues pygmées de Madagascar, unité A (gauche) et B (droite). Figure extraite de [Socheleau17].

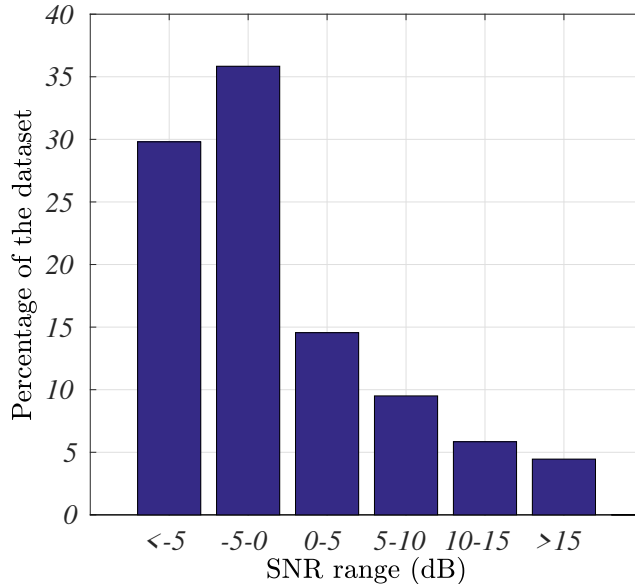


FIGURE 4.6 — Répartition du SNR des unités B de cris de baleines bleues pygmées de Madagascar issus de la base OHASISBIO. Figure extraite de [Socheleau17].

une matrice d'apprentissage $\mathbf{S} \in \mathbb{R}^{N \times L}$ et le dictionnaire \mathbf{D} est obtenu en résolvant le problème de minimisation suivant

$$\min_{\mathbf{D}, \Theta} \|\mathbf{S} - \mathbf{D}\Theta\|_F^2 \text{ subject to } \|\theta_i\|_0 \leq K, \quad (4.12)$$

où $\Theta = \{\theta_i\}_{i=1}^L$. Des solutions numériques au problème (4.12) peuvent être obtenues avec la méthode K-SVD [Aharon06] ou d'autres algorithmes tels que [Mairal10].

Sur la figure 4.7, SRD est comparé la méthode de Mellinger et Clark [Mellinger00] reposant sur la construction d'un masque de spectrogramme représentant le support

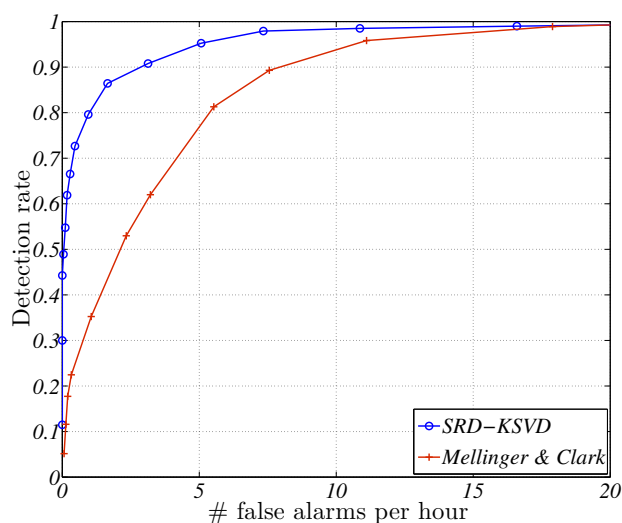


FIGURE 4.7 — Comparaisons de performance entre SRD et la méthode de Mellinger et Clark [Mellinger00]. Figure extraite de [Socheleau17].

temps-fréquence « moyen » du type de cri à détecter³. Sur le jeu de données OHA-SISBIO 2015, SRD obtient des meilleurs résultats que la méthode [Mellinger00] qui, comme discuté dans [Socheleau17], à plus de difficultés à détecter les signaux à faible SNR. Les représentations de signal utilisées par les deux détecteurs peuvent expliquer la différence de performance. D’une part, la transformée de Fourier à court terme utilisée dans [Mellinger00] est, par définition, adaptée aux combinaisons linéaires de sinus et de cosinus, mais ne constitue pas nécessairement la meilleure représentation pour des signaux ayant des structures plus complexes. D’autre part, la représentation parcimonieuse (4.8) est construite à partir des données elles-mêmes, de sorte qu’elle devrait bien représenter les données réelles et donc être plus sensible aux signaux à faible SNR.

4.3 Classification

4.3.1 Problématique

La problématique de détection présentée précédemment a pour objectif de détecter toutes les occurrences d’un type spécifique de cri de mysticètes dans une série temporelle donnée. La classification (ou reconnaissance) est quelque peu différente puisqu’elle consiste ici à assigner un label (i.e., un type de cri) sur un signal d’intérêt potentiel préalablement détecté par un opérateur ou un détecteur générique type détecteur d’énergie. Nous nous plaçons dans le contexte de la classification supervisée où le classifieur a préalablement « appris » des exemples labellisés des cris d’intérêt. Plus précisément, à partir d’un *ensemble d’apprentissage* constitué de P paires $\{(\mathbf{s}_i, \ell_i)\}_{1 \leq i \leq P}$ représentatives de C classes, i.e., C types de cris dans notre cas, où \mathbf{s}_i est le $i^{\text{ième}}$ vecteur

³. Cette méthode est très utilisée par les bio-acousticiens pour la détection de cris suffisamment stéréotypés.

de caractéristiques de l'ensemble d'apprentissage et ℓ_i est la classe correspondante ou label de \mathbf{s}_i ⁴, le classifieur apprend une application $f(\cdot|\{\{\mathbf{s}_i, \ell_i\}_{1 \leq i \leq P}\})$ qui infère un label à partir d'un vecteur de caractéristiques donné. Dans la suite, \mathbf{y} représente les vecteurs de caractéristiques (ou descripteurs) en entrée du système de reconnaissance. Étant donné un vecteur de caractéristiques \mathbf{y} , $\hat{\ell}_{\mathbf{y}} = f(\mathbf{y}|\{\{\mathbf{s}_i, \ell_i\}_{1 \leq i \leq P}\})$ est le label de sortie dans $\{1, 2, \dots, C\}$ assigné à \mathbf{y} . Dans la méthode décrite ci-après, les vecteurs de caractéristiques sont directement les séries temporelles des signaux à labelliser.

Comme discuté à la section 4.1, un défi majeur de la classification automatique des sons sous-marins est la gestion du « bruit » (ou plus généralement des classes inconnues). La méthode de classification doit offrir une option de réjection permettant de ne pas assigner un signal examiné à l'une des C classes si celui-ci présente des caractéristiques « trop éloignées » de celles apprises par la méthode.

4.3.2 Méthode SINR-SRC

La méthode de classification proposée est une combinaison de l'approche de détection présentée dans la section 4.2.3 et de l'algorithme SRC (*sparse representation-based classification*) proposé par Wright et al. dans [Wright09]. Comme pour le modèle (4.8), SRC suppose que les signaux de test peuvent être représentés par une combinaison linéaire de signaux d'apprentissage avec une contrainte de parcimonie. Dans notre contexte, ces signaux sont des séries temporelles numérisées et représentent les vecteurs de caractéristiques d'entrée du classifieur. L'algorithme SRC est une procédure en deux étapes : (i) il recherche la combinaison linéaire de signaux d'entraînement qui se rapproche le mieux du signal de test et (ii) choisit la classe qui contribue le plus à cette approximation. Plus précisément, le véritable label du signal de test \mathbf{y} étant inconnu, \mathbf{y} est d'abord représenté comme une combinaison linéaire de tous les signaux d'entraînement stockés dans une matrice $\mathbf{D} = [\mathbf{D}_1, \mathbf{D}_2, \dots, \mathbf{D}_C] \in \mathbb{R}^{N \times \sum_{c=1}^C P_c}$, où $\mathbf{D}_c \in \mathbb{R}^{N \times P_c}$ représente le dictionnaire de P_c cris appartenant à la classe c . Ce dictionnaire peut contenir l'ensemble des séries temporelles des cris de la classe c contenus dans la base d'apprentissage ou une version « compressée » obtenue avec une approche telle que décrite par (4.12).

Plus précisément, la procédure en deux étapes de l'algorithme SRC est la suivante :

1. Estimer $\boldsymbol{\theta}$ par encodage parcimonieux de \mathbf{y} sur la base \mathbf{D} . C'est-à-dire :

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \underset{\boldsymbol{\theta} \in \mathbb{R}^{\sum_{c=1}^C P_c}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y} - \mathbf{D}\boldsymbol{\theta}\|_2^2 \text{ sous la contrainte } \|\boldsymbol{\theta}\|_0 \leq K. \quad (4.13)$$

L'encodage parcimonieux peut être effectué avec des algorithmes de poursuite [Elad10] ou de minimisation de la norme ℓ_1 [Mairal10]. Comme pour la détection présentée précédemment, nous réalisons cet encodage avec l'algorithme OMP.

2. Associer \mathbf{y} à la classe $\hat{\ell}_{\mathbf{y}}$ qui satisfait

$$\hat{\ell}_{\mathbf{y}} = \underset{1 \leq c \leq C}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y} - \mathbf{D}\delta_c(\hat{\boldsymbol{\theta}})\|_2^2, \quad (4.14)$$

4. $\ell_5 = 3$ signifie que le 5^{ième} élément de l'ensemble d'apprentissage appartient à la 3^e classe.

où $\delta_c(\hat{\boldsymbol{\theta}})$ est une fonction caractéristique qui sélectionne les coefficients de $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ associés à la $c^{\text{ième}}$ classe. Par exemple, si $\boldsymbol{\theta} = [\boldsymbol{\theta}_1^T, \boldsymbol{\theta}_2^T, \dots, \boldsymbol{\theta}_C^T]^T$ où chaque $\boldsymbol{\theta}_i$ appartient à la classe i , alors $\delta_c(\boldsymbol{\theta}) = [0, \dots, 0, \boldsymbol{\theta}_c^T, 0, \dots, 0]^T$.

Aux deux étapes précédentes s'ajoute une étape éventuelle de rejet des bruits. Dans [Wright09, Sec. 2.4], une option de rejet est proposée pour l'algorithme SRC. Cette option repose sur l'hypothèse qu'un signal de test valide à une représentation parcimonieuse dont les entrées non nulles se concentrent principalement sur une classe, alors qu'un signal à rejeter a généralement des coefficients largement répartis entre plusieurs classes. Ainsi, bien qu'une telle hypothèse puisse être valide dans certaines applications, elle n'est pas applicable dans notre contexte. La raison principale est que les bruits acoustiques sous-marins transitoires peuvent avoir une quantité non négligeable de leur énergie dans un sous-espace dans lequel réside une classe spécifique de vocalises. Par exemple, les coefficients parcimonieux de bruits impulsifs sont susceptibles de se concentrer sur les classes liées aux cris impulsifs (comme les cris de rorqual commun), alors que les coefficients de bruits tonaux seront liés aux vocalises tonales ayant des fréquences similaires. Pour traiter le bruit, nous proposons d'appliquer une procédure de post-traitement qui décide si le signal de test se trouve réellement dans le sous-espace « couvert » par les colonnes du sous-dictionnaire correspondant à la classe choisie par SRC. Plus précisément, nous appliquons le test proposé à l'équation (4.10) en comparant le SINR estimé

$$\text{SINR}(\mathbf{y}, \hat{\ell}_{\mathbf{y}}) = \frac{\|\mathbf{D}\delta_{\hat{\ell}_{\mathbf{y}}}(\hat{\boldsymbol{\theta}})\|_2^2}{\|\mathbf{y} - \mathbf{D}\delta_{\hat{\ell}_{\mathbf{y}}}(\hat{\boldsymbol{\theta}})\|_2^2} \quad (4.15)$$

à un seuil. Dans la suite, la méthode de classification avec option de rejet est appelée *SINR-SRC*. Un aspect clé de notre approche est que le classifieur n'a pas besoin d'apprendre les caractéristiques des bruits transitoires pour les rejeter. Cela diffère des méthodes telles que [Halkias13] où les caractéristiques du bruit sont apprises par les réseaux de neurones ou de [Urazghildiiev09] où, pour chaque classe de bruit, « *a parametric model of noise is introduced. The models are based on the spectral properties of typical kinds of pulsive noise observed in the data* » [Urazghildiiev09, pp. 360]. Cela implique de trouver des exemples exhaustifs de bruits, ce qui semble difficile étant donné la complexité de l'environnement sous-marin.

4.3.3 Résultats

La méthode de classification a été évaluée sur les 5 types de cris visibles sur la figure 4.1, à savoir les Z-calls de la baleine bleue Antarctique [Samaran13], les 2 classes dénommées Mad1 et Mad2 de baleine bleue pygmée de Madagascar [Samaran13], les 20Hz-pulses (ou train pulsé de 20Hz) de rorqual commun [Sirovic09] et les D-calls de la baleine bleue de l'Atlantique Nord [Thompson96; DCLDE15]. Ces vocalises présentent des propriétés intéressantes :

- Elles se recoupent en fréquence et certaines ont des durées proches ce qui les rend difficiles à discriminer avec ces deux descripteurs temps-fréquence élémentaires.
- Elles offrent de la variété en terme de type de signaux : sons pulsés, sons tonaux ou modulation en fréquence.

- Elles mettent en valeur différents niveaux de variabilité : des vocalises stéréotypées (par exemple les Z-calls) à des vocalises qui varient en durée, en bande et en modulation de fréquence (par exemple les D-calls).

La base de données totale représente 2 385 cris de mysticètes extraits des bases de données de l'IUEM comme OHASISBIO et de la base DCLDE 2015. Pour tester la robustesse de la méthode proposée par rapport au bruit, une base de données de bruit a également été créée. 5 000 échantillons de bruits ont été extraits aléatoirement des bases de l'IUEM, plus 5 000 de la base DCLDE 2015 et enfin 5 000 autres d'une base fournie par [Sercel] et enregistrée lors d'études sismiques. Les performances du classifieur sont mesurées à l'aide d'une validation croisée. Comme le montre le tableau 4.1, pour chaque classe (à l'exception du bruit), 100 cris sont sélectionnés au hasard pour l'apprentissage et les autres cris de cette classe sont utilisés pour les tests. La moyenne de tous les tests présentés est calculée sur 100 sélections aléatoires de l'ensemble d'apprentissage afin de s'assurer que les résultats et les conclusions dépendent le moins possible d'un choix spécifique des données d'apprentissage. Pour chaque classe, la mesure de rappel, utilisée ci-dessous, est définie comme le rapport entre le nombre de cris correctement classés et le nombre total de cris dans cette classe. Cette mesure est parfois appelée sensibilité ou taux de vrais positifs. Un rappel de 100 % pour la classe des Z-call signifie que tous les cris en Z ont été correctement classés.

Classes	Signaux d'apprentissage	Signaux de test	Total
Z-call	100	154	254
Mad1	100	164	264
Mad2	100	187	287
20Hz-pulse	100	900	1000
D-call	100	280	380
Bruits	-	15000	15000

TABLE 4.1 — Nombre de signaux d'apprentissage et de test pour chaque classe et pour chaque itération de la validation croisée. Tableau extrait de [Guilment18b].

Le tableau 4.2 montre la matrice de confusion moyenne de l'algorithme SINR-SRC. Chaque colonne de la matrice correspond à la prédiction de la méthode tandis que les lignes correspondent à la vérité terrain de l'expert. Le résultat dans chaque case est exprimé comme le ratio du nombre de vocalises prédites sur le nombre total de vocalises considérées. L'écart-type des résultats de classification est également affiché dans le tableau. A titre de comparaison, les résultats de classification obtenus avec une méthode générale inspirée de [Baumgartner11] sont présentés dans le tableau 4.3. Cette méthode est basée sur le calcul du spectrogramme et l'extraction de quatre attributs temps-fréquence pondérés en amplitude pour chaque vocalise : la fréquence moyenne, la variation de fréquence, la variation temporelle et la pente de l'énergie de la vocalises dans l'espace temps-fréquence. Ces attributs sont ensuite utilisés comme les entrées d'un classifieur basé sur une fonction discriminante quadratique. De la même manière que SINR-SRC, cette méthode est modulaire et dotée d'une option de rejet ne nécessitant pas d'apprentissage du bruit.

La méthode SINR-SRC présente un rappel moyen de 95,9 % contre 82,36 % pour

[Baumgartner11]. Ce gain de performance est notamment dû à la meilleure capacité de réjection du bruit. SINR-SRC offre également des écarts-types de performances beaucoup plus petits, ce qui est un gage de robustesse par rapport à la qualité de la base d'apprentissage. La méthode inspirée par [Baumgartner11] apprend un modèle moyen pour chaque classe de cris et dépend donc fortement de la qualité des cris appris. Lorsque la base de données d'apprentissage ne contient pas de « valeurs aberrantes », le modèle résultant est précis et conduit à de bons résultats de classification. Cependant, en présence de quelques cris de mauvaise qualité, le modèle est affecté et les performances d'une telle méthode diminuent. En revanche, le dictionnaire SINR-SRC intègre suffisamment d'atomes pour que la qualité de reconstruction du signal de test soit toujours suffisante pour obtenir de bonnes performances de classification.

	Z-call	Mad1	Mad2	20Hz-pulse	D-call	Rejeté
Z-call	99.62	0.00	0.00	0.00	0.00	0.38
	0.44	0.00	0.00	0.00	0.00	0.44
Mad1	0.00	96.92	0.52	0.00	0.00	2.56
	0.00	1.27	0.56	0.00	0.00	1.07
Mad2	0.00	0.35	98.11	0.00	0.00	1.54
	0.00	0.28	0.73	0.00	0.00	0.64
20Hz-Pulse	0.00	0.00	0.01	97.63	0.00	2.36
	0.00	0.00	0.03	0.72	0.00	0.72
D-call	0.00	0.01	0.00	0.00	89.89	10.1
	0.00	0.04	0.00	0.00	1.81	1.81
Bruit	0.75	0.79	3.21	0.27	1.64	93.34
	0.39	0.62	1.96	0.17	1.89	4.65

TABLE 4.2 — Matrice de confusion de la méthode SINR-SRC. Pour chaque classe, la ligne supérieure correspond à la moyenne et la ligne inférieure à l'écart-type obtenu pour 100 itérations de validation croisée. Tableau extrait de [Guilment18b].

	Z-call	Mad1	Mad2	20Hz-Pulse	D-call	Rejeté
Z-call	75.64	0.00	0.01	0.00	0.00	24.35
	14.91	0.00	0.06	0.00	0.00	14.91
Mad1	0.01	87.98	1.13	0.00	0.00	10.88
	0.09	3.70	0.61	0.00	0.00	3.55
Mad2	1.93	0.43	90.60	0.00	0.00	7.04
	1.87	0.32	3.88	0.00	0.00	3.26
20Hz-Pulse	0.01	0.00	0.00	85.08	0.00	14.92
	0.02	0.00	0.00	5.30	0.00	5.30
D-call	3.73	0.00	0.00	0.00	88.26	8.01
	1.17	0.00	0.00	0.00	2.51	2.32
Bruit	4.94	0.00	21.60	0.00	7.05	66.41
	5.13	0.00	16.68	0.00	5.21	24.62

TABLE 4.3 — Matrice de confusion de la méthode issue de [Baumgartner11]. Pour chaque classe, la ligne supérieure correspond à la moyenne et la ligne inférieure à l'écart-type obtenu pour 100 itérations de validation croisée. Tableau extrait de [Guilment18b].

Conclusions et perspectives

Du fait de l'importance stratégique, économique et environnementale du milieu marin, les thématiques de recherche autour du PAM devraient continuer de se développer dans les prochaines années. Ceci est d'autant plus vrai que le besoin d'automatisation des traitements croît avec l'augmentation actuelle de la quantité de données à disposition. Dans le contexte des chapitres 3 et 4, la machine PAM « ultime » serait une machine capable de détecter, labelliser et localiser chaque événement acoustique sous-marin, et ce, quel que soit l'environnement et la configuration de(s) capteur(s). Cette machine n'existe pas encore mais nos efforts de recherche ont permis d'aboutir à des contributions que nous pensons utiles pour tendre vers une telle machine.

Concernant la localisation de source, nous avons développé des outils statistiques permettant de prédire les performances des estimateurs du maximum de vraisemblance du MFP dans un contexte où l'environnement n'est pas nécessairement parfaitement connu. Nous avons également proposé une méthode bayésienne de localisation par MFP robuste aux erreurs de modélisation de l'environnement. La méthode est originale dans son approche car l'incertitude sur le milieu de propagation est prise en compte en modélisant sa fonction de transfert comme un vecteur aléatoire. Même si de nombreux travaux ont été menés sur le MFP depuis les années 70, beaucoup de questions restent ouvertes. On pourrait, par exemple, chercher à étendre les travaux du chapitre 3 au cas multi-sources et/ou au suivi de sources mobiles ou encore adapter la méthode de localisation robuste à un contexte mono-capteur ou à un réseau de capteurs non co-localisés. Les travaux résumés au chapitre 4 ont permis d'aboutir à des méthodes de détection et classification de cris de mysticètes qui ont fait leurs preuves en étant appliquées à une grande quantité de données réelles. L'avantage des méthodes proposées réside dans leur modularité, simplicité de paramétrage et dans le fait qu'elles ne requièrent pas (ou peu) d'apprentissage des caractéristiques des signaux sans intérêt pour l'application visée. La validation sur données réelles est très valorisante puisqu'elle permet de traiter la chaîne complète partant d'un modèle théorique jusqu'à l'interprétation « environnementale ». Cependant, cette validation présente un coût très élevé en travail d'annotation et de gestion de base de données pour qui n'est pas intégré à une structure disposant de personnel dédié à cette tâche. Pour cette raison, j'envisage à moyen terme de recentrer mes activités plutôt sur des questions d'ordre méthodologique. Plus précisément, il me semble intéressant d'explorer deux questions

soulevées par cette thématique PAM qui font le lien avec des travaux que je mène par ailleurs avec d'autres collègues de l'IMT Atlantique sur un framework de décision appelé *RDT* pour Random Distortion Testing. Dans sa forme la plus simple, le RDT, initialement proposé par D. Pastor, s'intéresse au problème suivant [Pastor13]. Soit un modèle d'observation de la forme $\mathbf{Y} = \Theta + \mathbf{X}$ où Θ désigne un signal d'intérêt **aléatoire de distribution inconnue** et \mathbf{X} un bruit de distribution connue. A partir de l'observation \mathbf{Y} , le RDT cherche à tester si le signal Θ , s'écarte sensiblement ou non d'un modèle déterministe donné θ_0 . On notera que le cas particulier où $\theta_0 = \mathbf{0}$ correspond à un problème de détection. Le problème peut paraître relativement simple mais il ne l'est pas car la considération d'un signal aléatoire de distribution inconnue ne permet pas d'appliquer directement le formalisme de Neyman-Pearson ou de Bayes. Il faut donc redéfinir les critères d'optimalité des tests d'hypothèses et revoir toutes les démonstrations associées. Le modèle est pertinent dans la pratique car le signal d'intérêt est souvent affecté par des perturbations aléatoires non connues du milieu de propagation et/ou du système d'acquisition⁵. Le RDT a également été étendu à des hypothèses intégrant des transformations linéaires du signal (projection, compression, filtrage, transformation de Fourier, etc.), cf. [Socheleau14b; Pastor18].

La première question soulevée par le PAM en lien avec le RDT concerne l'optimalité asymptotique des tests d'hypothèses. Comme discuté dans le chapitre 4, le test (4.7) utilisé pour la détection de cris de mysticète nous a amenés dans [Bourmani19b] à formuler une version asymptotique du théorème de Karlin-Rubin et à montrer que (4.7) était asymptotiquement uniformément plus puissant (AUPP) parmi les tests invariants. Le recours à un critère d'optimalité asymptotique s'est avéré nécessaire car nous avons montré que, pour notre problème, le test UPP-invariant n'existait pas toujours. Alors qu'il existe un concept équivalent aux tests UPP dans le monde RDT, il n'en est rien pour les aspects asymptotiques. Peut-on définir des critères d'optimalité asymptotiques lorsque le signal est aléatoire de distribution inconnue? Si oui, sous quelle forme et quelles sont les conditions requises pour atteindre cette optimalité? La réponse à ces questions permettrait d'étendre le périmètre des tests RDT à des cas où, par exemple, les tests portent sur des rapports d'énergie comme (4.7), ou des cas avec une variance du bruit inconnue.

La deuxième question soulevée par le PAM en lien avec le RDT concerne le concept « d'apprentissage incrémental non-supervisé ». La méthode de classification proposée au chapitre 4 offre une option de réjection qui permet de ne pas assigner un signal examiné à l'une des classes apprises par la machine si celui-ci présente des caractéristiques « trop éloignées » de ces classes. Rejeter un signal ne veut pas nécessairement dire que celui-ci n'a pas d'intérêt opérationnel. Il peut par exemple correspondre à un nouveau type de cris de mysticètes non connu de la machine. La méthode SINR-SRC étant modulaire, elle autorise l'ajout (en ligne) de nouveaux dictionnaires. Ainsi, après réjection d'un signal par la machine, un analyste humain pourrait l'étiqueter et décider de l'ajouter à un nouveau dictionnaire pour la reconnaissance automatique des

5. On notera que le modèle « conditionnel » usuel qui considère le signal comme déterministe inconnu est un cas particulier du modèle RDT. Le modèle déterministe inconnu peut en effet être vu comme modèle aléatoire dont la famille de distribution est connue (mesure de Dirac) mais dont les paramètres associés à cette famille sont inconnus.

occurrences futures de cette nouvelle classe de signaux. La question est de savoir s'il est possible de se passer de l'analyste humain pour réaliser cet apprentissage incrémental automatiquement. Autrement dit, lorsqu'une machine détecte un signal qu'elle ne connaît pas, comment peut-elle apprendre elle-même cette « nouveauté » pour ensuite la reconnaître lorsqu'elle réapparaît ? Cette question, très vaste, nécessite dans un premier temps de regrouper automatiquement les signaux inconnus de même nature en effectuant de la classification non-supervisée. Dans un contexte où les signaux sont aléatoires de distributions inconnues, selon quels critères peut-on les regrouper ? Etant donné les distorsions potentielles induites par le canal (dispersion modale, sélectivité temps-fréquence, etc.), comment définir automatiquement la notion de classe et la notion de centroïde, ou modèle moyen, d'une classe ? Peut-on injecter un a priori physique sur la nature des distorsions pour faciliter la définition de classes ? Nous pensons que les outils méthodologiques RDT développés dans le cadre de la détection peuvent s'adapter à ce contexte d'apprentissage automatique incrémental non-supervisé. Des travaux très préliminaires menés avec E. Dupraz et D. Pastor ont déjà donné des résultats prometteurs [Dupraz18]. Une fois les signaux de même nature regroupés, se pose la question de l'apprentissage de cette nouvelle classe par la machine. Par exemple, si l'on reprend la méthode à base de dictionnaires développée au chapitre 4, quels signaux la machine doit-elle sélectionner pour créer un nouveau dictionnaire ? Doit-elle considérer tous les signaux, quitte à injecter des signaux très bruités ou des signaux sur-représentés ? Cette question très ouverte, qu'il conviendra d'étudier, revient à définir formellement le degré de « diversité » ou de nouveauté apporté par un signal donné par rapport à une connaissance pré-existante de la machine.

Pour terminer, il me semble important de souligner qu'il existe des « ponts » entre les deux parties de ce manuscrit qu'il serait intéressant d'explorer. Tout d'abord, les performances des systèmes PAM peuvent être limitées par les incertitudes liées aux phénomènes de propagation et/ou au bruit. En considérant des architectures PAM non plus avec un capteur unique mais avec un *réseau* de capteurs coopératifs, il est envisageable d'améliorer les performances des traitements du fait de la diversité spatiale apportée par le réseau. Le traitement coopératif et distribué de signaux ASM présente plusieurs défis. Notamment, en fonction de la zone couverte par le capteur et/ou des conditions de propagation, une coopération centralisée dans laquelle un capteur maître collecte les observations locales de tous capteurs et les combine à l'aide d'une règle de fusion peut ne pas être concevable. Dans ce cas, la coopération doit se faire de manière décentralisée. La principale difficulté réside à la fois dans la conception d'un protocole de coopération décentralisé compatible avec les contraintes du canal ASM (bande passante, latence, etc.) et dans la conception de méthodes de détection/classification/localisation adaptées à la nature des informations (limitées) échangées entre capteurs. Le second sujet conjoint aux deux parties du manuscrit concerne l'intégration de méthodes PAM dans les modems pour faciliter l'apprentissage de leur environnement acoustique et l'adaptation qui en résulte. Les approches de reconfiguration autonome et adaptative traitées dans le chapitre 2 réalisent un apprentissage de l'environnement « actif » au travers d'une excitation complète du canal, c-a-d, transmission dans le sens TX vers RX puis utilisation d'un lien de retour. Cet apprentissage actif pourrait être couplé avec une écoute passive du paysage sonore. Le récepteur pourrait ainsi apprendre rapidement

son environnement acoustique stationnaire et transmettre celui-ci à l'émetteur avant transmission. Avec cette information complémentaire, il est attendu que le modem converge plus rapidement vers une forme d'onde optimisée.

Le mot de la fin...

Dix-huit ans après l'obtention de mon diplôme d'ingénieur, je suis très heureux d'avoir pu combiner des expériences professionnelles dans l'industrie et dans le milieu académique. Cette double casquette est, je pense, un atout en tant qu'enseignant pour former de futurs élèves ingénieurs et me permet également d'évoluer sereinement dans des domaines de recherche exigeants sur la validité opérationnelle des théories développées. Comme dans beaucoup de domaines, il reste de nombreuses questions ouvertes à traiter sur les thématiques évoquées dans ce manuscrit. Celles-ci constituent, bien évidemment, une source de motivation permanente pour exercer ce métier. Outre les défis scientifiques à relever, ces thématiques devront également faire face à des difficultés structurelles (exogènes). Notamment, il devient de plus en plus difficile de recruter des stagiaires, doctorants, post-docs sur des sujets liés aux communications numériques ou à des applications de traitement du signal assez niches. De plus, les contraintes de sécurité sont de plus en plus fortes autour des activités stratégiques, ce qui n'est pas toujours compatible avec une politique de publications ou de collaborations avec des équipes internationales.

Pour terminer, je souhaiterais remercier toutes les personnes qui m'ont accompagné sur mon parcours professionnel et avec qui j'ai collaboré. J'ai toujours eu la chance d'évoluer dans des environnements de travail sereins et avec des personnes prêtes à partager leurs connaissances et expériences. Tous ces échanges (souvent autour d'un tableau blanc) ont singulièrement alimenté le contenu de ce manuscrit et enrichissent continuellement mon développement professionnel.

Bibliographie

- [Aharon06] M. Aharon, M. Elad, and A. Bruckstein. K-SVD : An Algorithm for Designing Overcomplete Dictionaries for Sparse Representation. *IEEE Trans. Sig. Proc.*, **54**(11) :4311–4322, 2006.
- [Al-Naffouri09] T. Al-Naffouri and B. Hassibi. On the distribution of indefinite quadratic forms in gaussian random variables. *In Proc. Int. Symp. Inf. Theory (ISIT'09)*, 1744–1748. IEEE, 2009.
- [Athley05] F. Athley. Threshold region performance of maximum likelihood direction of arrival estimators. *IEEE Trans. Signal Process.*, **53**(4) :1359–1373, 2005.
- [Bacci16] 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, 2016.
- [Baer06] R. Baer and M. Collins. Source localization in the presence of gross sediment uncertainties. *The Journal of the Acoustical Society of America*, **120**(2) :870–874, 2006.
- [Baggeroer84] A. B. Baggeroer. Acoustic Telemetry-An Overview. *IEEE J. Ocean. Eng.*, **9**(4), 1984.
- [Baggeroer95] A. Baggeroer and H. Schmidt. Cramer-rao bounds for matched field tomography and ocean acoustic tomography. *In Proc. ICASSP*, vol. 5, 2763–2766. IEEE, 1995.
- [Barbagelata08] A. Barbagelata, P. Guerrini, and L. Troiano. Thirty years of towed arrays at nurc. *Oceanography*, **21**(2) :24–33, 2008.
- [Baumgartner11] M. F. Baumgartner and S. E. Mussoline. A generalized baleen whale call detection and classification system. *J. Acoust. Soc. Am.*, **139** :2889–2902, 2011.
- [Belmega18] E. V. Belmega, P. Mertikopoulos, R. Negrel, and L. Sanguinetti. Online convex optimization and no-regret learning : Algorithms,

- guarantees and applications. *arXiv preprint arXiv :1804.04529*, 2018.
- [Berger10] C. R. Berger, S. Zhou, J. C. Preisig, and P. Willett. Sparse Channel Estimation for Multicarrier Underwater Acoustic Communication : From Subspace Methods to Compressed Sensing. *IEEE Trans. Signal Process.*, **58**(3) :1708 – 1721, 2010.
- [Boisseau08] O. Boisseau, D. Gillespie, R. Leaper, and A. Moscrop. Blue (*Balaenoptera musculus*) and fin (*B. physalus*) whale vocalisations measured from northern latitudes of the Atlantic Ocean. *J. CE-TACEAN RES. Manag.*, **10**(1) :23–30, 2008.
- [Bonnell13] J. Bonnell and A. Thode. Using warping processing to range bow-head whale sounds from a single receiver. *J. Acoust. Soc. Am.*, **133**(5) :3526, 2013.
- [Bourmani19a] S. Bourmani, D. Pastor, F.-X. Socheleau, P. Khanduri, and P. K. Varshney. On distributed detection with random distortion testing. *In submitted to EUSIPCO*. 2019.
- [Bourmani19b] S. Bourmani, F.-X. Socheleau, and D. Pastor. Asymptotic Karlin-rubin’s theorem with application to signal detection in a subspace cone. *In EUSIPCO*. 2019.
- [Brekhovskikh03] L. Brekhovskikh, Y. Lysanov, I. Lysanov, and I. Lysanov. *Fundamentals of ocean acoustics*. Springer Verlag, 2003.
- [Bucker76] H. Bucker. Use of calculated sound fields and matched-field detection to locate sound sources in shallow water. *The Journal of the Acoustical Society of America*, **59** :368, 1976.
- [Chapman08] N. Chapman. Inverse problems in underwater acoustics. *In* D. Havelock, S. Kuwano, and M. Vorländer, (Eds.) *Handbook of Signal Processing in Acoustics*, 1723–1735. Springer New York, 2008.
- [Chapman12] N. R. Chapman and D. P. Knobles. Perspectives on geoacoustic inversion. *In AIP Conference Proceedings*, vol. 1495, 202. 2012.
- [Chaumette08] E. Chaumette, J. Galy, A. Quinlan, and P. Larzabal. A new Barankin bound approximation for the prediction of the threshold region performance of maximum likelihood estimators. *IEEE Transactions on Signal Processing*, **56**(11) :5319–5333, 2008.
- [Chitre07] M. Chitre. A high-frequency warm shallow water acoustic communications channel model and measurements. *J. Acoust. Soc. Am.*, **122**(1), 2007.
- [Chuprov82] S. Chuprov. Interference structure of a sound field in a layered ocean. *Ocean Acoustics, Modern State*, 71–91, 1982.

- [Collins91] M. Collins and W. Kuperman. Focalization : Environmental focusing and source localization. *The Journal of the Acoustical Society of America*, **90**(3) :1410–1422, 1991.
- [Collison00] N. Collison and S. Dosso. Regularized matched-mode processing for source localization. *The Journal of the Acoustical Society of America*, **107**(6) :3089–3100, 2000.
- [Cristol05] X. Cristol. NARCISSUS-2005 : A Global Model of Fading Channel for Application to Acoustic Communication in Marine Environment. *In Proc. IEEE Oceans Conf.*, 655–662. Brest, 2005.
- [DCLDE15] DCLDE. Detection, Classification, Localisation and Density Estimation of marine mammals using passive acoustics). <http://www.cetus.ucsd.edu/dclde/datasetDocumentation.html>, 2015. [(en ligne), consulté le 30 avril 2018].
- [Deng07] X. Deng and A. Haimovich. Achievable rates over time-varying rayleigh fading channels. *IEEE Trans. on Commun.*, **55**(7), 2007.
- [Deodatis96] G. Deodatis. Simulation of Ergodic Multivariate Stochastic Processes. *Journal of Engineering Mechanics*, **122**(8) :778–787, 1996.
- [Ding11] Q. Ding, L. Zhu, and H. Xiang. An efficient ergodic simulation of multivariate stochastic processes with spectral representation. *Probabilistic Engineering Mechanics*, **26**(2) :350 – 356, 2011.
- [Dol13] H. Dol, M. Colin, M. Ainslie, P. van Walree, and J. Janmaat. Simulation of an underwater acoustic communication channel characterized by wind-generated surface waves and bubbles. *IEEE J. Ocean. Eng.*, **38**(4) :642–654, 2013.
- [Dol17] H. S. Dol, P. Casari, T. van der Zwan, and R. Otnes. Software-defined underwater acoustic modems : Historical review and the nilus approach. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, **42**(3) :722–737, 2017.
- [Dosso93] S. Dosso. Matched-field inversion for source localization with uncertain bathymetry. *The Journal of the Acoustical Society of America*, **94**(2) :1160–1163, 1993.
- [Dosso03] S. Dosso. Environmental uncertainty in ocean acoustic source localization. *Inverse Problems*, **19**(2) :419–431, 2003.
- [Dosso07a] S. Dosso and M. Wilmut. Bayesian focalization : Quantifying source localization with environmental uncertainty. *The Journal of the Acoustical Society of America*, **121**(5) :2567–2574, 2007.

- [Dosso07b] S. E. Dosso, M. G. Morley, P. M. Giles, G. H. Brooke, D. F. McCammon *et al.* Spatial field shifts in ocean acoustic environmental sensitivity analysis. *The Journal of the Acoustical Society of America*, **122**(5) :2560–2570, 2007.
- [Dosso11] S. Dosso and M. Wilmut. Bayesian multiple-source localization in an uncertain ocean environment. *The Journal of the Acoustical Society of America*, **129**(6) :3577–3589, 2011.
- [Dosso12] S. Dosso and M. Wilmut. Maximum-likelihood and other processors for incoherent and coherent matched-field localization. *The Journal of the Acoustical Society of America*, **132** :2273–2285, 2012.
- [Dupraz18] E. Dupraz, D. Pastor, and F.-X. Socheleau. A statistical signal processing approach to clustering over compressed data. *In 2018 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, 2791–2795. IEEE, 2018.
- [Durisi12] G. Durisi, V. I. Morgenshtern, and H. Bolcskei. On the Sensitivity of Continuous-Time Noncoherent Fading Channel Capacity. *IEEE Trans. Inf. Theory*, **58**(10), 2012.
- [Elad10] M. Elad. *Sparse and Redundant Representations : From Theory to Applications in Signal and Image Processing*. 1st edn. Springer Publishing Company, Incorporated, 2010.
- [Erbe13] C. Erbe. International regulation of underwater noise. *Acoustics Australia*, **41**(1), 2013.
- [Eynard08] G. Eynard and C. Laot. Blind Doppler Compensation Techniques for single Carrier Digital Underwater Communications. *In Proc. IEEE Oceans Conf.* 2008.
- [Ferrante12] A. Ferrante, C. Masiero, and M. Pavon. Time and spectral domain relative entropy : A new approach to multivariate spectral estimation. *IEEE Trans. Autom. Control*, **57**(10) :2561–2575, 2012.
- [Frassati05] F. Frassati, C. Lafon, P. Laurent, and J. Passerieux. Experimental assessment of OFDM and DSSS modulations for use in littoral waters underwater acoustic communications. *In Proc. IEEE Oceans'05*, 826–831. 2005.
- [Fudenberg91] D. Fudenberg and J. Tirole. *Game Theory*. Cambridge MA MIT Press, 1991.
- [Fudenberg98] D. Fudenberg and D. K. Levine. *The Theory of Learning in Games*. Cambridge MA MIT Press, 1998.

- [Gall14] Y. L. Gall, F.-X. Socheleau, and J. Bonnel. Matched-field processing performance under the stochastic and deterministic signal models. *IEEE Trans. Signal Process.*, **62**(22) :5825–5838, 2014.
- [Geng95] X. Geng and A. Zielinski. An eigenpath underwater acoustic communication channel model. *In Proc. IEEE Oceans Conf.* 1995.
- [Gerstoft98] P. Gerstoft and C. Mecklenbrauker. Ocean acoustic inversion with estimation of a posteriori probability distributions. *The Journal of the Acoustical Society of America*, **104** :808, 1998.
- [Gillespie08] D. Gillespie, D. Mellinger, J. Gordon, D. McLaren, P. Redmond *et al.* Pamguard : Semiautomated, open source software for real-time acoustic detection and localisation of cetaceans. *Journal of the Acoustical Society of America*, **30**(5) :54–62, 2008.
- [Goldsmith05] A. Goldsmith. *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005.
- [Gomes08] J. Gomes, A. Silva, and S. Jesus. Adaptive spatial combining for passive time-reversed communications. *The Journal of the Acoustical Society of America*, **124**(2) :1038–1053, 2008.
- [Gomes09] J. Gomes and M. Stojanovic. Performance Analysis of Filtered Multitone Modulation Systems for Underwater Communication. *In Proc. IEEE Oceans’09 Conference.* 2009.
- [Goonewardena17] M. Goonewardena, S. M. Perlaza, A. Yadav, and W. Ajib. Generalized Satisfaction Equilibrium for Service-Level Provisioning in Wireless Networks. *IEEE Transactions on Communications*, **65**(6) :2427–2437, 2017.
- [Grachev93] G. Grachev and J. WOOD. Theory of acoustic field invariants in layered waveguides. *Acoustical physics*, **39**(1) :33–35, 1993.
- [Guilment18a] T. Guilment, F.-X. Socheleau, D. Pastor, and S. Vallez. Joint detection-classification of baleen whale sounds using sparse representations. 70029. DCLDE, 2018.
- [Guilment18b] T. Guilment, F.-X. Socheleau, D. Pastor, and S. Vallez. Sparse representation-based classification of mysticete calls. *The Journal of the Acoustical Society of America*, **144**(3) :1550–1563, 2018.
- [Halkias13] X. C. Halkias, S. Paris, and H. Glotin. Classification of mysticete sounds using machine learning techniques. *J. Acoust. Soc. Am.*, **134**(5) :3496–3505, 2013.
- [Han12] Z. Han, D. Niyato, W. Saad, T. Basar, and A. Hjørungnes. *Game Theory in Wireless and Communication Networks*. Cambridge University Press, 2012.

- [Hayward04] T. Hayward and T. Yang. Underwater acoustic communication channel capacity : A simulation study. *In Proc. AIP*. 2004.
- [Huang06] C. Huang, P. Gerstoft, and W. Hodgkiss. Uncertainty analysis in matched-field geoacoustic inversions. *The Journal of the Acoustical Society of America*, **119** :197–207, 2006.
- [Huang08] J. Huang, S. Zhou, and P. Willett. Nonbinary LDPC Coding for Multicarrier Underwater Acoustic Communication. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, **26**(9) :1684 – 1696, 2008.
- [I. Boyd et. al.08] I. Boyd et. al. The effects of anthropogenic sounds on marine mammals : A draft research strategy. *European Research Foundation, Marine Board, Position Paper 13* :24, 2008.
- [Jensen11] F. Jensen, W. Kuperman, M. Porter, and H. Schmidt. *Computational ocean acoustics, 2nd ed.* New York : American Institute of Physics, 2011.
- [Juhel05] P. Juhel. *Histoire de l'acoustique sous-marine*. Vuibert, 2005.
- [Karlin56] S. Karlin and H. Rubin. Distributions possessing a monotone likelihood ratio. *J. Amer. Statist. Assoc.*, **51** :637 – 643, 1956.
- [Kilfoyle00] D. B. Kilfoyle and A. B. Baggeroer. The State of the Art in Underwater Acoustic Telemetry. *IEEE J. Ocean. Eng.*, **25**(1) :4–27, 2000.
- [Kinda14] G. B. Kinda and J. Bonnel. Passive acoustic monitoring of coastal dynamical oceanographic phenomena using single hydrophone. *In Sensor Systems for a Changing Ocean (SSCO), 2014 IEEE*, 1–5. IEEE, 2014.
- [Kuzkin00] V. Kuzkin. Spectral intensity oscillations of a sound field in a randomly inhomogeneous ocean. *Acoustical Physics*, **46**(3) :310–316, 2000.
- [Laot10] C. Laot, N. Beuzeulin, and A. Bourre. Experimental results on MMSE turbo equalization in underwater acoustic communication using high order modulation. *In Proc. IEEE Oceans'10*. 2010.
- [Le Courtois14] F. Le Courtois and J. Bonnel. Autoregressive model for high-resolution wavenumber estimation in a shallow water environment using a broadband source. *The Journal of the Acoustical Society of America*, **135**(4) :EL199–EL205, 2014.
- [Le Gall14a] Y. Le Gall, F.-X. Socheleau, and J. Bonnel. Matched-field processing performance under the stochastic and deterministic signal models. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, **62**(22) :5825–5838, 2014.

- [Le Gall14b] Y. Le Gall, F.-X. Socheleau, and J. Bonnel. Performance analysis of single receiver matched-mode processing for source localization. In *2nd Underwater Acoustics Conference and Exhibition (UA2014)*. 2014.
- [Le Gall15a] Y. Le Gall. *Problèmes inverses en acoustique sous-marine : prédiction de performances et localisation de source en environnement incertain*. Ph.D. thesis, 2015.
- [Le Gall15b] Y. Le Gall, S. E. Dosso, F.-X. Socheleau, and J. Bonnel. Bayesian source localization with uncertain green’s function. In *OCEANS 2015-Genova*, 1–6. IEEE, 2015.
- [Le Gall16a] Y. Le Gall, S. Dosso, F.-X. Socheleau, and J. Bonnel. Bayesian source localization with uncertain green’s function in an uncertain shallow water ocean. *The Journal of the Acoustical Society of America*, **133**(3), 2016.
- [Le Gall16b] Y. Le Gall, F.-X. Socheleau, and J. Bonnel. Matched-field performance prediction with model mismatch. *IEEE Signal Processing Letters*, **23**(4), 2016.
- [Le Gall19] Y. Le Gall, F.-X. Socheleau, and J. Bonnel. Performance analysis of single-receiver matched-mode localization. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, (44) :193–206, 2019.
- [Le Touzé08] G. Le Touzé, J. Torras, B. Nicolas, and J. Mars. Source localization on a single hydrophone. In *Proc. OCEANS 2008*, 1–6. IEEE, 2008.
- [Lehmann05] E. L. Lehmann and J. P. Romano. *Testing Statistical Hypotheses, 3rd edition*. Springer, 2005.
- [Leroy16] E. C. Leroy, F. Samaran, J. Bonnel, and J. Y. J.-Y. Royer. Seasonal and Diel Vocalization Patterns of Antarctic Blue Whale (*Balaenoptera musculus intermedia*) in the Southern Indian Ocean : A Multi-Year and Multi-Site Study. *PLoS One*, **11**(11) :e0163587, 2016.
- [Leroy17] E. Leroy. *Surveillance acoustique des baleines bleues Antarctique dans l’océan Indien austral : traitement, analyse et interprétation*. Ph.D. thesis, Université de Bretagne occidentale-Brest, 2017.
- [Leus09] G. Leus and P. A. van Walree. Multiband OFDM for Covert Acoustic Communications. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, **26**(9) :1662–1673, 2009.
- [Li08] B. Li, S. Zhou, M. Stojanovic, L. Freitag, and P. Willett. Multi-carrier Communication Over Underwater Acoustic Channels With Nonuniform Doppler Shifts. *IEEE J. Ocean. Eng.*, **33**(2) :198–209, 2008.

- [Li09] B. Li, J. Huang, S. Zhou, K. Ball, M. Stojanovic *et al.* MIMO-OFDM for High Rate Underwater Acoustic Communications. *IEEE J. Ocean. Eng.*, **34**(4) :634 – 645, 2009.
- [Liu13] Z. Liu, C. Sun, Y. Yang, and J. Du. Robust source localization using predictable mode subspace in uncertain shallow ocean environment. *In Proc. Oceans - San Diego*, 1–5. IEEE, 2013.
- [Mairal10] J. Mairal, F. Bach, J. Ponce, and G. Sapiro. Online Learning for Matrix Factorization and Sparse Coding. *J. Mach. Learn. Res.*, **11** :19–60, 2010.
- [Mason08] S. Mason, C. R. Berger, S. Zhou, and P. Willett. Synchronization and Doppler Scale Estimation with Multicarrier Waveforms in Underwater Acoustic Communication. *IEEE J. Sel. Areas Commun*, **26**(9), 2008.
- [McCordic15] J. A. McCordic and S. E. Parks. Individually distinctive parameters in the upcall of the North Atlantic right whale (*Eubalaena glacialis*). *J. Acoust. Soc. Am.*, **137**(4) :2196, 2015.
- [McGee14] J. McGee, J. Catipovic, S. Schoenecker, and P. Swaszek. Leveraging spatial diversity to mitigate partial band interference in undersea networks through waveform reconstruction. *In Proc. MTS/IEEE OCEANS 2014 - St John's*, 1–8. 2014.
- [Mecklenbräuker00] C. Mecklenbräuker and P. Gerstoft. Objective functions for ocean acoustic inversion derived by likelihood methods. *Journal of Computational Acoustics*, **8**(02) :259–270, 2000.
- [Mellinger96] D. K. Mellinger and C. W. Clark. Methods for automatic detection of mysticete sounds. *Mar. Freshw. Behav. Physiol.*, **2** :163–181, 1996.
- [Mellinger00] D. K. Mellinger and C. W. Clark. Recognizing transient low-frequency whale sounds by spectrogram correlation. *The Journal of the Acoustical Society of America*, **107**(6) :3518–3529, 2000.
- [Mellinger07] D. K. Mellinger, K. M. Stafford, S. E. Moore, R. P. Dziak, and H. Matsumoto. An Overview of Fixed Passive Acoustic Observation Methods for Cetaceans. *Oceanography*, **20**(4) :36–45, 2007.
- [Mériaux12] F. Mériaux, S. M. Perlaza, S. Lasaulce, Z. Han, and V. Poor. Achievability of Efficient Satisfaction Equilibria in Self Configuring Networks. *In Int. Conf. on Game Theory for Networks (GameNets) 2012, Vancouver, Canada*, 1–15. 2012.
- [Nash51] J. F. Nash. Non Cooperative Games. *The Annals of Mathematics*, **54** :286–295, 1951.

- [Nicolas10] B. Nicolas, G. Le Touzé, C. Soares, S. Jesus, and J. Mars. Incoherent versus coherent matched mode processing for shallow water source localisation using a single hydrophone. *Instrumentation viewpoint*, (8) :67–68, 2010.
- [OTA17] OTAN. *STANAG 4748 : Norme de signalisation numérique sous-marine pour la détection et l’interopérabilité des noeuds de réseaux*, 2017.
- [Otnes08] R. Otnes and T. Eggen. Underwater Acoustic Communications : Long-Term Test of Turbo Equalization in Shallow Water. *IEEE J. Ocean. Eng.*, **33**(3) :321–334, 2008.
- [Otnes12] R. Otnes, A. Asterjadhi, P. Casari, M. Goetz, T. Husoy *et al.* *Underwater Acoustic Networking Techniques*. Springer Briefs in Electrical and Computer Engineering, 2012.
- [Otnes13] R. Otnes, P. A. van Walree, and T. Jenserud. Validation of Replay-Based Underwater Acoustic Communication Channel Simulation. *IEEE J. Ocean. Eng.*, **38**(4) :689–700, 2013.
- [Pang08] J. S. Pang, G. Scutari, F. Facchinei, and C. Wang. Distributed Power Allocation With Rate Constraints in Gaussian Parallel Interference Channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, **54**(8) :3471–3489, 2008.
- [Parks07] S. E. Parks, C. W. Clark, and P. L. Tyack. Short- and long-term changes in right whale calling behavior : The potential effects of noise on acoustic communication. *J. Acoust. Soc. Am.*, **122**(6) :3725–3731, 2007.
- [Passerieux11] J.-M. Passerieux, F.-X. Socheleau, and C. Laot. On the capacity of the Underwater Acoustic Communication Channel under Realistic Assumptions,. *In Proc. IEEE European Wireless*, 1–6. 2011.
- [Passerieux12] J.-M. Passerieux, F.-X. Socheleau, and C. Laot. Achievable Rates over Doubly Selective Rician-Fading Channels under Peak-Power Constraint. *Submitted to IEEE Trans. Wireless Commun. (in revision)*, 2012.
- [Passerieux13] J.-M. Passerieux, F.-X. Socheleau, and C. Laot. Achievable rates over doubly selective rician-fading channels under peak-power constraint. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, **12**(2) :586–594, 2013.
- [Pastor12] D. Pastor and F.-X. Socheleau. Robust Estimation of Noise Standard Deviation in Presence of Signals with Unknown Distributions and Occurrences. *IEEE Trans. Signal Process.*, **60**(4), 2012.

- [Pastor13] D. Pastor and Q.-T. Nguyen. Random distortion testing and optimality of thresholding tests. *IEEE Transactions on Signal Processing*, **61**(16) :4161–4171, 2013.
- [Pastor18] D. Pastor and F.-X. Socheleau. Random distortion testing with linear measurements. *Signal Processing*, **145** :116–126, 2018.
- [Pati93] Y. C. Pati, R. Rezaifar, and P. S. Krishnaprasad. Orthogonal matching pursuit : recursive function approximation with applications to wavelet decomposition. *In Signals, Syst. Comput. 1993. 1993 Conf. Rec. Twenty-Seventh Asilomar Conf.*, 40–44 vol.1. 1993.
- [Payne71] R. S. Payne and S. McVay. Songs of Humpback Whales. *Science (80-.)*, **173**(3997) :585–597, 1971.
- [Pekeris48] C. Pekeris. *Theory of propagation of explosive sound in shallow water*, vol. 27. Geol. Soc. Am. Mem., 1948.
- [Pelekanakis16] K. Pelekanakis, L. Cazzanti, G. Zappa, and J. Alves. Decision Tree-Based Adaptive Modulation for Underwater Acoustic Communications. *In 2016 IEEE 3rd Underwater Acoustic Communications and Networking Conference (UComms), Lercici*, 1–5. 2016.
- [Perlaza12] S. M. Perlaza, H. Tembine, S. Lasaulce, and M. Debbah. Quality-of-Service Provisioning in Decentralized Networks : A Satisfaction Equilibrium Approach. *IEEE J. of Selected Topics in Signal Processing*, 104–116, 2012.
- [Peterson13] J. Peterson and M. Porter. Ray/beam tracing for modeling the effects of ocean and platform dynamics. *IEEE J. Ocean. Eng.*, **38**(4) :655–665, 2013.
- [Petnikov02] V. Petnikov and V. Kuzkin. Shallow water variability and its manifestation in the interference pattern of sound fields. *In Ocean acoustic interference phenomena and signal processing*, vol. 621, 207–220. AIP Publishing, 2002.
- [Polprasert11] C. Polprasert, J. Ritcey, and M. Stojanovic. Capacity of OFDM Systems over Fading Underwater Acoustic Channels. *IEEE J. Ocean. Eng.*, **36**(4) :514–524, 2011.
- [Porter87] M. B. Porter and H. P. Bucker. Gaussian beam tracing for computing ocean acoustic fields. *J. Acoust. Soc. Am.*, **82** :1349–1359, 1987.
- [Pottier14] A. Pottier. *Etude bibliographique sur les transmissions acoustiques sous-marines longues distances et/ou basses fréquences*. Tech. rep., Rapport de recherche, IMT Atlantique, 2014.

- [Pottier16a] A. Pottier, F.-X. Socheleau, and C. Laot. Adaptive Power Allocation for Noncooperative OFDM Systems in UWA Interference Channels. *In Proc. 2nd Underwater Acoustic Communications and Networking Conference (UComms)*. 2016.
- [Pottier16b] A. Pottier, F.-X. Socheleau, and C. Laot. Distributed Power Allocation Strategy in Shallow Water Acoustic Interference Channels. *In IEEE Int. workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC) 2016*. 2016.
- [Pottier16c] A. Pottier, F.-X. Socheleau, and C. Laot. Power-Efficient Spectrum Sharing for Noncooperative Underwater Acoustic Communication Systems. *In MTS/IEEE OCEANS'16 Monterey*. 2016.
- [Pottier17] A. Pottier, F.-X. Socheleau, and C. Laot. Robust Noncooperative Spectrum Sharing Games in Underwater Acoustic Interference Channels. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2017.
- [Pottier18a] A. Pottier, P. D. Mitchell, F.-X. Socheleau, and C. Laot. Q-Learning based Adaptive Channel Selection for Underwater Sensor Networks. *In Proc. 4th Underwater Acoustic Communications and Networking Conf. (UComms)*. 2018.
- [Pottier18b] A. Pottier, F.-X. Socheleau, and C. Laot. Quality-of-Service Satisfaction Games for Noncooperative Underwater Acoustic Communications. *IEEE Access*, **6**, 2018.
- [Qarabaqi11] P. Qarabaqi and M. Stojanovic. Adaptive Power Control for Underwater Acoustic Communications. *In Proc. of IEEE OCEANS 2011*. 2011.
- [Qarabaqi13] P. Qarabaqi and M. Stojanovic. Statistical characterization and computationally efficient modeling of a class of underwater acoustic communication channels. *IEEE J. Ocean. Eng.*, **38**(4) :701–717, 2013.
- [Radosevic14] A. Radosevic, R. Ahmed, T. Duman, J. G. Proakis, and M. Stojanovic. Adaptive OFDM Modulation for Underwater Acoustic Communications : Design Considerations and Experimental Results. *IEEE J. Ocean. Eng.*, **39**(2) :357–370, 2014.
- [Richardson91] A. Richardson and L. Nolte. A posteriori probability source localization in an uncertain sound speed, deep ocean environment. *The Journal of the Acoustical Society of America*, **89**(5) :2280–2284, 1991.
- [Richmond06] C. Richmond. Mean-squared error and threshold snr prediction of maximum-likelihood signal parameter estimation with estimated colored noise covariances. *IEEE Trans. Inf. Theory*, **52**(5) :2146–2164, 2006.

- [Roch13] M. A. Roch, a. Širović, and S. Baumann-Pickering. Detection, classification, and localization of cetaceans by groups at the scripps institution of oceanography and san diego state university (2003-2013). *Detect. Classif. Localization Mar. Mamm. using Passiv. Acoust.*, (2000) :27–52, 2013.
- [Roquet09] F. Roquet, Y.-H. Park, C. Guinet, F. Bailleul, and J.-B. Charrassin. Observations of the fawn trough current over the kerguelen plateau from instrumented elephant seals. *Journal of Marine Systems*, **78**(3) :377–393, 2009.
- [Ross06] S. Ross and B. Chaib-draa. Satisfaction Equilibrium : Achieving Cooperation in Incomplete Information Games. *Proc. Canadian Conference on AI, Quebec City*, 61–72, 2006.
- [Roy07] S. Roy, T. Duman, V. McDonald, and J. G. Proakis. High-Rate Communication for Underwater Acoustic Channels Using Multiple Transmitters and Space-Time Coding : Receiver Structures and Experimental Results. *IEEE J. Ocean. Eng.*, **32**(3) :663–688, 2007.
- [Samaran08] F. Samaran, O. Adam, J.-F. Motsch, and C. Guinet. Definition of the antarctic and pygmy blue whale call templates. application to fast automatic detection. *Canadian Acoustics*, **36**(1), 2008.
- [Samaran13] F. Samaran, K. M. Stafford, T. A. Branch, J. Gedamke, J.-Y. Royer *et al.* Seasonal and Geographic Variation of Southern Blue Whale Subspecies in the Indian Ocean. *PLoS One*, **8**(8) :1–10, 2013.
- [Schafhuber04] D. Schafhuber, H. Bolcskei, and G. Matz. System capacity of wideband OFDM communications over fading channels without channel knowledge. *In Proc. IEEE ISIT*. 2004.
- [Scharf91] L. L. Scharf. *Statistical Signal Processing : Detection, Estimation, and Time Series Analysis*. Addison-Wesley, 1991.
- [Scharf94] L. L. Scharf and B. Friedlander. Matched Subspace Detectors. *IEEE Trans. Signal Process.*, **42**(8) :2146 – 2157, 1994.
- [Sciences70] N. A. o. Sciences. *Present and Future Civil Uses of Underwater Sound*. Washington DC : National Academy of Sciences, 1970.
- [Scutari07] G. Scutari, D. Palomar, and S. Barbarossa. Distributed totally asynchronous iterative waterfilling for wideband interference channel with time/frequency offset. *In IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP) 2007*, vol. 4, IV–1325–IV–1328. 2007.

- [Scutari08] G. Scutari, D. Palomar, and S. Barbarossa. Asynchronous Iterative Waterfilling for Gaussian Frequency-Selective Interference Channels : A Unified Framework. *Transactions on Information Theory*, **54**(7) :2868–2879, 2008.
- [Sercel] Sercel. Sercel. <http://www.sercel.com/>. [(en ligne), consulté le 23 avril 2018].
- [Shabangu14] F. W. Shabangu and K. Findlay. *Overview of the IWC IDCR/SOWER cruise acoustic survey data*. Tech. rep., SC/65b/Forinfo 18, International Whaling Commission, 2014.
- [Sharif00] B. Sharif, J. Neasham, O. Hinton, and A. Adams. A Computationally Efficient Doppler Compensation System for Underwater Acoustic Communications. *IEEE J. Ocean. Eng.*, **25**(1), 2000.
- [Shorey94] J. Shorey, L. Nolte, and J. Krolik. Computationally efficient monte carlo estimation algorithms for matched field processing in uncertain ocean environments. *Journal of Computational Acoustics*, **2**(3) :285–314, 1994.
- [Shorey98] J. Shorey and L. Nolte. Wideband optimal a posteriori probability source localization in an uncertain shallow ocean environment. *The Journal of the Acoustical Society of America*, **103**(1) :355–361, 1998.
- [Sirović04] A. Sirović, J. A. Hildebrand, S. M. Wiggins, M. A. McDonald, S. E. Moore *et al.* Seasonality of blue and fin whale calls and the influence of sea ice in the Western Antarctic Peninsula. *Deep Sea Res. Part II Top. Stud. Oceanogr.*, **51**(17–19) :2327–2344, 2004.
- [Sirovic09] A. Sirovic, J. A. Hildebrand, S. M. Wiggins, and D. Thiele. Blue and fin whale acoustic presence around Antarctica during 2003 and 2004. *Mar. Mammal Sci.*, **25**(1) :125–136, 2009.
- [Socheleau08a] F.-X. Socheleau, A. Aissa-El-Bey, and S. Houcke. Non data-aided snr estimation of ofdm signals. *IEEE communications letters*, **12**(11) :813–815, 2008.
- [Socheleau08b] F.-X. Socheleau, S. Houcke, A. Aissa-El-Bey, and P. Ciblat. Ofdm system identification based on m-sequence signatures in cognitive radio context. *In 2008 IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 1–5. IEEE, 2008.
- [Socheleau09] F.-X. Socheleau, S. Houcke, and P. Ciblat. Ofdm system identification for cognitive radio based on pilot-induced cyclostationarity. *In 2009 IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, 1–6. IEEE, 2009.

- [Socheleau10a] F.-X. Socheleau, C. Laot, and P. J.-M. A Maximum Entropy Framework for Statistical Modeling of Underwater Acoustic Communication Channels. *In MTS/IEEE Oceans 2010, Sydney*, 1–7. 2010.
- [Socheleau10b] F.-X. Socheleau, C. Laot, and J.-M. Passerieux. A Maximum Entropy Framework for Statistical Modeling of Underwater Acoustic Communication Channels. *In Proc. IEEE Oceans'10*. 2010.
- [Socheleau10c] F.-X. Socheleau, C. Laot, and J.-M. Passerieux. Concise Derivation of Scattering Function from Channel Entropy Maximization. *IEEE Trans. on Communications*, **58**(11) :3098–3103, 2010.
- [Socheleau11a] F.-X. Socheleau. *Communications acoustiques sous-marines sur canal fortement dispersif en temps et en fréquence : point de vue de la théorie de l'information*. Ph.D. thesis, Télécom Bretagne en habilitation conjointe avec l'Université de Bretagne Occidentale, 2011.
- [Socheleau11b] F.-X. Socheleau, S. Houcke, P. Ciblat, and A. Aissa-El-Bey. Cognitive ofdm system detection using pilot tones second and third-order cyclostationarity. *Signal processing*, **91**(2) :252–268, 2011.
- [Socheleau11c] F.-X. Socheleau, C. Laot, and J.-M. Passerieux. Stochastic Replay of non-WSSUS Underwater Acoustic Communication Channels Recorded at Sea. *IEEE Trans. Signal Process.*, **59**(10) :4838–4849, 2011.
- [Socheleau12a] F.-X. Socheleau, M. Stojanovic, C. Laot, and J.-M. Passerieux. Achievable rates of underwater acoustic ofdm systems over highly dispersive channels. *In European Conference on Underwater Acoustics*, 1–8. 2012.
- [Socheleau12b] F.-X. Socheleau, M. Stojanovic, C. Laot, and J.-M. Passerieux. Information-Theoretic Analysis of Underwater Acoustic OFDM Systems in Highly Dispersive Channels. *Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2012. Article ID 716720.
- [Socheleau14a] F.-X. Socheleau, C. Laot, and J.-M. Passerieux. A parametric replay-based framework for underwater acoustic communication channel simulation. *In Proc. Underwater Communications and Networking (UComms)*. 2014.
- [Socheleau14b] F.-X. Socheleau and D. Pastor. Testing the energy of random signals in a known subspace : An optimal invariant approach. *IEEE Signal Processing Letters*, **21**(10) :1182–1186, 2014.
- [Socheleau15a] F.-X. Socheleau, C. Laot, and J.-M. Passerieux. Parametric Replay-Based Simulation of Underwater Acoustic Communication Channels. *IEEE J. of Oceanic Eng.*, **40**(4) :4838–4839, 2015.

- [Socheleau15b] F.-X. Socheleau, E. Leroy, A. Carvallo Pecci, F. Samaran, J. Bonnel *et al.* Automated detection of Antarctic blue whale calls. *J. Acoust. Soc. Am.*, **138**(5) :3105–3117, 2015.
- [Socheleau15c] F.-X. Socheleau, A. Pottier, and C. Laot. Stochastic Replay of SIMO Underwater Acoustic Communication Channels. *OCEANS 2015*, 1–6, 2015.
- [Socheleau17] F.-X. Socheleau and F. Samaran. Detection of Mysticete Calls : a Sparse Representation-Based Approach. *IMT Atlantique, Research report RR-2017-04-SC*, 2017.
- [Song19] A. Song, M. Stojanovic, and M. Chitre. Editorial underwater acoustic communications : Where we stand and what is next? *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, **44**(1) :1–6, 2019.
- [Sousa-Lima13] R. S. Sousa-Lima, T. F. Norris, J. N. Oswald, and D. P. Fernandes. A review and inventory of fixed autonomous recorders for passive acoustic monitoring of marine mammals. *Aquatic Mammals*, **39**(1), 2013.
- [Stafford05] K. M. Stafford and S. E. Moore. Atypical calling by a blue whale in the Gulf of Alaska (L). *J. Acoust. Soc. Am.*, **117**(5) :2724–2727, 2005.
- [Stojanovic07] M. Stojanovic. On the Relationship Between Capacity and Distance in an Underwater Acoustic Communication Channel. *ACM SIGMOBILE Mobile Computing and Communications Review (MC2R)*, **11**(4) :64–43, 2007.
- [Stojanovic08] M. Stojanovic, S. Shahabudeen, and M. Chitre. Underwater acoustic communications and networking : Recent advances and future challenges. *Marine Technology Society Journal*, **42**(1), 2008.
- [Sutton18] R. S. Sutton and A. G. Barto. *Reinforcement learning : An introduction*. MIT press, 2018.
- [Tabrikian97] J. Tabrikian, J. Krolik, and H. Messer. Robust maximum-likelihood source localization in an uncertain shallow-water waveguide. *The Journal of the Acoustical Society of America*, **101**(1) :241–249, 1997.
- [Tabrikian99] J. Tabrikian and J. Krolik. Barankin bounds for source localization in an uncertain ocean environment. *IEEE Trans. Signal Process.*, **47**(11) :2917–2927, 1999.
- [Thompson96] P. O. Thompson, L. T. Findley, O. Vidal, and W. C. Cummings. UNDERWATER SOUNDS OF BLUE WHALES, BALAENOPTERA MUSCULUS, IN THE GULF OF CALIFORNIA, MEXICO. *Mar. Mammal Sci.*, **12**(2) :288–293, 1996.

- [Trubuil10] J. Trubuil, A. Goalic, N. Beuzelin, and C. Laot. Underwater acoustic communication using reed solomon block turbo codes channel coding to transmit images and speech. *In Proc. IEEE Oceans'10*. 2010.
- [Tsang-Hin-Sun16] E. Tsang-Hin-Sun, J.-Y. Royer, and J. Perrot. Seismicity and active accretion processes at the ultraslow-spreading Southwest and intermediate-spreading Southeast Indian ridges from hydroacoustic data. *Geophys. J. Int.*, **206**(2) :1232–1245, 2016.
- [Turgut13] A. Turgut, P. Mignerey, D. Goldstein, and J. A. Schindall. Acoustic observations of internal tides and tidal currents in shallow water. *The Journal of the Acoustical Society of America*, **133**(4) :1981–1986, 2013.
- [UCO] Underwater communications and networking conference (ucomms). <http://www.ucomms.net/>.
- [Urazghildiiev06] I. R. Urazghildiiev and C. W. Clark. Acoustic detection of north atlantic right whale contact calls using the generalized likelihood ratio test. *The Journal of the Acoustical Society of America*, **120**(4) :1956–1963, 2006.
- [Urazghildiiev09] I. R. Urazghildiiev, C. W. Clark, T. P. Krein, and S. E. Parks. Detection and Recognition of North Atlantic Right Whale Contact Calls in the Presence of Ambient Noise. *IEEE J. Ocean. Eng.*, **34**(3) :358–368, 2009.
- [Van Trees68] H. L. Van Trees. *Detection, Estimation, and Linear Modulation Theory, Part I*. Wiley, New York, 1968.
- [vanWalree08] P. A. van Walree, P. Jenserud, and M. Smedsrud. A Discrete-Time Channel Simulator Driven by Measured Scattering Functions. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, **26**(9) :1628–1637, 2008.
- [vanWalree11] P. A. van Walree. Channel sounding for acoustic communications : techniques and shallow-water examples. *Research report, Norwegian Defence Research Establishment (FFI)*, 2011.
- [vanWalree13a] P. van Walree. Propagation and scattering effects in underwater acoustic communication channels. *IEEE J. Ocean. Eng.*, **38**(4) :614–631, 2013.
- [vanWalree13b] P. A. van Walree and R. Otnes. Ultrawideband Underwater Acoustic Communication Channels. *IEEE J. Ocean. Eng.*, **38**(4) :678–688, 2013.
- [vanWalree17] P. A. van Walree, F. X. Socheleau, R. Otnes, and T. Jenserud. The watermark benchmark for underwater acoustic modulation

- schemes. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, **42**(4) :1007–1018, 2017.
- [Wang11] B. Wang and K. Ray Liu. Advances in Cognitive Radio Networks : A Survey. *IEEE J. Sel. Topics Signal Processing*, **5**(1) :5–23, 2011.
- [Wang12] Z. Wang, S. Zhou, J. Catipovic, and P. Willett. Parameterized Cancellation of Partial-Band Partial-Block-Duration Interference for Underwater Acoustic OFDM. *IEEE Trans. Signal Process.*, **60**(4) :1782–1795, 2012.
- [Wiggins04] S. S. M. Wiggins, M. A. McDonald, L. M. Munger, S. E. Moore, and J. A. Hildebrand. Waveguide propagation allows range estimates for North Pacific right whales in the Bering Sea. *Can. Acoust.*, **32**(2) :146–154, 2004.
- [Wilson88] G. Wilson, R. Koch, and P. Vidmar. Matched mode localization. *The Journal of the Acoustical Society of America*, **84** :310–320, 1988.
- [Wright09] J. Wright, A. Y. Yang, A. Ganesh, S. S. Sastry, and Y. Ma. Robust face recognition via sparse representation. *IEEE Trans. Pattern Anal. Mach. Intell.*, **31**(2) :210–227, 2009.
- [XBAT] XBAT. eXtensible BioAcoustic Tool. www.birds.cornell.edu/brp/ (date last viewed 06/30/14).
- [Xu04] W. Xu, A. Baggeroer, and C. Richmond. Bayesian bounds for matched-field parameter estimation. *IEEE Trans. Signal Process.*, **52**(12) :3293–3305, 2004.
- [Xu06] W. Xu, A. Baggeroer, and H. Schmidt. Performance analysis for matched-field source localization : Simulations and experimental results. *IEEE J. Ocean. Eng.*, **31**(2) :325–344, 2006.
- [Xu11] W. Xu, Z. Xiao, and L. Yu. Performance analysis of matched-field source localization under spatially correlated noise field. *IEEE J. Ocean. Eng.*, **36**(2) :273–284, 2011.
- [Yang87] T. Yang. A method of range and depth estimation by modal decomposition. *The Journal of the Acoustical Society of America*, **82**(5) :1736–1745, 1987.
- [Yang90] T. Yang. Effectiveness of mode filtering : A comparison of matched-field and matched-mode processing. *The Journal of the Acoustical Society of America*, **87** :2072, 1990.
- [Yoo99] K. Yoo and T. Yang. Broadband source localization in shallow water in the presence of internal waves. *The journal of the Acoustical Society of America*, **106**(6) :3255–3269, 1999.

- [Zamanizadeh10] E. Zamanizadeh, J. Gomes, and J. Bioucas-Dias. Identification and matching of sparse delay-doppler spread functions from high-frequency communications signals. *In Proc. IEEE Oceans 2010*. Seattle, USA, 2010.
- [Zimmer11] W. M. X. Zimmer. *Passive Acoustic Monitoring of Cetaceans*. Cambridge University Press, 2011.

A

Curriculum vitae

A.1 Etat civil

François-Xavier Socheleau
Né le 23/09/1978, marié, trois enfants
Maître de conférences

<https://sites.google.com/site/fxsocheleau/>

IMT Atlantique
Département Signal & Communications
Technopôle Brest-Iroise - CS 83818
29 238 Brest Cedex 3 - France
Téléphone : 02 29 00 10 77
Télécopie : 02 29 00 10 12
E-mail : fx.socheleau@imt-atlantique.fr

A.2 Formation

2008 - 2011 Télécom Bretagne, UMR CNRS 6285 Lab-STICC, école doctorale SICMA, Université de Bretagne Occidentale (France)

Thèse de doctorat : « Communications acoustiques sous-marines sur canal fortement dispersif en temps et en fréquence : point de vue de la théorie de l'information »

Jury :

- Didier Le Ruyet, CNAM (Président)
- Mérouane Debbah, Supelec (Rapporteur)
- João Pedro Gomes, Instituto Superior Técnico (Rapporteur)
- Gilles Burel, UBO (Examineur)
- Christophe Laot, Télécom Bretagne (Directeur)
- Jean-Michel Passerieux, Thales Underwater Systems (Encadrant)
- Nicolas Beuzelin, DGA Techniques Navales (Invité)

1996 - 2001 **Ecole Supérieure d'Electronique de l'Ouest** (France)
Diplôme d'ingénieur en traitement du signal et télécommunications.

A.3 Expériences professionnelles

- Sep. 2014-** **IMT Atlantique** (France)
Maître de conférences au sein du département « Signal et communications ».
Membre permanent du Lab-STICC UMR CNRS 6285 (CACS/COM).
Thématique : Traitement du signal, communications numériques, acoustique sous-marine
- Nov. 2011 - sep. 2014** **ENSTA Bretagne** (France)
Enseignant-chercheur au sein de l'équipe « Acoustique passive ». Membre permanent du Lab-STICC UMR CNRS 6285 (CID/TOMS).
Thématique : Traitement du signal pour l'acoustique sous-marine passive
- Jan. 2011 - fév. 2011** **Northeastern University** (USA)
Séjour de recherche dans l'équipe du professeur Stojanovic
Thématique : Communications acoustiques sous-marines
- Nov. 2008 - oct. 2011** **Thales Underwater Systems** (France)
Ingénieur de recherche en thèse CIFRE.
Thématique : Communications acoustiques sous-marines
- Nov. 2008 - oct. 2011** **Télécom Bretagne** (France)
Vacataire chargé d'enseignement en traitement du signal, statistiques, communications numériques et réseaux.
- Nov. 2007 - oct. 2008** **Télécom Bretagne** (France)
Ingénieur de recherche pour le projet ANR DEMAIN (radio Evolutive, Mobile, Adaptative et INtelligente).
Thématique : Radio cognitive
- 2005 - 2007** **Navman Wireless** (Nouvelle Zélande/Royaume-Uni)
Ingénieur de recherche et développement.
Thématique : Communications de machine-à-machine (M2M)

- 2001 - 2005** **Thales Communications** (France)
Ingénieur de recherche en traitement du signal au sein du service de « guerre électronique ».
Thématique : Analyse aveugle de la couche physique des systèmes de radio-communications
- Fev. 2001 - juin 2001** **Centre de Recherche de Motorola** (France)
Stage de fin d'étude
Thématique : modélisation du canal MIMO pour Hiperlan 2

A.4 Distinctions

- « IEEE Senior Member » depuis juin 2019.
- Nommé « Excellent Reviewer » pour 2013-2014 par le bureau éditorial de IEEE Journal of Oceanic Engineering.
- 2e prix au concours « poster étudiant » de la conférence internationale IEEE Oceans 2010, Sydney, Australie.
- Prix du meilleur article étudiant à la conférence internationale Underwater Acoustic Measurements 2009, Nafplion, Grèce.
- Prix du meilleur poster à la conférence nationale SEE 2009, les Télécoms et la mer, Brest, France.
- Prix « VIP Navman Wireless » reçu en janvier et octobre 2006 (prix décerné chaque mois à un salarié de l'entreprise pour performance exceptionnelle, en 2006 Navman Wireless comptait environ 120 salariés).

A.5 Enseignements et encadrements

- 180-200 heures équivalent TD/an (traitement du signal, probabilités et statistique, communications numériques, projets, etc.)
- Co-responsable du thème *Probabilités* du MOOC statistique pour l'ingénieur de l'IMT-Atlantique
- Encadrement d'un post-doctorant, co-encadrement de 4 doctorants et de 9 stagiaires Master 1 et 2 ou 3ème année ingénieur

Plus de détails sont fournis aux annexes D et C.

A.6 Production scientifique

- Chapitre de livre : 1
- Articles dans des journaux avec comité de lecture : 22
- Articles dans des actes de conférences internationales avec comité de lecture : 27
- Articles dans des actes de conférences nationales avec comité de lecture : 7

La liste complète des publications est fournie à l'annexe E.

Indicateurs bibliométriques (source : Google scholar)

- Indice-h : 13
- Indice-i10 : 16
- Nombre de citations : 576

A.7 Animation de la recherche et activités éditoriales

- Membre des comités de suivi de thèse de : Christophe Bernard (ISEN), Maëlle Torterotot (IUEM), Emmanuelle Leroy (IUEM)
- Membre élu (suppléant de C. Langlais) de la commission de qualification pour changement d'appellation d'IMT Atlantique
- Membre élu (suppléant de L. Jaulin) du conseil de laboratoire du Lab-STICC (UMR CNRS 6285) (2011-2014)
- Membre du comité d'organisation du colloque GRETSI 2013
- Responsable des séminaires pour le laboratoire Lab-STICC (2010-2011)
- Membre du comité de lecture pour les revues : IEEE Journal of Oceanic Engineering, IEEE Transactions on Wireless Communications, IEEE Transactions on Communications, IEEE Transactions on Signal Processing, Elsevier Signal Processing, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Journal of Advances in Signal Processing, IEEE Signal Processing Letters, IEEE Communications Letters, Elsevier Physical communications, Journal of the Acoustical Society of America, etc.
- Membre du comité de lecture des conférences : UComms, ICASSP, ICC, VTC, WCNC, PIMRC, Oceans, WUWNet, ISSPA, ISWCS, GRETSI etc.

B.1 Thématiques

Le lecteur est invité à se reporter à la section « Avant-propos » de ce mémoire.

B.2 Projets

B.2.1 Projets réalisés dans l'industrie

En tant qu'ingénieur de recherche à Thales Communications (2001-2005), j'ai essentiellement travaillé sur l'étude d'algorithmes d'interception et d'analyse aveugle des couches physiques de systèmes de télécommunications. Ces études, réalisées pour le développement de nouveaux moyens de renseignement d'origine électromagnétique (ROEM), ont été financées majoritairement au travers de Plans Etudes Amonts DGA ou de grands programmes de défense français comme le développement de systèmes ROEM pour le navire *Dupuy de Lôme* ou les avions *Sarigue* et *transall Gabriel*. Au cours des quatre années passées à Thales Communications, j'ai principalement collaboré avec des équipes internes et des ingénieurs de Thales Systèmes Aéroportés. A de nombreuses reprises, j'ai été en contact avec le client au travers de formations sur le traitement du signal pour le ROEM ou la mise en place d'expérimentations terrain. J'ai aussi pris des responsabilités sur la gestion d'études techniques, notamment d'un PEA sur l'interception des communications à évocation de fréquence. En tant qu'expert technique, j'ai participé au montage de projets d'études ou de réponses à appels d'offre. L'ensemble des projets sur lesquels j'ai travaillé étant classifiés « confidentiel défense », aucun résultat obtenu sur ces travaux n'est accessible dans la littérature.

En tant qu'ingénieur de recherche et développement pour Navman Wireless en Nouvelle Zélande et Royaume-Uni, j'ai travaillé pendant deux ans (2005-2007) sur la conception et l'implémentation de nouvelles fonctionnalités de communications « machine à machine » relatives au suivi et monitoring de véhicules (poids-lourds, taxis, bus, voitures de location etc.). L'architecture de ce type d'application repose principalement sur les réseaux cellulaires et les moyens de localisation offerts par le GPS. J'ai été fortement impliqué dans la définition de la couche protocolaire de communication (contrainte de compression, sécurité et garantie de réception des données), dans la conception de méthodes de programmation à distance des unités embarquées (« over-

the-air programming ») et dans l'implémentation de fonctions innovantes par rapport à la concurrence (identification de conducteur à distance, contrôle de systèmes d'alarme par téléphone portable, remontée de données techniques moteur etc.). Au cours de cette expérience, j'ai collaboré avec les opérateurs de réseaux mobiles Vodafone UK et Telecom NZ ainsi qu'avec des fabricants de modems comme Sony-Ericsson, Telit. Les projets auxquels j'ai participé étaient financés sur fonds propres mis à disposition pour l'évolution ou le développement de nouvelles lignes de produits.

B.2.2 Projets réalisés en contexte académique

Cette section liste, les principaux projets auxquels j'ai contribué durant mes expériences à l'ENSTA Bretagne et à l'IMT Atlantique.

DEMAIN : Radio évolutive, mobile, adaptative et intelligente

- Date : Sep. 2007 - sep. 2008
- Financement : ANRT
- Implication : Participant
- Collaborations : Télécom ParisTech, Télécom Sud-Paris, UMLV, CEA, France Télécom, AMESYS
- Descriptif : Proposition d'algorithmes de traitement signal pour le sondage de spectre dans un contexte de radio-cognitive.
- Publications : [Socheleau11b; Socheleau08a; Socheleau08b; Socheleau09]

Problèmes inverses en acoustique sous-marine passive

- Date : Oct. 2012 - sep. 2015
- Financement : DGA
- Implication : Porteur
- Collaborations : S. Dosso, Université de Victoria, Canada
- Descriptif : Caractérisation des performances limites des algorithmes d'inversion pour la localisation de sources ou l'estimation de paramètres physiques du milieu océanique et proposition de méthodes d'inversion robustes aux erreurs de modélisation. Ce projet a permis de financer la thèse de Yann Le Gall.
- Publications : [Le Gall19; Le Gall16b; Le Gall16a; Le Gall15b; Gall14; Le Gall14b]

COMSOUM : Étude d'une forme d'onde pour communications longues distances sur canal acoustique sous-marin

- Date : 2014 - sep. 2018
- Financement : DGA
- Implication : Participant
- Collaborations : DGA-Techniques Navales
- Descriptif : Etude et développement d'un modem acoustique sous-marin pour des communications longues distances.

- Publications : [Socheleau15a; Socheleau15c]

CASCADE : Systèmes de communications acoustiques sous-marins auto-reconfigurables et adaptatifs à l'environnement

- Date : Oct. 2015 - sep. 2018
- Financement : Région Bretagne
- Implication : Porteur
- Collaborations : P. Mitchell, Université de York, UK
- Descriptif : Proposition de solutions permettant aux systèmes de communications acoustiques sous-marins d'auto-configurer leurs paramètres de transmission de façon intelligente, autonome et décentralisée à partir d'interactions répétées avec leur environnement acoustique dans le but de rendre ces systèmes plus robustes aux interférences générées par des sources acoustiques externes. Ce projet a permis de financer la thèse d'Antony Pottier.
- Publications : [Pottier18a; Pottier18b; Pottier17; Pottier16c; Pottier16a] [Pottier16b]

Détection et reconnaissance de vocalises de mysticètes (en environnement sismique)

- Date : Avr. 2015 - juin. 2018
- Financement : Sercel
- Implication : Co-responsable
- Collaborations : Sercel, ENSTA-Bretagne, IUEM
- Descriptif : Proposition d'algorithmes de traitement signal pour la détection et la reconnaissance automatique de vocalises de baleines. Ce projet a permis de financer la thèse de Thomas Guilment.
- Publications : [Guilment18b; Socheleau17]

DUAPI : Détection universelle d'anomalies par invariance

- Date : Oct. 2014 - sep. 2019
- Financement : Région Bretagne
- Implication : Co-porteur
- Collaborations : Université de Syracuse, USA
- Descriptif : Proposition de tests statistiques pour la détection d'anomalies sans connaissance a priori sur la distribution de celles-ci. Ce projet permet de financer la thèse de Sabrina Bourmani.
- Publications : [Bourmani19b; Bourmani19a; Pastor18; Socheleau14b]

RESONANCE : Réalisation d'études spécifiques et d'outils numériques pour l'analyse de nouvelles cibles électromagnétiques

- Date : Depuis mars 2017
- Financement : Inéo Défense

- Implication : Co-responsable
- Collaborations : Inéo Défense
- Descriptif : Le lot dont je suis responsable a pour objectif de développer des méthodes d'estimation aveugle de paramètres de modulation et de motifs pilotes des systèmes OFDM. Ce projet a permis de financer le post-doctorat de Vincent Métais.
- Publications : Aucune car projet « confidentiel défense »

DICOS : Drone, Identification, COmmunication Systems

- Date : Mai 2019 - juil. 2019
- Financement : Trustcoms
- Implication : Co-responsable
- Collaborations : Trustcoms
- Descriptif : Méthode d'identification de la couche physique des systèmes de communications utilisés par les drones aériens.
- Publications : Aucune à ce jour

B.3 Collaborations

Au delà des collaborations internes aux structures dans lesquelles j'ai travaillé, ces projets m'ont permis de mettre en place des collaborations avec des partenaires externes industriels, académiques, nationaux et internationaux. Ces collaborations se sont concrétisées par la participation à des projets communs, des publications communes ou des échanges d'étudiants.

Collaborations industrielles ou institutionnelles externes : Telecom NZ, Vodafone UK, Sony-Ericsson, Telit, Thales Systèmes Aéroportés, Thales Underwater Systems, DGA-Tn, AMESYS, Sercel, INEO Défense, Trustcoms

Collaborations académiques externes :

- Julien Bonnel, Woods Hole Oceanographic Institution, USA
- Bruno Chang, Federal University of Technology, Brésil
- Philippe Ciblat, Télécom ParisTech, France
- Stan Dosso, University of Victoria, Canada
- Benoît Geller, ENSTA ParisTech, France
- Trond Jenserud, FFI, Norvège
- Paul Mitchell, University of York, UK
- Roald Otnes, FFI, Norvège
- Jean-Yves Royer, IUEM, France

- Fore Samaran, ENSTA Bretagne, France
- Milica Stojanovic, Northeastern University, USA
- Paul van Walree, FFI, Norvège
- Pramod Varshney, Syracuse University, USA

C

Encadrement de la recherche

Cette annexe liste les doctorants et post-doctorants encadrés depuis l'obtention de ma thèse en octobre 2011 et les stagiaires formés depuis 2001.

C.1 Post-doctorant

Vincent METAIS

- Titre : *Reconnaissance aveugle des paramètres (modulation et pilotes) de signaux OFDM*
- Financement : Contrat Inéo Défense
- Durée : 18 mois (sep. 2017-mar. 2019)
- Taux d'encadrement : 100%
- Aujourd'hui, Vincent Métais est ingénieur à la DGA-Techniques Navales (Brest)

C.2 Doctorants

1 - Yann LE GALL

- Titre : *Problèmes inverses en acoustique sous-marine : prédiction de performances et localisation de source en environnement incertain*
- Financement : Bourse DGA
- Date de soutenance : 05/10/2015
- Directeur de thèse : Ronan Fablet
- Encadrement : F.-X. Socheleau, J. Bonnel (Woods Hole Oceanographic Institution, USA)
- Taux d'encadrement : 60%
- Aujourd'hui, Yann Le Gall est ingénieur chez Thales Underwater Systems (Brest)

2 - Thomas GUILMENT

- Titre : *Reconnaissance de vocalise de mammifères marins en environnement sismique*
- Financement : Contrat Sercel
- Date de soutenance : 21/06/2018
- Directeur de thèse : Dominique Pastor
- Encadrement : F.-X. Socheleau, D. Pastor (IMT Atlantique)
- Taux d'encadrement : 50%
- Aujourd'hui, Thomas Guilment est post-doctorant à l'université de Louisiane (USA)

3 - Antony POTTIER

- Titre : *Méthodes décentralisées d'allocation des ressources dans le canal d'interférence acoustique sous-marin*
- Financement : Région Bretagne (50%) et fonds propres (50%)
- Date de soutenance : 15/11/2018
- Directeur de thèse : Christophe Laot
- Encadrement : F.-X. Socheleau, C. Laot (IMT Atlantique)
- Taux d'encadrement : 70%
- Aujourd'hui, Antony Pottier est enseignant-chercheur à l'ISEN (Brest)

4 - Sabrina BOURMANI

- Titre : *Détection universelle d'anomalies par invariance*
- Financement : Région Bretagne (50%) et fonds propres (50%)
- Date de soutenance : prévue en fin d'année 2019
- Directeur de thèse : Dominique Pastor
- Encadrement : F.-X. Socheleau, D. Pastor (IMT Atlantique)
- Taux d'encadrement : 50%

C.3 Stagiaires

- V. Blouet, Université de Rennes, *Démodulation de signaux ACARS*, mars-juillet 2004
- T. Grenier, CPE Lyon, *Traitement COMINT de signaux large bande, longue durée*, février-juillet 2005
- T. Nguyen Duy, Université d'Hanoi, *Identification des systèmes Wifi et WiMAX*, avril-juin 2008
- M. Duret, ESEO, *Estimation robuste du bruit ambiant acoustique sous-marin*, mars-juillet 2012

-
- A. Carvallo Pecci, Telecom Bretagne, *Detection of Signals with Time-Frequency Concentrated Energy : Application to Antarctic Blue Whales Calls*, avril-septembre 2013
 - B. Ollivier, UBO, *Localisation de baleines bleues antarctiques par acoustique sous-marine passive*, mars-juillet 2013
 - L. Autret, ENSEIRB MATMECA, *Caractérisation de processus aléatoires gaussiens après transformations temps-fréquence discrètes : application à l'acoustique sous-marine*, février-juillet 2013
 - R. Finkler, IMT Atlantique, *Reinforcement learning for underwater acoustic communication networks*, juillet-août 2018
 - V. Muzell, IMT Atlantique, *Prédiction de performance de systèmes OFDM acoustiques sous-marins par simulation intensive*, juillet-août 2018

J'ai débuté mes activités d'enseignement à Télécom Bretagne fin 2008, en tant que vacataire pendant ma thèse, en intervenant principalement sur des modules de traitement du signal et de communications numériques pour un volume d'environ 120 h équivalent TD (ETD) sur 3 ans. De 2011 à 2014, j'ai dispensé des cours de traitement du signal, acoustique sous-marine, électronique numérique et ingénierie système en tant qu'enseignant-chercheur à l'ENSTA Bretagne (~250 h ETD sur 3 ans). Depuis 2014, j'enseigne à l'IMT Atlantique pour une charge annuelle d'environ 180-200 h ETD. Je participe à trois formations : la formation initiale généraliste (FIG) (étudiants admis sur concours commun ou sur titre), la formation initiale en partenariat (FIP) (étudiants en alternance, admis sur dossier, titulaires d'un DUT ou d'un BTS) et la formation Master of Science (MSc) (étudiants étrangers admis sur dossier) dispensée en anglais.

Le tableau ci-après résume la nature des principaux enseignements dans lesquels je suis impliqué actuellement, le public et le volume horaire. Il faut noter que la formation à l'IMT Atlantique est en pleine restructuration du fait de la création du nouveau diplôme commun issu de la fusion Télécom Bretagne/Mines Nantes. Le tableau fait donc référence à des noms de module qui, pour certains, existeront sous une nouvelle forme dans le nouveau cursus. La ligne *Autres* fait référence à des interventions ponctuelles pour remplacer un collègue, participer à des jury, à des formations continues ou encadrer des projets de courte durée.

Depuis 2011, j'exerce différentes responsabilités d'enseignement. De 2011 à 2014, j'ai été responsable à l'ENSTA Bretagne de la formation continue *Traitement du signal* et du module de deuxième année *Parole, musique et sons*. A l'IMT Atlantique, mes responsabilités actuelles sont les suivantes :

- responsable de l'UE de première année *Probabilités et Statistique* pour le site de Brest,
- co-responsable du module de traitement du signal de l'UE de première année *Analyse, traitement du signal et automatique* (ATSA)
- responsable du module *Traitement du signal* pour les masters of science de première année,
- co-responsable de l'UE de deuxième année *Projets ingénieur*.

Mes responsabilités sont donc principalement orientées sur des UE disciplinaires à l'exception de l'UE *Projets ingénieur*. Dans le cadre de cette UE, les étudiants du site de Brest doivent réaliser un projet, en groupe de 4 à 6 étudiants, proposé par un

Module	Public	Heures ETD
MTS102-B <i>Traitement du signal</i>	MSc	27
UE Proba-Stat <i>Probabilités et statistique</i>	FIG 1A	35
UE ATSA <i>Traitement du signal</i>	FIG 1A	25
MTS-214 et ATE-205 <i>Communications numériques</i>	FIG 2A	20
TPP ING P <i>Projets ingénieur</i>	FIG 2A	40
SIT-213 et MTS-213 <i>Systèmes de transmission</i>	FIP 2A	25
Autres <i>Interventions ponctuelles</i>	FIG/FIP/MSc	~20

TABLE D.1 — Synthèse des principaux enseignements que je dispense à l'IMT Atlantique.

partenaire extérieur faisant office de client. Ce projet permet aux étudiants de mettre en oeuvre des connaissances scientifiques, techniques ainsi que des méthodes de gestion de projet en s'organisant autour d'un groupe pluridisciplinaire, associant étudiants, enseignants et clients. Il représente un volume de travail d'environ 120 h par étudiant.

En parallèle de ces activités, j'ai aussi enseigné en février 2015 aux étudiants du Master *Réseaux et Télécommunications* de l'université de Ouagadougou au Burkina Faso (35 h ETD). De plus, je suis co-responsable du thème *Probabilités* du MOOC *Statistiques pour l'ingénieur* de l'institut Mines-Télécom (<https://www.fun-mooc.fr/courses/course-v1:MinesTelecom+04008+session04/about>).

Cette annexe liste l'ensemble des publications (hors rapports de recherche internes) auxquelles j'ai contribué. Une grande majorité des textes publiés sont accessibles sur ma page personnelle : <https://sites.google.com/site/fxsocheleau/publications>.

E.1 Chapitre de livre

1. **F.-X. Socheleau**, S. Houcke, P. Ciblat, A. Aïssa-El-Bey, "Signal Metrics for Vertical Handoff Towards (Cognitive) WiMAX", WiMAX New Developments, Ms Upena, D. Dalal and Y. P. Kosta, Eds., IN-TECH, ISBN 9789537619534, 2009.

E.2 Articles dans des journaux internationaux avec comité de lecture

22. Y. le Gall, **F.-X. Socheleau**, J. Bonnel, "Performance Analysis of Single Receiver Matched-Mode Localization", IEEE Journal of Oceanic Engineering, Vol. 44, n°1, 2019.
21. T. Guilment, **F.-X. Socheleau**, D. Pastor, S. Vallez, "Sparse Representation-Based Classification of Mysticete Calls", The Journal of the Acoustical Society of America, Vol. 144, n°3, 2018
20. A. Pottier, **F.-X. Socheleau**, C. Laot, "Quality-of-Service Satisfaction Games for Noncooperative Underwater Acoustic Communications", IEEE Access, Topic : Underwater Wireless Communications and Networking, Vol. 6, Apr. 2018
19. D. Pastor, **F.-X. Socheleau**, "Random Distortion Testing with Linear Measurements", Signal Processing, Vol. 145, pp 116-126, Apr. 2018
18. A. Pottier, **F.-X. Socheleau**, C. Laot, "Robust Noncooperative Spectrum Sharing Game in Underwater Acoustic Interference Channels", IEEE Journal of Oceanic Engineering, Vol. 42, n°4, 2017.
17. P. A. van Walree, **F.-X. Socheleau**, R. Otnes, T. Jensenud, "The Watermark Benchmark for Underwater Acoustic Modulation Schemes", IEEE Journal of Oceanic Engineering, Vol. 42, n°4, 2017.

16. Y. le Gall, S. Dosso, **F.-X. Socheleau**, J. Bonnel, "Bayesian source localization with uncertain Green's function in an uncertain shallow water ocean", *The Journal of the Acoustical Society of America*, Vol. 139, n°3, 2016
15. Y. le Gall, **F.-X. Socheleau**, J. Bonnel, "Matched-Field Performance Prediction with Model Mismatch", *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 23, n°4, 2016
14. **F.-X. Socheleau**, E. Leroy, A. Carvallo Pecci, F. Samaran, J. Bonnel, J-Y Royer, "Automated detection of Antarctic blue whale calls", *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 138, n° 5, 2015
13. **F.-X. Socheleau**, C. Laot, J.-M. Passerieux, "Parametric Replay-Based Simulation of Underwater Acoustic Communication Channels", *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, Vol. 40, n° 4, 2015
12. Y. le Gall, **F.-X. Socheleau**, J. Bonnel, "Matched-Field Processing Performance Under the Stochastic and Deterministic Signal Models", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 62, No. 22, pp. 5825-5838, Nov. 2014
11. **F.-X. Socheleau**, D. Pastor, "Testing the Energy of Random Signals in a Known Subspace : an Optimal Invariant Approach", *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 21, No 10, pp.1182-1186, 2014.
10. **F.-X. Socheleau**, D. Pastor, M. Duret, "On Symmetric Alpha-Stable Noise after Short-Time Fourier Transformation", *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 20, No 5, pp. 455-458, 2013 (presented at ICASSP 2014 in Florence)
9. J.-M. Passerieux, **F.-X. Socheleau**, C. Laot, "Achievable Rates over Doubly Selective Rician-Fading Channels under Peak-Power Constraint", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 12, No 2, pp.586-594, 2013
8. **F.-X. Socheleau**, M. Stojanovic, C. Laot, J.-M. Passerieux, "Information-Theoretic Analysis of Underwater Acoustic OFDM Systems in Highly Dispersive Channels", *Journal of Electrical and Computer Engineering*, special issue on Underwater Communications and Networking, Volume 2012, Article ID 716720, 2012
7. D. Pastor, **F.-X. Socheleau**, "Robust Estimation of Noise Standard Deviation in Presence of Signals with Unknown Distributions and Occurrences", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 60, No. 4, pp. 1545-1555, Apr. 2012
6. **F.-X. Socheleau**, C. Laot, J.-M. Passerieux, "Stochastic Replay of non-WSSUS Underwater Acoustic Communication Channels Recorded at Sea", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 59, No. 10, pp. 4838-4849, 2011
5. M. R. Oularbi, **F.-X. Socheleau**, S. Houcke, A. Aïssa-El-Bey, "Physical Layer Metrics for Vertical Handover toward OFDM based Networks", *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking* 2011, 2011 :93
4. **F.-X. Socheleau**, S. Houcke, P. Ciblat et A. Aïssa-El-Bey, "Cognitive OFDM System Detection Using Pilot Tones Second and Third-Order Cyclostationarity", *Elsevier Signal Processing*, vol. 91, n°2, pp. 252-268, Fev. 2011.
3. **F.-X. Socheleau**, D. Pastor, A. Aïssa-El-Bey, "Robust Statistics Based Noise Variance Estimation : Application to Wideband Interception of Non-Cooperative Communications", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 47, n°1, pp. 45-54, Janv. 2011.

2. **F.-X. Socheleau**, C. Laot, J.-M. Passerieux, “Concise Derivation of Scattering Function from Channel Entropy Maximization”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 58, n°11, pp. 3098-3103, Nov. 2010.
1. **F.-X. Socheleau**, A. Aïssa-El-Bey, S. Houcke, “Non Data-Aided SNR Estimation of OFDM Signals”, *IEEE Communications Letters*, Nov. 2008, vol. 12, n° 11, pp. 813-815.

E.3 Travaux présentés dans des conférences internationales avec comité de lecture

27. S. Bourmani, **F.-X. Socheleau**, D. Pastor, “Asymptotic Karlin-Rubin’s Theorem with Application to Signal Detection in a Subspace Cone”, *EUSIPCO 2019*, Coruna, Spain, Sep. 2019
26. Z. Ye, T. Arbi, **F.-X. Socheleau**, B. Geller, “Fast Soft Demapping for Underwater Acoustic Communications With Signal Space Diversity”, *IEEE OCEANS 2018*, Charleston, USA, Oct. 2018
25. A. Pottier, P. Mitchell, **F.-X. Socheleau**, C. Laot, “Q-Learning Based Adaptive Channel Selection for Underwater Sensor Networks”, *Underwater Communications (UComms) conference 2018*, Lerici, Italy, 2018.
24. T. Guilment, **F.-X. Socheleau**, D. Pastor, S. Vallez, “Joint detection-classification of baleen whale sounds using sparse representations”, In *The 8th international DCLDE (Paris, France)*, 2018
23. M. Torterotot, **F.-X. Socheleau**, F. Samaran, J.-Y Royer, “Automated detection of non-stereotyped whale calls using dictionary-based representations : Application to Blue-whale D-calls”, In *The 8th international DCLDE (Paris, France)*, 2018
22. E. Dupraz, D. Pastor, **F.-X. Socheleau**, “A Statistical Signal Processing Approach to Clustering Over Compressed Data ”, *IEEE ICASSP 2018*, Calgary, Canada, 2018.
21. A. Pottier, **F.-X. Socheleau**, C. Laot, “ Power-Efficient Spectrum Sharing for Noncooperative Underwater Acoustic Communication Systems”, *IEEE OCEANS 2016*, Monterey, USA, 2016.
20. B. S. Chang, **F.-X. Socheleau**, C. Laot, “Widely Linear SC-FDE Systems for Underwater Acoustic Communication : Experimental Results”, *IEEE OCEANS 2016*, Monterey, USA, 2016.
19. A. Pottier, **F.-X. Socheleau**, C. Laot, “ Adaptive Power Allocation for Noncooperative OFDM Systems in UWA Interference Channels”, *Underwater Communications (UComms) conference 2016*, Lerici, Italy, 2016.
18. A. Pottier, **F.-X. Socheleau**, C. Laot, “Distributed Power Allocation Strategy in Shallow Water Acoustic Interference Channels”, *IEEE SPAWC 2016*, Edinburgh, UK, 2016.
17. **F.-X. Socheleau**, A. Pottier, C. Laot, “Stochastic Replay of SIMO Underwater Acoustic Communication Channels”, *IEEE OCEANS 2015*, Washington, USA, 2015.

16. E. Leroy, **F.-X. Socheleau**, A Carvallo Pecci, F. Samaran, J. Bonnel, J-Y Royer, "Robust detection of Antarctic blue whale calls, and comparison with classical spectrogram correlation". In The 7th international DCLDE (San Diego, USA), 2015.
15. Y. Le Gall, S. Dosso, **F.-X. Socheleau**, J. Bonnel, "Bayesian source localization with uncertain Green's function", IEEE OCEANS 2015, Genova, Italy, 2015.
14. **F.-X. Socheleau**, C. Laot, J.-M. Passerieux, "A Parametric Replay-Based Framework for Underwater Acoustic Communication Channel Simulation", Underwater Communications (UComms) conference, Sestri Levante, Italy, 2014.
13. Y. Le Gall, **F.-X. Socheleau**, J. Bonnel, "Performance analysis of single receiver Matched-Mode processing for source localization", 2nd underwater acoustics international conference and exhibition, Rhodes, 2014.
12. **F.-X. Socheleau**, M. Stojanovic, C. Laot, J.-M. Passerieux, "Achievable Rates of Underwater Acoustic OFDM Systems over Highly Dispersive Channels", in Proc. European Conference on Underwater Acoustics (ECUA), Edinburgh, Jul. 2012.
11. J.-M. Passerieux, **F.-X. Socheleau**, X. Cristol, "High Fidelity Simulation Tools for Performance Assessment of Underwater Acoustic Communications Modems", Maritime Systems and technology (MAST), Marseille, Jun 2011.
10. **F.-X. Socheleau**, J.-M. Passerieux, C. Laot, "Acoustics Modem Performance Assessment via Stochastic Replay of at Sea Recorded Underwater Acoustic Communication Channels", invited paper Underwater Acoustic Measurements (UAM) 2011, Kos, juin 2011.
9. J.-M. Passerieux, **F.-X. Socheleau**, C. Laot, "On the Capacity of the Underwater Acoustic Communication Channel under Realistic Assumptions", invited paper IEEE European Wireless, Vienne, May 2011.
8. M. R. Oularbi, **F.-X. Socheleau**, S. Houcke, A. Aïssa-El-Bey, "Blind estimation of the time frequency activity rate of OFDMA signals", IEEE ICUMT 2010, Moscou, Oct. 2010.
7. J.-M. Passerieux, **F.-X. Socheleau**, C. Laot, "Shallow Water Acoustic Communications : How Far are we from the Channel Capacity?", European Conference on Underwater Acoustics (ECUA), Istanbul, Jul. 2010.
6. **F.-X. Socheleau**, C. Laot, J.-M. Passerieux, "A Maximum Entropy Framework for Statistical Modeling of Underwater Acoustic Communication Channels", IEEE OCEANS'10 Conf, Sydney, Jun. 2010. (2nd Prize at the Student Poster Competition)
5. **F.-X. Socheleau**, J.-M. Passerieux, C. Laot, "Characterisation of time-varying underwater acoustic communication channel with application to channel capacity", UAM 2009, Nafplion, Jun. 2009. (Best student paper award)
4. **F.-X. Socheleau**, D. Pastor, A. Aïssa-El-Bey, S. Houcke, "Blind noise variance estimation for OFDMA signals", IEEE ICASSP 2009, Taipei, Apr. 2009.
3. **F.-X. Socheleau**, P. Ciblat, S. Houcke, "OFDM System Identification for Cognitive Radio Based on Pilot-Induced Cyclostationarity", IEEE WCNC 2009, Apr. 2009.

2. D. Pastor, **F.-X. Socheleau**, A. Aïssa-El-Bey, “Sparsity hypotheses for robust estimation of the noise standard deviation in various signal processing applications”, SPARS 2009 : 2nd Workshop on Signal Processing with Adaptive Sparse Structured
1. **F.-X. Socheleau**, S. Houcke, A. Aïssa-El-Bey, P. Ciblat, “OFDM system identification based on m-sequence signatures in cognitive radio context”, IEEE PIMRC 2008, sep. 2008.

E.4 Travaux présentés dans des conférences nationales avec comité de lecture

7. S. Bourmani, **F.-X. Socheleau**, D. Pastor, “Théorème de Karlin Rubin Asymptotique Appliqué à la Détection d’un Signal dans un Sous-espace Cône”, XXVII colloque GRETSI : Groupe de recherche et d’études du traitement du signal, France, Sep. 2015.
6. **F.-X. Socheleau**, C. Laot, J.-M. Passerieux, “Simulation de canaux de communication acoustiques sous-marins par rejeu stochastique paramétrique”, XXV colloque GRETSI : Groupe de recherche et d’études du traitement du signal, France, Sep. 2015.
5. **F.-X. Socheleau**, D. Pastor, “Propriétés statistiques du bruit alpha-stable après transformation de Fourier à court terme”, XXIV colloque GRETSI : Groupe de recherche et d’études du traitement du signal, France, Sep. 2013.
4. **F.-X. Socheleau**, J.-M. Passerieux, C. Laot, “Le canal de communication acoustique sous-marin : point de vue de la théorie de l’information”, XXIII colloque GRETSI : Groupe de recherche et d’études du traitement du signal, France, Sep. 2011.
3. M. R. Oularbi, **F.-X. Socheleau**, S. Houcke, A. Aïssa-El-Bey, “Estimation du taux d’activité temps-fréquence d’un signal OFDMA pour des applications en radio-cognitive”, XXIII colloque GRETSI : Groupe de recherche et d’études du traitement du signal, France, Sep. 2011.
2. **F.-X. Socheleau**, P. Ciblat, S. Houcke, A. Aïssa-El-Bey, “Identification des systèmes OFDM cognitifs basée sur les signatures pilotes cyclostationnaires”, XXII colloque GRETSI : Groupe de recherche et d’études du traitement du signal, France, Sep. 2009.
1. **F.-X. Socheleau**, P. Ciblat, S. Houcke, A. Aïssa-El-Bey, “Estimation aveugle du taux d’activité temps-fréquence des signaux OFDMA”, XXII colloque GRETSI : Groupe de recherche et d’études du traitement du signal, France, Sep. 2009.