



HAL
open science

Caractérisation des milieux sous marins en utilisant des sources mobiles d'opportunité

Nicolas Josso

► **To cite this version:**

Nicolas Josso. Caractérisation des milieux sous marins en utilisant des sources mobiles d'opportunité. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2010. Français. NNT: . tel-00546875

HAL Id: tel-00546875

<https://theses.hal.science/tel-00546875>

Submitted on 15 Dec 2010

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.

UNIVERSITE DE GRENOBLE
INSTITUT POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

N° attribué par la bibliothèque

THÈSE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'Université de Grenoble
délivré par l'Institut Polytechnique de Grenoble

Spécialité : «Signal, Image, Parole, Télécommunications»

préparée au laboratoire Grenoble Image Parole Signal et Automatique

dans le cadre de l'École Doctorale EEATS
«Électronique, Électrotechnique, Automatique, Télécommunications, Signal»

présentée et soutenue publiquement

par

Nicolas JOSSO

le 28 septembre 2010

Titre :

**CARACTÉRISATION DES MILIEUX SOUS-MARINS EN UTILISANT DES
SOURCES MOBILES D'OPPORTUNITÉ**

Directeurs de thèse : J. I. MARS, C. IOANA et C. GERVAISE

JURY

Madame	Elisabeth Gibert Brunet,	Présidente
Monsieur	Jean-Pierre Hermand,	Rapporteur
Monsieur	André Quinquis,	Rapporteur
Monsieur	Jérôme Mars,	Directeur de thèse
Monsieur	Cornel Ioana,	Co-encadrant de thèse
Monsieur	Cédric Gervaise,	Co-encadrant de thèse
Monsieur	Dominique Fattaccioli,	Examineur
Monsieur	Jean-Louis Lacoume,	Examineur

Remerciements

Merci à mes directeurs de thèse, Jérôme Igor Mars (JIM), Cornel Ioana et Cédric Gervaise pour leurs conseils, leur suivi et leur soutien. Merci JIM pour tes précieux conseils, ta disponibilité, tous les bons moments que nous avons partagé et tes magnifiques chemises fleuries. Merci JIM, Cornel et Cédric pour m'avoir permis de tant voyager et de découvrir le monde de la recherche. Merci Cornel pour ta *positive attitude*, pour nos longues discussions scientifiques, pour nos débats politiques et philosophiques. Merci à Cédric pour sa motivation, sa sincérité, son sens du partage et de la transmission, ses encouragements.

Merci à Antonia Papandreou-Suppappola de m'avoir accueilli dans son laboratoire à ASU et encadré avec Jun Zhang pendant six mois. Merci Antonia pour ton professionnalisme, tes encouragements, ton sens de l'humour et tes éternelles robes noires. Merci Jun pour ton aide et ton amitié. Merci à Yann Stéphan pour ses conseils, pour m'avoir fourni de nombreux enregistrements à la mer, pour avoir permis mes déplacements en conférence et grâce à qui j'ai eu le privilège de participer à une campagne d'enregistrement de données acoustiques en mer.

Je remercie également les membres de mon jury de thèse pour avoir accepté de se pencher sur mes travaux et pour leurs commentaires. Merci à mes rapporteurs, Jean-Pierre Hermand et André Quinquis, à mes examinateurs Dominique Fattaccioli et Jean-Louis Lacoume ainsi qu'à Elisabeth Gibert Brunet pour avoir accepté de présider mon jury.

Je tiens à remercier toutes les personnes du GIPSA-Lab sans qui ces trois années de thèses n'auraient pas été les mêmes. Merci à mes co-bureau successifs Mathieu, Julien H., Ali, Jérémy, Slobodan, Tomas, Ben et Hao pour toutes ces discussions partagées, sérieuses ou moins. Merci à Julien B. (choupinet), François, Cédric, Bertrand (doudou goulou) pour ces moments passés autour d'un café ou d'une bière. Merci au club des chauves-souris du GIPSA pour leurs goûts musicaux d'outre tombe. Merci à Nus-pieds, Hijazade et Epsilon pour m'avoir initié aux plaisirs de la coinche. Merci à toute l'équipe de foot du Gipsa pour m'avoir permis de me défouler et de passer de bons moments.

Merci aussi à toutes les personnes avec qui j'ai travaillé et sympathisé à ASU. Je pense à l'ensemble du groupe IntASU pour leurs soirées légendaires, leur équipe de foot et pour m'avoir aidé à découvrir Phoenix et ses environs. Merci à l'équipe d'Antonia pour leur chaleureux accueil et leur soutien sans faille. Merci Jun pour tes proverbes chinois dispensés en fin de soirée. Merci à toute l'équipe photo du GWC pour m'avoir initié aux plaisirs de la photographie : Narayan, Debejyo, Chris et Seth. Merci à Danny pour nos discussions existentielles sans fin, nos escapades photographiques et pour m'avoir fait découvrir ce petit diamant que sont tes îles San Juan. Merci Jason pour m'avoir hébergé et fait découvrir le vrai New-York.

Je n'oublie aucune personne de l'ENSIETA. Merci à Cédric et à toute son équipe. Merci Simon pour nos pauses partagées et pour m'avoir montré le chemin des bars brestois. Merci Bazile pour ta joie de vivre, ta gentillesse, ton sens de l'hospitalité et de la fête. Merci Viginie, Lucia, Cécile, Sylvain et Cyril pour votre accueil et votre aide précieuse.

Je tiens également à remercier mes amis et ma famille. Merci donc à ceux avec qui j'ai dévalé les pentes enneigées et partagé de nombreuses soirées. Une pensée particulière pour ceux avec qui j'ai passé le plus clair de mon temps libre : Claire et Julien, Sylvain, Ema et Gaspar, Cédric, Ben, Caro et Néric, Juju et Matrag, Erica et Nico, le Dragon Baveur, l'ensemble du club de pêche à la mouche du CEA de Grenoble et les moines de l'abbaye Grimbergen. Je tiens à adresser un merci spécial à mes parents, à mon frère, à Elodie et à mes grands-parents. Merci à tous de m'avoir encouragé et soutenu tout au long de ce travail.

Merci pour tout ma Caro.

Je demande finalement à ceux que j'ai pu oublier dans cette page de bien vouloir m'excuser, ils sont également dans mon coeur.

Table des matières

Introduction	i
I Modélisation du signal	7
1 Caractérisation des ondes	9
1.1 Introduction et motivations	11
1.2 Propagation acoustique	12
1.2.1 L'équation des ondes acoustiques	12
1.2.2 Les ondes planes	14
1.2.3 L'atténuation des ondes acoustiques	14
1.2.4 Propagation du son dans l'océan	16
1.3 Guide d'onde océanique	24
1.3.1 La théorie des rayons, dérivation mathématique	25
1.3.2 L'Opérateur de propagation acoustique	35
1.3.3 L'opérateur de propagation acoustique pour les sources en mouvement	37
1.3.4 Outil de simulation avec une source mobile	47
1.4 Conclusion	49
II Estimation du canal de propagation	51
2 Estimation du canal de propagation	53
2.1 Introduction	55
2.2 L'estimateur des moindres carrés	56
2.2.1 Discrétisation du modèle retard-Doppler	56
2.2.2 La méthode des moindres carrés	58
2.3 L'estimateur du maximum de vraisemblance	60
2.3.1 Le maximum de vraisemblance	61
2.3.2 Le plan d'ambiguïté	64
2.3.3 Étude du plan d'ambiguïté large bande des MLF	66
2.4 Algorithmes et méthodes d'estimation	72
2.4.1 L'algorithme de <i>Matching Pursuit Decomposition</i>	72
2.4.2 L'algorithme de <i>Warping Ambiguity Lag-Doppler Filtering</i>	75
2.4.3 Généralisation de l'utilisation de la WALF à un canal non parcimonieux	80
2.5 Application des algorithmes proposés sur données simulées	82
2.5.1 Configuration expérimentale	82
2.5.2 Les algorithmes de MPD et de WALF	83

2.5.3	Estimation des fonctions de diffusion du canal	91
2.6	Conclusion	94
III	Méthodes et applications à des contextes opérationnels	97
3	Caractérisation des milieux sous marins, source connue	99
3.1	Présentation des campagnes d'acquisition de données en mer	102
3.1.1	La campagne BASE'07	102
3.1.2	La campagne KAM'08	105
3.2	Méthodes de compensation du mouvement pour l'estimation de RI	107
3.2.1	L'approximation grande distance : compensation uniforme du mouvement	108
3.2.2	Compensation adaptative du mouvement : le cas général	118
3.3	Estimation d'un canal de communication	124
3.3.1	Estimation du canal de communication avec l'algorithme de MPD	125
3.3.2	Estimation de la fonction de diffusion du canal	130
3.3.3	Estimation de l'évolution temporelle des RI	136
3.4	Conclusion	138
4	Applications à la tomographie passive sur un seul hydrophone	141
4.1	Introduction à la tomographie passive en acoustique sous-marine	144
4.1.1	Introduction et enjeux	144
4.1.2	Présentation de la campagne ERATO'09	145
4.2	Estimation de la RI du canal en TOAP	148
4.2.1	Extraction de l'arrivée la plus énergétique	149
4.2.2	L'algorithme de WALF pour la TOAP	154
4.2.3	Estimation de la RI en TOAP	161
4.3	Estimation de la position et de la vitesse de la source d'opportunité	175
4.3.1	Estimation de la position des sources d'opportunité	175
4.3.2	Estimation de la vitesse des sources d'opportunité	180
4.4	Conclusions	184
	Conclusions et perspectives	187
A	Précisions sur la modélisation du mouvement en acoustique	191
A.1	Expression de l'altitude des sources virtuelles dans un canal de propagation à célérité constante	191
A.1.1	La méthode des sources virtuelles	191
A.2	Modélisation du mouvement de la source	193
	Bibliographie	193

Introduction

L'homme a exploré les montagnes les plus abruptes, les terres les plus éloignées, les airs et il commence même à explorer l'espace. Cependant, les mers et les océans qui couvrent plus de deux tiers de la surface de notre planète restent de nos jours des territoires méconnus et difficiles d'accès. Cette méconnaissance n'est due ni au manque d'envie ni à la peur mais plutôt au défi technologique que représente l'exploration océanique. À l'heure de l'exploration spatiale et du développement de la première habitation spatiale (ISS : *International Space Station*), bien que proche, le monde océanique reste encore un milieu relativement hostile et difficile d'accès. Ceci est principalement dû aux conditions de pression extrêmes, à l'obscurité et aux propriétés corrosives du milieu marin qui empêchent l'utilisation de systèmes et d'instruments d'exploration classiques.

L'utilisation des ondes électromagnétique a permis à l'homme d'explorer et de surveiller notre environnement par le développement de la tomographie et des systèmes radar. Ces ondes constituent également un moyen très performant et largement répandu pour les communications et les transmissions à très grande distance. Cependant, la conductivité électrique de l'eau rend le milieu océanique fortement dissipatif vis à vis de ces ondes. Ainsi les ondes électromagnétiques ne se propagent que sur de courtes distances dans l'eau, ce qui limite grandement leur utilisation. Dans l'océan, les ondes acoustiques, qui sont une vibration mécanique du milieu de propagation, se propagent sur de grandes distances. Les **ondes acoustiques** représentent donc le vecteur d'information privilégié pour l'exploration du monde océanique.

L'utilisation des ondes acoustiques dans le milieu marin portant le nom d'**acoustique sous-marine** est employée à de multiples fins dont :

- **La caractérisation du milieu sous-marin** qui consiste en l'estimation des grandeurs caractéristiques qui définissent l'océan et la structure des milieux sous-marin : vitesse de propagation des ondes acoustiques, profondeur de la couche d'eau, estimation de la densité des milieux, reliefs, structures du fond marin, *etc.*. Cette estimation doit prendre en compte un nombre important de phénomènes qui interviennent lors de la propagation de l'onde acoustique : réflexions aux interfaces, réfraction de l'onde, atténuation... Cette caractérisation peut s'effectuer de manière **active** par la transmission d'une onde acoustique connue qui est enregistrée et analysée pour en déduire les paramètres d'intérêts. Alternativement, elle peut s'effectuer de façon **passive** en analysant des signaux sonores émis par des sources d'opportunité connues ou inconnues, voire du bruit ambiant. Cette méthodologie d'investigation du milieu océanique est appelée **tomographie acoustique océanique**.

- **La détection et la localisation** de sources, de cibles ou d’obstacles (sous-marins, mines) présents dans le milieu marin. Encore une fois, elle peut s’effectuer de manière active par l’analyse des échos du signal transmis en direction de la cible (sonar actif) ou de façon passive par l’écoute des signaux rayonnés par la source (sonar passif).
- **Les communications sous-marines** qui consistent à communiquer sous l’eau par l’intermédiaire des ondes acoustiques. Ces communications peuvent être établies entre les véhicules sous-marins autonomes (AUV, de l’anglais *Autonomous Underwater Vehicle*), les sous-marins, les instruments de mesures, ou même les plongeurs. Cependant, les communications acoustiques sous-marines présentent de nombreux défis en raison de l’évolution rapide que connaissent les différents paramètres des canaux de communication acoustique sous-marine.

Les différentes applications de l’acoustique sous-marine, caractérisation-localisation-communication, sont très liées. En effet, il est nécessaire de caractériser le milieu pour bien communiquer, tout comme il faut localiser les sources pour bien caractériser l’environnement.

Dans ce mémoire, nous nous intéressons au développement d’outils contribuant aux différentes applications de l’acoustique sous-marine **passive** : nous développerons des outils contribuant à la **tomographie passive**, puis nous appliquerons nos méthodes aux **sonar passif** et aux **communications** avec des sources mobiles. Nous verrons que les applications de l’acoustique sous-marine **passive** nécessitent préalablement l’étude et le développement de méthodes pour l’estimation des effets du mouvement relatif de la source et du récepteur. Dans ce contexte, nous étudions des scénarios actifs avec des sources en déplacement dans un premier temps, pour ensuite nous tourner vers les applications passives avec des sources mobiles.

Contexte scientifique

Dans l’océan, la tomographie océanique acoustique fut initiée par Munk et Wunsch en 1979 [Munk79] et consiste à profiter du caractère multi-trajets de la propagation sous-marine pour estimer les paramètres d’intérêt du canal de propagation compris entre la source et le récepteur. Pour cela, un signal large-bande est propagé entre la source et le récepteur pour que les arrivées des différents trajets acoustiques soient séparées dans le temps sur le signal enregistré. Les temps de propagation et leurs amplitudes associées étant liés aux paramètres du milieu océanique, il est possible d’estimer les paramètres environnementaux en réception à l’aide de différentes méthodes. Par exemple, la méthode de *Matched Delay Processing* (MDP) consiste à comparer les temps d’arrivée observés à des trajets théoriques prédits par la théorie des rayons pour retrouver la célérité de la colonne d’eau.

Durant les quinze années qui suivirent les débuts de la tomographie océanique acoustique, celle-ci a été validée comme un outil efficace pour imager les océans profonds [Munk95]. Ensuite, la communauté s’est tournée vers les milieux dits **petits fonds**. Dans les milieux petits fonds, les ondes acoustiques propagées subissent de nombreuses interactions avec les interfaces (fond et surface). Ainsi, l’onde acoustique propagée enregistrée sur un récepteur est *chargée* d’informations concernant la colonne d’eau, mais contient également des informations relatives à la densité et à la vitesse de propagation du son dans le fond océanique qui peuvent être estimées. On parle alors d’**inversion géoacoustique**.

L'étude des environnements océaniques petits fonds a principalement été motivée par l'amélioration des méthodes sonar et des communications sous-marines militaires, ainsi que par la volonté de prédire l'efficacité des sonars dans une zone maritime donnée. C'est ainsi que des méthodes de traitement du signal adaptées ont été développées pour l'estimation des paramètres géoacoustiques et la localisation de sources dans les milieux petits fonds. L'environnement petit fond présentent de nombreux défis et enjeux particuliers, liés à l'augmentation du nombre de paramètres à estimer (paramètres de la colonne d'eau et du fond océanique). Par ailleurs, la forte réverbération des ondes acoustiques rend impossible la séparation d'une grande partie des trajets acoustique ce qui limite grandement la méthode MDP.

Afin de caractériser les milieux petits fonds, Baggeroer a proposé la méthode de *Matched Field Processing* (MFP) [Baggeroer93] qui consiste à enregistrer l'onde propagée sur un réseau de récepteurs puis à comparer la transformée de Fourier du champ enregistré avec la transformée de Fourier de champs simulés pour différentes valeurs des paramètres à estimer. Afin d'éviter les traitements multi-capteurs, coûteux en temps opérationnel et en matériel, Hermand a proposé la méthode de Matched Impulse Response (MIR) [Hermand96, Hermand99, Michalopoulou00]. Cette méthode tire partie de la diversité fréquentielle des ondes sonores transmises et consiste à propager un signal **large bande** entre une ou plusieurs sources et un ou plusieurs récepteurs. Fondamentalement, la MIR consiste à comparer le signal reçu avec des signaux simulés pour différents paramètres.

En dépit des avantages que présente la tomographie océanique acoustique, sa mise en œuvre reste de nos jours encore difficile. En effet, elle requiert le déploiement simultané d'équipements coûteux à différentes positions pour observer suffisamment de trajets de propagation entre la source et le récepteur et couvrir un volume océanique donné [Iturbe10].

Alternativement, il existe des propositions de nouveaux concepts complémentaires à la tomographie océanique acoustique active, appelés **tomographie océanique acoustique passive** (TOAP). Ces concepts de tomographie sont adaptés à des contextes particuliers comme par exemple les applications pour lesquelles la discrétion est indispensable, ou encore lorsque l'observation de zone maritime est possible sur le long terme. La **TOAP** permet de remplacer les sources coopératives classiques par des sources d'opportunité non coopératives comme par exemple le bruit d'un navire [Jesus06, Vallez08, Carriere08, Carriere09, Vallez09] ou les vocalises de mammifères marins [Thode00, Thode06, Gervaise07, Ioana09]. L'utilisation de sources sonores alternatives pour la tomographie océanique acoustique n'est pas un concept nouveau. Buckingham, en son temps, initia ce concept en proposant d'utiliser le bruit ambiant pour caractériser l'environnement océanique [Buckingham87, Carbone98]. Plus récemment, Harrison proposa d'utiliser le bruit induit par les vagues de surface [Harrison02] puis Buckingham *et al.* se sont à nouveau penchés sur l'utilisation du bruit d'avions légers survolant l'océan pour estimer les paramètres environnementaux dans des milieux petit-fond [Buckingham02].

La TOAP possède deux avantages principaux qui sont la rapidité et la discrétion. La rapidité vient du fait que la tomographie active fait habituellement appel à des réseaux de capteurs et d'émetteur dont le déploiement est relativement coûteux en temps opérationnel et en moyens. De plus, l'étude des caractéristiques du canal par émission active interfère avec les autres acteurs de la scène sous-marine comme la faune, les systèmes de communication ou les systèmes militaires. La TOAP quant à elle, permet de caractériser l'environnement océanique sans perturber la faune tout en restant silencieux et indétectable.

En revanche, la méconnaissance de la source, de sa position, de sa vitesse et le fait que les signaux transmis ne soient pas forcément adaptés à la TOAP impliquent une réduction des performances par rapport à la TOA active. C'est pourquoi, il existe actuellement une demande importante dans le développement de nouvelles méthodes de traitement du signal permettant d'améliorer les performances de la TOAP.

Objectifs scientifiques

Le but de ce travail de thèse est de permettre la caractérisation de l'environnement sous-marin en utilisant des **sources d'opportunité** large bande dans les environnements **petits fonds**. Ce manuscrit s'intéresse particulièrement aux sources d'opportunité **large bande de basses à hautes fréquences**, dont la fréquence est comprise entre 300 et 20000 Hz. Les sources d'opportunité peuvent par exemple être des **signaux bioacoustiques** comme les sifflements de dauphin ou des **interceptions de signaux sonar**.

Les milieux océaniques considérés sont des milieux **petits fonds** qui ont une profondeur d'environ 150 m. La distance de propagation considérée est de l'ordre du kilomètre pour les signaux d'opportunité bioacoustique hautes fréquences (8000 kHz à 20000 kHz) et peut aller jusqu'à une dizaine de kilomètres pour les signaux sonar basses fréquences (300 Hz à 2300 Hz). Enfin, dans le but de proposer des méthodes simples et rapides à mettre en place dans un contexte opérationnel, nous ne travaillons que sur un **unique hydrophone**.

Dans ce contexte, nous souhaitons utiliser les informations apportées par les ondes acoustiques pour réaliser l'estimation de la **réponse impulsionnelle** du canal de propagation situé entre la source d'opportunité et le récepteur. L'estimée de la **réponse impulsionnelle** pourra ensuite être utilisée pour des méthodes telles que la MIR pour procéder à l'inversion géoacoustique. Cependant, la méconnaissance du signal transmis, de la position et de la vitesse de la source acoustique d'opportunité rendent la tomographie passive difficile à mettre en œuvre.

La propagation dans l'environnement océanique et le mouvement inconnu de la source transforment conjointement les signaux d'opportunité enregistrés. Il est donc nécessaire de caractériser les déformations subies par le signal propagé pour ensuite pouvoir séparer les déformations liées à l'environnement des déformations liées aux effets du mouvement.

Mon travail de thèse consiste à proposer des méthodes pour la **caractérisation du milieu océanique en présence de mouvement** relatif entre la source et le récepteur. Dans ce manuscrit, la caractérisation du milieu océanique se résume par l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal de propagation acoustique. Dans un premier temps, nous étudions les effets du mouvement relatif de la source lors de l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal de propagation, pour des scénarios de tomographie active bien maîtrisés afin de valider notre méthodologie. Ensuite nous nous intéressons à la caractérisation de l'environnement sous-marin en utilisant des **sources d'opportunité larges bandes, inconnues et mobiles**.

Organisation de la thèse

Dans le cadre d'une propagation océanique petits fonds pour des ondes acoustiques large bande de basses à hautes fréquences, il est possible de modéliser le milieu océanique comme un guide d'ondes grâce à la théorie des rayons. Le **première partie** de ce mémoire présente un

rappel de notions élémentaires de physique des ondes pour introduire la propagation océanique par rayons acoustiques. Ensuite, nous nous intéressons à la caractérisation du signal reçu pour les scénarios où la source est immobile puis les scénarios où la source est en déplacement à vitesse constante. Dans cette partie, nous présentons également un code de simulation de la propagation par rayons acoustiques pour les sources en mouvement. Ce code nous permettra de générer des données simulées afin de valider en simulation les méthodes proposées par la suite.

La **deuxième partie** présente des méthodes de traitement du signal pour estimer les principales caractéristiques du canal de propagation mutli-trajets pour des systèmes en mouvement. Après un bref panorama des méthodes existantes, nous proposons deux approches différentes basées sur la physique de la propagation introduite dans le premier chapitre et sur des outils de traitement du signal :

- L'estimation des paramètres du canal de propagation au sens des **moindres carrés**. Cette méthode permet d'estimer les paramètres du canal de propagation en minimisant l'erreur entre le signal reçu et le signal que l'on reconstruit à partir de l'estimée du canal de propagation.
- L'estimation des paramètres du canal de propagation au sens du **maximum de vraisemblance**. L'estimateur du maximum de vraisemblance consiste à rechercher les paramètres du système les plus probables par rapport à l'enregistrement étudié.

À partir de l'étude menée sur ces deux méthodes d'estimation, nous présentons une adaptation à notre contexte d'étude de l'algorithme de *matching pursuit decomposition* pour l'estimation conjointe des paramètres du canal de propagation et des paramètres relatifs au mouvement du système. Nous proposons ainsi notre algorithme de *warping ambiguity lag-Doppler filtering* pour l'estimation conjointe des paramètres du canal de propagation et des paramètres relatifs au mouvement du système. Ces méthodes sont appliquées et validées sur un ensemble de données simulées dans le cadre d'une propagation dans un canal isocélère, avec une source en mouvement.

La **troisième partie** de ce mémoire porte sur le développement de méthodes d'estimation de réponses impulsionnelles et leur application à des contextes opérationnels, sur différents jeux de données enregistrées en mer. Dans ce **troisième chapitre**, nous présentons de nouvelles méthodes d'estimation de la réponse impulsionnelle d'un canal de propagation pour les systèmes en mouvement et des scénarios de **tomographie active**. Ensuite, nous appliquons nos méthodes à l'estimation et la caractérisation des paramètres d'un canal de communication acoustique sous-marin en présence de mouvement.

Après avoir validé nos méthodes sur différents jeux de données réelles, nous les appliquons à la tomographie passive et au sonar passif sur un unique hydrophone dans le **quatrième chapitre**. Dans un premier temps, nous nous intéressons à l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal de propagation en utilisant des signaux d'opportunité larges bandes. Ensuite, nous utilisons les informations extraites de la réponse impulsionnelle pour localiser la source d'opportunité puis estimer son vecteur vitesse. Ces méthodes sont finalement appliquées sur des données simulées puis sur des signaux d'opportunité bioacoustiques enregistrés en mer.

Dans ce mémoire, nous proposons de nouvelles méthodes d'estimation de réponses impulsionnelles pour l'estimation des paramètres du milieu océanique avec des sources en mouvement. Ces méthodes sont une contribution à la tomographie active et aux communications quand le mouvement du système n'est pas maîtrisé ainsi qu'une contribution à la tomographie passive. Enfin, à partir des informations extraites de la réponse impulsionnelle, nous étendons nos méthodes aux applications sonar passives.

Première partie

Modélisation du signal

Chapitre 1

Caractérisation des ondes

Sommaire

1.1	Introduction et motivations	11
1.2	Propagation acoustique	12
1.2.1	L'équation des ondes acoustiques	12
1.2.2	Les ondes planes	14
1.2.3	L'atténuation des ondes acoustiques	14
1.2.3.1	Les pertes par divergence géométrique	15
1.2.3.2	Les pertes par amortissement	15
1.2.4	Propagation du son dans l'océan	16
1.2.4.1	Caractérisation des chemins de propagation	16
1.2.4.2	Interactions aux interfaces	21
1.3	Guide d'onde océanique	24
1.3.1	La théorie des rayons, dérivation mathématique	25
1.3.1.1	L'équation Eikonale	27
1.3.1.2	L'équation de transport	31
1.3.1.3	Les conditions initiales	32
1.3.2	L'Opérateur de propagation acoustique	35
1.3.3	L'opérateur de propagation acoustique pour les sources en mouvement	37
1.3.4	Outil de simulation avec une source mobile	47
1.4	Conclusion	49

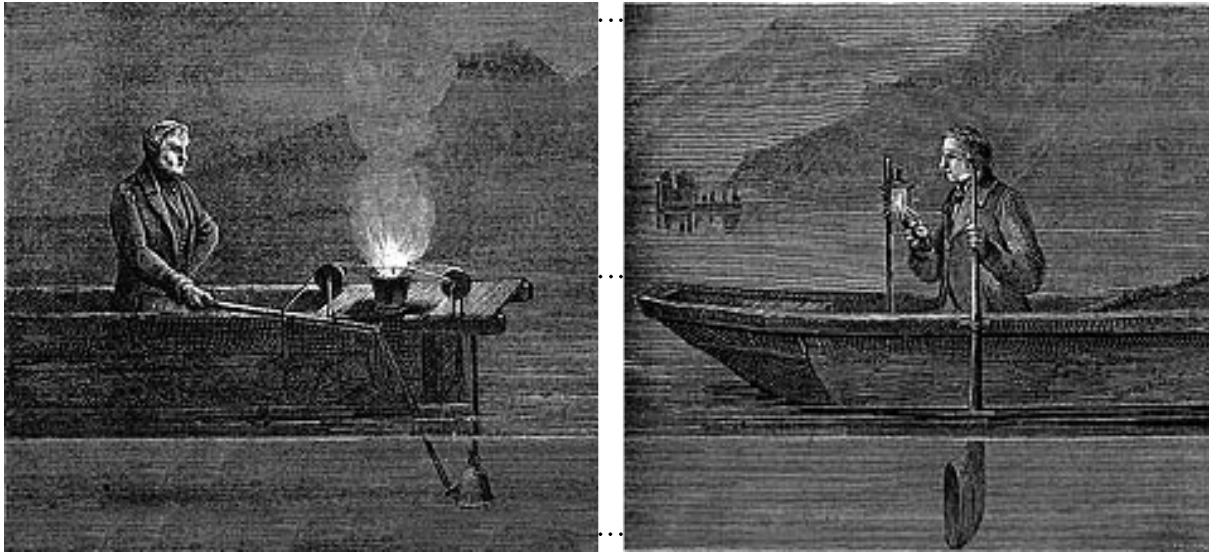


FIGURE 1.1 : *Dispositif de Colladon et Sturm pour mesurer la vitesse de propagation du son dans l'eau, effectuée dans le lac Léman en 1826.*

1.1 Introduction et motivations

La propagation des ondes acoustiques dans l'océan a très probablement été utilisée par les mammifères marins, les crevettes claqueuses, les hippocampes et les limules depuis toujours. On peut s'accorder à dire que la science liée à l'acoustique sous marine débuta en 1490 quand Léonardo da Vinci écrivit : "Si l'on arrête son bateau et que l'on écoute à l'extrémité d'un long tube immergé dans l'eau, il est alors possible d'entendre des bateaux que l'on ne voit pas situés à de très grandes distances" [Urick68]. Au XVII siècle, Isaac Newton écrivit son ouvrage sur *Les Principes Mathématiques de la Philosophie Naturelle* contenant les premières études mathématiques portant sur l'acoustique. Une étape importante du développement de l'acoustique sous marine fut réalisée par le physicien suisse Daniel Colladon et le mathématicien français Charles Sturm quand en 1826, sur le lac Léman, ils réalisèrent la première campagne d'acoustique sous marine. Durant cette campagne, ils mesurèrent le temps de propagation du son dans l'eau sur 17 kilomètres, à l'aide d'une cloche de bateau immergée et d'un cornet acoustique comme l'illustre la figure 1.1.

De nos jours, l'étude de la propagation acoustique dans l'océan forme un problème complexe qui connaît de nombreuses configurations d'études. Ainsi, la grande majorité des travaux s'intéressent à des domaines d'application particuliers. Ces domaines se distinguent par la profondeur de la colonne d'eau (petits fonds ou grands fonds), la distance de propagation (champ proche ou grande distance), le domaine de fréquentiel de la source (ultra-basses fréquences, basses fréquences ou hautes fréquences) et enfin par la présence de mouvement ou non. Pour l'ensemble des configurations, l'étude de la propagation acoustique passe par la résolution de l'équation d'Helmholtz. Il existe différentes méthodes de résolution de l'équation d'Helmholtz faisant appel à différentes approximations, valides selon les différents domaines d'étude. Dans ce mémoire, nous nous intéressons à des sources basses à hautes fréquences (300 - 20000 Hz) en mouvement dans des zones de petits fonds (autour de 150 mètres) et pour une propagation de quelques kilomètres. Ce mémoire porte principalement sur une étude de faisabilité sur la tomographie passive et dans ce contexte, étant donné le nombre important d'inconnus, nous choisissons une

modélisation simple du phénomène de propagation des ondes acoustiques. Ainsi, à l'exception de la zone basse fréquence de notre gamme fréquentielle d'étude, la théorie de la propagation par rayons acoustiques est bien adaptée à notre contexte d'étude et permet une modélisation simple et réaliste de la propagation acoustique.

Ce chapitre présente les principales caractéristiques du milieu océanique pour nos scénarios d'étude qui sont : les propagations courtes de quelques kilomètres dans des environnements petits fonds avec des sources basses à hautes fréquences en déplacement. Dans notre contexte d'étude sur la tomographie acoustique passive, il est important de prendre en compte le mouvement inconnu des sources d'opportunité. En effet, la propagation dans l'environnement océanique et le mouvement inconnu de la source transforment conjointement les signaux d'opportunité enregistrés. Il est donc nécessaire de caractériser les déformations subies par le signal propagé pour ensuite pouvoir séparer les déformations liées à l'environnement des déformations liées aux effets du mouvement.

En partant des concepts élémentaires de propagation des ondes dans les milieux fluides nous allons introduire les équations qui régissent la propagation acoustique dans l'océan. Nous nous intéresserons plus particulièrement à l'atténuation des ondes, aux chemins de propagation que l'onde sonore emprunte ainsi qu'aux phénomènes physiques apparaissant aux interfaces. Dans la suite, nous résolvons l'équation de Helmholtz selon la théorie des rayons pour obtenir l'expression du signal reçu. Résoudre l'équation d'Helmholtz selon la théorie des rayons se résume à résoudre deux équations aux dérivées partielles : l'équation eikonale et l'équation de transport. La dernière partie de ce chapitre sera consacrée à la modélisation acoustique du mouvement de la source afin de pouvoir exprimer le signal reçu émanant de sources en mouvement. Enfin nous présenterons un outil de simulation de propagation océanique prenant en compte le mouvement des sources, qui nous permettra de tester la validité des méthodes proposées dans la suite de ce manuscrit.

1.2 Propagation acoustique

Cette section constitue un rappel général sur les propriétés élémentaires de la propagation acoustique dans le milieu océanique en partant de l'équation d'onde. Après ce bref rappel sur l'équation d'onde, nous traitons de l'atténuation des ondes acoustiques en distinguant les différents phénomènes physiques à l'origine des pertes d'intensité. Nous présentons finalement une caractérisation des chemins de propagation empruntés par les ondes acoustiques ainsi que leurs interactions avec différentes interfaces, fluides ou solides.

1.2.1 L'équation des ondes acoustiques

Une onde acoustique est une variation de densité qui se propage dans un milieu. Le passage d'une onde acoustique induit des variations de pression. Pour un milieu fluide idéal, qui est un fluide pour lequel les effets de la viscosité et de la conductivité thermique sont négligeables, l'équation des ondes acoustiques peut être obtenue à partir des relations hydrodynamiques et adiabatiques reliant la pression et la densité du fluide excité.

Considérons un milieu fluide initialement au repos, caractérisé par sa pression $p(t, \vec{r})$ de moyenne p_0 et sa densité $\rho(t, \vec{r})$ de moyenne ρ_0 , où t représente le temps et \vec{r} représente la position dans l'espace. Sous l'hypothèse d'une perturbation de faible amplitude, les équations de la conservation de la masse, de la conservation de la quantité de mouvement ainsi que l'équation d'état adiabatique peuvent être linéarisées et s'écrivent respectivement :

$$\frac{\partial \rho(t, \vec{r})}{\partial t} = -\rho_0 \vec{\nabla} \cdot \vec{v}(t, \vec{r}), \quad (1.1a)$$

$$\frac{\partial \vec{v}(t, \vec{r})}{\partial t} = -\frac{1}{\rho_0} \vec{\nabla} p(t, \vec{r}), \quad (1.1b)$$

$$p(t, \vec{r}) = \rho(t, \vec{r}) c^2, \quad (1.1c)$$

où $\vec{\nabla} \cdot$ désigne l'opérateur divergence appliqué à un vecteur, $\vec{\nabla}$ désigne l'opérateur gradient appliqué à un scalaire, c la célérité de l'onde et \vec{v} la vitesse de déplacement du fluide induit par l'onde acoustique. En considérant que la constante de temps des variations du milieu océanique est nettement plus grande que la constante de temps associée au phénomène de propagation acoustique, on émet l'hypothèse que ρ_0 et c sont indépendants du temps. Afin d'obtenir l'équation du champ de pression de l'onde acoustique décrite en (1.2), on utilise la dérivée partielle de l'équation (1.1a) par rapport au temps, la divergence de l'équation (1.1b) et l'équation (1.1c).

$$\rho_0(t, \vec{r}) \nabla \cdot \left(\frac{1}{\rho_0(t, \vec{r})} \nabla p(t, \vec{r}) \right) - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 p(t, \vec{r})}{\partial t^2} = 0. \quad (1.2)$$

Si la masse volumique est constante pour l'ensemble de l'espace, l'équation (1.2) peut être écrite sous la forme classique de l'équation d'onde :

$$\Delta p(t, \vec{r}) - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 p(t, \vec{r})}{\partial t^2} = 0, \quad (1.3)$$

où Δ représente l'opérateur Laplacien. Pour la suite, nous introduisons la notion de potentiel de vitesse de l'onde ϕ défini par la relation :

$$\vec{v} = -\vec{\nabla} \phi. \quad (1.4)$$

De la même façon que pour obtenir l'équation d'onde en pression, on applique les lois de conservation de la masse et de la quantité de mouvement ainsi que l'équation d'état adiabatique au potentiel de vitesse de l'onde. On obtient alors l'équation d'onde qui régit le potentiel de vitesse et qui s'exprime par :

$$\Delta \phi(t, \vec{r}) - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \phi(t, \vec{r})}{\partial t^2} = 0. \quad (1.5)$$

Dans le cas d'un milieu homogène et lentement variable, la pression et le potentiel de vitesse sont liés par une relation simple définie par :

$$p(t, \vec{r}) = \rho_0 \frac{\partial \phi(t, \vec{r})}{\partial t}. \quad (1.6)$$

1.2.2 Les ondes planes

Après avoir établi les équations qui régissent la propagation des ondes acoustiques dans le milieu, nous allons maintenant décrire la forme que prennent ces ondes au cours de leur propagation.

Par mesure de simplicité, nous considérons ici le cas d'un potentiel de vitesse scalaire ne dépendant que d'une seule variable de l'espace cartésien $(\vec{u}_x, \vec{u}_y, \vec{u}_z)$. Si le potentiel de vitesse ne dépend que de la variable spatiale x , la solution générale de l'équation d'onde (1.5) est de la forme :

$$\phi(t, x) = g(t - x/c) + h(t + x/c), \quad (1.7)$$

où l'onde $g(t - x/c)$ qui se propage dans le sens des x positifs est appelée onde plane progressive et $h(t + x/c)$ appelée onde plane rétrograde se propage dans le sens des x négatifs. Si la solution recherchée est une onde plane monochromatique progressive de fréquence f , le potentiel de vitesse de l'onde plane devient :

$$\phi(t, x) = A \exp(j(\omega t - kx)), \quad (1.8)$$

où A représente l'amplitude complexe de l'onde, la pulsation de l'onde est donnée par $\omega = 2\pi f$, où k est la projetée du nombre d'onde selon l'axe de propagation \vec{u}_x vérifiant $\vec{k} = k\vec{u}_x$ et $k = \omega/c$.

Dans le cas général d'un environnement tridimensionnel, le potentiel de vitesse d'une onde plane monochromatique de fréquence f est de la forme :

$$\phi(t, \vec{r}) = A \exp(j(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r})). \quad (1.9)$$

L'onde plane obtenue est donc caractérisée par sa pulsation temporelle ω d'une part et son nombre d'onde k d'autre part.

1.2.3 L'atténuation des ondes acoustiques

La propagation acoustique océanique induit des distorsions par les effets de la propagation multi-trajet ainsi que des pertes d'intensité. Ces pertes d'intensité sont dues aux effets de divergence géométrique, à l'absorption de l'énergie acoustique par le milieu et aux interactions aux interfaces. Dans cette section, nous traitons les pertes d'intensité liées aux effets de divergence géométrique ainsi que celles liées à l'absorption de l'énergie acoustique par le milieu. Les interactions aux interfaces seront traitées dans la section 1.2.4.2. Classiquement les pertes de propagation sont exprimées comme le rapport en décibel entre l'amplitude de la pression en un point $M(\vec{r})$ et l'amplitude de la pression p_0 enregistrée à 1 mètre de la source. Les pertes de transmission sont notées TL de l'anglais "Transmission Loss" et sont exprimées en décibel (dB) par :

$$TL = -20 \log \left(\frac{|p(\vec{r})|}{|p_0|} \right) [dB]. \quad (1.10)$$

Les pertes de transmission peuvent être décomposées en trois quantités principales qui sont les pertes engendrées par les interactions aux interfaces, les pertes par divergence géométrique et les pertes par amortissement. Ces deux derniers phénomènes sont détaillés ci-dessous tandis que les pertes par interaction aux interfaces sont détaillées dans la section 1.2.4.2.

1.2.3.1 Les pertes par divergence géométrique

L'énergie de l'onde acoustique générée par la source se répartit de façon homogène sur une surface qui s'agrandit au fur et à mesure que l'onde se propage dans le milieu et s'éloigne de la source. Si l'on considère un milieu sans perte, le principe de conservation de l'énergie implique que l'intensité enregistrée en un point $M(\vec{r})$ est inversement proportionnel à cette surface.

Pour commencer, considérons le cas d'une source ponctuelle dans un milieu homogène infini. La puissance de l'onde acoustique se distribue de façon homogène sur la surface d'une sphère englobant le point source. En un point $M(\vec{r})$ distant de R mètres de la source, la surface de la sphère contenant l'ensemble de l'énergie de l'onde est décrite par $S = 4\pi R^2$. À partir de l'équation (1.10) et en rappelant que l'intensité d'une onde plane est proportionnelle au carré de l'amplitude de la pression, on en déduit que les pertes par divergence géométrique, $TL_{géo}$ deviennent alors :

$$TL_{géo} = 20\log(R) [dB]. \quad (1.11)$$

Dans le cas où le milieu de propagation est délimité par deux plans, on parle de propagation cylindrique. En un point $M(\vec{r})$ distant de R mètres de la source, l'énergie se répartit sur un cylindre de surface $2\pi RH$. Pour simplifier l'expression des pertes géométriques, on considère que la hauteur du chenal de propagation H est négligeable devant la distance d'écoute R . En champ lointain, les pertes par divergence géométrique deviennent :

$$TL_{géo} = 10\log(R) [dB]. \quad (1.12)$$

1.2.3.2 Les pertes par amortissement

Le milieu océanique entraîne également des pertes par amortissement qui viennent s'ajouter aux pertes par divergence géométrique. Une partie de l'énergie est continuellement absorbée par la viscosité de l'eau de mer qui provoque une dissipation partielle de l'énergie sous la forme de dissipation thermique. De plus, le son est également dispersé par les différentes inhomogénéités du milieu ce qui entraîne une décroissance de l'énergie avec la distance de propagation. Ce phénomène est appelé diffusion. Enfin, la relaxation chimique de certaines molécules comme le sulfate de magnésium $MgSO_4$ ou l'acide borique $B(OH)_3$ conduit à la dernière principale cause d'absorption. L'ensemble de ces phénomènes d'absorption contribue à l'atténuation du son dans le milieu océanique [Urick68, Fisher77, Jensen94]. L'atténuation de l'onde suit une loi de décroissance exponentielle fonction de la distance de propagation sur son amplitude que l'on introduit classiquement en définissant le coefficient d'absorption β , donné en *neper/m*, suivant la relation :

$$A = A_0 \exp(-\beta r), \quad (1.13)$$

où A_0 est l'amplitude *rms* initiale de l'onde en $r = 1$ mètre. Le coefficient d'absorption α est souvent exprimé comme une perte par unité de distance en *dB/m* par l'approximation :

$$\alpha \approx \frac{\beta}{8.686}. \quad (1.14)$$

On peut alors estimer les pertes par transmission TL_{amort} liées au phénomène d'amortissement :

$$TL_{amort} = \alpha r [dB]. \quad (1.15)$$

Fréquence (Hz)	10	10 ²	10 ³	10 ⁴
α (dB/km)	8 10 ⁻⁴	4.5 10 ⁻³	6.9 10 ⁻²	1.1
R_{-10dB} (km)	12500	2200	145	9

TABLE 1.1 : Tableau représentant les coefficients d'absorption de l'eau de mer pour différentes fréquences [Urick68, Jensen94] et la distance de propagation correspondant à une perte par amortissement de -10 dB, R_{-10dB} .

Le coefficient d'atténuation de l'onde varie en fonction du milieu de propagation et de la fréquence de l'onde acoustique étudiée. En particulier, une relation empirique entre le coefficient d'atténuation et la fréquence f en Hz a été validée par [Thorpe67]. Cette relation communément appelée *formule de François et Garrison* se décrit par :

$$\alpha \approx 3.3 \cdot 10^{-3} + \frac{0.11 f^2}{1 + f^2} + \frac{44 f^2}{4100 + f^2} + 3.0 \cdot 10^{-4} f^2 \text{ [dB/km]}. \quad (1.16)$$

Cette expression empirique n'est valide qu'autour des conditions physiques pour lesquelles les mesures permettant de dériver la relation ont été conduites : une température de 4 °C, une salinité de 35 parts pour mille, un pH de 8.0 et une profondeur d'environ 1000 mètres. Cependant l'équation (1.16) est considérée comme suffisamment précise pour la majorité des problèmes en acoustique océanique. Il est à noter que les pertes par transmission TL_{amort} liées au phénomène d'amortissement affectent principalement les hautes fréquences pour lesquelles les phénomènes de relaxation chimique et de viscosité sont les plus importants. Le tableau 1.1 présente les coefficients d'absorption de l'eau de mer pour différentes fréquences ainsi que la distance de propagation correspondant à une perte par amortissement de -10 dB [Urick68, Jensen94].

Les phénomènes de perte par divergence géométrique et par amortissement existent également dans les solides et donc en particulier dans les sédiments marins ou le plancher océanique. Les pertes par divergence géométrique (équations (1.11) et (1.12)) sont les mêmes que l'onde se propage dans un solide ou dans le milieu océanique. En revanche, les pertes par amortissement dépendent fortement des caractéristiques physiques du milieu de propagation considéré. Le tableau 1.2 présente les valeurs de masses volumiques (ρ), de célérités (c_p et c_s) et de coefficients d'absorption (α_p et α_s) pour différentes natures du fond marin [Lavergne86, Jensen94, Mari86]. La célérité c_p et le coefficient d'absorption α_p concernent les valeurs associées aux ondes de compression tandis que c_s et α_s correspondent aux valeurs associées aux ondes de cisaillement. Il faut remarquer que, d'une façon générale, la propagation des ondes acoustiques au sein des sédiments marins entraîne quatre à cinq fois plus de perte par amortissement que l'eau de mer.

1.2.4 Propagation du son dans l'océan

1.2.4.1 Caractérisation des chemins de propagation

La célérité des ondes dans le milieu de propagation est un paramètre primordial dans l'étude de la propagation du son dans l'océan. En effet, la célérité de l'onde dans le milieu intervient dans l'équation d'onde (1.3) qui caractérise le champ de pression enregistré. Dans cette partie, nous proposons de présenter les caractéristiques principales de la célérité du son dans le milieu océanique ainsi que son influence sur la propagation des ondes.

Type de fond	ρ (g/cm^3)	c_p (m/s)	c_s (m/s)	α_p (dB/λ)	α_s (dB/λ)
Argile	1.5	1500	< 100	0.2	1.0
Vase	1.7	1575	$80z^{0.3}$	1.0	1.5
Sable	1.9	1650	$110z^{0.3}$	0.8	2.5
Gravier	2.0	1800	$180z^{0.3}$	0.6	1.5
Calcaire	2.4	2400	1000	0.1	0.2
Basalte	2.7	5250	2500	0.1	0.2

TABLE 1.2 : masses volumiques (ρ), célérités (c_p et c_s) et coefficients d'absorption (α_p et α_s) pour différentes natures du fond marin. Pour certains matériaux, la célérité des ondes de cisaillement dépend de l'épaisseur de la couche de sédiment notée z [Lavergne86, Jensen94, Mari86].

Profondeur (m)	Célérité (m/s)
0	1522
300	1501
1200	1514
2000	1496
5000	1545

TABLE 1.3 : Exemple de profil de célérité pour l'océan Atlantique Nord.

Dans le milieu océanique, la célérité moyenne des ondes est de 1500 m/s mais elle varie notamment en fonction de la profondeur et dépend de nombreux paramètres. Elle peut être estimée de manière empirique à l'aide de différentes formules reliant le plus souvent la célérité à la température, la profondeur et la salinité. Par exemple, Medwin [Clay77] propose une formule simplifiée :

$$c = 1449.2 + 4.6T - 0.055T^2 + 0.00029T^3 + (1.34 - 0.010T)(S - 35) + 0.016z, \quad (1.17)$$

où c est la célérité de l'onde en m/s , T la température de l'eau en $^{\circ}C$, S la salinité en ‰ et z la profondeur en m . De manière générale, la célérité augmente avec la température, la salinité et la profondeur. Cependant, la vitesse de propagation du son est aussi susceptible d'évoluer en fonction de la position géographique, des saisons climatiques, des variations journalières de température, des marées internes, des conditions climatiques, *etc.*. Les tableaux 1.3 et 1.4 présentent les valeurs de la célérité à différentes profondeurs pour deux régions géographiques différentes [Jensen94].

La figure 1.2 illustre différents profils de célérité typiques. La couche du profil de célérité proche de la surface est caractérisée par une vitesse de propagation du son presque constante et est appelée *couche de mélange*. En dehors des régions polaires, les propriétés océanographiques

Profondeur (m)	Célérité (m/s)
0	1540
100	1510
2500	1550

TABLE 1.4 : Exemple de profil de célérité pour la mer Méditerranée.

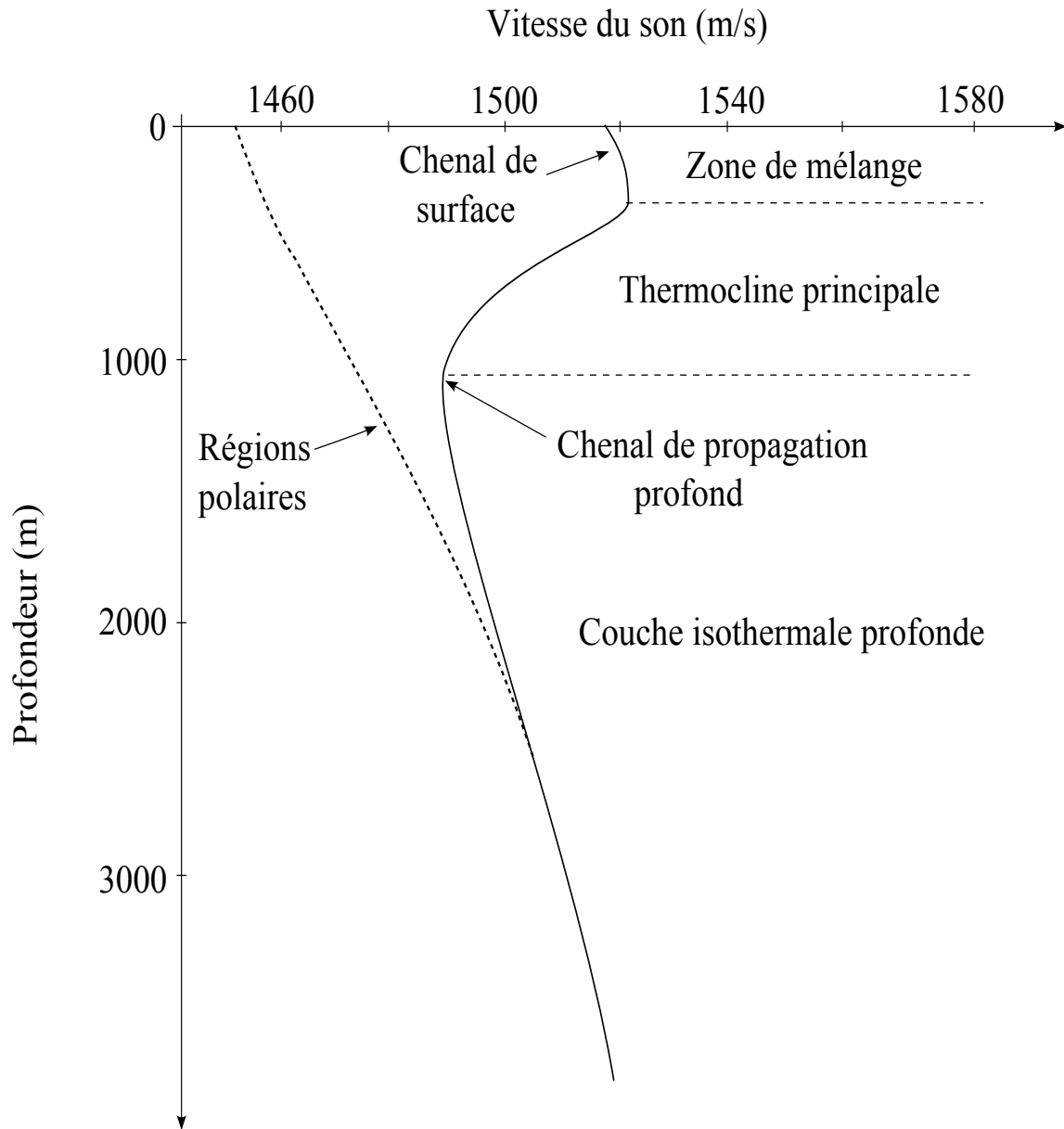
de la surface de la mer résultent du mélange de la couche d'eau dû au vent ainsi qu'à l'activité des vagues. La couche de mélange est perpétuellement brassée et possède classiquement une température constante. C'est pourquoi la vitesse de propagation du son dans la couche de mélange augmente avec la profondeur du fait de l'augmentation de pression. Comme nous le verrons par la suite, l'apparition d'un minimum de célérité à la surface de l'océan entraîne la création d'un chenal de propagation en surface. On peut noter que plus la mer est agitée, plus la couche de mélange sera profonde est plus le chenal de surface sera important. En revanche, les saisons chaudes ou les moments les plus chauds de la journée peuvent provoquer l'augmentation de la température de l'océan en surface. Il en résulte une augmentation de la vitesse de propagation du son en surface qui peut faire disparaître le chenal de surface.

Sous la couche de mélange se trouve la thermocline au sein de laquelle la température décroît avec l'augmentation de la profondeur ce qui entraîne une diminution de la vitesse de propagation. En dessous de la thermocline, la température des océans reste constante (à environ 4°C) et la vitesse de propagation du son augmente avec la profondeur. En effet, les propriétés thermodynamiques de l'eau salée soumise à de fortes pressions font que la température des océans reste constante à partir d'une certaine profondeur. On peut remarquer qu'il existe un minimum de célérité entre la thermocline principale et la zone isothermale profonde. Ce minimum de célérité donne naissance à un second chenal de propagation situé en profondeur.

En raison de leurs conditions climatiques caractéristiques, les zones polaires possèdent également des profils de célérité spécifiques. L'océan polaire est plus froid aux alentours de la surface, c'est pourquoi le minimum de célérité est situé au niveau de l'interface glace-air. Le profil de célérité typique des régions polaires est illustré en traits pointillés dans la figure 1.2.

La figure 1.3 illustre un profil de célérité enregistré dans l'océan Atlantique durant la campagne BASE'07 [Billand07] sur laquelle nous testerons une partie de nos méthodes et qui fut menée en collaboration par l'OTAN (Organisation du Traité de l'Atlantique Nord) et l'EPS-HOM (Etablissement Principal du Service Hydrographique et Océanographique de la Marine) en Juin 2007. Cette courbe illustre différents paramètres de la colonne d'eau en fonction de la profondeur : la vitesse de propagation du son en ms^{-1} (en noir), la température en °C (en rouge), la salinité en *psu* (en vert) et le paramètre σ_t (en bleu). Le paramètre σ_t est utilisé en océanographie, il représente la densité rapportée à la température, elle même rapportée à la pression atmosphérique en surface. L'unité de mesure de la salinité est le *psu* qui vient de l'anglais *Practical Salinity Unit* et correspond au nombre de gramme de sel dissous par kilogramme d'eau.

La figure 1.3 met en évidence l'importante corrélation qui existe entre le profil de célérité, la température et la salinité. Ce profil de célérité enregistré sur le plateau continental de l'océan Atlantique est particulièrement intéressant car il possède trois minima locaux de célérité. Chacun de ses minima locaux donne naissance à un chenal de propagation acoustique dans lequel la propagation des ondes acoustiques est favorisée. Durant la campagne acoustique BASE'07, les conditions de mer agitée ont créé une couche de mélange à température constante sur une profondeur d'environ 30 mètres, donnant naissance à un chenal de propagation de surface. On retrouve également un minimum de célérité situé à environ 60 mètres de profondeur qui provoque l'apparition d'un chenal de propagation au milieu de la colonne d'eau. Enfin, la majorité de l'énergie transmise par des sources situées proches du plancher océanique se retrouve piégée dans un chenal de propagation profond.

FIGURE 1.2 : *Profils de célérité typique.*

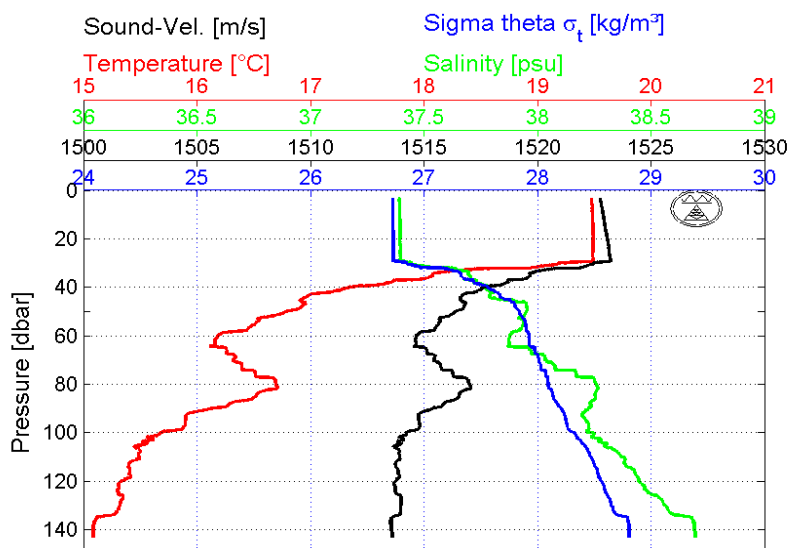


FIGURE 1.3 : Profils de célérité enregistré dans l’océan Atlantique durant la campagne BASE’07 [Billand07].

Pour expliquer la notion de chemin de propagation, nous allons considérer que l’onde acoustique se propage préférentiellement selon certains trajets acoustiques. La figure 1.4 est une représentation schématique des différents types de trajets acoustiques que l’on peut rencontrer dans l’océan pour les profils de célérité illustrés en traits pointillés (inspiré de l’ouvrage [Jensen94]). Ces trajets acoustiques peuvent être expliqués par la loi de *Snell-Descartes*,

$$\frac{\cos(\theta)}{c} = \text{constante}, \quad (1.18)$$

qui relie la célérité à l’angle de propagation du trajet acoustique par rapport à l’horizon qui est nommé angle de *rance*. On peut alors voir que cette loi implique que les trajets acoustiques s’incurvent localement vers les régions de faible célérité, c’est le phénomène de réfraction. De la même façon on peut dire que le son est piégé dans les régions de faible célérité.

Les trajets acoustiques les plus simples à interpréter sur la figure 1.4 sont les trajets situés au niveau d’un minimum de célérité local : A et B. Le chemin de propagation A correspond au *chenal de propagation de surface*. C’est l’existence du minimum de célérité au niveau de la surface océanique qui donne naissance à un chenal de propagation en surface. Le trajet B émane d’une source située en profondeur, aux alentours d’un minimum local de célérité, et possède un angle d’émission presque horizontal. Ce trajet acoustique se propage alors dans le *chenal de propagation profond* et peut parcourir de très grandes distances sans interagir avec aucune interface. Si le milieu est insonifié avec un signal basse fréquence, les trajets de type B peuvent se propager sur des milliers de kilomètres. Le chemin C est lui aussi émis aux alentours du minimum local de célérité mais il possède un angle d’émission légèrement plus important que

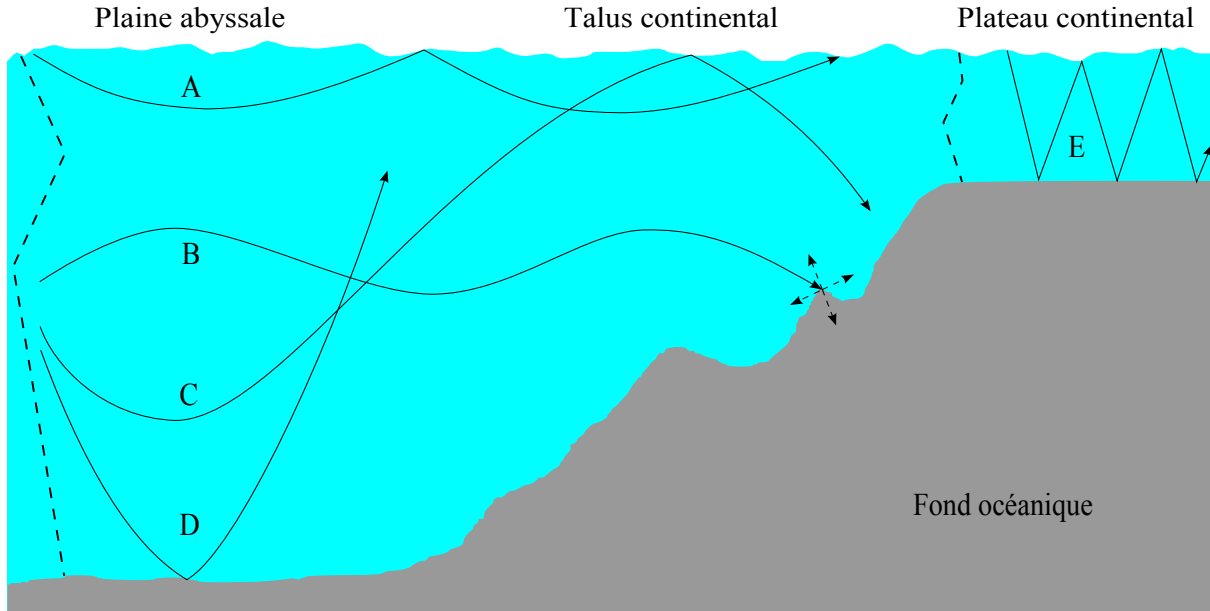


FIGURE 1.4 : Représentation schématique des différents types de trajets acoustiques pouvant être rencontrés dans le milieu océanique (inspirée de l'ouvrage [Jensen94]).

celui associé au trajet B et sort du chenal de propagation profond. Ce trajet rentre dans la zone dites *de convergence* qui a pour effet d'incurver le trajet C vers la surface. Le caractère réfractant du profil de célérité profond induit alors des zones d'intensité importante au niveau de la surface, aux endroits où les trajets du type C convergent. Le trajet D représente les trajets qui possèdent un angle d'émission encore plus important que celui du trajet C. Pour ce trajet D, l'onde acoustique sort du chenal de propagation profond et interagit avec le fond de l'océan. Comme nous le verrons par la suite, les trajets qui interagissent avec le fond perdent de l'intensité à chaque interaction et se propagent sur de plus faibles distances.

La partie droite de la figure 1.4 illustre la propagation dans les environnements peu profonds rencontrée au niveau des plateaux continentaux. Le milieu océanique se comporte alors comme un chenal de propagation acoustique dont les frontières sont la surface de la mer et le fond océanique. Dans ces milieux peu profonds, il est possible de rencontrer les mêmes trajets A, B, C et D que dans les milieux de propagation grands fonds. Cependant, la faible profondeur implique que les trajets acoustiques interagissent plus souvent avec le fond et la surface de l'océan comme l'illustre le trajet E. Comme nous allons le voir dans la section suivante, un trajet acoustique peut perdre de l'intensité et subir un déphasage à chaque interaction avec les interfaces. Les trajets qui interagissent de nombreuses fois avec les interfaces vont alors porter de l'information sur l'environnement dans lequel ils se sont propagés.

1.2.4.2 Interactions aux interfaces

Comme illustré dans la figure précédente, les ondes acoustiques peuvent interagir avec les interfaces du guide d'onde délimité par la surface et le fond de l'océan. Ces interactions se manifestent principalement sous la forme de réflexions à la surface, réflexions au fond et transmissions dans le sous-sol. Ces phénomènes de réflexions et de transmissions modifient les propriétés de l'onde se propageant dans la colonne d'eau. Par soucis de simplicité, nous présentons les lois de réflexion et de transmission dans le cas simple d'une interface plane entre deux milieux fluides

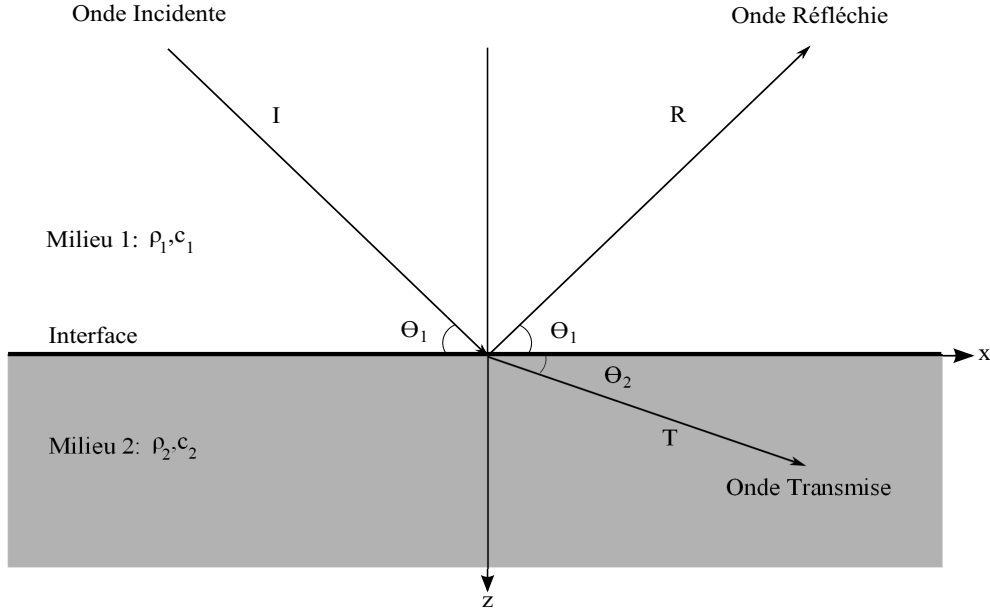


FIGURE 1.5 : Illustration des phénomènes de réflexion et de transmission au niveau d'une interface.

homogènes non absorbants. La transmission dans un milieu solide est détaillée dans plusieurs ouvrages [Clay77, Jensen94].

Considérons deux milieux homogènes isotropes caractérisés par leur vitesse de propagation c_1 et c_2 ainsi que par leur masse volumique ρ_1 et ρ_2 . Nous étudions le cas d'une onde plane monochromatique de rasant θ_1 . Comme illustré sur la figure 1.5, l'onde incidente donne naissance à une onde réfléchie dans le milieu 1 ainsi qu'à une onde transmise dans le milieu 2. Si l'on considère que l'onde incidente possède une amplitude unitaire et que l'on note l'amplitude de l'onde réfléchie R et T celle de l'onde transmise, la pression acoustique associée aux différentes ondes suit les relations suivantes :

$$p_i = \exp(iw(x \frac{\cos(\theta_1)}{c_1} + z \frac{\sin(\theta_1)}{c_1} - t)), \quad (1.19a)$$

$$p_r = R \exp(iw(x \frac{\cos(\theta_1)}{c_1} - z \frac{\sin(\theta_1)}{c_1} - t)), \quad (1.19b)$$

$$p_t = T \exp(iw(x \frac{\cos(\theta_2)}{c_2} + z \frac{\sin(\theta_2)}{c_2} - t)), \quad (1.19c)$$

où p_i , p_r et p_t caractérisent la pression de l'onde incidente, réfléchie et transmise respectivement.

Nous allons déterminer les inconnues R , T ainsi que l'angle de propagation de l'onde transmise θ_2 grâce aux deux conditions de continuité à l'interface. Les conditions de continuité devant être satisfaites à l'interface sont les suivantes :

- continuité de la pression totale à l'interface : $p_i + p_r = p_t$;
- continuité de la composante normale à l'interface de la vitesse : $v_z(0^+) = v_z(0^-)$.

La continuité de la composante normale à l'interface de la vitesse s'écrit de la façon suivante :

$$\frac{\partial \phi_t}{\partial z} = \frac{\partial \phi_i}{\partial z} + \frac{\partial \phi_r}{\partial z}. \quad (1.20)$$

On montre facilement que la continuité de la pression implique que

$$1 + R = T \exp(i\omega(x(\frac{\cos(\theta_2)}{c_2} - \frac{\cos(\theta_1)}{c_1}))). \quad (1.21)$$

Étant donné que dans la relation (1.21) la partie gauche est indépendante de x , la partie de droite doit aussi l'être. Ceci permet d'obtenir la loi de la réfraction de *Snell-Descarte*

$$\frac{\cos(\theta_2)}{c_2} = \frac{\cos(\theta_1)}{c_1}. \quad (1.22)$$

Cette loi énonce simplement la continuité de la composante horizontale du vecteur d'onde à l'interface. Finalement on peut écrire l'équation (1.21) comme

$$1 + R = T. \quad (1.23)$$

À partir des deux équations de continuité à l'interface (1.20) et (1.23), on obtient les expressions des coefficients de réflexion R et de transmission T qui sont :

$$R = \frac{\rho_2 c_2 / \sin(\theta_2) - \rho_1 c_1 / \sin(\theta_1)}{\rho_2 c_2 / \sin(\theta_2) + \rho_1 c_1 / \sin(\theta_1)}, \quad (1.24a)$$

$$T = \frac{\rho_2 c_2 / \sin(\theta_2)}{\rho_2 c_2 / \sin(\theta_2) + \rho_1 c_1 / \sin(\theta_1)}. \quad (1.24b)$$

Réflexion à la surface :

L'interface existant à la surface est constituée d'eau et d'air qui sont deux milieux très différents en ce qui concerne la propagation acoustique. La célérité du son dans l'eau et la masse volumique de l'eau de mer ($c_1 \approx 1500 \text{ m/s}$ et $\rho_1 \approx 1000 \text{ kg/m}^3$) sont nettement plus importantes que la célérité du son dans l'air et la masse volumique de l'air ($c_2 \approx 340 \text{ m/s}$ et $\rho_2 \approx 1.2 \text{ kg/m}^3$). On peut alors considérer l'interface eau/air comme une interface parfaitement réfléchissante avec un coefficient de réflexion égal à -1. Ce coefficient de réflexion égal à -1 caractérise une réflexion totale entraînant uniquement un déphasage de π de l'onde incidente sans atténuer son amplitude.

Remarque : Dans les applications réelles, on peut noter que l'approximation d'une réflexion totale à l'interface eau/air est principalement vérifiée quand la mer est calme. En revanche, quand la mer est agitée, l'interface n'est plus plane et de nombreux phénomènes de dispersions apparaissent et affectent le coefficient de réflexion.

Interface eau/fond marin :

Dans le cas de l'interface eau/fond marin, la vitesse de propagation du son dans le second milieu (fond) est la plupart du temps supérieure à celle du premier milieu (eau). Les équations définissant l'interface font alors apparaître un angle de rasance critique θ_c à partir duquel le coefficient de réflexion devient complexe. L'angle de rasance critique est défini par :

$$\theta_c = \arccos\left(\frac{c_1}{c_2}\right). \quad (1.25)$$

On peut alors distinguer deux cas en fonction de l'angle d'incidence θ_i :

- Il y a **réflexion partielle** si $\theta_i > \theta_c$ et à partir des équations (1.24b) et (1.22) le coefficient de réflexion s'exprime comme :

$$R = \frac{-\rho_1 c_1 / \sin(\theta_1) + \rho_2 c_2 / \sqrt{1 - (\frac{c_2}{c_1})^2 \cos^2(\theta_1)}}{\rho_2 c_2 / \sqrt{1 - (\frac{c_2}{c_1})^2 \cos^2(\theta_1)} + \rho_1 c_1 / \sin(\theta_1)}. \quad (1.26)$$

Dans ce cas, le coefficient de réflexion est un nombre réel de module inférieur à 1 ce qui signifie que l'amplitude de l'onde réfléchie est atténuée mais que l'onde n'est pas déphasée.

- Il y a **réflexion totale** si $\theta_i < \theta_c$. Le numérateur et le dénominateur de R sont alors deux nombres complexes conjugués. À partir des équations (1.24b) et (1.22) le coefficient de réflexion suit la relation suivante :

$$R = \exp(-i\varphi), \quad (1.27a)$$

$$\varphi = 2 \arctan \left(\frac{\rho_2 c_2 / \sqrt{1 - (\frac{c_2}{c_1})^2 \cos^2(\theta_1)}}{(\rho_1 c_1) / \sin(\theta_1)} \right). \quad (1.27b)$$

Dans ce cas, le coefficient de réflexion est un nombre complexe de module égal à 1. L'onde incidente est alors réfléchie sans atténuation mais elle est déphasée de $-\varphi$.

Influence de l'absorption :

Les calculs précédents ont été réalisés pour une interface existant entre deux milieux fluides homogènes non absorbants. Il est possible de calculer de manière simple les coefficients de réflexion dans le cas de milieux absorbants en rajoutant le terme d'absorption, $\exp(-\alpha_1 x)$ ou $\exp(-\alpha_2 x)$, dans l'expression des différentes pressions (1.19c). La modélisation de l'absorption entraîne qu'il n'existe plus d'angle pour lequel le module de R vaut 1, c'est à dire que la réflexion totale n'existe plus. Cependant, les trajets possédant un angle de rasance inférieur à l'angle de rasance critique auront toujours une énergie plus importante que les trajets connaissant une ou plusieurs réflexions partielles [Dagany02].

1.3 Guide d'onde océanique

Le milieu de propagation océanique peu profond peut être considéré comme un guide d'onde dont les limites sont formées par la surface et le fond océanique. Dans cette partie nous allons caractériser la propagation acoustique dans les guides d'onde océaniques pour notre contexte d'étude grâce à la théorie des rayons.

Depuis les années 60, deux principales théories ont été utilisées pour décrire et modéliser la propagation acoustique océanique : la théorie des rayons et la théorie de la propagation modale. Historiquement, la théorie des rayons était la plus utilisée car les sources étaient hautes fréquences et les profondeurs d'étude étaient grandes. De nos jours, le tracé de rayon est de moins en moins employé par la communauté scientifique au profit de la propagation modale. Ceci est principalement dû à l'approximation haute fréquence de la théorie des rayons ainsi qu'à

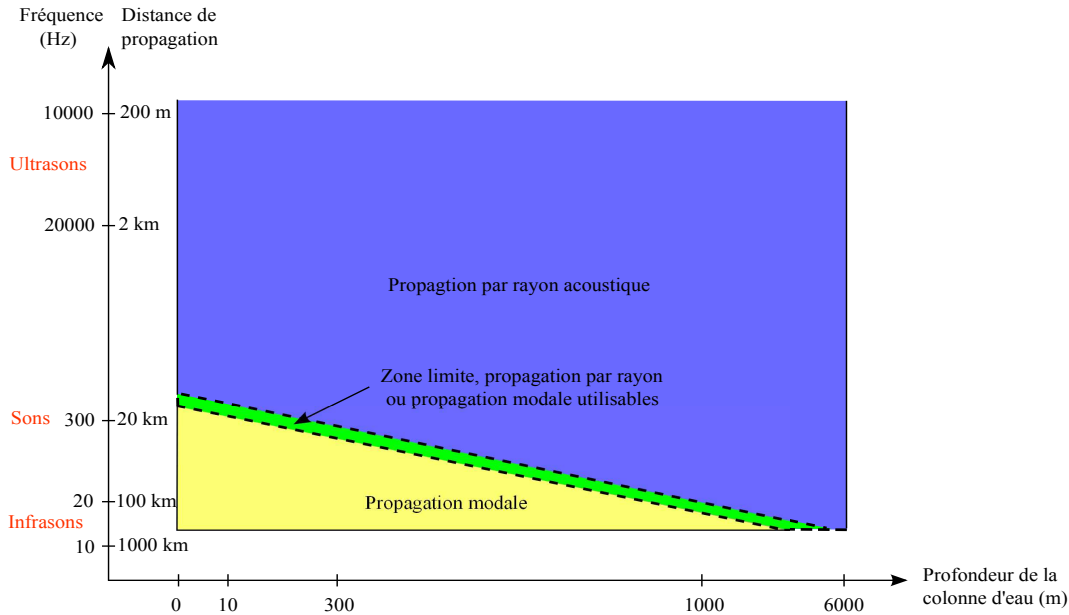


FIGURE 1.6 : *Illustration schématique des domaines de validité des théories de propagation modale et par rayon acoustique illustrés en fonction de la fréquence du signal transmis et de la profondeur de la colonne d'eau [Gervaise08a].*

une relative imprécision des résultats. En revanche, la méthode de tracé de rayon est toujours largement utilisée dans les environnements opérationnels où la rapidité d'exécution est primordiale et où l'incertitude environnementale est le principal facteur limitant en ce qui concerne la précision que l'on peut atteindre. La théorie des rayons permet également d'interpréter de façon simple et visuelle les résultats obtenus avec les autres modèles.

La figure 1.6 présente une illustration schématique des domaines de validité des théories de propagation modale et par rayon acoustique en fonction de la fréquence des signaux transmis et de la profondeur du canal de propagation. Étant donné notre contexte d'étude (petits fonds et basses à hautes fréquences), dans l'optique de fournir des résultats appliqués et afin de limiter la puissance calculatoire requise pour mettre en oeuvre nos méthodes, nous avons choisi d'opter pour la théorie des rayons acoustiques.

D'un point de vue historique, il est intéressant de remarquer que le comportement de la trajectoire des rayons fut compris bien avant que la théorie mathématique soit formulée. La théorie des rayons apparut originellement dans le domaine de l'optique où cette dernière permit la compréhension de la propagation de la lumière avant même que les équations fondamentales de la propagation de la lumière soit énoncé par Maxwell [Born03]. En effet, la propagation et la réflexion des rayons furent à l'origine étudiées par Euclide [Keller78], tandis que la loi de Snell-Descartes gouvernant la réfraction remonte à 1626 [Jensen94].

Dans la section suivante, nous montrons comment la théorie des rayons est issue de l'équation d'onde.

1.3.1 La théorie des rayons, dérivation mathématique

Quelque soit la configuration étudiée, l'étude de la propagation acoustique passe par la résolution de l'équation de Helmholtz qui peut être obtenue par simple transformée de Fourier

de l'équation d'onde (1.3). La résolution de l'équation de Helmholtz donne accès à l'expression de la pression acoustique en tout point de l'espace étudié. Considérons, dans un repère cartésien $(\vec{u}_x, \vec{u}_y, \vec{u}_z)$, une source ponctuelle monochromatique de fréquence f et de pulsation $w = 2\pi f$ située en $\vec{r}_s = (x_s, y_s, z_s)$. La pression acoustique reçue au point $M(\vec{r})$ vérifie l'équation de Helmholtz :

$$\Delta p(\vec{r}, w) + \frac{w^2}{c^2(\vec{r})} p(\vec{r}, w) = -\delta(\vec{r} - \vec{r}_s), \quad (1.28)$$

où $c(\vec{r})$ désigne la célérité de l'onde au point de coordonnées \vec{r} et δ est la fonction associée à la distribution de Dirac dans le plan cartésien. La théorie des rayons consiste à chercher, dans un premier temps, une solution sous la forme d'une somme appelée série de rayons. La solution recherchée est de la forme :

$$p(\vec{r}, w) = e^{iw\tau(\vec{r})} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A_j(\vec{r})}{(iw)^j}. \quad (1.29)$$

La série de rayons est généralement divergente, mais dans certains cas on peut montrer que c'est une approximation asymptotique de la solution exacte de l'équation de Helmholtz.

Afin d'étudier les conditions d'existence de la solution que nous proposons, nous allons étudier l'équation de Helmholtz qu'elle vérifie. Pour cela, il convient de calculer $\nabla^2 p$ où p est défini dans la relation (1.29) et vérifie

$$\nabla^2 p = e^{iw\tau(\vec{r})} \left[\left(-w^2 |\nabla\tau(\vec{r})|^2 + iw\nabla^2\tau(\vec{r}) \right) \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A_j}{(iw)^j} + 2iw\nabla\tau(\vec{r}) \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\nabla A_j}{(iw)^j} + \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\nabla^2 A_j}{(iw)^j} \right]. \quad (1.30)$$

En remplaçant l'expression (1.30) dans l'équation de Helmholtz (1.28), puis en séparant les termes du même ordre en w , on obtient un système infini d'équations qui dépendent de $\tau(\vec{r})$ et de $A_j(\vec{r})$,

$$O(w^2) \quad : \quad |\nabla\tau(\vec{r})|^2 = c^{-2}(\vec{r}), \quad (1.31a)$$

$$O(w) \quad : \quad 2\nabla\tau(\vec{r})\nabla A_0(\vec{r}) + (\nabla^2\tau(\vec{r}))A_0(\vec{r}) = 0, \quad (1.31b)$$

$$O(w^{1-j}) \quad : \quad 2\nabla\tau(\vec{r})\nabla A_j(\vec{r}) + (\nabla^2\tau(\vec{r}))A_j(\vec{r}) = -\nabla A_{j-1}(\vec{r}), j = 1, 2, \dots \quad (1.31c)$$

L'équation en $O(w^2)$ est appelée l'équation *eikonale*. L'équation eikonale est celle qui nous permet de dériver l'expression du temps de propagation associé à chaque rayon, $\tau(\vec{r})$. Les équations restantes sont connues sous le nom d'équations de *transport* et l'équation de transport en $O(w)$ permet d'exprimer l'amplitude des rayons, $A_j(\vec{r})$.

Pour l'instant, nous avons choisi de chercher une solution sous la forme d'une série de rayons (1.29) et la progression effectuée pour résoudre l'équation de Helmholtz semble minime. En effet, nous avons transformé une équation aux dérivées partielles (EDP) linéaire en la somme d'une EDP non linéaire (l'équation eikonale) et d'une série infinie d'EDP linéaires (les équations de transport). L'approximation classique effectuée à ce stade consiste à ne conserver que la première équation de transport. Cette approximation est clairement une approximation haute

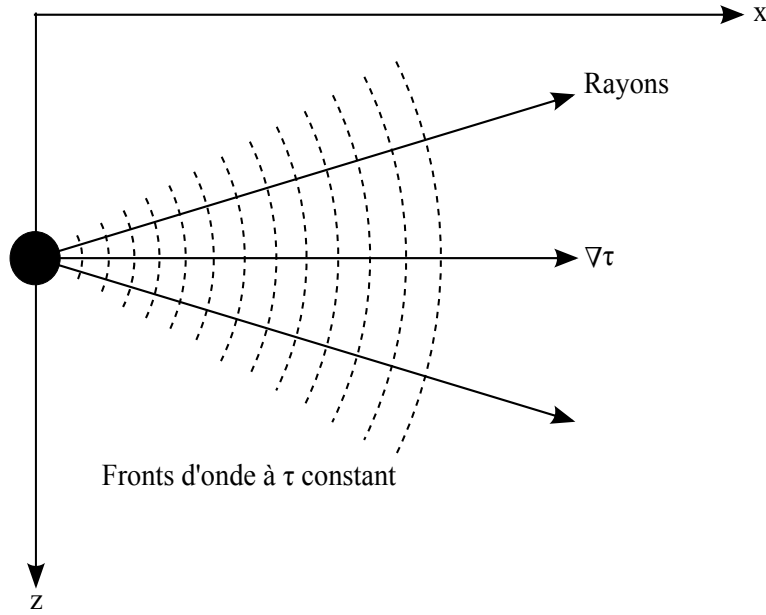


FIGURE 1.7 : Schéma représentant les lignes caractéristiques (les rayons) qui sont perpendiculaires aux fronts d'onde à déphasage constant (τ constant).

fréquence puisque l'on néglige tous les termes en $\frac{1}{(iw)^j}$, $j = 1, 2, \dots$. Le système d'équations régissant la pression acoustique reçue au point $M(\vec{r})$ est alors constitué de l'équation eikonale et de l'équation de transport,

$$\text{Équation eikonale} \quad : \quad |\nabla\tau(\vec{r})|^2 = c^{-2}(\vec{r}), \quad (1.32a)$$

$$\text{Équation de transport} \quad : \quad 2\nabla\tau(\vec{r})\nabla A_0(\vec{r}) + (\nabla^2\tau(\vec{r}))A_0(\vec{r}) = 0, \quad (1.32b)$$

1.3.1.1 L'équation Eikonale

L'équation eikonale définit par :

$$|\nabla\tau(\vec{r})|^2 = \frac{1}{c^2(\vec{r})}, \quad (1.33)$$

est une EDP non linéaire du premier ordre qui peut être résolue grâce à la méthode des caractéristiques [Bleisten84]. Pour une EDP du premier ordre, la méthode des caractéristiques consiste à chercher des courbes (appelées *lignes caractéristiques*) le long desquelles l'EDP se réduit à une simple équation différentielle ordinaire (EDO). La résolution de l'EDO le long d'une ligne caractéristique permet de retrouver la solution du problème original. Nous introduisons donc une famille de lignes caractéristiques (les rayons) qui sont perpendiculaires aux fronts d'onde. Les fronts d'onde correspondent aux surfaces selon lesquelles l'onde acoustique possède le même déphasage. Dans le plan, les fronts d'onde sont donc des courbes à $\tau(\vec{r})$ constant comme l'illustre la figure 1.7. Cette famille de rayons définit le système des coordonnées curvilignes dans lequel l'équation eikonale se simplifie grandement. En effet, comme nous allons le voir dans cette section, l'équation eikonale exprimée dans le système de coordonnées des rayons se réduit à une simple équation linéaire ordinaire.

Dans un premier temps nous allons définir le système de coordonnées des rayons pour ensuite exprimer l'équation eikonale dans ce nouveau système de coordonnées. Par définition, $\nabla\tau(\vec{r})$ est

un vecteur perpendiculaire aux fronts d'onde. Nous pouvons alors utiliser le vecteur $\nabla\tau(\vec{r})$ comme base pour exprimer la trajectoire des rayons $\vec{r}(s)$ grâce à l'équation différentielle suivante :

$$\frac{d\vec{r}(s)}{ds} = c\nabla\tau(\vec{r}), \quad (1.34)$$

où s est l'abscisse curviligne et représente le chemin parcouru par le rayon. Le facteur c est introduit afin que le vecteur tangent à la propagation du rayon soit unitaire. Ceci est facilement vérifiable à partir de la relation (1.33) et de l'équation suivante :

$$\left| \frac{d\vec{r}(s)}{ds} \right|^2 = c^2 |\nabla\tau(\vec{r})|^2. \quad (1.35)$$

Étant donné que $\left| \frac{d\vec{r}(s)}{ds} \right| = 1$, le paramètre s représente bien la longueur du chemin parcouru le long du rayon. Les rayons peuvent alternativement être paramétrés par le temps de propagation ou tout autre quantité qui augmente de façon monotone le long du rayon.

Notre définition du rayon est uniquement basée sur le fait que les rayons se propagent perpendiculairement aux fronts d'onde à $\tau(\vec{r})$ constant. Or $\tau(\vec{r})$ est toujours inconnue. C'est pourquoi dans la suite nous allons chercher à caractériser les rayons en fonction d'un paramètre supposé connu $c(\vec{r})$.

Pour simplifier le formalisme, dans un premier temps, nous ne considérons que la composante de l'axe des x de l'équation (1.34). Prenons la dérivée de la relation (1.34) par rapport à s :

$$\frac{d}{ds} \left(\frac{1}{c} \frac{dx}{ds} \right) = \frac{d}{ds} \left(\frac{\partial\tau}{\partial x} \right) \quad (1.36a)$$

$$= \frac{\partial^2\tau}{\partial x^2} \frac{\partial x}{\partial s} + \frac{\partial^2\tau}{\partial x\partial y} \frac{\partial y}{\partial s} + \frac{\partial^2\tau}{\partial x\partial z} \frac{\partial z}{\partial s}. \quad (1.36b)$$

On peut reformuler cette expression en utilisant l'équation (1.34) et l'on obtient

$$\frac{d}{ds} \left(\frac{1}{c} \frac{dx}{ds} \right) = c \left(\frac{\partial^2\tau}{\partial x^2} \frac{\partial\tau}{\partial x} + \frac{\partial^2\tau}{\partial x\partial y} \frac{\partial\tau}{\partial y} + \frac{\partial^2\tau}{\partial x\partial z} \frac{\partial\tau}{\partial z} \right) \quad (1.37a)$$

$$= \frac{c}{2} \frac{\partial}{\partial x} \left[\left(\frac{\partial\tau}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial\tau}{\partial y} \right)^2 + \left(\frac{\partial\tau}{\partial z} \right)^2 \right]. \quad (1.37b)$$

Ensuite, grâce à l'équation eikonale (1.33) on remplace le terme entre crochets :

$$\frac{d}{ds} \left(\frac{1}{c} \frac{dx}{ds} \right) = \frac{c(\vec{r})}{2} \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{c(\vec{r})^2} \right), \quad (1.38)$$

ce qui peut être simplifié comme suit :

$$\frac{d}{ds} \left(\frac{1}{c} \frac{d\vec{r}}{ds} \right) = -\frac{1}{c(\vec{r})^2} \frac{\partial c(\vec{r})}{\partial x}. \quad (1.39)$$

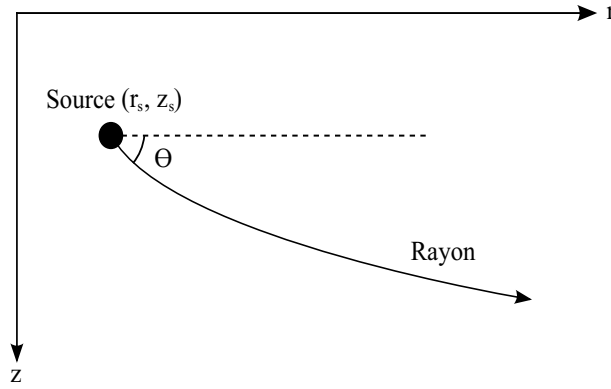


FIGURE 1.8 : Schéma représentant la trajectoire d'un rayon ainsi ses paramètres initiaux dans le plan distance-profondeur.

En déroulant le même calcul pour les deux autres composantes (y et z) de l'équation (1.34), on obtient finalement l'équation vectorielle de la trajectoire des rayons ne dépendant que de la variable c :

$$\frac{d}{ds} \left(\frac{1}{c} \frac{dx}{ds} \right) = -\frac{1}{c(\vec{r})^2} \nabla c(\vec{r}). \quad (1.40)$$

Supposons que l'environnement soit un milieu à symétrie de révolution autour de l'axe Oz , l'équation des rayons se simplifie alors en deux équations du premier ordre dans un repère cylindrique (r, z) :

$$\frac{dr}{ds} = c(s)\xi(s), \quad \frac{d\xi(s)}{ds} = -\frac{1}{c(s)^2} \frac{dc(s)}{dr}, \quad (1.41)$$

$$\frac{dz}{ds} = c(s)\zeta(s), \quad \frac{d\zeta(s)}{ds} = -\frac{1}{c(s)^2} \frac{dc(s)}{dz}, \quad (1.42)$$

où $[r(s), z(s)]$ est la trajectoire du rayon dans le plan distance-profondeur. Les variables auxiliaires $\xi(s)$ et $\zeta(s)$ permettent d'écrire l'équation des rayons comme une équation du premier ordre. En rappelant que la tangente à la courbe $[r(s), z(s)]$ est donnée par $[dr(s)/ds, dz(s)/ds]$ et à partir des équations (1.41) et (1.42), on peut remarquer que le vecteur tangent à la trajectoire des rayons est donné par $c[\xi(s), \zeta(s)]$.

L'ensemble d'équations différentielles obtenu est résolu numériquement pour obtenir la trajectoire des rayons. Cependant, pour pouvoir résoudre les équations des rayons, il est important de préciser les conditions à l'origine. Comme le montre la figure 1.8, les conditions initiales sont la position de la source (r_s, z_s) et l'angle de départ du rayon θ . On a donc :

$$r(0) = r_s, \quad \xi(0) = \frac{\cos(\theta)}{c(0)}, \quad (1.43)$$

$$z(0) = z_s, \quad \zeta(0) = \frac{\sin(\theta)}{c(0)}. \quad (1.44)$$

La position de la source est parfois connue tandis que l'angle de départ θ est une inconnue (sauf en simulation).

Si l'on considère que la célérité de l'onde dans le milieu est indépendante de la fréquence, alors les chemins empruntés par les rayons sont eux aussi indépendants de la fréquence. En revanche, la phase dépend de la fréquence. En pratique, il existe souvent des pertes de propagation qui dépendent de la fréquence ce qui est modélisé en rajoutant une partie imaginaire à la célérité. Ces pertes de propagation liées à la fréquence rajoutent une dépendance fréquentielle dans le calcul des trajectoires des rayons acoustiques.

Pour illustrer les équations des rayons (1.41) et (1.42) nous proposons d'étudier la propagation des rayons acoustiques dans un environnement ayant un profil de célérité donné. Considérons par exemple une source située à 100 mètres de profondeur en mer Méditerranée. Un exemple de profil de célérité de la mer Méditerranée est donné dans le tableau 1.4. Les trajectoires de 50 rayons acoustiques obtenues avec le logiciel de lancer de rayons BELLHOP et à partir du profil de célérité du milieu sont représentées en figure 1.9. Les différentes classes de rayons ont été affichées avec différents types de courbe. Les rayons uniquement réfractés sont affichés en traits plein, les rayons qui sont à la fois réfractés et réfléchis à la surface sont représentés en traits hachurés tandis que les rayons réfractés, réfléchis fond et surface sont illustrés par des traits pointillés. Les courbes de la figure 1.9 ont été obtenues en intégrant les équations (1.41) et (1.42) de nombreuses fois (50 fois) avec des conditions initiales correspondant à différents angles de départ θ .

Comme nous l'avons introduit dans la section 1.2.4, la figure 1.9 nous permet de remarquer que les rayons s'incurvent pour fuir les zones de célérité importante. En particulier, les rayons ont tendance à éviter les interfaces qui sont des zones de forte célérité. Une autre façon d'interpréter ce phénomène de propagation acoustique est de penser que les rayons acoustiques se font piéger autour du minimum de célérité. Bien que simpliste, cet exemple permet de bien cerner l'évolution et le comportement de la trajectoire des rayons. Dans certains cas réels plus complexes, avec des profils de célérité possédant plusieurs minima locaux, il est possible que les rayons changent de direction de nombreuses fois lors d'une unique phase montante ou descendante.

La figure 1.9 ne représente que le "squelette" du champ acoustique : elle montre la direction selon laquelle l'énergie se propage mais ne donne aucune information concernant le champ de pression ou les pertes par transmission. Afin d'obtenir le champ de pression, il est nécessaire d'associer une phase et une amplitude à chaque rayon. La phase est obtenue en résolvant l'équation eikonale dans le système de coordonnées des rayons. Nous rappelons l'équation eikonale :

$$\nabla\tau(\vec{r})\nabla\tau(\vec{r}) = \frac{1}{c^2(\vec{r})}. \quad (1.45)$$

À partir de la relation (1.34), on obtient l'expression suivante :

$$\nabla\tau(\vec{r})\frac{1}{c(\vec{r})}\frac{\vec{r}}{s} = \frac{1}{c^2(\vec{r})}, \quad (1.46)$$

qui est équivalente à

$$\frac{d\tau(s)}{ds} = \frac{1}{c(s)}. \quad (1.47)$$

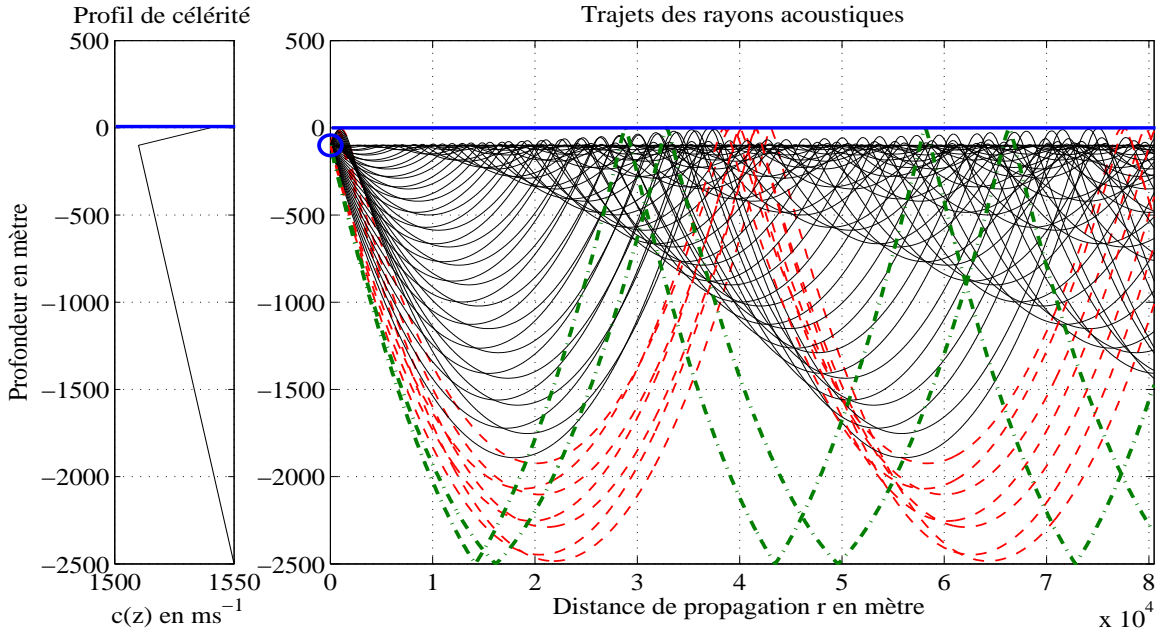


FIGURE 1.9 : Profil de célérité et tracé de rayons typiques de la mer Méditerranée. La source est située à une profondeur de 100 mètres et est illustrée par un cercle. On peut remarquer la présence de rayons réfractés (traits pleins), de rayons réfractés et réfléchis en surface (traits hachurés) et de rayons réfractés, réfléchis fond et surface (traits pointillés-hachurés).

L'équation (1.47) est l'équation eikonale exprimée dans le repère des coordonnées curvilignes des rayons s . L'équation aux dérivées partielles non linéaire d'origine a été réduite à une équation différentielle linéaire ordinaire dont la solution est de la forme :

$$\tau(s) = \tau(0) + \int_0^s \frac{1}{c(s')} ds'. \quad (1.48)$$

Le terme intégral de cette équation représente le temps de propagation le long du rayon. D'un point de vue physique, la phase de l'onde acoustique est simplement retardée par le temps de propagation du rayon. Nous avons donc obtenu l'expression du déphasage de l'onde acoustique $\tau(s)$ pour chaque rayon. Dans la section suivante, nous allons résoudre l'équation de transport (1.32b) pour obtenir l'expression l'amplitude associée à chacun des rayons acoustiques.

1.3.1.2 L'équation de transport

La dernière étape de la caractérisation du champ de pression consiste à associer une amplitude à chaque rayon en résolvant l'équation de transport que nous rappelons :

$$2\nabla\tau(\vec{r})\nabla A_0(\vec{r}) + (\nabla^2\tau(\vec{r}))A_0(\vec{r}) = 0. \quad (1.49)$$

L'équation (1.34) définit les rayons comme étant perpendiculaires aux fronts d'onde. Ceci nous permet de reformuler l'équation de transport comme suit :

$$\frac{2}{c(s)} \frac{d\vec{r}}{ds} \nabla A_0(s) + (\nabla^2\tau(s))A_0(s) = 0. \quad (1.50)$$

Le premier terme de cette expression représente une dérivée selon la direction du rayon et se simplifie de la façon suivante :

$$\frac{2}{c(s)} \frac{dA_0(s)}{ds} + (\nabla^2 \tau(s))A_0(s) = 0. \quad (1.51)$$

Il existe deux méthodes pour résoudre l'équation (1.51). La première consiste à calculer $\nabla^2 \tau(s)$ pour ensuite intégrer l'équation le long d'un rayon. La seconde méthode consiste à exprimer $\nabla^2 \tau(s)$ en fonction du *Jacobien* et permet de donner un sens géométrique au résultat final. Nous avons choisi de présenter la méthode de résolution géométrique de l'équation de transport. Afin de clarifier le problème, nous introduisons le Jacobien dans l'espace cartésien :

$$J = \left| \frac{\partial \vec{r}}{\partial (s, \theta, \varphi)} \right| = \begin{vmatrix} \frac{\partial x}{\partial s} & \frac{\partial x}{\partial \theta} & \frac{\partial x}{\partial \varphi} \\ \frac{\partial y}{\partial s} & \frac{\partial y}{\partial \theta} & \frac{\partial y}{\partial \varphi} \\ \frac{\partial z}{\partial s} & \frac{\partial z}{\partial \theta} & \frac{\partial z}{\partial \varphi} \end{vmatrix}, \quad (1.52)$$

où θ et φ sont respectivement les angles de déclinaison et d'azimut du rayon lors de son départ. On peut montrer [Jensen94] que le Jacobien vérifie la relation suivante :

$$\nabla^2 \tau(s) = \frac{1}{J(s)} \frac{d}{ds} \left(\frac{J(s)}{c(s)} \right), \quad (1.53)$$

ce qui permet de reformuler l'équation de transport comme :

$$2 \frac{dA_0(s)}{ds} + \left[\frac{c(s)}{J(s)} \frac{d}{ds} \left(\frac{J(s)}{c(s)} \right) \right] A_0(s) = 0. \quad (1.54)$$

On intègre finalement cette équation pour obtenir la solution de l'équation de transport :

$$A_0(s) = A_0(0) \left| \frac{c(s)J(0)}{c(0)J(s)} \right|^{1/2}. \quad (1.55)$$

1.3.1.3 Les conditions initiales

Afin d'obtenir la solution complète de l'équation eikonale et de l'équation de transport, il est nécessaire de spécifier les conditions initiales du problème. Classiquement, on donne les conditions initiales en utilisant la méthode des *problèmes canoniques* qui consiste à construire un problème plus simple pour lequel on connaît la solution exacte puis à choisir les conditions initiales pour qu'elles coïncident avec celles de la solution exacte. En acoustique océanique le problème canonique classique est formé par une source ponctuelle insonifiant un milieu homogène infini. Pour ce problème simple, on considère que la célérité est constante, égale à la célérité du problème général évaluée au point source $c_0 = c|_{s=0}$. La solution du problème de la source ponctuelle insonifiant un milieu homogène infini est un résultat classique, donnée par [Jensen94] :

$$p^0(s) = \frac{e^{iws/c_0}}{4\pi s}, \quad (1.56)$$

où s est la distance du point d'observation à la source. L'amplitude et le déphasage associés à la solution sont alors :

$$A^0(s) = \frac{1}{4\pi s}, \quad (1.57a)$$

$$\tau^0(s) = \frac{s}{c_0}. \quad (1.57b)$$

Les conditions à l'origine sont données pour $s = 0$, ce qui implique que $\tau(0) = 0$ est la condition initiale de l'équation eikonale. En revanche, l'amplitude $A^0(s)$ diverge quand s tend vers 0, ce qui engendre une légère complication. Cette difficulté est surmontée en cherchant une condition initiale pour le terme $A_0(s)|J(s)|^{1/2}$ au lieu de l'amplitude seule. Comme le montre l'équation (1.52), il est nécessaire de connaître la solution de l'équation des rayons dans un milieu homogène pour obtenir l'expression du Jacobien. Dans le cas d'une célérité constante, l'équation des rayons (1.40) se résume à une équation différentielle du second ordre sans second membre, dont la solution dans le repère cartésien est donnée par :

$$\vec{r}(s) = \vec{r}_0 + s(\cos(\theta)\cos(\varphi), \cos(\theta)\sin(\varphi), \sin(\theta)). \quad (1.58)$$

Cette expression montre que pour le cas d'une célérité constante, les rayons acoustiques suivent bien des trajets rectilignes qui partent du point source comme l'illustre la figure 1.8. À partir de l'expression des rayons, on calcule le déterminant de la matrice Jacobienne (1.52) qui vaut :

$$J(s) = -s^2\cos(\theta). \quad (1.59)$$

On peut alors calculer la limite de $A_0(s)|J(s)|^{1/2}$ quand s tend vers 0 ce qui conduit à :

$$A_0(0)J(0) = \lim_{s \rightarrow 0} A_0(s)|J(s)|^{1/2} = \frac{1}{4\pi} |\cos(\theta)|^{1/2}. \quad (1.60)$$

En remplaçant $A_0(0)J(0)$ par sa nouvelle valeur dans l'expression (1.55) on trouve la forme finale de l'équation de transport :

$$A_0(s) = \frac{1}{4\pi} \left| \frac{c(s)\cos(\theta)}{c_0 J(s)} \right|^{1/2}. \quad (1.61)$$

L'expression du champ de pression est alors obtenue en combinant les résultats obtenus pour l'équation eikonale (1.48) et pour l'équation de transport (1.61) :

$$p(s, w) = \frac{1}{4\pi} \left| \frac{c(s)\cos(\theta)}{c_0 J(s)} \right|^{1/2} e^{iw \int_0^s \frac{1}{c(s')} ds'}. \quad (1.62)$$

Interprétation physique :

La phase associée à chaque rayon acoustique est simplement calculée à partir de la longueur du trajet de chaque rayon. Nous allons montrer que le Jacobien $J(s)$ est proportionnel à la surface de la section des faisceaux de rayons formés par les paires de rayons proches, séparés d'un angle de lancement infinitésimement petit $d\theta$. L'équation du champ de pression (1.62) signifie alors que l'intensité de l'onde acoustique le long d'un rayon décroît de façon inversement proportionnelle à la section conique du faisceau de rayons. En d'autres termes, l'énergie acoustique se répartit selon la surface des faisceaux de rayons qui s'élargissent à mesure que l'on s'éloigne de la source comme l'illustre la figure 1.10.

En effet, pour un problème à symétrie de révolution cylindrique, on a $x = r\cos(\varphi)$, $y = r\sin(\varphi)$ et le Jacobien se réduit à :

$$J = -r \left(\frac{\partial r}{\partial s} \frac{\partial z}{\partial \theta} - \frac{\partial z}{\partial s} \frac{\partial r}{\partial \theta} \right). \quad (1.63)$$

En remarquant que $r = \cos(\theta)s$ et que $z = \sin(\theta)s$ on trouve :

$$J = -rs. \quad (1.64)$$

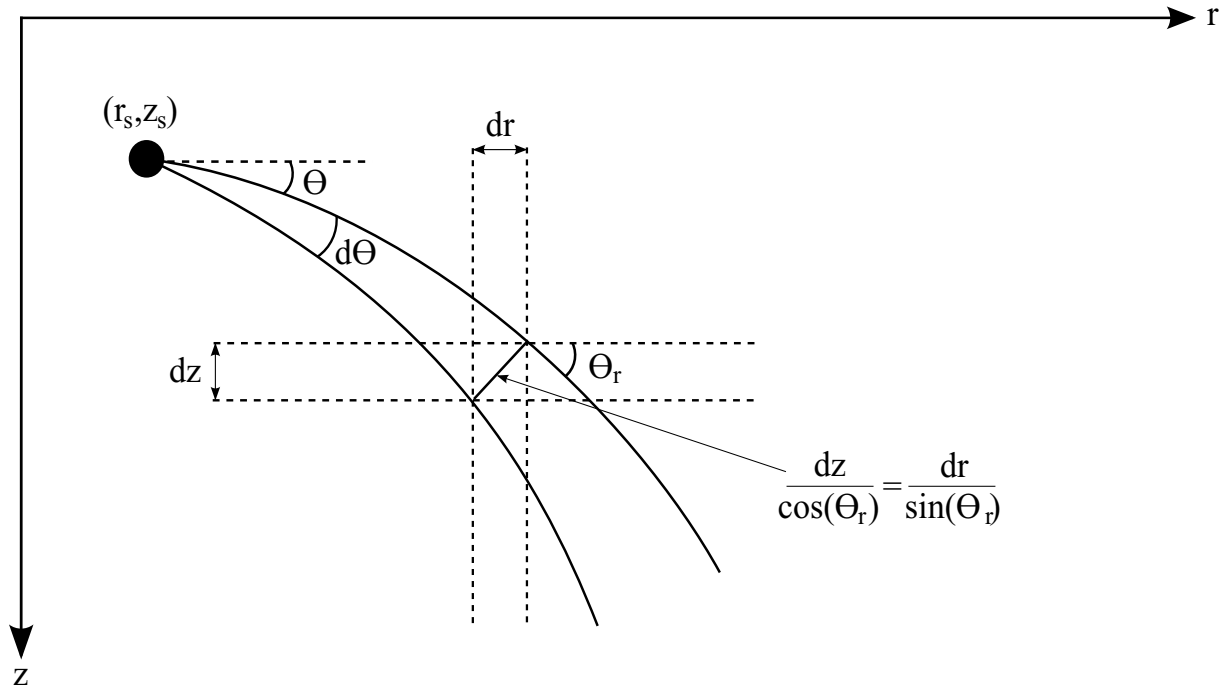


FIGURE 1.10 : Schéma représentant le faisceau de rayon formé par deux rayons séparés d'un angle de lancement $d\theta$.

Enfin, étant donné que $\sqrt{\left(\frac{\partial z}{\partial \theta}\right)^2 + \left(\frac{\partial r}{\partial \theta}\right)^2} = s$, on prouve que :

$$J = -r \sqrt{\left(\frac{\partial z}{\partial \theta}\right)^2 + \left(\frac{\partial r}{\partial \theta}\right)^2}. \quad (1.65)$$

Le Jacobien J est donc bien proportionnel à la section conique du faisceau de rayon. Géométriquement, on remarque que le Jacobien peut aussi s'exprimer par la relation suivante :

$$J = -\frac{r}{\cos(\theta_r)} \frac{\partial z}{\partial \theta} = -\frac{r}{\sin(\theta_r)} \frac{\partial r}{\partial \theta}, \quad (1.66)$$

où θ_r est l'angle de rasance du rayon au point de réception.

Nous avons obtenu l'expression du champ de pression associé à chaque rayon considéré individuellement. La connaissance du champ de pression en un point quelconque de l'espace nécessite l'identification des *rayons propres* qui sont les rayons passant par ce point. Chacun des rayons propres passant par ce point contribue à créer le champ de pression complexe par son amplitude et sa phase. L'intensité du champ de pression acoustique au point (r, z) est alors simplement calculée en sommant la contribution de chaque rayon propre et s'exprime comme :

$$p(r, z, w) = \sum_{j=1}^{N(r, z)} p_j(r, z, w), \quad (1.67)$$

où $N(r, z)$ représente le nombre de rayons propres contribuant au champ de pression au point de réception (r, z) et $p_j(r, z)$ représente la pression associée au rayon d'indice j qui est donnée par (1.62). D'un point à un autre, le nombre de rayons propres peut varier considérablement. En

champ proche, il est possible que seuls trois rayons propres aient une influence non négligeable : un rayon diffracté, un rayon diffracté réfléchi au fond et un rayon diffracté réfléchi à la surface. Les autres rayons possèdent des angles d'incidence supérieur à l'angle critique et la grande majorité de leur énergie est transmise dans le sous-sol océanique. À plus grande distance, le nombre de rayons propres est souvent important. Les rayons propres sont alors constitués de rayons diffractés suivant différents trajets et de rayons qui interagissent avec la surface et le fond plusieurs fois.

1.3.2 L'Opérateur de propagation acoustique

Nous avons établi l'équation régissant la pression acoustique dans le domaine fréquentiel grâce à la théorie de propagation par rayon acoustique. Dans cette section, nous nous intéressons à modéliser la propagation acoustique dans l'environnement sous la forme d'un filtrage linéaire afin de décrire l'opérateur de propagation reliant le signal émis au signal reçu.

Considérons une source ponctuelle monochromatique de position \vec{r}_s , de fréquence f et de pulsation $w = 2\pi f$ insonifiant le milieu. Au point de coordonnées \vec{r} , la réponse fréquentielle du milieu à l'excitation sonore de la source est donnée par les relations (1.67) et (1.62) :

$$H(\vec{r}, \vec{r}_s, f) = \sum_{j=1}^{N(\vec{r})} \frac{1}{4\pi} \left| \frac{c(s_j) \cos(\theta_j)}{c_0 J(s_j)} \right|^{1/2} e^{iw \int_0^{s_j} \frac{1}{c(s')} ds'} \quad (1.68)$$

où $N(\vec{r})$ représente le nombre de rayons propres contribuant au champ de pression au point de réception, s_j correspond à la trajectoire empruntée par le rayon d'indice j vérifiant la relation (1.34) et θ_j est l'angle de lancement associé à ce rayon d'indice j . Notons $A_j(s)$ l'amplitude associée à chaque rayon et vérifiant :

$$A_j(\vec{r}, \vec{r}_s) = \frac{1}{4\pi} \left| \frac{c(s_j) \cos(\theta_j)}{c_0 J(s_j)} \right|^{1/2}. \quad (1.69)$$

On peut remarquer que dans le cas simple d'une propagation dans un milieu homogène non-absorbant, l'amplitude associée au rayon d'indice j est indépendante de la fréquence d'excitation du milieu et qu'elle ne dépend que de l'environnement de propagation. De la même façon le temps de propagation associé au rayon d'indice j ne dépend que de la célérité de l'onde dans l'environnement. Notons $\tau_j(s)$ le temps de propagation associé à chaque rayon et vérifiant :

$$\tau_j(\vec{r}, \vec{r}_s) = \int_0^{s_j} \frac{1}{c(s')} ds'. \quad (1.70)$$

L'expression de la réponse fréquentielle du milieu se simplifie alors comme suit :

$$H(\vec{r}, \vec{r}_s, f) = \sum_{j=1}^{N(\vec{r})} A_j(s) e^{iw\tau_j(s)}. \quad (1.71)$$

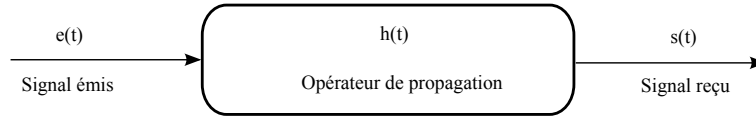


FIGURE 1.11 : Schéma illustrant l'opération de filtrage reliant le signal émis au signal reçu.

On obtient l'expression de la réponse impulsionnelle de l'environnement par transformée de Fourier inverse. Pour alléger la notation, nous omettons la dépendance en \vec{r} et \vec{r}_s dans l'expression de la réponse impulsionnelle du système qui suit la relation :

$$h(t) = \sum_{j=1}^N a_j \delta(t - \tau_j), \quad (1.72)$$

où a_j représente la transformée de Fourier inverse de A_j et où δ désigne la fonction associée à la distribution de Dirac. Les variables a_j et τ_j dépendent chacune de la position de la source, de la position du récepteur et de l'environnement de par leurs définitions dans le domaine fréquentiel qui sont données par les relations (1.69) et (1.70). La réponse impulsionnelle (1.72) est l'opérateur de propagation acoustique reliant le signal émis au signal reçu dans le domaine temporel comme l'illustre la figure 1.11. Mathématiquement, l'opération de filtrage reliant le signal transmis $e(t)$ au signal reçu $s(t)$ s'exprime par la relation :

$$s(t) = (h \otimes e)(t), \quad (1.73)$$

où \otimes désigne l'opérateur de convolution défini par :

$$(x \otimes y)(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t-u)y(u)du = \int_{-\infty}^{+\infty} x(u)y(t-u)du. \quad (1.74)$$

L'expression intégrale de $s(t)$ en fonction de $e(t)$ et de $h(t)$ découle des relations (1.73) et (1.74) :

$$s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau)e(t-\tau)d\tau, \quad (1.75)$$

et se simplifie comme :

$$s(t) = \sum_{j=1}^N a_j e(t - \tau_j), \quad (1.76)$$

où N est le nombre de rayons propres. Le filtre défini par l'environnement océanique est un filtre linéaire invariant. En effet, si le milieu ou la géométrie du problème n'évoluent pas, le filtre n'évolue pas au cours du temps. Il est également simple de vérifier la linéarité du système en montrant que si l'on transmet un signal $\alpha e_1(t) + \beta e_2(t)$, la réponse du système est $\alpha s_1(t) + \beta s_2(t)$ où $s_1(t)$ et $s_2(t)$ sont les réponses associées à $e_1(t)$ et $e_2(t)$.

L'expression de la réponse impulsionnelle de l'environnement de propagation obtenue en relation (1.72) est une expression parcimonieuse. La parcimonie de cette expression est liée à la théorie de propagation par rayon acoustique. En effet, le champ de pression est calculé comme la somme des contributions associées aux rayons propres uniquement et les phénomènes

de dispersions apparaissant aux interfaces ou liés aux inhomogénéités du milieu ne sont pas considérés. Il est envisageable de remplacer les distributions de Dirac de l'expression (1.72) par des densités de probabilité centrées en τ_j [Sibul94] afin d'obtenir un modèle plus proche de la propagation océanique.

Interprétation physique :

Comme nous l'avons présenté dans la section précédente, la réponse du canal est constituée d'une somme de versions retardées et atténuées en amplitude du signal transmis. Le récepteur enregistre différents échos qui arrivent à différents instants car leur temps de propagation dans le milieu est plus ou moins important. Chacun de ces échos subit également une atténuation d'amplitude à la suite de ses diverses interactions avec le milieu. Ce modèle de propagation acoustique peut être rapproché à la propagation du tonnerre dans une vallée entourée de montagne. Dans cet exemple les montagnes guident l'onde acoustique générée par le tonnerre ce qui entraîne l'apparition d'échos correspondant aux différents trajets de propagation acoustique.

Remarque :

Dans la partie précédente, nous avons obtenu l'expression du champ de pression en tout point en considérant un environnement non-absorbant. Cependant, dans la section 1.2.3, nous avons vu que l'environnement océanique provoque des pertes par amortissement qui dépendent à la fois de la distance de propagation et de la fréquence de l'onde. Il est possible de prendre en compte l'amortissement en modifiant les termes a_j à l'aide de la formule (1.13). L'ajout du terme correspondant à l'amortissement rajoute une dépendance fréquentielle des coefficients d'atténuation dans la réponse impulsionnelle de l'environnement.

1.3.3 L'opérateur de propagation acoustique pour les sources en mouvement

Nous avons présenté la propagation des ondes acoustiques dans le milieu océanique pour les sources immobiles. Nous nous intéressons ici à modéliser la prise en compte du mouvement des sources. Nous allons donner l'expression du signal reçu en fonction de l'opérateur de propagation pour des sources immobiles et de la cinétique de la source.

Peu de travaux se sont intéressés à résoudre l'équation d'onde pour les sources en mouvement dans un chenal acoustique. Citons par exemple [Guthrie74, Hawker79] et plus récemment [Lim94] qui ont obtenu l'expression du champ acoustique pour des sources en déplacement horizontal ou vertical, grâce la théorie des modes. L'expression du champ acoustique pour les sources mobiles a été formulée selon la théorie des rayons dans [Flanagan74] et [Clark76]. Pour la théorie des rayons, il est intéressant de noter que chaque rayon subit un effet Doppler qui est fonction de son angle d'émission. Dans cette partie, nous proposons une nouvelle formulation du champ de pression acoustique pour les sources en mouvement permettant de faire le lien avec le cas bien connu de sources immobiles [Josso09b].

Caractérisation du signal reçu pour un rayon

Pour de nombreuses applications comme le radar, le sonar et les communications, les variations temporelles sont engendrées par des diffuseurs ou des éléments du système en mouvement. Considérons un environnement dans lequel la propagation de l'onde transmise peut être modélisée par la théorie des rayons. Afin de caractériser les conséquences du mouvement sur le signal

reçu, nous nous proposons de considérer deux échelles de temps différentes : une pour l'émission et une pour la réception [Guthrie74, Hawker79, Lim94, Flanagan74, Clark76, Josso09b]. L'échelle des temps associée aux temps de réception est appelée *échelle des temps contemporains* et correspond aux temps auxquels le son atteint le récepteur. Le temps auquel la source émet le signal est associé à *l'échelle des temps retardés*.

Nous étudions ici le cas particulier d'un récepteur fixe et d'une source en mouvement uniforme selon l'axe des x . En considérant un milieu invariant en distance, le résultat obtenu peut être généralisé au cas d'un récepteur en mouvement par simple changement de référentiel d'étude. Le mouvement de la source, \vec{v} , est considéré constant et uniforme durant l'émission d'une durée de T secondes. Durant une émission, la position de la source selon l'axe des x est :

$$x_0 - \frac{vT}{2} \leq x \leq x_0 + \frac{vT}{2}, \quad (1.77)$$

où x_0 est la position de la source après $T/2$ secondes. Nous définissons un axe des temps u pour les émissions, *i.e.* les temps retardés, et un axe des temps t pour les réceptions, *i.e.* les temps contemporains, qui suivent une relation de la forme :

$$u + T_i(u) = t, \quad (1.78)$$

où $T_i(u)$ renvoie au temps de propagation associé au rayon i et u vérifie

$$-\frac{T}{2} \leq u \leq \frac{T}{2}. \quad (1.79)$$

La relation (1.78) signifie qu'un signal transmis au temps retardé u est reçu pour le trajet i au temps contemporain t égale à u plus le temps de propagation de l'onde acoustique le long du trajet i . Si $L_i(u)$ est défini comme la longueur du trajet de propagation i en mètre, on peut écrire la relation (1.78) comme suit :

$$u + \frac{L_i(u)}{c} = t, \quad (1.80)$$

où c est la vitesse de propagation du signal dans le milieu. Par exemple, c représente la vitesse de la lumière dans l'air pour les signaux électromagnétiques transmis dans les applications radar ou la vitesse de propagation du son dans l'eau pour les applications sonar. En supposant que c est constante, la longueur du trajet i est définie comme :

$$L_i(u) = \sqrt{x_i(u)^2 + z_i^2}, \quad (1.81)$$

où $(x_i(u), z_i)$ représente la position de la source virtuelle à partir de laquelle la forme d'onde se propageant selon le rayon i semble avoir été émise. Le principe des sources virtuelles ainsi que l'expression des z_i sont donnés dans l'annexe A.1. Il est intéressant de remarquer que chaque source virtuelle semble se déplacer à une vitesse apparente différente v_i . Le terme $x_i(u)$ représente la distance séparant la source virtuelle i du récepteur selon l'axe des x :

$$x_i(u) = x_0 - v_i u, \quad (1.82)$$

où v_i est positif pour les sources en approche et négatif pour les sources s'éloignant. Finalement nous pouvons écrire l'expression (1.78) comme

$$u + \frac{\sqrt{(x_0 - v_i u)^2 + z_i^2}}{c} = t. \quad (1.83)$$

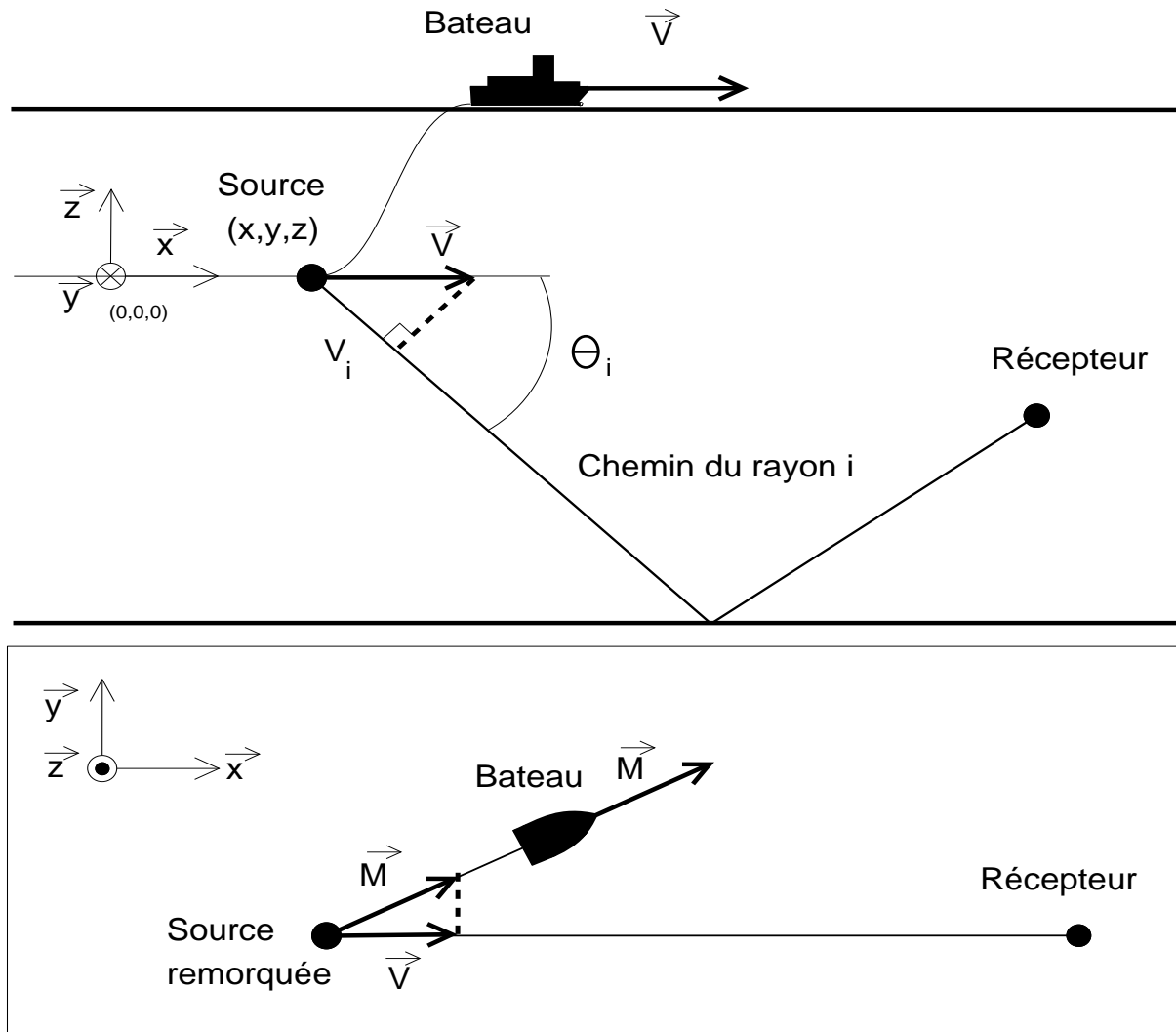


FIGURE 1.12 : Schéma représentant comment v_i est calculée à partir des vecteurs vitesse \vec{M} et \vec{v} . La partie supérieure illustre une vue de côté de la configuration source-récepteur tandis que la partie inférieure montre une vue de dessus. Pour des raisons de simplicité, la vitesse du bateau est considérée constante.

Afin d'obtenir une expression linéaire du temps d'émission en fonction du temps de réception, nous allons émettre deux hypothèses. La première consiste à considérer que la hauteur du canal de propagation peut être négligée devant la distance séparant la source du récepteur. Quelques calculs donnés en annexe A.2 permettent de reformuler l'expression (1.83) sous la forme :

$$u + \frac{x_0 - v_i u}{c} + \frac{z_i^2}{2c(x_0 - v_i u)} = t. \quad (1.84)$$

L'expression (1.84) n'est pas encore linéaire en u , une seconde hypothèse permet d'obtenir une relation linéaire afin d'exprimer simplement u en fonction de t . Cette hypothèse suppose que la distance parcourue par la source durant une transmission peut être négligée devant la distance séparant la source du récepteur. Après calcul (donné dans l'annexe A.2 toujours), on obtient l'expression du temps d'émission en fonction du temps de réception :

$$u = \frac{t - \tau_i}{1 - v_i \left(\frac{1}{c} - \frac{z_i^2}{2cx_0^2} \right)}, \quad (1.85)$$

où τ_i est le temps de propagation associé au trajet de propagation i pour une source immobile située en $x = x_0$,

$$\tau_i = \frac{x_0}{c} + \frac{z_i^2}{2cx_0}. \quad (1.86)$$

Il est intéressant de noter que, par définition (1.77), x_0 est la position de la source après $T/2$ secondes. Ainsi une source placée en $x = x_0$ est précisément située au milieu du chemin parcouru par la source durant l'émission. La relation (1.85) illustre alors ce qui paraît logique au premier abord : il est possible de se ramener au cas d'une source immobile en considérant que la source est placée au milieu du trajet parcouru par la source en déplacement. De plus la relation (1.85) met en évidence le phénomène d'effet Doppler large-bande introduit par le mouvement : le signal reçu pour le rayon i est une version retardée du signal transmis possédant une échelle des temps comprimée (ou dilatée). La dilatation ou la compression de l'échelle des temps en réception est l'expression classique de l'effet Doppler large-bande introduit par le mouvement.

Finalement, en négligeant le coefficient d'atténuation, le signal reçu pour chaque trajet de propagation $s_i(t)$ peut être exprimé en fonction du signal transmis par la source $s(t)$ avec la relation :

$$s_i(t) = \sqrt{|\eta_i|} x((t - \tau_i)\eta_i), \quad (1.87)$$

où η_i est le facteur de compression modélisant l'effet Doppler large bande qui vérifie :

$$\eta_i = \frac{1}{1 - \|\vec{v}\| \cos(\theta_i) \left(\frac{1}{c} - \frac{z_i^2}{2cx_0^2} \right)} \approx \frac{1}{1 - \frac{\|\vec{v}\| \cos(\theta_i)}{c}}, \quad (1.88)$$

avec θ_i l'angle d'émission du rayon i par rapport à l'horizon. Nous avons caractérisé le signal reçu pour chaque trajet de propagation en présence de mouvement relatif entre la source et le récepteur. Dans la suite, nous allons caractériser le signal enregistré dans un environnement multi-trajet, en présence de mouvement relatif entre la source et le récepteur.

Caractérisation du signal reçu dans un environnement multi-trajet

Nous avons exprimé la relation liant l'échelle des temps en émission à celle des temps en réception pour chaque trajet. Dans cette section, nous allons établir l'expression du signal reçu dans un environnement multi-trajet en fonction du signal transmis par la source en mouvement.

Dans la relation (1.82) nous avons supposé que la vitesse de chaque source virtuelle puisse être différente. Il est possible d'obtenir l'expression de la vitesse apparente de chaque source virtuelle grâce à des projections géométriques. La projection du vecteur vitesse de la source \vec{M} sur la droite (ox) définie par la source et le récepteur est nommée \vec{v} comme illustré en figure 1.12. Le vecteur \vec{v} est susceptible d'évoluer dans le temps à mesure que la source se déplace et que la droite définie par la source et le récepteur évolue. Le vecteur vitesse \vec{v} est à son tour projeté sur le trajet suivi par l'onde acoustique associée au rayon i pour obtenir la vitesse apparente de la source virtuelle i

$$v_i = \|\vec{v}\| \cos(\theta_i), \quad (1.89)$$

où θ_i représente l'angle d'émission du rayon i par rapport à l'horizon.

Afin d'établir l'expression du signal reçu dans un environnement multi-trajet, nous considérons que le signal reçu est déformé par les effets combinés de la propagation et du mouvement de la source. Le signal reçu pour chaque rayon suit la relation (1.87) et il est donc retardé, atténué en amplitude et transformé par l'effet Doppler large-bande. Comme nous l'avons vu dans la section 1.3, d'après la théorie des rayons, le signal reçu $s(t)$ est la somme de la contribution de chaque rayon propre (1.67)

$$s(t) = \sum_{i=1}^N s_i(t), \quad (1.90)$$

où N est le nombre de rayons propres considérés. Afin d'obtenir l'expression (1.84), nous avons fait l'hypothèse que la distance parcourue par la source durant une transmission peut être négligée devant la distance séparant la source du récepteur. Il est donc possible de considérer que le temps de propagation le long d'un trajet acoustique $T_i(u)$ et que la projection du vecteur mouvement sur un rayon $v_i(u)$ sont constant durant une émission. En utilisant l'expression complète du signal reçu pour un trajet acoustique (1.87), on obtient l'expression du signal reçu dans un environnement multi-trajet en fonction du signal transmis par la source en mouvement

$$s(t) = \sum_{i=1}^N a_i \sqrt{\eta_i} e((t - \tau_i)\eta_i). \quad (1.91)$$

Cette expression montre que le signal reçu dans un environnement multi-trajet et transmis par une source en mouvement est la somme de différentes versions du signal émis qui sont atténuées en amplitude, retardées et dont l'échelle des temps est dilatée ou comprimée. La compression Doppler η_i , définie dans l'expression (1.88), dépend de la vitesse de la source \vec{M} , de la configuration géométrique du problème par \vec{v} , de l'angle d'émission du rayon θ_i et de la position de la source virtuelle associée au rayon i . L'expression (1.91) que nous avons obtenu est la version parcimonieuse et déterministe de l'expression plus générale des systèmes large-bande convolutifs variant dans le temps (LTV) [Iem02, Shenoy95, Sibul94] pour lesquels le signal reçu suit la relation :

$$s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_0^{+\infty} \chi(\tau, \eta) \sqrt{\eta} e((t - \tau)\eta) d\tau d\eta, \quad (1.92)$$

où $\chi(\tau, \eta)$ est une fonction de diffusion large-bande prenant en compte la dispersion temporelle et la dispersion du facteur de compression Doppler.

Dans le cas où le canal de propagation est parcimonieux, alors χ est lui aussi parcimonieux et vérifie :

$$\chi(\tau, \eta) = \chi_{rayon}(\tau, \eta) = \sum_{i=1}^N a_i \delta(\tau - \tau_i) \delta(\eta - \eta_i). \quad (1.93)$$

La relation (1.92) caractérise la réponse du système par une double somme continue de versions retardées subissant un changement d'échelle du signal transmis et pondérées par la fonction de diffusion large-bande (FDBL) du système. Dans notre contexte d'étude, avec des sources en mouvement relatif par rapport au récepteur, le système LTV peut être vu comme la représentation des signaux reçus pour l'ensemble des sources virtuelles en déplacement qui possèdent des vitesses différentes, sont placées à différentes positions et transmettent le signal transmis avec plus ou moins d'intensité.

Alternativement, un système LTV large-bande peut être vu comme un ensemble de diffuseurs en déplacement qui possèdent des vitesses différentes, sont placés à différentes positions et réfléchissent le signal transmis avec plus ou moins d'intensité. L'ensemble des diffuseurs est distribué continument en vitesse et en retard, et la FDLB $\chi_L(\tau, \eta)$ représente l'intensité de la réflexion au niveau des diffuseurs [Sibul94, Weiss94, Jiang06b]. Dans la littérature, la FDLB est aussi vue comme une fonction de densité [Naparst91] ou une fonction de densité de réflectivité [Tewfik92]. Enfin, il est possible de voir la relation (1.92) comme une transformée en ondelette inverse dans laquelle la forme d'onde $x(t)$ joue le rôle de l'ondelette. Il est important de remarquer que $\chi_L(\tau, \eta)$ n'est pas une fonction du temps. Le modèle présenté en (1.92) est une représentation instantanée de l'environnement dans laquelle les diffuseurs ou les sources se déplacent à vitesse constante. La représentation du système de la relation (1.92) n'est valide que durant un temps de traitement court qui correspond souvent à la durée d'émission.

Remarque :

Le facteur de compression Doppler dépend de nombreux paramètres mais ils n'ont pas tous la même importance. En particulier, la dépendance en fonction de la position de la source virtuelle qui est en $\frac{z_i^2}{2cx_0^2}$ peut devenir problématique dans les cas où les paramètres de la source sont inconnus. Nous allons étudier dans quelle mesure cette contribution peut être négligeable.

Comme nous l'avons vu dans les sections 1.2.4.2 et 1.2.3.2, les trajets acoustiques qui possèdent un grand nombre d'interactions avec le fond de l'océan voient leur énergie décroître rapidement à cause des pertes aux interfaces d'une part et des pertes par amortissement d'autre part. Les trajets acoustiques prépondérants sont donc les trajets qui possèdent un faible nombre d'interaction avec le fond marin, et dont l'altitude des sources virtuelles reste raisonnable. Nous avons émis l'hypothèse que la profondeur du chenal est négligeable devant la distance séparant la source de l'hydrophone. On peut alors supposer que l'altitude des sources virtuelles associées aux trajets prépondérants sera elle aussi négligeable devant la distance séparant la source de l'hydrophone. Le terme en $\frac{z_i^2}{2cx_0^2}$ peut alors être négligé devant le terme en $1/c$. Cette remarque permet de faciliter l'application des résultats de cette section aux cas où les paramètres de la source sont inconnus et pour lesquels on peut alors utiliser une expression simplifiée du facteur de compression :

$$\eta_i = \frac{1}{1 - \|\vec{v}\| \frac{\cos(\theta_i)}{c}}. \quad (1.94)$$

La modélisation large-bande du mouvement est la modélisation générale et adaptée aux déplacements à vitesse constante. Les déformations du mouvement sur le signal reçu sont approchées par des changements d'échelle comme le montre les relations (1.91) et (1.92). Quand le signal transmis est un signal bande-étroite, nous allons voir qu'il est possible d'approximer les effets du mouvement par un décalage fréquentiel.

L'approximation bande étroite

Nous avons établi le modèle général de l'effet Doppler large-bande qui est une compression ou une dilatation de l'échelle des temps. Nous allons maintenant étudier le cas particulier des signaux bande-étroite pour obtenir l'approximation bande-étroite de la modélisation de l'effet Doppler. Afin d'analyser l'équation (1.87), nous écrivons le signal réel transmis $x(t)$ comme la partie réelle d'un signal complexe analytique :

$$x(t) = \text{Re} \left(x_{bb}(t) e^{2i\pi f_p t} \right), \quad (1.95)$$

où $x_{bb}(t)$ est appelé le signal en bande de base associé à $x(t)$ et f_p est sa fréquence porteuse ou centrale. Le signal en bande de base $x_{bb}(t)$ ne contient que des fréquences très basses par rapport à la fréquence porteuse f_p . Il est possible d'interpréter $x_{bb}(t)$ comme le signal qui représente les variations d'amplitude lente du signal $x(t)$ tandis que le terme $e^{2i\pi f_p t}$ représente son contenu fréquentiel aux variations rapides.

Il est important de remarquer que la décomposition du signal analytique de $x(t)$ sous la forme d'un signal en bande de base multiplié par une fréquence porteuse comme dans l'équation (1.95) suppose que la phase du signal analytique puisse être séparée en une fréquence porteuse à laquelle s'ajoute une modulation de phase. Cette supposition est raisonnable pour les signaux dont la bande fréquentielle W vérifie $W < f_p$. En revanche cette décomposition n'est pas possible pour les signaux large-bande qui vérifient $W > f_p$ [Hermand88].

Injectons la décomposition du signal $x(t)$ obtenue en (1.95) dans la relation (1.87) :

$$x_i(t) = \sqrt{|\eta_i|} \text{Re} \left(x_{bb}((t - \tau_i)\eta_i) e^{2i\pi f_p (t - \tau_i)\eta_i} \right). \quad (1.96)$$

Comme nous l'avons vu précédemment les variations du signal en bande de base sont très lentes devant les variations de la fréquence porteuse. Sans perdre le caractère général de l'étude, nous supposons donc que l'effet Doppler est négligeable sur le signal en bande de base :

$$x_{bb}((t - \tau_i)\eta_i) \approx x_{bb}(t - \tau_i). \quad (1.97)$$

Pour la suite du développement, nous considérons que la vitesse de la source est très nettement inférieure à la vitesse de propagation de l'onde dans le milieu : $|v| \ll c$. Cette hypothèse est vérifiée dans la mesure où elle consiste à considérer que la source se déplace nettement moins rapidement que la vitesse de la lumière ($2,9910^8 \text{ ms}^{-1}$) pour les applications utilisant des ondes électromagnétiques se propageant dans l'air, ou que la source se déplace nettement moins rapidement que la vitesse de propagation du son dans l'eau (1500 ms^{-1}) pour les applications en acoustique sous marine. Nous considérons également que le facteur d'amplitude $\sqrt{|\eta_i|}$ est négligeable et quelques manipulations sur la relation (1.96) permettent d'obtenir la formulation bande-étroite du signal reçu pour le trajet i :

$$x_i(t) = \text{Re} \left(x_{bb}(t - \tau_i) e^{2i\pi f_p (t - \tau_i)} e^{2i\pi f_d (t - \tau_i)} \right), \quad (1.98)$$

où f_d est le décalage fréquentiel induit par la modélisation bande-étroite du mouvement définit par :

$$f_d \triangleq f_p \frac{v_i}{c}. \quad (1.99)$$

La modélisation bande-étroite du mouvement par un décalage fréquentiel uniforme requiert donc que le rapport entre la bande fréquentielle et la fréquence porteuse du signal transmis soit petite. Cette condition est la première condition de validité du modèle bande-étroite qui se résume par la relation :

$$\frac{W}{f_p} < 0,1. \quad (1.100)$$

En effet, si la largeur de bande du signal est négligeable devant la fréquence porteuse, l'ensemble des composantes spectrales du signal sont très proches de la fréquence porteuse et nous supposons qu'elles subissent toutes le même décalage fréquentiel. La validité du modèle bande-étroite est sujette à une autre condition, la *condition bande-étroite*, qui se résume par [Cook67, Weiss94] :

$$\frac{v}{c} \ll \frac{1}{TW}. \quad (1.101)$$

La condition bande-étroite stipule que le déplacement de la source durant la durée d'émission doit être négligeable devant la résolution spatiale du signal. Cette dernière condition peut également être vue comme une limitation sur la durée de transmission :

$$T \ll \frac{c}{Wv}. \quad (1.102)$$

En résumé, la modélisation bande-étroite du mouvement par un simple décalage fréquentiel du signal transmis n'est valide que quand les conditions énoncées par les relations (1.100) et (1.101) sont remplies simultanément.

Illustrations

De manière générale, la modélisation large-bande de l'effet Doppler doit être appliquée quand le rapport bande fréquentielle sur fréquence centrale est supérieure à 0,1 [Weiss94, Ricker92] :

$$\frac{W}{f_p} > 0,1. \quad (1.103)$$

De plus, si la condition bande-étroite énoncée en (1.101) n'est pas respectée, alors il convient d'utiliser la modélisation large-bande du mouvement.

Pour illustrer la condition bande-étroite, considérons le cas des vocalises de dauphins communs que nous étudierons par la suite. Classiquement, les vocalises de dauphins communs possèdent une largeur de bande $W = 8000 \text{ Hz}$, une fréquence centrale d'environ $f_p = 12000 \text{ Hz}$ et une durée de l'ordre de la seconde. La littérature [Perrin02] s'accorde à dire que les dauphins communs se déplacent à des vitesses comprises entre 0 et 8 ms^{-1} . Pour notre illustration, nous prenons un dauphin se déplaçant à une vitesse faible de $v = 2 \text{ ms}^{-1}$. Dans ce cas le rapport bande fréquentielle sur fréquence centrale est $\frac{8000}{12000} \approx 0,66$ et la modélisation large-bande du mouvement semble adaptée. Par ailleurs, la condition bande-étroite n'est pas vérifiée : $\frac{1500}{8000 \times 2} \approx 0,1$ n'est pas très grand devant la durée du signal d'environ 1 seconde. En acoustique sous-marine et dans notre contexte d'étude, seule la modélisation large-bande du mouvement est adaptée.

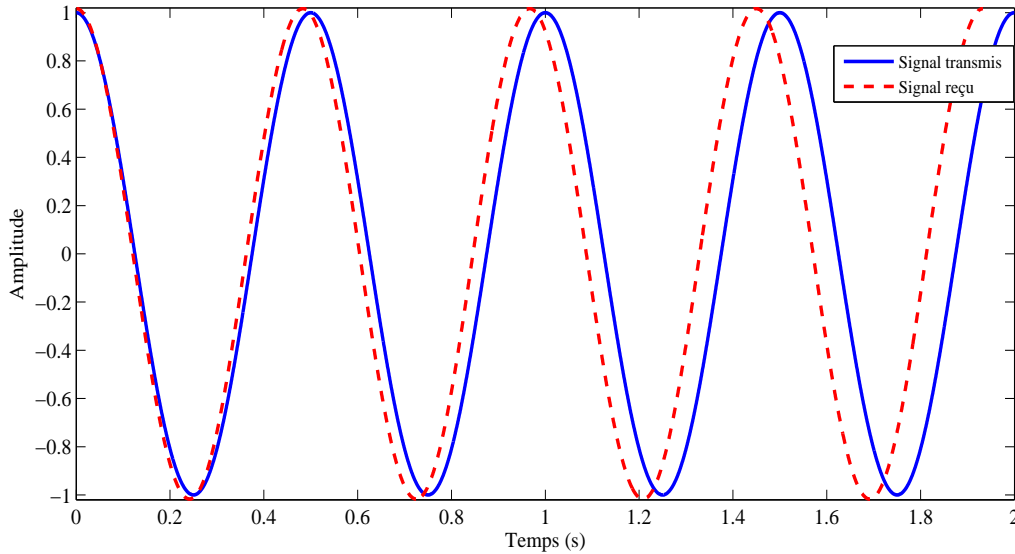


FIGURE 1.13 : *Illustration de l'effet Doppler large bande. La courbe pleine représente l'onde acoustique transmise et la courbe hachurée représente le signal reçu déformé par l'effet Doppler large bande pour une source se déplaçant à 50 ms^{-1} dans un milieu océanique où la célérité des ondes acoustiques est de 1500 ms^{-1} .*

Le changement d'échelle temporelle engendré par la modélisation large-bande de l'effet Doppler entraîne une modification de la durée du signal ainsi qu'une compression (ou une dilatation) de l'ensemble du spectre du signal. En particulier, pour les signaux possédant un important rapport bande fréquentielle sur fréquence centrale, deux composantes spectrales éloignées l'une de l'autre ne subiront pas le même décalage fréquentiel.

Nous proposons d'illustrer les conséquences du changement d'échelle Doppler autour de deux exemples simples. Considérons une source en approche qui transmet un signal bande-étroite constitué d'une fréquence pure de deux secondes. Si l'on considère la modélisation large-bande de l'effet Doppler, le signal reçu est une version retardée et comprimée du signal transmis. La figure 1.13 illustre les déformations engendrées par l'effet Doppler large-bande dans le domaine temporel pour un trajet unique, en négligeant le temps de propagation et l'atténuation d'amplitude dus à l'environnement. L'effet Doppler large-bande est une compression de l'échelle des temps pour une source en approche ou une dilatation de l'échelle des temps si la source s'éloigne. En considérant une source en approche, la compression de l'échelle des temps modifie les caractéristiques fréquentielles du signal tout en réduisant sa durée totale. Comme l'illustre la figure 1.13, si le signal transmis (trait plein) est une fréquence pure, la compression de l'échelle des temps consiste à augmenter la fréquence de l'onde acoustique reçue (trait hachuré) par un simple décalage fréquentiel tout en modifiant la durée de la forme d'onde. Compte tenu du principe de conservation de l'énergie, l'effet Doppler large bande induit également l'apparition d'un coefficient modifiant l'amplitude de l'onde acoustique reçue. Pour ce premier exemple simple dans lequel un signal bande-étroite est transmis, la modélisation large-bande du mouvement, sans approximation, est très proche de l'approximation bande-étroite du mouvement et l'effet Doppler peut être approché par un simple décalage fréquentiel. Quand un signal bande-étroite est transmis, la modélisation large-bande de l'effet Doppler est valide mais il convient d'utiliser

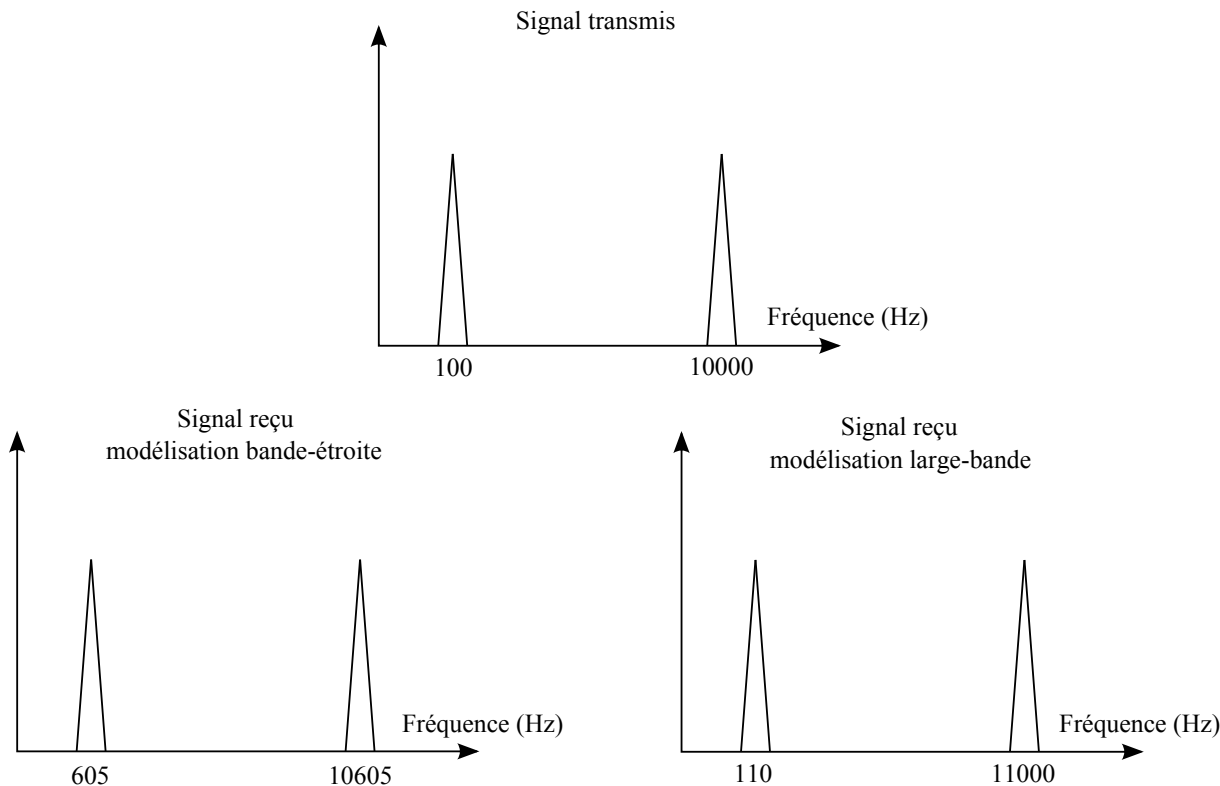


FIGURE 1.14 : Illustration des modélisations large-bande et bande-étroite de l'effet Doppler pour un signal composé de deux fréquences pures à 100 Hz et 10 kHz.

l'approximation bande-étroite pour simplifier la modélisation du mouvement.

Considérons maintenant que la source transmette un signal large-bande $x(t)$ constitué de deux fréquences pures de mêmes amplitudes à 100 Hz et 10 kHz (partie supérieure de la figure 1.14). La fréquence centrale du signal transmis est alors $\frac{100+1000}{2} = 5,05$ kHz et son rapport bande sur fréquence centrale qui vaut $\frac{W}{f_p} = \frac{10000-100}{5,05} = 1,96$ est nettement supérieur à 0, 1. Il convient donc de modéliser le mouvement avec sa forme large-bande qui est un changement d'échelle. Si le facteur de compression est $\eta = 1,1$, alors le signal reçu $y(t) = \sqrt{\eta}x(\eta t)$ est constitué de deux fréquences pures à 110 Hz et 11 kHz comme l'illustre la partie droite de la figure 1.14. En revanche, si l'on utilise la modélisation bande-étroite du mouvement, alors le signal transmis subit un décalage fréquentiel uniforme $f_d \approx f_p(1 - \eta) = 505$ Hz et le signal reçu est constitué de deux fréquences pures à 605 Hz et 10, 505 kHz illustrées dans la partie gauche de la figure 1.14. Comme on peut le voir sur la figure 1.14, la différence entre les modélisations large-bande et bande-étroite du signal reçu est importante. Dans le cas où un signal large-bande est transmis, l'approximation bande-étroite de l'effet Doppler n'est pas valide et seul la modélisation large-bande du l'effet Doppler doit être utilisée.

À travers deux exemples simples, nous avons montré que la modélisation large-bande du mouvement est toujours valide. En particulier, si un signal bande-étroite est transmis, la modélisation large-bande de l'effet doppler est juste mais il convient d'utiliser l'approximation bande-étroite pour simplifier le modèle. En revanche, quand un signal large-bande (1.103) est transmis ou que la condition bande-étroite (1.101) n'est pas respectée, seule la modélisation large-bande de l'effet Doppler peut être utilisée.

1.3.4 Outil de simulation avec une source mobile

Afin de tester la validité des méthodes développées au cours de cette thèse, il est nécessaire de posséder un outil de simulation de la propagation océanique qui permette de simuler le mouvement des sources de façon réaliste. De nombreux logiciels ont été développés pour caractériser la propagation acoustique en utilisant la théorie des rayons.

La méthode des faisceaux Gaussiens

Nous avons décidé d'utiliser le logiciel libre BELLHOP développé en fortran par Michael B. Porter de l'institut des technologies de Californie, San Diego. BELLHOP a été développé pour simuler un tracé de rayons acoustiques pour un profil de célérité donné $c(z)$ ou un champ de profil de célérité $c(r, z)$ dans un milieu océanique possédant des interfaces absorbantes planes ou variables. Ce logiciel de lancé de rayons est basé sur la méthode dite de *faisceaux gaussiens* [Porter87, Červený82]. Le principe général de la méthode des faisceaux gaussiens consiste à considérer que chaque rayon est modélisé par un cône possédant des propriétés statistiques gaussiennes. Chaque rayon est alors modélisé par un tube conique dont l'intensité est une distribution gaussienne. La théorie des faisceaux gaussiens est à mettre en relation avec l'équation (1.65) que nous avons obtenu dans la section précédente ainsi que son interprétation géométrique présentée en figure 1.10. Le rayon central du faisceau gaussien est alors celui dont la contribution au champ de pression vérifie l'équation (1.62) tandis que les autres rayons du tube voient leur amplitude diminuer selon une loi Gaussienne à mesure que l'on s'éloigne du rayon central.

La construction du rayon central de chaque faisceaux est commandée par la résolution des équations de propagation usuelles d'une part (l'équation Eikonale (1.33) et l'équation du transport (1.49)), et de deux équations supplémentaires qui régissent la largeur du tube et la courbure du faisceaux. Un faisceau est alors défini par son champ de pression

$$p^{faisceau}(s, n) = A \sqrt{\frac{c(s)}{rq(s)}} \exp \left(-iw \left[\tau(s) + \frac{p(s)n^2}{2q(s)} \right] \right), \quad (1.104)$$

où les différents paramètres sont les suivants :

- A est une constante arbitraire ;
- n est la distance normale depuis le rayon central du faisceau ;
- s est l'abscisse curviligne ;
- r est la distance horizontale dans un système de coordonnées cylindriques ;
- w est la pulsation fréquentielle de la source ;
- $\tau(s)$ est le temps de propagation satisfaisant l'équation (1.48) ;
- $p(s)$ et $q(s)$ sont les deux paramètres permettant d'exprimer la largeur et la courbure du faisceau Cerv-87 :

$$\frac{dq(s)}{ds} = c(s)p(s), \quad (1.105a)$$

$$\frac{dp(s)}{ds} = -\frac{c_{nn}}{c^2(s)}q(s), \quad (1.105b)$$

- c_{nn} représente la dérivée seconde de la célérité $c(r, z)$ par rapport à la normale du trajet suivi par le faisceau.

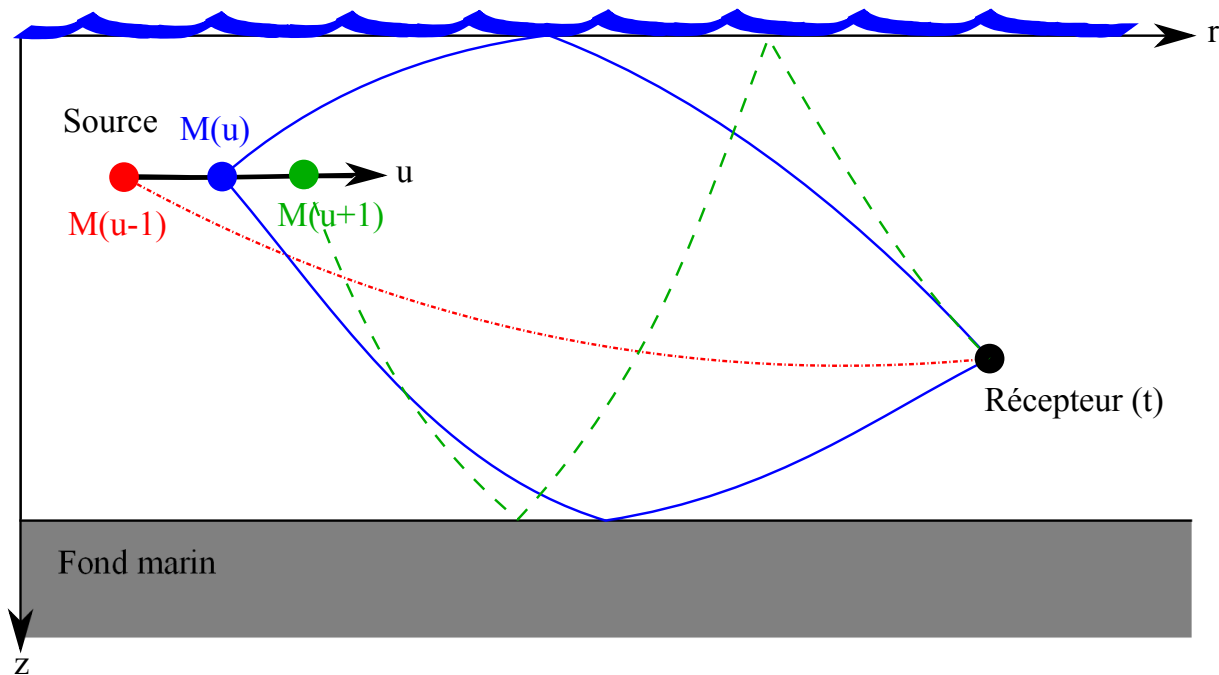


FIGURE 1.15 : Schéma représentant les trajets acoustiques reçus à l'instant t , émis par la source aux instants u et aux positions $M(u)$.

Prise en compte du mouvement de la source

Dans cette partie nous présentons une méthode permettant de prendre en compte le mouvement de la source lors de la simulation de la propagation acoustique océanique. Comme nous l'avons vu dans la section précédente, il est nécessaire de définir un axe des temps u pour les émissions, *i.e.* les temps retardés, et un axe des temps t pour les réceptions, *i.e.* les temps contemporains, qui suivent une relation de la forme

$$t = u + \tau_i(u), \quad (1.106)$$

où τ_i correspond au temps de propagation associé au rayon i . Nous rappelons que la résolution de l'équation eikonale donne :

$$\tau_i(s) = \int_0^{s_i} \frac{1}{c(s')} ds' \quad (1.107)$$

où s_i renvoie au trajet du rayon acoustique i . La relation (1.106) signifie que le signal reçu à l'instant t est constitué de la composante émanant du rayon i émis à l'instant u de telle façon que $t = u + \tau_i(u)$. En d'autres termes, pour simuler la propagation acoustique avec une source mobile, il convient de trouver l'ensemble des instants u pour lesquels une source située en $M(u)$ donne naissance à un rayon propre se propageant jusqu'au récepteur et arrivant à l'instant t . Le signal reçu au temps t est ensuite constitué de la somme des contributions des rayons propres ayant été émis à différents instants comme l'illustre la figure 1.15.

Il est intéressant de remarquer que le signal reçu à un instant t est constitué de différents signaux qui ont été émis à différents instants ainsi qu'à différentes positions de la source. Pour chaque instant t , le signal reçu est alors calculé de la façon suivante :

$$s(t) = \sum_i^N a_i e(u) \delta(t - u - \tau_i(u)), \quad (1.108)$$

où N représente le nombre de rayons propres considérés et δ la distribution de Dirac. Le terme $\delta(t - u - \tau_i(u))$ de la somme permet de s'assurer que seules les contributions arrivant au récepteur au temps t soient prises en compte.

La principale difficulté de la mise en oeuvre de l'algorithme est la résolution de l'équation (1.106) qui ne possède généralement pas de solution analytique. Dans le cas général où l'expression de $\tau_i(u)$ n'est pas analytique, l'équation (1.106) est résolue numériquement pour chaque échantillon. Les détails concernant l'implémentation du simulateur sont donnés par [Floch08b, Floch08a].

1.4 Conclusion

Ce premier chapitre a présenté le contexte d'étude de ce mémoire. Dans un premier temps, nous avons présenté les concepts élémentaires de la propagation des ondes dans le milieu océanique en s'intéressant aux pertes par propagation, à l'importance de la vitesse de propagation du son dans le milieu puis aux interactions de l'onde acoustique avec les interfaces. Ceci nous a permis de mieux appréhender les caractéristiques de la propagation du son dans le milieu océanique.

La théorie de propagation par rayons étant bien adaptée à notre contexte d'étude, nous avons obtenu la formulation du champ de pression en tout point de l'espace à partir de l'équation d'onde et en suivant la théorie des rayons. La signification physique que nous avons retenu de cette étude est particulièrement importante car elle permet d'interpréter les signaux enregistrés de façon simple. En effet, le signal reçu en tout point de l'espace peut être vu comme la somme des contributions de chaque rayon propre. Les rayons propres étant simplement des versions retardées et atténuées en amplitude du signal transmis.

L'influence du mouvement de la source sur la propagation de l'onde acoustique dans un environnement multi-trajet a ensuite été exposée. Nous avons mis en évidence que le mouvement de la source est à l'origine de l'apparition d'effet Doppler qui est ici modélisé comme une contraction ou une dilatation de l'échelle des temps. La compréhension de l'influence du mouvement sur la propagation acoustique nous a ensuite permis de développer un logiciel de simulation de propagation océanique prenant en compte le mouvement de la source. Ce logiciel de simulation sera utilisé dans la suite de ce mémoire pour valider les résultats avant d'étudier différents jeux de données réelles.

Les notions présentées dans ce chapitre vont maintenant être utilisées pour développer des méthodes permettant de prendre en compte le mouvement des sources lors de la caractérisation des milieux sous-marin.

Deuxième partie

Estimation du canal de propagation

Chapitre 2

Estimation du canal de propagation

Sommaire

2.1	Introduction	55
2.2	L'estimateur des moindres carrés	56
2.2.1	Discrétisation du modèle retard-Doppler	56
2.2.2	La méthode des moindres carrés	58
2.3	L'estimateur du maximum de vraisemblance	60
2.3.1	Le maximum de vraisemblance	61
2.3.2	Le plan d'ambiguïté	64
2.3.3	Étude du plan d'ambiguïté large bande des MLF	66
2.4	Algorithmes et méthodes d'estimation	72
2.4.1	L'algorithme de <i>Matching Pursuit Decomposition</i>	72
2.4.2	L'algorithme de <i>Warping Ambiguity Lag-Doppler Filtering</i>	75
2.4.3	Généralisation de l'utilisation de la WALF à un canal non parcimonieux	80
2.5	Application des algorithmes proposés sur données simulées	82
2.5.1	Configuration expérimentale	82
2.5.2	Les algorithmes de MPD et de WALF	83
2.5.3	Estimation des fonctions de diffusion du canal	91
2.6	Conclusion	94

2.1 Introduction

Le second chapitre de ce manuscrit concerne l'estimation des paramètres du canal de propagation multi-trajets pour des systèmes en mouvement, quand le mouvement est mal connu (voire inconnu) et doit être détecté, estimé puis corrigé. L'estimation des paramètres du canal de propagation permet par exemple de remonter aux caractéristiques physiques de la source en radar [Meyer73] et en sonar [Gorman88, Hermand88, Kleeman95] ou de retrouver les paramètres du milieu par inversion géoacoustique [Fallat99, Michalopoulou00] en acoustique sous marine. Ces applications sont cruciales pour de nombreux domaines comme la cartographie des fonds marins, la défense, la prospection et l'exploitation pétrolière, la géophysique, les transports aériens ou encore les communications.

Un canal de propagation est souvent caractérisé par sa réponse impulsionnelle (RI) qui correspond à la réponse du canal à une consigne impulsionnelle. Classiquement, pour les configurations immobiles, la RI d'un canal de propagation est estimée par des techniques de filtrage adapté [Michalopoulou00, Taroudakis01]. Les techniques de filtrage adapté consistent à calculer la corrélation entre le signal reçu et le signal transmis. Comme nous le verrons dans ce chapitre, les techniques de filtrage adapté proviennent de la théorie de l'estimation au sens du maximum de vraisemblance. Idéalement et avec un bruit blanc additif gaussien, l'opération de filtrage adapté corrèle le signal reçu avec différentes versions retardées du signal transmis. En particulier, à partir de l'estimation de la RI par filtrage adapté de signaux large-bande, il est possible d'estimer les caractéristiques de l'environnement océanique par inversion géoacoustique [Hermand99, Le Gac03].

En présence de mouvement, si le mouvement de la source et du récepteur sont parfaitement maîtrisés, des méthodes telles que le *matched-field-processing* [Baggeroer93] ou le *matched impulse response* [Hermand96, Hermand99, Michalopoulou00] permettent d'estimer le canal de propagation tout en prenant en compte le mouvement global de la configuration source-récepteur. Cependant, ces méthodes requièrent un coût calculatoire très important pour des signaux large-bande et il n'est pas toujours possible de maîtriser parfaitement les mouvements du système. Quand le mouvement n'est pas parfaitement connu, ces méthodes ne peuvent plus être mises en œuvre et elles ne permettent donc pas d'estimer la RI du canal de propagation ou de retrouver les caractéristiques physiques de l'environnement.

Alternativement, si le mouvement n'est pas connu, le signal reçu pourrait être corrélé avec un ensemble de signaux de référence qui représentent aussi bien que possible l'ensemble des réceptions envisageables. Idéalement, ces signaux de référence devraient représenter l'ensemble des déformations possiblement engendrées par le mouvement d'une part et l'environnement multi-trajets d'autre part. Si l'on considère une source se déplaçant à une vitesse constante, nous avons vu dans le chapitre 1 que le mouvement engendre des changements de l'échelle des temps sur le signal transmis pour les signaux large-bande et qu'il peut être approximé par des décalages fréquentiels sur le signal transmis pour les signaux bande-étroite. Par exemple, Mallat et Zhang [Mallat93] puis Qian et Chen [Qian94] ont proposé l'algorithme de *matching pursuit* sur des signaux transitoires qui décompose adaptativement tout signal en une combinaison linéaire de fonctions. Les fonctions choisies pour la décomposition sont les fonctions les plus corrélées au signal reçu et sont issues d'un dictionnaire d'atomes de Gabor. L'algorithme de *matching pursuit* est très utilisé dans de nombreux domaines comme l'estimation parcimonieuse de canaux de communication [Cotter02, Li07], les applications radar et sonar [Runkle99], la classification de signaux sonores [Papandreou-Suppappola02] ou encore l'encodage vidéo [Neff02]. Zou *et al* [Zou04] ont étendu des résultats antérieurs sur la transformée Dopplerlet à vitesse constante et

ont introduit son application à l'estimation de distance et de vitesse d'une source en déplacement. Cet article démontre la faisabilité de l'estimation de la distance et de la vitesse d'une source en déplacement sur des données d'acoustique sous-marine ainsi que des données acoustiques aériennes.

Dans la suite nous proposons différentes méthodes permettant l'estimation des paramètres du canal de propagation multi-trajets pour des systèmes en mouvement. Dans un premier temps, nous développons l'estimateur au sens des moindres carrés des paramètres du canal de propagation. La troisième partie de ce chapitre concerne la mise en équation de l'estimation des paramètres d'un canal de propagation à l'aide de l'estimateur du maximum de vraisemblance. À partir du développement de l'estimateur issu des moindres carrés et de celui issu du maximum de vraisemblance, nous proposons des méthodes et des algorithmes d'estimation des paramètres du canal de propagation dans une quatrième partie. Les méthodes et les algorithmes présentés seront ensuite validés sur des données simulées dans une cinquième partie. Nous refermons finalement ce chapitre par une conclusion.

2.2 L'estimateur des moindres carrés

Dans un premier temps, nous mettons en œuvre l'estimateur des moindres carrés [Hsia77] pour estimer les paramètres du canal de propagation (coefficients d'atténuation, retards et changements d'échelle). L'estimateur des moindres carrés possède l'avantage d'être robuste, applicable à de nombreux problèmes et simple à formaliser bien que cet estimateur ne soit pas toujours optimal.

2.2.1 Discrétisation du modèle retard-Doppler

Considérons que les signaux transmis sont déformés par différents retards et différentes contractions Doppler lors de leur propagation. Dans le premier chapitre, nous avons présenté l'expression générale des systèmes large-bande linéaires et dispersifs (LTV) pour lesquels le signal reçu $s(t)$ s'exprime en fonction du signal transmis $e(t)$ comme [Iem02, Shenoy95, Sibul94] :

$$s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_0^{+\infty} \chi(\tau, \eta) \sqrt{\eta} e((t - \tau)\eta) d\tau d\eta, \quad (2.1)$$

où τ et η sont respectivement les retards et les facteurs de compression Doppler. La fonction de dispersion large-bande $\chi(\tau, \eta)$ représente les changements de phase et d'amplitude aléatoires des différents objets réfléchissants correspondant au retard τ et au changement d'échelle η . Cependant, l'équation (2.1) continue n'est pas utilisable directement en pratique car elle est basée sur un formalisme exprimé dans le domaine continu des deux types de transformations subies par le signal.

Le signal reçu est composé de la double somme continue d'une infinité de versions retardées et comprimées du signal transmis. Afin de pouvoir estimer les paramètres du canal de propagation, il est nécessaire de développer une représentation discrète du système dans un premier temps. Dans cette section, nous présentons la représentation canonique des systèmes LTV qui a été introduite par [Rickard03, Jiang06b, Jiang06a, Papandreou-Suppappola09]. En considérant les restrictions physiques des environnements de propagation, le support de la fonction de diffusion est le plus souvent borné dans les domaines des retards et des facteurs de compression Doppler.

En particulier, nous considérons que $\chi(\tau, \eta)$ est non nul uniquement pour $\eta_{min} < \eta < \eta_{max}$ et $0 < \tau < T_s$, où la variable T_s représente l'étalement maximum engendré par le canal de propagation dans le domaine des retards. Les facteurs de compression Doppler sont quand à eux compris entre η_{min} et η_{max} et dépendent des vitesses relatives source-récepteur envisageables pour une application donnée. La relation (2.1) peut alors être reformulée de la façon suivante :

$$s(t) = \int_{\eta_{min}}^{\eta_{max}} \int_0^{T_s} \chi(\tau, \eta) \sqrt{\eta} e((t - \tau)\eta) d\tau d\eta. \quad (2.2)$$

Il est possible de représenter les déformations de l'environnement en terme de paramètres de transformation discrétisés. Les paramètres de compression Doppler sont échantillonnés géométriquement grâce à une quantité liée à la largeur de bande du signal transmis dans le domaine de Mellin [Ovarlez92]. Les retards sont échantillonnés uniformément en utilisant les propriétés du signal transmis dans le domaine de Fourier.

La transformée de Fourier d'un signal $s(t)$ est donnée par la relation :

$$\mathcal{F}_s(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) e^{-2i\pi ft} dt, \quad (2.3)$$

où $f \in \mathbb{R}$ est la variable fréquentielle de l'espace de Fourier. La transformée de Mellin d'un signal $s(t)$ est donnée par la relation suivante :

$$\mathcal{M}_s(\beta) = \int_0^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{t}} s(t) e^{2i\pi\beta \ln(\frac{t}{t_r})} dt, \quad (2.4)$$

où $\beta \in \mathbb{R}$ est la variable de Mellin et t_r est un facteur de normalisation positif. Si l'on suppose que le signal $s(t)$ est localisé dans le domaine temps-fréquence, alors il est aussi localisé dans le domaine de Mellin [Ovarlez92, Bertrand96, Jiang06a, Jiang06b]. Si le support de la transformée de Mellin est $\beta \in [-\beta_0/2, \beta_0/2]$, alors les facteurs de compression Doppler de la relation (2.2) sont échantillonnés géométriquement comme $\eta = \eta_0^m$ où m est un entier et le pas d'échantillonnage est défini par $\eta_0 = e^{1/\beta_0}$ [Jiang06b]. Les retards sont échantillonnés uniformément pour chaque facteur d'échelle η_0^m de telle façon que $\tau = n/(\eta_0^m W)$ où n est un entier, W représente la bande du signal transmis $e(t)$ dans le domaine de Fourier. La représentation discrète retard-échelle du système est alors donnée par [Jiang06b] :

$$s(t) = \sum_{m=M_0}^{M_1} \sum_{n=0}^{N(m)} \psi_{n,m} \eta_0^{\frac{m}{2}} e\left(\eta_0^m t - \frac{n}{W}\right), \quad (2.5)$$

où $\psi_{n,m}$ est une version moyennée et échantillonnée de la fonction de diffusion large bande [Jiang06b]. La fonction de diffusion $\psi_{n,m}$ est échantillonnée de telle sorte que $\psi_{n,m} = \psi(\frac{n}{\eta_0^m W}, \eta_0^m)$. Cet échantillonnage non uniforme est illustré en figure 2.1 pour le cas particulier d'un échantillonnage dyadique avec $\eta_0 = 2$. Les paramètres de sommation M_0 , M_1 et $N(m)$ découlent de la discrétisation du système et sont donnés dans [Jiang06b] par :

$$\begin{aligned} M_0 &= \frac{\ln(\eta_{min})}{\ln(\eta_0)}, \\ M_1 &= \frac{\ln(\eta_{max})}{\ln(\eta_0)}, \\ N(m) &= \eta_0^m W T_s. \end{aligned} \quad (2.6)$$

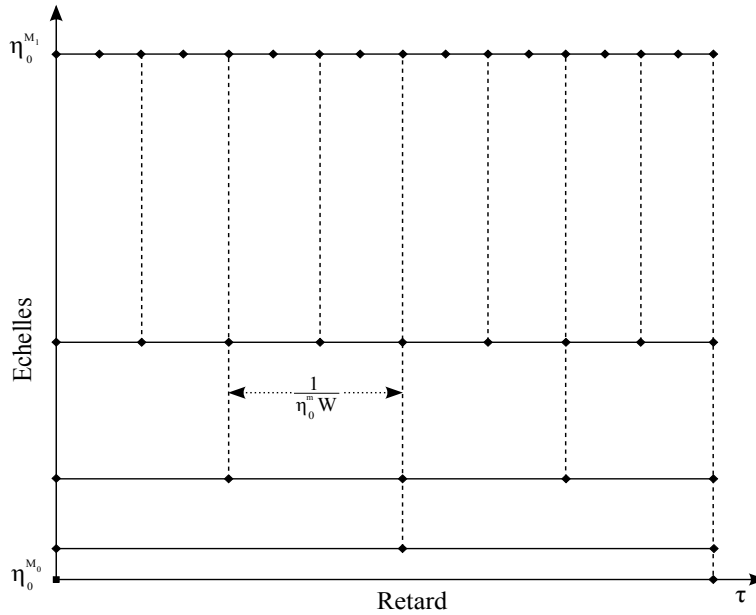


FIGURE 2.1 : Représentation de l'échantillonnage de la fonction de diffusion $\psi_{n,m}$ dans le plan retard-échelle. Dans cet exemple, $\eta_0 = 2$ et l'échantillonnage de la fonction de diffusion est dyadique : les échelles considérées sont de la forme 2^m et pour un m donné, la résolution en retard est de $\frac{1}{2^m W}$.

Il est intéressant de remarquer que le nombre de retards discrets considérés $N(m)$ n'est pas le même pour tous les facteurs d'échelle η_0^m comme le montre les expressions (2.6).

Le nombre total de couples retard-échelle considéré pour représenter le système avec la représentation canonique retard-échelle est donné par :

$$\mathcal{N} = \sum_{m=M_0}^{M_1} (N(m) + 1). \quad (2.7)$$

\mathcal{N} est le minimum de couples retard-vitesse à considérer pour caractériser le système sans perdre d'information significative. Le nombre total de couples retard-échelle à considérer pour représenter correctement les déformations dues à l'environnement peut varier grandement d'un environnement à l'autre et d'une application à l'autre. En particulier, le nombre de coefficients utilisés pour caractériser un canal de propagation en acoustique sous-marine peut atteindre jusqu'à 12000 dans un scénario réaliste comme celui présenté par la suite dans la section 2.5, avec un étalement de seulement 0.5 secondes et uniquement 22 facteurs de compression Doppler différents.

2.2.2 La méthode des moindres carrés

Dans la section précédente, nous avons obtenu l'expression discrète du modèle de propagation retard-Doppler et nous allons maintenant utiliser ce modèle discret pour estimer les paramètres du canal de propagation. En théorie de l'estimation, on dispose typiquement d'un enregistrement que l'on veut approximer par un modèle. Dans notre cas, nous voulons estimer les paramètres du canal de propagation à partir d'un enregistrement et d'un modèle de propagation discrétisé. L'estimateur des moindres carrés consiste à minimiser l'erreur entre le signal observé $s(t)$ et

le signal que l'on reconstruit à partir de l'estimée du canal de propagation $x(t, \theta)$. Dans notre cas, on connaît le signal observé $s(t)$, le signal émis $e(t)$ et on cherche à estimer la fonction de diffusion large bande du système $\psi_{n,m}$. Le signal reconstruit à partir de l'estimée du canal dépend des temps t et de la variable θ qui représente les paramètres du canal de propagation à estimer. Le problème des moindres carrés se résume alors à la minimisation suivante :

$$\hat{\theta}^{MC} = \underset{\theta}{\operatorname{argmin}} \|s(t) - x(t, \theta)\|_2, \quad (2.8)$$

où $\hat{\theta}^{MC}$ est l'estimation du paramètre θ au sens des moindres carrés et $\|\cdot\|_2$ représente la norme L_2 d'un signal défini par :

$$\|x(n)\|_2^2 = \int_{t \in \mathbb{R}} |x(t)|^2. \quad (2.9)$$

La fonction $x(t, \theta)$ doit respecter le modèle de propagation discrétisé défini par la relation (2.5) donc $x(t, \theta)$ vérifie :

$$x(t, \theta) = \sum_{m=M_0}^{M_1} \sum_{n=0}^{N(m)} \psi_{n,m} \eta_0^{\frac{m}{2}} e\left(\eta_0^m t - \frac{n}{W}\right), \quad (2.10)$$

où $e(t)$ est le signal transmis qui est supposé connu et ψ est la fonction de diffusion discrétisée que l'on cherche à estimer. Les paramètres M_0 , M_1 et $N(m)$ sont soit connus soit évalués à partir des relations (2.6). Comme le signal transmis est supposé connu, les largeurs de bande du signal dans les domaines de Mellin et de Fourier, β_0 et W , sont elles aussi connues.

Afin d'alléger la notation, la relation (2.10) peut être écrite sous sa forme matricielle :

$$x(t, \theta) = \mathcal{D}\Psi, \quad (2.11)$$

où \mathcal{D} est la matrice dictionnaire dont les lignes sont les versions retardées et comprimées du signal transmis de l'expression (2.10). La matrice Ψ est la matrice de diffusion large bande dont les valeurs sont les coefficients de la fonction de diffusion large bande du canal de propagation. On note T le nombre d'échantillon composant le signal observé. La matrice \mathcal{D} est alors une matrice de dimension (T, \mathcal{N}) qui est construite en concaténant les matrices \mathcal{D}_m vérifiant la relation suivante :

$$\begin{aligned} \mathcal{D}_m(i, j) &= \eta_0^{m/2} e\left(\eta_0^m t(i) + \frac{j}{W}\right), \\ i &\in \llbracket 1, T \rrbracket, \\ j &\in \llbracket 1, N(m) \rrbracket, \\ m &\in \llbracket M_0, M_1 \rrbracket. \end{aligned} \quad (2.12)$$

La matrice \mathcal{D} ainsi obtenue est la matrice dictionnaire du système, elle contient l'ensemble des versions retardées et comprimées du signal transmis qui sont nécessaires pour représenter le signal observé. La matrice de diffusion est une matrice colonne de dimension $(\mathcal{N}, 1)$ qui est également construite par la concaténation des matrices Ψ_m vérifiant :

$$\begin{aligned} \Psi_m(i) &= \psi_{i,m}, \\ i &\in \llbracket 1, N(m) \rrbracket, \\ m &\in \llbracket M_0, M_1 \rrbracket. \end{aligned} \quad (2.13)$$

Avec le formalisme matriciel du système donné par la relation (2.11), l'estimateur des moindres carrés devient :

$$\hat{\Psi}^{MC} = \underset{\Psi}{\operatorname{argmin}} \left\{ (s(t) - \mathcal{D}\Psi)^T (s(t) - \mathcal{D}\Psi) \right\}, \quad (2.14)$$

où T représente l'opérateur transposé, conjugué. Le problème de minimisation de la relation (2.14) est un problème classique qui se résout en trouvant la valeur de Ψ qui annule la dérivée par rapport à Ψ de la quantité à minimiser. On obtient alors l'estimée de la matrice de diffusion au sens des moindres carrés qui est :

$$\hat{\Psi}^{MC} = (\mathcal{D}^T \mathcal{D})^{-1} \mathcal{D}^T s(t), \quad (2.15)$$

La matrice à inverser, $\mathcal{D}^T \mathcal{D}$, est une matrice carrée de dimension \mathcal{N}^2 .

Comme nous l'avons vu dans la section 2.2.1, \mathcal{N} est le nombre total de couples retard-échelle à considérer pour représenter le canal de propagation. Étant donné que \mathcal{N} peut devenir très grand dans certains cas réels, l'opération d'inversion matricielle peut avoir un coût calculatoire très important. C'est pourquoi l'estimation des paramètres du canal de propagation au sens des moindres carrés est à appliquer de préférence pour les canaux de propagation possédant naturellement un \mathcal{N} raisonnable. Un avantage de l'estimation du canal au sens des moindres carrés est que par définition cette méthode fournit un résultat minimisant l'erreur de reconstruction et cet estimateur est à privilégier dans les applications où minimiser l'erreur de reconstruction est primordial.

2.3 L'estimateur du maximum de vraisemblance

Nous avons obtenu l'estimateur des moindres carrés pour les paramètres du canal de propagation dans la section précédente. Comme vu précédemment, l'estimateur des moindres carrés de la fonction de diffusion du système peut devenir très coûteux en temps de calcul quand le nombre de couples retard-échelle à considérer est grand. Il est intéressant de remarquer que, sous l'hypothèse d'un bruit blanc gaussien, l'estimateur des moindres carrés est l'estimateur du maximum de vraisemblance. Ainsi, dans cette section, nous proposons d'étudier le problème de l'estimation des paramètres d'un canal de propagation parcimonieux à l'aide de l'estimateur du maximum de vraisemblance. Un canal de propagation parcimonieux est un canal dont l'énergie est localisée dans le domaine retard-vitesse et qui peut donc être complètement caractérisé par un nombre réduit de coefficients retard-vitesse. Le choix de la modélisation du canal de propagation par un canal parcimonieux permet d'alléger coût calculatoire nécessaire pour son estimation. Soit le canal est naturellement parcimonieux par ses propriétés physiques, soit on l'approxime par un canal parcimonieux. L'estimateur du maximum de vraisemblance est un outil très utilisé en traitement du signal car il est souvent possible de l'implémenter facilement. Le principe de l'estimateur du maximum de vraisemblance consiste à rechercher les paramètres du système les plus probables par rapport à un enregistrement donné.

2.3.1 Le maximum de vraisemblance

Considérons une source en mouvement qui transmet un signal $e(t)$ dans un canal de propagation inconnu. Nous supposons que le canal de propagation inconnu est parcimonieux et que le signal enregistré $s(t)$ respecte la relation (1.91) :

$$s(t) = \sum_{i=1}^N a_i \sqrt{\eta_i} e((t - \tau_i)\eta_i) + b(t), \quad (2.16)$$

où $b(t)$ est un bruit blanc gaussien centré, de variance σ^2 et modélisant le bruit ambiant enregistré. Seuls les signaux transmis $e(t)$ et enregistré $s(t)$ sont connus et nous cherchons à estimer les paramètres du canal (a_i, τ_i, η_i, N) , $i \in \llbracket 1, N \rrbracket$.

Dans un premier temps, nous allons considérer le cas simple où le canal de propagation est composé d'un seul trajet :

$$s(t) = Ae((t - \tau)\eta) + b(t). \quad (2.17)$$

Dans ce cas on cherche à estimer l'amplitude A , le temps de propagation τ et le facteur de compression Doppler η . Nous considérons que le canal reste le même durant une transmission, ce qui veut dire que l'on considère que A , τ et η sont stationnaires à l'échelle d'une transmission. Cette hypothèse est courante lors de l'estimation des paramètres d'un canal de propagation et reste réaliste à condition que la distance parcourue par la source lors de l'émission ne soit pas trop grande. La fonction de densité de probabilité du signal $s(t)$ est notée $p(s; \phi)$ et dépend des inconnues $\phi = [A, \tau, \eta]$. Elle s'exprime selon une loi gaussienne :

$$p(s; \phi) = \frac{1}{2\pi\sigma} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2}(s - Ax(\theta))^*(s - Ax(\theta))\right), \quad (2.18)$$

où $*$ correspond à l'opérateur conjugué, la variable θ représente la dépendance en (τ, η) et $x(\theta)$ vérifie :

$$x(\theta) = e((t - \tau)\eta). \quad (2.19)$$

La recherche des paramètres optimaux ϕ s'effectue en estimant les paramètres qui maximisent la fonction de vraisemblance $p(s; \phi)$ avec s fixé et égal aux données observées. La maximisation de la fonction de vraisemblance est strictement équivalente à la maximisation d'une fonction monotone du maximum de vraisemblance. C'est pourquoi en pratique on maximise le logarithme de la fonction de vraisemblance, généralement plus simple à calculer. Le critère de log-vraisemblance ainsi défini devient :

$$\ln(p(s; \phi)) = -\ln(2\pi\sigma) - \frac{1}{2\sigma^2}(s - Ax(\theta))^*(s - Ax(\theta)). \quad (2.20)$$

L'estimée des paramètres ϕ au sens du maximum de vraisemblance est notée $\hat{\phi}^{MV}$ et vérifie :

$$\hat{\phi}^{MV} = \underset{\phi}{\operatorname{argmax}} \{ \ln(p(s; \theta)) \} \quad (2.21)$$

où $\underset{\phi}{\operatorname{argmax}} \{f(\phi)\}$ correspond à la fonction qui retourne le paramètre ϕ maximisant la fonction f .

Après quelques simplifications, $\hat{\phi}^{MV}$ devient :

$$\hat{\phi}^{MV} = \underset{\phi}{\operatorname{argmin}} \{(s - Ax(\theta))^*(s - Ax(\theta))\}. \quad (2.22)$$

On peut remarquer que dans cet exemple, l'estimation au sens du maximum de vraisemblance est aussi l'estimateur des moindres carrés. La minimisation de la relation (2.22) relativement à tous les paramètres inconnus $\phi = [A, \tau, \eta]$ constitue un problème difficile. Afin de simplifier le problème, nous proposons d'utiliser la méthode du maximum de vraisemblance généralisée [Csiszar03]. Cette approche consiste à estimer l'un des paramètres en fonction des autres inconnues pour ensuite injecter l'estimée dans le critère de vraisemblance à maximiser. Dans cette optique, nous calculons d'abord l'estimée \hat{A}^{MV} de l'amplitude en maximisant la fonction de vraisemblance relativement au paramètre A . On note $J(\phi)$ la fonction à minimiser :

$$J(\phi) = (s - Ax(\theta))^*(s - Ax(\theta)). \quad (2.23)$$

En remarquant que la fonction à minimiser $J(\phi)$ est quadratique en A , nous pouvons calculer \hat{A}^{MV} quelque soit θ en annulant la dérivée de $J(\phi)$ par rapport à A :

$$\frac{\partial J(\phi)}{\partial A} = -s^*x(\theta) + A^*x^*(\theta)x(\theta). \quad (2.24)$$

En annulant l'équation (2.24), on trouve l'estimée \hat{A}^{MV} :

$$\hat{A}^{MV} = \frac{sx^*(\theta)}{x^*(\theta)x(\theta)}. \quad (2.25)$$

On injecte ensuite l'expression de \hat{A}^{MV} dans la relation (2.22) pour estimer les paramètres θ :

$$\hat{\theta}^{MV} = \underset{\theta}{\operatorname{argmin}} \left\{ J(\hat{A}^{MV}, \theta) \right\} = \underset{\theta}{\operatorname{argmin}} \left\{ s^*s - \frac{|x^*(\theta)s|^2}{x^*(\theta)x(\theta)} \right\}. \quad (2.26)$$

On peut alors conclure que :

$$\hat{\theta}^{MV} = \underset{\theta}{\operatorname{argmax}} \left\{ |x^*(\theta)s|^2 \right\}. \quad (2.27)$$

Ce résultat peut être interprété de différentes façons. On peut considérer que $\hat{\theta}^{MV}$ maximise la projection des données observées $s(t)$ sur le modèle de propagation $x(\theta)$. Il est également possible de voir $\hat{\theta}^{MV}$ comme le jeu de paramètres maximisant le coefficient de corrélation entre le signal reçu $s(t)$ et le modèle $x(\theta)$. En radar tout comme en acoustique sous-marine, les paramètres à estimer sont souvent le retard τ et le coefficient de compression Doppler η . En remplaçant $x(\theta)$ par son expression (2.19) on obtient :

$$(\hat{\tau}^{MV}, \hat{\eta}^{MV}) = \underset{(\tau, \eta)}{\operatorname{argmax}} \left\{ \left| \int_{-\infty}^{+\infty} s(t)e((t - \tau)\eta)dt \right|^2 \right\}. \quad (2.28)$$

Dans cette expression, on reconnaît la fonction d'ambiguïté large bande [Russo65, Hermand88], qui correspond également à une opération de filtrage adapté [Taroudakis01]. Le retard et le facteur de compression Doppler estimés au sens du maximum de vraisemblance sont les paramètres qui maximisent le module de la fonction d'ambiguïté large bande.

La maximisation du plan d'ambiguïté large bande est l'estimateur du maximum de vraisemblance qui permet d'estimer les paramètres recherchés (A, τ, η) dans le cas d'une propagation simple, avec un seul trajet.

Comme nous allons le voir, la maximisation du plan d'ambiguïté large bande reste l'estimateur du maximum de vraisemblance dans le cas d'une propagation multi-trajet à condition que les trajets soient bien résolus dans l'espace retard-Doppler. En revanche, si les trajets ne sont pas résolus, la relation (2.28) ne correspond plus à l'estimateur du maximum de vraisemblance.

Considérons maintenant que le signal enregistré $s(t)$ soit composé de différents échos et suive une relation de la forme :

$$s(t) = A \sum_{i=1}^N e((t - \tau_i)\eta_i) + b(t). \quad (2.29)$$

En suivant la même méthodologie que précédemment, on peut montrer que l'estimation des paramètres $\Omega = (N, \tau_1 \dots \tau_N, \eta_1 \dots \eta_N)$ au sens du maximum de vraisemblance s'obtient grâce à la relation suivante :

$$\hat{\Omega}^{MV} = \underset{(N, \tau_1 \dots \tau_N, \eta_1 \dots \eta_N)}{\operatorname{argmax}} \left\{ \left| \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{i=1}^N s(t) e((t - \tau_i)\eta_i) dt \right|^2 \right\}. \quad (2.30)$$

Dans le cas d'une propagation multi-trajet, l'estimateur du maximum de vraisemblance consiste à maximiser la corrélation entre le signal reçu $s(t)$ et une somme de signaux retardés et déformés par l'effet Doppler. L'estimation directe des paramètres est un problème de maximisation complexe qui dépend de $2N + 1$ paramètres où N est le nombre de trajets de propagation qui est lui même inconnu. Afin de simplifier ce problème de maximisation, nous considérons que les trajets de propagation sont résolus dans le plan retard-Doppler. Les trajets sont résolus dans le plan d'ambiguïté quand le maximum local du plan retard-Doppler associé à chacun des trajets est identifiable et séparé des maxima locaux correspondant aux autres trajets. En d'autres termes, cette hypothèse consiste supposer que les trajets sont au moins séparés par la résolution retard-Doppler du signal transmis et qu'ils n'interfèrent pas entre eux au niveau des maxima locaux dans le plan d'ambiguïté.

Si les trajets sont résolus dans le plan retard-Doppler, alors la relation (2.30) se simplifie grandement et revient à maximiser indépendamment la corrélation pour chaque trajet. Ceci correspond à maximiser le plan d'ambiguïté pour chaque trajet. Cette hypothèse simplificatrice permet donc d'estimer les paramètres de chacun des trajets de propagation séparément et l'on se ramène alors au cas simple de l'estimation la propagation mono-trajet énoncé par la relation (2.28). Dans toute la suite de ce mémoire, nous considérons que les trajets sont résolus dans le plan retard-Doppler. Ainsi, l'estimateur que nous utilisons dans la suite est l'estimateur au sens du maximum de vraisemblance pour la propagation mono-trajet, donné par la relation (2.28). Nous appelons abusivement l'estimateur de la relation (2.31) par le terme *estimateur du maximum de vraisemblance* pour le cas de la propagation multi-trajet.

2.3.2 Le plan d'ambiguïté

Dans la section précédente, nous avons vu que le plan d'ambiguïté est le domaine privilégié dans lequel nous travaillons pour mettre en œuvre l'estimateur du maximum de vraisemblance dans le but d'estimer les paramètres d'un canal de propagation (2.28). Dans la section 2.3.1, nous avons vu que la recherche des maxima du plan d'ambiguïté correspond à l'estimateur du maximum de vraisemblance dans les cas d'une propagation mono-trajet ou d'une propagation multi-trajet à condition que les trajets de propagation soient résolus dans le plan retard-Doppler. Dans la suite, nous considérons que tous les trajets de propagation sont résolus et nous étudions les caractéristiques du plan d'ambiguïté.

Quand les trajets ne sont pas résolus, des interférences apparaissent dans le plan d'ambiguïté et l'estimation des paramètres du canal de propagation devient difficile. Le plan d'ambiguïté large bande et le plan d'ambiguïté bande étroite sont présentés et décrits pour les systèmes de sonar actif dans [Hermand88]. L'étude des interférences pouvant apparaître dans le plan d'ambiguïté lors de réflexions sur de multiples sources en mouvement y est également abordée.

Si un signal est caractérisé par un rapport bande fréquentielle sur fréquence centrale faible (plus petit que 0,1) et que la condition bande étroite (1.101) est vérifiée, alors la formulation bande étroite du plan d'ambiguïté est appropriée pour l'étude de sa propagation. Dans ce cas, les effets du mouvement relatif de l'ensemble source-canal-récepteur, qui sont une contraction ou une dilatation de l'échelle des temps, sont approchés par un simple décalage fréquentiel de l'onde transmise. Le plan d'ambiguïté bande-étroite $r_{BE}(\tau, v)$ correspond alors au calcul de la corrélation entre le signal reçu et un ensemble de signaux de références qui sont des versions retardées et décalées en fréquence du signal transmis :

$$r_{BE}(\tau, v) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t + \tau) e^*(t) \exp(2i\pi f_d t) dt, \quad (2.31)$$

où $s(t)$ est le signal observé, $e(t)$ le signal transmis et f_d représente décalage fréquentiel obtenu par l'approximation bande étroite du mouvement.

Classiquement le décalage fréquentiel qui est le même pour chaque fréquence est approché par la relation :

$$f_d = (\eta - 1)f_c, \quad (2.32)$$

avec f_c la fréquence centrale de la forme d'onde transmise et η le facteur de compression Doppler engendré par le mouvement relatif de la source et dont l'expression est donnée par la relation (1.94). Le carré de la valeur absolue de l'ensemble des valeurs de $r(\tau, v)$ est appelé le plan d'ambiguïté bande étroite qui dépend de la vitesse relative de la source v de par sa dépendance en η . Si les approximations bande étroite sont vérifiées, alors les maxima locaux du plan d'ambiguïté bande étroite permettent d'estimer les paramètres de propagation au sens du maximum de vraisemblance.

Cependant, dans le cas général, les effets du mouvement ne peuvent pas toujours être approchés par un simple décalage fréquentiel. En particulier, quand le rapport bande fréquentielle sur fréquence centrale augmente, l'approximation bande étroite n'est plus valide. Dans ce cas, l'estimateur du maximum de vraisemblance pour l'estimation des paramètres de propagation est

alors le plan d'ambiguïté large bande. Le plan d'ambiguïté large bande $R(\tau, \nu)$ correspond au calcul de la corrélation entre le signal observé et un ensemble de signaux de référence qui sont des versions du signal transmis retardées, non décalées et dont l'échelle des temps est comprimée :

$$R(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t + \tau) \eta^{1/2} e^*(\eta t) dt. \quad (2.33)$$

En utilisant l'expression générale du signal enregistré après propagation dans un canal parcimonieux donné par la relation (2.16), le plan d'ambiguïté large bande devient :

$$R(\tau, \nu) = \sum_{i=1}^N a_i (\eta_i \eta)^{1/2} \int_{-\infty}^{+\infty} e(\eta_i(t + \tau - \tau_i)) e^*(\eta t) dt. \quad (2.34)$$

La relation (2.34) met en évidence la présence d'un temps de propagation τ_i et d'un facteur de compression Doppler η_i différents pour chaque trajet. Les maxima locaux de cette fonction de corrélation sont atteints pour chaque trajet de propagation. En particulier, pour le rayon i , un maximum est atteint quand le signal de référence et le signal propagé sont exactement identiques en retard et en Doppler. Afin d'assurer la présence d'un maximum local pour chaque trajet, nous supposons que la plus petite différence de temps de propagation entre deux trajets consécutifs est plus grande que l'inverse du produit entre la bande fréquentielle et le temps de propagation du signal transmis. Le temps de propagation et le facteur d'échelle Doppler peuvent alors être estimés une fois qu'un maximum local est détecté.

Ayant posé théoriquement le problème et la formulation, nous allons exprimer les caractéristiques du plan d'ambiguïté sur un exemple simple. Considérons que le signal transmis est une modulation linéaire de fréquence (MLF). Les MLF sont des signaux large bande dont la fréquence est modulée dans le temps. Ces signaux possèdent des propriétés particulièrement intéressantes et sont utilisés dans de nombreuses applications comme les sonars, l'inversion géoacoustique ou encore les systèmes de communication [Shen04]. La figure 2.2 illustre les représentations temps-fréquence idéales d'une MLF ainsi que ses versions propagées étant retardées et transformées par l'effet Doppler pour le cas des modélisations bande étroite et large bande de l'effet Doppler. La partie supérieure de cette figure illustre une MLF et sa version propagée simulée avec la modélisation bande étroite du mouvement. Dans ce cas, la MLF propagée exhibe deux déformations :

- 1 : un décalage temporel dû au temps de propagation,
- 2 : un décalage fréquentiel f_d dû à la modélisation bande étroite du mouvement.

Comme l'illustre la figure 2.2, une MLF décalée en fréquence par l'effet Doppler bande étroite et retardée par les effets de la propagation reste très similaire à une MLF qui est simplement retardée. L'estimation conjointe du temps de propagation et du décalage fréquentiel est d'autant plus ambiguë qu'une MLF donnée est très similaire à de nombreuses MLF transformées par différents retards et différents décalages fréquentiels. C'est pourquoi l'expression (2.31) porte le nom de plan d'ambiguïté et que les MLF sont ambiguës sous l'hypothèse bande-étroite. La partie supérieure de la figure 2.3 représente le plan d'ambiguïté bande étroite d'une MLF après un temps de propagation simulé de 0,1 secondes et transmise par une source se déplaçant à $2,5 \text{ ms}^{-1}$. Comme le montre la figure 2.3 il n'y a pas de maximum absolu dans le plan d'ambiguïté bande étroite. L'ensemble des solutions possibles est formé par tous les points contenus dans la bande énergétique qui passe par la solution recherchée au point de coordonnées $(2,5 \text{ ms}^{-1}; 0,1 \text{ s})$.

Dans cet exemple, ni le temps de propagation ni la vitesse de la source ne peuvent être estimés avec précision.

La partie inférieure de la figure 2.2 une MLF et sa version propagée simulée avec la modélisation large bande du mouvement. Dans ce cas, la MLF propagée exhibe trois déformations principales :

- 1 : un décalage temporel dû au temps de propagation,
- 2 : un décalage fréquentiel dû à la modélisation large bande du mouvement,
- 3 : un changement du taux de modulation de la MLF dû à la dilatation.

La modélisation large bande du mouvement entraîne également deux autres déformations qui sont la modification de la durée totale du signal propagé et la modification de la fréquence de départ de la MLF. Si le mouvement est modélisé par un changement d'échelle des temps, l'ambiguïté existant entre temps de propagation et vitesse persiste même si elle est grandement atténuée. Le changement d'échelle entraîné par le mouvement relatif de la source modifie à la fois la durée, la fréquence de départ et le taux de modulation de la MLF transmise. C'est pourquoi le signal reçu est nettement moins ambigu dans le plan d'ambiguïté large bande illustré dans la figure 2.3. Le plan d'ambiguïté large bande possède cependant une résolution finie qui dépend des caractéristiques du signal transmis. On remarque toutefois la présence d'un maximum absolu au point de coordonnées $(2, 5 \text{ ms}^{-1}; 0, 1 \text{ s})$ qui correspond à une estimation correcte des paramètres de simulation. Les valeurs de la corrélation obtenues par l'expression (2.33) restent élevées pour les temps de propagation proches de celui simulé et la zone énergétique voit son amplitude diminuer tout en s'élargissant à mesure que l'on s'éloigne de la vitesse simulée.

Dans le cas d'une propagation multi-trajet, chaque trajet possède une vitesse apparente et un temps de propagation différents dans le plan d'ambiguïté formulé en (2.34) (illustré en figure 2.4). Comme attendu, on observe la présence d'un maximum local associé à chaque trajet de propagation i et situé au point de coordonnées (v_i, τ_i) . La figure 2.4 met également en évidence une propriété de propagation classique, illustrant le fait que les coefficients d'atténuation associés à chaque trajet diminuent à mesure que le temps de propagation augmente. On peut remarquer que dans le plan d'ambiguïté large bande, la valeur du maximum local associé à chaque trajet diminue avec l'augmentation du temps de propagation.

Nous avons présenté et mis en évidence les principales propriétés du plan d'ambiguïté large bande et du plan d'ambiguïté bande étroite. Dans la suite nous allons nous intéresser plus en détail à la formulation puis aux propriétés du plan d'ambiguïté large bande des MLF.

2.3.3 Étude du plan d'ambiguïté large bande des MLF

Les MLF sont des signaux particulièrement intéressants car ils possèdent un pic d'autocorrélation fin qui permet une mise en œuvre facile du filtrage adapté. Dans la suite, nous proposons d'étudier les propriétés des MLF dans le plan d'ambiguïté large bande. Nous allons prouver que dans le cadre d'une propagation multi-trajets, le coefficient d'atténuation d'amplitude du trajet i , a_i , peut être estimé à partir de la valeur du plan d'ambiguïté au niveau du maximum local $\hat{a}_i = R(\tau_i, v_i)$.

Considérons qu'une source transmet une MLF possédant des paramètres connus :

$$e(t) = \frac{\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right)}{\sqrt{T}} \exp\left(2i\pi\left(f_c t + \frac{k}{2}t^2\right)\right), \quad (2.35)$$

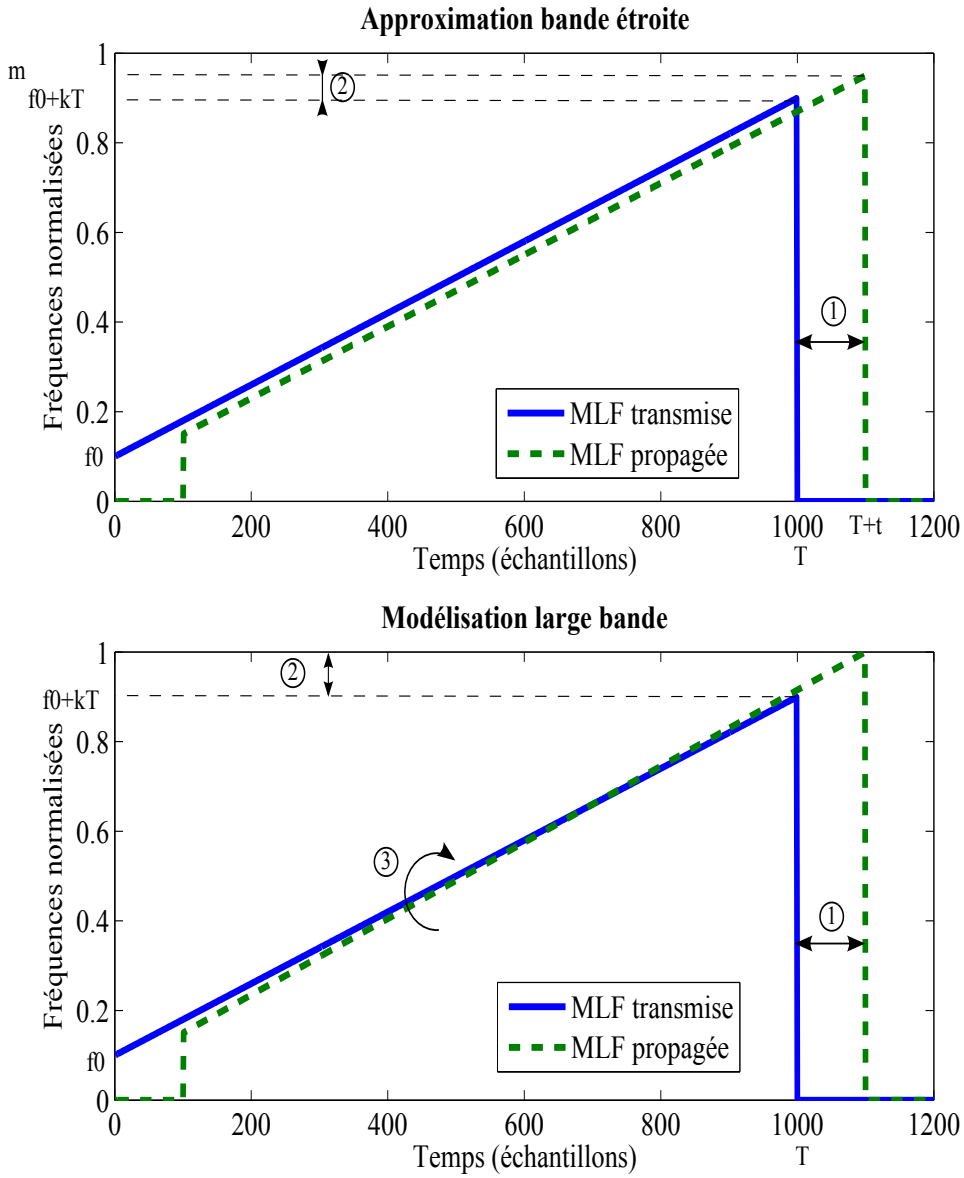


FIGURE 2.2 : Représentation temps-fréquence idéale illustrant une MLF et ses versions retardées et transformées par l'effet Doppler pour le cas des modélisations bande étroite (partie supérieure) et large bande de l'effet Doppler (partie inférieure). La fréquence de départ, le taux de modulation et la durée de la MLF sont respectivement f_0 , k et T .

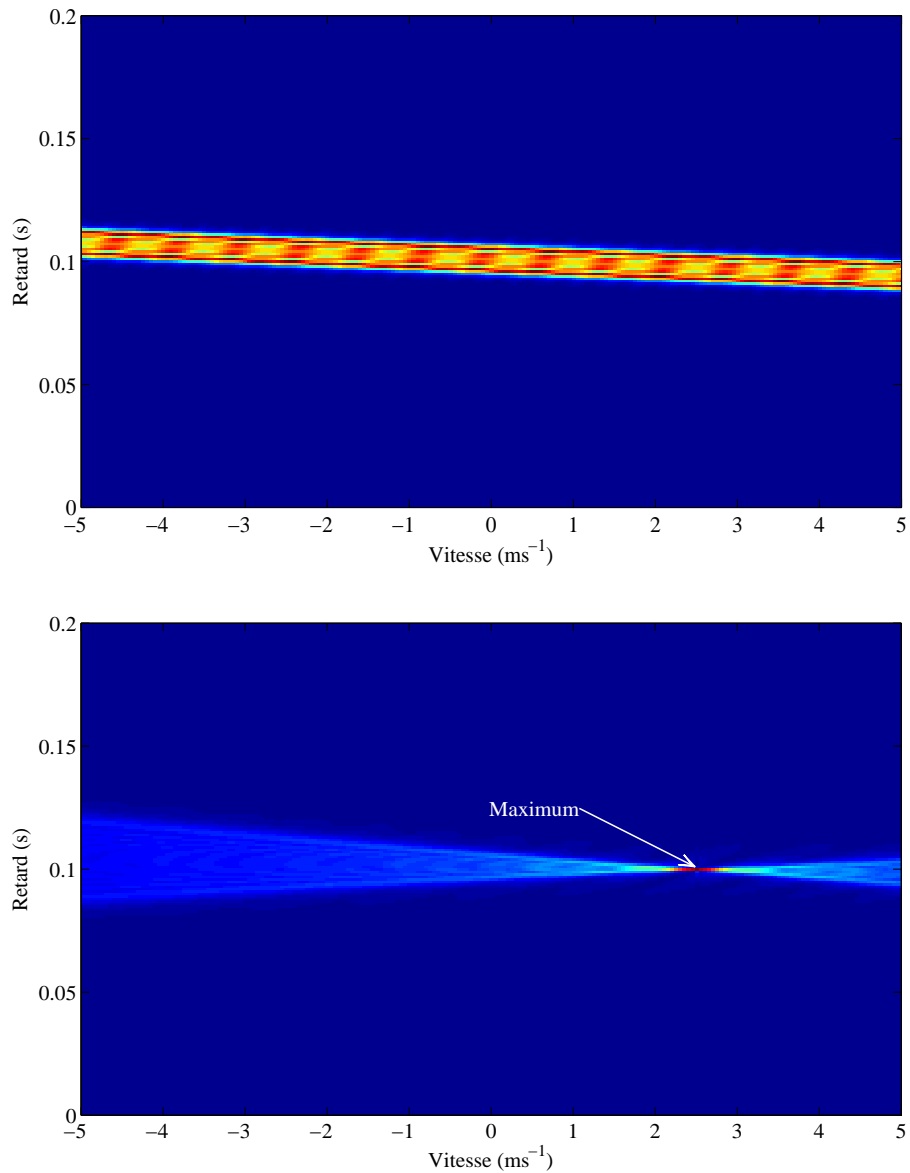


FIGURE 2.3 : Représentation d'une MLF dans le plan d'ambiguïté bande étroite (figure supérieure) et large bande (figure inférieure). Les caractéristiques de la MLF sont une fréquence centrale de 1300 Hz, une largeur de bande de 2000 Hz et une durée de 4 secondes. La vitesse d'émission et le temps de propagation simulés sont respectivement de 2,5 ms⁻¹ et 0,1 secondes.

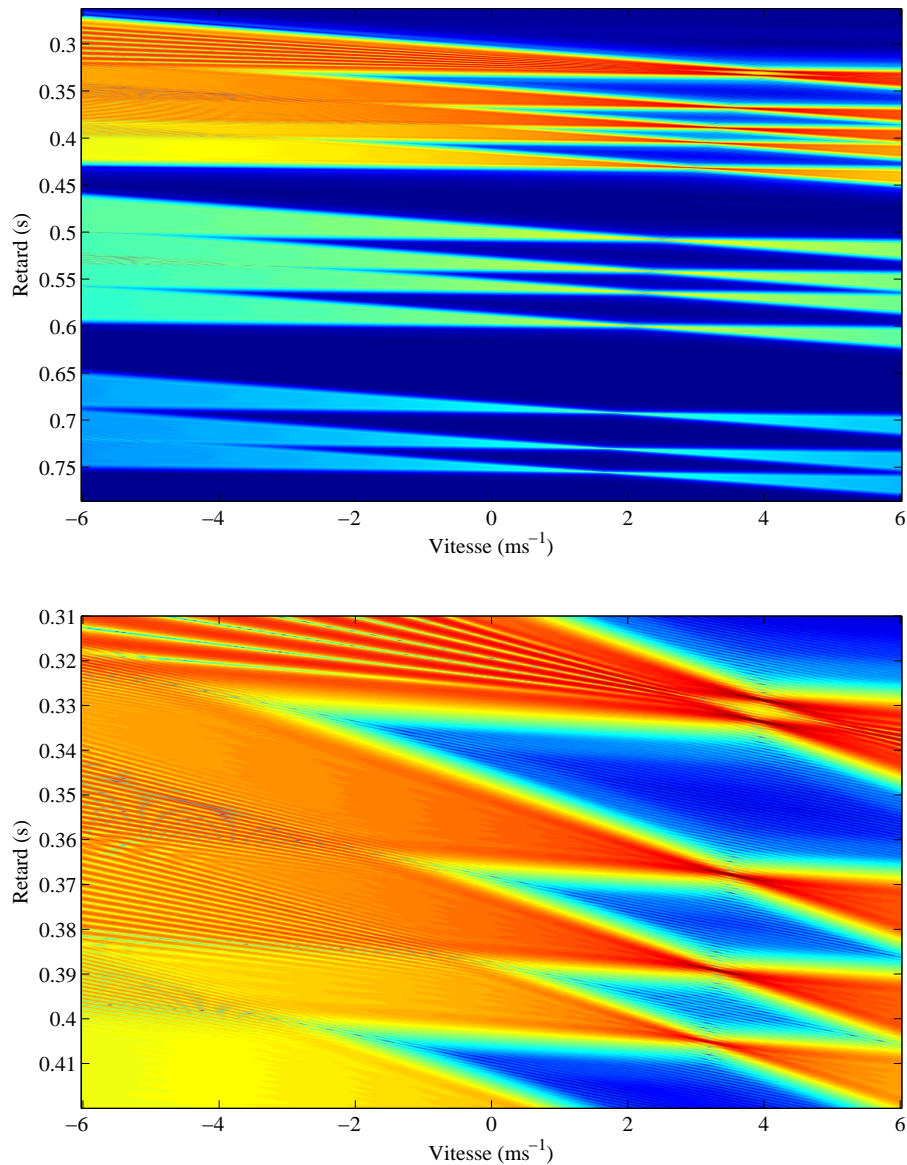


FIGURE 2.4 : Représentation du plan d'ambiguïté large bande des 13 premiers trajets (figure supérieure) du signal reçu après propagation dans un environnement multi-trajets. La partie inférieure représente une version centrée autour des 5 premiers trajets. Les caractéristiques de la MLF transmise sont une fréquence centrale de 1300 Hz, une largeur de bande de 2000 Hz et une durée de 4 secondes. La vitesse de la source simulée est de 4 ms^{-1} pour une distance source-récepteur de 500 mètres. L'environnement est un canal de propagation acoustique sous marin possédant une colonne d'eau de 165 mètres, et possédant une célérité constante de 1520 ms^{-1} . Le fond océanique simulé représente un fond plat composé de sable et de vase qui est caractérisé par une vitesse de propagation de 1550 ms^{-1} et une masse volumique de 1700 kgm^{-3} .

où f_c est la fréquence centrale de la MLF, k son taux de modulation fréquentielle, T sa durée et $rect$ est la fonction définie par :

$$rect(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } |t| \leq \frac{1}{2}, \\ 0 & \text{autrement.} \end{cases} \quad (2.36)$$

Quelques manipulations algébriques [Kramer67, Adams80, Hermand88] avec les relations (2.34) et (2.35) détaillées dans une annexe de [Josso09b] permettent d'obtenir l'expression analytique du plan d'ambiguïté large bande quand $v \neq v_i$:

$$R(\tau, v) = \sum_i \frac{C_i D_i E_i}{2\sqrt{|\beta_i|}} \int_{X_i}^{Y_i} \exp(\gamma \frac{\pi}{2} j t^2) dt, \quad (2.37)$$

avec,

$$C_i = \frac{\eta_i^{1/2} \eta^{1/2} a_i}{T} \exp(j\pi(f_c \Delta\tau_i(\eta + \eta_i))), \quad (2.38a)$$

$$D_i = \exp(\pi \frac{k \Delta\tau_i^2}{4} j(\eta_i^2 - \eta^2)), \quad (2.38b)$$

$$E_i = \exp(-\gamma 2j\pi(\frac{\alpha_i}{2\sqrt{|\beta_i|}})^2), \quad (2.38c)$$

$$\beta_i = \frac{k}{2}(\eta_i^2 - \eta^2), \quad (2.38d)$$

$$\alpha_i = f_c(\eta_i - \eta) + k \Delta\tau_i(\eta^2 - \eta_i^2), \quad (2.38e)$$

$$\Delta\tau_i = \tau - \tau_i, \quad (2.38f)$$

$$X_i = \frac{\gamma \alpha_i}{\sqrt{|\beta_i|}} + 2t_1 \sqrt{|\beta_i|}, \quad (2.38g)$$

$$Y_i = \frac{\gamma \alpha_i}{\sqrt{|\beta_i|}} + 2t_2 \sqrt{|\beta_i|}, \quad (2.38h)$$

$$\gamma = \text{sgn}(k(\eta_i - \eta)). \quad (2.38i)$$

Les bornes d'intégration de l'expression (2.37) dépendent des variables t_1 et t_2 [Josso09b]. Finalement, le résultat de l'expression (2.37) se simplifie grâce à la forme complexe des intégrales de Fresnel quand $v \neq v_i$:

$$R(\tau, v) = \sum_i \frac{C_i D_i E_i}{2\sqrt{|\beta_i|}} (F(Y_i) - F(X_i)), \quad (2.39)$$

où la fonction F représente la forme complexe des intégrales de Fresnel définies par :

$$F(u) = C(u) + j\gamma S(u), \quad (2.40)$$

$$C(u) = \int_0^u \cos(\frac{\pi t^2}{2}) dt, \quad (2.41)$$

$$S(u) = \int_0^u \sin(\frac{\pi t^2}{2}) dt. \quad (2.42)$$

Quand la transformation Doppler du signal de référence coïncide exactement avec la transformation Doppler du trajet i , l'expression (2.39) n'est plus valide et le terme i de la somme, $r_i(\tau, v_i)$, devient :

$$r_i(\tau, v_i) = C_i \left(\left| \Delta\tau_i \right| - \frac{T}{\eta_i} \right) \frac{\sin(\xi_i)}{\xi_i}, \quad (2.43)$$

avec

$$\xi_i = \pi k \Delta\tau_i (\eta_i |\Delta\tau_i| - T). \quad (2.44)$$

Quand le signal de référence coïncide exactement avec le trajet i , l'expression (2.43) atteint son maximum qui est égal à a_i . L'atténuation d'amplitude associée à chaque rayon peut alors être estimée simplement avec $\hat{a}_i = R(\tau_i, v_i)$.

Il est intéressant de remarquer que l'expression (2.43) est un sinus cardinal multiplié par une constante. Ce résultat peut être comparé au sinus cardinal obtenu classiquement pour le plan d'ambiguïté bande étroite des MLF.

D'après les évaluations asymptotiques de Kramer et Harris [Kramer67, Harris68], la tolérance Doppler des MLF, c'est à dire l'erreur commise sur l'estimation de vitesse dans le plan d'ambiguïté large bande si l'on se place sur la courbe à la moitié du maximum, est donnée par :

$$V_{-3db} = \pm \frac{2610}{TW} \text{ nœuds}, \quad (2.45)$$

où T est la durée de la MLF et W sa bande fréquentielle.

Comme illustration, nous proposons de calculer la tolérance Doppler de la MLF large bande simulée pour la figure 2.3 et possédant les paramètres suivant :

$$f_c = 1300 \text{ Hz}, W = 2000 \text{ Hz}, T = 4 \text{ s}. \quad (2.46)$$

A partir de la formule (2.45), la tolérance Doppler de cette MLF dans le plan d'ambiguïté large bande est $V_{-3db} = \pm 0,32$ nœuds soit environ $V_{-3db} = \pm 0,16 \text{ ms}^{-1}$. La tolérance Doppler de cette LFM dans le plan d'ambiguïté bande étroite serait [Hermand88] :

$$V_{-3db} = \pm \frac{450W}{f_c} = \pm 692,3 \text{ nœuds}. \quad (2.47)$$

Cette application numérique simple montre clairement ce que la figure 2.3 illustre : quand un signal large bande est transmis et qu'il existe un mouvement relatif dans la configuration source-canal-récepteur, l'approximation bande étroite n'est pas valide et la modélisation large bande du mouvement est appropriée.

La mauvaise tolérance Doppler des MLF dans le plan d'ambiguïté bande étroite vient du fait qu'une MLF décalée en fréquence n'est pas très différente d'une MLF qui est retardée comme le montre la partie supérieure de la figure 2.2. L'ajout de la modélisation large bande du mouvement, c'est à dire une compression (ou une dilatation) de l'échelle des temps, dans le calcul de la corrélation améliore nettement la tolérance Doppler des signaux large bande de telle sorte qu'une MLF n'est plus ambiguë dans le plan d'ambiguïté large bande. Différentes techniques d'estimation conjointes des facteurs d'échelle Doppler, des temps de propagation et des coefficients d'atténuation adaptées aux propagations multi-trajets et obtenues à partir du plan d'ambiguïté large bande sont présentées dans la section suivante.

2.4 Algorithmes et méthodes d'estimation

Nous avons développé et étudié deux estimateurs pour caractériser un canal de propagation. L'estimateur au sens des moindres carrés de la fonction de diffusion large bande du canal de propagation, minimisant l'erreur de reconstruction et faisant intervenir une inversion matricielle qui peut s'avérer coûteuse en temps de calcul. Le second estimateur que nous avons étudié est l'estimateur au sens du maximum de vraisemblance pour les canaux de propagation parcimonieux. Cet estimateur est celui qui donne les paramètres du canal de propagation les plus probables à partir d'une observation donnée. Nous avons vu que les paramètres du canal de propagation sont alors estimés trajet par trajet dans le plan d'ambiguïté large bande. Cette section présente les méthodes et les algorithmes d'estimation de canaux de propagation associés aux estimateurs développés dans les sections 2.2 et 2.3.

2.4.1 L'algorithme de *Matching Pursuit Decomposition*

D'après la théorie de propagation, le signal reçu après propagation $s(t)$ est composé d'une somme de rayons qui arrivent chacun avec une atténuation d'amplitude, un retard et un changement d'échelle différents caractérisant le canal de propagation :

$$s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_0^{+\infty} \chi(\tau, \eta) \sqrt{\eta} e((t - \tau)\eta) d\tau d\eta + b(t), \quad (2.48)$$

où $s(t)$, $e(t)$ et $b(t)$ sont respectivement le signal reçu, le signal transmis par la source et le bruit du canal de propagation qui est supposé blanc, gaussien et centré. Si l'on considère que le canal de propagation est parcimonieux, c'est à dire qu'il possède un nombre fini de coefficients qui sont localisés dans le plan retard-Doppler, alors on peut montrer que la fonction de diffusion large bande $\chi(\tau, \eta)$ vérifie :

$$\chi(\tau, \eta) = \sum_{i=1}^N a_i \delta(t - \tau_i) \delta(\eta - \eta_i), \quad (2.49)$$

où N est le nombre de trajets considérés et $\delta(\cdot)$ est la distribution de Dirac. L'hypothèse d'un canal parcimonieux est souvent vérifiée pour les canaux de propagation rencontrés dans les environnements réels classiques. Cette hypothèse permet de réduire grandement le coût calculatoire de l'estimation du canal et seuls les coefficients de N trajets sont estimés au lieu de l'ensemble des composants de la fonction de diffusion large bande.

En utilisant les relations (2.48) et (2.49) le signal reçu suit alors une relation de la forme :

$$s(t) = \sum_{i=1}^N a_i \sqrt{\eta_i} e(\eta_i(t - \tau_i)) + b(t). \quad (2.50)$$

Pour chaque trajet, l'estimateur du maximum de vraisemblance des paramètres du canal de propagation parcimonieux est donné par (2.28) :

$$(\hat{\tau}^{MV}, \hat{\eta}^{MV}) = \underset{(\tau, \eta)}{\operatorname{argmax}} \left\{ \left| \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) e((t - \tau)\eta) dt \right|^2 \right\}. \quad (2.51)$$

L'algorithme de *Matching Pursuit Decomposition* (MPD) est un algorithme particulièrement adapté à notre problème d'estimation. L'algorithme de MPD est un algorithme itératif qui décompose un signal en une combinaison linéaire de fonctions élémentaires normées (ou atomes) choisies au sein d'un dictionnaire complet [Mallat93]. À partir des équations (2.50) et (2.51), on peut voir qu'un dictionnaire adapté pourrait être composé des versions retardées et compressées du signal transmis. Après L itérations, le développement du signal observé est de la forme :

$$s(t) = \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i g_i(t) + p_L(t), \quad (2.52)$$

où $g_i(t)$ représente la fonction élémentaire sélectionnée à l'itération i , α_i est le coefficient de développement estimé et $p_L(t)$ est le signal résiduel après L itérations de MPD vérifiant :

$$\|s(t)\|_2^2 = \sum_{i=0}^{L-1} |\alpha_i|^2 + \|p_L(t)\|_2^2. \quad (2.53)$$

Les atomes du dictionnaire sont choisis afin que notre algorithme d'estimation basé sur la MPD respecte l'estimation des paramètres au sens du maximum de vraisemblance donnée par la relation (2.51). Les éléments du dictionnaire sont donc des versions retardées et compressées du signal transmis comme dans le plan d'ambiguïté large bande. Lors de la première itération, l'algorithme est initialisé en assignant le résidu de rang 0 égal à l'observation : $p_0(t) = s(t)$. Ensuite, à l'itération i , $i \in \llbracket 0, N-1 \rrbracket$, on calcule la projection du résidu $p_i(t)$ sur l'ensemble des atomes du dictionnaire \mathcal{D} de la façon suivante :

$$\Lambda_i^{m,n} = \langle p_i(t), g^{(m,n)}(t) \rangle \triangleq \int_{-\infty}^{+\infty} p_i(t) \left(g^{(m,n)}(t) \right)^* dt. \quad (2.54)$$

La fonction élémentaire retenue est celle qui correspond à l'estimateur du maximum de vraisemblance donné en relation (2.51) et qui maximise la projection :

$$g_i^{(m,n)}(t) = \operatorname{argmax}_{g^{(m,n)}(t) \in \mathcal{D}} \left\{ |\Lambda_i^{(m,n)}| \right\}. \quad (2.55)$$

Le coefficient de développement est donné par :

$$\alpha_i = \langle p_i, g_i^{(m,n)} \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} p_i(t) (g_i^{(m,n)}(t))^* dt, \quad (2.56)$$

et le signal résiduel de l'itération $i+1$ est relié au signal résiduel de l'itération i par la relation :

$$p_{i+1}(t) = p_i(t) - \alpha_i g_i(t). \quad (2.57)$$

Les estimées $(\hat{\tau}_i, \hat{\eta}_i)$ correspondant à l'atome $g_i(t)$ sont les estimées des paramètres du canal de propagation au sens du maximum de vraisemblance et sont obtenues à chaque itération de l'algorithme de MPD, $i \in \llbracket 0, N-1 \rrbracket$. Le coefficient de développement α_i est lui aussi l'estimateur du maximum de vraisemblance du coefficient d'atténuation d'indice i et on a $\hat{a}_i = \alpha_i$. L'algorithme basé sur la MPD permet d'obtenir une caractérisation parcimonieuse du signal observé tout en estimant les paramètres du canal de propagation.

Implémentation de l'algorithme :

Afin de minimiser le temps de calcul tout en obtenant une bonne caractérisation du canal de propagation, il est nécessaire de soulever quelques considérations sur l'implémentation. En particulier, le dictionnaire de fonctions élémentaires \mathcal{D} ne peut pas contenir une infinité d'éléments bien qu'il doive prendre en compte correctement l'ensemble des déformations possiblement engendrées par la propagation.

Le dictionnaire est construit à partir de la représentation discrète retard-échelle du système obtenue en (2.5) :

$$s(t) = \sum_{m=M_0}^{M_1} \sum_{n=0}^{N(m)} \psi_{n,m} \eta_0^{\frac{m}{2}} e\left(\eta_0^m t - \frac{n}{W}\right). \quad (2.58)$$

Le dictionnaire est alors défini par :

$$\begin{aligned} \mathcal{D} &= \{g_{m,n}(t) \text{ avec } m \in \llbracket M_0; M_1 \rrbracket, n \in \llbracket 0; N(m) \rrbracket\}, \\ g_{m,n}(t) &= \eta_0^{\frac{m}{2}} e\left(\eta_0^m t - \frac{n}{W}\right), \\ M_0 &= \frac{\ln(\eta_{min})}{\ln(\eta_0)}, \\ M_1 &= \frac{\ln(\eta_{max})}{\ln(\eta_0)}, \\ N(m) &= \eta_0^m W T_s, \end{aligned} \quad (2.59)$$

où η_0 et W sont des paramètres liés à la bande du signal dans les domaines de Mellin et de Fourier et sont donnés dans la partie 2.2.1. Les paramètres η_{min} , η_{max} et T_s sont ceux qui permettent d'ajuster le dictionnaire au canal à caractériser. En particulier, η_{min} et η_{max} sont respectivement les facteurs d'échelle minimum et maximum envisageables pour le canal de propagation à étudier. La variable T_s représente l'étalement temporel maximum du canal de propagation dans le domaine des retards. Les relations (2.59) assurent que le dictionnaire soit échantillonné correctement dans le domaine des retards et le domaine des échelles.

Le dictionnaire de fonctions élémentaires défini par les relations (2.59) est le dictionnaire contenant le minimum d'atomes pour caractériser le signal observé sans perdre d'information significative. En pratique, si le temps de calcul n'est pas un problème ou si certains paramètres du dictionnaire sont inconnus, il est possible d'utiliser un dictionnaire plus finement échantillonné. Contrairement à la méthode d'estimation des moindres carrés pour l'estimation de la fonction de diffusion du canal, l'estimation du maximum de vraisemblance ne requière pas d'inversion matricielle. En effet, l'estimateur du maximum de vraisemblance consiste à calculer des corrélations puis à en rechercher les maxima locaux. La corrélation est une opération qui est beaucoup plus simple et moins coûteuse que l'inversion matricielle. C'est pourquoi il est possible d'utiliser un dictionnaire plus finement échantillonné pour l'estimation des paramètres d'un canal parcimonieux au sens maximum de vraisemblance que pour l'estimation de la fonction de diffusion du canal au sens des moindres carrés.

L'algorithme de la MPD est un algorithme récursif qui nécessite un critère d'arrêt. Le premier critère peut être un critère basé sur l'énergie du résidu. Dans un scénario où le rapport signal à bruit (RSB) est connu, il peut être judicieux d'arrêter les itérations de la MPD quand le rapport énergie du signal sur énergie du signal résiduel atteint le RSB. D'autres critères d'arrêt possibles font intervenir le taux de décroissance de l'énergie du signal résiduel ou un nombre fixé d'itérations basé sur les connaissances a priori que l'on a sur le canal de propagation.

2.4.2 L'algorithme de *Warping Ambiguity Lag-Doppler Filtering*

Nous avons vu que l'algorithme de MPD peut être adapté à l'estimation itérative des paramètres d'un canal de propagation au sens du maximum de vraisemblance. L'algorithme de MPD permet de décomposer le signal observé en une combinaison linéaire de fonctions élémentaires normées choisies au sein d'un dictionnaire complet [Mallat93]. La fonction élémentaire du dictionnaire la plus proche du signal observé est estimée par corrélation lors de chaque itération. La fonction élémentaire sélectionnée est alors soustraite au signal pour ensuite estimer la fonction élémentaire suivante.

Dans cette section, nous présentons un algorithme alternatif à l'algorithme de la MPD. L'objectif de cette section est de mettre en place un algorithme permettant de filtrer la composante du signal reçu associée à chaque trajet au lieu de la soustraire comme c'est le cas dans la MPD. Filtrer la composante associée à chaque trajet possède de nombreux avantages sur une simple opération de soustraction. Par exemple, le filtrage est plus coûteux en temps de calcul que la soustraction mais il ne dépend pas de l'amplitude ce qui implique que le filtrage fonctionne même si l'amplitude n'est pas correctement estimée. Pas ailleurs, il est possible de modifier la bande du filtrage en fonction de la résolution ce qui permet d'avoir une certaine tolérance par rapport à une erreur de l'estimation de la fonction du dictionnaire.

L'un des inconvénients de la MPD est l'opération de soustraction qui modifie le signal résiduel. Si une erreur d'estimation est effectuée à une étape de la MPD, alors cette erreur modifie de façon définitive le signal étudié après l'opération de soustraction et l'erreur va se répercuter sur l'ensemble des estimations suivantes. Un autre inconvénient de la MPD est que les coefficients d'atténuation estimés sont indépendants de la fréquence. Dans les cas où les coefficients d'atténuation dépendent de la fréquence, l'algorithme de MPD ne fonctionne pas correctement car il n'est pas possible d'éliminer complètement les trajets par simple soustraction sans prendre en compte la dépendance fréquentielle des coefficients d'atténuation. Enfin, pour de nombreux scénarios réels, les trajets arrivent par paquets possédant des facteurs d'échelle et des retards similaires [Hermand88, Josso09b]. Dans un tel scénario, chaque groupe de trajets peut alors nécessiter de nombreuses itérations de MPD.

Remplacer l'opération de soustraction de la MPD par une opération filtrage pourrait permettre de remédier aux limitations de l'algorithme de MPD. Dans cet objectif, nous introduisons une opération de filtrage permettant de séparer les différents groupes d'arrivées dans la suite de cette section.

Le filtrage par déformation temporelle

L'objectif de cette partie est de proposer une méthode de filtrage efficace pour séparer les différents groupes d'arrivées. Comme les signaux reçus pour les différents groupes d'arrivées sont composés de différentes formes temps-fréquence non stationnaires, l'utilisation de filtre variant dans le temps semble judicieuse. En revanche les filtres bidimensionnels temps-fréquence [Boudreaux-Bartels86, Kozek92, Hlawatsch00, Hlawatsch02] classiques ne peuvent pas être utilisés directement étant donné que les groupes d'arrivées ne sont généralement pas séparés dans les représentations temps-fréquence. C'est pourquoi nous proposons de filtrer les différents groupes d'arrivées dans un espace différent de l'espace des temps d'origine.

Les méthodes de traitement du signal sont souvent basées sur un changement de l'espace de représentation qui est effectué en projetant l'espace original dans un nouvel espace qui a des

propriétés intéressantes ou qui permet de mettre en évidence les propriétés d'intérêts. En particulier, la classe des opérateurs de déformation temporelle [Altes90, Papandreou93, Baraniuk95, Hlawatsch97, Jarrot07b, LeTouzé09] est une classe d'opérateur intéressante permettant un changement de l'espace de représentation. Nous proposons d'utiliser un filtrage basé sur le filtrage temps-fréquence qui opère dans le domaine temps-fréquence des temps déformés. Nous allons chercher un domaine dans lequel les groupes de rayons peuvent être séparés. Comme nous le verrons, l'algorithme que nous proposons est basé sur une méthodologie de projection-traitement-inversion dans laquelle la projection consiste en une déformation de l'espace des temps qui transforme le signal reçu pour un trajet en une sinusoïde. La sinusoïde est ensuite filtrée à l'aide d'un filtre coupe bande classique puis le signal est projeté dans l'espace des temps original avec l'opérateur de déformation temporelle inverse.

Les opérateurs de déformation temporelle ont été introduits par [Altes90, Papandreou93, Baraniuk95, Hlawatsch97] et sont basés sur une transformation de l'axe des temps t à l'aide d'une fonction potentiellement non linéaire $w(t)$. Les fonctions de déformation temporelle sont choisies de façon à ce qu'elles révèlent les propriétés d'intérêts du signal dans le domaine des temps déformés.

Nous introduisons la classe des opérateurs de déformation \mathcal{W}_w qui utilise la fonction de déformation $w(t)$ et suit la relation suivante [Jarrot07b] :

$$\left\{ \mathcal{W}_w, w(t) \in \mathcal{C}^1, \frac{dw(t)}{dt} > 0 : e(t) \rightarrow \mathcal{W}_{w(t)}e(t) \right\}, \quad (2.60)$$

où $e(t) \in \mathcal{L}^2(\mathbb{R})$ est une fonction de carré intégrable et \mathcal{C}^1 représente la classe des fonctions dérivables. L'opérateur de déformation est un opérateur unitaire qui projette linéairement le signal $e(t)$ dans le domaine déformé défini par :

$$\mathcal{W}_w e(t) = \left| \frac{dw(t)}{dt} \right|^{1/2} e(w(t)). \quad (2.61)$$

On dit que l'opérateur de déformation \mathcal{W}_w est un opérateur unitaire car il conserve l'énergie et le produit scalaire du signal transformé.

Nous allons maintenant caractériser la fonction de déformation permettant de transformer un signal mono-composante donné en une sinusoïde pure afin de le filtrer facilement. Considérons un signal non stationnaire et mono-composante $e(t)$ défini par :

$$e(t) = \exp(2i\pi f_e \varphi(t)), \quad (2.62)$$

où $\varphi(t)$ est la phase du signal. Pour la plupart des applications réelles et en travaillant avec des signaux analytiques, on peut supposer que $\varphi(t) \in \mathcal{C}^1$ et que $\frac{d\varphi(t)}{dt} > 0$. On définit alors $\varphi^{-1}(t)$ comme la fonction inverse de la phase $\varphi(t)$ vérifiant :

$$\varphi(\varphi^{-1}(t)) = \varphi^{-1}(\varphi(t)) = t, \quad \forall t. \quad (2.63)$$

En supposant que $\varphi^{-1}(t) \in \mathcal{C}^1$ et que $\frac{d\varphi^{-1}(t)}{dt} > 0$, la projection du signal $e(t)$ dans l'espace des temps déformés définie par l'opérateur $\mathcal{W}_{\varphi^{-1}}$ est telle que :

$$\begin{aligned} \mathcal{W}_{\varphi^{-1}} e(t) &= \left| \frac{d\varphi^{-1}(t)}{dt} \right|^{1/2} \exp(2j\pi f_e \varphi(\varphi^{-1}(t))) \\ &= \left| \frac{d\varphi^{-1}(t)}{dt} \right|^{1/2} \exp(2j\pi f_e t). \end{aligned} \quad (2.64)$$

La relation (2.64) montre que si la phase d'un signal $e(t)$ est une fonction connue, continue et inversible, alors tout signal $e(t)$ peut être projeté dans un espace des temps déformés dans lequel il est transformé en une sinusoïde pure. La sinusoïde peut alors être filtrée avec précision dans l'espace temps-fréquence des temps déformés à l'aide d'un simple filtre coupe bande. Le signal résiduel ainsi obtenu après filtrage peut être projeté dans l'espace de départ grâce à l'opérateur de déformation inverse \mathcal{W}_φ . En effet, on peut montrer que \mathcal{W}_w est l'opérateur de déformation inverse de l'opérateur $\mathcal{W}_{w^{-1}}$:

$$\mathcal{W}_{w^{-1}}\mathcal{O}\mathcal{W}_w = \mathcal{W}_w\mathcal{O}\mathcal{W}_{w^{-1}} = \mathcal{I}d, \left\{ w \in \mathcal{C}^1, \frac{dw(t)}{dt} > 0 \right\}, \quad (2.65)$$

où \mathcal{O} est l'opérateur de composition dans le domaine des opérateurs et $\mathcal{I}d$ est l'opérateur identité.

Présentation de l'algorithme WALF

Dans cette section, nous présentons la méthode WALF [Josso09a, Josso09c] (de l'anglais *Warping Ambiguity Lag-Doppler Filtering*) qui permet d'estimer puis de filtrer la composante du signal reçu associée à chaque trajet. La méthode WALF est basée sur un principe de projection-filtrage-inversion dans lequel les projections et les inversions sont effectuées par des opérateurs de déformation. Les fonctions de déformation nécessaires à la mise en œuvre de la méthode WALF sont obtenues par estimation au sens du maximum de vraisemblance des caractéristiques de chaque trajet dans le plan d'ambiguïté large bande. Le principe général de l'algorithme WALF est présenté dans la figure 2.5.

La première étape de la méthode WALF consiste à estimer les caractéristiques de chaque trajet au sens du maximum de vraisemblance dans le plan d'ambiguïté large bande à partir de la relation (2.28). Définissons un dictionnaire de signaux élémentaires \mathcal{D} à partir de notre modèle de propagation (2.50) qui représente les signaux possiblement reçus pour chaque trajet. Les signaux élémentaires du dictionnaire sont alors de la forme :

$$g^{(m,n)}(t) = \sqrt{\eta_m} e((t - \tau_n)\eta_m), \quad \eta_m \neq 0, \quad (2.66)$$

où $e(t)$ est la version analytique du signal transmis et (τ_n, η_m) sont choisis pour représenter les gammes de retard et de facteurs d'échelle appropriées. Les étapes de l'algorithme itératif WALF sont proches de celles de l'algorithme de la MPD présenté dans la section 2.4.1 et peuvent être résumées comme suit.

L'algorithme WALF est initialisé en prenant le signal résiduel de la première itération égale au signal observé $p_0(t) = s(t)$, avec $s(t)$ le signal reçu. Ensuite pour l'itération i , $i \in \llbracket 1; N-1 \rrbracket$, le résidu $p_i(t)$ est projeté sur chaque élément du dictionnaire $g^{(m,n)}(t) \in \mathcal{D}$ pour obtenir :

$$\Lambda_i^{(m,n)} = \langle p_i, g^{(m,n)} \rangle \triangleq \int_{-\infty}^{+\infty} p_i(t) \left(g^{(m,n)}(t) \right)^* dt. \quad (2.67)$$

Il est intéressant de remarquer que $\Lambda_i^{(m,n)}$ n'est autre que le plan d'ambiguïté large bande du signal résiduel $p_i(t)$. Dans la section 2.3.1 nous avons vu que le plan d'ambiguïté large bande permet de mettre en œuvre l'estimateur du maximum de vraisemblance des paramètres du canal de propagation. En particulier, l'atome du dictionnaire sélectionné pour représenter le

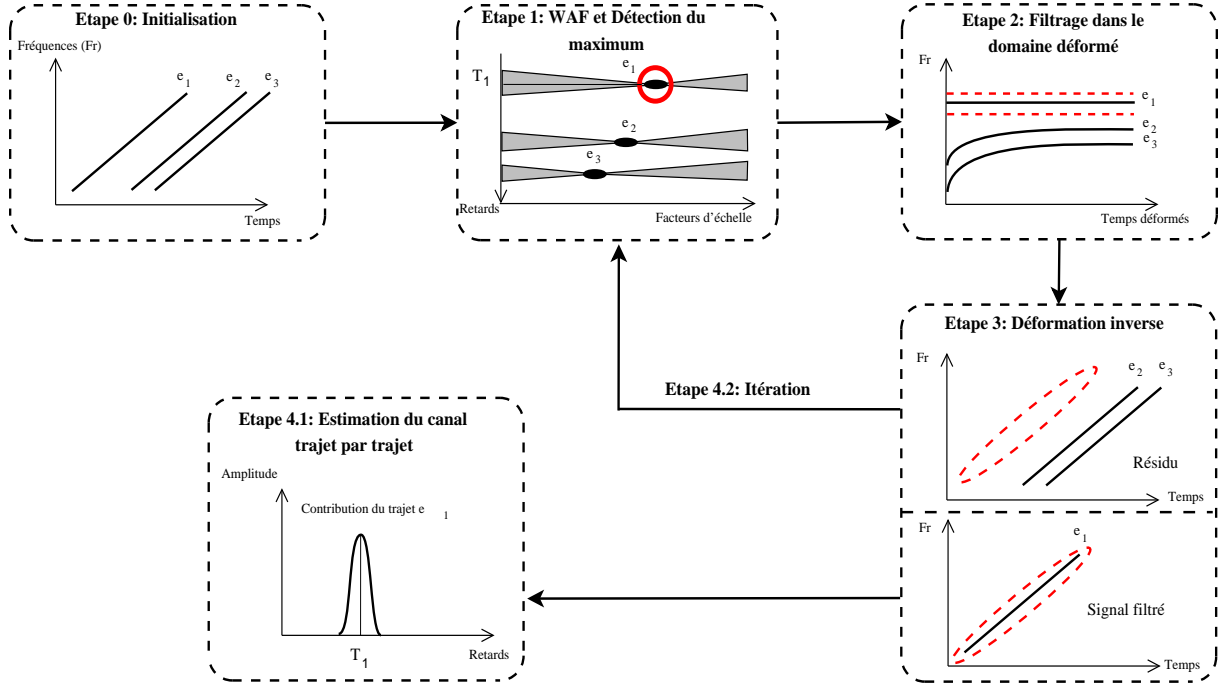


FIGURE 2.5 : Illustration schématique du principe général de la méthode WALF. Par mesure de simplicité, nous considérons ici trois trajets de propagation et leurs signaux associés : e_1 , e_2 et e_2 . Le maximum absolu du plan d'ambiguïté large bande est illustré par un cercle et les opérations de filtrage sont représentées par des traits pointillés.

trajet d'indice i est choisi en utilisant la relation (2.28). La fonction élémentaire choisie pour le trajet i est donc celle qui maximise l'amplitude de la projection $\Lambda_i^{(m,n)}$:

$$g_i(t) = \operatorname{argmax}_{g^{(m,n)}(t) \in \mathcal{D}} \left\{ |\Lambda_i^{(m,n)}| \right\}. \quad (2.68)$$

Pour la grande majorité des applications réelles, on peut considérer que la phase $\varphi(t)$ du signal analytique $e(t)$ est telle que $\varphi(t) \in \mathcal{C}^1$ et $\frac{d\varphi(t)}{dt} > 0$. En considérant que le signal transmis est connu, on peut considérer que $\varphi(t)$ est elle aussi connue. On introduit $\varphi_i(t)$, la phase de $g_i(t)$, qui vérifie :

$$\varphi_i(t) = \varphi((t - \hat{\tau}_i)\hat{\eta}_i), \quad (2.69)$$

où $(\hat{\tau}_i, \hat{\eta}_i)$ sont les paramètres de l'atome $g_i(t)$ estimé avec la relation (2.68).

La seconde étape de l'algorithme WALF consiste à projeter le résidu $p_i(t)$ dans le domaine des temps déformés avec l'opérateur $\mathcal{W}_{\varphi_i^{-1}}$:

$$Q_i(t) = \mathcal{W}_{\varphi_i^{-1}} p_i(t). \quad (2.70)$$

L'opérateur de déformation $\mathcal{W}_{\varphi_i^{-1}}$ transforme uniquement le signal reçu pour le trajet i en une sinusoïde. En effet, les propriétés physiques de la propagation nous assurent que $\varphi_j \neq \varphi_i, \forall j \neq i, j \in \llbracket 1; N-1 \rrbracket$ et seul le signal reçu pour le groupe de rayons i est transformé en une sinusoïde après l'opération de déformation temporelle $\mathcal{W}_{\varphi_i^{-1}}$. Cette sinusoïde est alors filtrée dans le plan temps-fréquence des temps déformés par un simple filtre coupe bande :

$$U_i(t) = \mathcal{F}Q_i(t), \quad (2.71)$$

où \mathcal{F} représente le filtre coupe bande qui élimine la sinusoïde reçue pour le trajet i après déformation temporelle. Finalement la projection est inversée pour retourner dans l'espace des temps original et obtenir le signal de départ de la prochaine itération :

$$p_{i+1}(t) = \mathcal{W}_{\varphi_i} U_i(t). \quad (2.72)$$

Les estimées $(\hat{\tau}_i, \hat{\eta}_i)$ correspondant à l'atome $g_i(t)$ sont les estimées des paramètres du canal de propagation au sens du maximum de vraisemblance et sont obtenues à chaque itération de l'algorithme WALF, $i \in \llbracket 0, N - 1 \rrbracket$. Le coefficient d'atténuation α_i est lui aussi l'estimateur du maximum de vraisemblance et il vérifie $\hat{a}_i = \alpha_i$, avec :

$$\alpha_i = \langle p_i, g_i \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} p_i(t) (g_i(t))^* dt, \quad (2.73)$$

L'algorithme WALF permet donc d'obtenir une estimation parcimonieuse du canal de propagation. Pour chaque rayon, l'algorithme WALF retourne une estimation des paramètres : $(\hat{a}_i, \hat{\tau}_i, \hat{\eta}_i)$.

Implémentation de l'algorithme :

Tout comme pour l'algorithme de la MPD de la section précédente, il est nécessaire de choisir correctement le dictionnaire \mathcal{D} pour minimiser le temps de calcul tout en obtenant une bonne caractérisation du canal de propagation. Le dictionnaire est là encore construit à partir de la représentation discrète retard-échelle du système obtenue en (2.5). Le dictionnaire utilisé pour l'implémentation de la WALF est donc le même que celui utilisé pour implémenter la MPD et il est donné par les relations de la formule (2.59).

Le second point important de l'implémentation de la méthode WALF concerne la largeur de bande du filtre coupe bande introduit dans l'expression (2.71). La largeur de bande de ce filtre ne peut pas être exprimée analytiquement pour un signal $e(t)$ quelconque. Nous allons donc montrer comment la largeur de bande du filtre \mathcal{F} peut être obtenue pour le cas classique où une MLF est transmise. À partir des relations (2.50) et (2.62), le signal reçu pour le trajet i suit une relation de la forme :

$$s_i(t) = a_i \eta_i^{1/2} \exp(2i\pi f_e \varphi_i(t)), \quad (2.74)$$

où f_e est une constante de normalisation et $\varphi_i(t)$ est la phase du signal analytique reçu pour le trajet i . Comme nous l'avons vu dans l'expression (2.69), $\varphi_i(t)$ vérifie :

$$\varphi_i(t) = \varphi((t - \hat{\tau}_i) \hat{\eta}_i). \quad (2.75)$$

Quand une MLF est transmise, la phase du signal analytique reçu pour le trajet i est un polynôme du second ordre de la forme :

$$\varphi_i(t) = A_i t^2 + B_i t + C, \quad (2.76)$$

avec

$$A_i = \frac{\hat{\eta}_i^2 k}{2f_e}, \quad B_i = \frac{f_0 \hat{\eta}_i - k \hat{\eta}_i^2 \hat{\tau}_i}{f_e}, \quad C_i = \frac{\psi_i}{f_e}, \quad (2.77)$$

où f_0 est la fréquence de départ de la MLF, k son taux de modulation et Ψ_i représente la valeur de $\varphi_i(t)$ à l'origine des temps. La fréquence instantanée (FI) d'un signal est définie comme la

dérivée de sa phase par rapport au temps. La FI du signal reçu pour le trajet i est appelée $FI_i(t)$ et vérifie :

$$FI_i(t) = f_e \frac{d\varphi_i(t)}{dt}. \quad (2.78)$$

Étant donné que nous étudions des signaux analytiques non constants, leurs FIs sont strictement positives. On peut alors montrer que $\varphi_i(t)^{-1}$ existe de façon unique pour chaque chemin de propagation :

$$\varphi_i^{-1}(t) = \frac{\sqrt{\left(\frac{B_i}{2}\right)^2 - A_i(C_i - t)}}{A_i} - \frac{B_i}{2A_i}. \quad (2.79)$$

Maintenant que nous avons obtenu l'expression analytique de l'ensemble des fonctions de déformation, nous pouvons étudier la forme de la FI associée aux signaux reçus après déformation temporelle pour déterminer la largeur de bande du filtre \mathcal{F} . Après quelques calculs, pour $j \neq i$, la FI du signal reçu pour le trajet d'indice j déformé par l'opérateur de déformation $\mathcal{W}_{\varphi_i^{-1}}$ vérifie :

$$\mathcal{W}_{\varphi_i^{-1}}FI_j(t) = \frac{A_j f_e}{A_i} - \frac{\left(\frac{B_i A_j}{A_i} + B_j\right) f_e}{2\sqrt{\left(\frac{B_i}{2}\right)^2 - A_i(C_i - t)}}. \quad (2.80)$$

Quand $j = i$, le signal reçu pour le trajet i est transformé en une fréquence pure et sa FI est donnée par :

$$\mathcal{W}_{\varphi_i^{-1}}FI_i(t) = f_e. \quad (2.81)$$

Le second membre de l'expression (2.80) est en $1/\sqrt{t}$ qui devient rapidement négligeable devant le terme constant en $A_j f_e/A_i$. Finalement, à l'itération i , la largeur de bande maximale du filtre \mathcal{F} dépend uniquement du rapport des carrés des facteurs d'échelle. En utilisant les relations (2.77), (2.80) et (2.81), la largeur de bande maximale du filtre \mathcal{F} est notée \mathcal{B}_{max} et vérifie :

$$\mathcal{B}_{max} = \min \left(2f_e \left(1 - \frac{\eta_j^2}{\eta_i^2} \right) \right), \quad i \neq j. \quad (2.82)$$

L'algorithme WALF est récursif et comme pour l'algorithme de la MPD il nécessite un critère d'arrêt. De la même façon, il est possible d'utiliser un critère d'arrêt basé sur le RSB, le taux de décroissance de l'énergie du signal résiduel ou encore un nombre fixé d'itérations basé sur les connaissances à priori que l'on a sur le canal de propagation. Dans la suite nous proposons une généralisation de l'utilisation de la méthode WALF pour les canaux de propagation non parcimonieux.

2.4.3 Généralisation de l'utilisation de la WALF à un canal non parcimonieux

La section précédente présente la méthode WALF qui permet d'obtenir une estimation parcimonieuse du canal de propagation. C'est l'opération de filtrage qui permet d'assurer le caractère parcimonieux de l'estimation du canal. Comme nous l'avons vu dans la section 2.4.1 pour l'algorithme de la MPD, les trajets identifiés sont soustraits un à un ce qui peut nécessiter un grand nombre d'itérations pour les canaux de propagation non parcimonieux. Dans cette section, nous proposons une généralisation de l'algorithme WALF pour les applications où l'on cherche une caractérisation non parcimonieuse du canal de propagation.

Considérons un canal de propagation convolutif variant dans le temps dont la forme discrète est donnée par (2.5)

$$s(t) = \sum_{m=M_0}^{M_1} \sum_{n=0}^{N(m)} \psi_{n,m} \eta_0^{\frac{m}{2}} e\left(\eta_0^m t - \frac{n}{W}\right). \quad (2.83)$$

Dans la section 2.2 nous avons vu qu'il est possible d'estimer la matrice de diffusion large bande du canal au sens des moindres carrés par la relation (2.15) :

$$\hat{\Psi}^{MC} = (\mathcal{D}^T \mathcal{D})^{-1} \mathcal{D}^T s(t), \quad (2.84)$$

où \mathcal{D} est une matrice de signaux élémentaires définie en (2.12) et $s(t)$ est le signal observé. L'inconvénient principal de cette méthode d'estimation est son coût calculatoire qui peut devenir très élevé à cause de l'inversion de la matrice $\mathcal{D}^T \mathcal{D}$. La taille de cette matrice à inverser est égale au carré du nombre d'élément de la matrice de diffusion Ψ . En particulier, si l'étalement maximum engendré par le canal de propagation dans le domaine des retards T_s est important, alors le nombre d'élément de la matrice de diffusion est très grand et l'inversion peut devenir problématique.

Pour pallier à ce problème nous proposons une méthode d'estimation des paramètres du canal qui estime les matrices de diffusion associées à chaque groupe de trajets itérativement. Les groupes de trajets possèdent un étalement temporel beaucoup plus faible que l'étalement temporel total du canal. Ceci implique que l'inversion matricielle de l'expression (2.84) nécessite beaucoup moins de calcul pour un groupe de trajets considéré seul que pour le canal entier. Chaque groupe de trajets est identifié puis filtré par la méthode WALF décrite dans la section 2.4.2 et l'estimation de la matrice de diffusion des groupes de trajets peut être menée en parallèle ou à la fin de l'algorithme WALF.

Si l'on note $s_i^{\text{WALF}}(t)$ le signal extrait pour le groupe de trajets i par la méthode WALF et que l'on note N son nombre d'itérations, alors le signal extrait par la WALF $s^{\text{WALF}}(t)$ peut s'écrire de la façon suivante :

$$s^{\text{WALF}}(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_i^{\text{WALF}}(t). \quad (2.85)$$

En appliquant la représentation discrète retard-Doppler du système (2.83) au sein de chaque groupe de trajets, on peut reformuler $s_i^{\text{WALF}}(t)$ comme :

$$s_i^{\text{WALF}}(t) = \sum_{m=M_0}^{M_1} \sum_{n=0}^{N_i(m)} \Psi_{n,m}^{(i)} \eta_0^{\frac{m}{2}} e(\eta_0^m t - \frac{n}{W}), \quad (2.86)$$

où $\Psi_{n,m}^{(i)}$ correspond à la fonction de diffusion du groupe de trajets i , $N_i(m)$ dépend de l'étalement temporel du groupe de trajet, $T_s^{(i)}$, et vérifie [Jiang06a] :

$$N_i(m) = \eta_0^m W T_s^{(i)}. \quad (2.87)$$

La relation (2.86) peut être reformulée sous sa forme matricielle :

$$s_i^{\text{WALF}}(t) = \mathcal{D}_i \Psi^{(i)}, \quad (2.88)$$

où \mathcal{D}_i est la matrice dictionnaire du groupe de trajet i qui est composée de versions normalisées, retardées et comprimées du signal transmis. La matrice $\Psi^{(i)}$ est la matrice de diffusion associée

au groupe de trajet i qui contient les coefficients de la fonction de diffusion. La construction de la matrice \mathcal{D}_i est identique à celle de la matrice dictionnaire du canal \mathcal{D} décrite par les expressions (2.12). La principale différence est que la matrice \mathcal{D}_i est de dimension nettement inférieure à \mathcal{D} étant donné que les étalements temporel et Doppler de chaque groupe sont nettement inférieurs à ceux du canal. En suivant la même méthodologie que dans la section 2.2, on obtient l'estimée de la matrice de diffusion du groupe i au sens des moindres carrés avec la relation :

$$\hat{\Psi}^{(i),MC} = (\mathcal{D}_i^T \mathcal{D}_i)^{-1} \mathcal{D}_i^T s_i^{\text{WALF}}(t), \quad (2.89)$$

où $\hat{\Psi}^{(i),MC}$ est l'estimée de la matrice de diffusion du groupe de trajets i au sens des moindres carrés. En combinant les relations (2.83), (2.85) et (2.86) on obtient finalement l'estimée de la matrice de diffusion du canal qui vérifie :

$$\hat{\Psi} = \sum_{i=0}^{N-1} \hat{\Psi}^{(i),MC}. \quad (2.90)$$

Il est intéressant de remarquer que chaque dictionnaire \mathcal{D}_i est contenu dans le dictionnaire global du canal de propagation \mathcal{D} . Il suffit donc de créer une seule fois de dictionnaire du canal \mathcal{D} pour obtenir l'ensemble des sous dictionnaires \mathcal{D}_i et estimer le canal de propagation.

2.5 Application des algorithmes proposés sur données simulées

2.5.1 Configuration expérimentale

Afin de valider les différentes méthodes de caractérisation du canal de propagation que nous avons proposé dans le chapitre 2, nous proposons de les tester à l'aide d'une simulation de propagation dans un canal acoustique sous marin. Les données étudiées dans cette section sont obtenues à partir du code de simulation présenté dans le chapitre 1, section 1.3.4. Les canaux de propagation acoustique sous marins sont des canaux de propagation complexes, faisant intervenir des propagations multi-trajets et de nombreux facteurs d'échelle différents. En particulier, nous nous intéressons à la propagation d'une MLF dans un canal de Pekeris [Pekeris48]. Le canal de Pekeris est un canal de propagation qui possède une célérité constante et dont la réponse acoustique peut être obtenue analytiquement. Cette partie propose d'illustrer le fonctionnement des différents estimateurs présentés à travers ce cas d'école.

Le milieu : Bien que le canal de Pekeris soit un canal de propagation parcimonieux simple, nous avons choisi ses paramètres afin qu'ils soient proches de l'environnement de la campagne BASE'07 qui sera présentée et étudiée par la suite. La colonne d'eau de l'environnement simulé possède une hauteur de 135 m, une masse volumique de 1000 kgm^{-3} , et une célérité de 1520 ms^{-1} . Le fond océanique simulé représente un fond plat composé de sable et de vase (vase sableuse) qui est caractérisé par une vitesse de propagation de 1550 ms^{-1} et une masse volumique de 1700 kgm^{-3} .

La source : La source simulée est située à une profondeur de 24 m de la surface de la mer et se déplace à une vitesse horizontale constante de 5 ms^{-1} relativement à l'hydrophone qui est placé à une profondeur de 90 m. La distance séparant la source de l'hydrophone est de 500 m au début de l'enregistrement. Le signal transmis par la source est une MLF de fréquence centrale $f_c = 1300 \text{ Hz}$, de bande $W = 2000 \text{ Hz}$ et de durée $T = 4 \text{ s}$. Enfin, le bruit environnemental choisi est un bruit blanc additif gaussien de même puissance que le signal utile de telle sorte que

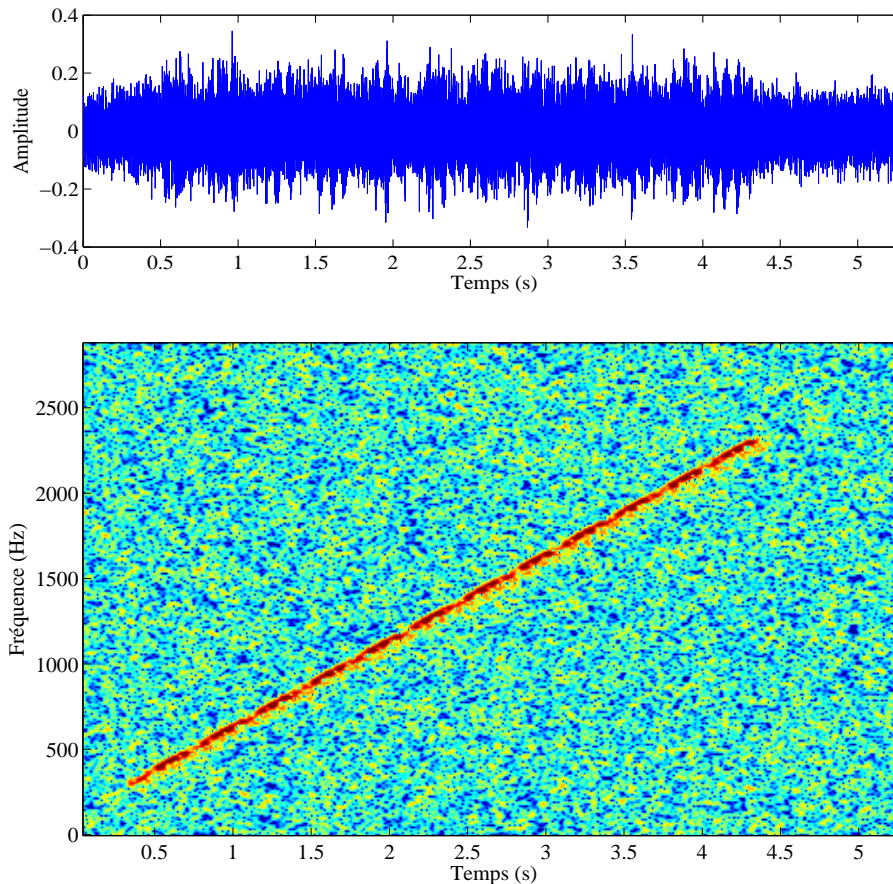


FIGURE 2.6 : Représentation temporelle (partie supérieure) et temps-fréquence (partie inférieure) du signal reçu après propagation dans l'environnement simulé. Les effets de la propagation tel que l'étalement temporel peuvent être remarqués sur la représentation temps-fréquence.

le RSB soit égal à 1. La figure 2.6 illustre une représentation temporelle et une représentation temps-fréquence du signal reçu après propagation dans l'environnement. Sur cette figure, on peut remarquer que le bruit est important et que les échos ne sont pas résolus dans le plan temps-fréquence. Ceci justifie que les filtres basés sur des méthodes temps-fréquence ne puissent pas être appliqués directement. Cependant il reste possible de déceler un certain étalement temporel qui est dû à la propagation multi-trajets.

2.5.2 Les algorithmes de MPD et de WALF

Les résultats obtenus avec les algorithmes de MPD et de WALF sont présentés conjointement dans cette section. Ces deux algorithmes utilisent le même dictionnaire de fonctions élémentaires. Si l'on souhaite que ce dictionnaire contienne un minimum de fonctions élémentaires, alors on utilise le dictionnaire qui est défini par les relations (2.59). La largeur de bande du signal dans le domaine de Mellin, β_0 , est nécessaire pour construire ce dictionnaire. On peut montrer que les MLF sont bornées dans le domaine de Mellin de telle façon que $\beta \in [-\beta_0/2; \beta_0/2]$ et β_0 vérifie [Ovarlez92] :

$$\beta_0 = (f_c + \frac{W}{2})T. \quad (2.91)$$

La vitesse de la source est à priori inconnue donc nous choisissons des valeurs de η_{min} et de η_{max} qui correspondent à l'ensemble des vitesses envisageables de la source pour une application donnée. Pour notre simulation et dans le cadre d'un mobile se déplaçant sous l'eau, nous proposons de choisir des facteurs d'échelle η_{min} et de η_{max} qui correspondent à des vitesses de la source comprises entre $\pm 6 \text{ m.s}^{-1}$. De la même façon, l'étalement temporel du canal de propagation T_s est choisi de façon appropriée pour chaque application. Dans le cadre d'une propagation en acoustique sous-marine, l'étalement temporel du canal peut être très important et nous proposons $T_s = 0,5 \text{ s}$. En choisissant ces paramètres, le dictionnaire est alors composé de 85425 atomes, avec 85 facteurs d'échelle et 1005 retards différents. Les 85 facteurs d'échelle différents correspondent à un échantillonnage des vitesses non uniforme et sont espacés d'environ $\Delta V = 0,143 \text{ m.s}^{-1}$. On peut remarquer que ΔV est très proche de la moitié de la tolérance Doppler du signal transmis qui est $V_{-3db} = \pm 0,16 \text{ m.s}^{-1}$ et qui est donnée par la relation (2.45).

En pratique et pour des raisons d'implémentation, nous utilisons un dictionnaire échantillonné légèrement plus finement. Les vitesses sont échantillonnées uniformément avec un pas $\Delta V = |V_{-3db}|/2 = 0,08 \text{ m.s}^{-1}$ ce qui correspond à 151 facteurs d'échelle. Les retards sont également échantillonnés uniformément avec un pas égal à la fréquence d'échantillonnage ce qui conduit à 1437 retards. Le dictionnaire ainsi obtenu est composé d'environ 2,5 fois plus de fonctions élémentaires que le dictionnaire obtenu à partir de la représentation discrète du système retard vitesse.

Afin d'illustrer le fonctionnement des algorithmes de MPD et de WALF, nous allons détailler les résultats obtenus lors de la première itération. La première étape des deux algorithmes consiste à détecter le maximum absolu du plan d'ambiguïté large bande. Le maximum absolu détecté lors de la première itération est le même pour les deux algorithmes. La figure 2.7 illustre le plan d'ambiguïté large bande du signal reçu ainsi que les emplacements théoriques (rond) et estimés (étoile) du maximum absolu. On peut remarquer que l'estimation des paramètres du premier trajet est très bonne bien que le RSB du signal reçu ne soit que de 1.

Théoriquement, la vitesse apparente du premier trajet est de $v_1 = 4,95 \text{ m.s}^{-1}$ pour une estimée de $\hat{v}_1 = 4,88 \text{ m.s}^{-1}$. L'erreur d'estimation en vitesse est de $|v_1 - \hat{v}_1| = 0,07 \text{ m.s}^{-1}$ ce qui est inférieur au pas d'échantillonnage retenu pour les vitesses. Enfin, l'erreur commise sur l'estimation du retard associé au premier trajet de propagation est de l'ordre de l'échantillon.

L'étape suivante des algorithmes de MPD et de WALF est respectivement la soustraction et le filtrage du premier trajet détecté. La figure 2.8 illustre le signal filtré (partie supérieure) associé au premier trajet et le signal résiduel (partie inférieure) obtenu après la première itération de la méthode WALF. La figure 2.9 présente également les résultats obtenus après la première itération de l'algorithme de MPD avec le plan d'ambiguïté du signal filtré pour le premier trajet en partie supérieure et le signal résiduel en partie inférieure. Dans les deux cas, le signal associé au premier trajet a été totalement éliminé après la première itération, que se soit par soustraction (MPD) ou par filtrage (WALF). Comme on peut le voir sur les figure 2.8 et 2.9, le second trajet est situé à moins d'un millièmme de seconde du premier trajet mais celui-ci n'est modifié ni par l'opération de soustraction de la MPD ni par le filtrage de la WALF.

La figure 2.10 présente la représentation temps fréquence du signal reçu après déformation temporelle. Comme prévu, seul le signal correspondant au trajet détecté est transformé en une sinusoïde pure tandis que l'énergie des signaux associés aux autres trajets suit bien la relation (2.80) en $1/\sqrt{t}$. Cette figure montre également que les trajets d'ordre élevé ont une énergie

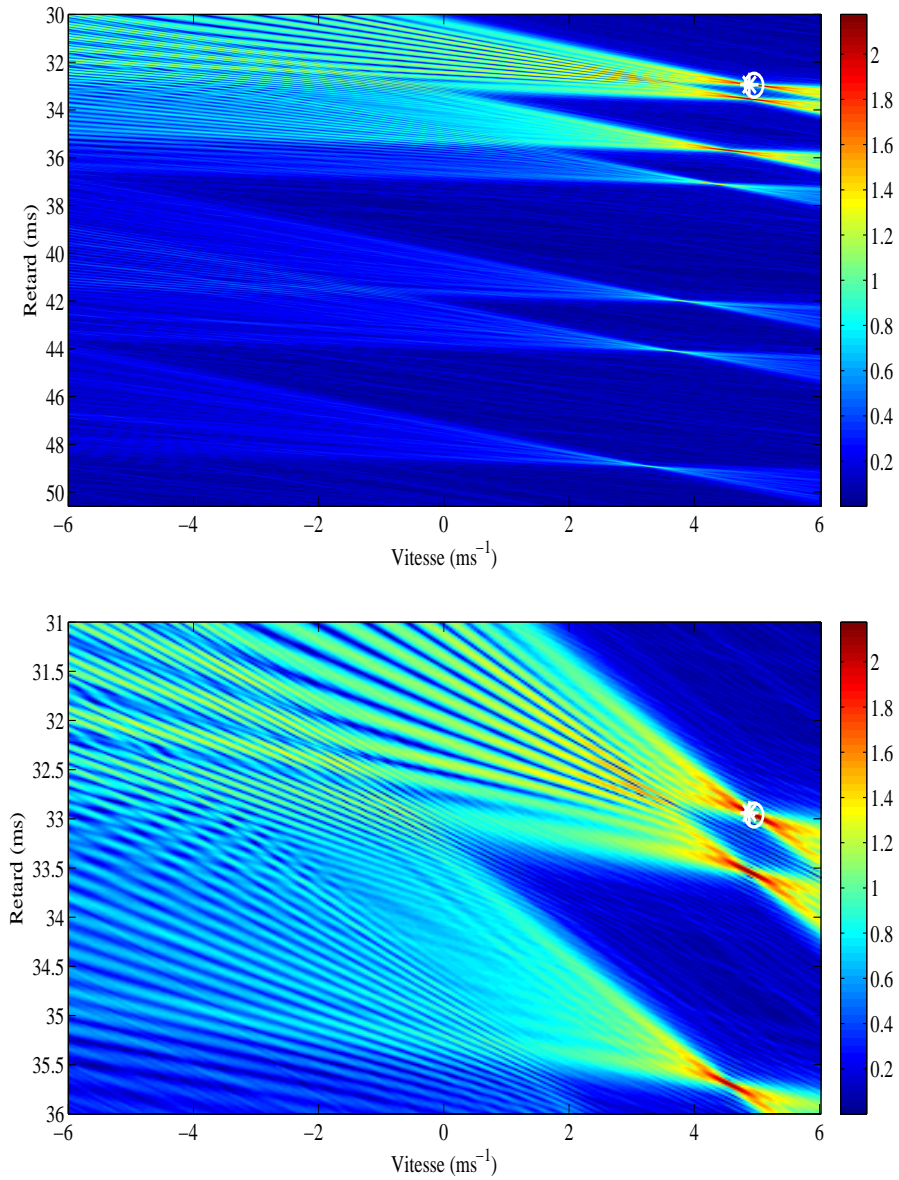


FIGURE 2.7 : Illustration de la première étape des algorithmes de MPD et de WALF. La partie supérieure représente le plan d'ambiguïté large bande du signal reçu centré sur les sept premières arrivées tandis que la partie inférieure est centrée sur les trois premières arrivées. L'estimation du maximum absolu obtenue avec la MPD et la WALF est représentée avec une étoile tandis que sa position théorique est représentée par un cercle.

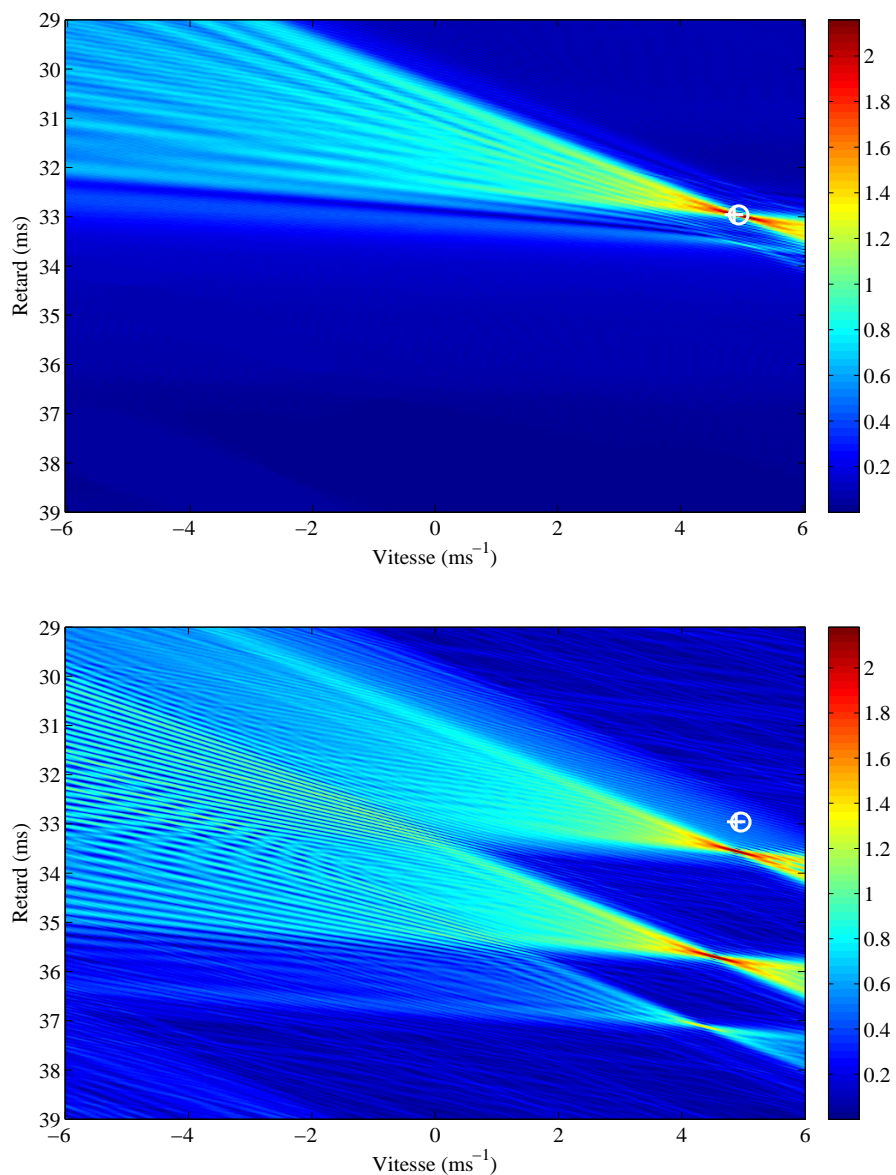


FIGURE 2.8 : Illustration du résidu $p_1(t)$ (figure inférieure) et du trajet filtré (figure supérieure) obtenus après la première itération de l'algorithme de WALF dans le plan d'ambiguïté large bande. L'estimation du maximum absolu obtenue la WALF est représentée avec une croix tandis que sa position théorique est représentée par un cercle.

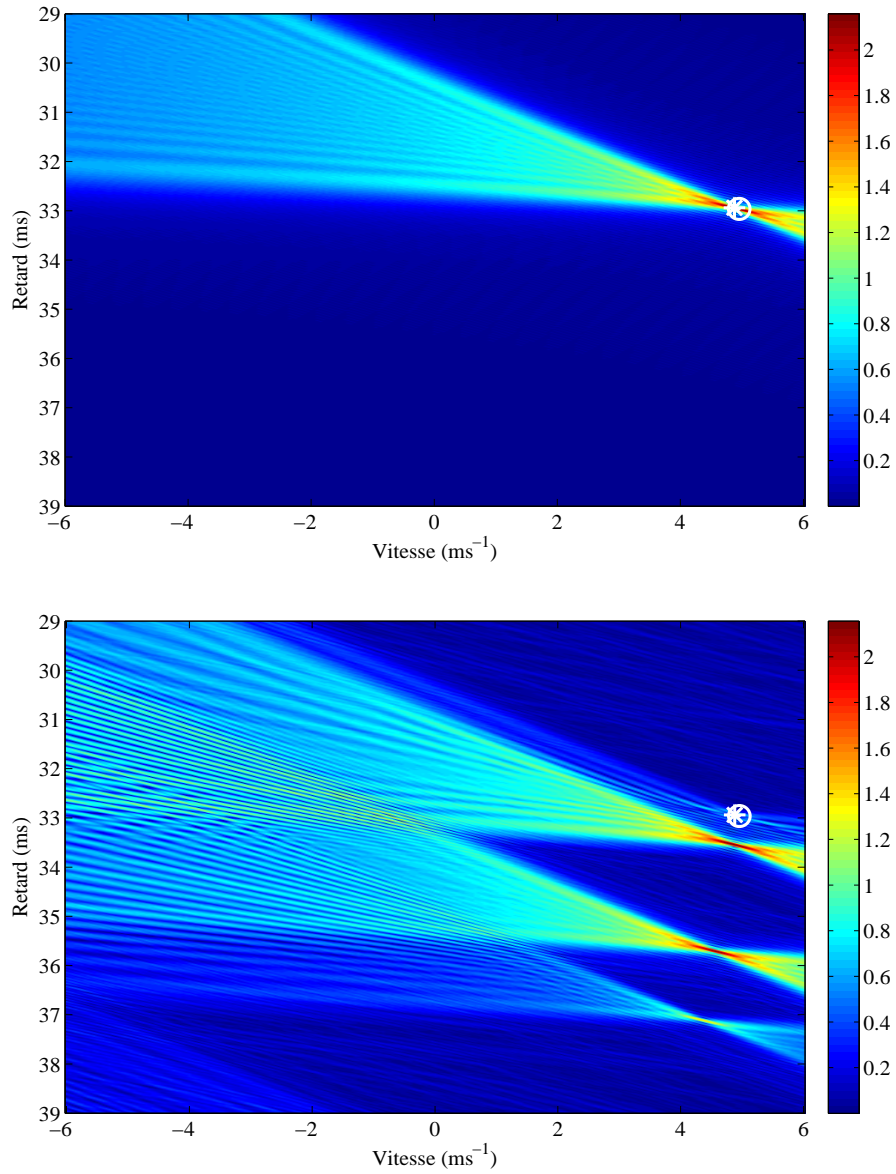


FIGURE 2.9 : Illustration du résidu $p_1(t)$ (figure inférieure) et du trajet filtré (figure supérieure) obtenus après la première itération de l'algorithme de MPD dans le plan d'ambiguïté large bande. L'estimation du maximum absolu obtenue avec la WALF est représentée avec une étoile tandis que sa position théorique est représentée par un cercle.

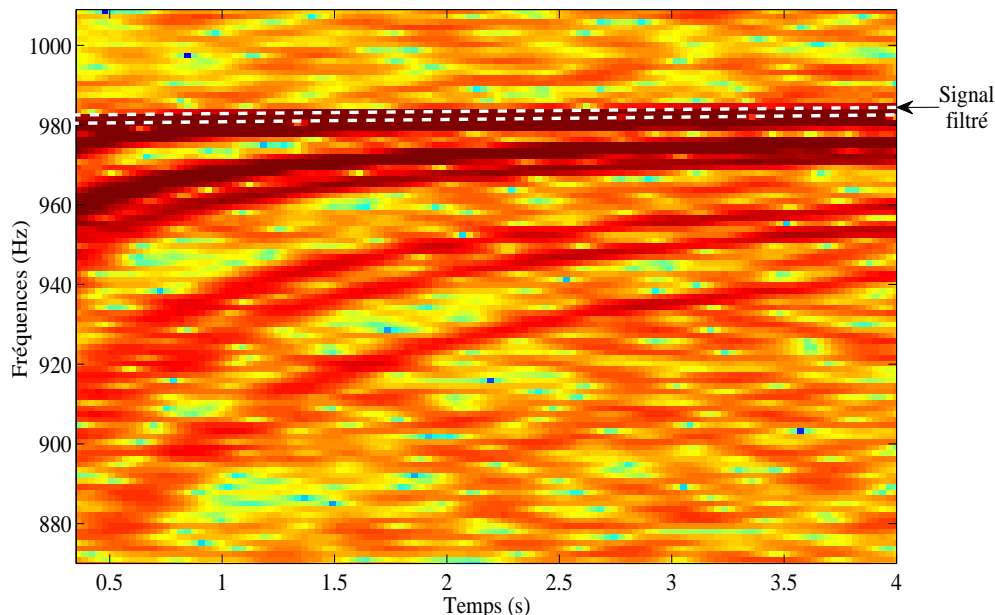


FIGURE 2.10 : Représentation temps-fréquence du signal reçu après déformation temporelle. La ligne pointillée schématise l'opération de filtrage de la méthode WALF qui permet de filtrer le trajet détecté.

de plus en plus faible et que les derniers ressortent peu du bruit de fond. Par ailleurs, le second trajet possède des caractéristiques très proches du premier ce qui explique le fait que même dans le domaine des temps déformés, le second trajet est difficilement séparable du premier. Le signal reçu pour le premier trajet peut alors être filtré avec un simple filtre coupe bande qui est schématisé par des traits pointillés sur la figure 2.10.

Les résultats finaux obtenus avec les algorithmes de MPD et de WALF sont illustrés sur la figure 2.11. Dans cette figure, la partie supérieure représente les résultats obtenus avec l'algorithme MPD et la partie inférieure concerne l'algorithme WALF. Les cercles sont situés au niveau des positions théoriques des maxima locaux du plan d'ambiguïté large bande tandis que les croix et les étoiles illustrent les résultats des algorithmes de MPD et de WALF. Comme on peut le voir, les 7 premiers trajets sont correctement estimés dans les deux cas. Les tableaux 2.1 et 2.2 résument la précision de l'estimation des retards et des vitesses pour les algorithmes de MPD et de WALF. Ces tableaux montrent que les retards sont estimés avec la même précision pour les deux méthodes. L'erreur commise est "au plus" de l'ordre d'un échantillon seulement. Les vitesses qui sont reliées aux facteurs de compression par la relation (1.94) sont elles aussi correctement estimées avec les deux méthodes. L'erreur relative commise sur l'estimation des vitesses est cependant plus importante que pour les retards. En effet, la précision sur l'estimation en vitesse est principalement liée à l'échantillonnage en vitesse du dictionnaire qui est lui même dicté par la tolérance Doppler du signal transmis. Dans notre cas, l'erreur la plus importante commise est de l'ordre de la moitié de la tolérance Doppler ce qui correspond à la finesse de l'échantillonnage de notre dictionnaire en vitesse.

Finalement, le critère d'arrêt choisi pour les deux algorithmes est celui basé sur un nombre d'itérations fixé à 7 car dans notre exemple, les 7 premiers trajets correspondent à 90 % de la

Trajet	$\hat{\tau}_i^{\text{WALF}}$ (ms)	$\hat{\tau}_i^{\text{MPD}}$ (ms)	τ_i^{th} (ms)	$\Delta\hat{\tau}_i^{\text{WALF}}$	$\Delta\hat{\tau}_i^{\text{MPD}}$
1	32,96	32,94	32,96	0,02 %	0,07 %
2	33,57	33,55	33,54	0,08 %	0,03 %
3	35,72	35,70	35,70	0,06 %	0,01 %
4	37,13	37,11	37,11	0,07 %	0,02 %
5	42,02	42,02	42,00	0,04 %	0,04 %
6	44,10	44,09	44,08	0,05 %	0,01 %
7	48,92	48,90	48,91	0,03 %	0,01 %

TABLE 2.1 : Tableau résumant l'estimation des retards avec les algorithmes de MPD, $\hat{\tau}_i^{\text{MPD}}$, et de WALF, $\hat{\tau}_i^{\text{WALF}}$. Les valeurs théoriques des retards sont données par la colonne des τ_i^{th} . Les deux dernières colonnes représentent l'erreur relative commise par chaque méthode donnée en % avec $\Delta\hat{\tau}_i^{\text{WALF}} = \frac{|\tau_i^{\text{th}} - \hat{\tau}_i^{\text{WALF}}|}{\tau_i^{\text{th}}}$ et $\Delta\hat{\tau}_i^{\text{MPD}} = \frac{|\tau_i^{\text{th}} - \hat{\tau}_i^{\text{MPD}}|}{\tau_i^{\text{th}}}$.

Trajet	\hat{v}_i^{WALF} (ms^{-1})	\hat{v}_i^{MPD} (ms^{-1})	v_i^{th} (ms^{-1})	$\Delta\hat{v}_i^{\text{WALF}}$	$\Delta\hat{v}_i^{\text{MPD}}$
1	4,88	4,88	4,95	1,52 %	1,52 %
2	4,88	4,88	4,87	0,21 %	0,21 %
3	4,56	4,56	4,58	0,34 %	0,34 %
4	4,40	4,40	4,40	0,09 %	0,09 %
5	3,84	3,92	3,89	1,28 %	0,77 %
6	3,68	3,68	3,69	0,39 %	0,39 %
7	3,28	3,28	3,33	1,38 %	1,38 %

TABLE 2.2 : Tableau résumant l'estimation des vitesses avec les algorithmes de MPD, \hat{v}_i^{MPD} , et de WALF, \hat{v}_i^{WALF} . Les valeurs théoriques des vitesses sont données par la colonne des v_i^{th} . Les deux dernières colonnes représentent l'erreur relative commise par chaque méthode donnée en % avec $\Delta\hat{v}_i^{\text{WALF}} = \frac{|v_i^{\text{th}} - \hat{v}_i^{\text{WALF}}|}{v_i^{\text{th}}}$ et $\Delta\hat{v}_i^{\text{MPD}} = \frac{|v_i^{\text{th}} - \hat{v}_i^{\text{MPD}}|}{v_i^{\text{th}}}$.

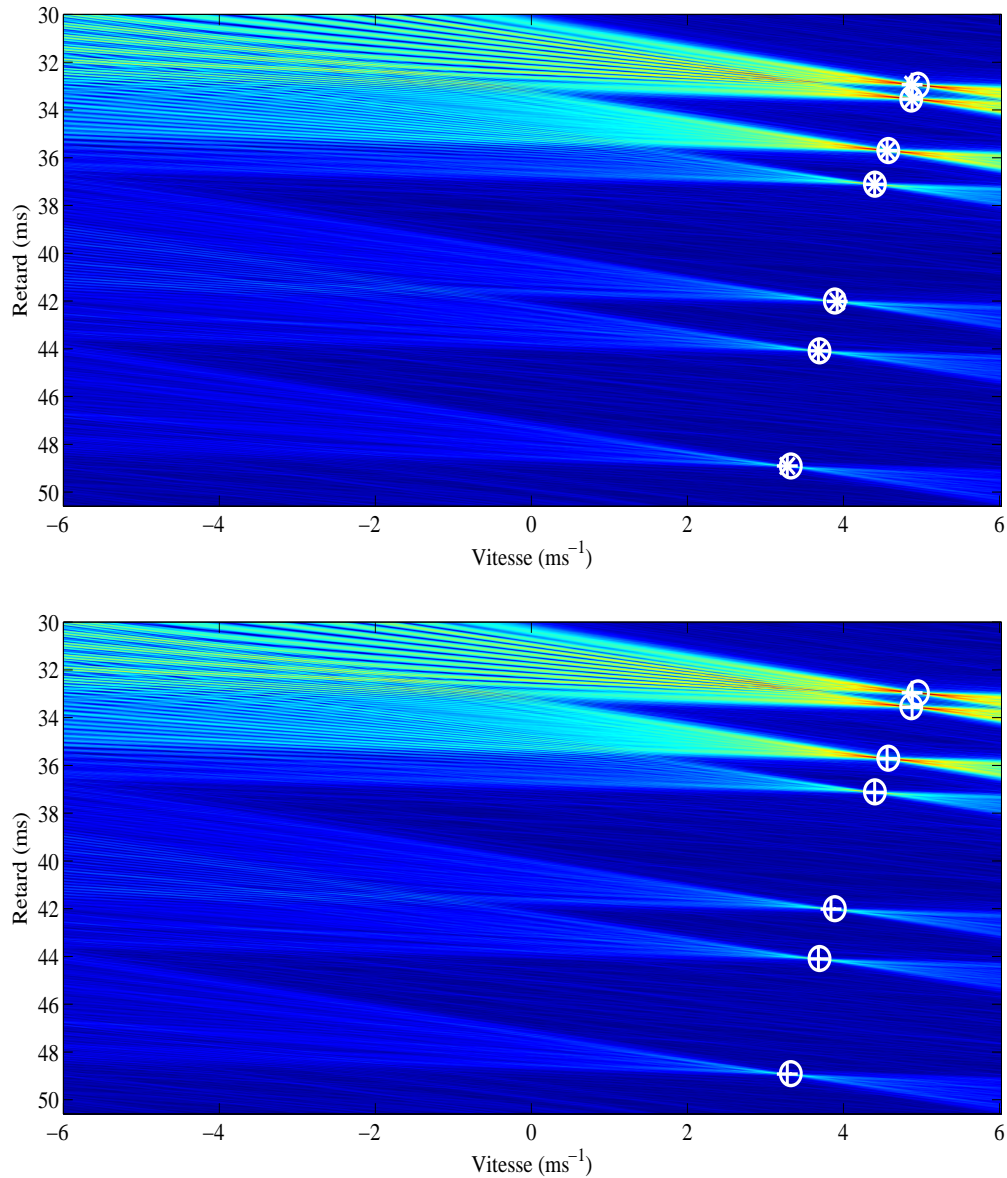


FIGURE 2.11 : Illustration des résultats obtenus par les algorithmes de MPD (figure supérieure) et de WALF (figure inférieure), avec le plan d'ambiguïté large bande du signal reçu comme fond. Les estimations retard-vitesse obtenues avec les algorithmes de MPD et de WALF sont respectivement représentées avec des étoiles et des croix. Les maxima locaux théoriques de plan d'ambiguïté large bande sont représentés par les cercles.

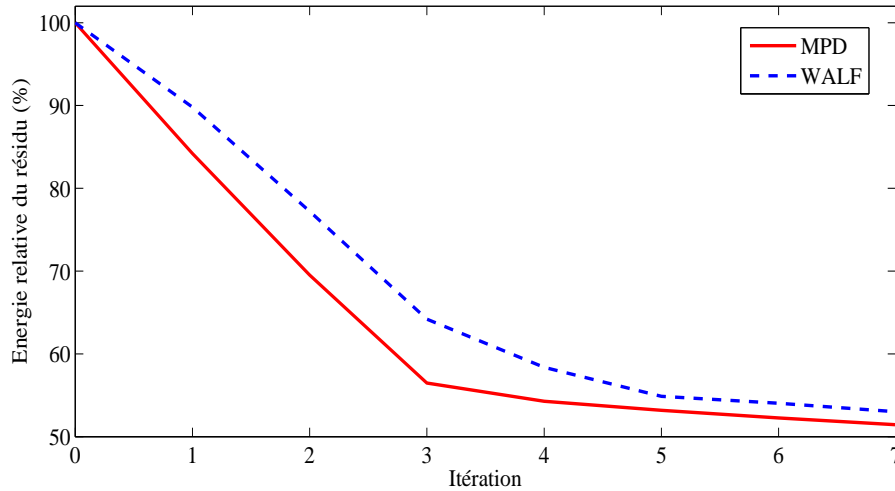


FIGURE 2.12 : Illustration de la décroissance de l'énergie du signal résiduel en fonction du nombre d'itérations pour les algorithmes de MPD et de WALF. L'énergie relative du résidu est égal au rapport de la puissance du signal résiduel sur la puissance du signal reçu.

puissance du signal observé. Par ailleurs, les trajets suivants possèdent une amplitude très faible et sont noyés dans le bruit. La figure 2.12 illustre la décroissance de l'énergie du signal résiduel en fonction du nombre d'itérations pour la MPD et la WALF. Dans cette figure, l'énergie relative du résidu est égal au rapport de la puissance du signal résiduel sur la puissance du signal reçu. Après l'estimation des 7 premiers trajets, l'énergie résiduelle relative est d'environ 53% pour les deux algorithmes, ce qui correspond bien à l'estimation de 90 % de la puissance du signal observé avec un RSB égal à 1.

On peut remarquer que l'énergie résiduelle de l'algorithme de MPD décroît légèrement plus rapidement que celui de la WALF. Le canal de propagation simulé est un canal de propagation parcimonieux et la MPD est particulièrement adaptée à ce type de canal. En revanche et comme nous le verrons par la suite, dans les cas réels où le canal n'est plus parcimonieux, l'énergie résiduelle de l'algorithme WALF décroît nettement plus rapidement car il prend en compte une famille de trajets à chaque itération.

2.5.3 Estimation des fonctions de diffusion du canal

Comme nous l'avons vu dans la section 2.2, il n'est pas toujours possible d'estimer la fonction de diffusion du canal de propagation directement. En effet, l'estimation de la fonction de diffusion fait intervenir une opération d'inversion matricielle qui est souvent très coûteuse. Pour palier à ce problème, nous avons proposé une méthode d'estimation des fonctions de diffusion associées à chaque groupe de trajets dans la section 2.4.3. Cette méthode d'estimation des fonctions de diffusion utilise les signaux extraits à chaque itération de la WALF pour estimer leurs fonctions de diffusion et ensuite reconstruire la fonction de diffusion globale du canal.

Dans cette section, nous proposons d'estimer la fonction de diffusion associée à chacun des 7 trajets filtrés par la méthode WALF. L'algorithme WALF permet non seulement de filtrer les signaux associés à chaque groupe de trajets mais il retourne également une première estimation de leurs retards et de leurs facteurs d'échelle Doppler. En particulier, les facteurs d'échelle

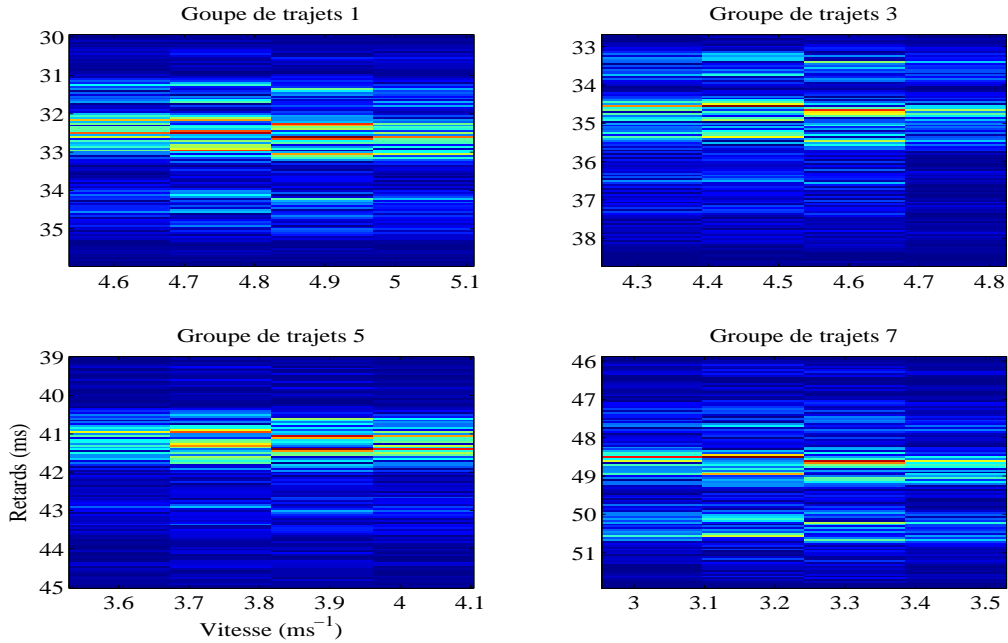


FIGURE 2.13 : Matrices de diffusion estimées pour les groupes de trajets impairs.

minimum et maximum (η_{min} et η_{max}) ainsi que l'étalement temporel du canal (T_s) à considérer pour construire le dictionnaire d'atomes global sont déjà connus. La largeur de bande du signal transmis dans le domaine de Mellin est calculée grâce à la relation (2.91) ce qui conduit à un échantillonnage des vitesses de $\Delta V = 0.1429 \text{ ms}^{-1}$. On obtient finalement un dictionnaire global contenant $\mathcal{N} = 12364$ couples retard-vitesse différents pour caractériser le canal de propagation, constitué de 22 facteurs d'échelle et 562 retards.

Estimer directement la fonction de diffusion du canal reviendrait donc à inverser une matrice de dimension $\mathcal{N}^2 = 12764^2$, ce qui n'est pas réalisable en pratique bien que le dictionnaire contienne le minimum d'atomes pour caractériser le canal sans perdre d'information significative.

L'étalement temporel choisi pour chaque groupe de trajets est de 6 ms pour un étalement Doppler égal à deux fois la tolérance Doppler du signal transmis. Le dictionnaire associé à chaque groupe de trajets est alors composé de 4 facteurs d'échelle pour 121 retards. Ces dictionnaires sont centrés autour des estimées retard-vitesse obtenues par l'algorithme WALF à chaque itération. La taille de la matrice à inverser pour estimer la fonction de diffusion de chaque groupe de trajets est de $\mathcal{N}^2 = 484^2$ ce qui est nettement plus raisonnable que dans le cas de l'estimation directe des paramètres du canal. La figure 2.13 représente les matrices de diffusion estimées pour les groupes de trajets impairs. On peut remarquer que l'énergie associée à chaque groupe de trajets est très localisée en retard et en vitesse ce qui reflète bien le caractère parcimonieux du canal de propagation simulé. Comme le montre les axes des différentes figures de la représentation 2.13, les retards et les vitesses associés à chacun des trajets sont bien différents d'un trajet à l'autre.

ϵ_1	ϵ_2	ϵ_3	ϵ_4	ϵ_5	ϵ_6	ϵ_7
4,7 %	3,8 %	0,9 %	19.6 %	32.5 %	2.6 %	18.8 %

TABLE 2.3 : Tableau donnant les erreurs de reconstruction (en %) pour chacun des 7 groupes de trajets.

Le signal filtré pour chaque groupe de trajets peut être reconstruit à partir de l'estimation de la matrice de diffusion et du signal transmis grâce à la relation (2.86) :

$$\hat{s}_i(t) = \sum_{m=M_0}^{M_1} \sum_{n=0}^{N_i(m)} \hat{\Psi}_{n,m}^{(i),MC} \eta_0^{\frac{m}{2}} e(\eta_0^m t - \frac{n}{W}), \quad (2.92)$$

où $\hat{\Psi}_{n,m}^{(i),MC}$ est l'estimée des moindres carrés de la fonction de diffusion du groupe de trajets i , $N_i(m)$ dépend de l'étalement temporel du groupe de trajets, $T_s^{(i)}$, et vérifie la relation (2.87). Pour chaque groupe de trajets, on définit l'erreur de reconstruction par la relation :

$$\epsilon_i = \frac{\int |s_i^{\text{WALF}}(t) - \hat{s}_i(t)|^2 dt}{(\int |s_i^{\text{WALF}}(t)|^2 dt)}. \quad (2.93)$$

L'erreur de reconstruction de chacun des 7 groupes de trajets est donnée dans le tableau 2.3. Ce tableau montre que les erreurs de reconstruction sont faibles pour les premiers trajets mais varient grandement pour les trajets suivant.

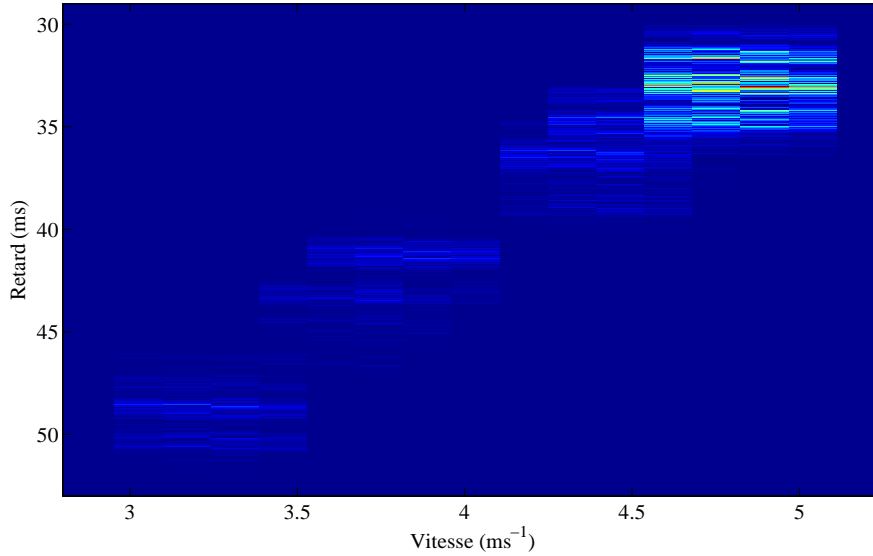
Les premiers trajets sont les trajets les plus énergétiques et l'estimation de leur fonction de diffusion ne pose aucun problème. En revanche, pour les trajets d'indice élevé, l'énergie utile du trajet décroît alors que la puissance du bruit reste constante et le rapport signal à bruit devient faible. C'est pourquoi l'estimation des fonctions de diffusion des trajets d'indice élevé n'est pas aussi précise que pour les premiers trajets. Cependant, les erreurs commises dans l'estimation des fonctions de diffusion des trajets de faibles amplitudes n'a que peu d'influence sur l'estimation de la fonction d'étalement globale du canal.

La fonction de diffusion globale du canal est estimée en sommant les fonctions de diffusion estimées pour chaque groupe de trajets par la relation (2.90) :

$$\hat{\Psi}^{\text{MC}} = \sum_{i=0}^{N-1} \hat{\Psi}^{(i),MC}. \quad (2.94)$$

La figure 2.14 représente l'estimée de la fonction de diffusion globale du canal. On peut remarquer que la fonction de diffusion globale estimée possède un étalement temporel et Doppler bien supérieur à l'étalement de chaque groupe de trajets considéré séparément. La figure 2.14 illustre clairement que les coefficients d'atténuation des trajets d'indice élevés possèdent une faible amplitude devant les coefficient d'atténuation des 3 premiers trajets. La caractérisation du canal obtenue est une caractérisation qui n'est pas aussi parcimonieuse qu'avec les méthodes de MPD ou de WALF. En effet, cette méthode d'estimation est particulièrement adaptée à la caractérisation des canaux de propagation réels qui ne sont pas parcimonieux et possèdent des étalements temporel et Doppler. L'erreur de reconstruction globale du signal reçu peut être calculée par rapport à la somme des signaux extraits par la WALF ou par rapport au signal observé :

$$\begin{aligned} \epsilon^{\text{MC}} &= \frac{\int |s^{\text{WALF}}(t) - \hat{s}^{\text{MC}}(t)|^2 dt}{(\int |s^{\text{WALF}}(t)|^2 dt)}, \\ \epsilon &= \frac{\int |s(t) - \hat{s}^{\text{MC}}(t)|^2 dt}{(\int |s(t)|^2 dt)}, \end{aligned} \quad (2.95)$$

FIGURE 2.14 : *Estimée de la matrice de diffusion globale du canal.*

où ϵ^{MC} et ϵ correspondent respectivement à l'erreur de reconstruction du signal par rapport au signal extrait par la WALF, $s^{\text{WALF}}(t)$, et par rapport au signal observé $s(t)$. Le signal extrait par la WALF est constitué de la somme des signaux extraits par la WALF à chaque itération et $\hat{s}^{\text{MC}}(t)$ est la reconstruction du signal observé à partir de l'estimée de la fonction de diffusion du canal :

$$\begin{aligned} s^{\text{WALF}}(t) &= \sum_{i=0}^{N-1} s_i^{\text{WALF}}(t), \\ \hat{s}^{\text{MC}}(t) &= \sum_{m=M_0}^{M_1} \sum_{n=0}^{N(m)} \hat{\Psi}_{n,m}^{\text{MC}} \eta_0^{\frac{m}{2}} e(\eta_0^m t - \frac{n}{W}). \end{aligned} \quad (2.96)$$

L'erreur de reconstruction ϵ prend en compte les erreurs commises à la fois par l'algorithme de WALF et par l'estimation des moindres carrés alors que l'erreur ϵ^{MC} ne considère que l'erreur commise par l'estimation des moindres carrés. On obtient des erreurs de reconstruction globale de $\epsilon^{\text{MC}} = 3.4 \%$ et de $\epsilon = 51.16 \%$. L'erreur de reconstruction ϵ^{MC} montre que l'estimation des moindres carrés fonctionne bien et que la fonction de diffusion estimée caractérise correctement le canal de propagation. Enfin, en sachant que le RSB du signal observé est de 1, la valeur de ϵ montre que l'ensemble du processus d'estimation donne de très bons résultats sur notre simulation numérique.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les méthodes développées pour réaliser l'estimation des paramètres du canal de propagation multi-trajets pour des systèmes en mouvement. Dans un premier temps nous avons présenté la discrétisation du modèle retard-Doppler du canal de propagation puis développé l'estimateur des moindres carrés pour les canaux de propagation possédant des étalements temporel et Doppler. Nous avons vu que l'estimation de la fonction de diffusion du canal au sens des moindres carrés est équivalent à une inversion matricielle qui peut s'avérer coûteuse en puissance de calcul.

La seconde méthode d'estimation des paramètres du canal de propagation proposée dans ce chapitre repose sur l'estimateur du maximum de vraisemblance pour les canaux parcimonieux. Nous avons montré qu'à condition que les trajets soient bien résolus dans le plan retard-Doppler, les maxima locaux du plan d'ambiguïté large bande sont les estimées des paramètres du canal au sens du maximum de vraisemblance. L'étude analytique du plan d'ambiguïté large bande pour le cas particulier de la transmission d'une MLF nous a ensuite permis d'appréhender les principales caractéristiques du plan d'ambiguïté large bande.

La troisième partie de ce chapitre a été consacrée à l'adaptation de l'algorithme de MPD ainsi qu'au développement de deux nouvelles méthodes pour l'estimation des paramètres du canal de propagation en présence de mouvement. Nous avons tout d'abord présenté l'algorithme WALF qui est utilisé pour estimer parcimonieusement et itérativement les paramètres du canal de propagation. L'algorithme WALF, tout comme l'algorithme de la MPD, sont des algorithmes qui estiment itérativement le retard, le facteur d'échelle et le coefficient d'atténuation associés à chacun des trajets propagés. Finalement, nous avons présenté une méthode qui utilise conjointement l'algorithme WALF et l'estimateur au sens des moindres carrés pour estimer la fonction de diffusion retard-Doppler caractérisant le canal de propagation.

L'ensemble des méthodes et algorithmes présentés dans ce chapitre a été validé sur une simulation numérique de propagation acoustique. Les résultats obtenus permettent une première validation de l'efficacité et de la précision des estimateurs développés. Dans la suite de ce manuscrit, nous proposons d'appliquer ces méthodes d'estimation à différents jeux de données réelles, dans différentes configurations.

Troisième partie

Méthodes et applications à des contextes opérationnels

Chapitre 3

Caractérisation des milieux sous marins, source connue

Sommaire

3.1	Présentation des campagnes d'acquisition de données en mer	102
3.1.1	La campagne BASE'07	102
3.1.2	La campagne KAM'08	105
3.2	Méthodes de compensation du mouvement pour l'estimation de RI	107
3.2.1	L'approximation grande distance : compensation uniforme du mouvement	108
3.2.2	Compensation adaptative du mouvement : le cas général	118
3.3	Estimation d'un canal de communication	124
3.3.1	Estimation du canal de communication avec l'algorithme de MPD . . .	125
3.3.2	Estimation de la fonction de diffusion du canal	130
3.3.3	Estimation de l'évolution temporelle des RI	136
3.4	Conclusion	138

Dans ce troisième chapitre, nous proposons d'appliquer nos méthodes d'estimation des paramètres du canal de propagation avec des sources en mouvement pour différentes applications et sur différents jeux de données réelles enregistrées en mer. La première partie de ce chapitre est dédiée à la présentation des deux campagnes d'acquisition de données acoustiques en mer que nous étudions afin de valider nos méthodes.

Dans de nombreux domaines scientifiques, l'étude des paramètres d'un système physique est rendue délicate par le fait que l'ensemble des paramètres soient difficilement observables et mesurables. Il en est ainsi des paramètres géoacoustiques de l'océan et des fonds marins. Néanmoins, dans le cadre de l'observation et de la caractérisation de l'environnement océanique, le système constitué par l'océan et les fonds peut être observé par l'intermédiaire d'une ou plusieurs grandeurs physiques plus facilement observables ou mesurables, comme par exemple les ondes acoustiques. C'est ainsi que les ondes acoustiques sont utilisées pour observer et caractériser l'environnement océanique, on parle de tomographie acoustique océanique.

La tomographie désigne de façon générique l'ensemble des techniques d'inversion de données issues d'un phénomène de propagation dans un milieu que l'on cherche à étudier. Ses domaines d'application les plus courants sont la médecine et la sismique. Les premiers travaux consacrés à la tomographie des océans furent initiés par [Munk79]. L'idée de ces travaux repose sur le fait que l'estimation des paramètres acoustiques d'un signal sonore propagé dans l'océan permette d'estimer certains paramètres physiques de l'océan et du fond océanique.

Depuis, la tomographie acoustique des océans s'est déplacée sur le terrain de la connaissance des interfaces, et en particulier de la connaissance des fonds marins notamment pour les besoins des sonars. Lors de la dernière décennie, d'importants efforts ont été consacrés par la communauté des sonaristes pour développer des outils de tomographie des fonds marins, regroupés sous le terme générique d'inversion géoacoustique. Les signaux propagés dans le guide d'ondes mémorisent l'information environnementale et en particulier les réflexions aux interfaces. À partir de l'analyse de ces signaux, on peut donc envisager de remonter aux caractéristiques physiques des fonds océaniques. Une grande partie des méthodes d'inversion géoacoustique avec des signaux large bande est basée sur l'étude de la réponse impulsionnelle de l'environnement de propagation. La seconde partie de ce chapitre traite de l'estimation des réponses impulsionnelles à partir de sources large-bande, dans des scénarios où la source est en mouvement. Les RI estimées peuvent ensuite être exploitées par les méthodes classiques d'inversion géoacoustique qui sont présentées en détail dans [Le Gac03]. Les méthodes d'inversion géoacoustique, comme le *matched impulse response* [Hermand96, Hermand99, Michalopoulou00] par exemple, permettent d'estimer les paramètres physiques de l'océan et des fonds océaniques à partir de la réponse impulsionnelle du canal de propagation.

Par ailleurs, la caractérisation de la propagation des ondes acoustiques dans le milieu océanique est également primordial pour le développement des systèmes de communication sous-marins. En effet, l'intérêt porté aux systèmes de communications acoustiques en eaux peu profondes est de plus en plus important. Cet intérêt toujours grandissant répond au caractère primordial des communications entre les véhicules sous-marins autonomes (AUV, de l'anglais *Autonomous Underwater Vehicle*), les sous-marins ou même les plongeurs. Cependant, les communications acoustiques sous-marines présentent de nombreux défis en raison de l'évolution rapide que connaissent les différents paramètres des canaux acoustiques sous-marins. Nous proposons donc d'estimer le canal de communication acoustique en présence de mouvement relatif entre la source et le récepteur dans la troisième partie de ce chapitre.

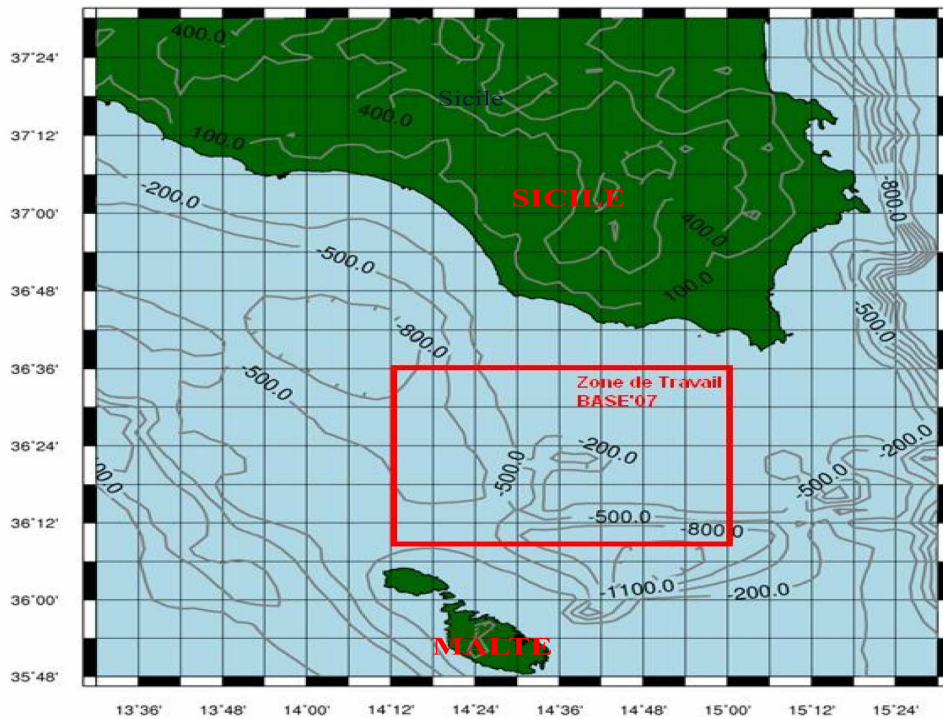


FIGURE 3.1 : Illustration de la zone opérationnelle d'acquisition des données de la campagne BASE'07 [Billand07]

3.1 Présentation des campagnes d'acquisition de données en mer

3.1.1 La campagne BASE'07

La campagne d'acquisition de données en mer BASE'07 a été menée du 28 mai au 15 juin 2007 par le Service Hydrographique et Océanographique de la Marine (SHOM) en collaboration avec le centre de recherche sous-marine (*NATO Undersea Research Center*, NURC, La Spezia, Italie) de l'Organisation du Traité de l'Atlantique Nord (OTAN), le *Forschungsanstalt der Bundeswehr für Wasserschall und Geophysik* (FWG, Allemagne) et l'*Applied Research Laboratory* (ARL, États-Unis). Le thème principal de la campagne BASE'07 porte sur l'investigation de nouvelles techniques adaptatives de sonar large-bande pour des environnements petits fonds. Dans le cadre de la détection sonar, il est primordial de considérer que la cible à détecter puisse être en mouvement et qu'elle se comporte comme un diffuseur large-bande en mouvement.

Le second thème de la campagne BASE'07 est l'évaluation rapide de l'environnement (REA, de l'anglais *Rapid Environmental Assessment*) grâce à l'émission d'ondes acoustiques large-bande à basses fréquences (tomographie acoustique océanique). L'évaluation rapide de l'environnement peut, entre autre, être menée grâce à l'utilisation d'une source acoustique en mouvement. En effet, l'utilisation d'une source acoustique en mouvement permet de couvrir rapidement la zone opérationnelle pour en estimer les propriétés. Cependant, l'introduction d'un mouvement relatif dans le système peut grandement compliquer l'estimation des paramètres du canal de propagation. Comme nous l'avons vu lors de la modélisation du signal reçu dans le chapitre 1, le



FIGURE 3.2 : Photo de la source acoustique à profondeur variable utilisée lors de la campagne BASE'07 (photo prise par Nicolas Josso).

mouvement relatif de la source induit des déformations Doppler différentes pour chaque trajet de propagation. Il est donc nécessaire d'estimer le facteur d'échelle associé à chaque trajet avant de pouvoir estimer correctement les paramètres du canal de propagation.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la compensation des effets du mouvement pour l'estimation de RI à partir de sources acoustiques en déplacement. L'ensemble de la campagne s'est déroulée sur les eaux peu profondes (135 mètres) du plateau océanique de l'île de Malte comme l'illustre la figure 3.1. La source immergée, présentée en figure 3.2, transmet des MLF (figure 3.3) et est remorquée par le *BHO Beautemps-Beaupré* se déplaçant de façon rectiligne à une vitesse variant de 1 ms^{-1} à 6 ms^{-1} . Les MLF transmises possèdent une largeur de bande de 2000 Hz, une fréquence centrale de 1300 Hz et une durée de 4 secondes. La largeur de bande du signal transmis est très grande comparativement à sa fréquence centrale ce qui assure à la fois une grande distance de propagation et de bonnes propriétés d'autocorrélation pour l'inversion géoacoustique. Cependant, le signal transmis sera sensible aux effets Doppler large-bande.

Le signal est enregistré à l'aide d'une antenne verticale dérivante de six hydrophones situés de 9 à 94 mètres de profondeur et la distance source-hydrophone varie de 0,5 à 25 kilomètres. Le bateau et le réseau d'hydrophones possèdent chacun leur propre GPS, la position du bateau est utilisée pour obtenir la position de la source remorquée. La figure 3.4 schématise l'évolution des positions du réseau d'hydrophones et de la source dans le temps ainsi que l'évolution de la distance séparant la source du réseau de capteurs. Comme on peut le remarquer sur cette figure, l'antenne dérive librement avec le courant pendant la campagne d'acquisition afin de minimiser les bruits additionnels engendrés par l'écoulement de l'eau autour de l'antenne. Ainsi, la position et la vitesse de la source et du réseau d'hydrophones sont connues à chaque instant et peuvent être utilisées pour comparer et analyser les résultats obtenus avec nos algorithmes d'estimation.

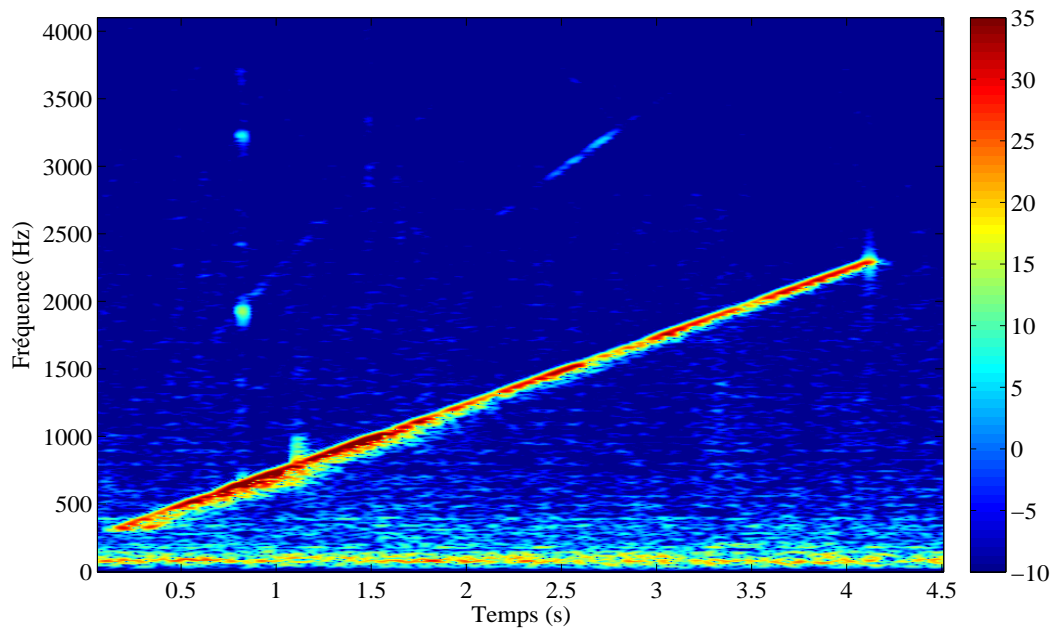


FIGURE 3.3 : Représentation temps-fréquence d'une MLF transmise par la source immergée.

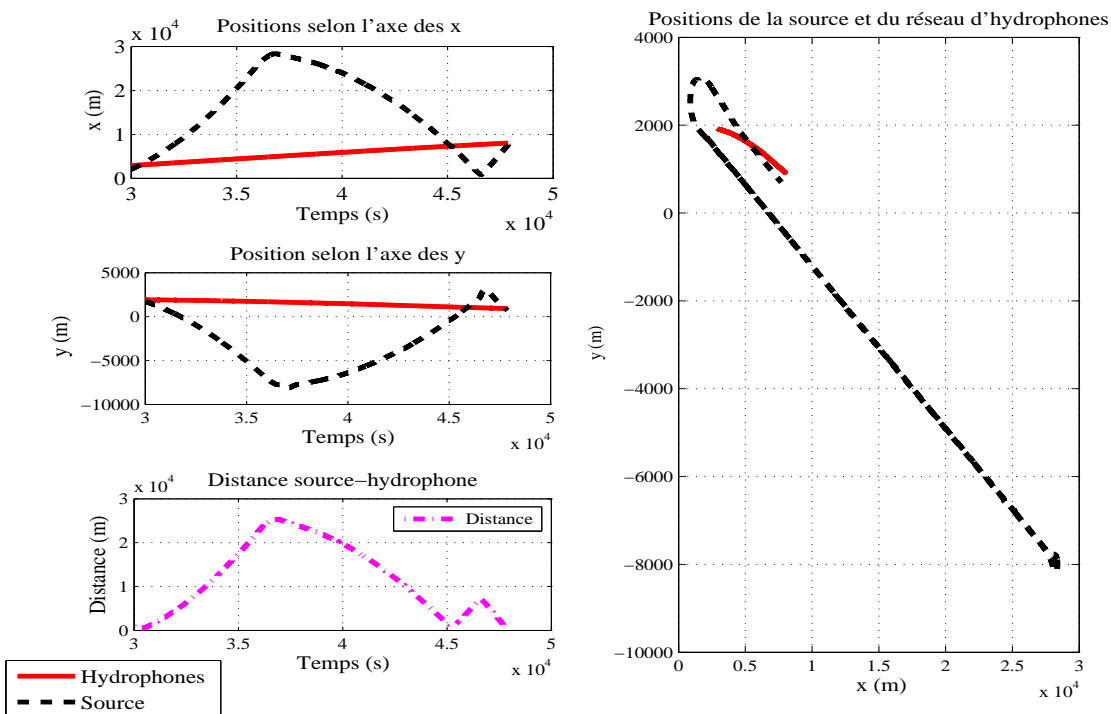


FIGURE 3.4 : Figures illustrant l'évolution des positions de la source et du réseau d'hydrophones dans le temps ainsi que l'évolution de la distance séparant la source du réseau de capteurs.

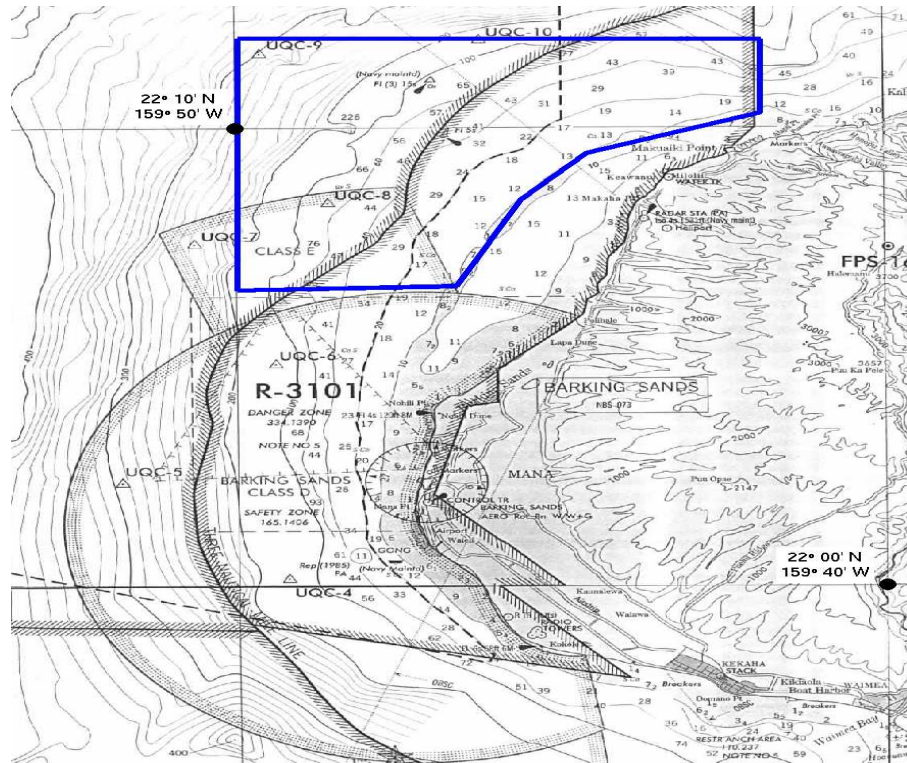


FIGURE 3.5 : Bathymétrie de la zone d'expérience Pacific Missile Range Facility. La zone opérationnelle est délimitée par les contours bleus [Hodgkiss08].

3.1.2 La campagne KAM'08

La campagne d'acquisition de données en mer KAM'08 [Hodgkiss08] a été menée par le *Scripps Institution of Oceanography* (SIO) de San Diego en partenariat avec l'*University of Delaware*. La campagne s'est déroulée dans les eaux peu profondes (20 à 400 mètres) de l'Ouest de la côte de Kauai, Hawaii, du 16 juin au 2 juillet 2008. Plus précisément, la zone opérationnelle est une zone d'exercice bien connue qui est nommée *Pacific Missile Range Facility* et dont la bathymétrie est représentée sur la figure 3.5.

L'objectif principal de la campagne KAM'08 est de collecter des données acoustiques et environnementales pour l'étude conjointe de l'océanographie, de la propagation acoustique et des communications sous-marines. En particulier, l'intérêt spécifique de la campagne concerne l'étude de l'évolution du canal de propagation lors des changements environnementaux ou de la présence de mouvement relatif entre la source et le récepteur. Cette campagne est menée dans le cadre de l'étude de systèmes de communication sous-marine pour les environnements petits fonds.

Les données acoustiques que nous présentons par la suite concerne des données de communication sous-marine. La source est composée d'une paire de transducteurs immergée à une profondeur variant de 20 à 50 mètres. La paire de transducteurs est remorquée par le bateau *R/V Melville* à une vitesse constante d'environ $1,5 \text{ ms}^{-1}$. Le récepteur est constitué d'un réseau vertical de 16 hydrophones ancré au fond. Les hydrophones sont espacés de 3,75 mètres chacun et le premier hydrophone est déployé à une profondeur de 42,5 mètres. Les signaux transmis par la source sont des signaux de communication OFDM (*Orthogonal Frequency Division Mul-*

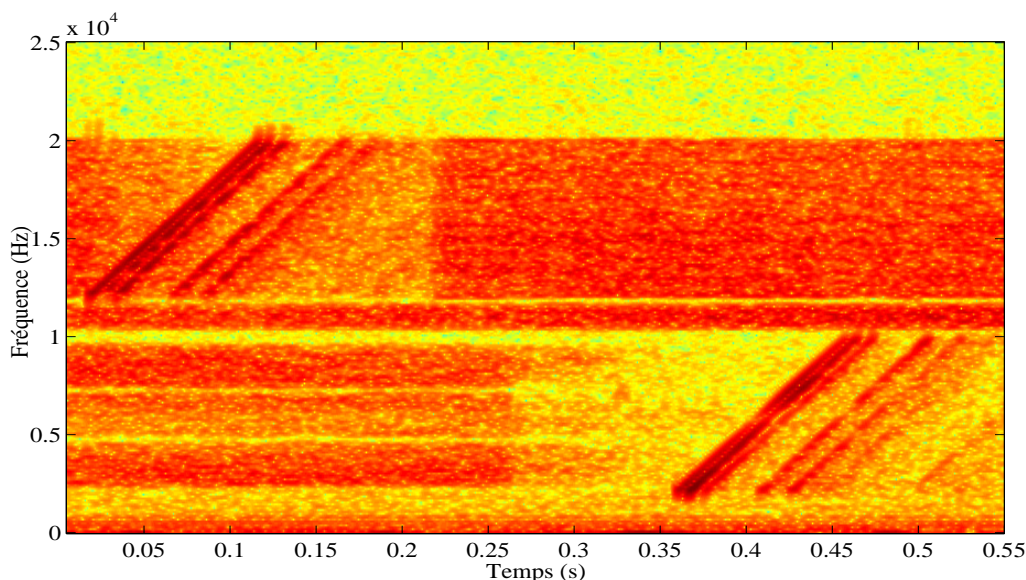


FIGURE 3.6 : Représentation temps-fréquence d'un signal enregistré lors de la campagne KAM'08. Différents signaux sont transmis dans la bande fréquentielle de 3 à 20 kHz mais nous n'étudions que les signaux transmis dans la bande de 12 à 20 kHz. Sur cette représentation, on peut observer une MLF (de 0 à 0,1 secondes) et des signaux OFDM (d'environ 0,2 à 0,55 secondes). Les effets de la propagation multi-trajets tels que l'apparition de quatre échos sont clairement visibles après la transmission de la MLF.

time-division multiplexing) et des MLF servant à l'estimation du canal de propagation. Les signaux OFDM et les MLF que nous étudions possèdent tous deux une fréquence centrale de 16 kHz pour une largeur de bande de 8 kHz comme l'illustre la figure 3.6. Ces signaux ont donc une largeur de bande comparable à leur fréquence centrale et seule une modélisation large-bande de la propagation est appropriée.

Les signaux de communication OFDM sont des signaux de communication utilisés entre autres pour les systèmes de transmissions mobiles à haut débit de données. Les systèmes de communication OFDM sont particulièrement bien adaptés aux canaux de transmission sur longues distances sans multi-trajets, ils permettent alors de réduire sensiblement les interférences inter-symboles. En revanche, ils peuvent devenir inutilisables dans les environnements où les échos sont forts comme dans l'environnement océanique petit fond par exemple. Dans les applications de communication acoustique sous-marine, il est primordial de caractériser correctement le canal de propagation en réception afin de pouvoir compenser les effets conjoints de la propagation multi-trajet et les déformations Doppler.

Le principe de l'OFDM consiste à répartir sur un grand nombre de sous-porteuses le signal que l'on veut transmettre. Pour que les fréquences des sous-porteuses soient les plus proches possibles et ainsi transmettre le maximum d'information sur une portion de fréquence donnée, l'OFDM utilise des sous-porteuses orthogonales entre elles. Les signaux des différentes sous-porteuses se chevauchent mais grâce à l'orthogonalité ils n'interfèrent pas entre elles. Les signaux OFDM transmis lors de la campagne KAM'08 [Hodgkiss08] possèdent 2048 sous-porteuses différentes réparties entre 12 et 20 kHz et modulées par des sauts de phase binaires qui contiennent

l'information à transmettre. Chaque communication dure 256 ms et est suivie d'un préfixe cyclique de 20 ms. Le préfixe cyclique est classiquement de la même longueur que l'étalement temporel du canal et permet d'éviter qu'une communication interfère avec la communication suivante. Un bloc de communication est constitué de 8 communications de 276 ms et est suivi d'une MLF servant à caractériser le canal de propagation. Les MLF transmises durant la campagne KAM'08 sont caractérisées par une fréquence centrale de 16 kHz pour une largeur de bande de 20 kHz et une durée de 0.1 secondes.

3.2 Méthodes de compensation du mouvement pour l'estimation de RI

La connaissance de la réponse impulsionnelle (RI) d'un canal de propagation sous-marin est intéressante pour un grand nombre d'applications comme les communications, la détection et la localisation sonar, la surveillance des mammifères marins, la REA, *etc.* L'estimée de la RI est également primordiale pour l'inversion géoacoustique qui permet de retrouver les paramètres de l'environnement à partir de la RI grâce à des techniques de *matched impulse response* [Hermand96, Hermand99, Michalopoulou00]. La méthode la plus populaire pour l'estimation de RI est le filtrage adapté [Taroudakis01] qui repose sur la théorie du maximum de vraisemblance présentée dans le chapitre 2, section 2.3. Classiquement, l'opération de filtrage adapté consiste à corrélérer le signal reçu $s(t)$ avec le signal transmis $e(t)$:

$$\hat{IR}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t + \tau)e^*(t)dt, \quad (3.1)$$

où $\hat{IR}(\tau)$ est l'estimée de la RI du système. En considérant que le canal de propagation est un parcimonieux, l'expression du signal reçu $s(t)$ est donnée par la relation (1.91) :

$$s(t) = \sum_{i=1}^N a_i \sqrt{\eta_i} e((t - \tau_i)\eta_i). \quad (3.2)$$

On injecte alors l'expression de $s(t)$ dans la relation (3.1) pour obtenir l'expression de l'estimée de la RI par filtrage adapté :

$$\hat{IR}(\tau) = \sum_{i=1}^N a_i \sqrt{\eta_i} \int_{-\infty}^{+\infty} e(\eta_i(t + \tau - \tau_i))e^*(t)dt. \quad (3.3)$$

Classiquement, le filtrage adapté ne prend pas en compte le mouvement relatif du système dans l'estimation de la RI. En particulier, dans la relation (3.3), le changement d'échelle induit par l'effet Doppler n'est pas pris en compte au niveau du signal de référence utilisé pour la corrélation. Il est intéressant de remarquer que la relation (3.3) est équivalente au calcul du plan d'ambiguïté large-bande (2.34) pour lequel on ne considère que la vitesse nulle, c'est à dire $\eta = 1$. L'estimation $\hat{IR}(\tau)$ est alors une sous-partie du plan d'ambiguïté large-bande qui peut être obtenue en considérant uniquement la colonne à vitesse nulle du plan d'ambiguïté large bande :

$$\hat{IR}(\tau) = R(\tau, 0), \quad (3.4)$$

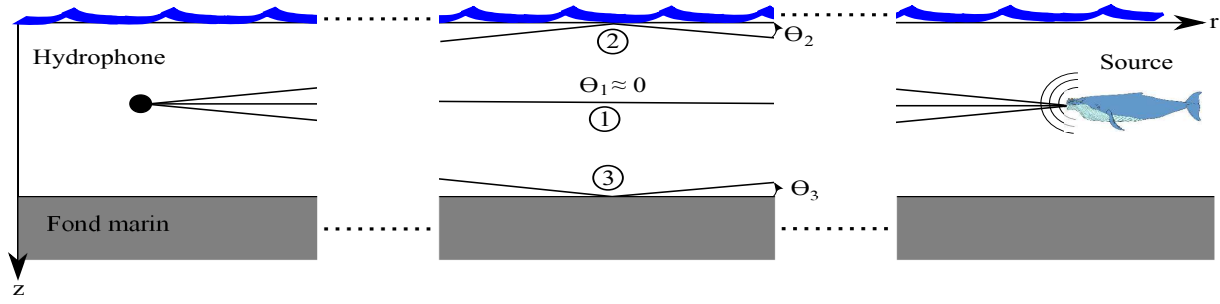


FIGURE 3.7 : Illustration schématique de l'hypothèse considérant que la hauteur du canal de propagation est négligeable devant sa longueur. Dans cette illustration, seuls les trois premiers trajets de propagation sont représentés : le trajet direct est le trajet d'indice 1, le trajet réfléchi à la surface est le trajet d'indice 2 et le trajet réfléchi sur le fond est le trajet d'indice 3.

où $R(\tau, \nu)$ est le plan d'ambiguïté large-bande défini par la relation (2.34) :

$$R(\tau, \nu) = \sum_{i=1}^N a_i (\eta_i \eta)^{1/2} \int_{-\infty}^{+\infty} e(\eta_i(t + \tau - \tau_i)) e^*(\eta t) dt. \quad (3.5)$$

À partir de la relation (3.3), il est possible de remarquer qu'en présence de mouvement relatif dans le système, l'opération de filtrage adapté ne correspond plus à l'estimateur du MV et que l'estimation $\hat{I}R(\tau)$ est biaisée. En présence de mouvement, la relation (3.3) ne permet d'estimer correctement ni le temps de propagation du rayon i , τ_i , ni l'amplitude associée au rayon i , a_i . En revanche, en l'absence de mouvement, tous les η_i sont égaux à un et on retrouve bien la forme classique du filtrage adapté qui permet d'estimer les couples (a_i, τ_i) du canal :

$$\hat{I}R(\tau) = \sum_{i=1}^N a_i \int_{-\infty}^{+\infty} e((t + \tau - \tau_i)) e^*(t) dt. \quad (3.6)$$

Dans le chapitre 2, nous avons présenté des techniques d'estimation des paramètres du canal de propagation prenant en compte le mouvement. Dans la suite, nous proposons d'appliquer ces techniques d'estimation à la compensation du mouvement lors de l'estimation de RI.

3.2.1 L'approximation grande distance : compensation uniforme du mouvement

Dans cette section, nous proposons une méthode simple basée sur l'estimateur du MV permettant de compenser les effets du mouvement sur l'estimation de la RI du canal de propagation pour le cas particulier de propagations acoustiques sur de grandes distances. L'objectif est d'être capable de reconstruire la RI immobile équivalente à partir de l'observation acoustique d'un système en présence de mouvement relatif. Il sera ensuite possible d'utiliser les procédés d'inversion géoacoustique classiques sur la RI immobile équivalente estimée.

Principe

Considérons que l'environnement de propagation soit un environnement petit fond et que la distance source-hydrophone soit très grande devant la profondeur du canal comme l'illustre la

figure 3.7. Dans ce cas, il est possible de considérer que l'angle de lancement du premier rayon θ_1 est négligeable. La relation (1.89) relie la vitesse relative de la source \vec{v} à la vitesse apparente de chaque trajet v_i de la façon suivante :

$$v_i = \|\vec{v}\| \cos(\theta_i). \quad (3.7)$$

En considérant que l'angle du trajet direct θ_1 soit négligeable, il est possible de considérer que la vitesse associée au premier trajet donne une estimation de la vitesse relative de la source $v_1 \approx v$. Si l'on considère en plus que le rayon direct est le trajet le plus énergétique car il connaît le plus faible nombre d'interactions aux interfaces et la plus courte distance de propagation ; alors l'amplitude de sa corrélation dans le plan d'ambiguïté large-bande sera également plus énergétique que pour les autres trajets. La vitesse de la source peut donc être estimée de façon simple, grâce à l'estimateur du MV donné par la relation (2.28), comme la coordonnée en vitesse du maximum absolu du plan d'ambiguïté large-bande. Comme nous considérons un scénario où la hauteur du canal de propagation est négligeable devant sa longueur, il est également possible de considérer que les trajets de propagations significatifs possèdent des angles de lancement faibles et que leurs vitesses apparentes soient proches de v . L'équation (3.7) est donc approchée par la relation suivante :

$$v_i \approx \|\vec{v}\|. \quad (3.8)$$

La première méthode de compensation du mouvement que nous présentons consiste donc à considérer que les trajets de propagations possèdent tous la même vitesse apparente qui est égale à la vitesse du trajet le plus énergétique obtenue par l'estimateur du MV. Nous définissons la compensation de vitesse uniforme comme l'estimation de la RI du canal de propagation en ne considérant qu'un unique facteur de compression pour tous les trajets acoustiques [Josso09b]. Si l'on note η_1 le facteur d'échelle correspondant à v_1 , estimé pour le trajet le plus énergétique, alors l'estimée de la RI par compensation uniforme du mouvement qui est notée $\hat{R}I^{(u)}$ vérifie :

$$\hat{R}I^{(u)}(\tau) = R(\tau, v_1) = \sum_{i=1}^N a_i (\eta_i \eta_1)^{1/2} \int_{-\infty}^{+\infty} e(\eta_i(t + \tau - \tau_i)) e^*(\eta_1 t) dt. \quad (3.9)$$

À partir de la relation (3.9), on remarque que la compensation uniforme du mouvement lors de l'estimation de la RI du canal consiste à conserver la colonne à vitesse uniforme v_1 dans le plan d'ambiguïté large-bande. Tout comme dans le cas du filtrage adapté sans prise en compte du mouvement, l'estimée $\hat{R}I^{(u)}(\tau)$ est une coupe curviligne (une droite verticale dans ce cas précis) du plan d'ambiguïté large-bande. La relation (3.9) met également en évidence que plus le facteur de changement d'échelle du rayon i , η_i , s'éloigne du facteur de changement d'échelle du trajet le plus énergétique η_1 , plus l'erreur commise par la compensation uniforme du mouvement sera importante.

Résultats en simulation

Afin de valider notre méthode d'estimation de la RI d'un canal de propagation par compensation uniforme du mouvement, nous proposons de la tester à l'aide d'une simulation de propagation dans un canal acoustique sous-marin. Les données numériques simulées étudiées ici sont obtenues à partir du code de simulation présenté dans le chapitre 1, section 1.3.4. Pour l'environnement simulé, nous avons choisi un canal de Pekeris proche de l'environnement rencontré

lors campagne BASE'07 qui sera étudiée dans la suite. La colonne d'eau de l'environnement simulé possède une hauteur de 165 m, une masse volumique de 1000 kgm^{-3} , et une célérité de 1520 ms^{-1} . Le fond océanique simulé représente un fond plat composé de sable et de vase qui est caractérisé par une vitesse de propagation de 1550 ms^{-1} et une masse volumique de 1700 kgm^{-3} .

La simulation numérique présentée ici illustre un scénario dans lequel la source se déplace à une vitesse constante de 5 ms^{-1} , à une profondeur de 24 m. La distance entre la source et l'hydrophone situé à 90 m de profondeur est de 4 km. Le signal transmis est une MLF de fréquence centrale 1300 Hz, pour une largeur de bande de 2000 Hz et une durée de 4 s. Les résultats obtenus sont résumés sur les figures 3.8 et 3.9.

Sur la figure 3.8, la croix représente la position du maximum absolu du plan d'ambiguïté large-bande. Comme attendu, le maximum fournit une estimée correcte de la vitesse de la source de $\hat{v} = 5 \pm 0.16 \text{ ms}^{-1}$. Dans ce cas, la profondeur du canal de propagation est négligeable devant la distance source-récepteur et les conditions nécessaires à l'application de la compensation uniforme du mouvement sont vérifiées. La compensation uniforme du mouvement sur l'estimation de la RI est ensuite menée en conservant les valeurs selon la droite à vitesse constante \hat{v} dans le plan d'ambiguïté, ce qui est illustré par la ligne pleine de la figure 3.8. Il est intéressant de remarquer que les quatre premiers trajets de propagation arrivent dans un laps de temps très court comme le montre la partie inférieure de la figure 3.8. Ces quatre trajets entraînent l'apparition d'interférences dans le plan d'ambiguïté mais le maximum local associé à chacun des trajets reste cependant résolu. L'estimée de la RI obtenue par compensation uniforme du mouvement est illustré en trait plein sur la figure 3.9.

Nous proposons de comparer le résultat obtenu par la compensation uniforme du mouvement à l'estimée de la RI obtenue par simple filtrage adapté ainsi qu'à la RI théorique idéale du canal de propagation. La RI correspondant au filtrage adapté est représentée dans la partie supérieure de la figure 3.9 par des traits pointillés tandis que la RI théorique idéale simulée est illustrée par des croix. Pour une source se déplaçant à seulement 5 ms^{-1} , notre simulation montre qu'il est impossible de détecter les trajets de propagation si l'on utilise le filtrage adapté sans prise en compte du mouvement. En revanche, la méthode d'estimation de la RI par compensation uniforme du mouvement fournit de bons résultats et améliore très nettement la qualité de l'estimée de la RI. L'amplitude, les temps de propagation et la détectabilité de chacun des trajet de propagation sont grandement améliorés. La forme générale de l'estimée de RI est correctement récupérée même si les amplitudes ne sont pas les amplitudes théoriques.

Comme l'illustre la figure 3.9, les amplitudes estimées avec notre estimation de la RI par compensation uniforme du mouvement sont légèrement biaisées. Ceci est dû au fait que les hypothèses faites pour obtenir la relation (3.8) ne sont pas valides pour l'ensemble des trajets de propagation. En réalité, les vitesses apparentes des trajets de propagation ne sont pas toutes les mêmes. Il en résulte que la colonne à vitesse constante \hat{v} ne coupe pas la forme associée à chaque rayon en son maximum dans le plan d'ambiguïté. Par ailleurs, les interférences pouvant apparaître dans le plan d'ambiguïté large-bande sont très clairement représentées dans la figure 3.8. En particulier, les quatre premiers trajets arrivent presque simultanément au niveau du récepteur et entraînent l'apparition de nombreuses interférences pour les vitesses différentes de \hat{v} .

Ainsi, comme nous nous y attendions, la présence de mouvement dégrade l'estimée du filtrage adapté en engendrant une diminution des amplitudes, un décalage des temps d'arrivées et l'ap-

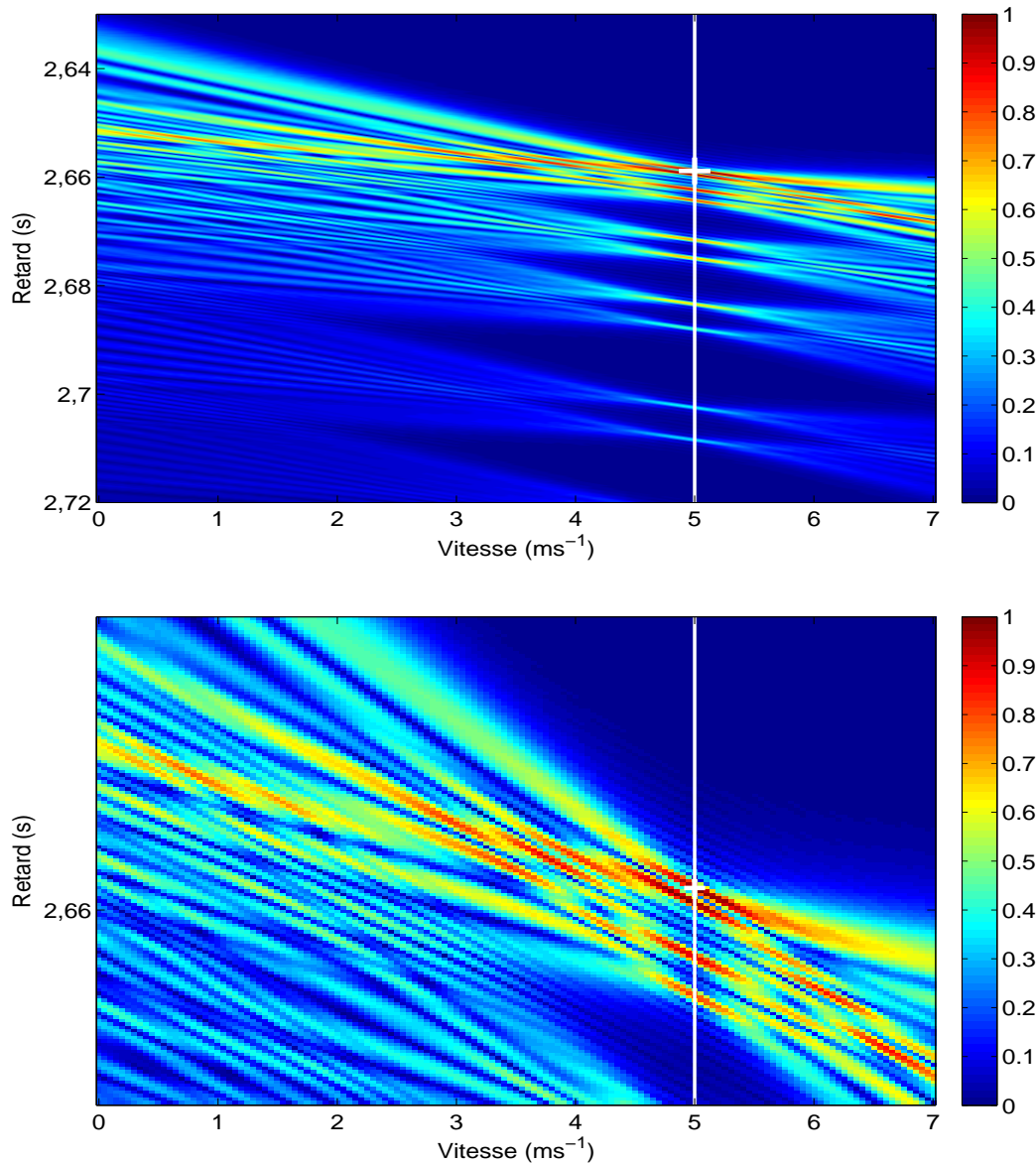


FIGURE 3.8 : Plan d'ambiguïté large bande du signal reçu après une propagation multi-trajets de 4000 m. La partie supérieure présente le plan d'ambiguïté large-bande centré autour des dix premières arrivées tandis que la partie inférieure est une version centrée autour des quatre premières arrivées. La croix représente la position du maximum absolu du plan d'ambiguïté large-bande et la droite en trait plein à $v = 5 \text{ ms}^{-1}$ schématise l'opération de compensation uniforme du mouvement.

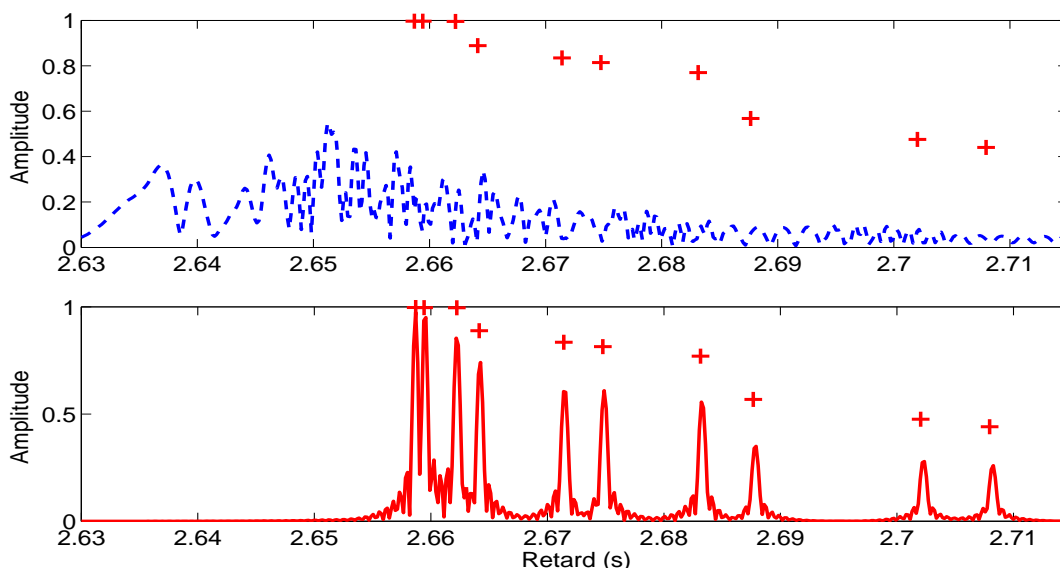


FIGURE 3.9 : Estimation de la RI du canal de propagation. La figure supérieure en trait pointillé représente l'estimée de la RI sans prise en compte du mouvement. La RI estimée par compensation uniforme du mouvement est représentée sur la figure inférieure et les croix représentent la RI idéale simulée du canal de propagation.

parition d'interférences. C'est précisément l'apparition des interférences dans le plan d'ambiguïté qui dégrade majoritairement l'opération de filtrage adapté. Le décalage des temps d'arrivées est flagrant sur la partie supérieure de la figure 3.9 et s'explique par la forme inclinée des trajets dans le plan d'ambiguïté de la figure 3.8.

Les figures 3.10 et 3.11 illustrent un autre exemple d'estimation de la RI par compensation uniforme du mouvement pour une source se déplaçant à 4 ms^{-1} à 32 mètres de profondeur et pour une distance source-récepteur de 500 mètres. La profondeur de l'hydrophone est de 90 mètres et les paramètres du canal de propagation simulés sont les mêmes que précédemment. La colonne d'eau de l'environnement simulé possède une hauteur de 165 m, une masse volumique de 1000 kgm^{-3} , et une célérité de 1520 ms^{-1} . Le fond océanique simulé représente un fond plat composé de sable et de vase qui est caractérisé par une vitesse de propagation de 1550 ms^{-1} et une masse volumique de 1700 kgm^{-3} . La croix représentée sur la figure 3.10 représente la position du maximum absolu détecté dans le plan d'ambiguïté fournissant une estimée de la vitesse de la source égale à $\hat{v} = 3,99 \pm 0.16 \text{ ms}^{-1}$.

Pour cette simulation, la hauteur du canal de propagation n'est plus négligeable devant la distance séparant la source du récepteur et les conditions nécessaires pour appliquer la compensation uniforme du mouvement ne sont pas rencontrées. Nous considérons que la compensation uniforme du mouvement peut être appliquée quand la distance source-récepteur est au moins dix fois supérieure à la hauteur du canal de propagation.

L'estimation de la RI par compensation uniforme du mouvement est menée en conservant les valeurs du plan d'ambiguïté selon la droite à vitesse constante \hat{v} qui est illustrée en figure 3.10. Contrairement à la simulation précédente, on peut remarquer que la ligne selon laquelle la compensation du mouvement est effectuée ($\hat{v} = 3,99 \text{ ms}^{-1}$) ne passe plus par le maximum

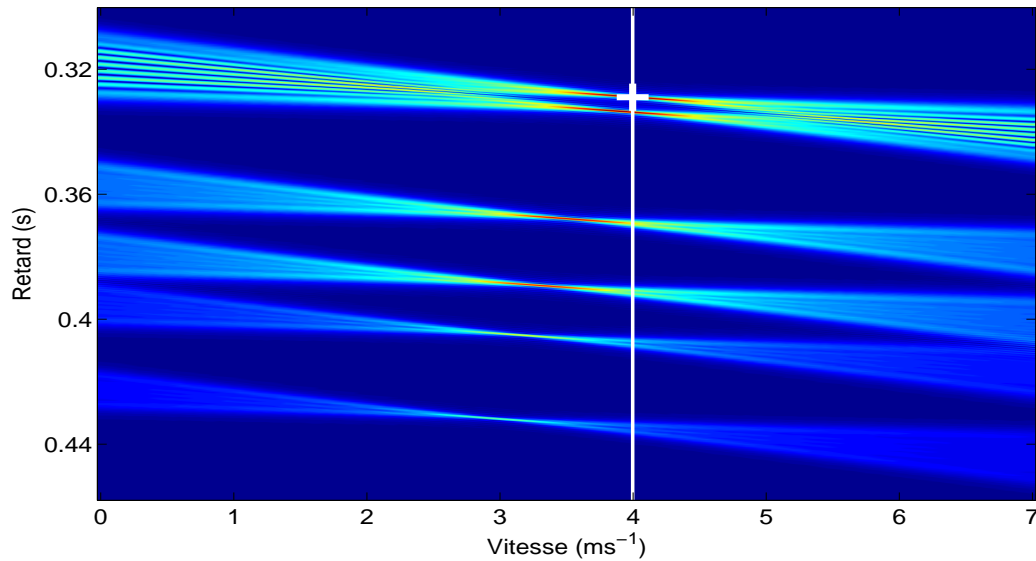


FIGURE 3.10 : Plan d'ambiguïté large bande du signal reçu après une propagation multi-trajets de 500 m. La croix représente la position du maximum absolu du plan d'ambiguïté large-bande.

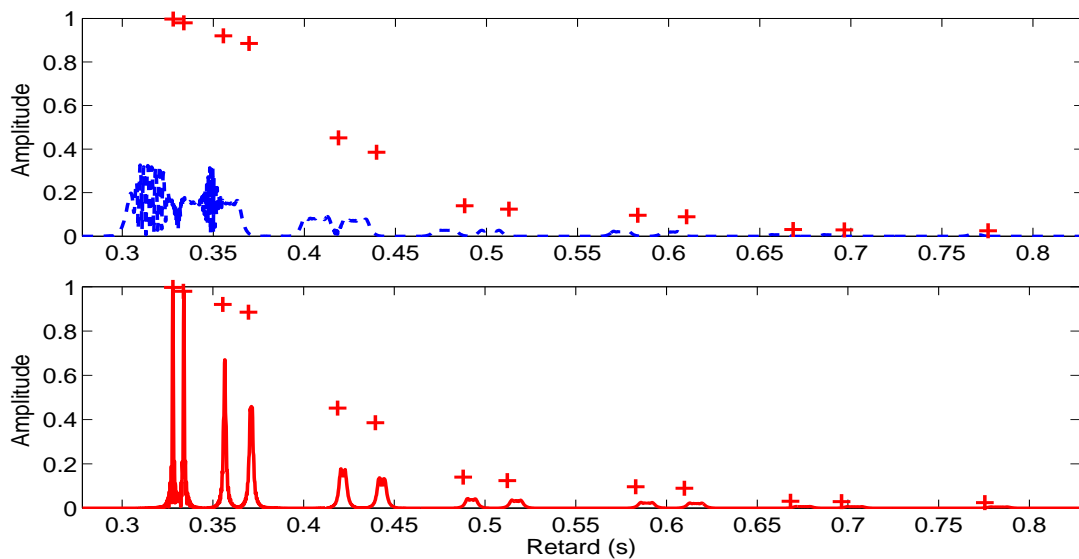


FIGURE 3.11 : Estimation de la RI du canal de propagation. La figure supérieure en trait pointillé représente l'estimée de la RI sans prise en compte du mouvement. La RI estimée par compensation uniforme du mouvement est représentée sur la figure inférieure et les croix représentent la RI théorique simulée du canal de propagation.

des formes associées à chaque échos. Il en résulte que les vitesses apparentes, les temps de propagation et les amplitudes des rayons ne seront pas estimés correctement comme le montre la figure 3.11. À partir des résultats présentés sur les figures 3.10 et 3.11, il est intéressant de remarquer que la distance séparant les maxima locaux du plan d’ambiguïté et la droite selon laquelle la compensation est effectuée augmente à mesure que les retards augmentent. Ceci explique la dégradation de l’estimation de la RI par compensation uniforme du mouvement pour les derniers rayons. L’estimée de la RI immobile équivalente est présentée dans la partie inférieure de la figure 3.11 et elle peut être comparée à l’estimation de la RI obtenue par filtrage adapté qui est représentée dans la partie supérieure de la figure. Pour cet exemple, les deux premiers rayons sont estimés correctement : leur amplitude et leur temps de propagation sont très proches de leurs valeurs théoriques. Cependant, les erreurs commises sur l’estimation de la RI augmentent à mesure que le retard augmente.

Résultats sur données réelles

Dans cette section, nous proposons de présenter les résultats obtenus avec notre méthode d’estimation de la RI par compensation uniforme du mouvement sur les données réelles de la campagne BASE’07. Nous avons étudié le plan d’ambiguïté large-bande sur chacun des six hydrophones pour plus de 100 scénarios différents. Le mouvement existant au sein du système est clairement identifiable sur tous les plans d’ambiguïté large-bande qui possèdent un maximum à une vitesse proche de la vitesse relative de la source. Nous avons ensuite appliqué notre méthode de compensation uniforme du mouvement de façon automatique pour estimer conjointement la vitesse relative de la source et les RI immobiles équivalentes du canal de propagation.

Les plans d’ambiguïté large-bande étudiés sont proches de ceux obtenus en simulation et les formes caractéristiques des différents échos sont facilement repérables. La vitesse apparente du premier trajet de propagation est estimée avec l’estimateur du MV qui correspond à la détection du maximum absolu dans le plan d’ambiguïté large-bande. Elle correspond à la projection du vecteur vitesse relatif de la source sur la ligne source-récepteur multiplié par le cosinus de l’angle de lancement du premier rayon. Comme pour les simulations présentées précédemment, la précision sur l’estimation de vitesse $V_{-3db} = \pm 0,16 \text{ms}^{-1}$ est régie par la relation (2.45) et dépend uniquement de l’onde transmise.

Un exemple de plan d’ambiguïté large-bande obtenu à partir des données de la campagne BASE’07 est représenté en figure 3.12. Le scénario présenté ici a été enregistré avec une source située à une profondeur de 24 mètres, un canal de propagation long de 4015 mètres et une vitesse relative source-récepteur projetée d’environ $5,5 \text{ms}^{-1}$. L’estimée de la vitesse relative projetée de la source est représentée par une croix sur la figure 3.12 et vaut $\hat{v} = 5,35 \pm 0,16 \text{ms}^{-1}$. L’erreur commise sur l’estimée de la vitesse relative de la source est faible, $\epsilon_v = 2,7\%$, ce qui valide la première étape de la méthode de compensation uniforme du mouvement. Il est intéressant de remarquer que bien que l’environnement océanique soit particulièrement complexe, le plan d’ambiguïté large-bande présenté en figure 3.12 est proche de ceux obtenus avec les simulations numériques. Ceci montre que l’estimateur du MV mis en œuvre dans le plan d’ambiguïté large-bande est robuste et applicable à des données réelles.

L’estimée de la RI calculée par compensation uniforme du mouvement est illustrée en trait plein dans la partie inférieure de la figure 3.13. La RI estimée sans prise en compte du mouvement par filtrage adapté est représentée avec des traits pointillés dans la partie supérieure de la figure 3.13. Tout comme en simulation, l’estimation de RI par compensation uniforme du

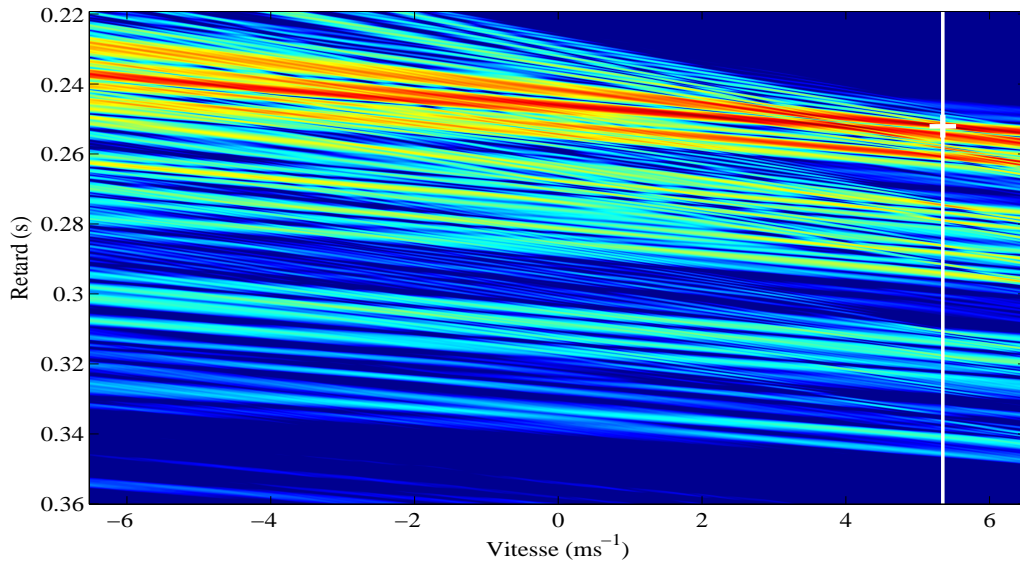


FIGURE 3.12 : Plan d'ambiguïté large bande d'un signal enregistré en mer durant la campagne BASE'07. La croix représente la position du maximum absolu du plan d'ambiguïté large-bande.

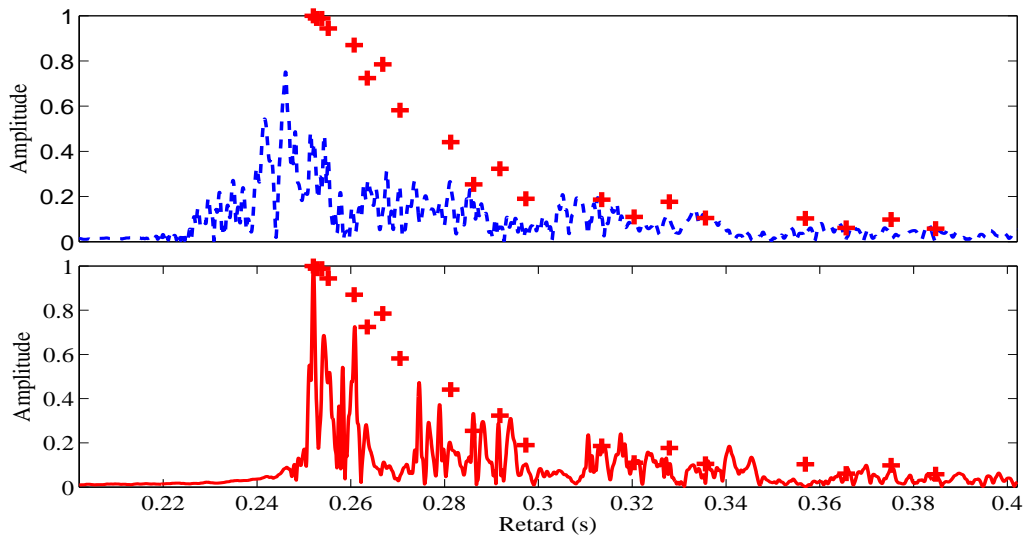


FIGURE 3.13 : Estimation de la RI du canal de propagation de la campagne BASE'07. La figure supérieure en traits pointillés représente l'estimée de la RI sans prise en compte du mouvement. La RI estimée par compensation uniforme du mouvement est représentée sur la figure inférieure. Les croix représentent la RI idéale simulée de l'environnement de BASE'07, avec un guide d'onde de Pekeris qui possède les paramètres enregistrés in situ.

	H1	H2	H3	H4	H5	H6
Moyenne	0,11	0,09	0,15	0,20	0,03	0,12
std	0,36	0,33	0,47	0,45	0,21	0,34

TABLE 3.1 : Tableau représentant la moyenne et l'écart type (*std*) de la différence entre la vitesse estimée et la projection de la vitesse réelle normalisée par la projection de la vitesse réelle en ms^{-1} . Les résultats présentés portent sur 70 transmissions caractérisées par des distances source-récepteur variant de 1500 à 6000 mètres et des vitesses relatives de la source variant de -4 à $6 ms^{-1}$.

mouvement permet de corriger l'amplitude et les temps d'arrivées de chacun des échos comparativement aux résultats obtenus classiquement par le filtrage adapté. Remarquons que la source est en perpétuel mouvement ce qui implique que le canal de propagation soit également en perpétuelle évolution. Ainsi, il est impossible d'améliorer l'estimation de la RI en utilisant une succession d'émissions puis en moyennant l'estimation de la RI comme c'est classiquement le cas pour les données réelles avec des sources immobiles.

Une RI simulée avec un guide d'onde de Pekeris possédant un fond plat de sable et de vase avec une célérité de $1550 ms^{-1}$ et une masse volumique de $1700 kgm^{-3}$, ce qui est très proche des prélèvements effectués *in situ*, est illustrée par des croix sur la figure 3.13. La vitesse de propagation du canal simulé est de $1500 ms^{-1}$ pour une hauteur de colonne d'eau de 125 mètres. Même si la RI simulée n'est pas la vraie RI du canal de propagation, cette simulation fournit une référence proche de la réalité pour comparer les résultats obtenus classiquement par filtrage adapté avec les résultats de l'estimation de la RI par compensation uniforme du mouvement. Sur la figure 3.13, on peut remarquer que la compensation uniforme du mouvement corrige à la fois la forme générale, l'amplitude de chacun des échos et modifie les temps d'arrivée comme en simulation. Finalement, l'estimée de la RI immobile équivalente est très proche de la RI de référence ce qui n'est pas le cas de la RI estimée sans prise en compte du mouvement. Ces résultats montrent clairement les améliorations apportées par notre méthode de compensation uniforme tout en la validant sur des données réelles.

Les vitesses estimées sont correctes et précises sur les six hydrophones pour plus de 100 scénarios différents, permettant une bonne compensation du mouvement dans la majorité des cas. Les résultats obtenus sur l'estimation des vitesses pour 70 transmissions différentes sont présentés et analysés pour chaque hydrophone dans le tableau 3.1. Dans la plupart des cas, des erreurs apparaissent sur l'estimation de vitesse quand le maximum absolu du plan d'ambiguïté correspond à des interférences constructives créées par deux trajets arrivant presque simultanément ou quand la distance séparant la source du récepteur excède 15000 mètres. Le tableau 3.1 montre que les estimations de la vitesse de la source sont très bonnes pour l'ensemble des hydrophones, avec une erreur moyenne proche de zéro et un écart type proche de la tolérance Doppler du signal transmis ($V_{-3dB} = 0,16 ms^{-1}$). Enfin, les résultats sont proches d'un hydrophone à l'autre même si le RSB varie.

Les RI obtenues par compensation uniforme du mouvement à partir de différents hydrophones situés à différentes profondeurs sont analysées et comparées aux RI obtenues par filtrage adapté dans la figure 3.14. La compensation uniforme du mouvement améliore nettement l'estimée de la RI sur chaque hydrophone.

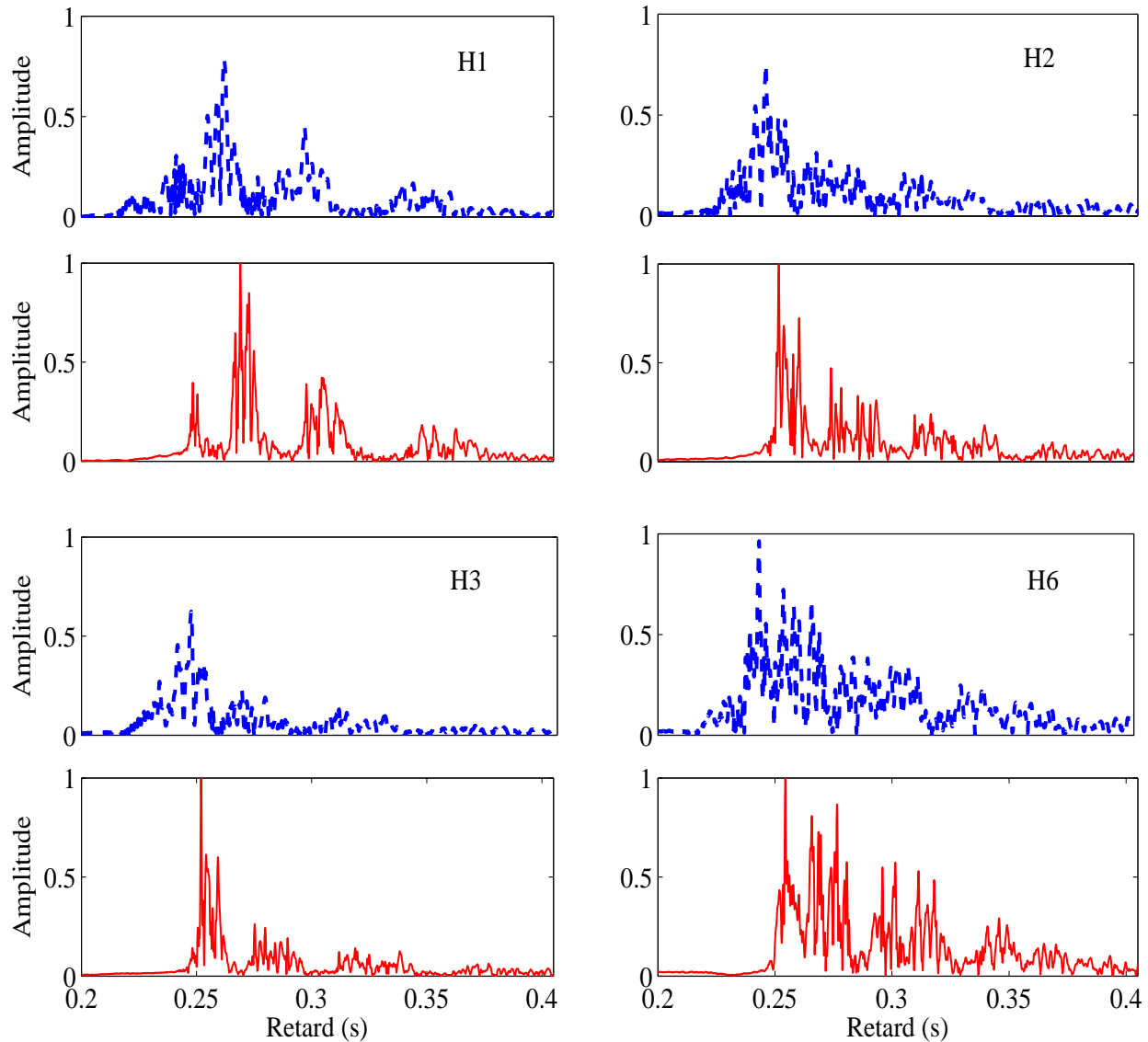


FIGURE 3.14 : *Estimées des RI obtenues pour une unique transmission avec 4 hydrophones situés à différentes profondeurs. Les courbes pointillées représentent les RI estimées classiquement par filtrage adapté et les traits pleins illustrent les résultats obtenus avec notre méthode de compensation uniforme du mouvement. Les profondeurs des hydrophones sont les suivantes : H1 est à 9 m, H2 à 82.5 m, H3 à 93.5 m et H6 à 51 m.*

En particulier, la RI estimée pour l'hydrophone numéro 1 (H1) est cohérente avec les propriétés physiques du canal de propagation. L'hydrophone H1 est proche de la surface de la mer, dans la couche dite de mélange où la vitesse de propagation qui est presque constante fait apparaître le chenal de surface. Par ailleurs, la source qui est à une profondeur d'environ 24 mètres est également dans la couche de mélange. La partie supérieure gauche de la figure 3.14 montre clairement une famille de rayon arrivant en premier avec une faible amplitude qui correspond aux rayons piégés dans le chenal de surface, qui ont été réfléchis de nombreuses fois par la surface de l'océan. Pour cette application aux données réelles, la méthode de compensation uniforme du mouvement améliore nettement la forme générale de la RI estimée tout en permettant de retrouver les temps d'arrivée de chacun des groupes de trajets ce qui n'est pas possible sans prise en compte du mouvement.

Les hydrophones numéro deux et trois (H2 et H3) sont situés aux alentours du minimum de célérité de la colonne d'eau, précisément au niveau du chenal de propagation profond où le RSB est le meilleur. Pour les hydrophones H2 et H3, la compensation uniforme du mouvement permet de corriger les temps d'arrivée et les amplitudes des RI estimées. On peut également remarquer que les pics associés à chaque arrivée sont plus fins après compensation du mouvement, ce qui facilite leur détection. Finalement, l'hydrophone numéro six (H6) est situé au milieu de la colonne d'eau qui correspond également à un minimum local de célérité entraînant l'apparition d'un autre chenal de propagation. La compensation uniforme du mouvement permet de mieux faire ressortir les différents groupes de trajets sur les RI estimées avec l'hydrophone H6 .

Dans cette section nous avons présenté une nouvelle méthode simple basée sur l'estimateur du MV et permettant de compenser les effets du mouvement sur l'estimation de RI du canal de propagation pour le cas particulier de propagation acoustique sur de grandes distances. Cette méthode de compensation uniforme du mouvement consiste à considérer que tous les rayons sont caractérisés par le même changement d'échelle, ce qui est valide sous certaines conditions. La méthode d'estimation de RI par compensation uniforme du mouvement a été validée dans un premier temps avec des données numériques simulées. L'étude et l'analyse des données de la campagne BASE'07 nous a ensuite permis de valider notre méthode sur des données réelles enregistrées en mer. Le principal avantage de la méthode de compensation uniforme du mouvement est sa simplicité. En revanche, cette méthode n'est applicable que si l'on peut considérer que tous les trajets acoustiques sont influencés par le même changement d'échelle. Dans le cas contraire, il convient de développer une méthode plus générale qui prenne en compte différents facteurs de compression comme celle que nous introduisons dans la section suivante.

3.2.2 Compensation adaptative du mouvement : le cas général

Dans cette section, nous proposons une nouvelle méthode permettant de compenser les effets du mouvement sur l'estimation de la RI d'un canal de propagation pour le cas général dans lequel chaque trajet de propagation connaît un changement d'échelle différent. Comme nous l'avons vu dans la section précédente, une méthode permettant de compenser les effets du mouvement dans le cas général devrait prendre en compte un facteur d'échelle différent pour chaque trajet de propagation. Nous proposons donc d'appliquer la méthode WALF (présentée dans le chapitre 2, section 2.4.2) à la compensation des effets du mouvement pour l'estimation de RI de canaux de propagation réels.

Principe

La méthode WALF est une méthode itérative basée sur l'estimateur du MV qui estime itérativement les paramètres de la RI d'un canal de propagation. Nous proposons d'utiliser les informations extraites par la WALF, en particulier les temps d'arrivée et les facteurs d'échelle associés à chaque trajet de propagation, pour reconstruire la RI du canal de propagation réel. Si l'on considère le modèle parcimonieux du canal de propagation, on peut écrire le signal reçu $s(t)$ comme une somme de versions retardées et comprimées du signal transmis $e(t)$ (2.50) :

$$s(t) = \sum_{i=1}^N a_i \sqrt{\eta_i} e(\eta_i(t - \tau_i)) + b(t), \quad (3.10)$$

où $b(t)$ est un bruit blanc gaussien centré modélisant le bruit ambiant enregistré et N représente le nombre de trajets se propageant dans le canal. Cette modélisation du signal reçu montre clairement que les facteurs de changement d'échelle η_i sont différents pour chaque retard ou temps de propagation τ_i . L'opération de filtrage adapté qui est l'estimateur du MV de la RI du canal en l'absence de mouvement est calculée comme suit (3.3) :

$$\hat{I}R(\tau) = \sum_{i=1}^N a_i \sqrt{\eta_i} \int_{-\infty}^{+\infty} e(\eta_i(t + \tau - \tau_i)) e^*(t) dt. \quad (3.11)$$

Dans cette estimation, on peut considérer qu'aucun facteur d'échelle n'est pris en compte ou alternativement, on peut considérer que les facteurs d'échelles sont pris égal à un pour tous les retards. Comme nous l'avons remarqué précédemment, il est possible de généraliser l'opération de filtrage adapté en considérant que le filtrage adapté est une compensation uniforme du mouvement pour une vitesse nulle :

$$\hat{I}R(\tau) = R(\tau, 0), \quad (3.12)$$

où $R(\tau, v)$ est le plan d'ambiguïté large-bande introduit au chapitre 2 par la relation (2.33). Dans la section précédente, nous avons introduit la compensation uniforme du mouvement qui consiste à considérer le même facteur d'échelle η_1 pour tous les retards (3.9) :

$$\hat{R}I^{(u)}(\tau) = R(\tau, v_1) = \sum_{i=1}^N a_i (\eta_i \eta_1)^{1/2} \int_{-\infty}^{+\infty} e(\eta_i(t + \tau - \tau_i)) e^*(\eta_1 t) dt. \quad (3.13)$$

Afin de généraliser la méthode d'estimation de la RI par compensation uniforme du mouvement, nous proposons une nouvelle méthode de compensation adaptative du mouvement qui considère un facteur d'échelle différent pour chaque retard :

$$\hat{R}I^{(a)}(\tau) = R(\tau, v(\tau)) = \sum_{i=1}^N a_i (\eta_i \eta(\tau))^{1/2} \int_{-\infty}^{+\infty} e(\eta_i(t + \tau - \tau_i)) e^*(\eta(\tau)t) dt, \quad (3.14)$$

où $\hat{R}I^{(a)}(\tau)$ correspond à l'estimée de la RI du canal avec notre méthode de compensation adaptative du mouvement et le terme $\eta(\tau)$ permet de prendre en compte un facteur d'échelle différent pour chaque retard.

L'estimation de la RI par compensation adaptative du mouvement généralise le filtrage adapté classique ainsi que la méthode de compensation uniforme du mouvement. Elle permet de prendre en compte un facteur d'échelle différent pour chaque retard dans l'opération de corrélation permettant d'estimer la RI du canal. La fonction $\eta(\tau)$ de l'équation (3.14) est obtenue à partir des estimées au sens du MV des couples (τ_i, η_i) retournés par la méthode WALF.

La méthode WALF fournit une estimation parcimonieuse du canal de propagation qui est constituée d'un ensemble de triplets (a_i, τ_i, η_i) . Le nombre de triplets (a_i, τ_i, η_i) est très inférieur au nombre de retards τ total du canal de propagation et l'ensemble des valeurs de la fonction $\eta(\tau)$ n'est pas connue directement. Il est possible d'obtenir la fonction $\eta(\tau)$ de différentes façons et nous proposons d'utiliser une simple interpolation des différentes valeurs (τ_i, η_i) pour obtenir la fonction $\eta(\tau)$ pour toutes les valeurs de τ .

Nous avons interprété la méthode de compensation uniforme comme le fait de conserver les valeurs du plan d'ambiguïté selon une droite à vitesse constante passant par le maximum absolu du plan d'ambiguïté pour tous les retards. De la même façon, à partir de la relation (3.14), la méthode de compensation adaptative du mouvement peut être vue comme le fait de conserver les valeurs du plan d'ambiguïté selon la courbe $(\tau, v(\tau))$ qui passe par les maxima locaux associés à chaque trajet dans le plan d'ambiguïté. La méthode de compensation adaptative du mouvement permet d'estimer la RI d'un canal de propagation qu'il soit parcimonieux ou non à partir de son estimation parcimonieuse fournie par la WALF.

Résultats en simulation

Afin de valider notre méthode d'estimation de RI par compensation adaptative nous proposons de la tester sur une simulation de propagation dans un canal acoustique sous-marin. Les données numériques simulées étudiées ici sont obtenues à partir du logiciel de simulation présenté dans le chapitre 1, section 1.3.4. Afin de régler le simulateur, nous avons choisi les mêmes paramètres que dans la section précédente pour que les simulations soient proches de l'environnement de la campagne BASE'07 qui sera étudiée dans la suite. La colonne d'eau de l'environnement simulé possède une hauteur de 165 m, une masse volumique de 1000 kgm^{-3} , et une célérité de 1520 ms^{-1} . Le fond océanique simulé représente un fond plat composé de sable et de vase qui est caractérisé par une vitesse de propagation de 1550 ms^{-1} et une masse volumique de 1700 kgm^{-3} . De la même façon, les signaux transmis par la source sont les mêmes MLF que dans la section précédente. Pour le scénario étudié ici, la source est située à une profondeur de 24 mètres et se déplace à une vitesse constante de 5 ms^{-1} , l'hydrophone est à 90 mètres et la distance source-récepteur est de 500 mètres. Nous avons volontairement choisi un scénario pour lequel la distance source-récepteur est faible afin que les vitesses apparentes des trajets acoustiques soient différentes les unes des autres.

La figure 3.15 représente le plan d'ambiguïté large-bande du signal reçu après 500 mètres de propagation dans le canal simulé. Les positions théoriques des maxima locaux du plan d'ambiguïté sont figurées par des croix tandis que leurs estimées obtenues avec la méthode WALF sont illustrées par des ronds. On peut remarquer que la WALF permet une bonne estimation des couples (τ_i, η_i) étant donné que les croix coïncident avec les ronds. Dans la figure 3.15, la ligne continue représente la courbe $(\tau, v(\tau))$ qui permet la correction adaptative du mouvement et est obtenue par interpolation des estimées de la WALF (τ_i, η_i) . Comme prévu, la courbe $(\tau, v(\tau))$ passe bien par chacun des maxima locaux du plan d'ambiguïté, ce qui permet d'obtenir une estimée correcte de la RI équivalente immobile du canal de propagation. La méthode d'estimation

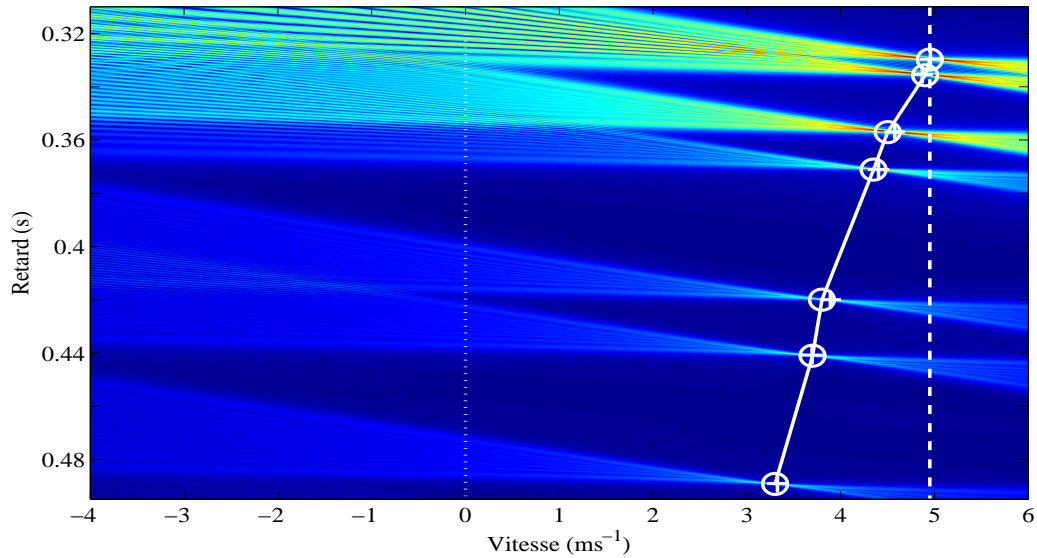


FIGURE 3.15 : Plan d'ambiguïté large bande du signal reçu après une propagation multi-trajets de 500 m. Les croix représentent la position des maxima locaux du plan d'ambiguïté pour chaque trajet et les ronds illustrent la position des maxima locaux estimés par la méthode WALF. Les différentes méthodes d'estimation de la RI sont représentées par la ligne pointillée pour le filtrage adapté classique ($v = 0 \text{ ms}^{-1}$), la ligne hachurée pour la compensation uniforme ($v = \hat{v}_1 = 4,95 \text{ ms}^{-1}$) et la ligne pleine pour la compensation adaptative du mouvement.

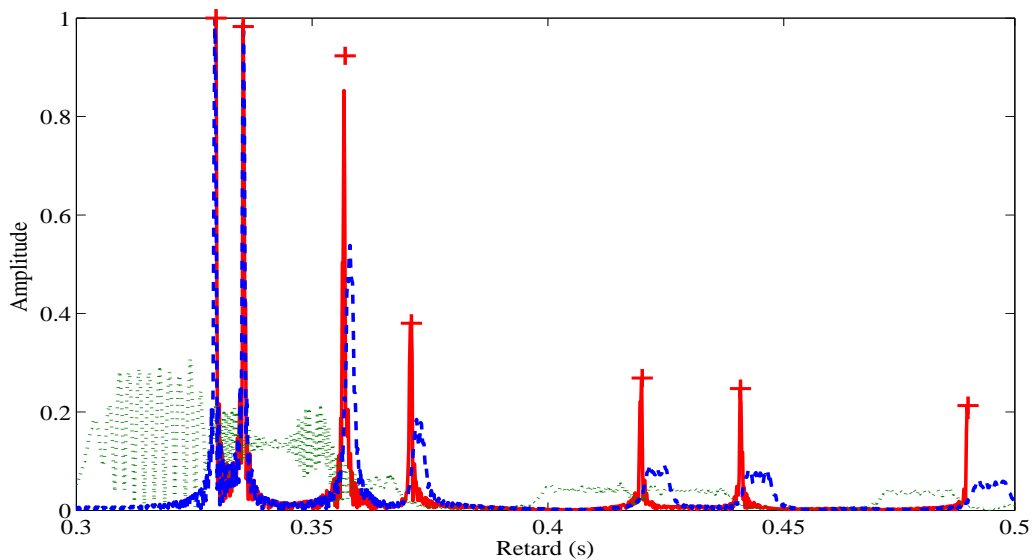


FIGURE 3.16 : Estimations de la RI du canal de propagation par différentes méthodes. Les différentes méthodes d'estimation de la RI sont représentées par la ligne pointillée pour le filtrage adapté, la ligne hachurée pour la compensation uniforme et la ligne pleine pour la compensation adaptative du mouvement. Les croix représentent la RI théorique idéale simulée.

de RI par filtrage adapté est figurée par le trait pointillé ($v = 0 \text{ ms}^{-1}$) tandis que la méthode de compensation uniforme est illustrée par le trait hachuré ($v = \hat{v}_1 = 4,95 \text{ ms}^{-1}$).

Les RI estimées par les différentes méthodes sont représentées en figure 3.16 dans laquelle les croix illustrent la RI théorique idéale simulée. La compensation adaptative du mouvement (trait plein) permet d'obtenir une très bonne estimation de la RI du canal de propagation. Bien que les facteurs d'échelle soient différents pour tous les trajets, la méthode de compensation adaptative du mouvement permet bien de compenser les effets du mouvement pour chacun des trajets de propagation. En particulier, les estimées du retard et de l'amplitude associées à chacun des rayons sont très proches des valeurs simulées.

Sur la figure 3.15, il est possible de noter que l'estimation (τ_3, η_3) du troisième trajet fournit par la méthode WALF est légèrement biaisée, ce qui se retrouve dans l'estimation finale de la réponse impulsionnelle. En effet, l'amplitude du troisième trajet de la RI estimée par compensation adaptative du mouvement est légèrement biaisée bien que son retard reste correct. Comme nous l'avons vu précédemment, la méthode de filtrage adapté (trait pointillé) fournit une estimation peu convaincante et ne permet pas de distinguer les rayons. En revanche la méthode de compensation uniforme du mouvement (trait hachuré) fournit une estimée de la RI qui est correcte pour les deux premiers trajets uniquement.

Nous avons vu que notre méthode d'estimation de RI par compensation adaptative du mouvement fournit des résultats très convaincants sur les simulations numériques. Dans la suite, nous proposons de tester cette méthode sur un jeu de données réelles de la campagne BASE'07.

Résultats sur données réelles

Cette section présente les résultats fournis par la méthode de compensation adaptative du mouvement sur une transmission courte portée avec mouvement et issue de la campagne BASE'07. Nous avons choisi la transmission de façon à ce qu'elle présente une courte distance de propagation et une vitesse représentative pour les applications en acoustique sous-marine, soit quelques mètres par seconde. Les données retenues sont constituées d'une source se déplaçant à la vitesse relative constante de $-1,4 \text{ ms}^{-1}$ et à une profondeur de 65 mètres. L'hydrophone est situé à 65 mètres de profondeur pour une colonne d'eau de 135 mètres et une distance source-récepteur de 765 mètres.

La figure 3.17 présente les résultats obtenus par la méthode WALF dans le plan d'ambiguïté du signal reçu. Les cercles illustrent la position des maxima locaux détectés par la méthode WALF. Dans cette figure, la ligne pleine est la courbe $(\tau, v(\tau))$ permettant la correction adaptative du mouvement obtenue à partir des estimées de la WALF. À partir de la figure 3.17, on peut voir que les vitesses apparentes des différents trajets de propagation sont physiquement cohérentes. En effet, les trajets arrivant plus tard, pour des retards plus importants, possèdent généralement un angle d'émission plus important ce qui implique que leurs vitesses apparentes soient plus faibles. Les couples (τ_i, η_i) fournis par la méthode WALF sont donc plausibles et il est possible de comparer les résultats obtenus sur le jeu de données réelles au résultats obtenus en simulation présentés en figure 3.15.

Cependant l'évolution des vitesses apparentes n'est pas aussi importante pour le jeu de données réelles que pour les simulations étant donné que la vitesse de la source n'est pas aussi importante que dans la simulation et que la distance source-récepteur est légèrement plus grande.

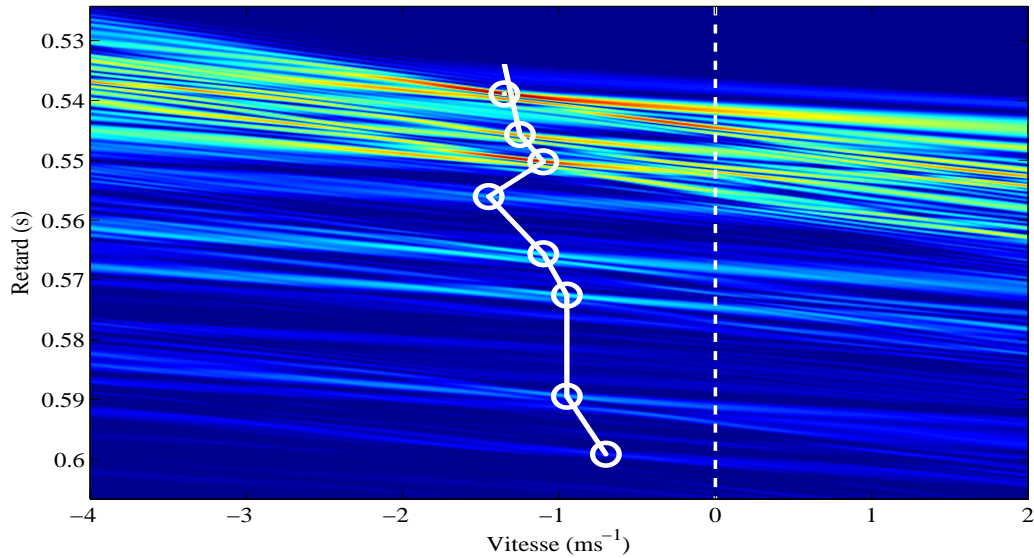


FIGURE 3.17 : Plan d'ambiguïté large bande d'un signal enregistré en mer durant la campagne BASE'07. Les ronds illustrent les positions estimées par la méthode WALF des maxima locaux. Les différentes méthodes d'estimation de la RI sont représentées par la ligne hachurée pour la méthode de filtrage adapté classique ($v = 0 \text{ ms}^{-1}$) et la ligne pleine pour la compensation adaptative du mouvement.

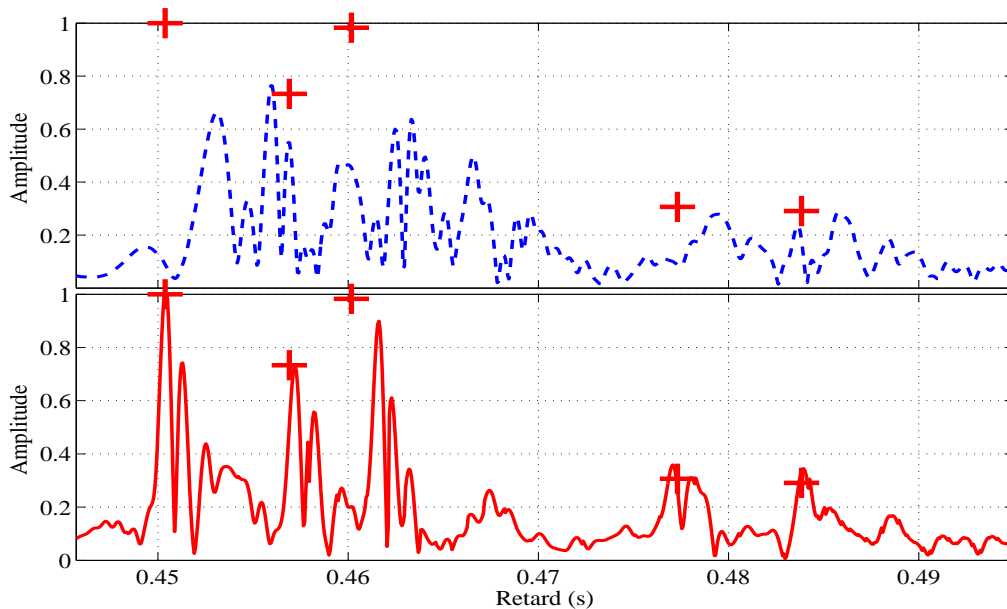


FIGURE 3.18 : Estimation de la RI du canal de propagation par différentes méthodes. Les différentes méthodes d'estimation de la RI sont présentées dans la partie supérieure de la figure par la ligne hachurée pour le filtrage adapté et dans la partie inférieure de la figure par la ligne pleine pour la compensation adaptative du mouvement. Les croix représentent la RI idéale simulée de l'environnement de BASE'07, avec un guide d'onde de Pekeris qui possède les paramètres enregistrés in situ.

Les cinq trajets identifiés par la WALF représentent 76 % de l'énergie totale du signal reçu. Finalement, la vitesse apparente estimée pour le premier rayon est de $\hat{v} = -1,35 \pm 0,16 \text{ ms}^{-1}$ ce qui est cohérent sachant que la vitesse relative de la source est de $-1,4 \text{ ms}^{-1}$.

L'estimée de la RI équivalente immobile du canal de propagation est présentée dans la partie inférieure de la figure 3.18. La RI estimée par compensation adaptative du mouvement peut être comparée avec la RI estimée classiquement par filtrage adapté qui est présentée dans la partie supérieure de la figure 3.18. Nous avons également modélisé l'environnement à l'aide d'un guide d'onde de Pekeris possédant des caractéristiques très proches des données enregistrées *in situ* (représenté par des croix dans la figure 3.18). Le guide d'onde de Pekeris simulé est profond de 135 mètres, possède une vitesse de propagation constante de 1530 ms^{-1} , est composé d'un fond plat de sable et de vase mélangés caractérisé par une vitesse de propagation de 1550 ms^{-1} et une masse volumique de 1700 kgm^3 .

L'estimation de la RI par compensation adaptative du mouvement fournit une estimée de la RI environnementale qui possède cinq pics marqués correspondant à cinq trajets de propagation différents. En revanche, si la RI est estimée par les techniques de filtrage adapté classiques, la RI ne possède pas de pics séparables et aucune arrivée ne peut être estimée (figure 3.18)). De plus, le temps d'arrivée et l'amplitude de chacun des trajets estimés par la compensation adaptative du mouvement sont très proches de la RI de l'environnement simulé par un guide d'onde de Pekeris. Comme on peut le remarquer sur la figure 3.18, même avec une vitesse relative faible, la RI du canal ne peut pas être estimée correctement si le mouvement n'est pas pris en compte. La méthode de compensation adaptative du mouvement permet donc d'améliorer très nettement l'estimée de la RI. En effet, après compensation du mouvement, la RI estimée est très proche du canal de Pekeris simulé à partir des données enregistrées *in situ*. Par ailleurs, il est intéressant de noter que la RI estimée par compensation adaptative du mouvement et la RI simulée ne coïncident pas parfaitement pour la troisième arrivée. La RI simulée à l'aide du modèle de Pekeris n'est pas la *vraie* RI du système et elle ne peut pas coïncider parfaitement avec un environnement réel. La méthode de compensation adaptative du mouvement fournit donc des résultats encourageants sur les données réelles de la campagne BASE'07. Ces bons résultats valident notre méthode de compensation du mouvement sur des données enregistrées à la mer.

Dans la plupart des environnements réels, et contrairement au canal de Pekeris, chaque arrivée peut être vue comme une famille de trajets arrivant dans un court laps de temps. Par exemple, on peut remarquer que les arrivées de la RI estimée par compensation adaptative du mouvement présentée en figure 3.18 possèdent un certain étalement temporel. Si cet étalement est un phénomène physique, il pourrait être intéressant de le caractériser en utilisant les fonctions de diffusions large-bande introduites dans le chapitre 1. Dans le prochain chapitre, nous proposons d'étudier les déformations subies par les signaux de communication en acoustique sous-marine en appliquant les algorithmes de MPD puis en estimant leurs fonctions de diffusions large-bande.

3.3 Estimation d'un canal de communication

Dans la section précédente, nous avons validé deux méthodes de correction du mouvement pour l'estimation de RI sur les données réelles de la campagne BASE'07 qui a pour but principal l'inversion géoacoustique. Nous allons maintenant nous intéresser à différentes méthodes d'estimation du canal de communication que nous allons appliquer aux données réelles de la campagne KAM'08.

Les canaux de communications sous-marines sont caractérisés par des propagations multi-trajets ainsi que des changements d'échelle Doppler au niveau des signaux transmis. Ces distortions Doppler sont dues d'une part aux variations rapides et indésirables du milieu océanique, et au mouvement relatif existant entre la source, le milieu et le récepteur d'autre part. Le résultat est que l'utilisation des systèmes d'égalisation classiques compensant principalement la propagation multi-trajets ne suffit plus. En effet, si le modèle de propagation large-bande approprié n'est pas utilisé pour améliorer le traitement en réception, les signaux de communications restent déformés après égalisation et la transmission de données est compromise.

Récemment, de nouvelles techniques permettant l'estimation des paramètres de canaux de communication en acoustique sous-marine ont été proposées et validées. Par exemple, Li et Preisig [Li07] ont proposé une méthode d'estimation des paramètres des canaux de communication parcimonieux en appliquant l'algorithme de décomposition MPD dans le plan d'ambiguïté bande-étroite du signal reçu. Cette méthode d'estimation permet de considérer différents décalage fréquentiel Doppler pour les différents temps d'arrivée. Cependant, quand le rapport bande fréquentielle sur fréquence centrale devient supérieur à 0,1, comme pour les communications OFDM, le signal est considéré large-bande et l'approximation bande étroite n'est plus valide.

Dans [Stojanovic06, Tu09] les auteurs considèrent que le canal de propagation ne possède qu'un unique facteur d'échelle identique pour tous les trajets de propagation qu'ils proposent de compenser par déformation temporelle du signal reçu. Bien que le canal de propagation soit modélisé avec différents changements d'échelle dans [Li08, Mason09], leur méthode d'estimation du canal considère là encore un unique facteur d'échelle dominant et compensent les effets Doppler résiduels en considérant ensuite différents décalages fréquentiels pour les différentes arrivées. Dans la suite, nous proposons d'appliquer nos méthodes d'estimation de canal de propagation aux signaux d'acoustique sous-marine en considérant différents facteurs d'échelle dans un premier temps, puis en estimant leurs fonctions de diffusion large-bande dans un second temps.

3.3.1 Estimation du canal de communication avec l'algorithme de MPD

Dans le chapitre 2, section 2.4, nous avons présenté deux algorithmes d'estimation des paramètres du canal de propagation adapté aux propagations multi-trajets caractérisés par des changements d'échelle différents pour chaque trajet. Dans cette section, nous allons appliquer cet algorithme pour estimer le canal de communication correspondant aux données enregistrées en mer lors de la campagne KAM'08. Contrairement aux MLF transmises lors de la campagne BASE'07, les signaux de communication OFDM ne permettent pas l'utilisation de l'algorithme WALF. En effet, les signaux OFDM ne sont pas des signaux monocomposantes et il n'existe pas d'opérateur de déformation temporelle permettant de mettre en œuvre la méthode WALF.

Alternativement, nous proposons l'estimation du canal de communication grâce à l'algorithme de MPD adapté pour les signaux MLF ou OFDM de la campagne KAM'08. Dans la suite, nous nous concentrons sur les résultats obtenus avec les données enregistrées sur l'hydrophone numéro 5, situé à 83,5 m de profondeur. Le scénario présenté est constitué d'une source en approche à une vitesse relative constante d'environ $1,5 \text{ m s}^{-1}$, une profondeur de 24 m pour une distance source-récepteur d'environ 1,5 km.

Nous rappelons que l'algorithme de MPD adapté estime itérativement les paramètres du canal de propagation par recherche des maxima locaux du plan d'ambiguïté large-bande et soustraction successive des atomes sélectionnés. Dans un premier temps, nous proposons d'analyser

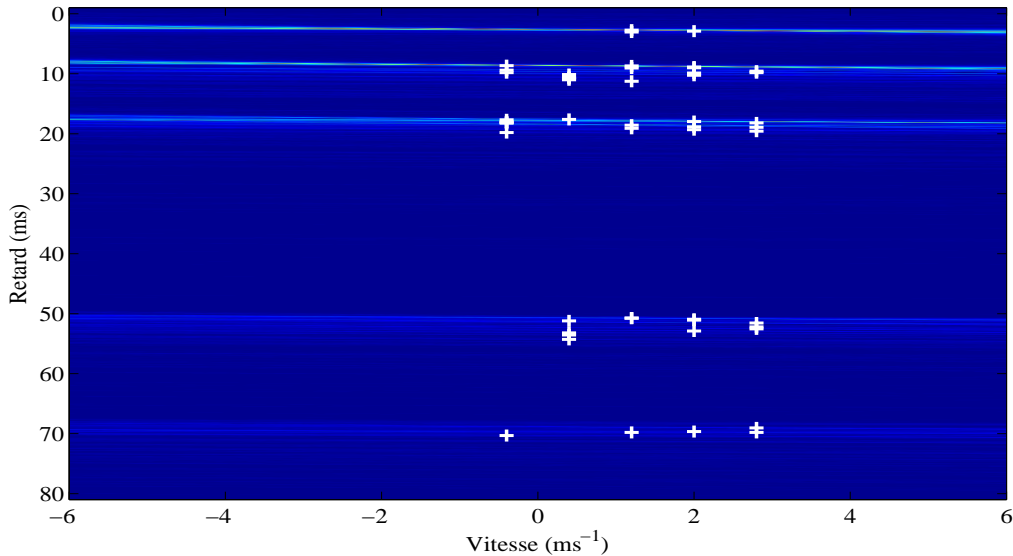


FIGURE 3.19 : Plan d'ambiguïté large-bande d'une MLF enregistrée en mer lors de la campagne KAM'08. Les croix illustrent les positions des estimées retard-vitesse caractérisant de façon parcimonieuse le canal de propagation et obtenues par l'algorithme de MPD adapté après 50 itérations.

les résultats obtenus pour une MLF transmise durant la campagne KAM'08 comme celle illustrée en figure 3.6. Les MLF transmises durant la campagne BASE'08 possèdent un rapport bande fréquentielle sur fréquence centrale de 0,5 qui est nettement supérieur à 0,1. Ces signaux ont donc des propriétés large-bande. En revanche, il ne dure que 0,1 secondes et leur tolérance Doppler est très élevée : $V_{-3db} = \pm 1.6 \text{ m.s}^{-1}$. Une tolérance Doppler élevée signifie que le signal n'est pas très sensible à l'effet Doppler et qu'il ne permet pas d'estimer avec précision le facteur de compression Doppler qui l'affecte.

Cependant, les signaux possédant une tolérance Doppler élevée présentent l'avantage de nécessiter un dictionnaire plus petit pour appliquer l'algorithme de MPD adapté. Le dictionnaire de signaux que nous utilisons pour appliquer l'algorithme de MPD au signal reçu est décrit par la relation (2.59) du chapitre 2, section 2.4. La vitesse de la source étant a priori inconnue, nous choisissons des valeurs de η_{min} et de η_{max} qui correspondent à l'ensemble des vitesses envisageables de la source comprises entre $\pm 6 \text{ m.s}^{-1}$ et l'étalement temporel du canal retenu est $T_s = 80 \text{ ms}$. En choisissant ces paramètres, le dictionnaire est composé de 7084 atomes, avec 11 facteurs d'échelle et 644 retards différents. Les 11 facteurs d'échelle correspondent à un échantillonnage non uniforme des vitesses d'environ $\Delta V = 1.25 \text{ m.s}^{-1}$.

Pour des raisons d'implémentation, tout comme pour les simulations présentées dans le chapitre 2, nous utilisons un dictionnaire échantillonné légèrement plus finement. Les vitesses et les retards sont échantillonnés uniformément avec un pas $\Delta V = \frac{|V_{-3db}|}{1} = 0.8 \text{ m.s}^{-1}$ pour les vitesses et un pas égal à la fréquence d'échantillonnage pour les retards.

La figure 3.19 présente le plan d'ambiguïté large-bande d'une MLF de la campagne KAM'08. Les caractéristiques retard-vitesse parcimonieuses du canal de propagation extraites par l'algorithme de MPD adapté après 50 itérations sont illustrées par des croix dans cette représentation.

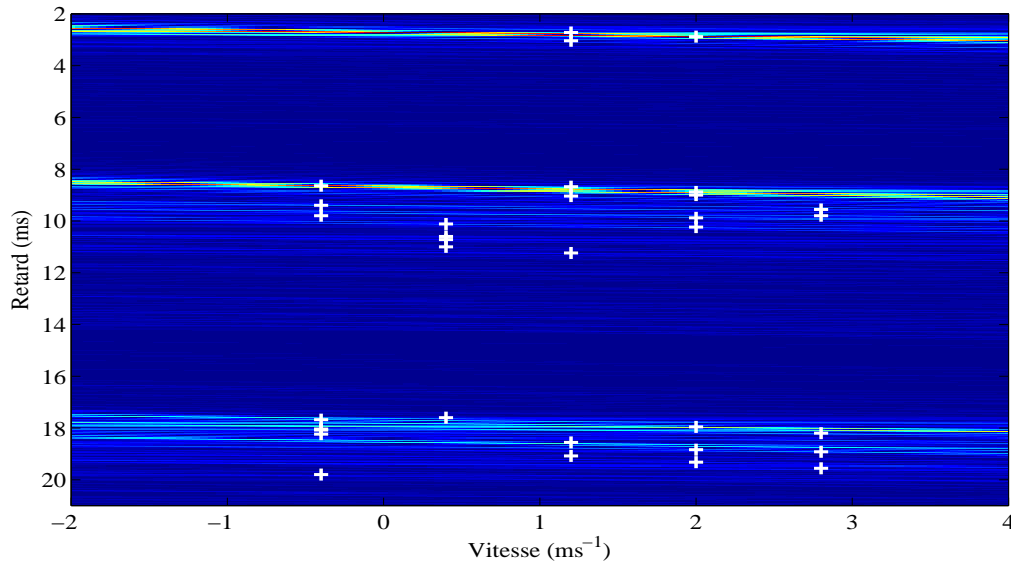


FIGURE 3.20 : Plan d'ambiguïté large-bande d'une MLF enregistrée en mer lors de la campagne KAM'08 centré autour des trois premières arrivées. Les croix illustrent les positions des estimées retard-vitesse caractérisant de façon parcimonieuse le canal de propagation et obtenues par l'algorithme de MPD adapté après 50 itérations.

La figure 3.19 illustre clairement le caractère parcimonieux de l'estimation des paramètres du canal de propagation puisque seulement 50 paramètres retard-vitesse sont retenus alors qu'une RI décrivant le canal pour un étalement temporel de 80 ms serait composée de 2000 points. La position des estimées retard-vitesse caractérisant le canal de propagation montre clairement la présence de cinq familles d'arrivées réparties dans les 80 premières millisecondes. La vitesse de la source remorquée est considérée inconnue et elle est estimée lors de la première itération de l'algorithme de MPD adapté ce qui conduit à un résultat valide $\hat{v} = 1,2 \pm 1,6 \text{ m s}^{-1}$. Comme nous l'avons déjà remarqué, les MLF transmises possèdent une tolérance Doppler élevée ce qui implique que l'estimation en vitesse ne soit pas précise.

Après 50 itérations de MPD, l'énergie résiduelle du signal est faible : $\epsilon = 13,4\%$. Ce résultat signifie que les 50 coefficients retard-vitesse estimés avec la MPD permettent de décrire 86,6% de l'énergie du signal reçu après une propagation de 1,5 km dans un l'environnement océanique. Il est important de préciser que les signaux enregistrés sont bruités et que la grande majorité du signal résiduel est constituée du bruit océanique. Ces bons résultats prouvent que la modélisation des déformations engendrées par l'environnement océanique à l'aide de retards et de changements d'échelle est bien adaptée aux applications d'acoustique sous-marine sur données réelles.

La figure 3.20 présente un zoom centré autour des trois premières arrivées de la figure 3.19 qui met en évidence différents phénomènes physiques intéressants. Dans un premier temps, on remarque que la première arrivée est très localisée à la fois en retard et en Doppler ce qui conduit à penser qu'il s'agit du trajet direct, uniquement réfracté. Ce trajet direct est alors décrit à l'aide de seulement trois coefficients retard-vitesse. En revanche, les deux trajets suivant sont étalés à la fois en retard et en Doppler. Il s'agit probablement des trajets réfractés puis réfléchis à la surface ou au fond de l'océan. Ces trajets arrivent en groupe de trajets de façon diffuse de par la rugosité et la diffusivité des surfaces réfléchissantes. Ils nécessitent donc un plus grand nombre

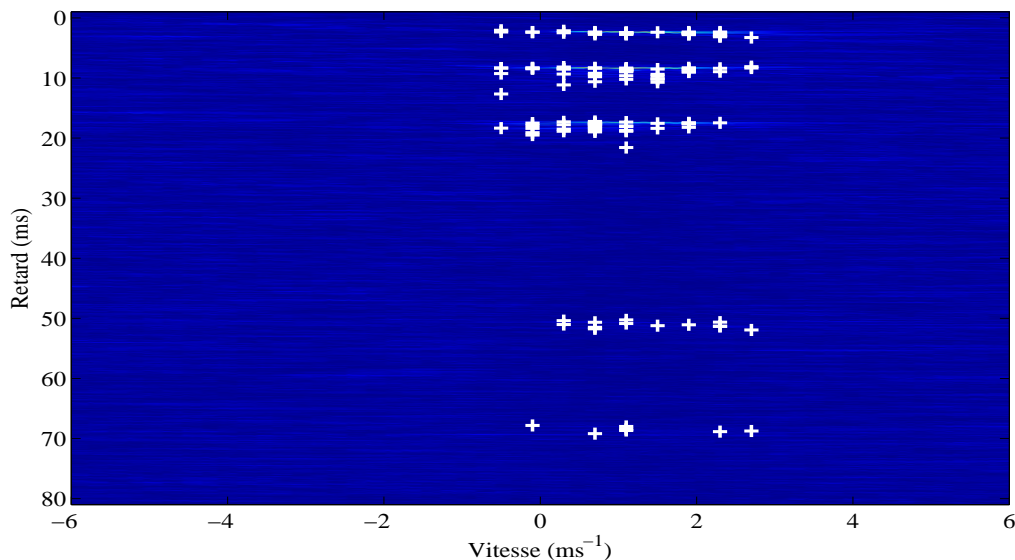


FIGURE 3.21 : Plan d'ambiguïté large-bande d'un signal de communication OFDM enregistré en mer lors de la campagne KAM'08. Les croix illustrent les positions des estimées retard-vitesse caractérisant de façon parcimonieuse le canal de propagation et obtenues par l'algorithme de MPD adapté après 130 itérations.

de coefficients retard-vitesse pour une bonne caractérisation des déformations engendrées par l'environnement. Finalement, la figure 3.20 met également en évidence l'échantillonnage discret du domaine Doppler puisque seulement cinq coefficients Doppler différents sont employés pour la caractérisation du signal reçu.

Nous avons présenté et validé les résultats fournis par l'algorithme de MPD adapté sur les MLF transmises durant la campagne KAM'08 et nous allons maintenant étudier les résultats obtenus avec les signaux de communications OFDM. Les signaux de communication OFDM transmis durant la campagne KAM'08 possèdent un rapport bande fréquentielle sur fréquence centrale de 0,5 qui est nettement supérieur à 0,1 et ces signaux ont des propriétés large-bande. Contrairement aux MLF, la tolérance Doppler de ces signaux de communication n'est pas connue analytiquement. En revanche, il est possible de connaître l'échantillonnage retard-vitesse du dictionnaire de la MPD grâce à leurs propriétés dans les domaines de Mellin et de Fourier (2.59).

Après calcul de la bande fréquentielle dans le domaine de Mellin des signaux OFDM, on remarque que leur bande de Mellin est environ le double de celle des signaux MLF. Il en découle que le nombre de changements d'échelle Doppler à considérer pour caractériser les signaux de communication OFDM reçus est aussi le double de celui nécessaire pour les MLF. Nous utilisons donc un dictionnaire dont les vitesses et les retards sont échantillonnés uniformément avec un pas $\Delta V = 0.4 \text{ ms}^{-1}$ pour les vitesses et un pas égal à la période d'échantillonnage pour les retards.

La figure 3.21 présente le plan d'ambiguïté large-bande d'un signal OFDM supposé connu. Dans cette figure, les croix représentent la position des coefficients retard-vitesse estimés après 130 itérations de l'algorithme de MPD. Si l'on choisit un nombre d'itération fixé à 50 comme critère d'arrêt pour l'algorithme de MPD, on obtient une erreur de reconstruction $\epsilon_{50} = 24,7\%$.

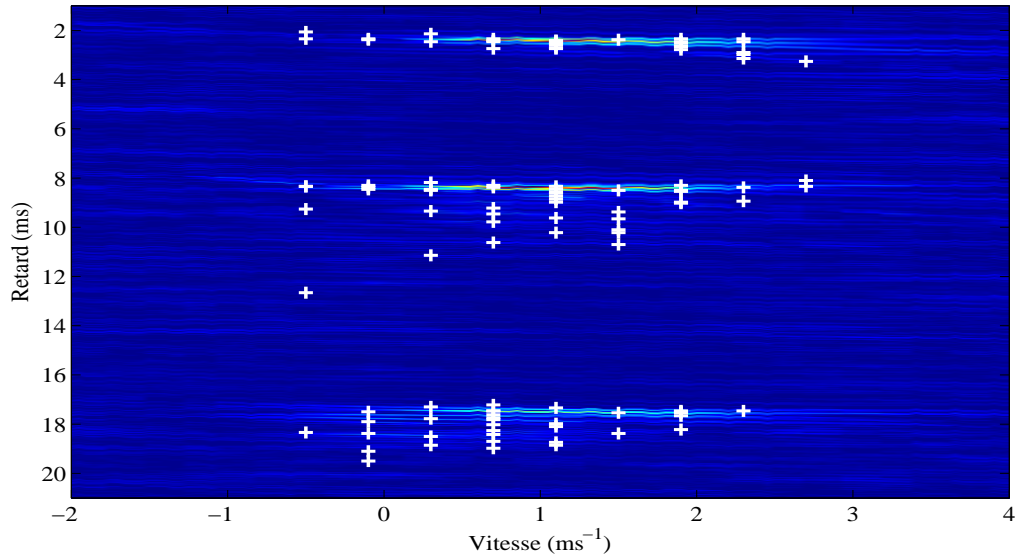


FIGURE 3.22 : Plan d'ambiguïté large-bande d'un signal OFDM enregistré en mer lors de la campagne KAM'08 et centré autour des trois premières arrivées. Les croix illustrent les positions des estimées retard-vitesse caractérisant de façon parcimonieuse le canal de propagation et obtenues par l'algorithme de MPD adapté après 130 itérations.

En revanche, si l'on se fixe un critère d'arrêt basé sur le RSB et que l'on stoppe la MPD quand l'énergie du signal résiduel est proche de 15% de l'énergie du signal enregistré, on obtient une énergie résiduelle $\epsilon_{130} = 15,6\%$ pour 130 itérations de MPD. Le signal de communication OFDM étudié est séparé d'environ 100 ms de la MLF étudiée précédemment et sachant que ces deux signaux occupent la même bande fréquentielle et sont émis à la même puissance, on peut supposer que le RSB est le même pour les deux signaux. Il en découle que dans des conditions de propagation équivalentes les signaux de communications OFDM nécessitent plus d'itérations de MPD pour obtenir la même qualité de caractérisation de l'environnement que les MLF. Finalement, la vitesse de la source remorquée est estimée lors de la première itération de l'algorithme de MPD ce qui conduit à un résultat valide : $\hat{v} = 1,1 \pm 0,8 \text{ ms}^{-1}$.

Tout comme dans l'étude de la MLF, la position des estimées retard-vitesse caractérisant le canal de propagation dans la figure 3.21 montre clairement la présence de cinq trajets de propagation dominants. De plus, les estimations retard-vitesse obtenues pour la MLF et le signal OFDM sont cohérentes et très proches l'une de l'autre. En effet, les trajets dominants possèdent les mêmes temps d'arrivée et les mêmes caractéristiques Doppler pour les deux estimations différentes. La figure 3.22 présente une version centrée autour des trois premières arrivées de la figure 3.21. Cette figure permet de mettre en évidence les mêmes propriétés physiques de la propagation acoustique des ondes dans le milieu océanique que la figure 3.20 obtenue à partir d'une MLF.

De la même façon qu'avec la MLF, le premier trajet qui est principalement réfracté est bien localisé dans le domaine des retards. En revanche, les trajets suivants qui sont réfractés et réfléchis sont étalés dans le domaine des retards. L'étalement temporel du deuxième et du troisième trajet est d'environ 3 ms, aussi bien dans l'estimation obtenue à partir de la MLF que pour celle obtenue à partir du signal OFDM.

En conclusion, nous avons validé notre méthode d'estimation des paramètres retard-vitesse du canal de propagation à l'aide de l'algorithme de MPD pour les MLF et les signaux de communications OFDM issus de la campagne KAM'08. Dans les deux cas, le modèle discret retard-Doppler large-bande est adapté à la propagation acoustique dans le milieu océanique et permet de décrire correctement l'ensemble des déformations subies par le signal transmis. De plus, l'algorithme de MPD adapté nous a permis d'estimer les paramètres du canal de propagation de façon parcimonieuse. Seuls 50 coefficients retard-vitesse sont nécessaires dans le cas des MLF et 130 coefficients retard-vitesse sont nécessaires dans le cas des signaux OFDM pour représenter 86% de l'énergie du signal enregistré après 1,5 km de propagation dans un environnement océanique réel. Finalement, nous avons mis en évidence un étalement temporel d'environ 3 ms pour les premiers trajets réfracté-réfléchis. Nous proposons d'étudier l'étalement temporel mis en évidence en estimant la fonction de diffusion du canal de communication dans la section suivante.

3.3.2 Estimation de la fonction de diffusion du canal

Dans la section précédente, nous avons mis en évidence l'existence d'un étalement temporel pour les trajets réfractés-réfléchis. Les fonctions de diffusion large-bande étant particulièrement adaptés aux systèmes présentant des étalements temporels, nous proposons maintenant d'estimer la fonction de diffusion du canal de propagation de la campagne KAM'08.

Dans le chapitre 2, nous avons présenté deux méthodes différentes permettant d'estimer la fonction de diffusion d'un canal de propagation. Ces deux méthodes reposent toutes les deux sur l'estimation de la fonction de diffusion au sens des moindres carrés qui consiste à minimiser l'erreur entre le signal observé $s(t)$ et le signal que l'on reconstruit à partir de l'estimée du canal de propagation. La première méthode, présentée dans la section 2.2 du chapitre 2, consiste à estimer l'ensemble du canal en une seule opération. Cependant, nous avons vu que cette méthode peut s'avérer très couteuse en temps de calcul et ne devrait être utilisée qu'en dernier recours.

La seconde méthode d'estimation de la fonction de diffusion du canal est une méthode itérative basée sur la WALF qui estime la fonction de diffusion de chacune des familles de trajets séparément. La fonction de diffusion globale du canal est ensuite reconstruite à partir des fonctions de diffusion estimées pour chaque famille d'arrivées. Cette seconde méthode permet de réduire considérablement la puissance de calcul nécessaire à l'estimation de la fonction de diffusion tout en donnant accès aux fonctions de diffusion de chacune des familles de trajets. Il est donc préférable d'utiliser les signaux filtrés pour chaque famille de rayons par la méthode WALF afin d'estimer progressivement la fonction de diffusion du canal.

Nous avons donc appliqué la méthode WALF à la MLF enregistrée lors de la campagne KAM08 qui a été étudiée dans la section précédente. La figure 3.23 présente le plan d'ambiguïté large-bande de la MLF avec la position de l'estimée retard-vitesse de chacun des trajets obtenue par la méthode WALF. La méthode WALF permet bien d'estimer itérativement le temps d'arrivée et le changement d'échelle dominant des familles de trajets pour ensuite les filtrer. Les temps de propagation et les vitesses apparentes estimés par la méthode sont cohérents avec les résultats obtenus avec l'algorithme MPD présentés en figure 3.19. Les trois premières familles de trajets extraites par la méthode WALF représentent 77% de l'énergie totale du signal enregistré. Comme l'illustre la figure 3.23 que nous avons étudié précédemment, le canal est constitué de cinq familles de trajets. Cependant, les deux dernières familles de trajets possèdent une énergie

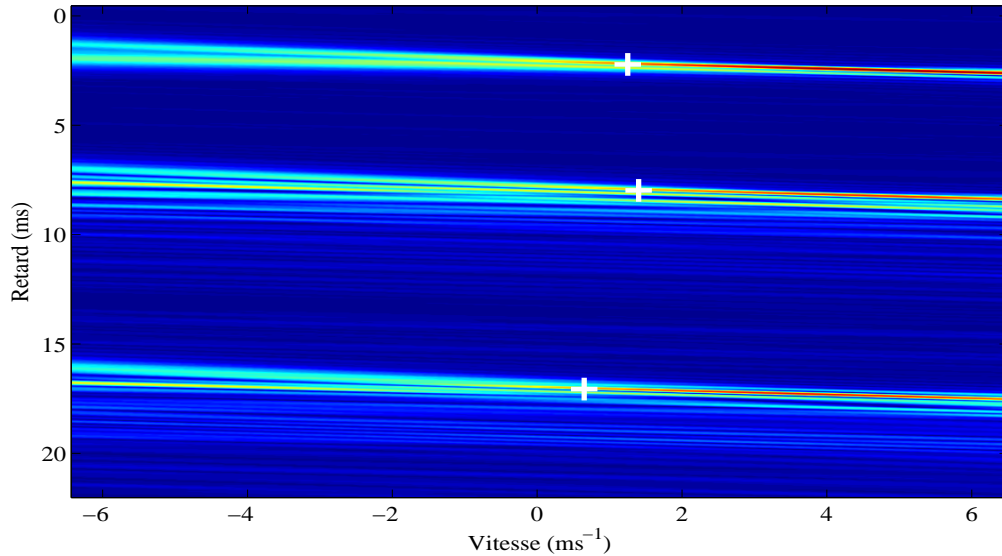


FIGURE 3.23 : Plan d'ambiguïté large-bande d'une MLF enregistrée en mer lors de la campagne KAM'08 centrée autour des trois premières familles d'arrivées. Les croix illustrent la position des estimées retard-vitesse obtenu avec la méthode la méthode WALF pour chacune des familles de trajets.

négligeable devant les trois premières familles de trajets et nous les négligeons dans l'estimation de la fonction de diffusion du canal.

Une fois que l'une des familles de trajets est extraite par la méthode WALF, nous estimons sa fonction de diffusion large-bande en utilisant les estimées retard-vitesse de la WALF pour centrer le domaine d'estimation de la fonction de diffusion. Nous rappelons la relation (2.89) qui permet d'estimer la fonction de diffusion de chaque famille de trajet au sens des moindres carrés :

$$\hat{\Psi}^{(i),MC} = (\mathbf{D}_i^T \mathbf{D}_i)^{-1} \mathbf{D}_i^T s_i^{\text{WALF}}(t), \quad (3.15)$$

où $\hat{\Psi}^{(i),MC}$ est l'estimée de la matrice d'étalement du groupe de trajets i au sens des moindres carrés, \mathbf{D}_i est le dictionnaire représentant les déformations engendrées par l'environnement pour le trajet i et $s_i^{\text{WALF}}(t)$ est le signal correspondant au trajet i extrait par la méthode WALF.

Une des étapes primordiales dans l'estimation de la fonction de diffusion du trajet i est la création du dictionnaire \mathbf{D}_i . Ce dictionnaire doit à la fois être aussi petit que possible pour limiter la puissance calculatoire requise tout en étant aussi grand que possible pour représenter l'ensemble des déformations subies par la famille de trajets i . Le dictionnaire \mathbf{D}_i est créé à partir de la relation (2.59), en suivant la théorie de l'échantillonnage et en centrant le dictionnaire autour des estimées retard-vitesse retournées par la WALF. L'étalement temporel considéré pour chaque famille de trajets est de 10 ms ce qui conduit à 81 décalages temporels possibles pour chacun des dictionnaires.

Il est intéressant de remarquer que pour cette application $\eta_0 = 1,008$. Ceci signifie que la raison de l'échantillonnage géométrique des changements d'échelle des différents signaux du dictionnaire est proche de un. Dans ce cas, le nombre de décalage temporel considéré est le même

pour tous les changements d'échelle. L'étalement Doppler considéré pour chaque famille est égal à la tolérance Doppler du signal étudié et nous considérons donc deux changements d'échelle différents pour chaque famille de trajets. Finalement, le nombre de déformation totale considéré pour chaque famille de trajets est $\mathcal{N} = 162$ et la matrice à inverser pour estimer les fonctions de diffusion est de dimension $\mathcal{N}^2 = 26244$.

Les fonctions de diffusion estimées pour les trois premiers trajets sont présentées en figure 3.24. Les erreurs de reconstruction des familles de trajets extraites par la WALF sont très faibles : $\epsilon_1 = 1,8\%$, $\epsilon_2 = 0,6\%$ et $\epsilon_3 = 0,8\%$. L'erreur de reconstruction de la famille d'arrivées i , ϵ_i , est calculée avec la relation (2.93) donnée dans le chapitre 2. Les erreurs de reconstruction sont très faibles pour les trois familles d'arrivées ce qui prouve que les fonctions de diffusions sont particulièrement adaptées aux signaux se propageant dans un environnement réel. La figure 3.24 montre clairement un étalement temporel d'environ 2 ms pour les familles d'arrivées deux et trois tandis que l'étalement temporel est quasiment nul pour la première arrivée. Ce résultat est cohérent avec les résultats obtenus précédemment avec l'algorithme de MPD et confirme la présence d'étalements temporel et Doppler.

L'estimée de la fonction de diffusion globale du canal est ensuite construite en sommant les estimées des fonctions de diffusion obtenues pour chaque famille d'arrivée. L'estimée de la fonction de diffusion globale du canal de propagation est présentée en figure 3.25. L'erreur de reconstruction globale du signal par rapport au signal extrait par la WALF est $\epsilon^{\text{MC}} = 1,3\%$ tandis que l'erreur de reconstruction globale du signal par rapport au signal enregistré est $\epsilon = 25\%$. L'erreur de reconstruction ϵ^{MC} calculée avec la relation (2.95) permet de quantifier l'erreur commise lors de l'estimation de la fonction de diffusion globale du canal par la méthode des moindres carrés. On en déduit que la méthode des moindres carrés permet d'obtenir une estimation de la fonction de diffusion du canal qui modélise correctement l'ensemble des déformations subies par le signal enregistré.

L'erreur de reconstruction ϵ calculée avec la relation (2.95) permet quand à elle de quantifier l'ensemble du processus d'estimation faisant intervenir la méthode WALF puis l'estimation des fonctions de diffusion de chacune des familles d'arrivées. Cette erreur $\epsilon = 25\%$ est donc à mettre en relation avec la quantité d'énergie filtrée par la méthode WALF. Cette méthode nous a permis de filtrer 77% de l'énergie du signal enregistré en ne considérant que les trois premières arrivées. Ces résultats valident notre méthodologie sur les données enregistrées à la mer de la campagne KAM'08.

L'estimée de la fonction d'étalement du canal comporte seulement 486 coefficients qui permettent à eux seul de caractériser le canal de propagation avec précision. La figure 3.25 montre également l'intérêt de considérer différents changements d'échelle pour les différentes familles d'arrivées puisque dans cette application sur données réelles, les trois familles d'arrivées ne possèdent pas les mêmes vitesses apparentes.

Nous avons étudié et validé notre méthode d'estimation itérative de la fonction de diffusion du canal sur un signal MLF et nous allons maintenant étudier les résultats obtenus sur les signaux de communications OFDM. Comme nous l'avons déjà vu, les signaux OFDM ne sont pas des signaux monocomposantes et il n'existe pas d'opérateur de déformation temporelle permettant de mettre en oeuvre de la méthode WALF. C'est pourquoi, pour les signaux OFDM, nous proposons d'estimer la fonction de diffusion du canal par la méthode directe qui consiste à

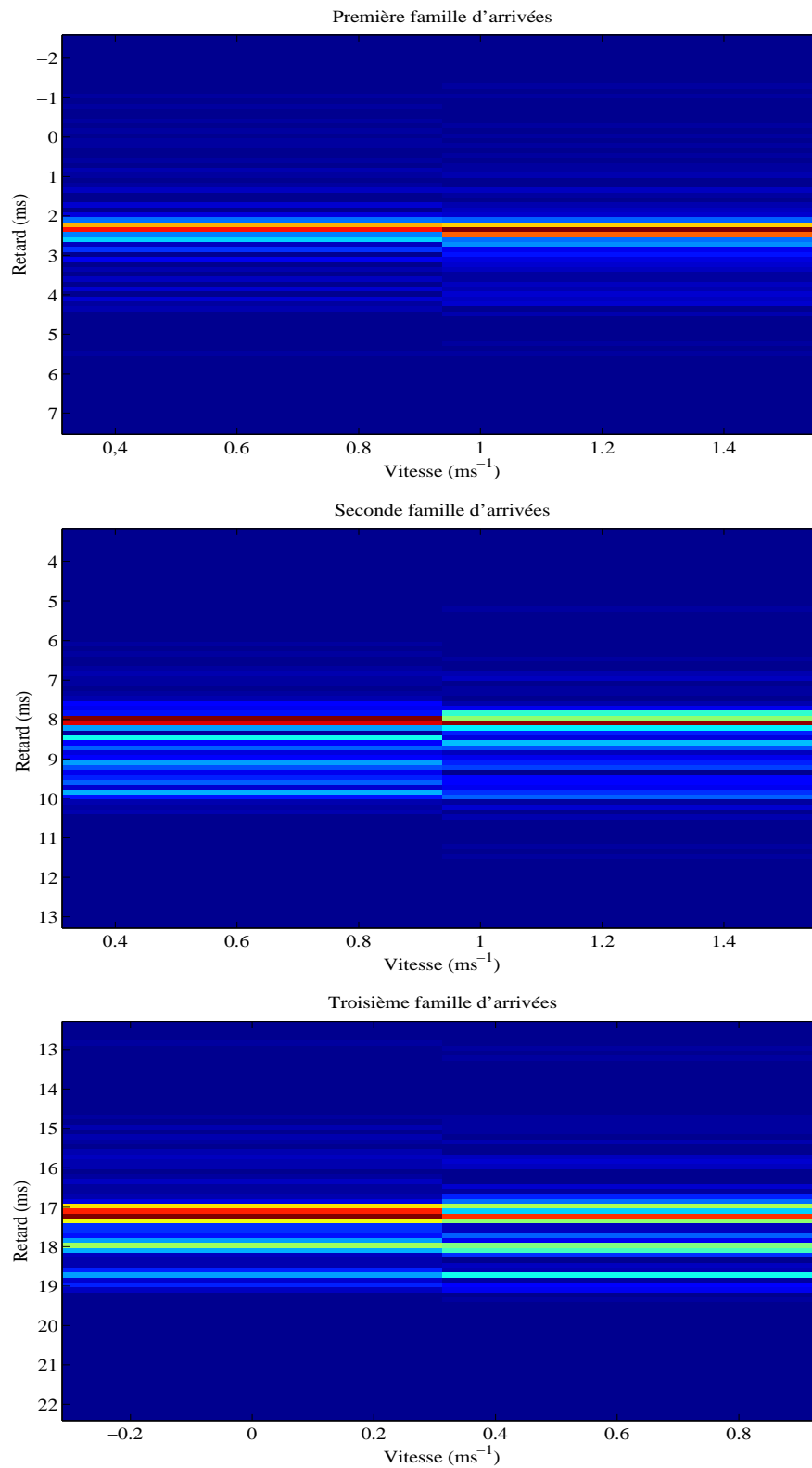


FIGURE 3.24 : *Estimée des fonctions de diffusion large-bande des trois premières familles d'arrivées d'une MLF enregistrée lors de la campagne KAM'08.*

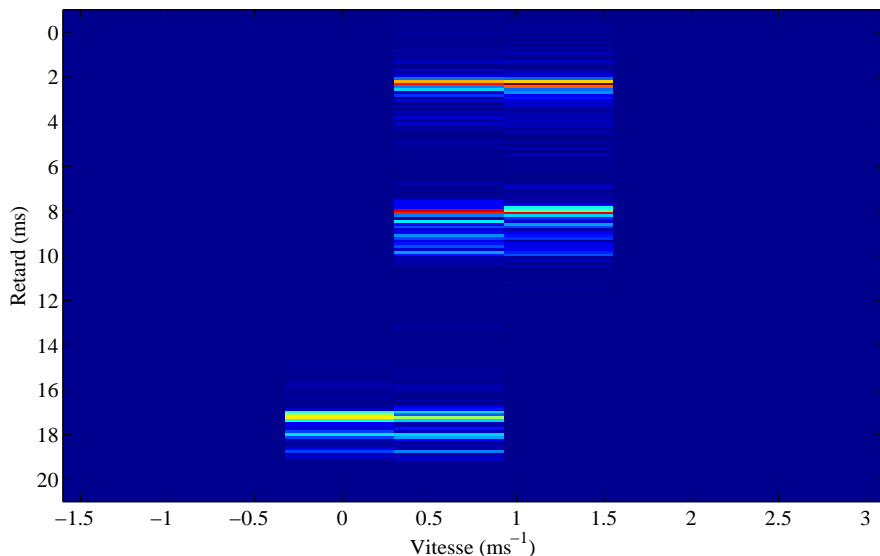


FIGURE 3.25 : *Estimée de la fonction de diffusion large-bande globale du canal de propagation obtenue à partir d'une MLF enregistrée lors de la campagne KAM'08.*

estimer directement la fonction de diffusion de canal par la méthode des moindres carrés avec la relation (2.15) que nous rappelons :

$$\hat{\Psi}^{MC} = (\mathcal{D}^T \mathcal{D})^{-1} \mathcal{D}^T s(t), \quad (3.16)$$

où $\hat{\Psi}^{MC}$ est l'estimée de la matrice de diffusion du canal au sens des moindres carrés, \mathcal{D} est le dictionnaire représentant les déformations engendrées par l'environnement et $s(t)$ est le signal enregistré.

Là encore, l'étape primordiale de l'estimation directe de la fonction de diffusion du canal est la création du dictionnaire. Le dictionnaire de fonctions \mathcal{D} est créé à l'aide des relations (2.59). L'étalement temporel du canal est choisi à $T_s = 20$ ms ce qui permet de prendre en compte les trois premières arrivées qui contiennent la majorité de l'énergie de l'enregistrement et correspond à 269 décalages temporels différents. Avec l'algorithme d'estimation du canal par MPD, nous avons vu que le canal est en réalité constitué de cinq arrivées. Cependant, les deux dernières arrivées possèdent une énergie négligeable et arrivent après un long silence. Pour considérer les deux dernières arrivées, il faudra prendre $T_s = 80$ ms ce qui augmenterait considérablement la taille du dictionnaire \mathcal{D} , et donc la puissance calculatoire nécessaire, sans améliorer considérablement les résultats.

La bande fréquentielle dans le domaine de Mellin du signal OFDM transmis est calculée numériquement et l'étalement Doppler du canal est choisi à la lumière des résultats obtenu avec les signaux tests MLF. Nous considérons donc un étalement Doppler d'environ $1,6 \text{ ms}^{-1}$ ce qui correspond à six changements d'échelles différents. Enfin, les changements d'échelle envisagés sont centrés autour de la vitesse relative de la source estimée avec la MLF qui est de $\hat{v} = 1.2 \pm 1,6 \text{ ms}^{-1}$.

La figure 3.26 présente la fonction de diffusion estimée à partir d'un signal de communication OFDM qui est constituée de 1614 coefficients retard-vitesse. Cette figure montre clairement la

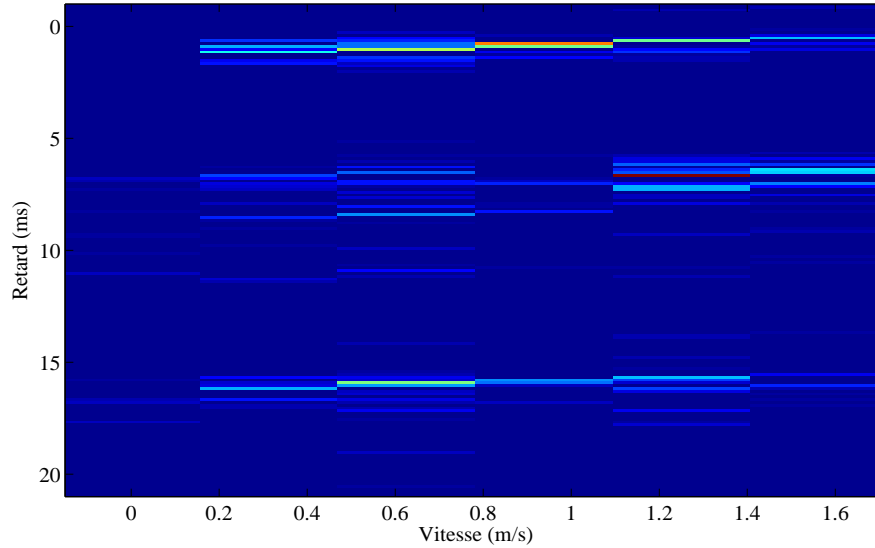


FIGURE 3.26 : *Estimée de la fonction de diffusion large-bande globale du canal de propagation obtenue à partir d'un signal de communication OFDM enregistré lors de la campagne KAM'08.*

présence des trois premières arrivées estimées précédemment avec les autres méthodes. Une fois de plus, on remarque que la première arrivée est bien définie dans le domaine temporel tandis que les familles d'arrivées suivantes présentent un important étalement temporel. Chacune des familles de trajets possèdent également un étalement Doppler qui correspond aux résultats obtenus avec les autres méthodes. L'erreur de reconstruction entre le signal OFDM enregistré et le signal reconstruit à partir de la fonction de diffusion est de seulement 24,2%. En conclusion, l'estimation des fonctions de diffusion par la méthode directe des moindres carrés donne de bons résultats sur les signaux de communication OFDM. L'estimation de la fonction de diffusion du canal permet de mettre en évidence les étalements dans le domaine des retards et le domaine doppler qui caractérisent la propagation dans les milieux réels.

Dans cette section, nous avons montré qu'il est possible d'estimer la fonction de diffusion du canal à partir de MLF ou de signaux OFDM. La fonction de diffusion du canal peut être estimée avec deux méthodes différentes :

- la méthode d'estimation itérative qui estime séparément la fonction de diffusion de chacune des familles d'arrivées pour ensuite reconstruire la fonction de diffusion globale du canal de propagation,
- la méthode d'estimation directe par les moindres carrés.

La méthode d'estimation itérative de la fonction de diffusion nécessite de filtrer les différentes familles d'arrivées. Nous proposons de filtrer les différentes familles d'arrivées avec la méthode WALF. Cette méthode permet de réduire la complexité de l'estimation de la fonction de diffusion en diminuant considérablement le domaine de recherche retard-vitesse puisque l'on estime la fonction de diffusion famille d'arrivées par famille d'arrivées. En revanche, la méthode WALF ne peut pas être appliquée à tous les signaux et il n'est pas toujours possible de filtrer les signaux associés à chacune des arrivées. En particulier, la méthode WALF ne fonctionne pas pour les signaux multicomposantes comme les signaux OFDM. Pour les signaux multicomposantes, nous proposons d'estimer la fonction de diffusion du canal de propagation par la méthode directe.

Cette méthode consiste à minimiser l'erreur entre le signal observé $s(t)$ et le signal que l'on reconstruit à partir de l'estimée du canal de propagation et fait intervenir une inversion matricielle qui peut devenir très coûteuse en puissance de calcul. Ces deux méthodes d'estimation de la fonction de diffusion du canal ont été testées et validées sur les données de la campagne KAM'08, aussi bien avec des MLF qu'avec des signaux de communication OFDM.

3.3.3 Estimation de l'évolution temporelle des RI

Dans les deux sections précédentes, nous avons appliqué et validé nos méthodes d'estimation des paramètres du canal de propagation sur des signaux réels étudiés séparément. Dans cette section, nous proposons de considérer une succession de transmissions afin de pouvoir caractériser l'évolution du canal de propagation dans le temps.

L'estimation ou la caractérisation de l'évolution temporelle des canaux de propagation est l'un des défis actuels de l'acoustique sous-marine. L'objectif est de mettre en évidence l'évolution temporelle du canal de propagation afin de connaître la dynamique de l'évolution des canaux et connaître la fréquence à laquelle l'estimation du canal doit être mis à jour. Récemment, une méthode d'estimation des fluctuations rapides des canaux de propagation acoustiques a été proposée dans [Li07]. Cette méthode d'estimation du canal dans le temps consiste à estimer itérativement les maxima locaux de la fonction de diffusion bande-étroite à l'aide de l'algorithme de MPD, pour différentes transmissions successives dans un scénario immobile. Dans l'expérience proposée, la source est immobile et l'effet Doppler en réception, qui est modélisé par un simple décalage fréquentiel, permet de modéliser les fluctuations rapides du canal ainsi que le mouvement éventuel des diffuseurs. Cet article met en évidence la corrélation existant entre la fluctuation des temps d'arrivées des trajets réfléchis en surface et le mouvement de la surface de la mer dans un scénario très petit fond de 6 mètres de profondeur.

Dans cette section, nous proposons d'appliquer notre algorithme d'estimation du canal de propagation par MPD aux signaux enregistrés durant la campagne KAM'08 sur une durée totale d'environ 10 secondes. Nous rappelons que durant la campagne KAM'08, la source se déplace à une vitesse uniforme d'environ $1,5 \text{ ms}^{-1}$ et transmet des signaux de communication OFDM suivis de MLF. Chaque signal de communication OFDM est composé de huit paquets de 276 ms chacun. À la fin de la transmission d'un bloc, une MLF de 100 ms est envoyée pour sonder l'environnement. Afin de pouvoir caractériser l'évolution de la RI de l'environnement, nous proposons d'estimer la RI du milieu pour chaque paquet de communication et chaque MLF durant 10 secondes. La RI du milieu est estimée pour 4 trames de signaux consécutives d'environ 2, 4 secondes chacune qui contiennent un bloc de communication suivi d'une MLF sonde. Au final, la RI est estimée toutes les 276 ms durant les blocs de 8 paquets de données de communication puis durant 100 ms pour la MLF sonde transmise.

Pour chaque signal transmis, la RI du canal de communication est estimée grâce à l'algorithme de MPD ce qui nous permet d'obtenir une estimation parcimonieuse du canal identique à celles présentées dans la figure 3.19 pour les MLF et la figure 3.21 pour les signaux OFDM. L'estimée parcimonieuse d'un canal de propagation retournée par l'algorithme de MPD est l'ensemble des coefficients (a_i, τ_i, η_i) qui caractérisent la propagation à un instant donnée. Le terme a_i est l'estimée de l'amplitude du signal reçu au temps d'arrivée τ_i , pour le changement d'échelle η_i . La figure 3.27 présente une représentation tridimensionnelle de l'estimation de la RI de l'environnement de la campagne KAM'08 dans le temps. La RI a été estimée pour 36 signaux différents durant un total d'environ 10 secondes. Afin de pouvoir présenter une RI immobile équivalente

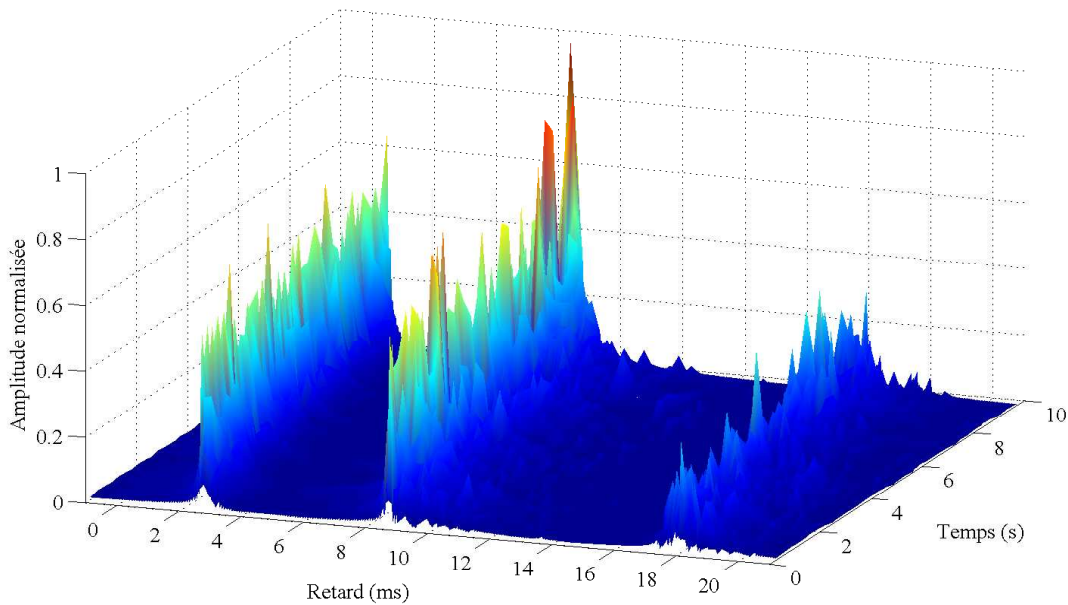


FIGURE 3.27 : Représentation tridimensionnelle de l'estimation de la RI de l'environnement de la campagne KAM'08 dans le temps, centrée autour des trois premiers groupes d'arrivées.

usuelle (a_i, τ_i) , les coefficients (a_i, τ_i, η_i) estimés par l'algorithme de MPD adapté sont ensuite projetés dans le domaine amplitude-retard (a_i, τ_i) .

La représentation tridimensionnelle de l'estimée de la RI en fonction du temps montre que les trois groupes d'arrivées évoluent de façon continue tout au long de l'intervalle d'étude. On peut remarquer que les temps d'arrivée évolue cependant beaucoup moins rapidement que les amplitudes qui ont tendance à osciller légèrement. La figure 3.28 présente une représentation bidimensionnelle de l'estimée de la RI environnementale dans le temps. Cette figure permet d'illustrer plus clairement l'évolution des temps d'arrivée des différentes familles de trajets. Le premier trajet est bien résolu dans le domaine temporel tandis que les trajets réfléchis sont caractérisés par un étalement temporel. Les temps d'arrivées des différentes familles de trajets décroissent à mesure que le temps d'observation augmente. Ceci est facilement expliqué par le fait la source acoustique soit en approche. Ainsi, la longueur des chemins empruntés par les ondes acoustiques diminue et les temps d'arrivée décroissent.

Il est intéressant de noter que bien que le mouvement relatif existant entre la source et le récepteur ait été pris en compte lors de l'estimation de la RI du milieu, l'évolution temporelle de la RI contient toujours des informations relatives au déplacement de la source relativement au récepteur. Alternativement, on peut considérer que les effets du mouvement ont été corrigés lors de l'estimation de chacune des RI mais que l'évolution de l'environnement entre la source et le récepteur entraîne nécessairement l'évolution de la RI dans le temps.

L'évolution des temps d'arrivée contient donc de l'information à la fois sur le mouvement de la source et sur l'évolution de l'environnement. Sur la figure 3.28, on peut voir que le temps d'arrivée du trajet direct diminue d'environ 1.5 ms durant les 10 secondes d'observation ce qui correspond à une variation de la longueur du trajet acoustique d'environ $0,015 * 1500 \approx 22$ m.

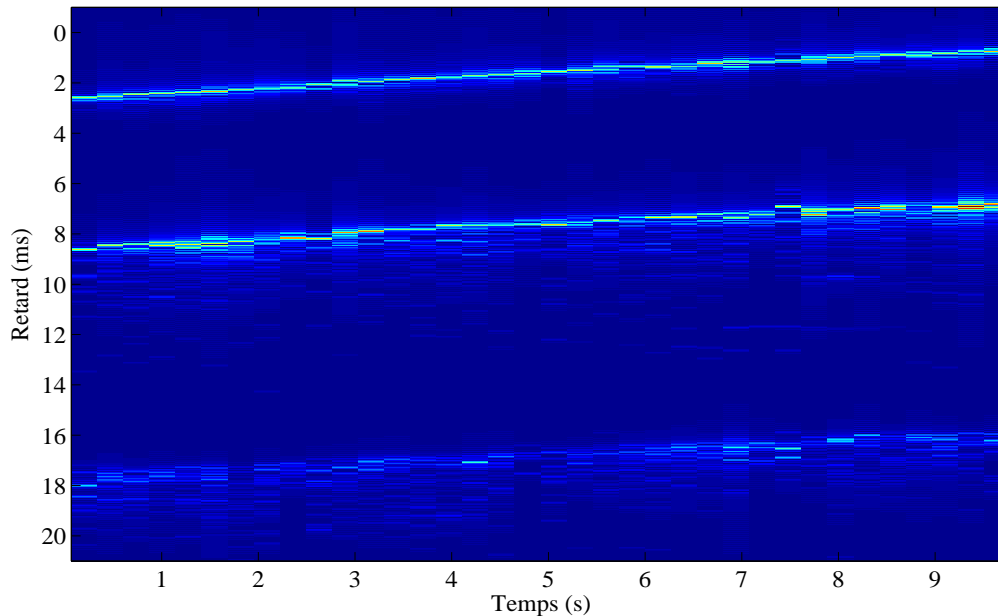


FIGURE 3.28 : Représentation bidimensionnelle de l'estimation de la RI de l'environnement de la campagne KAM'08 dans le temps, centrée autour des trois premiers groupes d'arrivées.

Finalement, un déplacement de 22 mètres en 10 secondes correspondrait à un mouvement de la source d'environ $\hat{v} = 2,2 \text{ ms}^{-1}$. L'estimée grossière de la vitesse ainsi obtenue est supérieure à la vitesse réelle de la source qui est $v = 1,5 \text{ ms}^{-1}$ tout en restant raisonnable. Il est donc probable que l'évolution de la réponse impulsionnelle ne soit pas uniquement due au déplacement de la source et que le profil de célérité ait évolué au cours du temps.

Dans cette section, nous avons proposé et validé sur données réelles une nouvelle méthode permettant d'estimer l'évolution temporelle de la RI d'un environnement qui fonctionne aussi bien dans les scénarios où la source est en mouvement que dans des scénarios où la source est immobile. Cette méthode propose d'estimer la RI du milieu à l'aide l'algorithme de MPD adapté aux signaux large-bande pour chaque transmission différente. Les résultats obtenus confirment le bon fonctionnement de l'algorithme de MPD adapté tout en étant cohérents avec le scénario étudié. Bien que l'évolution des temps d'arrivée ne soit pas parfaitement uniforme pour toutes les arrivées, l'étude de la RI sur seulement 10 secondes permet de mettre en évidence les effets du mouvement relatif de la source sans toutefois permettre de montrer l'influence de l'évolution de l'environnement.

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté et validé sur des données réelles des méthodes d'estimation des paramètres du canal de propagation acoustique sous-marin pour deux applications différentes, dans des scénarios où il existe un mouvement relatif entre la source et le récepteur.

Dans un premier temps, nous nous sommes intéressés à l'estimation de la RI immobile équivalente pour permettre l'utilisation des méthodes d'inversion géoacoustique classiques dans

les scénarios mobiles. La première méthode d'estimation de la RI immobile équivalente d'un canal de propagation acoustique sous-marin suppose que la hauteur de la colonne d'eau est négligeable devant la distance source-récepteur afin de pouvoir considérer que la vitesse apparente des trajets de propagation est identique pour tous les trajets. Cette méthode d'estimation de la RI immobile équivalente *grande distance* est simple à mettre en oeuvre et fournit de bons résultats à condition que l'hypothèse simplificatrice soit vérifiée.

La seconde méthode d'estimation de la RI immobile équivalente que nous avons proposée et validée est une méthode générale qui considère un changement d'échelle différent pour les différents temps d'arrivée. Cette technique d'estimation de la RI utilise la méthode WALF pour estimer itérativement le retard et le changement d'échelle Doppler associé à chaque famille d'arrivée. La RI immobile équivalente est ensuite estimée dans le plan d'ambiguïté large-bande du signal enregistré en considérant un facteur d'échelle différent pour chaque retard. Les deux méthodes d'estimation de RI immobiles équivalentes ont été validées sur des simulations numériques puis sur les données réelles de la campagne d'acquisition de données en mer BASE'07.

Dans un second temps nous avons appliqué la méthode d'estimation parcimonieuse de la RI par l'algorithme de MPD adapté aux signaux large-bande à l'estimation d'un canal de communication. Les paramètres parcimonieux amplitude-retard-Doppler du canal de communication ont été estimés à partir de différents signaux large-bande transmis lors de la campagne KAM'08 : des MLF et des signaux de communication OFDM. Dans les deux cas, l'estimation des RI du canal de communication a mis en évidence la présence d'un étalement temporel interne existant au niveau des différentes familles de trajets de propagation.

Par ailleurs, nous avons donc appliqué nos méthodes d'estimation de la fonction de diffusion large-bande du canal de communication aux données de la campagne KAM'08 afin de caractériser complètement les déformations subies par les signaux transmis. La première méthode d'estimation de la fonction de diffusion large-bande du canal utilise les signaux filtrés pour chaque arrivée par la méthode WALF. Cette technique permet d'estimer itérativement la fonction de diffusion du canal tout en donnant accès aux fonctions de diffusion de chacune des familles d'arrivées. Étant donné que la méthode WALF n'est pas adaptée aux signaux multicomposantes, la fonction de diffusion du canal associée aux signaux de communication OFDM a été estimée par la méthode directe des moindres carrés. Les deux méthodes d'estimation de la fonction de diffusion du canal de communication acoustique sous-marine ont été validées sur les données réelles de la campagne KAM'08.

Finalement, la dernière section de ce chapitre présente une nouvelle méthode d'estimation de l'évolution temporelle de la RI d'un canal qui fonctionne aussi bien dans les scénarios où la source est en mouvement que dans les scénarios où la source est immobile. Nous avons appliqué l'algorithme de MPD aux signaux enregistrés durant la campagne KAM'08 et transmis par une source en déplacement sur une durée d'environ 10 secondes. Les RI immobiles équivalentes du milieu de propagation ont été estimées pour chacun des signaux transmis à l'aide de l'algorithme de MPD. Les résultats obtenus confirment le bon fonctionnement de l'algorithme de MPD adapté et ont permis de mettre en évidence l'évolution de l'environnement présent entre la source et le récepteur.

Dans ce chapitre nous avons présenté et validé sur données réelles différentes méthodes de caractérisation du canal de propagation acoustique sous-marine. Ces méthodes nouvelles permettent d'estimer la vitesse apparente associée à chacun des trajets de propagation même quand

le mouvement relatif existant entre la source et le récepteur est inconnu. L'estimée des vitesses apparentes des trajets de propagation peut ensuite être utilisé soit pour compenser le mouvement lors de l'estimation classique amplitude-retard des paramètres du canal de propagation, soit pour caractériser le canal de propagation en terme d'amplitude-retard-Doppler.

Cependant, l'ensemble de ces méthodes d'estimation du canal de propagation nécessite la connaissance du signal transmis. On parle alors de tomographie active, pour laquelle la source acoustique est coopérative. Dans la suite de ce manuscrit, nous proposons de développer une méthode nouvelle de tomographie passive dans laquelle le canal est estimé alors que l'ensemble des paramètres de la source est inconnu.

Chapitre 4

Applications à la tomographie passive sur un seul hydrophone

Sommaire

4.1	Introduction à la tomographie passive en acoustique sous-marine	144
4.1.1	Introduction et enjeux	144
4.1.2	Présentation de la campagne ERATO'09	145
4.2	Estimation de la RI du canal en TOAP	148
4.2.1	Extraction de l'arrivée la plus énergétique	149
4.2.2	L'algorithme de WALF pour la TOAP	154
4.2.3	Estimation de la RI en TOAP	161
4.3	Estimation de la position et de la vitesse de la source d'opportunité	175
4.3.1	Estimation de la position des sources d'opportunité	175
4.3.2	Estimation de la vitesse des sources d'opportunité	180
4.4	Conclusions	184



FIGURE 4.1 : *Photo d'un Delphinus Delphis prise durant la campagne ERATO'09 (photo prise par Nicolas Josso).*

Le dernier chapitre de ce mémoire concerne l'application de nos méthodes à l'acoustique océanique passive. Il existe actuellement un réel engouement pour les différentes applications de l'acoustique océanique passive. L'acoustique océanique passive consiste à tirer profit des sources sonores présentes dans le milieu océanique par opposition à l'émission active de signaux sonores. Le concept d'acoustique océanique passive peut être appliqué aussi bien à la tomographie océanique, qu'à la surveillance des mammifères marins ou encore au sonar. Ce chapitre se positionne dans le cadre d'une propagation par rayons acoustiques, pour des émissions bioacoustiques de moyennes à hautes fréquences comme les sifflements à modulation de fréquence des mammifères marins.

La première partie de ce chapitre présente le concept et les principaux enjeux de l'acoustique océanique passive. Nous nous intéressons ensuite à la campagne d'acquisition de données en mer ERATO'09 à laquelle j'ai participé et dont l'un des objectifs fut d'enregistrer des signaux d'opportunité pour tester nos méthodes d'acoustique océanique passive sur des données réelles.

La seconde partie de ce chapitre est consacrée à l'estimation de la RI d'un canal en tomographie acoustique océanique passive. Dans un premier temps, nous réalisons l'estimation de la fréquence instantanée du signal reçu pour le trajet de propagation le plus énergétique. Nous utilisons ensuite l'estimation de cette FI comme signal de référence pour adapter l'algorithme WALF à la compensation du mouvement et à l'estimation de RI dans un contexte entièrement passif, sur un unique hydrophone. Nous présentons les résultats obtenus en simulation puis sur des signaux d'opportunité enregistrés en mer lors de la campagne ERATO'09.

La dernière partie présente une méthode d'estimation de la position et du vecteur vitesse des sources d'opportunité à partir d'un signal enregistré sur un unique hydrophone. Nous utilisons conjointement les paramètres estimés par l'algorithme WALF et les propriétés de la propagation

des ondes acoustique pour estimer la position et le vecteur vitesse des sources d’opportunité, dans un contexte passif. Cette partie est une contribution à l’étude et à la surveillance des mammifères marins d’une part, et une contribution aux applications en sonar passif d’autre part. Nous présentons des résultats sur des données simulées puis nous appliquons nos méthodes aux vocalises de dauphins communs enregistrées lors de la campagne ERATO’09.

4.1 Introduction à la tomographie passive en acoustique sous-marine

4.1.1 Introduction et enjeux

En dépit des avantages que présente la tomographie océanique acoustique, sa mise en œuvre reste de nos jours difficile. En effet, elle requiert le déploiement simultané d’équipements coûteux à différentes positions pour observer suffisamment de trajets de propagation entre la source et le récepteur et couvrir un volume océanique donné [Iturbe10]. De plus, les méthodes d’inversion géoacoustique sont particulièrement sensibles à la position de la source qui doit être connue à chaque instant. Enfin, comme nous l’avons vu dans le chapitre précédent, des méthodes de traitement du signal avancées doivent être utilisées lorsque la source possède un mouvement relatif par rapport aux récepteurs.

Alternativement, il existe des propositions de nouveaux concepts visant à compenser les points faibles de la tomographie océanique acoustique active, appelés tomographie océanique acoustique passive (TOAP). La TOAP consiste à remplacer les sources coopératives classiques par des sources d’opportunité non coopératives comme par exemple le bruit d’un navire [Jesus06, Vallez08, Carriere08, Carriere09, Vallez09] ou les vocalises de mammifères marins [Gervaise07, Ioana09]. L’utilisation de sources sonores alternatives pour la tomographie océanique acoustique n’est pas un concept nouveau. Buckingham initia ce concept en proposant d’utiliser le bruit ambiant pour caractériser l’environnement océanique [Buckingham87, Carbone98]. Plus récemment, Harrison proposa d’utiliser le bruit induit par les vagues de surface [Harrison02] puis Buckingham *et al.* se sont penchés sur l’utilisation du bruit d’avions légers survolant l’océan [Buckingham02] pour estimer les paramètres environnementaux dans des milieux petit-fond.

La TOAP possède deux avantages principaux qui sont la rapidité et la discrétion. La rapidité vient du fait que la tomographie active fait habituellement appel à des réseaux de capteurs et d’émetteur dont le déploiement est relativement coûteux en temps opérationnel et en moyens. De plus, l’étude des caractéristiques du canal par émission active interfère avec les autres acteurs de la scène sous-marine comme la faune, les systèmes de communication ou les systèmes militaires. La TOAP quant à elle, permet de caractériser l’environnement océanique sans perturber la faune tout en restant silencieux et indétectable.

Depuis quelques années, des études apparaissent concernant l’utilisation des vocalises de *cétacé* pour la TOAP. Les mammifères marins produisent une quantité importante et variée d’émissions sonores. Les différentes émissions sonores sont principalement utilisées à des fins d’écholocation, de recherche de nourriture ou pour les interactions sociales. Ces productions sonores couvrent une très large gamme de fréquences allant de la dizaine de Hz à environ 150 kHz comme le l’illustre la figure 4.2. On distingue deux sous-ordres au sein de l’ordre des *cétacés* :

- les *odontocètes* ou baleines à dents,
- les *mysticètes* ou baleines à fanons.

La production sonore des odontocètes peut être décomposée en trois grandes catégories : les sifflements (moyennes à hautes fréquences), des sons impulsifs (train de clics) et des grognements [Richardson95]. Les mysticètes n'émettent pas de clics ou de sons impulsifs mais des vocalises en forme de chant (basse à très basse fréquence).

L'inversion géoacoustique à partir des sons transmis par les cétacés est aujourd'hui peu référencée. Les principales difficultés liées à l'utilisation des vocalises de cétacés sont les suivantes :

- la méconnaissance de la position et du vecteur vitesse de la source,
- la méconnaissance du signal transmis,
- la difficulté d'effectuer les campagnes d'acquisition de données en mer pour valider les méthodes.

Cependant, il existe quelques travaux utilisant les vocalises de mysticètes pour retrouver les paramètres environnementaux. Par exemple, Thode a proposé d'estimer les paramètres du fond océanique par *Matched Field Processing* à partir de vocalises de baleines bleues et de baleines à bosse australiennes dans [Thode00, Thode06]. Wiggins propose d'exploiter les phénomènes de dispersion modale pour localiser des baleines franches à partir de leurs vocalises très basses fréquences dans [Wiggins04]. Par ailleurs, Wiggins laisse entrevoir la possibilité d'utiliser ces vocalises pour l'inversion géoacoustique qui a été investiguée par Gervaise et dans [Gervaise08b]. En revanche, à notre connaissance il n'existe pas de travaux utilisant les sifflements à modulation de fréquence des odontocètes pour l'estimation des paramètres du canal acoustique océanique.

Ce chapitre présente un nouveau concept de TOAP utilisant des signaux d'opportunité transmis par des sources naturelles peuplant le milieu et enregistrés sur un unique hydrophone. En particulier, les mammifères marins utilisent depuis toujours des signaux acoustiques pour se localiser, communiquer et localiser leurs proies. Nous proposons donc de tirer partie de ces signaux acoustiques naturellement présents dans l'environnement océanique pour effectuer les opérations d'inversion géoacoustique à partir de sifflements d'Odontocètes. Cependant, la méconnaissance du signal transmis, de la position et de la vitesse de la source rendent l'utilisation de ces signaux d'opportunité particulièrement difficile.

4.1.2 Présentation de la campagne ERATO'09

La campagne ERATO'09 à laquelle j'ai activement participé est une campagne d'acquisition de données géoacoustiques en mer qui a été menée du 6 au 12 septembre 2009 par le SHOM sur le navire océanographique *Atalante*. Le thème principal de la campagne concerne l'étude du mouvement des sources acoustiques pour l'inversion géoacoustique dans des scénarios actifs et passifs. Pour les scénarios actifs, la source est une source remorquée à profondeur variable nommée *source X6* qui est présentée en figure 4.3. Pour les scénarios passifs, deux hydrophones autonomes *AURAL* (développés par Multi-Electronique Inc., Rimouski, Canada) furent déployés dans une zone expérimentale connue pour abriter de nombreux dauphins communs, *Delphinus Delphis* [Gervaise10].

La campagne ERATO'09 s'est déroulée au large de La Rochelle, dans les eaux peu profondes (environ 140 mètres) du plateau continental du golfe de Gascogne comme illustré sur la figure 4.4. Durant toute la campagne, les observateurs à bord ont eu l'occasion de visualiser et de confirmer la présence d'importants groupes de *Delphinus Delphis* comme le montre les figures 4.1 et 4.5. Les deux hydrophones autonomes *AURAL* ont été déployés sur la zone expérimentale du 9 au 11 septembre 2009, à une profondeur de 63 mètres et séparés l'un de l'autre d'une distance de 10 kilomètres. Le principal objectif des deux hydrophones autonomes *AURAL* est d'enregistrer le

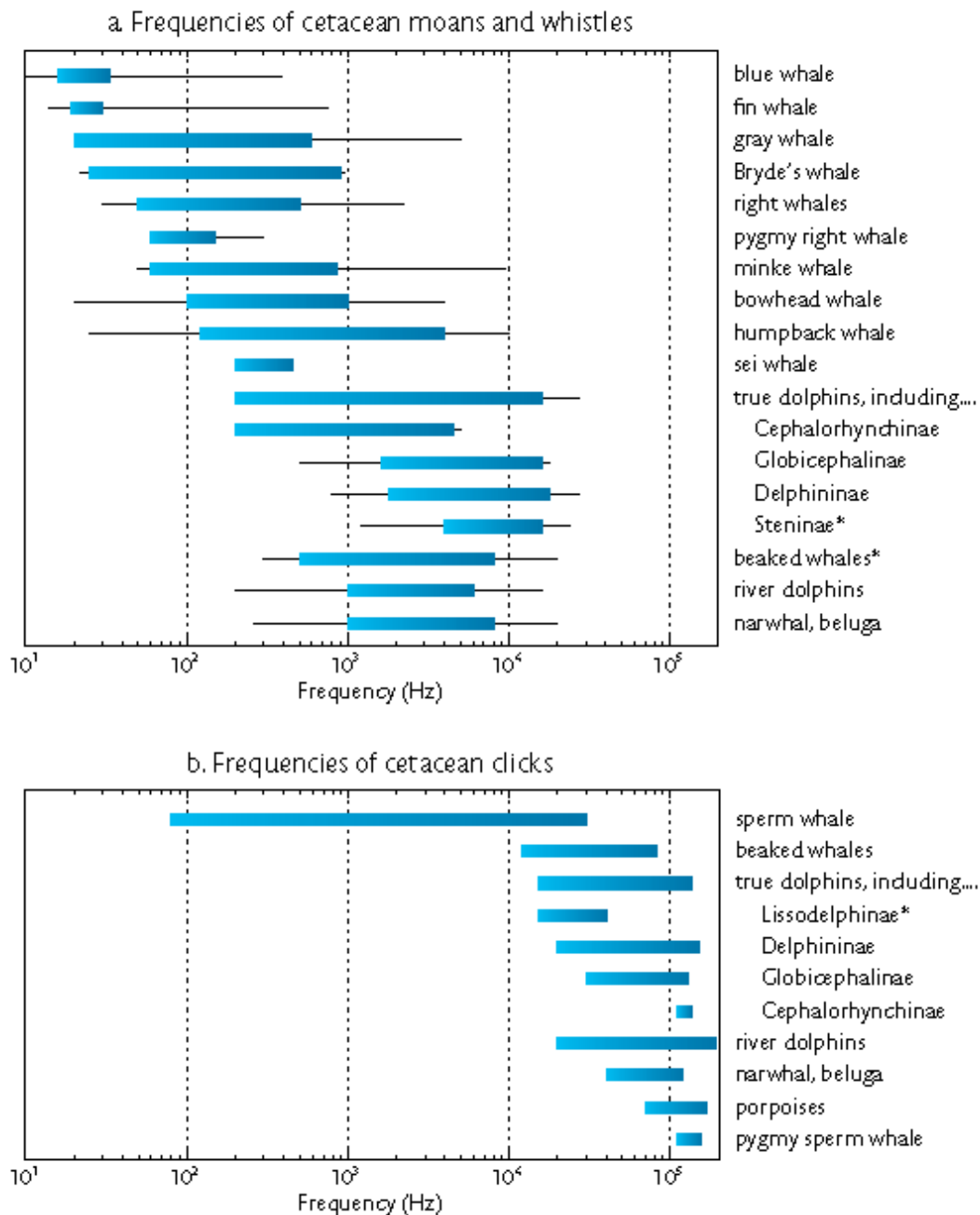


FIGURE 4.2 : Listes des gammes de fréquences des émissions sonores connues des Cétacés. Illustration tirée de [Mellinger07].

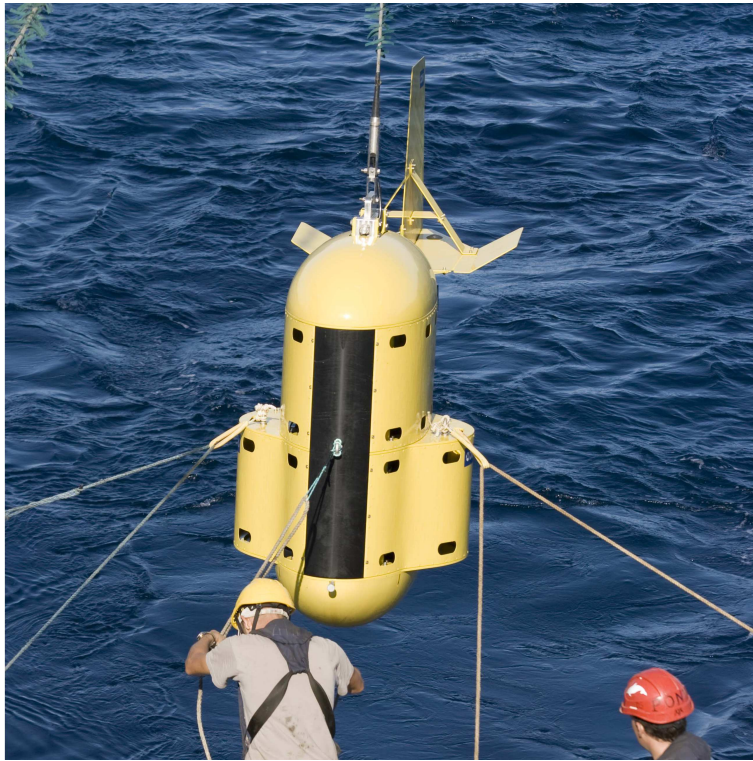


FIGURE 4.3 : Photo de la mise à l'eau de la source remorquée X6 (photo prise par Nicolas Josso).

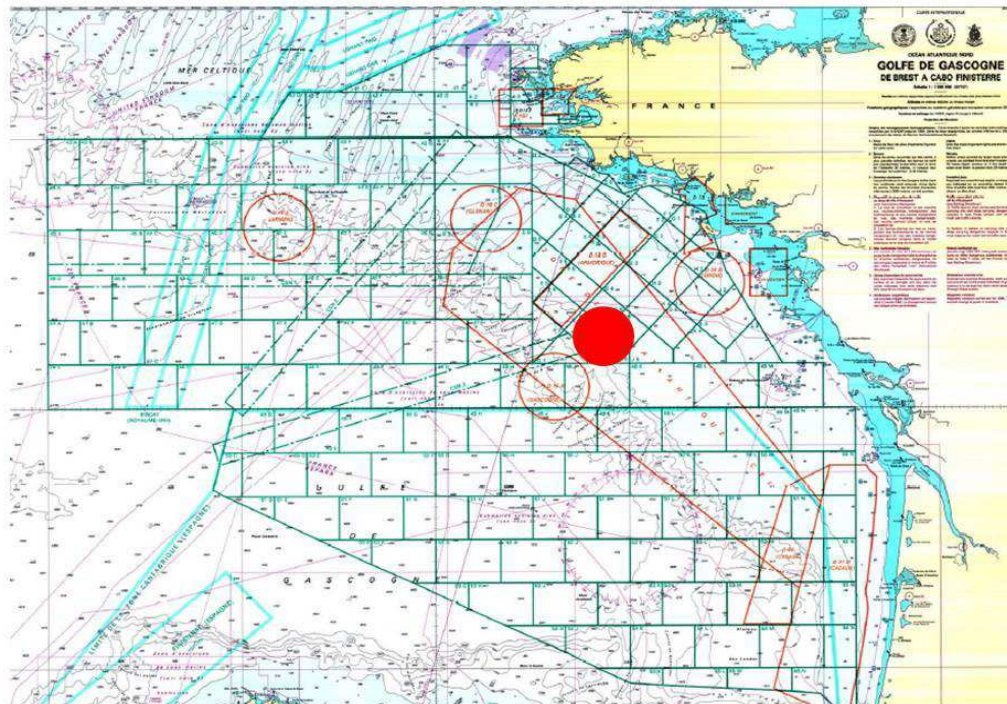


FIGURE 4.4 : Illustration de la zone opérationnelle d'acquisition des données de la campagne ERATO'09 qui est représentée par le point rouge.



FIGURE 4.5 : *Photo d'un Delphinus Delphis prise durant la campagne ERATO'09 (photo prise par Nicolas Josso).*

bruit ambiant océanique pendant 3 jours afin d'enregistrer des signaux d'opportunité et fournir des données réelles pour la TOAP.

Les hydrophones AURAL ont permis d'enregistrer de nombreuses vocalises de dauphins communs. Comme nous le verrons par la suite, certaines des vocalises enregistrées ont été émises par des dauphins étant particulièrement proches de l'hydrophone. Ces vocalises enregistrées à faible distance sont très intéressantes pour la TOAP car d'une part, elles sont constituées de signaux large-bande modulés en fréquence, et d'autre part, les trois premiers trajets de propagations sont séparés dans les représentations temps-fréquence comme l'illustre la figure 4.6.

Plusieurs publications [Fisher77, Moore95, Adam07, Murphy09] s'accordent à dire que la puissance d'émission moyenne des vocalises de dauphin commun est d'environ 140 dB. Pour l'environnement de la campagne ERATO'09, le bruit océanique a été mesuré à environ 50 dB/Hz aux fréquences du chant des dauphins (8 à 16 kHz) [Gervaise10]. Sous l'hypothèse de pertes sphériques, la distance de propagation des vocalises est alors de l'ordre du kilomètre. L'espacement de 10 kilomètres existant entre les deux hydrophones est donc trop important pour permettre d'enregistrer simultanément la même vocalise de dauphin sur les deux hydrophones. Dans la section suivante, nous proposons d'étudier une nouvelle méthode de TOAP qui utilise les vocalises enregistrées en champs proche lors de la campagne ERATO'09.

4.2 Estimation de la RI du canal en TOAP

Dans la section précédente, nous avons introduit le concept général de la TOAP et présenté la campagne d'acquisition de données en mer ERATO'09. Dans la suite, nous nous intéressons tout particulièrement aux vocalises de mammifères marins composées de signaux monocomposantes

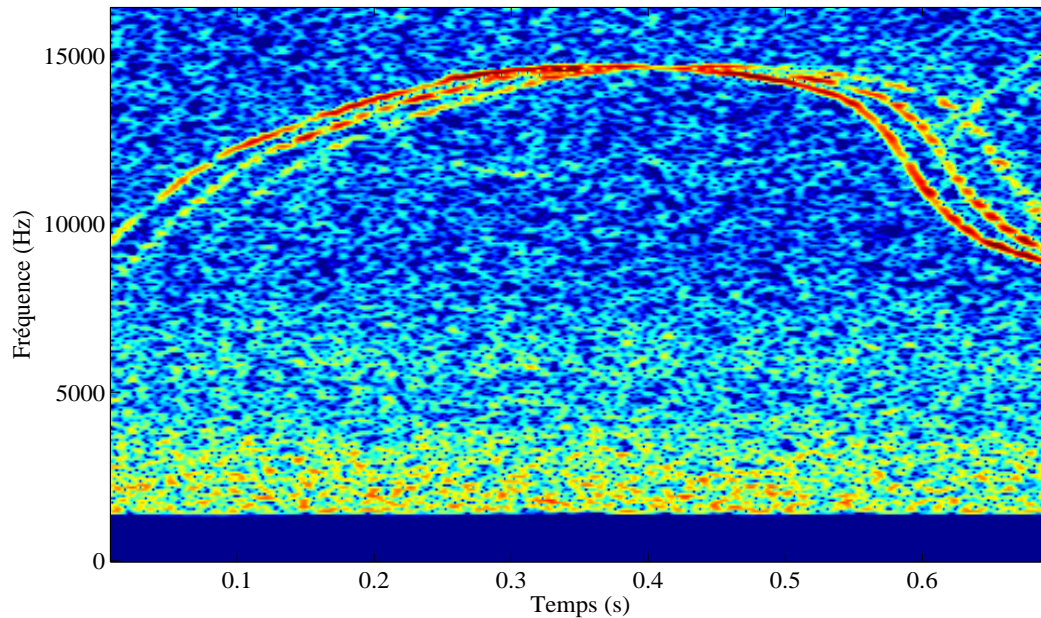


FIGURE 4.6 : Représentation temps-fréquence d'une vocalise de dauphin commun enregistrée lors de la campagne ERATO'09. Les trois premiers trajets de propagation sont clairement identifiables et séparés sur cette représentation qui possède également un bon RSB.

possédant une grande bande fréquentielle. Dans cette section, nous proposons une méthodologie pour mettre en œuvre la TOAP à partir de vocalises large-bandes enregistrées en champs proche sur un unique hydrophone.

L'utilisation de signaux d'opportunité pour la TOAP est rendue difficile par la méconnaissance du signal, de la position et de la vitesse de la source. Dans un premier temps, nous proposons une méthode d'extraction du signal associé à l'arrivée la plus énergétique pour obtenir un signal de référence et pallier à la méconnaissance de la forme d'onde transmise. Dans un second temps, nous proposons d'appliquer la méthode WALF, présentée dans le chapitre 2, à la TOAP. Enfin, étant donné que les sources d'opportunité ne peuvent pas être considérées immobiles pour les applications de TOAP, nous proposons d'appliquer notre méthode d'estimation de RI par compensation adaptative du mouvement à la TOAP.

4.2.1 Extraction de l'arrivée la plus énergétique

Nous avons fait l'hypothèse d'un environnement petit fond et d'une source proche de l'hydrophone. Ces deux hypothèses permettent de supposer que le trajet direct et les deux trajets réfléchis soient de longueurs différentes et soient donc séparés dans le plan temps fréquence. La figure 4.7 présente schématiquement le contexte général de l'étude et illustre le fait que le trajet direct soit bien séparé des trajets réfléchis. Dans la suite, nous proposons une méthode permettant d'estimer la fréquence instantanée associée à la première arrivée pour ensuite la filtrer.

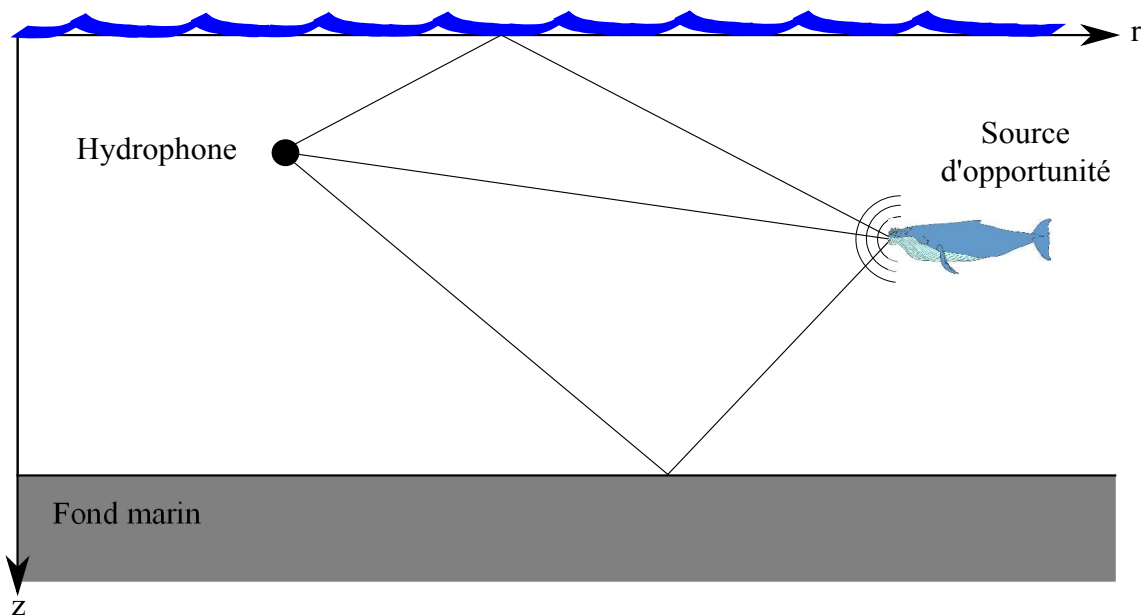


FIGURE 4.7 : Illustration schématique du contexte retenu dans le cadre de notre étude. Seuls les trois premiers trajets de propagation sont considérés et la célérité des ondes acoustiques est supposée constante. Les trois premiers trajets de propagation existant entre la source d'opportunité et le récepteur sont alors le trajet direct, le trajet réfléchi en surface et le trajet réfléchi au fond.

Les signaux reçus pour les différents trajets de propagation sont composés de différentes formes temps-fréquence non stationnaires, ce qui implique que l'utilisation de filtre variant dans le temps soit judicieuse. Étant donné que nous supposons que les différents trajets sont séparés dans le plan temps-fréquence, les filtres bidimensionnels temps-fréquence [Boudreaux-Bartels86, Kozek92, Hlawatsch00, Hlawatsch02] classiques sont adaptés à notre problème de filtrage. Il est également envisageable de séparer les différents trajets de propagation en utilisant les opérateurs de filtrage par déformation temporelle introduits dans le chapitre 2.

La technique de filtrage du trajet le plus énergétique que nous avons retenu pour cette application est inspirée des travaux récents de Jarrot et Ioana [Jarrot07a, Ioana10]. La fréquence instantanée (FI) du premier trajet de propagation est estimée dans le plan temps fréquence puis ensuite filtrée. L'opération de filtrage de la première arrivée se décompose donc en deux étapes :

- l'estimation de la FI de la composante à filtrer,
- le filtrage par déformation temporelle de la composante détectée.

L'estimation de la FI : La FI du signal étudié est estimée localement dans un premier temps, fenêtre par fenêtre avec un recouvrement de 50 %. Pour chaque fenêtre d'étude, on estime la FI de la composante plus énergétique du signal avec l'opérateur de *warped high-order ambiguity function* (WHAF) [Ioana04] en décomposant le signal en une somme de composantes temps-fréquence à phase polynomiale d'ordre 3. Ainsi, pour chaque fenêtre d'analyse, on dispose de plusieurs estimations de la FI de la composante la plus énergétique du signal, possédant chacune une FI à phase polynomiale d'ordre 3. Ensuite, on extrait le signal associé à chaque FI estimée en utilisant le filtrage par déformation temporelle [Jarrot07a]. À l'issue de cette étape, on dispose de plusieurs candidats pour chaque fenêtre d'étude et il s'agit de regrouper l'information pour estimer la totalité de la FI du signal. Ce regroupement est effectué en considérant le signal étudié dans les deux fenêtres adjacentes qui possèdent 50 % de signal en commun avec la fenêtre

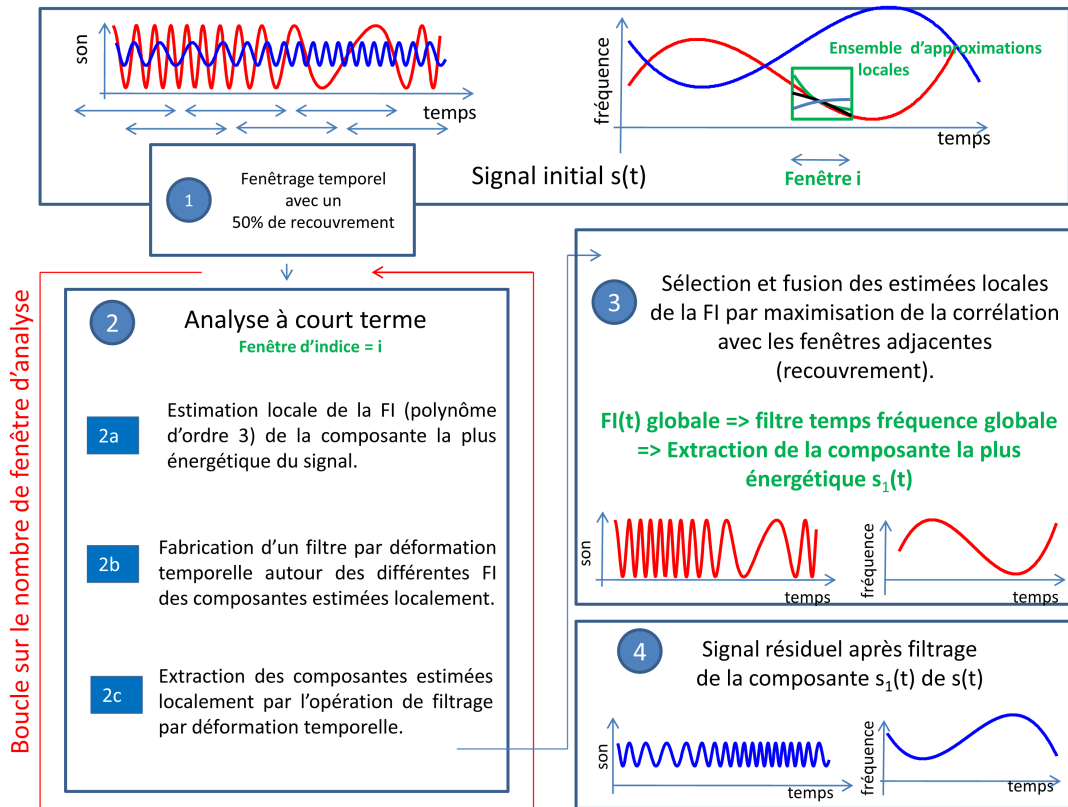


FIGURE 4.8 : Schéma illustrant la méthode d'estimation de la FI de la composante la plus énergétique du signal reçu dans un contexte passif (communication personnelle avec C. Gervaise).

d'étude courante. Le candidat retenu est celui qui maximise conjointement la corrélation avec le signal présent dans la fenêtre d'étude précédente et la corrélation avec le signal présent dans la fenêtre d'étude suivante, au niveau des zones de recouvrement. La méthodologie générale de l'estimation de la FI de la composante la plus énergétique du signal est illustré par le schéma 4.8.

Résultats en simulation :

Pour étudier les performances de la méthode proposée, nous proposons d'étudier les résultats obtenus sur une simulation numérique. Le signal transmis simule l'émission d'une vocalise d'opportunité par une source en mouvement dans un environnement de Pekeris proche de l'environnement rencontré lors de la campagne ERATO'09. Le signal transmis possède une FI sinusoïdale de bande fréquentielle égale à 8 kHz et une durée d'environ 1,2 secondes comme l'illustre la représentation temps-fréquence de la figure 4.9. Le bruit simulé ainsi que le rapport signal à bruit simulé sont proches de ceux observés pour les vocalises enregistrées lors de la campagne ERATO'09. Le bruit océanique simulé est un bruit d'une puissance d'environ 87 dB sur la bande fréquentielle des vocalises et possédant la densité spectrale moyenne du bruit enregistré lors de la campagne ERATO'09. Finalement, le RSB est d'environ 10 dB en réception. La source est située à 60 mètres de profondeur, à une distance de 165 mètres de l'hydrophone qui est placé à 63 mètres de profondeur. Finalement, seuls les 9 premiers trajets de propagation sont pris en compte lors de la simulation et l'environnement simulé est un canal de Pekeris caractérisé par une vitesse de propagation constante de 1520 ms^{-1} , une vitesse de propagation dans les sédiments de 1550 ms^{-1} et une masse volumique de 1700 kgm^{-3} pour les sédiments.

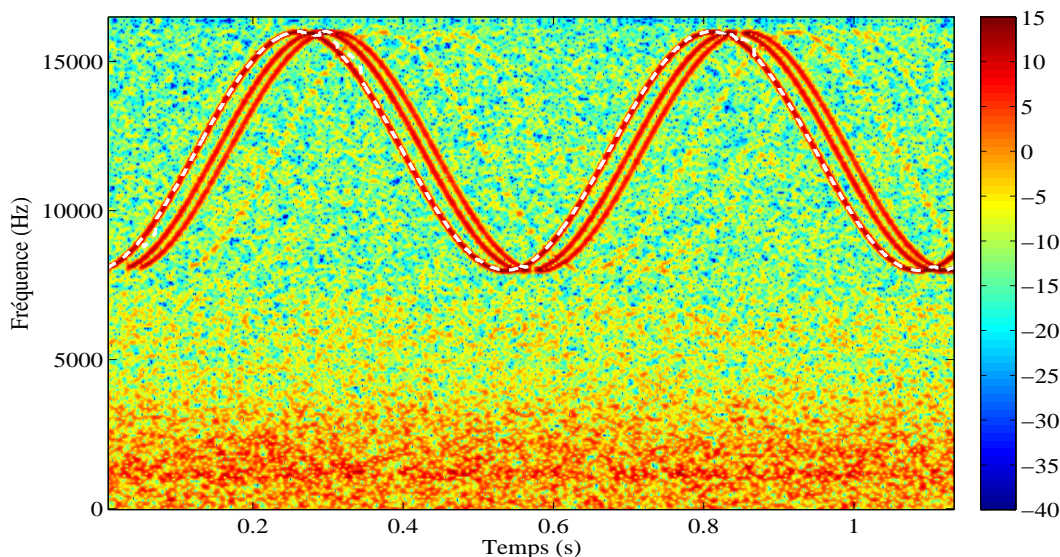


FIGURE 4.9 : Représentation temps-fréquence du signal reçu après une propagation de 165 mètres dans un environnement simulé proche de l'environnement de la campagne ERATO'09. La courbe pointillée représente l'estimée de la FI du signal reçu pour le premier trajet. Cette représentation temps fréquence est proche de la représentation temps-fréquence 4.6 des vocalises d'opportunité enregistrées lors de la campagne ERATO'09.

La figure 4.9 présente conjointement la représentation temps-fréquence du signal reçu après simulation et la FI estimée pour l'arrivée la plus énergétique qui est le trajet direct. La simulation est proche des données réelles enregistrées lors de la campagne ERATO'09 et comme dans la figure 4.6, seules les trois premières arrivées sont clairement visibles bien que les 9 premiers trajets de propagation aient été simulés. Le signal transmis possède une FI sinusoïdale et les effets de la propagation multi-trajets compliquent grandement son estimation. En effet, les FI des versions retardées du signal transmis se croisent à quatre reprises ce qui rend particulièrement délicat l'estimation de la FI de la première arrivée. Nous avons appliqué la méthode de Ioana [Ioana10] et la FI estimée de façon entièrement automatique pour la première arrivée est très proche de la FI du signal enregistré. Comme on peut le voir sur la figure 4.9, il n'y a pas de problème notable au niveau des croisements des différentes FI.

Une fois que la FI de la première arrivée est estimée, celle-ci est filtrée en utilisant les opérations de filtrage par déformation temporelle introduites dans le chapitre 2. Le résidu du filtrage et le signal filtré pour la première arrivée sont tous deux représentés en figure 4.10. Le signal correspondant à la première arrivée est correctement filtré même si une légère partie de l'énergie des autres arrivées est également filtrée au niveaux du croisement des FI. Le signal résiduel est bien constitué des arrivées suivantes qui, en dehors des zones de croisements, ne sont pas altérées par l'opération de filtrage.

Le procédé que nous proposons pour extraire le signal correspondant à la première arrivée montre de très bons résultats sur des simulations réalistes. Nous allons maintenant présenter les résultats obtenus sur un signal d'opportunité enregistré lors de la campagne ERATO'09. Le signal d'opportunité retenu est une vocalise large bande de dauphin commun dont la représentation temps-fréquence est présentée en figure 4.6.

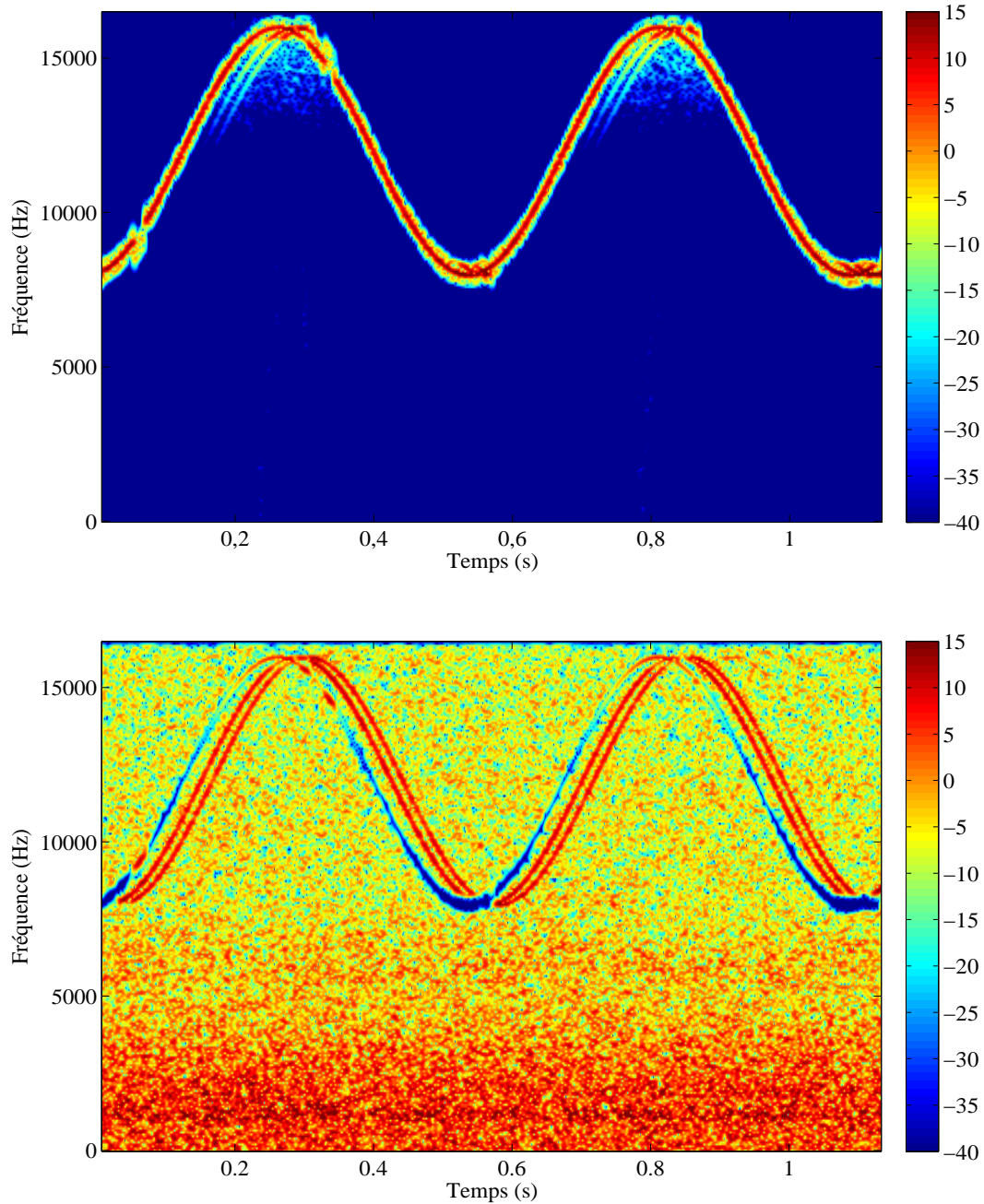


FIGURE 4.10 : Représentation temps-fréquence du signal filtré (figure supérieure) ainsi que du signal résiduel (figure inférieure) après le filtrage par déformation temporelle du premier trajet. Le signal correspondant à la première arrivée est correctement filtré même si une légère partie de l'énergie des autres arrivées est également filtrée au niveau du croisement des FI.

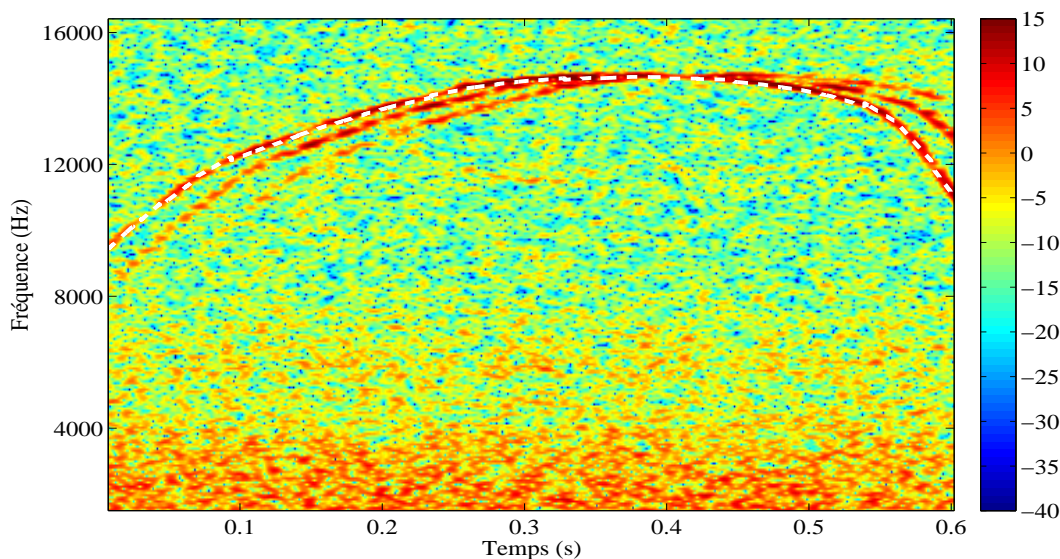


FIGURE 4.11 : Représentation temps-fréquence d'une vocalise d'opportunité enregistrée lors de la campagne ERATO'09. La courbe pointillée représente l'estimée de la FI du signal reçu pour le premier trajet. L'estimée de la FI associée au premier trajet correspond bien au signal reçu pour la première arrivée.

Résultats sur données réelles :

L'estimée de la FI associée au premier trajet d'une vocalise d'opportunité enregistrée lors de la campagne ERATO'09 est présentée conjointement avec la représentation temps-fréquence de la vocalise en figure 4.11. Pour un signal d'opportunité propagé dans un milieu réel, l'estimée automatique de la FI du trajet le plus énergétique est très bonne et correspond parfaitement avec le signal reçu pour la première arrivée. Ce dernier est ensuite extrait avec précision en utilisant la méthode de filtrage par déformation temporelle.

La figure 4.12 présente les représentations temps-fréquence du signal filtré pour la première arrivée (figure supérieure) ainsi que celle du signal résiduel (figure inférieure). La partie supérieure de la figure montre que même pour un signal d'opportunité enregistré en mer, la première vocalise est filtrée avec une grande précision. Les deux arrivées suivantes représentées sur la figure inférieure ne sont pas modifiées par l'opération de filtrage.

Nous avons présenté et validé sur des données réelles la méthode d'estimation de FI proposée par Ioana [Ioana10] afin d'extraire le signal correspondant à la première arrivée. Dans la section suivante, nous proposons d'appliquer l'algorithme WALF à la TOAP.

4.2.2 L'algorithme de WALF pour la TOAP

Dans la section précédente, nous avons validé sur données réelles une méthode permettant d'extraire la première arrivée d'un signal d'opportunité. Dans cette section, nous proposons d'utiliser le signal extrait pour la première arrivée comme signal de référence afin d'adapter l'algorithme WALF à la TOAP.

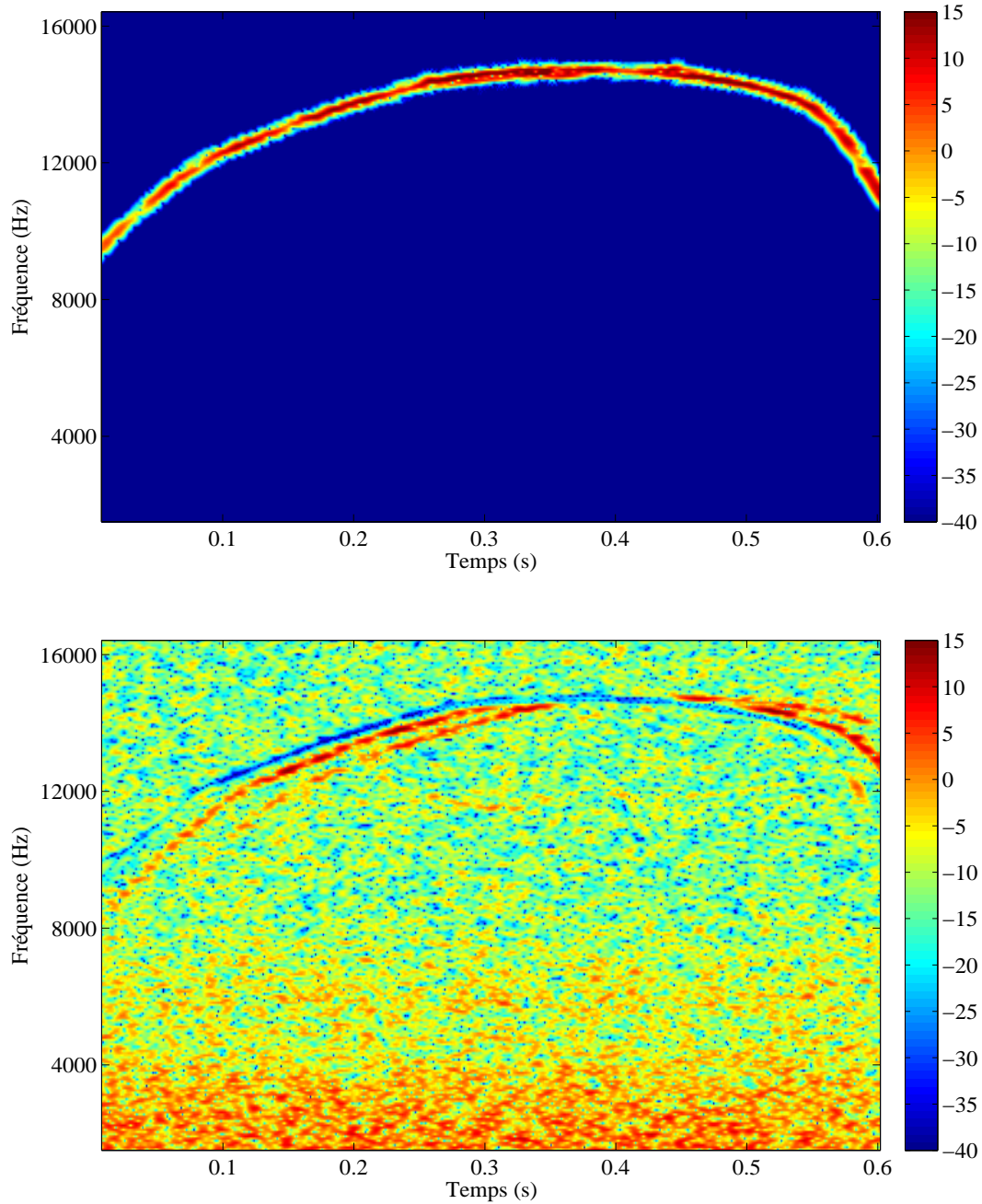


FIGURE 4.12 : Représentation temps-fréquence du signal filtré (figure supérieure) ainsi que du signal résiduel (figure inférieure) après la première itération du procédé de filtrage successif des différentes arrivées. Le signal résiduel montre que la première arrivée est filtrée avec précision sans modifier les deux arrivées suivantes.

La méthode WALF est basée sur le calcul du plan d'ambiguïté large-bande du signal reçu. Cependant, le calcul du plan d'ambiguïté requiert la connaissance du signal transmis ce qui n'est pas le cas en TOAP. Dans la section précédente, nous avons présenté une méthode permettant d'extraire le signal reçu pour la première arrivée et nous proposons d'utiliser ce signal comme signal de référence. Classiquement, le plan d'ambiguïté large-bande du signal reçu $s(t)$ est calculé de la façon suivante (2.33) :

$$R(\tau, v) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t + \tau) \eta^{1/2} e^*(\eta t) dt, \quad (4.1)$$

où $e(t)$ est le signal transmis. Si l'on note $e_1(t)$ le signal extrait pour la première arrivée et que l'on considère un canal de propagation classique avec une source en mouvement, alors $e_1(t)$ suit la relation suivante :

$$e_1(t) = a_1 \sqrt{\eta_1} e((t - \tau_1) \eta_1), \quad (4.2)$$

où le temps de propagation τ_1 et le facteur d'échelle η_1 sont inconnus. Afin de pallier à la méconnaissance du signal transmis, nous proposons de calculer le plan d'ambiguïté large-bande du signal reçu en remplaçant $e(t)$ par une version normalisée du signal filtré pour la première arrivée $e_{1,N}(t)$. Pour la TOAP, nous définissons le plan d'ambiguïté large-bande $R^{\text{TOAP}}(\tau, v)$ qui suit la relation suivante :

$$R^{\text{TOAP}}(\tau, v) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t + \tau) \eta^{1/2} e_{1,N}^*(\eta t) dt. \quad (4.3)$$

En injectant l'expression normalisée du signal extrait pour la première arrivée $e_{1,N}(t)$ et l'expression du signal reçu $s(t)$ de l'équation (2.16) dans la relation (4.3), on obtient la relation suivante :

$$R^{\text{TOAP}}(\tau, v) = \sum_{i=1}^N \frac{a_i \sqrt{\eta_i}}{\xi} \int_{-\infty}^{+\infty} e((t - \tau_i + \tau) \eta_i) e^*((t - \tau_1) \eta_1 \eta) dt, \quad (4.4)$$

où $\xi = \|e(t)\|_2$ vient de la normalisation de $e_1(t)$. D'après l'étude analytique du plan d'ambiguïté large-bande présentée dans le chapitre 2, section 2.3, les maxima locaux du plan d'ambiguïté large-bande adapté à la TOAP apparaissent à chaque fois que le signal de référence et l'une des répliques coïncident en retard et en Doppler. Ainsi, les maxima locaux de $R^{\text{TOAP}}(\tau, v)$ sont précisément situés aux points de coordonnées $(\frac{a_i}{\xi}; \frac{\eta_i}{\eta_1}; \tau_i - \tau_1)$. Les coordonnées des maxima locaux du plan d'ambiguïté adapté à la TOAP dépendent tous des paramètres associés à la première arrivée. Ceci est logique étant donné que nous avons comparé le signal reçu avec différentes versions retardées et modifiées par l'effet Doppler du signal reçu pour le premier trajet.

Maintenant que le plan d'ambiguïté adapté à la TOAP a été défini, il est possible d'appliquer directement l'algorithme WALF aux signaux d'opportunité. La seule différence avec les scénarios de tomographie active est que le dictionnaire de signaux de référence est construit à partir du signal filtré pour la première arrivée au lieu d'être construit à partir du signal transmis. Pour chaque itération de l'algorithme WALF, on recherche le maximum absolu du plan d'ambiguïté large-bande adapté à la TOAP pour ensuite filtrer l'arrivée correspondante avec les opérateurs

de filtrage par déformation. Dans la suite de cette section, nous proposons d'étudier l'algorithme WALF dans un scénario de tomographie passive sur des données simulées, dans un premier temps, puis sur des signaux d'opportunité enregistrés lors de la campagne ERATO'09 dans un second temps.

Résultats en simulation

Afin de valider le plan d'ambiguïté large-bande adapté à la TOAP, nous proposons d'étudier le plan d'ambiguïté obtenu pour la simulation présentée dans la section précédente et illustré par la figure 4.9. Les paramètres de la simulation sont les mêmes que ceux donnés dans la section précédente et nous précisons que la vitesse simulée de la source d'opportunité est une vitesse horizontale de 1 ms^{-1} . Le plan d'ambiguïté large-bande obtenu à partir du signal extrait pour le premier trajet de la simulation est présenté en figure 4.13.

Comme attendu, le plan d'ambiguïté présente bien un maximum local pour chacune des trois premières arrivées. Par ailleurs, le maximum absolu du plan d'ambiguïté est bien situé au point de coordonnées correspondant à la comparaison du premier trajet avec lui même. En particulier, le maximum absolu du plan d'ambiguïté se trouve au point de retard nul, pour une vitesse nulle qui correspond à un facteur d'échelle de 1. Les axes du plan d'ambiguïté adapté à la TOAP ne sont pas tout à fait les mêmes que pour le plan d'ambiguïté large-bande classique. En effet, l'axe des retards est gradué en *retard relatif*, $\tau - \tau_1$, qui représente les retards relativement à la première arrivée. De la même façon, l'axe des vitesses est gradué en *vitesse relative* qui correspond à la vitesse par rapport à la vitesse du premier trajet $\frac{v}{v_1}$.

La figure 4.14 présente trois versions du plan d'ambiguïté centrées autour des trois premières arrivées. Cette figure permet de mieux appréhender la forme associée à chacun des trajets dans le plan d'ambiguïté. A l'instar des scénarios de tomographie active présentés dans le chapitre 3, chaque trajet possède bien un maximum local et la forme associée à chaque trajet dans le plan d'ambiguïté est proche de celle du chirp. Par ailleurs, le maximum associé à chaque trajet est bien localisé en retard et en Doppler ce qui facilite la détection successive des maxima locaux avec l'algorithme WALF.

Les résultats obtenus par l'algorithme WALF en simulation sont résumés sur la figure 4.15. Sur cette figure, les croix illustrent la position des maxima locaux du plan d'ambiguïté large-bande estimée par la WALF tandis que les cercles représentent leur position théorique. Comme le montre la figure 4.15, l'algorithme de WALF fournit de très bonnes estimées de la position des maxima locaux du plan d'ambiguïté dans un contexte passif. L'environnement simulé est composé de neuf trajets de propagation et la WALF permet d'estimer les sept premiers bien que le signal enregistré soit bruité avec un RSB de 10 dB. Les deux derniers trajets représentent seulement 4 % de l'énergie totale du signal enregistré et sont noyés dans le bruit.

Les résultats concernant la précision des estimées retard-vitesse obtenues par la WALF pour les sept premiers trajets sont résumés dans les tableaux 4.1 et 4.2. Le tableau 4.1 montre que l'ensemble des retards relatifs sont bien estimés avec des erreurs d'estimation relatives très faibles. Les vitesses relatives sont également correctement estimées comme le montre le tableau 4.2. Cependant, les vitesses relatives sont estimées avec moins de précision que les retards relatifs même si les résultats restent bons.

Les résultats obtenus à partir de données simulées valident notre méthode WALF pour la TOAP. Cette méthode permet de retrouver avec précision les paramètres du canal de propagation relativement aux paramètres du premier trajet de propagation. Cependant, nous ne

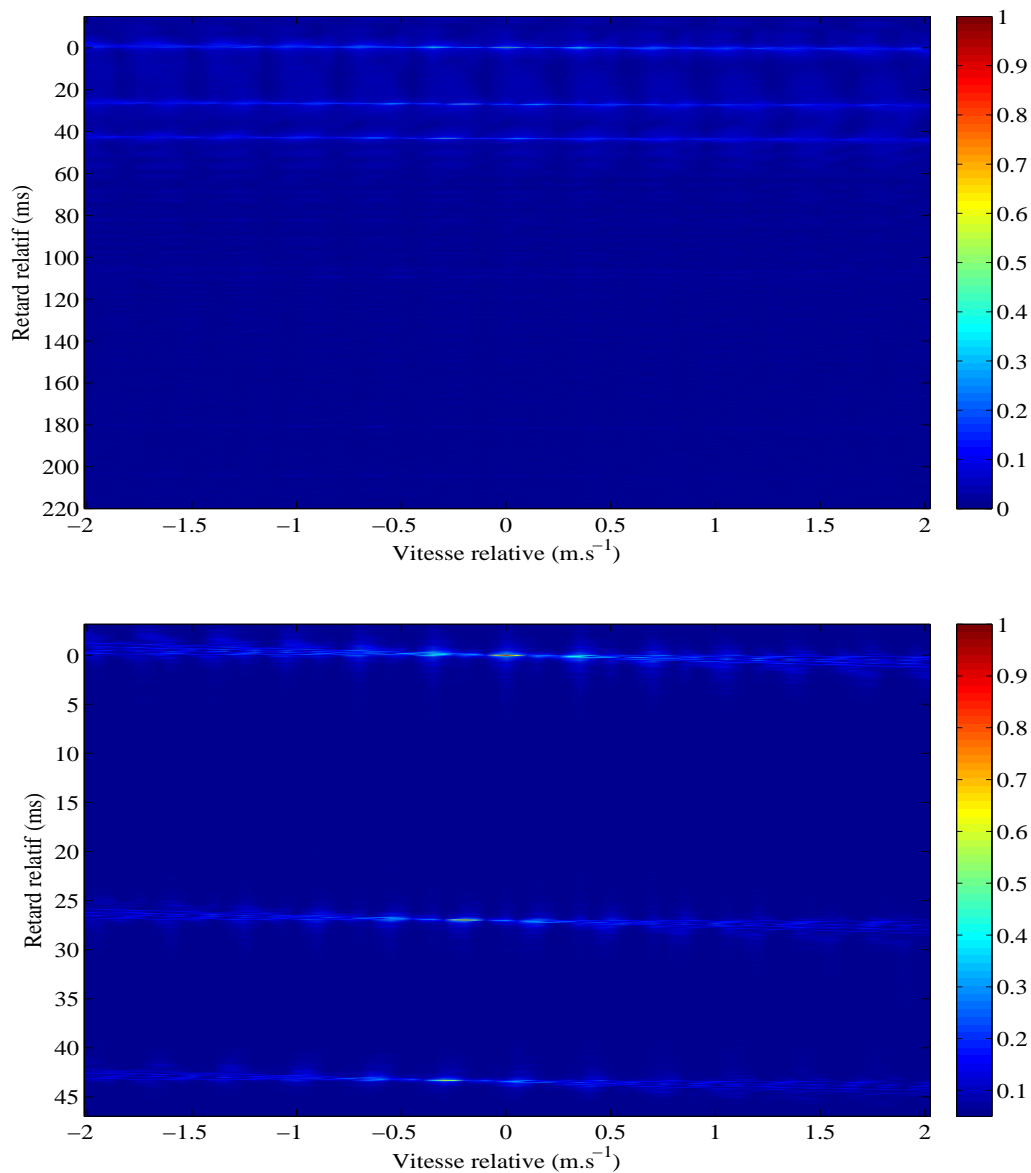


FIGURE 4.13 : Plan d'ambiguïté large-bande obtenu en prenant le signal extrait pour la première arrivée comme signal de référence (partie supérieure) et sa version centrée autour des trois premiers trajets (figure inférieure). Les trois premiers trajets sont clairement visibles dans le plan d'ambiguïté qui possède un maximum absolu au point de coordonnées (0;0) qui correspond au premier trajet de propagation.

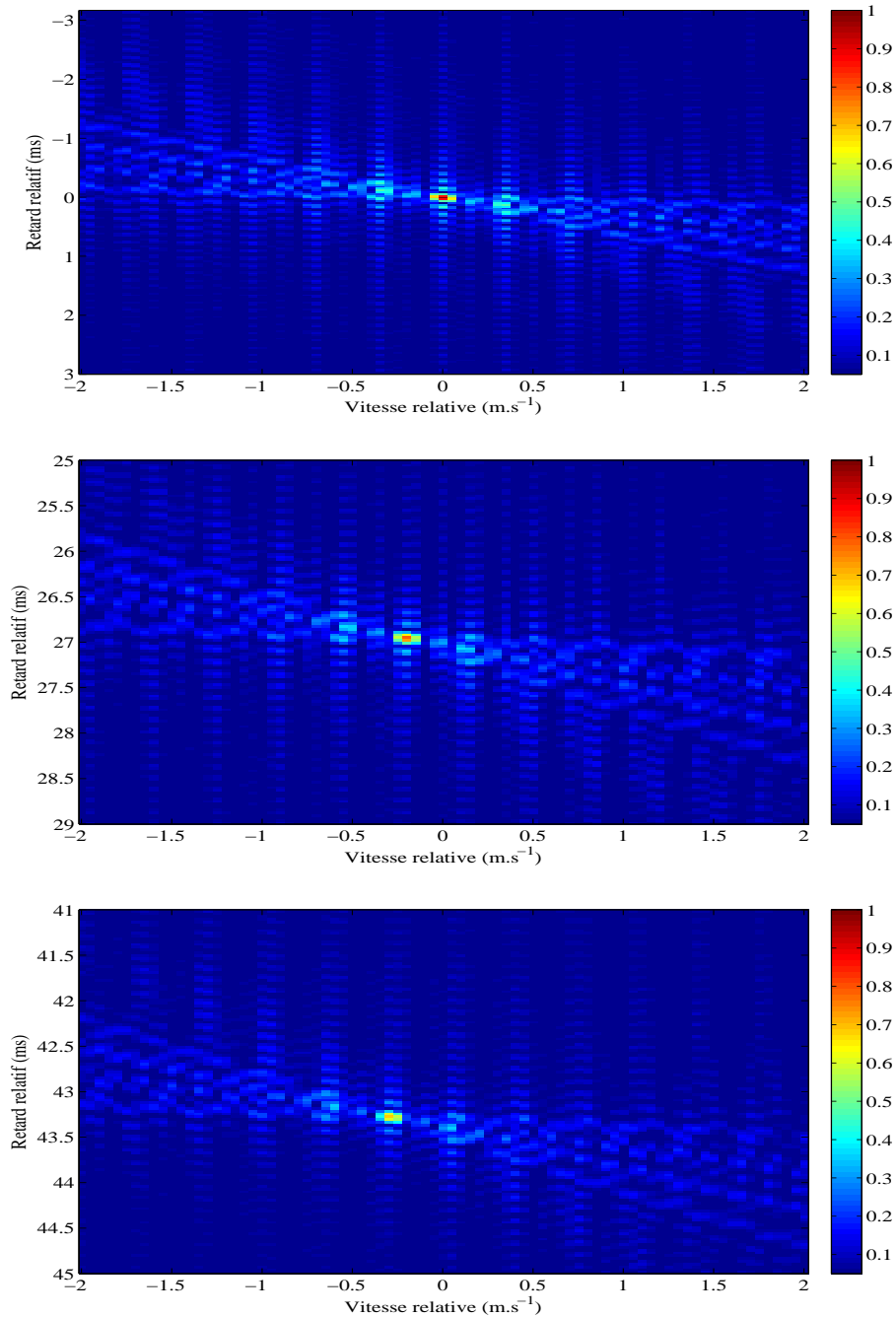


FIGURE 4.14 : Plans d'ambiguïté large-bande, chacun étant centré autour d'une arrivée différente. La première arrivée est illustrée sur la figure supérieure, la seconde sur la figure centrale et la figure inférieure représente le plan d'ambiguïté centré autour de la troisième arrivée. Les coordonnées $(a_i; \tau_i; \eta_i)$ du maximum correspondant à chacun des trois premiers trajets sont : $(1; 0; 0)$ pour trajet 1, $(0,79; 26,95; -0,2)$ pour le trajet 2 et $(0,69; 43,28; -0,3)$ pour le trajet 3.

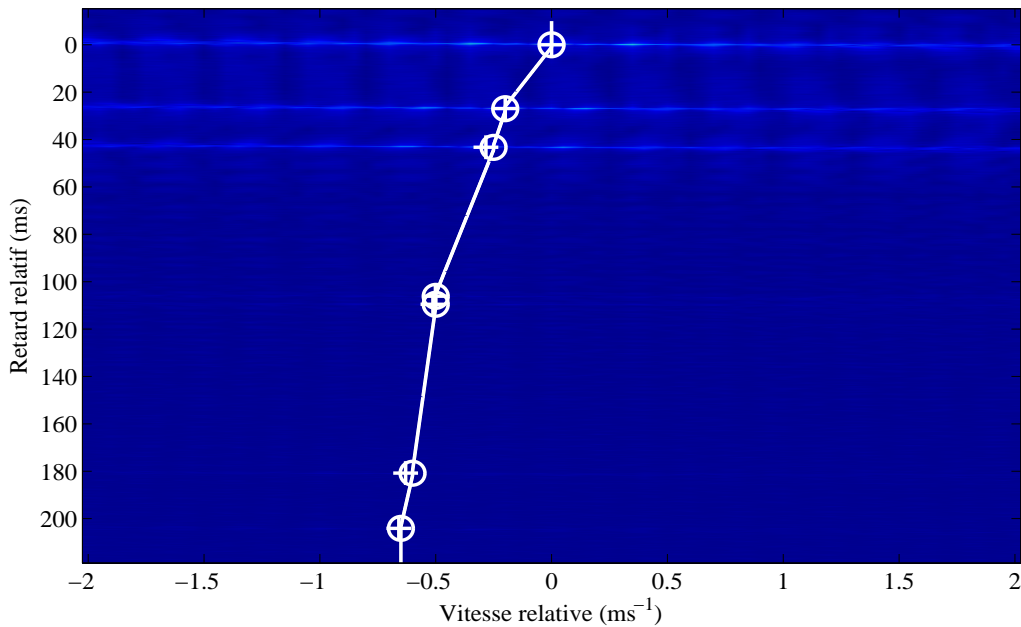


FIGURE 4.15 : Illustration des résultats obtenus par l'algorithme WALF, avec le plan d'ambiguïté large-bande du signal reçu comme fond. Les estimations retard-vitesse obtenues avec l'algorithme WALF sont représentées avec des croix tandis que les maxima locaux théoriques du plan d'ambiguïté large bande sont représentés par les cercles. La ligne pleine figure l'estimation de la RI du canal par la méthode de compensation adaptative du mouvement.

Trajet	$\hat{\tau}_i^{\text{WALF}}$ (ms)	$\tau_i^{\text{th}} - \tau_1^{\text{th}}$ (ms)	$\Delta \hat{\tau}_i^{\text{WALF}}$
1	0,00	0,00	0,00 %
2	2,70	2,69	0,20 %
3	4,33	4,32	0,05 %
4	10,61	10,61	0,03 %
5	10,95	10,95	0,01 %
6	18,08	18,07	0,03 %
7	20,41	20,40	0,02 %

TABLE 4.1 : Tableau résumant l'estimation des retards avec l'algorithme de WALF, $\hat{\tau}_i^{\text{WALF}}$. Les valeurs théoriques des retards sont données par la colonne des $\tau_i^{\text{th}} - \tau_1^{\text{th}}$. La dernière colonne représente l'erreur relative commise par la méthode WALF donnée en % avec $\Delta \hat{\tau}_i^{\text{WALF}} = \frac{|\tau_i^{\text{th}} - \tau_1^{\text{th}} - \hat{\tau}_i^{\text{WALF}}|}{\tau_i^{\text{th}}}$.

Trajet	\hat{v}_i^{WALF} (ms^{-1})	v_i^{th} (ms^{-1})	$\Delta\hat{v}_i^{\text{WALF}}$
1	0,00	0,00	0,0 %
2	-0,20	-0,20	0,0 %
3	-0,25	-0,28	4,6 %
4	-0,50	-0,50	0,2 %
5	-0,50	-0,51	2,3 %
6	-0,60	-0,62	8,0 %
7	-0,65	-0,65	2,7 %

TABLE 4.2 : Tableau résumant l'estimation des vitesses avec l'algorithme de WALF, \hat{v}_i^{WALF} . Les valeurs théoriques des vitesses sont données par la colonne des v_i^{th} qui correspondent aux vitesses associées aux facteurs d'échelle relatifs $\frac{\eta_i^{\text{th}}}{\eta_1^{\text{th}}}$. La dernière colonne représente l'erreur relative commise par la méthode WALF donnée en % avec $\Delta\hat{v}_i^{\text{WALF}} = \frac{|v_i^{\text{th}} - \hat{v}_i^{\text{WALF}}|}{v_i^{\text{th}}}$.

disposons pas encore des caractéristiques du canal de propagation étant donné que les estimées sont exprimées relativement aux paramètres du premier trajets (τ_1, η_1) qui restent inconnus. Dans la section suivante, nous proposons d'appliquer la méthode d'estimation de la RI du canal par compensation adaptative du mouvement dans un contexte de tomographie passive sur un seul hydrophone. L'étude de la méthode WALF sur des signaux d'opportunité issus des données réelles sera présentée dans la section suivante, en même temps que l'étude sur données réelles de l'estimation de la RI du canal dans un contexte passif.

4.2.3 Estimation de la RI en TOAP

Dans la section précédente, nous avons présenté et validé sur des données simulées une version adaptée à la TOAP de l'algorithme WALF. Dans la suite, nous proposons d'adapter l'estimation de la RI du canal par compensation adaptative du mouvement dans le plan d'ambiguïté large-bande à la tomographie passive. Nous rappelons que la méthode de compensation adaptative du mouvement estime la RI du canal en considérant un facteur d'échelle différent pour chaque retard. Dans un scénario de tomographie active où la source est connue, l'estimée de la RI par compensation adaptative du mouvement suit la relation suivante (3.14) :

$$\hat{R}I^{(a)}(\tau) = R(\tau, v(\tau)) = \sum_{i=1}^N a_i (\eta_i \eta(\tau))^{1/2} \int_{-\infty}^{+\infty} e(\eta_i(t + \tau - \tau_i)) e^*(\eta(\tau)t) dt, \quad (4.5)$$

où la fonction $\eta(\tau)$ est obtenue à partir des estimées au sens du MV des couples (τ_i, η_i) retournés par la méthode WALF. En s'inspirant de l'équation du plan d'ambiguïté large-bande adapté à la TOAP, donné par la relation (4.4), il est possible de généraliser l'estimation de RI par compensation adaptative du mouvement à la TOAP grâce à la relation suivante :

$$\hat{R}I^{(a, \text{TOAP})}(\tau) = R^{\text{TOAP}}(\tau, v(\tau)) = \sum_{i=1}^N \frac{a_i \sqrt{\eta(\tau) \eta_i}}{\xi} \int_{-\infty}^{+\infty} e((t - \tau_i + \tau) \eta_i) e^*((t - \tau_1) \eta_1 \eta(\tau)) dt, \quad (4.6)$$

où $\hat{R}I^{(a, \text{TOAP})}(\tau)$ est l'estimée de la RI du canal de propagation par compensation adaptative du mouvement dans un contexte de TOAP. De la même façon que pour l'estimation de $\hat{R}I^{(a)}(\tau)$

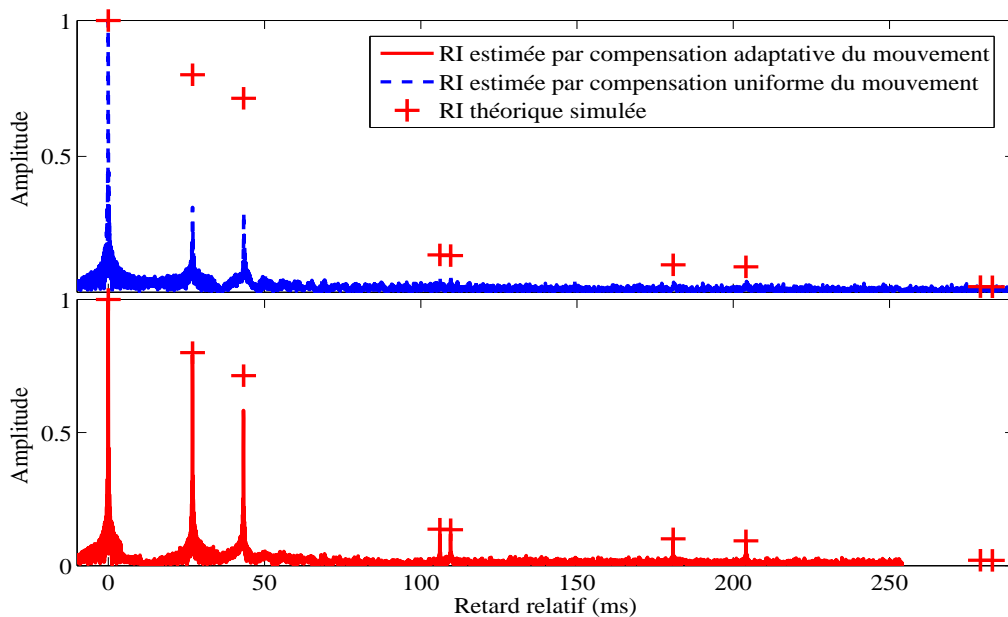


FIGURE 4.16 : Estimations de la RI du canal de propagation par différentes méthodes. Les différentes méthodes d'estimation de la RI sont présentées dans la partie supérieure de la figure par la ligne hachurée pour l'estimation de la RI par compensation uniforme du mouvement et dans la partie inférieure de la figure par la ligne pleine pour la compensation adaptative du mouvement. Les croix représentent la RI idéale du canal de propagation simulé.

dans les scénarios de tomographie active, la fonction $\eta(\tau)$ est obtenue à partir des estimées au sens du MV des couples $(\hat{\tau}_i^{\text{WALF}}, \hat{\eta}_i^{\text{WALF}})$ retournés par la méthode WALF.

Il est intéressant de préciser que l'on ne connaît toujours pas le temps d'arrivée et le facteur d'échelle du premier trajet, τ_1 et η_1 . Cependant, on peut estimer la RI du canal sans ambiguïté. La méconnaissance de η_1 n'influe aucunement sur l'estimation de $\hat{R}I^{(a, \text{TOAP})}(\tau)$. En effet, les facteurs d'échelles η_i^{WALF} donnés par l'algorithme WALF sont estimés par rapport au facteur d'échelle du premier trajet qui sert de référence. La fonction $\eta(\tau)$ de la compensation adaptative du mouvement compense à la fois le facteur d'échelle du signal de référence et le facteur d'échelle du trajet au temps τ . La méconnaissance du temps de propagation du premier trajet τ_1 influe uniquement sur le retard auquel la RI commence. Dans la partie suivante, nous verrons qu'il est possible de retrouver la datation absolue de la RI estimée à partir de l'estimation de la position de la source d'opportunité.

Résultats en simulation

Afin de valider l'estimation de la RI du canal de propagation par compensation adaptative du mouvement, nous proposons d'étudier les résultats obtenus sur la simulation présentée précédemment. La figure 4.15 présente le plan d'ambiguïté du signal reçu, les estimées retard-vitesse obtenues par la WALF qui sont figurées par des cercles, les positions théoriques des maxima locaux qui sont illustrées par les croix et la fonction $\eta(\tau)$ de l'équation (4.6) qui est représentée par la ligne pleine. La fonction $\eta(\tau)$ illustre la ligne selon laquelle les valeurs du plan d'ambiguïté sont choisies pour estimer la RI avec la méthode de compensation adaptative du mouvement.

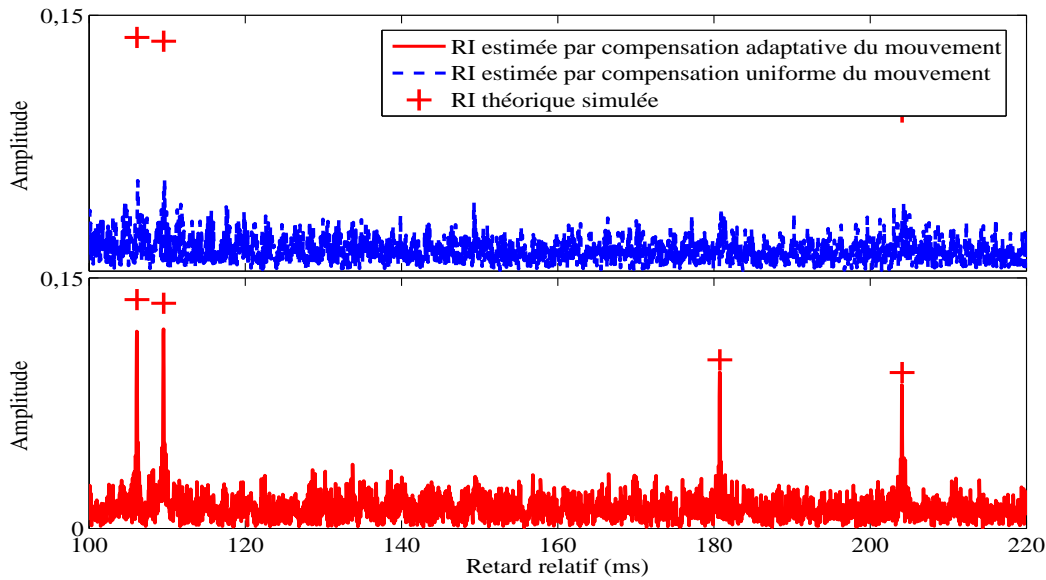


FIGURE 4.17 : Estimations de la RI du canal de propagation par différentes méthodes zoomée autour des dernières arrivées. Les différentes méthodes d'estimation de la RI sont présentées dans la partie supérieure de la figure par la ligne hachurée pour l'estimation de la RI par compensation uniforme du mouvement et dans la partie inférieure de la figure par la ligne pleine pour la compensation adaptative du mouvement. Les croix représentent la RI idéale du canal de propagation simulé.

Les figures 4.16 et 4.17 présentent les RI estimées par deux méthodes différentes dans un scénario de tomographie passive, en ne travaillant que sur un unique hydrophone. Dans cette figure, la ligne pointillée de la figure supérieure représente l'estimée de la RI du canal obtenue par la méthode de compensation uniforme du mouvement. Dans un scénario de TOAP où seul le premier trajet de propagation est extrait, la méthode de compensation uniforme revient à mettre en œuvre l'opération de filtrage adapté en remplaçant le signal transmis par le signal extrait pour la première arrivée. La partie inférieure de la figure 4.16 présente l'estimation de la RI obtenue par compensation adaptative du mouvement. Ces deux méthodes d'estimation de la RI en tomographie passive sont comparées avec la RI idéale du canal de propagation simulé. Les tableaux 4.3 et 4.4 résument les résultats obtenus sur l'estimation de la RI en tomographie passive, en terme d'amplitude et de retard.

La méthode de compensation adaptative du mouvement fournit de très bons résultats pour une méthode d'estimation en tomographie passive sur un seul hydrophone comme le montre les tableaux 4.3 et 4.4. En effet, les retards et les amplitudes de la RI sont bien estimés pour l'ensemble des trajets. L'amplitude estimée pour le troisième trajet de propagation est légèrement biaisée même si le retard associé est correct. En ce qui concerne les deux derniers trajets, ils ne sont pas détectés par l'algorithme de WALF car leur amplitude est si faible qu'ils sont totalement noyés dans le bruit. Tout comme pour les scénarios de tomographie active, la méthode de compensation uniforme du mouvement ne permet pas d'estimer correctement la RI du milieu en raison de la faible distance de propagation. Enfin, il est important de remarquer que dans un tel scénario et pour une source se déplaçant à seulement 1 ms^{-1} , il est impossible d'estimer correctement la RI du canal de propagation sans prendre en compte une vitesse apparente

Trajet	\hat{a}_i^U	\hat{a}_i^{WALF}	a_i^{th}	$\Delta\hat{a}_i^U$	$\Delta\hat{a}_i^{WALF}$
1	1,00	1,00	1,00	0,0 %	0,0 %
2	0,31	0,79	0,80	61,3 %	1,1 %
3	0,29	0,58	0,71	59,4 %	18,2 %
4	-	0,12	0,14	-	11,4 %
5	-	0,12	0,13	-	13,8 %
6	-	0,09	0,10	-	7,4 %
7	-	0,09	0,09	-	7,8 %

TABLE 4.3 : Tableau résumant l'estimation de l'amplitude associée à chaque trajet avec la compensation uniforme (indice U) et la compensation adaptative du mouvement (indice WALF). Les valeurs théoriques des amplitudes sont données par la colonne des a_i^{th} . Les deux dernières colonnes représentent l'erreur relative commise par chaque méthode donnée en %. Dans ce tableau les - représentent les trajets qui ne peuvent pas être détectés.

Trajet	$\hat{\tau}_i^U$ en ms	$\hat{\tau}_i^{WALF}$ en ms	τ_i^{th} en ms	$\Delta\hat{\tau}_i^U$ en %	$\Delta\hat{\tau}_i^{WALF}$ en %
1	0	0	0	-	-
2	27,0	27,0	26,9	0,09 %	0,03 %
3	43,4	43,3	43,3	0,2 %	0,06 %
4	-	106,1	106,1	-	0,07 %
5	-	109,5	109,5	-	0,04 %
6	-	180,8	180,8	-	0,05 %
7	-	204,1	204,1	-	0,03 %

TABLE 4.4 : Tableau résumant l'estimation du temps de propagation associé à chaque trajet avec la compensation uniforme (indice U) et la compensation adaptative du mouvement (indice WALF). Les valeurs théoriques des amplitudes sont données par la colonne des τ_i^{th} . Les deux dernières colonnes représentent l'erreur relative commise par chaque méthode donnée en %. Dans ce tableau les - représentent les trajets qui ne peuvent pas être détectés.

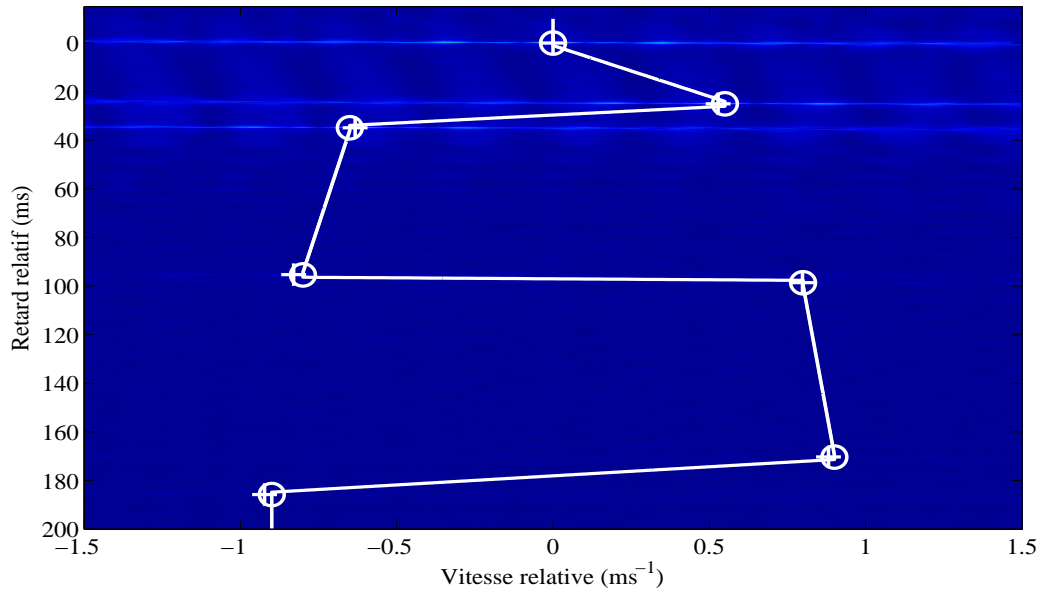


FIGURE 4.18 : Plan d'ambiguïté large bande du signal reçu après 200 mètres de propagation simulée dans un environnement proche de celui observé durant la campagne ERATO'09 et pour une source en déplacement vertical. Les ronds illustrent les positions estimées par la méthode WALF des maxima locaux tandis que les croix représentent leur position théorique. La ligne pleine figure l'estimation de la RI du canal par la méthode de compensation adaptative du mouvement.

différente pour chaque trajet.

Jusqu'à présent, nous avons uniquement étudié nos méthodes d'estimation de RI par compensation du mouvement pour des sources en mouvement horizontal. Cependant, dans le cadre de la tomographie passive à partir de signaux d'opportunité, rien ne nous assure que la source ne se déplace pas également de façon verticale. En particulier, les mammifères marins remontent souvent à la surface pour respirer et il devient essentiel d'étudier l'effet d'un mouvement vertical de la source. La figure 4.18 présente les résultats de l'algorithme de WALF adapté à la TOAP dans le plan d'ambiguïté d'un signal reçu pour une source en déplacement verticale à 1 ms^{-1} . L'environnement simulé est le même que celui de la simulation précédente et la distance source-récepteur est également très proche (200 mètres).

Pour une source se déplaçant verticalement, la répartition de la position des maxima locaux du plan d'ambiguïté n'est plus la même que dans les scénarios où la source se déplace horizontalement. On remarque que la vitesse apparente des trajets de propagation peut être positive ou négative. Ce phénomène s'explique par l'allongement ou le rétrécissement des trajets de propagation en fonction de leur nature. Considérons une source en déplacement vertical qui se rapproche de la surface, il convient de distinguer deux cas pour expliquer le phénomène :

- **les trajets réfléchis à la surface** : les trajets réfléchis à la surface voient leur temps de propagation diminuer à mesure que la source se rapproche de la surface. Ces trajets possèdent donc une vitesse apparente positive et la source virtuelle qui leur est associée semble se rapprocher du récepteur.
- **les trajets réfléchis au fond** : les trajets réfléchis au fond voient leur temps de propagation augmenter à mesure que la source s'éloigne du fond. Ces trajets possèdent donc une

Trajet	\hat{a}_i^U	\hat{a}_i^{WALF}	a_i^{th}	$\Delta\hat{a}_i^U$	$\Delta\hat{a}_i^{WALF}$
1	1,00	1,00	1,00	0 %	0 %
2	0,18	0,78	0,84	79,1 %	12,9 %
3	0,27	0,73	0,79	66,1 %	7,4 %
4	-	0,15	0,16	-	3,1 %
5	-	0,15	0,16	-	2,8 %
6	-	0,12	0,12	-	0,0 %
7	-	0,10	0,11	-	11,8 %

TABLE 4.5 : Tableau résumant l'estimation de l'amplitude associée à chaque trajet avec la compensation uniforme (indice U) et la compensation adaptative du mouvement (indice WALF). Les valeurs théoriques des amplitudes sont données par la colonne des a_i^{th} . Les deux dernières colonnes représentent l'erreur relative commise par chaque méthode donnée en %. Dans ce tableau les - représentent les trajets qui ne peuvent pas être détectés.

vitesse apparente négative et la source virtuelle qui leur est associée semble s'éloigner du récepteur.

La figure 4.18 présente les résultats de l'algorithme WALF conjointement avec la fonction $\eta(\tau)$ de l'équation (4.6) pour une source en mouvement verticale. Pour le cas d'une source en mouvement verticale, la vitesse apparente relative des trajets de propagation est alternativement positive puis négative. Ceci implique que la fonction $\eta(\tau)$ soit plus compliquée à estimer pour effectuer la compensation adaptative du mouvement. Afin d'être sûr que la fonction $\eta(\tau)$ passe bien par chacun des maxima locaux du plan d'ambiguïté large-bande, nous calculons cette fonction par interpolation des valeurs estimées par la WALF tout en rajoutant une contrainte : la vitesse apparente est constante pour les retards proches d'un maximum local. La vitesse apparente doit en effet rester constante durant une durée égale à l'étalement temporel interne de chacun des trajets de propagation. Dans cet exemple, nous avons choisi un étalement temporel égal à 2 ms pour chacun des trajets.

Les RI estimées avec deux méthodes différentes, pour une source en mouvement verticale, sont présentées et comparées avec la RI du canal de propagation simulé en figure 4.19. La RI estimée par compensation uniforme du mouvement est représentée dans la partie supérieure de la figure. Cette estimée de la RI peut être comparée avec la RI théorique du canal de propagation simulée qui est figurée avec des croix. Les tableaux 4.5 et 4.6 résument les résultats obtenus sur l'estimation de la RI en tomographie passive, en terme d'amplitude et de retard. La compensation uniforme du mouvement ne permet pas d'estimer la RI du canal correctement et seul le premier trajet de propagation est estimé avec précision. En revanche, l'estimation de la RI par compensation adaptative du mouvement fournit d'excellents résultats bien que les vitesses apparentes évoluent rapidement d'un trajet à l'autre comme l'illustre la figure 4.18. L'estimée de la RI obtenue par compensation adaptative est très proche de la RI théorique du canal de propagation simulé, tant pour les retards que pour les amplitudes.

Les résultats présentés sur deux simulations réalistes différentes, avec le même RSB que les enregistrements de la campagne ERATO'09, permettent de valider notre méthode d'estimation de RI en TOAP sur un seul hydrophone. Nous avons mis en évidence que la compensation adaptative du mouvement est une méthode générale qui s'adapte parfaitement au cas plus complexe d'une source possédant un mouvement vertical. Dans la suite, nous proposons d'étudier les

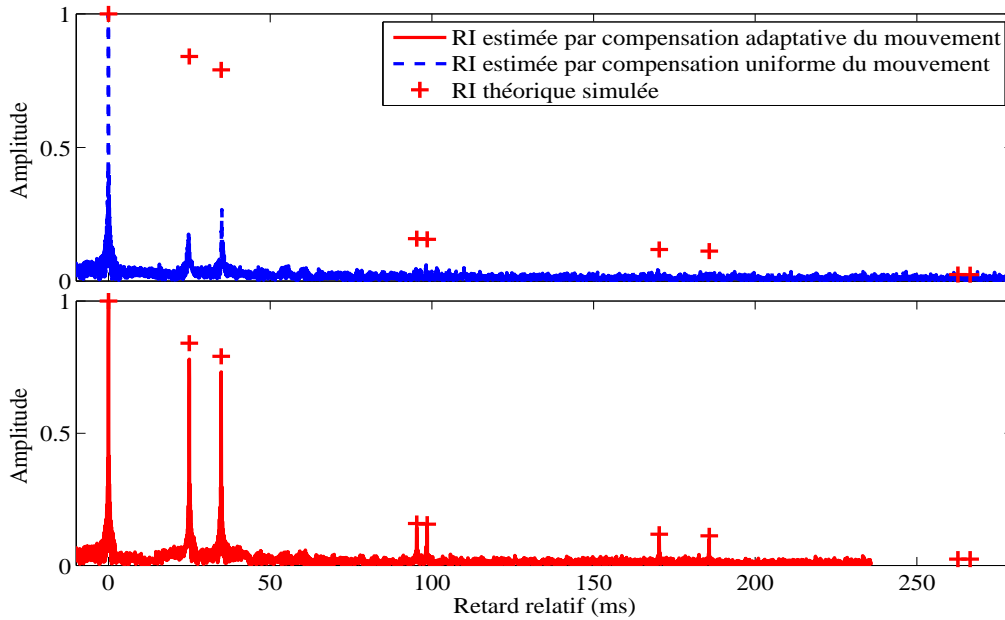


FIGURE 4.19 : Estimations de la RI du canal de propagation par différentes méthodes pour une source en mouvement verticale. Les différentes méthodes d'estimation de la RI sont présentées dans la partie supérieure de la figure par la ligne hachurée pour l'estimation de la RI par compensation uniforme du mouvement et dans la partie inférieure de la figure par la ligne pleine pour la compensation adaptative du mouvement. Les croix représentent RI idéale du canal de propagation simulé.

Trajet	$\hat{\tau}_i^U$ en ms	$\hat{\tau}_i^{WALF}$ en ms	τ_i^{th} en ms	$\Delta\hat{\tau}_i^U$ en %	$\Delta\hat{\tau}_i^{WALF}$ en %
1	0	0	0	-	-
2	24,8	25,0	25,0	0,8 %	0,02 %
3	35,0	34,9	34,9	0,4 %	0,04 %
4	-	95,3	95,3	-	0,05 %
5	-	98,6	98,6	-	0,04 %
6	-	170,3	170,3	-	0,03 %
7	-	185,8	185,8	-	0,04 %

TABLE 4.6 : Tableau résumant l'estimation du temps de propagation associé à chaque trajet avec la compensation uniforme (indice U) et la compensation adaptative du mouvement (indice $WALF$). Les valeurs théoriques des amplitudes sont données par la colonne des τ_i^{th} . Les deux dernières colonnes représentent l'erreur relative commise par chaque méthode donnée en %. Dans ce tableau les - représentent les trajets qui ne peuvent pas être détectés.

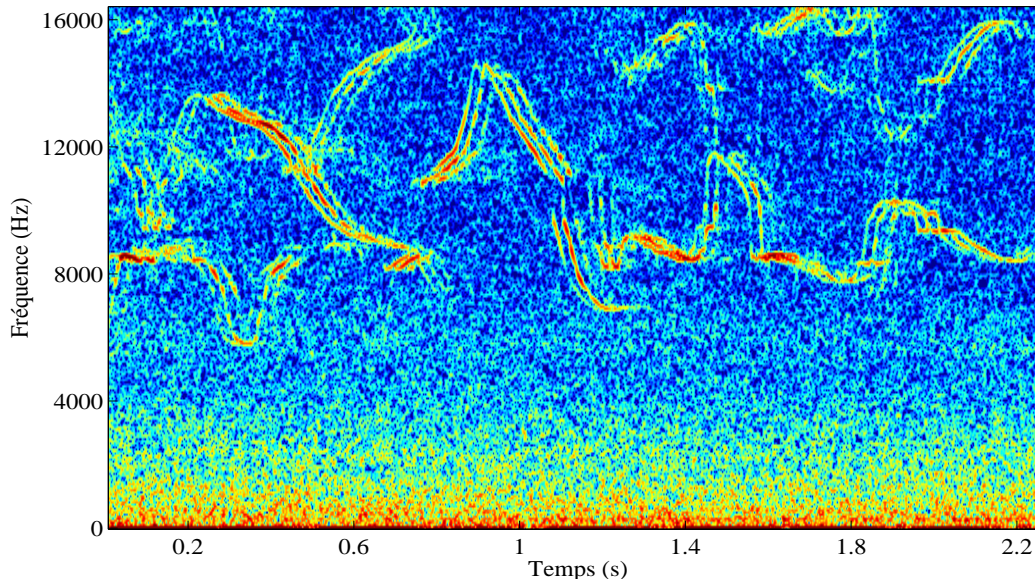


FIGURE 4.20 : Représentation temps-fréquence d'une partie d'un enregistrement de la campagne ERATO'09. Le nombre important de vocalises de dauphins présentes dans un cours laps de temps témoigne du passage d'un groupe de dauphin à proximité de l'hydrophone.

résultats obtenus à partir de différentes vocalises interceptées durant la campagne ERATO'09.

Résultats sur données réelles

Nous avons extrait 73 vocalises de dauphins possédant un bon RSB sur une période de 10 minutes durant laquelle un groupe de dauphins communs est passé à proximité de l'hydrophone autonome lors de la campagne ERATO'09. La figure 4.20 présente le spectrogramme d'un enregistrement de la campagne ERATO'09, dans lequel on peut observer une multitude de vocalises de dauphins communs. Nous avons appliqué notre méthodologie d'estimation de la RI adaptée à la TOAP pour l'ensemble de ces signaux d'opportunité naturels et nous proposons de présenter un échantillon représentatif des résultats dans la suite.

Les dauphins au repos

Une partie des vocalises de dauphin étudiées semblent avoir été émises par des dauphins immobiles. Quand une vocalise est transmise par un dauphin immobile, toutes les arrivées possèdent la même vitesse apparente relative que le trajet direct et le facteur d'échelle est le même pour tous les trajets, égale à un. Il est intéressant de remarquer que comme nous ne travaillons que sur un unique hydrophone, seule la composante du vecteur vitesse comprise dans plan source-récepteur est prise en compte. Ainsi, il est également possible que les dauphins au repos soient en réalité en mouvement circulaire autour de l'hydrophone. La représentation temps-fréquence d'une vocalise transmise par un dauphin immobile est présentée conjointement avec l'estimation de la fréquence instantanée du trajet direct en figure 4.21.

La figure 4.22 présente le plan d'ambiguïté large-bande de la vocalise reçue, les estimées retard-vitesse obtenues avec l'algorithme WALF (ronds) ainsi que la fonction $\eta(\tau)$ utilisée pour

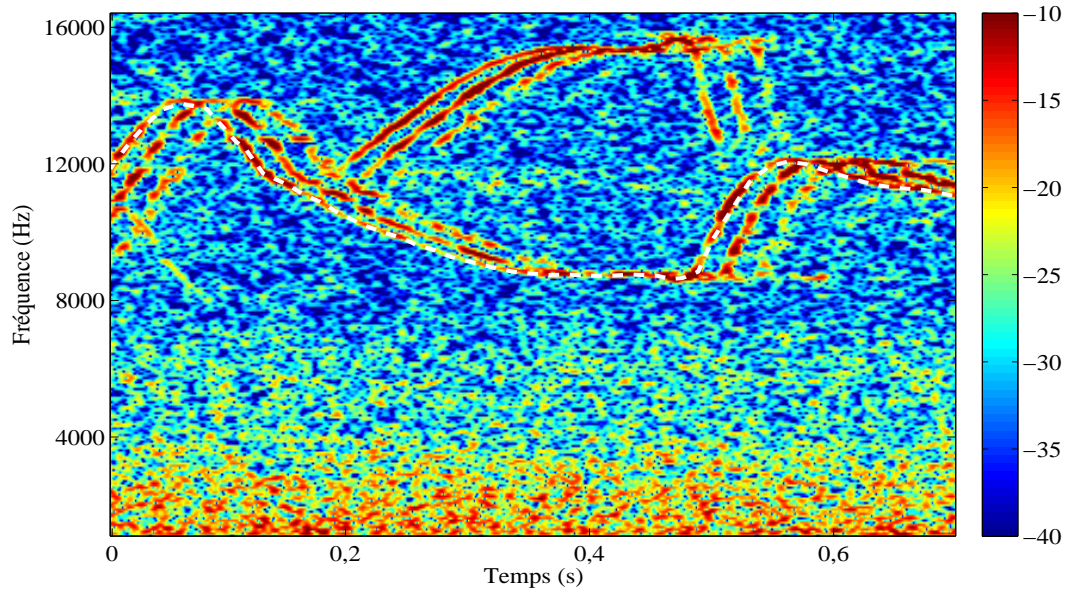


FIGURE 4.21 : Représentation temps-fréquence d'une vocalise transmise par un dauphin immobile. La courbe pointillée représente l'estimation de la loi de fréquence instantanée du trajet direct.

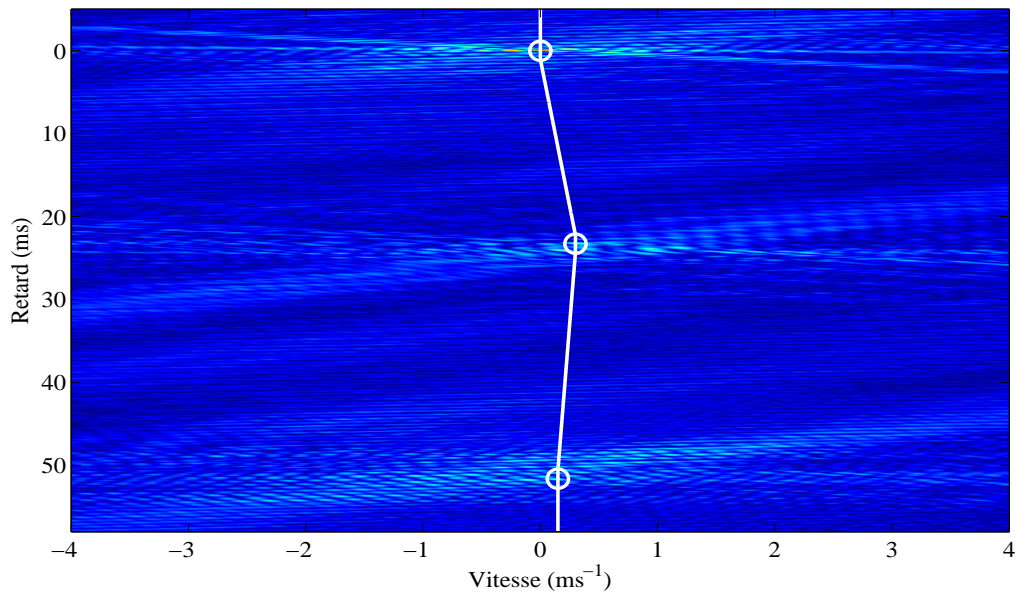


FIGURE 4.22 : Plan d'ambiguïté large-bande de la vocalise transmise par un dauphin qui semble être au repos. Les cercles représentent la position des maxima locaux estimée par l'algorithme WALF tandis que la courbe illustre la fonction $\eta(\tau)$ utilisée pour la compensation adaptative du mouvement.

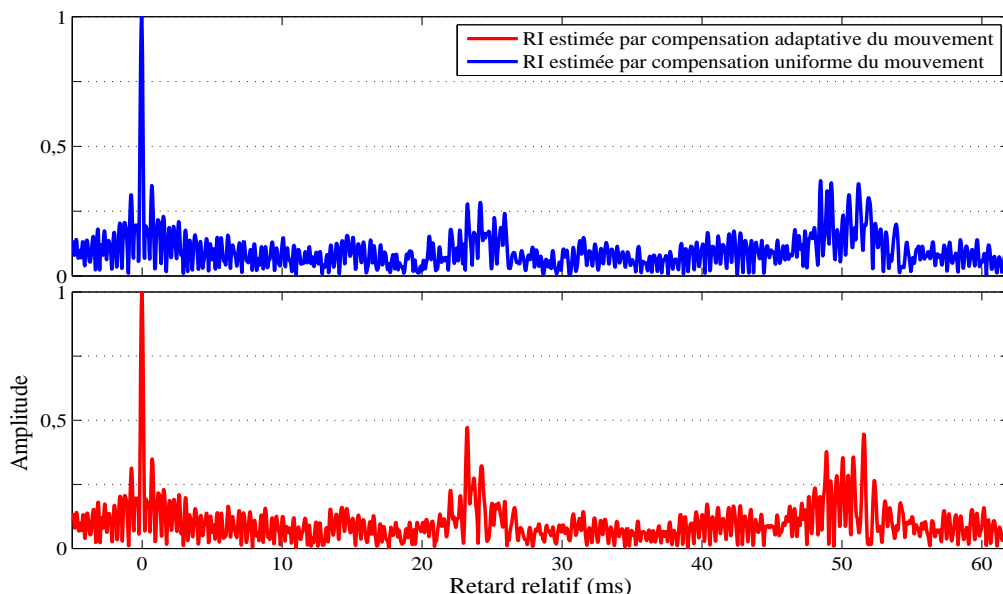


FIGURE 4.23 : Estimations de la RI du canal de propagation par différentes méthodes pour une vocalise transmise par un dauphin immobile. Les différentes méthodes d'estimation de la RI sont présentées dans la partie supérieure de la figure pour l'estimation de la RI par compensation uniforme du mouvement et dans la partie inférieure de la figure pour la compensation adaptative du mouvement.

estimer la RI de l'environnement. Cette figure montre que le facteur d'échelle Doppler est presque le même pour les trois premiers trajets de propagation ce qui indique que le dauphin ayant communiqué est presque immobile. La RI estimée pour cette vocalise est illustrée en figure 4.23. Pour cet exemple, la RI estimée avec la méthode de compensation adaptative du mouvement (partie inférieure) est presque identique à celle estimée avec la méthode de compensation uniforme du mouvement (partie supérieure). Cependant, bien que la vitesse de la source soit faible, la compensation adaptative du mouvement permet d'obtenir une amplitude plus importante pour la seconde arrivée.

La RI estimée dans un contexte de tomographie passive à partir d'un unique hydrophone met en évidence des caractéristiques classiques de l'environnement océanique. Le trajet direct possède une amplitude nettement supérieure aux trajets réfléchis à la surface ou au fond de l'océan. Par ailleurs, comme nous l'avons remarqué dans les chapitres précédents, les trajets réfléchis possèdent un étalement temporel important qui témoigne de la diffusivité de l'environnement océanique. L'estimation de la RI comporte trois trajets qui sont parfaitement définis, ce qui permet la mise en œuvre des outils classiques d'inversion géoacoustique afin de retrouver les paramètres environnementaux.

Les dauphins en déplacement horizontal

Une autre partie des vocalises sélectionnées a été transmise par des dauphins en mouvement horizontal. La figure 4.24 présente la représentation temps-fréquence d'une vocalise émise par un dauphin en déplacement horizontal. Sur cette figure, la courbe en pointillé illustre l'estimée de la loi de FI correspondant au trajet direct. Le plan d'ambiguïté large-bande de la vocalise

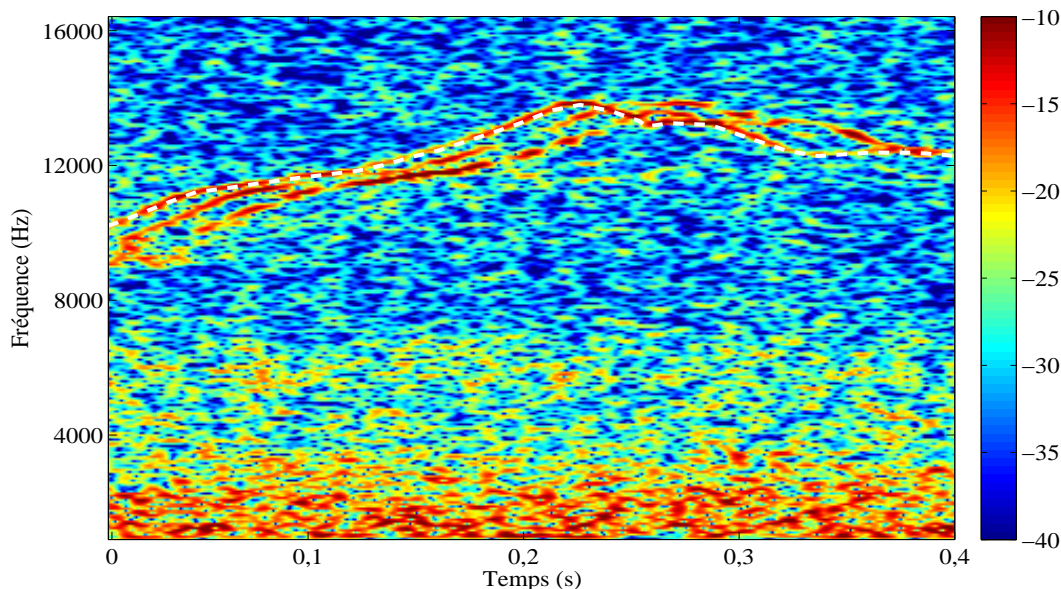


FIGURE 4.24 : Représentation temps-fréquence d'une vocalise transmise par un dauphin en déplacement horizontal. La courbe pointillée représente l'estimation de la loi de fréquence instantanée du trajet direct.

étudiée ainsi que les estimées retard-vitesse de l'algorithme WALF (cercles) sont représentés en figure 4.25.

Pour les dauphins en déplacement horizontal, les trois premières arrivées possèdent des vitesses apparentes relatives qui augmentent avec le temps de propagation et restent du même signe. Dans cet exemple, la vitesse apparente relative des trajets de propagation est positive ce qui signifie que le dauphin s'éloigne de l'hydrophone. Les estimées de la RI du canal de propagation sont présentées sur la figure 4.26.

Pour cette vocalise, contrairement au cas des dauphins presque immobiles, la vitesse apparente relative n'est pas la même pour tous les trajets de propagation et la méthode de compensation adaptative du mouvement fournit de meilleurs résultats. En effet, l'amplitude du second et du troisième trajet sont corrigées par la compensation du mouvement, comme l'illustre la figure 4.26. Là encore, l'énergie associée au trajet direct est bien localisée tandis que les trajets réfléchis possèdent un étalement temporel.

Les dauphins possédant un mouvement vertical

Le dernier groupe de vocalises est constitué des vocalises transmises par des dauphins en mouvement vertical dont un exemple est représenté en figure 4.27. Le plan d'ambiguïté large-bande de cette vocalise est représenté sur la figure 4.28, dans laquelle les cercles figurent les couples retard-vitesse estimés par l'algorithme WALF et la courbe illustre la fonction $\eta(\tau)$ utilisée pour la compensation adaptative du mouvement.

Pour les vocalises transmises par un dauphin en déplacement vertical, la vitesse apparente relative des trajets de propagation change de signe comme le montre la figure 4.28. La RI

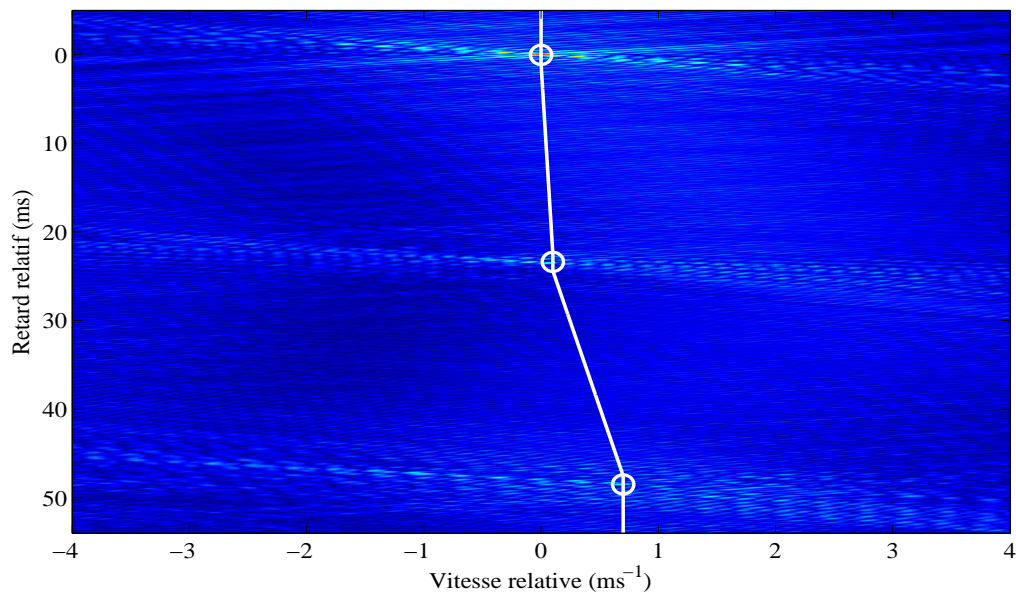


FIGURE 4.25 : *Plan d'ambiguïté large-bande de la vocalise transmise par un dauphin qui semble avoir un déplacement horizontal. Les cercles représentent la position des maxima locaux estimée par l'algorithme WALF tandis que la courbe illustre la fonction $\eta(\tau)$ utilisée pour la compensation adaptative du mouvement.*

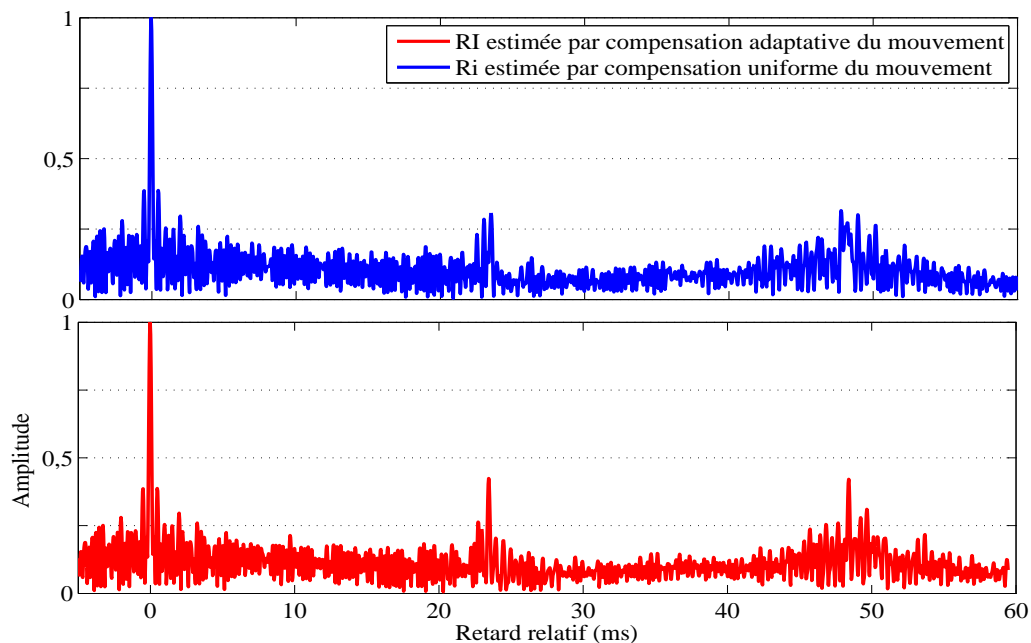


FIGURE 4.26 : *Estimations de la RI du canal de propagation par différentes méthodes pour une vocalise transmise par un dauphin en déplacement horizontal. Les différentes méthodes d'estimation de la RI sont présentées dans la partie supérieure de la figure pour l'estimation de la RI par compensation uniforme du mouvement et dans la partie inférieure de la figure pour la compensation adaptative du mouvement.*

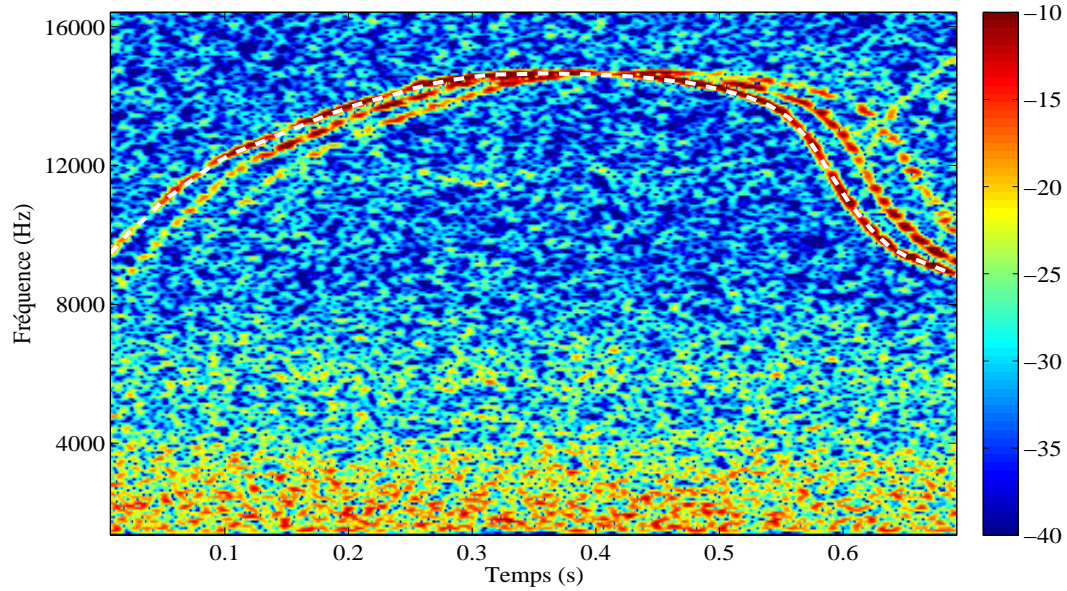


FIGURE 4.27 : Représentation temps-fréquence d'une vocalise transmise par un dauphin en déplacement vertical. La courbe pointillée représente l'estimation de la loi de fréquence instantanée du trajet direct.

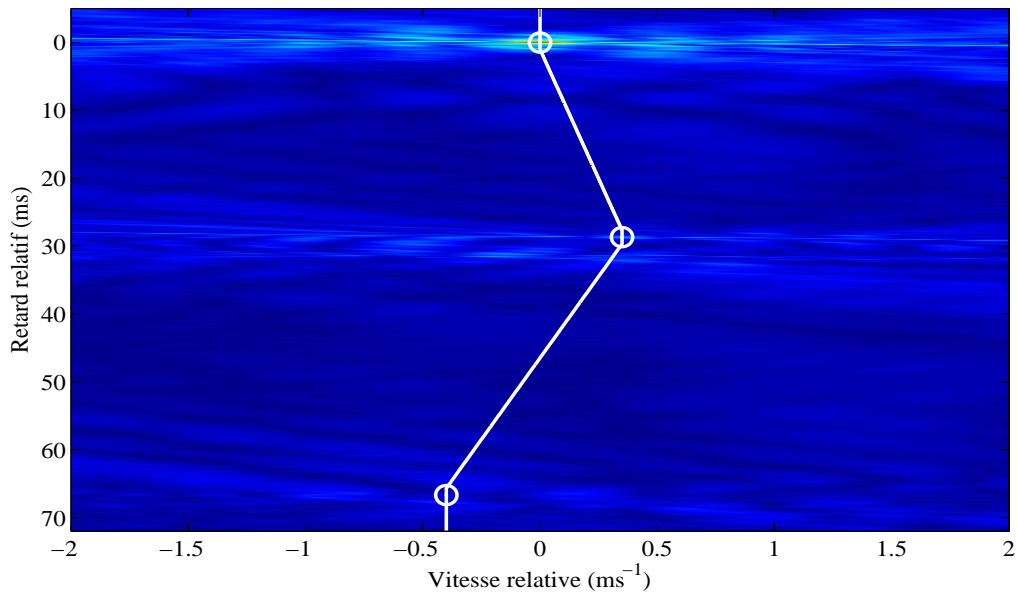


FIGURE 4.28 : Plan d'ambiguïté large-bande de la vocalise transmise par un dauphin qui semble avoir un déplacement vertical. Les cercles représentent la position des maxima locaux estimée par l'algorithme WALF tandis que la courbe illustre la fonction $\eta(\tau)$ utilisée pour la compensation adaptative du mouvement.

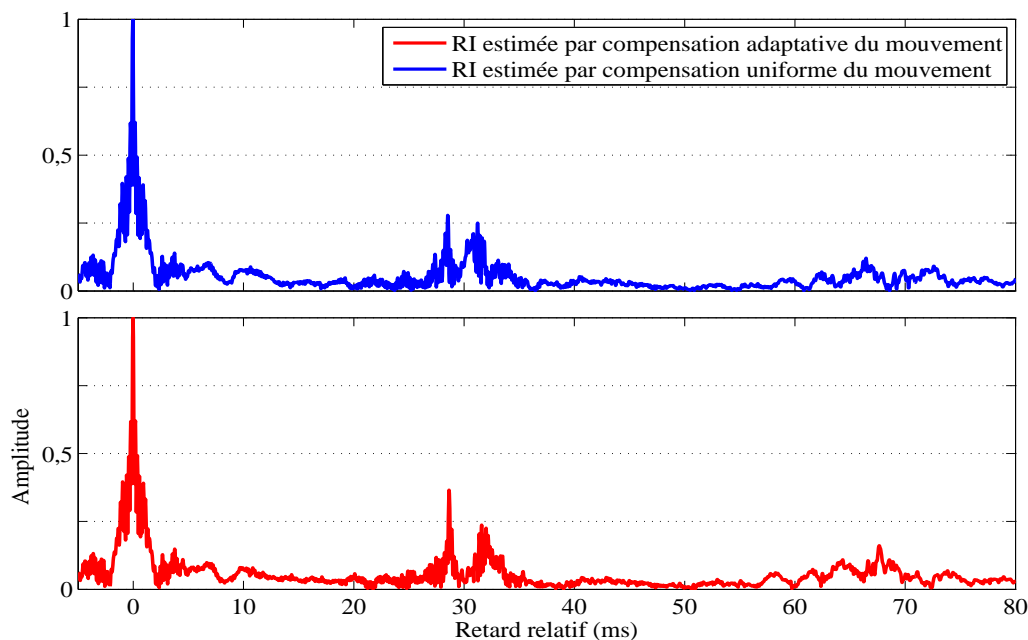


FIGURE 4.29 : Estimations de la RI du canal de propagation par différentes méthodes pour une vocalise transmise par un dauphin en déplacement vertical. Les différentes méthodes d'estimation de la RI sont présentées dans la partie supérieure de la figure pour l'estimation de la RI par compensation uniforme du mouvement et dans la partie inférieure de la figure pour la compensation adaptative du mouvement.

estimée à partir de la vocalise reçue est représentée sur la figure 4.29. Dans cette figure, la partie supérieure représente la RI estimée par compensation uniforme du mouvement qui présente clairement trois arrivées différentes. La RI obtenue par compensation adaptative du mouvement est représentée dans la partie inférieure de la figure. Tout comme en simulation, la compensation adaptative du mouvement permet de corriger l'estimation de la RI. En particulier, l'amplitude associée à la seconde et à la troisième arrivée est améliorée.

Dans cette section, nous avons présenté une nouvelle méthode d'estimation de RI en tomographie passive, à partir d'un unique hydrophone. Cette méthode utilise des signaux d'opportunité naturels pour estimer la RI du canal de propagation tout en prenant en compte le mouvement éventuel de la source d'opportunité. Cette méthode a été validée sur des données simulées possédant un RSB proche des enregistrements effectués à la mer. Notre méthode a également été testée sur des vocalises de dauphins communs enregistrées lors de la campagne ERATO'09. Les résultats sont encourageants et cohérents avec les résultats obtenus en simulation.

Cependant, le manque de connaissance du mouvement des dauphins et de la RI de l'environnement entre le dauphin et l'hydrophone ne permet pas de valider totalement les résultats sur données réelles. Récemment, il a été montré que les dauphins transmettent leurs vocalises de façon directive [Lammers03] et il est important de prendre en compte la directivité de l'émetteur lors de l'estimation de RI, ce qui n'est pas le cas de notre méthode.

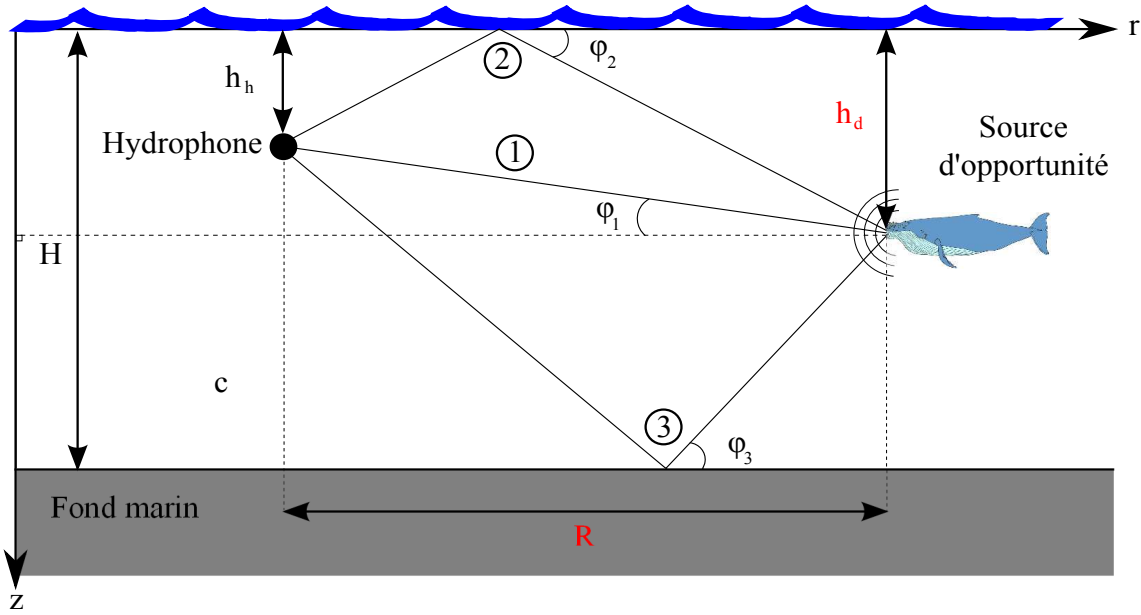


FIGURE 4.30 : Illustration schématique du contexte de notre étude. Seuls les trois premiers trajets de propagation sont considérés et la célérité des ondes acoustiques est supposée constante, égale à c . Les trois premiers trajets de propagation existant entre la source d'opportunité et le récepteur sont alors le trajet direct (trajet 1), le trajet réfléchi en surface (trajet 2) et le trajet réfléchi au fond (trajet 3). La hauteur du canal est notée H et la profondeur de l'hydrophone h_h . Les paramètres à estimer pour localiser la source sont la distance R et la profondeur de la source h_d .

Nous avons proposé une nouvelle méthode d'estimation de la RI de l'environnement océanique dans un contexte entièrement passif, sur un unique hydrophone. Dans la suite, nous proposons d'estimer la position et le vecteur vitesse des dauphins à partir de leurs vocalises, sur un unique hydrophone.

4.3 Estimation de la position et de la vitesse de la source d'opportunité

4.3.1 Estimation de la position des sources d'opportunité

L'une des inconnues à estimer pour la TOAP est la position de la source. En effet, l'estimation de la position de la source est capitale pour les opérations d'inversion géoacoustique. L'estimation de la position de la source d'opportunité peut également être utilisée pour les algorithmes de sonar passif. Nous nous plaçons dans un environnement petit-fond, pour un scénario dans lequel la source est proche de l'hydrophone et transmet un signal large-bande. Nous considérons que la vitesse de propagation des ondes acoustiques est constante ce qui implique que les trajets se propagent de façon rectiligne. Enfin, afin de simplifier l'étude, seuls les trois premiers trajets de propagation sont pris en compte. Le contexte général de l'étude est résumé par la figure 4.30.

Le principe générale de notre méthode d'estimation est que les différences de temps d'arrivée des trois premiers trajets contiennent l'information nécessaire à l'estimation de la position de la source sur un cercle [Au08]. Comme nous le verrons, il est possible de localiser la source sur un cercle centré sur l'hydrophone. En considérant que l'environnement est invariant par translation,

l'estimation de la position de la source sur un cercle est suffisante pour les applications de tomographie. Pour les applications sonar, il est possible d'utiliser la même méthode avec trois hydrophones pour connaître la position exacte de la source acoustique.

Étant donné que le signal transmis est inconnu, il n'est pas toujours simple d'estimer le temps d'arrivée de chacun des trajets, même dans les cas simples où les trajets sont séparés dans le plan temps-fréquence. Nous proposons d'utiliser la méthode WALF adaptée à la TOAP pour estimer les temps d'arrivée relatifs de chacun des trois premiers trajets.

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 1, les temps d'arrivée des différents trajets de propagation sont liés à la position de la source ainsi qu'aux caractéristiques du milieu océanique. En particulier, nous allons voir que si l'on connaît l'environnement et la position du récepteur, en supposant que la vitesse de propagation du son dans l'eau est constante, il est possible d'estimer la position de la source en utilisant les différences de temps d'arrivée des trois premiers trajets de propagation. Considérons que la vitesse de propagation du son dans le milieu océanique soit constante, il en découle que les rayons acoustiques se propagent en ligne droite comme l'illustre la figure 4.30.

Nous supposons que les paramètres du canal de propagation et de l'hydrophone sont connus (H , c et h_h). Nous cherchons à estimer la position de la source en estimant les paramètres R et h_d . Nous notons trajet indice 1 le trajet direct, trajet indice 2 le trajet réfléchi à la surface et trajet indice 3 le trajet réfléchi au fond comme l'illustre la figure 4.30. Les temps d'arrivée (τ) des trois premiers trajets de propagation vérifient :

$$\tau_1 = \frac{\sqrt{R^2 + (h_h - h_d)^2}}{c}, \quad (4.7a)$$

$$\tau_2 = \frac{\sqrt{R^2 + (h_h + h_d)^2}}{c}, \quad (4.7b)$$

$$\tau_3 = \frac{\sqrt{R^2 + (2H - (h_h + h_d))^2}}{c}. \quad (4.7c)$$

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 1, il est possible de différencier le trajet réfléchi à la surface du trajet réfléchi au fond. En effet, le signal associé au trajet réfléchi sur la surface océanique est déphasé d'un angle de π par rapport au trajet direct tandis que le trajet réfléchis au fond n'est pas déphasé.

Les retards estimés par l'algorithme WALF sont les retards relatifs au temps d'arrivée du trajet direct. Si le trajet réfléchi à la surface est le second trajet, alors nous estimons :

$$\hat{\tau}_1^{\text{WALF}} = \tau_1 - \tau_1 = 0, \quad (4.8a)$$

$$\hat{\tau}_2^{\text{WALF}} = \tau_2 - \tau_1 = \frac{\sqrt{R^2 + (h_h + h_d)^2}}{c} - \frac{\sqrt{R^2 + (h_h - h_d)^2}}{c}, \quad (4.8b)$$

$$\hat{\tau}_3^{\text{WALF}} = \tau_3 - \tau_1 = \frac{\sqrt{R^2 + (2H - (h_h + h_d))^2}}{c} - \frac{\sqrt{R^2 + (h_h - h_d)^2}}{c}. \quad (4.8c)$$

Seules les deux dernières équations du système (4.8) sont utiles pour l'estimation de la position (R, h_d) de la source acoustique. Nous disposons alors d'un système de deux équations à deux

inconnues qui peut être résolu numériquement. Quand il n'est pas possible de différencier le trajet réfléchi à la surface du trajet réfléchi au fond, alors le système (4.8) possède deux couples de solution qui correspondent à deux estimées différentes de la position de la source d'opportunité. Dans la suite, nous proposons d'estimer numériquement la position des sources acoustiques sur des données simulées puis sur les données réelles de la campagne ERATO'09.

Résultats en simulation

Dans un premier temps, nous proposons d'estimer la position des sources acoustiques à partir des données simulées présentées dans la section précédente. La première simulation est constituée d'une source immergée à $h_d = 60$ mètres de profondeur, se déplaçant horizontalement à $v = 1 \text{ m.s}^{-1}$ et située à $R = 163,5$ mètres de l'hydrophone au milieu de l'émission. Les résultats de l'algorithme WALF obtenu pour cette simulation sont présentés sur la figure 4.15. En utilisant les temps d'arrivée estimés par l'algorithme WALF pour le trajet 2 et le trajet 3, la résolution numérique du système (4.8) permet d'obtenir $\hat{h}_d = 60,1$ et $\hat{R} = 163,8$ mètres. L'erreur relative sur l'estimation de la profondeur du dauphin est de $\epsilon_{h_d} = 0,16\%$ tandis que l'erreur relative sur l'estimation de la distance est de $\epsilon_R = 0,18\%$. La distance et la profondeur d'immersion de la source sont toutes les deux estimées avec précision. La précision de l'estimation de la position de la source vient de la précision de l'estimation des couples retard-vitesse avec l'algorithme WALF, ce qui est illustré sur la figure 4.15.

La seconde simulation que nous avons étudiée est constituée d'une source immergée à $h_d = 66$ mètres de profondeur au milieu de l'émission, se déplaçant verticalement à $v = 1 \text{ m.s}^{-1}$ et située à $R = 200$ mètres de l'hydrophone. Les résultats obtenus avec l'algorithme WALF pour cette simulation sont présentés sur la figure 4.18. Nous avons utilisé les temps d'arrivée estimés pour les trajets 2 et 3 et obtenu numériquement $\hat{h}_d = 66,1$ et $\hat{R} = 199,8$ mètres. L'erreur relative sur l'estimation de la profondeur du dauphin est de $\epsilon_{h_d} = 0,15\%$ tandis que l'erreur relative sur l'estimation de la distance est de $\epsilon_R = 0,10\%$. La distance source-hydrophone et la profondeur de la source sont estimées avec précision et les erreurs relatives sont proches de celles obtenues pour la simulation précédente.

Les bons résultats obtenus en simulation nous permettent de valider le principe de notre méthode d'estimation de la position de la source en simulation. La position de la source est estimée à partir d'un seul hydrophone, en utilisant les différences de temps d'arrivée des trois premiers trajets. Cependant, comme un seul récepteur est utilisé, l'estimation de la position de la source est constituée d'un ensemble de positions possibles. La source est localisée sur un cercle de rayon \hat{R} , centré sur l'hydrophone et à une profondeur de \hat{h}_d . L'utilisation de plusieurs récepteurs simultanément peut permettre de lever l'ambiguïté en position. Nous allons maintenant étudier les résultats obtenus sur les données enregistrées en mer.

Résultats sur données réelles

Nous avons extrait 73 vocalises de dauphins possédant un bon RSB sur une période de 20 minutes durant laquelle un groupe de dauphins communs est passé à proximité de l'hydrophone autonome lors de la campagne ERATO'09. L'algorithme de WALF adapté à la TOAP a été appliqué pour chacune des vocalises puis nous avons estimé la position des dauphins. La figure 4.31 présente un histogramme de la profondeur d'émission estimée (partie supérieure) ainsi qu'un histogramme de la distance d'émission estimée (partie inférieure) pour chacune des vocalises.

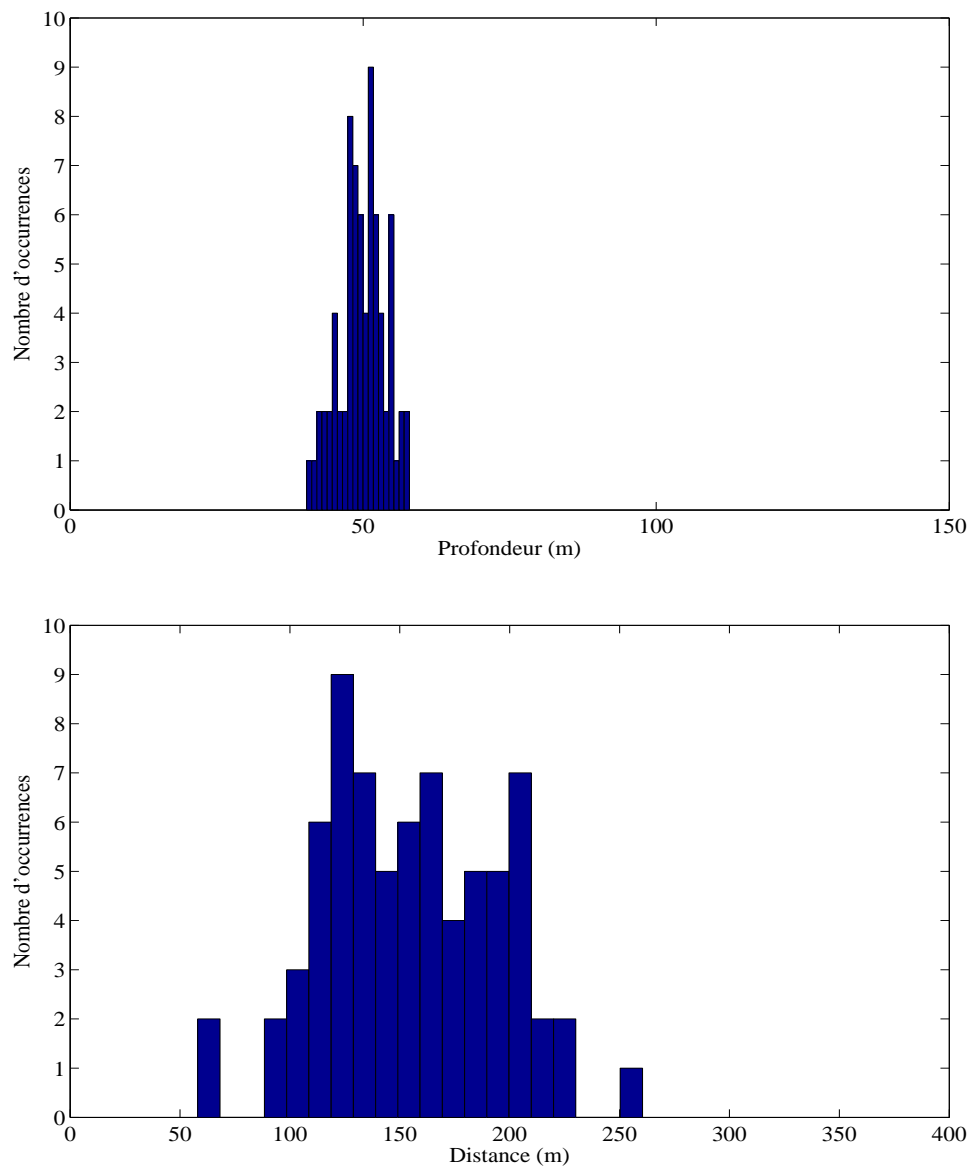


FIGURE 4.31 : Histogrammes de la profondeur et de la distance d'émission estimées pour chacune des 73 vocalises sélectionnées dans les enregistrements de la campagne ERATO'09.

Nous n'avons aucune information concernant la position des dauphins aux instants d'émissions. Cependant, nous proposons une analyse des résultats permettant de vérifier leur cohérence. Les profils de célérité de la campagne ERATO'09 présentent un minimum aux alentours de 60 mètres de profondeur. Ce minimum de célérité entraîne l'apparition d'un chenal de propagation profond autour de 60 mètres de profondeur qui correspond également à l'immersion de l'hydrophone autonome. En sélectionnant les vocalises possédant le meilleur RSB, nous avons donc très probablement sélectionné les vocalises transmises par des dauphins situés à environ 60 mètres de profondeur. Par ailleurs, nous avons également sélectionné les vocalises pour lesquelles les trois trajets acoustiques sont bien séparés dans le plan temps-fréquence. Pour la configuration géométrique de la campagne ERATO'09, ce choix correspond aux vocalises transmises par des sources d'opportunité situées à environ 50 mètres ou 100 mètres de profondeur.

La partie supérieure de la figure 4.31 montre que l'ensemble des profondeurs estimées est proche de 50 mètres. La valeur moyenne des 73 profondeurs estimées est de 49,9 mètres, pour un écart type de 3,9 mètres. Il semblerait donc que les vocalises sélectionnées correspondent bien à des vocalises transmises par des dauphins étant proches du minimum de célérité, à une profondeur assurant une bonne séparation des trois trajets de propagation au niveau du récepteur.

Par ailleurs, il est possible d'estimer la puissance moyenne émise à un mètre à partir de la puissance du signal reçu et de la distance estimée. La puissance moyenne émise à un mètre est reconstruite à partir de la puissance moyenne reçue en la corrigeant des pertes de transmission sphérique calculées grâce à la position estimée de la source. Sur les 73 vocalises sélectionnées, la puissance moyenne émise à un mètre est de 142,2 dB ref $1\mu\text{Pa}$ rms à 1m pour un écart type de 4,1 dB ref $1\mu\text{Pa}$ rms à 1m. Dans la littérature, la puissance moyenne en émission de vocalises des *Delphinus Delphis* est donnée entre 120 et 178 dB ref $1\mu\text{Pa}$ rms à 1m par [Adam07], à 172 dB ref $1\mu\text{Pa}$ rms à 1m par [Moore95, Murphy09] et entre 140 et 145 dB ref $1\mu\text{Pa}$ rms à 1m pour les vocalises entre 8 et 16 kHz par [Fisher77]. La puissance moyenne émise à un mètre que nous estimons est donc parfaitement en accord avec la littérature et le faible écart type montre la robustesse de l'approche. On en déduit que l'estimation de la position des dauphins est valide puisqu'elle permet de retrouver la puissance moyenne émise à un mètre avec précision. Il est intéressant de remarquer que tous les mammifères marins ne vocalisent pas à la même puissance, cette méthodologie n'est donc valide uniquement lorsque l'animal insonifiant le milieu est identifié.

Nous avons testé et validé notre méthode d'estimation de la position d'une source naturelle d'opportunité sur les données réelles enregistrées lors de la campagne ERATO'09. Notre méthode d'estimation de la position de la source est une méthode entièrement passive qui fonctionne sur un unique récepteur. Bien que nous ne connaissions pas la position des dauphins vocalisant, nous avons proposé une procédure de vérification portant sur l'estimation de la puissance d'émission à un mètre des vocalises. Par ailleurs, l'ensemble des vocalises étudiées semblent avoir été transmises par des dauphins situés aux alentours du minimum de célérité. Ceci est logique puisque le fait d'avoir sélectionné les vocalises possédant le meilleur RSB revient à choisir les vocalises transmises au niveau du minimum de célérité. Dans la suite, nous proposons d'utiliser les estimées de l'algorithme WALF pour obtenir une estimation du vecteur vitesse de la source.

4.3.2 Estimation de la vitesse des sources d'opportunité

Dans la section précédente, nous avons proposé un algorithme de traitement du signal permettant d'estimer la position des dauphins enregistrés lors de la campagne ERATO'09, à partir de la différence des temps d'arrivée des trois premiers trajets de propagation. Cette méthode a été validée sur des simulations numériques puis appliquée aux données réelles. Dans cette section, nous proposons une nouvelle méthode permettant d'estimer le vecteur vitesse des dauphins dans un contexte passif avec un unique hydrophone. Ce travail est une contribution à l'étude des mammifères marins et aux applications de sonar passif.

La figure 4.32 présente le contexte générale de l'étude. Dans cette section, nous considérons que la position $(R; h_d)$ de la source d'opportunité a été estimée correctement et nous en déduisons les angles de lancement des trois premiers trajets de propagation $(\varphi_1; \varphi_2; \varphi_3)$. Géométriquement, les angles de lancement des trois premiers trajets de propagation sont estimés à partir de la relation suivante :

$$\hat{\varphi}_1 = \text{atan} \left(\frac{\hat{h}_d - h_h}{\hat{R}} \right), \quad (4.9a)$$

$$\hat{\varphi}_2 = \text{atan} \left(\frac{\hat{h}_d + h_h}{\hat{R}} \right), \quad (4.9b)$$

$$\hat{\varphi}_3 = \text{atan} \left(\frac{\hat{h}_d + h_h - 2H}{\hat{R}} \right). \quad (4.9c)$$

Comme nous l'avons vu précédemment, l'algorithme WALF adapté aux contextes passifs permet d'estimer les facteurs d'échelle relatif de chacun des trajets de propagation. En particulier, le facteur d'échelle estimé à l'itération i vérifie :

$$\hat{\eta}_i^{\text{WALF}} = \frac{\eta_i}{\eta_1}, \quad (4.10)$$

où η_i est le facteur d'échelle associé au trajet i . En conservant les mêmes notations que dans la figure 4.32, η_i suit la relation suivante :

$$\eta_i = \frac{1}{1 - \frac{\|\vec{v}\| \cos(\varphi - \varphi_i)}{c}}. \quad (4.11)$$

Les premières itérations de l'algorithme de WALF adapté à la TOAP donne donc accès au système suivant :

$$\eta_1^{\text{WALF}} = \frac{\eta_1}{\eta_1} = 1, \quad (4.12a)$$

$$\eta_2^{\text{WALF}} = \frac{\eta_2}{\eta_1} = \frac{1 - \frac{\|\vec{v}\| \cos(\varphi - \varphi_1)}{c}}{1 - \frac{\|\vec{v}\| \cos(\varphi - \varphi_2)}{c}}, \quad (4.12b)$$

$$\eta_3^{\text{WALF}} = \frac{\eta_3}{\eta_1} = \frac{1 - \frac{\|\vec{v}\| \cos(\varphi - \varphi_1)}{c}}{1 - \frac{\|\vec{v}\| \cos(\varphi - \varphi_3)}{c}}. \quad (4.12c)$$

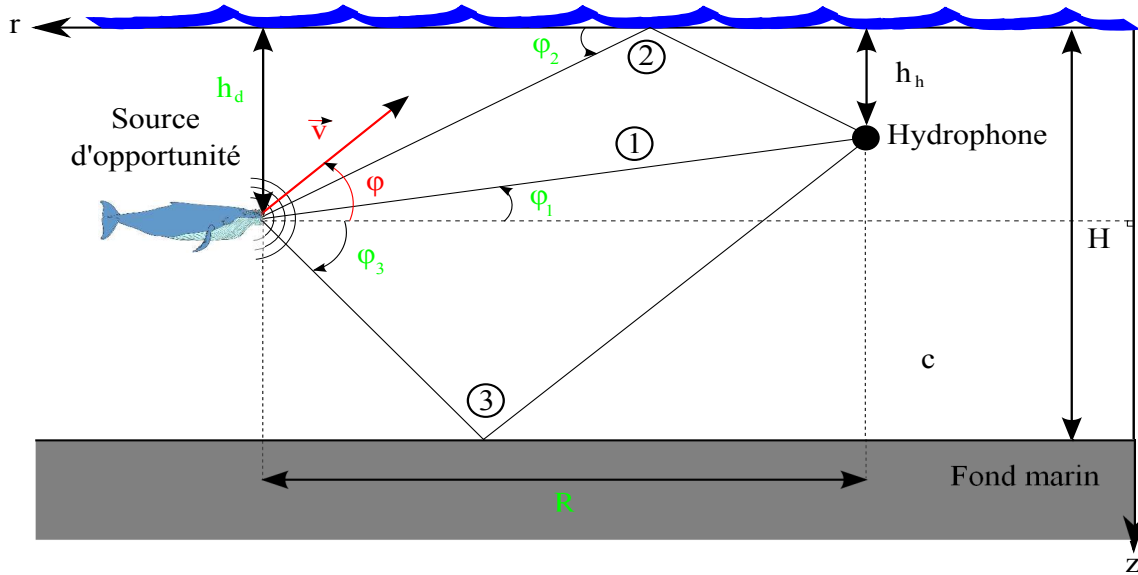


FIGURE 4.32 : Illustration schématique du contexte de notre étude. Seuls les trois premiers trajets de propagation sont considérés et la célérité des ondes acoustiques est supposée constante, égale à c . Les trois premiers trajets de propagation existant entre la source d'opportunité et le récepteur sont alors le trajet direct (trajet 1), le trajet réfléchi en surface (trajet 2) et le trajet réfléchi au fond (trajet 3). La hauteur du canal est notée H et la profondeur de l'hydrophone h_h . Nous considérons que les paramètres de position de la source R et h_d ont été estimés. Les paramètres à estimer ici sont la norme du vecteur vitesse v et sa direction φ .

Seules les deux dernières équations du système (4.12) portent de l'information et l'on dispose finalement d'un système de deux équations à deux inconnus ($\|\vec{v}\|$ et φ) qui peut être résolu numériquement. Dans la suite, nous proposons de tester notre méthode d'estimation de la vitesse de la source d'opportunité sur des simulations numériques puis des données réelles.

Résultats en simulation

Nous avons testé l'ensemble de notre méthodologie sur les simulations réalistes présentées précédemment. L'estimation de la vitesse des sources d'opportunité sur un unique hydrophone fait intervenir l'ensemble des travaux présentés jusqu'à présent. Le processus d'estimation de la vitesse de la source d'opportunité peut être décomposé en cinq étapes principales :

1. estimation de la FI du signal associé au trajet le plus énergétique,
2. utilisation de l'algorithme de WALF adapté à la TOAP qui permet d'estimer un triplet retard-vitesse-amplitude par trajet de propagation,
3. estimation de la position de la source d'opportunité ($\hat{R}; \hat{h}_d$) à partir des différences de temps d'arrivée et du système d'équation (4.8),
4. estimation des angles de lancement des trois premières arrivées ($\hat{\varphi}_1; \hat{\varphi}_2; \hat{\varphi}_3$) à partir de l'estimée de la position de la source d'opportunité et du système d'équation (4.9),
5. estimation du vecteur vitesse ($\|\vec{v}\|$ et φ) de la source d'opportunité. Le vecteur vitesse est estimé à partir de l'estimée des angles de lancement, de l'estimée des rapports de facteur d'échelle retournée par la WALF et du système d'équation (4.12).

Mouvement horizontal	$\ \hat{v}\ $ ms^{-1}	$\hat{\varphi}$ °	ΔV en %	$\Delta\varphi$ en °
1 ms^{-1}	1,03	-1,4	3 %	1,4°
2 ms^{-1}	2,06	-1,0	3 %	1°
4 ms^{-1}	4,06	-0,4	1,5 %	0,4°
8 ms^{-1}	7,71	-0,8	3,6 %	0,8°

TABLE 4.7 : Tableau résumant l'estimation du vecteur vitesse de la source d'opportunité pour une source simulée se déplaçant avec un mouvement horizontal uniforme à différentes vitesses. Les deux dernières colonnes représentent l'erreur relative commise sur l'estimation de la norme et l'erreur commise sur l'orientation du vecteur vitesse.

Mouvement vertical	$\ \hat{v}\ $ ms^{-1}	$\hat{\varphi}$ °	ΔV en %	$\Delta\varphi$ en °
1 ms^{-1}	0,93	90,7	7 %	0,7°
2 ms^{-1}	2,11	114,5	5,5 %	24,5°
4 ms^{-1}	3,94	95,3	1,5 %	5,3°
8 ms^{-1}	8,4	112,1	5 %	22,1°

TABLE 4.8 : Tableau résumant l'estimation du vecteur vitesse de la source d'opportunité pour une source simulée se déplaçant avec un mouvement vertical uniforme à différentes vitesses. Les deux dernières colonnes représentent l'erreur relative commise sur l'estimation de la norme et l'erreur commise sur l'orientation du vecteur vitesse.

A l'instar de la validation de la RI estimée par compensation du mouvement et de l'estimation de la position de la source d'opportunité, nous proposons d'étudier le cas d'une source en déplacement horizontal uniforme puis le cas d'une source en déplacement vertical uniforme. Peu de travaux concernant la vitesse de déplacement des mammifères marins sont référencés mais la littérature [Perrin02] s'accorde à dire que les dauphins communs se déplacent à des vitesses comprises entre 0 et $28.8 kmh^{-1}$ soit environ 0 à $8 ms^{-1}$. Ainsi, nous avons décidé de tester notre méthode d'estimation du vecteur vitesse pour des sources d'opportunité se déplaçant à 1, 2, 4 et $8 ms^{-1}$.

Les résultats obtenus pour huit simulations différentes sont présentés dans le tableau 4.7 pour une source mouvement uniforme horizontal et le tableau 4.8 pour une source en déplacement vertical. Le tableau 4.7 montre qu'en simulation et avec le même RSB que pour les données réelles de la campagne ERATO'09, la norme et la direction du vecteur vitesse sont estimées avec précision pour les sources en mouvement horizontal. Les erreurs relatives sont faibles, de l'ordre de 3 % pour l'estimation de la norme du vecteur vitesse et inférieure à 0,5 % pour l'estimée de la direction du vecteur vitesse.

Les résultats obtenus pour les sources en déplacement vertical sont résumés dans le tableau 4.8. On remarque que dans l'ensemble, les estimées du vecteur vitesse sont bonnes en amplitude mais moins précises en direction dans le cas d'une source en déplacement vertical. Le vecteur vitesse de la source d'opportunité est très bien estimé pour les sources se déplaçant à 1 et $4 ms^{-1}$. En revanche, l'erreur commise sur la direction des sources se déplaçant à $2 ms^{-1}$ et à $8 ms^{-1}$ est importante. Dans ces deux cas, une erreur non négligeable d'environ 20 % est commise sur l'estimation de la profondeur de la source ce qui dégrade grandement l'estimation de l'angle de lancement du trajet direct et impacte ensuite l'estimation de la direction du vecteur vitesse.

Nous avons validé notre méthode d'estimation du vecteur vitesse des sources d'opportunité en utilisant un unique hydrophone sur des simulations réalistes. Les résultats en simulation sont très bons pour les sources en déplacement horizontal, quelque soit la vitesse de la source. Pour les sources en déplacement verticale, la norme du vecteur vitesse est également estimée correctement mais on remarque que l'estimation de la direction de la source est plus problématique. En effet, il arrive que l'immersion de la source soit mal estimée ce qui entraîne une dégradation importante au niveau de l'estimation de la direction de la source. Dans la suite, nous proposons d'appliquer notre méthode d'estimation du vecteur vitesse des sources d'opportunité aux vocalises de dauphins communs enregistrées lors de la campagne ERATO'09.

Résultats sur les données réelles

À partir des 73 vocalises de la campagne ERATO'09 étudiées précédemment, nous avons sélectionné 21 vocalises ayant été émises pendant une durée de 10 minutes. Cette période de 10 minutes correspond à une période durant laquelle beaucoup de vocalises possédant un bon RSB ont été enregistrées par l'hydrophone Aural. Nous avons ensuite appliqué l'ensemble de la chaîne de traitement à ses 21 vocalises afin d'estimer le vecteur vitesse des dauphins ayant émis les sifflements. L'ensemble des résultats obtenus est résumé dans le tableau 4.9.

Étant donné que nous ne possédons aucune information sur les dauphins ayant émis les vocalises, les estimations de vecteur vitesse obtenues dans un contexte entièrement passif sont difficilement vérifiables. Cependant, la littérature s'accordent à dire [Perrin02] que les *Delphinus Delphis* se déplacent sans effort à des vitesses variant de 1,8 à 13 kmh^{-1} et peuvent atteindre une vitesse maximale de 29 kmh^{-1} sur une durée de l'ordre de la seconde. Dans la suite, nous allons donc vérifier la cohérence des vitesses estimées en les comparant aux vitesses de déplacement de l'espèce.

La valeur moyenne et l'écart type de la norme des vecteurs vitesse estimés pour 21 vocalises différentes sont respectivement de 5,4 kmh^{-1} et 3,9 kmh^{-1} . Ceci nous indique, qu'en moyenne les vocalises ont été transmises par des dauphins se déplaçant à des vitesses cohérentes pour l'espèce. Par ailleurs, la vitesse maximale évaluée est de 15,7 kmh^{-1} ce qui montre que l'ensemble des vitesses estimées sont cohérentes avec les capacités physiques des *Delphinus Delphis*. En étudiant les directions et les amplitudes estimées pour les vecteurs vitesse, il est possible de séparer les individus selon la nature de leur déplacement en trois groupes différents :

- déplacement horizontal : le premier groupe de dauphin se déplace horizontalement ($-25^\circ < \phi < 35$) à une vitesse supérieure à 1,8 kmh^{-1} . Ce groupe est constitué de 12 individus ou vocalises différentes ;
- déplacement vertical : le second groupe de dauphin se déplace verticalement ($40 < \phi < 140$) à une vitesse supérieure à 1,8 kmh^{-1} . Ce groupe est composé de 6 individus ou vocalises différentes ;
- vitesse presque nulle : le dernier groupe est composé des dauphins se déplaçant à moins de 1,8 kmh^{-1} et n'est composé que de 3 individus ou vocalises différentes.

En conclusion, nous avons présenté et validé en simulation une méthode d'estimation de la position et du vecteur vitesse de sources d'opportunité naturelles en déplacement. Les résultats en simulation sont très encourageants, aussi bien pour l'estimation de la position que pour l'estimation du vecteur vitesse de la source d'opportunité. Ces deux méthodes utilisent l'algorithme WALF adapté à la tomographie passive et fonctionnent avec un unique hydrophone.

Vocalises	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
\hat{v} en kmh^{-1}	2,1	-5,1	-9,0	11,1	1,9	-15,7	-3,3	-5,9	-2,9	6,4
$\hat{\phi}$ en $^{\circ}$	111,7	92,9	-39,3	-10,3	64,6	0,6	33,6	19,0	16,0	24,0
\hat{R} en m	96,5	118,0	199,8	170,1	176,8	191,7	184,2	163,5	160,3	154,6
\hat{h}_d en m	40,3	43,4	48,9	51,8	54,2	49,7	47,9	45,4	44,6	49,8

Vocalises	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
\hat{v} en kmh^{-1}	5,6	-5,9	-2,9	-1,1	9,6	-0,3	-1,9	8,1	4,9	-8,5
$\hat{\phi}$ en $^{\circ}$	33,6	20,4	-13,2	56,4	-21,9	124,5	43,9	18,4	21,9	4,2
\hat{R} en m	58,1	148,9	173,42	127,8	140,7	122,8	130,8	110,5	163,7	114,9
\hat{h}_d en m	41,3	50,4	52,7	64,3	51,2	44,8	51,2	48,2	50,0	49,7

Vocalises	21
\hat{v} en kmh^{-1}	-0,8
$\hat{\phi}$ en $^{\circ}$	74,8
\hat{R} en m	150,9
\hat{h}_d en m	42,3

TABLE 4.9 : Tableau résumant l'estimation de la position et du vecteur vitesse pour des dauphins ayant transmis 21 vocalises différentes durant 10 minutes d'enregistrement de la campagne ERATO'09.

Par ailleurs, l'estimation de la position et du vecteur vitesse des dauphins enregistrés lors de la campagne ERATO'09 est cohérente avec les caractéristiques physiques du milieu et les caractéristiques des dauphins communs observés. Cependant, en l'absence d'informations supplémentaires sur les sources acoustiques, il n'est pas possible de valider définitivement les résultats obtenus sur les données réelles à partir de vocalises de dauphins communs. De plus, il est important de remarquer que l'utilisation d'un unique hydrophone implique que l'estimation du vecteur vitesse soit en réalité l'estimée de la projection du vecteur vitesse dans le plan source-hydrophone. Les normes des vecteurs vitesse estimées sont donc inférieures aux normes réelles dans les scénarios où la composante du vecteur vitesse perpendiculaire au plan source-hydrophone n'est pas nulle.

4.4 Conclusions

Dans ce chapitre nous avons présenté différentes contributions à la tomographie passive, à la surveillance passive des mammifères marins et aux applications en sonar passif. Ces méthodes s'appuient sur des outils avancés de traitement du signal afin de fonctionner sur un unique hydrophone dans le but de simplifier et de diminuer le coût des opérations en mer. Nous avons validé l'ensemble de ces méthodes sur des données simulées possédant le même RSB que les données de la campagne ERATO'09. Les résultats obtenus à partir de vocalises de dauphins communs ont également été analysés.

Dans une première partie, après un bref état de l'art, nous avons présenté le concept de tomographie océanique acoustique passive qui consiste à utiliser des sources sonores alternatives pour la tomographie océanique acoustique. La seconde partie de ce chapitre présente un nouveau concept de tomographie océanique acoustique passive utilisant des signaux d'opportunité transmis par des sources naturelles peuplant le milieu et enregistrés sur un unique hydrophone. En

particulier, nous proposons d'utiliser les vocalises de mammifères marins, comme celles des dauphins communs enregistrées lors de la campagne ERATO'09, pour caractériser l'environnement océanique à partir de l'estimation de sa RI.

Nous avons donc présenté une nouvelle méthode d'estimation de la RI océanique à partir de signaux d'opportunité transmis par des sources en mouvement. Dans cette application, le signal transmis par la source est totalement inconnu de même que sa position et son vecteur vitesse. Notre méthode d'estimation de la RI peut être décomposée en trois étapes principales :

1. la première étape consiste à estimer la fréquence instantanée du signal reçu pour le trajet de propagation le plus énergétique. Cette étape est assurée par un algorithme de *tracking* temps-fréquence-phase réalisé en collaboration avec Ioana [Ioana10].
2. la seconde étape repose sur une adaptation de l'algorithme WALF qui a été introduit dans le chapitre 2, section 2.4.2. L'algorithme de WALF adapté à l'estimation des paramètres du canal dans un contexte passif utilise une estimation du signal reçu pour le trajet le plus énergétique comme signal de référence.
3. la dernière étape porte sur l'estimation de la RI de l'environnement par la méthode de compensation adaptative du mouvement présentée dans le chapitre 3, section 3.2.2.

Notre méthode d'estimation de la RI en utilisant des sources d'opportunité mobiles sur un unique hydrophone a été validée sur des simulations numériques pour un environnement et un RSB proches de ceux rencontrés avec les données réelles. L'estimation de la RI par compensation adaptative du mouvement dans un contexte passif a également été testée sur des vocalises enregistrées lors de la campagne d'acquisition de données en mer ERATO'09. Les résultats obtenus en simulation valident notre méthode tandis que les résultats obtenus à partir des vocalises de dauphins enregistrées en mer montrent sa faisabilité dans un environnement réel.

Le dernière partie de ce chapitre présente une méthode d'estimation de la position et du vecteur vitesse de la source d'opportunité. L'estimation de la position de la source d'opportunité sur un seul hydrophone repose sur les différences de temps d'arrivée des trois premiers trajets. Nous avons validé l'estimation de la position de la source sur des données simulées pour un environnement et un RSB proches de ceux rencontrés dans les données enregistrées à la mer. La position de la source d'opportunité est estimée avec précision en terme de distance radiale et de profondeur, dans les cas où la source d'opportunité se déplace horizontalement ou verticalement. Notre méthode d'estimation de la position des sources d'opportunité a été testée sur un échantillon de 73 vocalises de dauphins enregistrées lors de la campagne ERATO'09. Les résultats sont cohérents avec les informations dont nous disposons sur les dauphins et prouve le bien fondé de notre méthode.

Finalement, nous avons proposé une méthode d'estimation du vecteur vitesse des sources d'opportunité en utilisant le signal enregistré sur un seul hydrophone. L'estimation de la position de la source permet d'avoir accès à une estimation des angles de lancement des trois premiers trajets de propagation. L'utilisation conjointe des angles de lancement des trois premiers rayons et des estimées de leur facteur échelle permet d'obtenir une estimation du vecteur vitesse de la source. Les composantes du vecteur vitesse dans le plan source-hydrophone sont estimées en terme de norme et de direction. L'estimation du vecteur vitesse a été validée sur 8 simulations différentes et les résultats sont précis aussi bien pour la norme que pour la direction. Finalement, l'estimation du vecteur vitesse des sources d'opportunité a été testée sur un échantillon de 21 vocalises de dauphins enregistrées lors de la campagne ERATO'09. Les résultats obtenus sur les

données réelles sont encore une fois cohérents avec les informations auxquelles nous avons accès ce qui tend à prouver la validité de notre méthode.

Conclusions et perspectives

Conclusion

Le travail de recherche présenté dans ce mémoire a permis d'estimer la réponse impulsionnelle d'un canal de propagation dans un contexte de tomographie océanique acoustique passive à partir de signaux d'opportunité et d'un seul hydrophone. Nous avons proposé de nouvelles méthodes pour prendre en compte les mouvements relatifs inconnus du système dans l'estimation de réponse impulsionnelle à partir de signaux larges bandes de basses à hautes fréquences propagés dans un environnement petit fond. Ensuite, nous avons proposé une nouvelle méthode pour les applications sonar passif fonctionnant avec des signaux bioacoustiques d'opportunité enregistré sur un unique hydrophone.

La première partie présente les outils de la physique des ondes nécessaires à la modélisation du signal reçu et à la compréhension des méthodes que nous avons proposées dans ce mémoire. Les points abordés dans ce chapitre sont les suivants :

- la caractérisation de la propagation des ondes acoustiques dans le milieu océanique,
- la résolution des équations différentielles régissant la propagation des ondes pour obtenir une expression du signal reçu selon la théorie des rayons,
- l'expression du signal reçu pour les source en mouvement en fonction de l'opérateur de propagation pour des sources immobiles et de la cinétique de la source,
- la présentation d'un logiciel de simulation pour les sources immobiles ainsi que la présentation de la méthodologie employée pour prendre en compte le mouvement des sources en simulation.

L'étude des ondes propagées dans le milieu océanique petit fond nous a permis d'obtenir une modélisation du signal reçu pour les sources en mouvement. À partir de ce modèle, nous avons développé des méthodes d'estimation conjointe des paramètres environnementaux (temps d'arrivée, amplitudes) et des effets du mouvement (facteurs d'échelles) dans la seconde partie de ce mémoire. La première méthode est basée sur l'estimation au sens des moindres carrés de la fonction de diffusion large bande du canal de propagation pour les applications de communication acoustique sous-marine. La seconde méthode porte sur l'estimation des canaux de propagation parcimonieux (théorie des rayons) au sens du maximum de vraisemblance pour les applications de tomographie active ou passive. À partir de ces estimateurs, nous avons adapté l'algorithme de *matching pursuit decomposition* et développé un nouvel algorithme de *Warping Ambiguity Lag-Doppler Filtering* pour l'estimation automatique des paramètres environnementaux et des effets du mouvement sur un unique hydrophone. Les algorithmes d'estimation proposés ont été testés et validés sur des données simulées pour des sources en mouvement dans un environnement isocélère.

La troisième partie de ce mémoire se décompose en deux chapitres. Elle porte sur la proposition de nouvelles méthodes et leur application à des contextes opérationnels, sur différents jeux de données réelles. Le troisième chapitre concerne la caractérisation de l'environnement marin dans les contextes où la source est connue. Dans un premier temps, nous proposons deux méthodes différentes pour la compensation des effets du mouvement inconnu lors de l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal de propagation. La première méthode considère que le facteur d'échelle Doppler est le même pour tous les trajets de propagation et permet d'améliorer l'estimation de la réponse impulsionnelle pour les grandes distances de propagation, aussi bien en simulation que sur les données réelles de la campagne BASE'07. La seconde méthode considère un facteur d'échelle différent pour chaque retard lors de l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal de propagation. Cette méthode, appelée compensation adaptative du mouvement, permet d'améliorer nettement l'estimation de la réponse impulsionnelle pour les propagations sur de courtes distances, aussi bien en simulation que sur les données réelles de la campagne BASE'07. La méthode de compensation adaptative du mouvement nous a permis de corriger les effets du mouvement lors de l'estimation de réponse impulsionnelle en faisant apparaître les différents trajets de propagation. Finalement, pour clore le chapitre portant sur les émissions actives, nous nous sommes intéressés à l'estimation des fonctions de diffusion large bande de l'environnement dans le cadre de communication sous-marine transmise par une source en mouvement. Nos méthodes d'estimation des fonctions de diffusion large bande ont été validées avec succès sur les données réelles de la campagne de communication sous-marine KAM'08.

Après avoir validé nos méthodes dans des configurations actives sur différents jeux de données réelles, nous les appliquons à la tomographie passive et au sonar passif sur un unique hydrophone dans le quatrième chapitre. Dans un premier temps, nous nous sommes intéressés à l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal de propagation en utilisant des signaux d'opportunité larges bandes. Nous avons validé notre méthodologie de tomographie passive sur des simulations et des signaux d'opportunité bioacoustiques (vocalises de dauphins) enregistrés lors de la campagne ERATO'09. Ensuite, nous avons utilisé les informations extraites de la réponse impulsionnelle pour localiser (distance, profondeur) la source d'opportunité puis estimer son vecteur vitesse. Cette dernière méthode est une contribution aux applications de sonar passif qui a été validée sur simulation et appliquée aux signaux bioacoustiques d'opportunité enregistrés à la mer durant la campagne ERATO'09.

Perspectives

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont principalement porté sur le développement d'outils de traitement du signal pour prendre en compte le mouvement inconnu présent dans le système lors de l'estimation de sa réponse impulsionnelle. La prise en compte du mouvement relatif entre la source et le récepteur nous a permis d'améliorer l'estimation de la réponse impulsionnelle dans les scénarios de tomographie active, quand le mouvement n'est pas maîtrisé. Par ailleurs, nous avons également proposé de nouvelles méthodes pour la tomographie passive et les applications sonar passif. Nos méthodes ont été testées et validées sur des données simulées et des données enregistrées à la mer, issues de différentes campagnes d'acquisition de données.

Les perspectives des travaux présentés dans ce mémoire sont de deux types différents : l'amélioration des méthodes proposées et la proposition de nouvelles pistes de recherche.

En ce qui concerne l'amélioration des méthodes proposées, il serait intéressant d'étudier les effets du mouvement lorsque le mouvement relatif du système est quelconque. En effet, dans

nos travaux nous avons supposé que le mouvement relatif de la source par rapport au récepteur est un mouvement à vitesse constante et nous avons négligé toute accélération. Il serait donc intéressant d'étudier dans quelle mesure l'accélération peut être négligée dans les applications en acoustique sous-marine. Si l'accélération relative ne peut pas toujours être négligée, alors une piste consisterait à modéliser les effets du mouvement quelconque sur le signal enregistré, pour ensuite pouvoir généraliser les méthodes proposées au cas du mouvement quelconque.

Dans ce mémoire, nous nous sommes principalement intéressés à l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal. Nous avons donc uniquement caractérisé l'apport de nos méthodes sur l'amélioration de l'estimée de la réponse impulsionnelle. Il serait intéressant de mener l'ensemble du processus jusqu'à l'inversion géoacoustique avec la méthode de *matched impulse response* par exemple. Ceci permettrait de caractériser l'apport de nos méthodes en terme d'amélioration de l'estimation des paramètres environnementaux.

Une partie de ce travail de recherche a concerné la caractérisation et l'estimation des fonctions de diffusion larges bandes du canal de propagation dans le cadre de communications acoustiques sous-marines transmises par une source en mouvement. Nos méthodes d'estimation des fonctions de diffusion larges bandes ont été validées sur le jeu de données réelles KAM'08. Il serait intéressant d'utiliser les coefficients des fonctions de diffusion larges bandes estimées pour développer un algorithme adapté à la propagation (retard-Doppler) en réception. La prise en compte de la propagation multi-trajet et des différents facteurs d'échelle estimés en réception pourrait conduire à une amélioration des systèmes existants.

À partir du travail mené durant cette thèse, nous proposons également de nouvelles pistes de recherche. Comme nous l'avons déjà énoncé, il est possible d'estimer les paramètres du milieu océanique à partir de l'estimée de la réponse impulsionnelle et de la méthode de *matched impulse response*. Les méthodes que nous avons proposées permettent l'estimation de la réponse impulsionnelle dans le plan d'ambiguïté. Comme nous l'avons vu, les réponses impulsionnelles estimées sont extraites du plan d'ambiguïté en conservant les coefficients d'intérêts. Ainsi, l'ensemble de l'information exprimée dans la réponse impulsionnelle existe dans le plan d'ambiguïté qui contient également des informations portant sur le mouvement relatif de la source. Il serait donc intéressant de procéder à l'inversion géoacoustique directement dans le plan d'ambiguïté ou à partir des coordonnées retard-vitesse estimées par la MPD ou la WALF. On pourrait alors parler de *matched ambiguity function processing*.

Une autre piste de recherche que nous n'avons pas abordée dans ce mémoire concerne l'estimation des angles d'émission des trajets enregistrés. Comme nous l'avons vu, la vitesse apparente de chacun des trajets reçus est reliée à la vitesse de déplacement du mobile et à son angle d'émission. Ainsi, lorsque la vitesse de la source est connue ou estimée, il est possible d'estimer l'angle de lancement de chacun des trajets propagés à partir des estimations retard-vitesse obtenues par la WALF. La connaissance des angles de lancement de l'ensemble des trajets acoustiques détectés pourrait s'avérer utile pour les opérations d'inversion géoacoustique.

Enfin, la dernière piste de recherche que nous aborderons ici concerne la tomographie acoustique océanique passive. Nous avons proposé une méthode d'estimation de la réponse impulsionnelle à partir de signaux bioacoustiques d'opportunité enregistrés sur un unique hydrophone. Cette méthode a été validée sur des simulations et sur vocalises de dauphins communs enregistrées à la mer lors de la campagne ERATO'09. Notre méthode ne fonctionne que lorsque les différents trajets de propagation sont séparés dans le plan temps-fréquence car il devient possible

d'estimer le signal reçu pour le trajet de propagation le plus énergétique. En revanche, notre méthode ne fonctionne plus quand il n'est pas possible d'estimer le signal reçu pour l'un des trajets de propagation. Dans ce cas, il pourrait être intéressant de travailler avec plusieurs récepteurs placés à différentes positions afin de tirer partie de la diversité spatiale. La diversité spatiale pourrait permettre d'estimer le vecteur vitesse de la source par intercorrélation dans le plan d'ambiguïté des différents signaux enregistrés. Dans ce but, nous disposons d'un jeu de données réelles enregistrées lors de la campagne ERATO'09. Ce jeu de données est constitué d'émissions actives transmises par une source en mouvement et enregistrées sur deux hydrophones et une antenne verticale d'hydrophones.

Finalement, la représentation des systèmes convolutifs variant dans le temps (LTV) permet d'avoir des modèles efficaces pour les systèmes ou les environnements qui sont caractérisés par une propagation multi-trajets, de la diffusion dispersive, des fluctuations temporelles rapides et des déformations dues à la présence de mouvement relatif. La représentation des systèmes LTV joue un rôle majeur dans de nombreuses applications. L'étude de la caractérisation des systèmes LTV fut entre autre motivée par la découverte de la diffusion troposphérique et ionosphérique pour la communication et les systèmes radar trans-horizon [Proakis08, Kennedy69]. Elle fut également motivée par la création de réseaux de communication avec les satellites humains et la Lune ainsi que le développement des systèmes radar utilisés en astronomie [Zadeh50, Bello60, Kennedy69]. Dans ce contexte, il pourrait être intéressant d'appliquer les méthodes que nous avons développées à d'autres applications que l'acoustique sous marine, comme le radar trans-horizon par exemple.

Pour conclure, la tomographie océanique acoustique passive en petits fonds est un domaine très étudié mais de nombreux travaux sont encore envisageables pour améliorer les études existantes et permettre sa mise en œuvre opérationnelle.

Annexe A

Précisions sur la modélisation du mouvement en acoustique

A.1 Expression de l'altitude des sources virtuelles dans un canal de propagation à célérité constante

Cette annexe fournit l'expression de l'altitude de l'ensemble des sources virtuelles, z_i , introduit dans la formule (1.81) du chapitre 1. Pour des raisons de faisabilité nous considérons ici que la vitesse de propagation de l'onde acoustique est constante.

A.1.1 La méthode des sources virtuelles

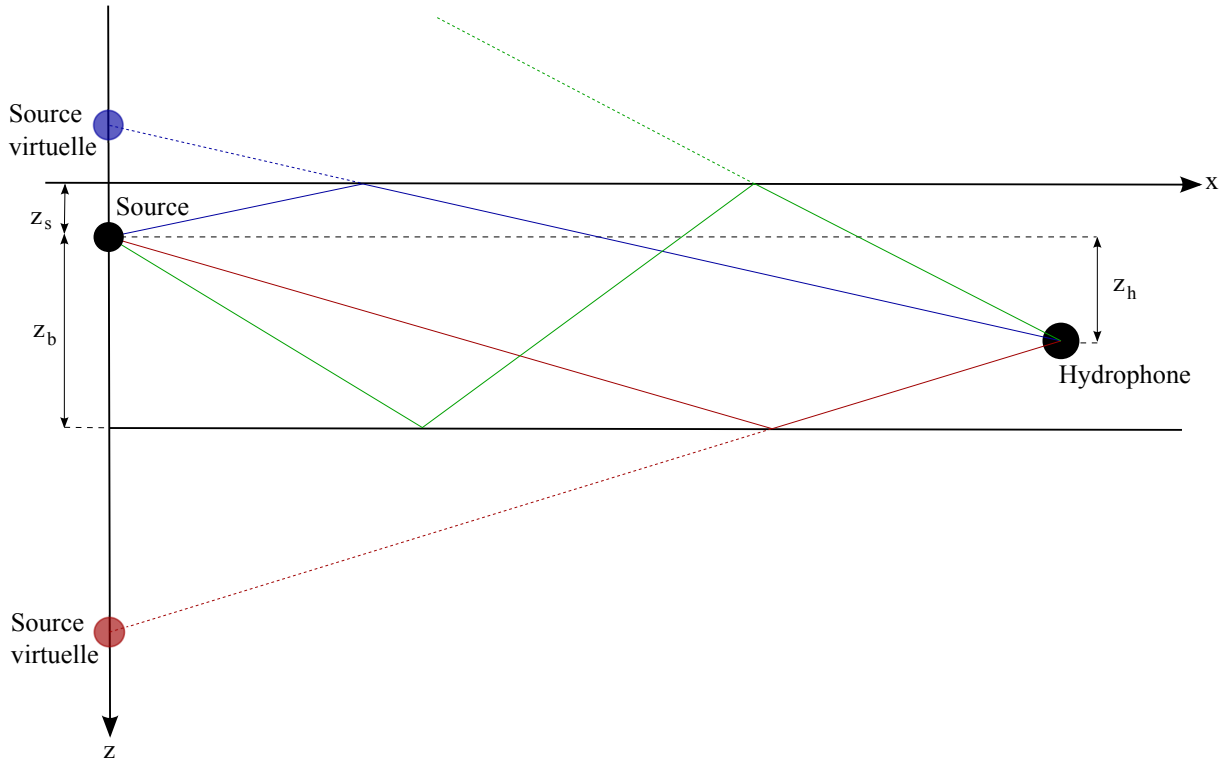
La méthode des sources virtuelles encore appelée méthode des images ou du miroir permet de ramener la propagation dans un milieu homogène au cas simple de la propagation dans un demi-plan homogène non borné [Jensen94].

Dans un canal de propagation, l'onde sonore est réfléchi de nombreuses fois au niveau des deux interfaces. Nous associons une source virtuelle à chaque trajet acoustique. Cette source virtuelle est la source qui serait à l'origine de l'onde acoustique reçue au niveau de l'hydrophone si le milieu était un demi-plan homogène non borné. Chaque source virtuelle est définie grâce à l'angle d'émission, le nombre et l'ordre des interactions avec les interfaces du trajet acoustique auquel elle correspond. Le principe des sources virtuelles est illustré dans le schéma A.1 qui représente trois trajets acoustiques et leurs sources virtuelles.

Afin d'exprimer l'altitude des sources virtuelles, nous distinguons quatre familles de rayons qui se distinguent par la nature de la première réflexion et par la parité du nombre total de réflexions durant la propagation. La première famille de rayons est la famille des rayons $2p + 1$, caractérisée par une première réflexion à la surface de la mer et un nombre impair de réflexions. L'expression de la hauteur des sources virtuelles correspondantes est donnée par :

$$z_i^{2p+1} = 2(p + 1)z_s - 2z_b - z_h, \quad (\text{A.1})$$

où z_s , z_b et z_h sont respectivement la hauteur de la surface, du fond et de l'hydrophone par rapport à la hauteur de la source comme illustrée dans la figure A.1. Le nombre p est un entier naturel et $2p+1$ correspond au nombre de réflexions. La seconde famille de rayons est la famille $2p$ qui est caractérisée par un nombre pair de réflexions commençant à la surface.

FIGURE A.1 : *Illustration du principe de source virtuelle.*

Pour la famille $2p$, l'expression de la hauteur des sources virtuelles suit la relation :

$$z_i^{2p} = 2pz_b - 2pz_s - z_h, \quad (\text{A.2})$$

où p est un entier naturel et $2p$ représente le nombre total de réflexions. Les deux familles de trajets de propagation suivantes possèdent des chemins de propagation qui commencent par des réflexions au fond de l'océan. La famille de rayon ayant un nombre de réflexions impaires est la famille $-(2p + 1)$ pour laquelle l'expression de l'altitude des sources virtuelles est :

$$z_i^{-(2p+1)} = 2(p + 1)z_b - 2pz_s - z_h, \quad (\text{A.3})$$

où p étant un entier naturel et $2p + 1$ le nombre total de réflexions. Enfin, la dernière famille de rayons est la famille $-2p$ qui possède un nombre de réflexions pair et dont l'expression de l'altitude des sources virtuelles est donnée par :

$$z_i^{-2p} = 2pz_s - 2pz_b - z_h, \quad (\text{A.4})$$

où p est un entier naturel et $2p$ représente le nombre total de réflexions.

A.2 Modélisation du mouvement de la source

Cette annexe détaille les calculs nécessaires pour obtenir les expressions (1.84) et (1.85). Les notations utilisées dans cette section sont les mêmes que celles utilisées dans la section 1.3.3. La formulation mathématique de l'hypothèse considérant que la hauteur du canal acoustique est négligeable devant sa longueur est résumée par :

$$(x_0 - v_i u)^2 \gg z_i^2. \quad (\text{A.5})$$

Nous utilisons cette hypothèse pour obtenir une expression linéaire de u en fonction de t . Dans un premier temps, nous cherchons une expression approchée de $L_i(u)$, défini en équation (1.81) que nous reformulons :

$$L_i(u) = (x_0 - v_i u) \sqrt{1 + \frac{z_i^2}{(x_0 - v_i u)^2}}. \quad (\text{A.6})$$

En utilisant l'hypothèse (A.5) dans (A.6), on obtient :

$$L_i(u) \approx x_0 - v_i u + \frac{z_i^2}{2(x_0 - v_i u)^2}. \quad (\text{A.7})$$

L'expression de $L_i(u)$ ainsi obtenue est alors injectée dans la relation (1.80) ce qui conduit directement à l'équation (1.84) and (A.8) :

$$u + \frac{x_0 - v_i u}{c} + \frac{z_i^2}{2c(x_0 - v_i u)} = t. \quad (\text{A.8})$$

Grâce à la première hypothèse, nous avons obtenu une nouvelle expression de u en fonction de t mais cette relation n'est pas encore linéaire. La seconde hypothèse que nous proposons dans la section 1.3.3 suppose que le déplacement effectué par la source durant une transmission est négligeable devant la distance séparant la source du récepteur, ce qui se résume par :

$$x_0 \gg v_i u. \quad (\text{A.9})$$

L'hypothèse (A.9) permet d'obtenir l'expression approchée de la partie de la relation (A.8) contenant l'inverse de u comme :

$$\frac{z_i^2}{2c(x_0 - v_i u)} \approx \frac{z_i^2}{2cx_0} + \frac{z_i^2 v_i u}{2cx_0^2}. \quad (\text{A.10})$$

On obtient finalement l'expression (1.85) à partir des relations (1.84) et (A.10) qui relie linéairement u à t :

$$u = \frac{t - \left(\frac{x_0}{c} + \frac{z_i^2}{2cx_0} \right)}{1 - v_i \left(\frac{1}{c} - \frac{z_i^2}{2cx_0^2} \right)}. \quad (\text{A.11})$$

Bibliographie

- [Adam07] O. Adam, J. Homerin, and J.F. Motsch. Analyse des densités sonores. *WWF - FRANCE, Rapport final, Contribution au projet Life LINDA*, mai 2007.
- [Adams80] W. Adams, J. Kuhn, and W. Whyland. Correlator compensation requirements for passive time-delay estimation with moving source or receivers. *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, 28(2) :158–168, Apr 1980.
- [Altes90] R.A. Altes. Wide-band, proportional-bandwidth Wigner-Ville analysis. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 38 :1005–1012, June 1990.
- [Au08] W. Au and M. Hastings. *Principles of marine bioacoustics, Modern Acoustics and Signal Processing*. Springer, 2008.
- [Baggeroer93] A.B. Baggeroer, W.A. Kuperman, and P.N. Mikhalevsky. An overview of matched field methods in ocean acoustics. *Oceanic Engineering, IEEE Journal of*, 18(4) :401–424, Oct 1993.
- [Baraniuk95] D.L. Baraniuk, R.G.; Jones. Unitary equivalence : a new twist on signal processing,. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 43(5) :2269–2282, 1995.
- [Bello60] P.A. Bello. Characterization of randomly time-variant linear channels. *Transactions on communications systems*, 11 :360–393, 1960.
- [Bertrand96] J. Bertrand, P. Bertrand, and J.P. Ovarlez. The mellin transform. In *The Transforms and Applications Handbook*. A. Poularikas, Ed. Boca Raton, FL : CRC, 1996.
- [Billand07] P. Billand, G. Renard, and A. Mazurier. *Campagne BASE STEREO 2007 - Instrumentation*. Rapport de campagne, EPSHOM, 2007.
- [Bleisten84] N. Bleisten. *Mathematical methods for wave phenomena*. Academic, Orlando, FL, 1984.
- [Born03] M. Born and E. Wolf. *Electromagnetic theory of propagation, interference and diffraction of light*. Principle of Optics, Cambridge University press, 2003.

- [Boudreaux-Bartels86] G. Boudreaux-Bartels and T. Parks. Time-varying filtering and signal estimation using wigner distribution synthesis techniques. *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, 34(3) :442–451, 1986.
- [Buckingham87] M.J. Buckingham and S.A.S. Jones. A new shallow-ocean technique for determining the critical angle of the seabed from the vertical directionality of the ambient noise in the water column. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 81(4) :938–946, 1987.
- [Buckingham02] M.J. Buckingham, E.M. Giddens, J.B. Pompa, F. Simonet, and T.R. Hahn. A light aircraft as a source of sound for performing geoacoustic inversion of the sea bed. *Proc. of Sixth European Conf. on Underwater Acoust.*, pages 465–470, 2002.
- [Carbone98] N.M. Carbone, G.B. Deane, and J.B. Michael. Estimating the compressional and shear wave speeds of a shallow water seabed from the vertical coherence of ambient noise in the water column. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 103(2) :801–813, 1998.
- [Carriere08] O. Carriere, J.P. Hermand, and Y. Stéphan. Passive tomography in coastal areas : A feasibility study of the ushant front monitoring. *Passive'08*, 2008.
- [Carriere09] O. Carriere, J.P. Hermand, and Y. Stéphan. Acoustic monitoring of the ushant front : a feasibility study. *Proc. IEEE Oceans*, 2009.
- [Červený82] V. Červený, M. M. Popov, and I. PènĎík. Computation of wave fields in inhomogeneous media - gaussian beam approach. *Geophysical Journal of the Royal Astronomical Society*, 70 :109–128, 1982.
- [Clark76] J.G. Clark, R.P. Flanagan, and N.L. Weinberg. Multipath acoustic propagation with a moving source in a bounded deep ocean channel. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 60(6) :1274–1284, 1976.
- [Clay77] C.S. Clay and H. Medwin. *Acoustical Oceanography : Principles and Applications*. Wiley Interscience, New York, 1977.
- [Cook67] C.E. Cook and M. Bernfeld. *Radar Signals, An Introduction to Theory and Applications*. Academic Press, 1967.
- [Cotter02] S.F. Cotter and B.D. Rao. Sparse channel estimation via matching pursuit with application to equalization. *IEEE Transactions on Communications*, 50(3) :374–377, 2002.
- [Csiszar03] I. Csiszar and F. Matus. Information projections revisited. *IEEE Transactions on Information Theory*, 49(6) :1474 – 1490, 2003.

-
- [Dagany02] X. Dagany. *Analyse de données multicomposantes issues de campagnes sismiques offshore : Instrument, Signal et Traitement*. Thèse de l'Institut Polytechnique de Grenoble, 2002.
- [Fallat99] M.R. Fallat and S.E. Dosso. Geoacoustic inversion via local, global, and hybrid algorithms. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 105(6) :3219–3230, 1999.
- [Fisher77] F.H. Fisher and V.P. Simmons. Sound absorption in the sea water. *J. Acoust. Soc. Am.*, 62 :558–564, 1977.
- [Flanagan74] R.P. Flanagan, N.L. Weinberg, and J.G. Clark. Coherent analysis of ray propagation with moving source and fixed receiver. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 56(6) :1673–1680, 1974.
- [Floch08a] H. Le Floch and C. Gervaise. Modélisation de la propagation acoustique des sources mobiles. Technical report, Rapport d'étude du projet MODE, EPSHOM, 2008.
- [Floch08b] H. Le Floch and C. Gervaise. Résolution du problème direct : compléments pour la tomographie passive. Technical report, Rapport d'étude du projet MODE, EPSHOM, 2008.
- [Gervaise07] C. Gervaise, S. Vallez, C. Ioana, Y. Stephan, and Y. Simard. Passive acoustic tomography : new concepts and applications using marine mammals : a review. *Journal of the Marine Biological Association of the UK*, 87(1) :5–10, Feb. 2007.
- [Gervaise08a] C. Gervaise. *Cours d'acoustique sous marine*. ENSIETA, Brest, 2008.
- [Gervaise08b] C. Gervaise, S. Vallez, Y. Stephan, and Y. Simard. Robust 2d localization of low-frequency calls in shallow waters using modal propagation modelling. *Canadian Acoustics*, 36(1) :153–159, 2008.
- [Gervaise10] C. Gervaise, L. Di Iorio, B. Kinda, Y. Stéphan, and N. Josso. Monitoring acoustique passif des campagnes d'océanographie acoustique en présence de mammifères marins : exemple de la campagne erato-09. *Annales hydrographiques (soumis)*, 2010.
- [Gorman88] R.P. Gorman and T.J. Sejnowski. Analysis of hidden units in a layered network trained to classify sonar targets. *Neural Networks*, 1(1) :75 – 89, 1988.
- [Guthrie74] A.N. Guthrie, R.M. Fitzgerald, D.A. Nutile, and J.D. Shaffer. Long-range low-frequency cw propagation in the deep ocean : Antigua-newfoundland. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 56(1) :58–69, 1974.
- [Harris68] B. Harris and S.A. Kramer. Asymptotic evaluation of the ambiguity functions of high-gain fm matched filter sonar systems. *Proceedings of the IEEE*, 56(12) :2149–2157, Dec. 1968.

- [Harrison02] C.H. Harrison and D.G. Simons. Geoacoustic inversion of ambient noise : A simple method. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 112(4) :1377–1389, 2002.
- [Hawker79] K.E. Hawker. A normal mode theory of acoustic doppler effects in the oceanic waveguide. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 65(3) :675–681, 1979.
- [Hermand88] J.P. Hermand and W.I. Roderick. Delay-doppler resolution performance of large time-bandwidth-product linear fm signals in a multipath ocean environment. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 84(5) :1709–1727, 1988.
- [Hermand96] J.P. Hermand. Broad-band geoacoustic inversion in shallow water from waveguide impulse response measurements on a single hydrophone : theory and experimental results. *IEEE J. Ocean.Eng.*, 21(4) :324–346, 1996.
- [Hermand99] J.P. Hermand. Broad-band geoacoustic inversion in shallow water from waveguide impulse response measurements on a single hydrophone : Theory and experimental results. *IEEE J. Ocean.Eng.*, 24(1) :41–66, 1999.
- [Hlawatsch97] F. Hlawatsch, A. Papandreou-Suppappola, and G.F. Boudreaux-Bartels. The hyperbolic class of quadratic time-frequency representations. II. Subclasses, intersection with the affine and power classes, regularity, and unitarity. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 45(2) :303–315, 1997.
- [Hlawatsch00] F. Hlawatsch, G. Matz, H. Kirchauer, and W. Kozek. Time-frequency formulation, design, and implementation of time-varying optimal filters for signal estimation. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 45(5) :1417–1432, mai 2000.
- [Hlawatsch02] F. Hlawatsch and G. Mtaz. *Time-frequency signal analysis and processing*. Prentice hall, 2002.
- [Hodgkiss08] W.S. Hodgkiss, H.C. Song, M. Badiey, A. Song, and M. Siderius. Kauai acomms muri 2008 (kam08) experiment. *Trip Report*, 2008.
- [Hsia77] T.C. Hsia. *System identification : Least-squares methods*. Lexington, Mass , D. C. Heath and Co, 1977.
- [Iem02] B.G. Iem, A. Papandreou-Suppappola, and G.F. Boudreaux-Bartels. Wideband weyl symbols for dispersive time-varying processing of systems and random signals. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 50 :1077–1090, 2002.
- [Ioana04] C. Ioana, C. Cornu, and A. Quinquis. Polynomial phase signal processing via warped high-order ambiguity function. *Proc. EU-SIPCO*, 12 :1159–1162, 2004.

-
- [Ioana09] C. Ioana, N. Josso, C. Gervaise, J. Mars, and Y. Stéphan. Signal analysis approach for passive tomography : applications for dispersive channels and moving configuration. *Proceedings of the conference on Underwater Acoustic Measurements*, 2009.
- [Ioana10] C. Ioana, J. Mars, A. Serbanescu, and S. Stankovic. Time-frequency-phase tracking approach : application to underwater signals in a passive context. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 2010.
- [Iturbe10] I. Iturbe. *Tomographie haute résolution dans un guide d'onde océanique*. Thèse de l'Université de l'Institut polytechnique de Grenoble, 2010.
- [Jarrot07a] A. Jarrot. *Filtrage temps-fréquence des signaux à modulation de phase instantanée non-linéaire*. Ph.D. thesis, Université de Bretagne Occidentale, 2007.
- [Jarrot07b] A. Jarrot, C. Ioana, and A. Quinquis. Toward the use of the time warping principle with discrete time sequences. *Journal of Computers Academic Publisher*, 2 :49–55, 2007.
- [Jensen94] F.B. Jensen, W.A. Kuperman, M.B. Porter, and H. Schmidt. *Computational Ocean Acoustics*. AIP Press, New York, 1994, 1994.
- [Jesus06] S.M. Jesus, C. Soares, E. Coelho, and P. Picco. An experimental demonstration of blind ocean acoustic tomography. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 119(3) :1420–1431, 2006.
- [Jiang06a] Y. Jiang and A. Papandreou-Suppappola. Discrete time-frequency models of generalized dispersive systems. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 3 :349–352, 2006.
- [Jiang06b] Y. Jiang and A. Papandreou-Suppappola. Discrete time-scale characterization of wideband time-varying systems. *IEEE Journal of Signal Processing*, 54(4) :1364–1375, April 2006.
- [Josso09a] N.F. Josso, C. Ioana, C. Gervaise, Y. Stephan, and J.I. Mars. Motion effect modeling in multipath configuration using warping based lag-doppler filtering. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 0 :2301–2304, 2009.
- [Josso09b] N.F. Josso, C. Ioana, J.I. Mars, C. Gervaise, and Y. Stéphan. On the consideration of motion effects in the computation of impulse response for underwater acoustics inversion. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 126(4) :1739–1751, 2009.
- [Josso09c] N.F. Josso, J.J. Zhang, A. Papandreou-Suppappola, C. Ioana, C. Gervaise, Y. Stephan, and J.I. Mars. Wideband discrete transformation of acoustic signals in underwater environments. *Proceedings of Asilomar IEEE Conference on Signals, Systems, and Computers*, in print, 2009.

- [Keller78] J.B. Keller. Rays, waves and asymptotics. *Bull. Am. Math. Soc.*, 84 :727–750, 1978.
- [Kennedy69] R.S. Kennedy. Fading dispersive communication channels. *John Wiley and Sons, Inc*, 1969.
- [Kleeman95] L. Kleeman and R. Kuc. Mobile Robot Sonar for Target Localization and Classification. *The International Journal of Robotics Research*, 14(4) :295–318, 1995.
- [Kozek92] W. Kozek. Time-frequency signal processing based on the wigner-weyl framework. *Signal Processing*, 29(1) :77 – 92, 1992.
- [Kramer67] S.A. Kramer. Doppler and acceleration tolerances of high-gain, wideband linear fm correlation sonars. *Proceedings of the IEEE*, 55(5) :627–636, May 1967.
- [Lammers03] M.O. Lammers and W.W.L. Au. Directionality in the whistles of hawaiian spinner dolphins (*Stenella longirostris*) : a signal feature to cue direction of movement. *Journal on Marine mammal science*, 19(2) :249–264, 2003.
- [Lavergne86] M. Lavergne. *Méthodes Sismiques*. Editions Technip, Paris, 1986.
- [Le Gac03] J.C. Le Gac. *Deux approches de l'inversion géoacoustique : Inversion par signaux large bande et Approche Variationnelle*. Thèse de l'Université de Toulon et du Var, 2003.
- [LeTouzé09] G. Le Touzé, B. Nicolas, J.I. Mars, and J.L. Lacoume. Matched representations and filters for guided waves. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 57 :1783–1795, 2009.
- [Li07] W. Li and J.C. Preisig. Estimation of rapidly time-varying sparse channels. *Oceanic Engineering, IEEE Journal of*, 32(4) :927 –939, oct. 2007.
- [Li08] B. Li, S. Zhou, M. Stojanovic, L. Freitag, and P. Willett. Multicarrier communication over underwater acoustic channels with nonuniform Doppler shifts. *IEEE Journal of Oceanic Eng.*, 33 :198–209, April 2008.
- [Lim94] P.H. Lim and J.M. Ovard. On the underwater acoustic field of a moving point source. i. range-independent environment. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 95(1) :131–137, 1994.
- [Mallat93] S.G. Mallat and Zhifeng Zhang. Matching pursuits with time-frequency dictionaries. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 41(12) :3397–3415, Dec 1993.
- [Mari86] J.L. Mari, G. Arens, D. Chapellier, and P. Gaudiani. *Géophysique de Gisement et de Génie Civil*. Editions Technip, Paris, 1986.

-
- [Mason09] S. Mason, C. Berger, S. Zhou, K. Ball, L. Freitag, and P. Willett. An OFDM design for underwater acoustic channels with Doppler spread. In *IEEE DSP Workshop*, pages 138–143. 2009.
- [Mellinger07] D.O. 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) :37–45, 2007.
- [Meyer73] D.P. Meyer and H.A. Mayer. *Radar target detection - Handbook of theory and practice*. New York, Academic Press, 1973.
- [Michalopoulou00] Z.H. Michalopoulou. Matched-impulse-response processing for shallow-water localization and geoacoustic inversion. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 108(5) :2082–2090, 2000.
- [Moore95] S.E. Moore and S.H. Ridgway. Whistles produced by common dolphins from southern california bight. *Aquatic Mammals*, 21 :51–63, 1995.
- [Munk79] W. Munk and C. Wunsch. Ocean acoustic tomography : a scheme for large scale monitoring. *Deep Sea Research Part A. Oceanographic Research Papers*, 26(2) :123 – 161, 1979.
- [Munk95] W. Munk, P. Worcester, and C. Wunsch. *Ocean Acoustic Tomography*. Cambridge monographs on mechanics, Cambridge, 1995.
- [Murphy09] S. Murphy, P.G.H. Evans, and A. Collet. *Mammals of the British Isles. Handbook, 4th Ed.* Academic Press, S. Harris and D. W. Yalden, 2009.
- [Naparst91] H. Naparst. Dense target signal processing. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 37(2) :317 –327, mar 1991.
- [Neff02] R. Neff and A. Zakhor. *Wavelet Image and Video Compression*. Springer Netherlands, 2002.
- [Ovarlez92] J.Ph. Ovarlez. *La Transformation de Mellin : Un Outil Pour l'Analyse des Signaux à Large Bande ; Mellin Transform : a tool for broadband signal analyze*. Thèse de l'Université de Cergy-Pontoise, 1992.
- [Papandreou-Suppappola02] A. Papandreou-Suppappola and S.B. Suppappola. Analysis and classification of time-varying signals with multiple time-frequency structures. *IEEE Signal Processing Letters*, 9 :92–95, 2002.
- [Papandreou-Suppappola09] A. Papandreou-Suppappola, C. Ioana, and J.J. Zhang. *Time-frequency and Time-scale Representations of Doubly Spread Channels*. Academic Press, 2009.
- [Papandreou93] A. Papandreou, F. Hlawatsch, and G.F. Boudreaux-Bartels. The hyperbolic class of quadratic time-frequency representations Part I : Constant-Q warping, the hyperbolic paradigm, properties, and members. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 41 :3425–3444, December 1993.

- [Pekeris48] C.L. Pekeris. *Theory of propagation of explosive sound in shallow water*. Propagation of Sound in the Ocean, Memoir 27, Geological Society of America, New York, 1948.
- [Perrin02] W.F. Perrin, B. Wursig, and J.G.M. Thewissen. *Encyclopedia of marine mammals*. Academic Press, 2002.
- [Porter87] M.B. Porter and H.P. Buckner. Gaussian beam tracing for computing ocean acoustic fields. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 82(4) :1349–1359, 1987.
- [Proakis08] J.G. Proakis and M. Salehi. *Digital Communications*. Boston, McGraw-Hill Series in Electrical and Computer Engineering, 2008.
- [Qian94] S. Qian and D. Chen. Signal representation using adaptive normalized gaussian functions. *Signal Processing*, 36(1) :1–11, 1994.
- [Richardson95] W.J. Richardson, C.R. Greene, C.I. Malme, and D.H. Thomson. *Marine Mammals and noise*. Academic Press, 1995.
- [Rickard03] S. Rickard. *Time-frequency and Time-scale Representations of Doubly Spread Channels*. Princeton University, 2003.
- [Ricker92] D.W. Ricker. The doppler sensitivity of large tw phase modulated waveforms. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 40(10) :2406–2413, oct 1992.
- [Runkle99] P. Runkle, L. Carin, L. Couchman, J.A. Bucaro, and T.J. Yoder. Multiaspect identification of submerged elastic targets via wave-based matching pursuits and hidden markov models. *J. Acoust. Soc. Am.*, 106(2) :605–616, 1999.
- [Russo65] D.M. Russo and C.L. Bartberger. Ambiguity diagram for linear fm sonar. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 38(2) :183–190, 1965.
- [Shen04] H. Shen, S. Machineni, C. Gupta, and A. Papandreou-Suppappola. Time-varying multichirp rate modulation for multiple access systems. *IEEE Signal Processing Letters*, 11(5) :497–500, 2004.
- [Shenoy95] R.G. Shenoy and T.W. Parks. Wide-band ambiguity functions and affine wigner distributions. *Signal Processing*, 41(3) :339 – 363, 1995.
- [Sibul94] L.H. Sibul, L.G. Weiss, and T.L. Dixon. Characterization of stochastic propagation and scattering via gabor and wavelet transforms. *Journal of Computational Acoustics*, 2(3) :345 – 369, 1994.
- [Stojanovic06] M. Stojanovic. Low complexity OFDM detector for underwater acoustic channels. In *Proc. IEEE Oceans*, pages 1–6. Boston, MA, Sept. 2006.

-
- [Taroudakis01] M.I. Taroudakis and G.N. Makrakis. *Inverse Problems in Underwater Acoustics*. Springer-Verlag, New York, 2001, 2001.
- [Tewfik92] A.H. Tewfik. Wavelets in optimal radar range-doppler imaging. In *Signals, Systems and Computers, 1992. 1992 Conference Record of The Twenty-Sixth Asilomar Conference on*, volume 2, pages 801–804. oct 1992.
- [Thode00] A.M. Thode, G.L. D’Spain, and W.A. Kuperman. Matched-field processing, geoacoustic inversion and source signature recovery of blue whale vocalizations. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 107(3) :1286–1300, 2000.
- [Thode06] A.M. Thode, P. Gerstoft, M. Guerra, M.J. Noad, D. Stokes, and D. Cato. Matched-field processing of humpback whale song off eastern australia. *Acoustic Sensing Techniques for the Shallow Water Environment*, 2006.
- [Thorp67] W.H. Thorp. Analytic description of the low-frequency attenuation coefficient. *J. Acoust. Soc. Am.*, 42 :270, 1967.
- [Tu09] K. Tu, D. Fertonani, T.M. Duman, M. Stojanovic, J.G. Proakis, and P. Hursky. Mitigation of intercarrier interference for OFDM over time-varying underwater acoustic channels. *IEEE J. Oceanic Eng.*, submitted, 2009.
- [Urick68] R.J. Urick. *Principle of Underwater Sound for Engineers*. MacGraw Hill, New Yrok, 1968.
- [Vallez08] S. Vallez, C. Gervaise, Y. Stephan, and M. André. Inversion géoacoustique passive d’un canal très petit fond à partir des navires en mouvement. *Revue de Traitement du Signal*, 25(1-2) :151–163, 2008.
- [Vallez09] S. Vallez. *Modélisation, réalisation et validation d’un système d’évaluation discret de l’environnement océano-acoustique*. Thèse de l’Université Européenne de Bretagne, 2009.
- [Weiss94] L.G. Weiss. Wavelets and wideband correlation processing. *Signal Processing Magazine, IEEE*, 11(1) :13–32, jan 1994.
- [Wiggins04] 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. *Canadian Acoustics*, 36 :146–154, 2004.
- [Zadeh50] L.A. Zadeh. Frequency analysis of variable networks. *Proceedings of the I.R.E.*, 38(3) :291–299, 1950.
- [Zou04] H. Zou, Y. Chen, J. Zhu, Q. Dai, G. Wu, and Y. Li. Steady-motion-based dopplerlet transform : application to the estimation of range and speed of a moving sound source. *Oceanic Engineering, IEEE Journal of*, 29(3) :887–905, July 2004.

Résumé

Les contraintes de rapidité et de discrétion imposées à un système moderne de caractérisation du milieu océanique ont conduit au développement de la tomographie passive, définie comme un moyen discret et rapide d'estimation des paramètres d'un canal acoustique. Ce concept fait appel aux signaux existants dans le milieu et transmis par des sources d'opportunité. Les signaux d'opportunité sont inconnus à la réception mais contiennent des informations relatives aux paramètres physiques du canal défini entre la source et le récepteur.

Le travail de recherche présenté dans ce mémoire est dédié à la caractérisation des milieux sous-marins en utilisant des signaux bioacoustiques d'opportunité (sifflements à modulation fréquentielle). La méconnaissance du signal transmis, de la position et de la vitesse de la source acoustique d'opportunité rendent la tomographie passive difficile à mettre en œuvre.

La propagation dans l'environnement océanique et le mouvement inconnu de la source transforment conjointement les signaux d'opportunité enregistrés. Dans un premier temps, nous présentons de nouvelles méthodes d'estimation simultanée des paramètres environnementaux et des déformations engendrées par le mouvement dans le plan d'ambiguïté large-bande, dans un contexte d'émissions actives (le signal transmis est supposé connu). Ces méthodes, permettant de compenser les effets du mouvement dans les scénarios d'émissions actives, sont appliquées et validées sur différents jeux de données simulées et réelles enregistrées en mer.

Puis nous nous intéressons à la tomographie océanique acoustique passive sur un unique hydrophone. Dans ce contexte, le signal transmis, la position et la vitesse de la source sont entièrement inconnus. À partir des estimateurs développés pour les scénarios d'émissions actives, nous présentons une nouvelle méthodologie permettant d'estimer les paramètres environnementaux en utilisant des vocalises de mammifères marins enregistrées sur un unique hydrophone. Les informations extraites sur les signaux naturels d'opportunité sont ensuite utilisées pour estimer la position puis le vecteur vitesse de la source d'opportunité. Ces méthodes sont appliquées et validées sur différents jeux de données simulées et réelles enregistrées en mer.

Mots-clés : Tomographie acoustique passive, effet Doppler large-bande, plan d'ambiguïté large-bande, estimateur du maximum de vraisemblance, Matching pursuit decomposition, opérateurs de déformation temporelle, propagation acoustique océanique, théorie des rayons, sonar passif.

Abstract

Quickness, secrecy and loudness constraints imposed by modern oceanic characterization led to passive tomography which is defined as a quick, secretive and quiet mean of estimating underwater propagation canals. This concept uses signals naturally existing in the medium and transmitted by opportunity sources. Opportunity signals are unknown at the receiver but they also carry information about canal physical properties. This research work is dedicated to underwater environments characterization using opportunity bioacoustic signals (dolphin whistles).

Opportunity signals are simultaneously transformed by underwater propagation and the unknown motion effects. Firstly, we propose new methods for estimating simultaneously environmental parameters and transformations created by motion effects. These parameters are estimated in the broadband ambiguity plane for active tomography (the emitted signal is known) with unknown motion in the system. This work, allowing to compensate for motion effect in active scenarios, is validated on different simulated and real data.

Then, we apply our signal processing methods to passive underwater tomography, using a single hydrophone. In this context, both the transmitted signal, source position and source speed are completely unknown. From the theory we developed for active tomography, we derive new methods allowing the estimation of impulse response using underwater mammals vocalization recorded on a single hydrophone. Information extracted on opportunity signals is then used for source position and speed estimation. These methods are applied and validated on different simulated and real data from at sea experiments.

Key-words : Passive underwater tomography, broadband Doppler effect, broadband ambiguity function, maximum likelihood estimation, matching pursuit decomposition, warping tools, underwater sound propagation, ray theory, passive sonar.
