



HAL
open science

Positionnement d'une balise sous-marine en environnement peu profond

Florian Beaubois

► **To cite this version:**

Florian Beaubois. Positionnement d'une balise sous-marine en environnement peu profond. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université du Littoral Côte d'Opale, 2016. Français. NNT : 2016DUNK0423 . tel-01522641

HAL Id: tel-01522641

<https://theses.hal.science/tel-01522641v1>

Submitted on 15 May 2017

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.

Université du Littoral Côte d'Opale
École Doctorale Sciences pour l'Ingénieur

THÈSE

présentée et soutenue publiquement le 13 décembre 2016

pour l'obtention du grade de

Docteur de l'Université du Littoral Côte d'Opale

(Discipline : Génie Informatique, Automatique et Traitement du Signal)

par

Florian BEAUBOIS

Positionnement d'une balise sous-marine en environnement peu profond

Composition du jury

Rapporteurs :

Nel SAMAMA

Professeur à l'Institut Mines-Telecom SudParis, France

Thierry CHONAVEL

Professeur à Télécom Bretagne, France

Examineurs :

Yassine RUICHEK

Professeur à l'Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, France

André MONIN

Chargé de Recherche CNRS, LAAS-CNRS, Toulouse, France

Jean-Bernard CHOQUEL

Maître de conférences à l'Université du Littoral Côte d'Opale, Calais, France

Directeurs de Thèse :

Serge REBOUL

Professeur à l'Université du Littoral Côte d'Opale, Calais, France

Jean-Charles NOYER

Professeur à l'Université du Littoral Côte d'Opale, Calais, France

Remerciements

A l'occasion de la fin de mon travail de thèse, je tiens à remercier les membres du Laboratoire d'Informatique, Signal et Image de la Côte d'Opale (LISIC) de l'Université du Littoral Côte d'Opale (ULCO) qui m'ont accueilli et qui ont permis à ces travaux de se dérouler dans de conditions favorables. Je remercie en particulier mes directeurs de thèse Jean-Charles Noyer et Serge Reboul qui m'ont encadré durant mes 4 années de travail. Leurs encouragements dans les moments difficiles et les pistes de travail qu'ils m'ont fournies ont rendu possible la finalisation de ces travaux. Je remercie de plus Jean-Bernard Choquel qui m'a assisté à tout moment avec ses compétences scientifiques et techniques et mes collègues de l'équipe Jean-Christophe Kucwaj et Georges Stienne qui m'ont également apporté continuellement leur aide au cours des années.

Je tiens de plus à remercier les diverses personnes qui ont également travaillé à un moment ou à un autre avec moi sur mon projet de thèse et en particulier Ikhlas Selmi dont la contribution a été indispensable au cours de la troisième année.

Je remercie également mes rapporteurs de thèse Nel Samama et Thierry Chonavel pour leur travail et également l'ensemble des membres de mon jury de thèse qui ont su juger et proposer des améliorations pertinentes à mes travaux.

Le soutien de mes autres collègues et amis doctorants, en particulier Julien et Christopher m'a également été précieux. Sans leurs encouragements et leur amitié, il aurait été difficile d'arriver à la finalisation de mon travail de thèse.

Je souhaite enfin remercier la Chambre de Commerce et d'Industrie et le Pole Métropolitain de la Côte d'Opale (CCICO et PMCO) pour avoir financé mes travaux de thèse.

Table des matières

Remerciements	i
Glossaire	1
Abréviations	3
Introduction générale	5
Chapitre 1 - Système de localisation sous-marine	9
1.1 Introduction	9
1.1.1 Système de localisation	9
1.1.2 Propagation des signaux	14
1.1.3 Capteurs acoustiques	19
1.2 Méthodes de positionnement	20
1.2.1 Méthodes non fondées sur des mesures de distance ou d'angle	22
1.2.2 Méthodes reposant sur des mesures de distance ou d'angle	23
1.3 Conclusion	29
Chapitre 2 - Positionnement hyperbolique	31
2.1 Introduction	31
2.2 Lieu hyperbolique des positions de la balise	33
2.2.1 Déploiement du système de positionnement	33
2.2.2 Lieu des positions en deux dimensions	34
2.2.3 Lieu des positions en trois dimensions	37
2.3 Localisation probabiliste	41
2.3.1 Définition des zones de probabilités	41
2.3.2 Positionnement par intersection des zones de probabilités	42
2.3.3 Influence de la configuration géométrique	44

2.4	Définition de la région d'intersection	46
2.4.1	Approximation polygonale	47
2.4.2	Approximation circulaire	48
2.4.3	Approximation Elliptique	49
2.5	Evaluation sur données synthétiques	50
2.5.1	Evaluation de la géométrie de la zone des points possibles	51
2.5.2	Evaluations des trajectoires du bateau	51
2.5.3	Sensibilité au bruit en entrée	53
2.6	Conclusion	54
Chapitre 3 - Architecture du récepteur et traitement des signaux		55
3.1	Introduction	55
3.2	Structure du signal de géopositionnement	56
3.2.1	Structure du signal	56
3.2.2	Traitements du récepteur	58
3.2.3	Position du problème	61
3.3	Système de réception	63
3.3.1	Architecture récepteur	63
3.3.2	Génération des observables	65
3.3.3	Position du problème	68
3.4	Traitements récepteur	70
3.4.1	Poursuite en Boucle Ouverte : Estimation Conjointe de la Fréquence et du délai de Code en Boucle Ouverte	70
3.4.2	Poursuite en Boucle Fermée : Estimation Conjointe de la Fréquence et du délai de Code en Boucle Fermée	73
3.5	Évaluation sur données synthétiques	75
3.5.1	Présentation du simulateur	75
3.5.2	Evaluations	77
3.6	Conclusion	80
Chapitre 4 - Evaluation du système sur données réelles		83
4.1	Introduction	83
4.2	Système de positionnement	83
4.2.1	Système expérimental	83
4.2.2	Récepteur multi-capteurs	86

4.2.3	Synchronisation temporelle	87
4.3	Signaux observés	90
4.3.1	Expérimentation statique	90
4.3.2	Dispositif expérimental	91
4.3.3	Expérimentation dynamique	92
4.4	Résultats des positionnements	94
4.4.1	Trajectoires	94
4.4.2	Données observées	94
4.4.3	Calcul de la position	97
4.5	Conclusion	97
	Conclusion générale	99
	Liste des tableaux	101
	Table des figures	103
	Bibliographie	105

Glossaire

Chapitre 2

A_k	: position de l'hydrophone A à l'instant k
B_k	: position de l'hydrophone B à l'instant k
C	: position de la balise
P	: profondeur de la balise
d	: distance entre les hydrophones
α_k	: angle en A_k dans le triangle $A_k B_k C$
γ_k	: angle en C dans le triangle $A_k B_k C$
θ_k	: direction du bateau à la surface de l'eau
d_k^{BC}	: distance entre B_k et C
d_k^{AC}	: distance entre A_k et C
Δ_k	: différence de distances hydrophones-balise
(x_k^C, y_k^C, z_k^C)	: localisation 3D de la balise C
(x_k^A, y_k^A)	: localisation 2D de l'hydrophone A
ρ_k	: angle de rotation autour du segment $[A_k, B_k]$ du plan $A_k B_k C$
C_k^α	: ensemble des positions de la balise en 2D
C_k^ρ	: ensemble des positions possibles dans le plan $A_k B_k C$ après rotation d'un angle ρ_k
C_k^P	: ensemble des positions possibles à la profondeur P
C_k^p	: position de la balise projetée à la surface
α_k^p	: angle en A_k dans le triangle $A_k B_k C_k^p$
$d_k^{AC^p}$: distance entre A_k et C_k^p

Chapitre 3

f^C	: fréquence du signal émis par la balise
A^C	: amplitude du signal émis par la balise
$CA(t)$: code CDMA
$R(t)$: fonction d'autocorrélation normalisée du code CDMA
T_c	: durée du code CDMA
T_{CA}	: durée d'un chip du code
f_e	: fréquence d'échantillonnage
c	: vitesse de l'onde acoustique dans l'eau
f^A, A^A, τ^A, ϕ^A	: fréquence, amplitude, délai de code et de phase du signal reçu à l'Hydrophone A
f^B, A^B, τ^B, ϕ^B	: fréquence, amplitude, délai de code et de phase du signal reçu à l'Hydrophone B

$\eta^A(t), \eta^B(t)$: bruit additif gaussien sur les signaux reçus respectivement aux hydrophones A et B
f_d^{CA}	: fréquence Doppler associée aux mouvements du bateau dans la direction \vec{AC}
f_d^{CB}	: fréquence Doppler associée aux mouvements du bateau dans la direction \vec{BC}
Δ	: différence entre les délais des codes reçus aux hydrophones A et B
τ^d	: retard ajouté au signal reçu par l'hydrophone B
τ^L	: délai du code local généré par le récepteur
f^L	: fréquence de la porteuse locale générée par le récepteur
η^I, η^Q	: bruit additif gaussien sur les composantes en quadrature I_k et Q_k
$\tilde{\tau}_k^1, \tilde{f}_k^1$: délai de code et fréquence Doppler du premier pic détecté
$\tilde{\tau}_k^2, \tilde{f}_k^2$: délai de code et fréquence Doppler du deuxième pic détecté
$\tilde{\tau}_k^A, \tilde{f}_k^{CA}$: délai de code et fréquence Doppler du signal de l'hydrophone A
$\tilde{\tau}_k^B, \tilde{f}_k^{CB}$: délai de code et fréquence Doppler du signal de l'hydrophone B
$\hat{\tau}_k^A, \hat{f}_k^{CA}$: délai de code et fréquence Doppler estimés du signal de l'hydrophone A
$\hat{\tau}_k^B, \hat{f}_k^{CB}$: délai de code et fréquence Doppler estimés du signal de l'hydrophone B
$\hat{a}_{k/k}^{CA}, \hat{a}_{k/k}^{CB}$: accélérations estimées entre la balise C et respectivement les hydrophones A et B
d^{A1}	: distance entre le pic de corrélation de l'hydrophone A et du premier maximum
d^{A2}	: distance entre le pic de corrélation de l'hydrophone A et du deuxième maximum

Abréviations

USBL	:	Ultra Short Baseline
SBL	:	Short Baseline
LBL	:	Long Baseline
INS	:	Inertial Navigation System
TOA	:	Time Of Arrival
TDOA	:	Time Difference Of Arrival
AOA	:	Angle Of Arrival
DOA	:	Direction Of Arrival
RSSI	:	Receiver Signal Strength Indicator
MUSIC	:	MUltiple Signal Classifications
BPSK	:	Binary Phase-Shift Keying
CDMA	:	Code Division Multiple Access
FFT	:	Fast Fourier Transform
GNSS	:	Global Navigation Satellite System
GPS	:	Global Positioning System
PRN	:	Pseudo Random Noise
ECEF	:	Earth-Centred Earth-fixed
GDOP	:	Geometric Dilution Of Precision
SNR	:	Signal-to-Noise Ratio
EDBO	:	Estimation Dynamique en Boucle Ouverte
EDBF	:	Estimation Dynamique en Boucle Fermée

Introduction générale

La géolocalisation permet aujourd'hui de connaître avec précision la position de plus en plus d'objets sur terre. Le système le plus connu est évidemment le GPS, qui à partir des signaux émis par ses satellites en orbite permet de localiser avec précision un objet sur terre. Les satellites, synchronisés les uns avec les autres via leur horloge atomique, émettent un signal contenant la durée d'envoi et l'identification du satellite. Ces signaux sont récupérés et traités par un récepteur qui détermine sa position à partir de la position connue des satellites. Les signaux GNSS se propagent bien dans l'air, mais ne pénètrent quasiment pas dans l'eau. Pour le positionnement sous-marin, il a donc été développé des techniques particulières qui reprennent le principe des méthodes GNSS. Dans ce cas, ce sont les signaux acoustiques qui sont utilisés car ils se propagent dans l'eau. Nous allons dans ce travail de thèse faire l'étude et la mise en œuvre d'un système de géo-localisation sous-marin qui s'inspire dans son principe des systèmes GNSS.

Estimer la position d'un objet en environnement sous-marin est de plus en plus nécessaire. On peut notamment citer les applications suivantes :

- Positionnement d'une tige de forage : afin d'exploiter les ressources en pétrole et gaz sous-marin, il est nécessaire de savoir positionner avec précision les tiges de forage sur le sol sous-marin.
- Surveillance des fonds marins : un réseau de balises sous-marines permet de surveiller les déformations du fond marin qui peuvent être provoquées par une éruption volcanique.
- Localisation des plongeurs : lors d'une plongée, une balise portée par un plongeur peut permettre de localiser et suivre celui-ci. Elle sera particulièrement utile en cas de problème pour les opérations de sauvetage.
- Localisation d'un drone : les drones sous-marins se multiplient (exploration, recherche d'épave,...) et ceux-ci doivent être localisés depuis la surface pour le pilotage et la géo-localisation des données récupérées.
- Positionnement d'un instrument de pêche : un casier de pêche équipé d'une balise de positionnement pourra être facilement retrouvé depuis la surface lorsque le pêcheur viendra le récupérer. Le positionnement pour le guidage des matériels de pêche est une application envisagée.

On localise en général l'objet en question de façon relative par rapport à un point de référence connu en surface. Les systèmes peuvent être classifiés en trois grandes catégories : long

baselise (LBL), short baseline (SBL) et ultra short baseline (USBL). Les méthodes LBL sont les plus précises, capables d'atteindre des précisions allant jusqu'au centimètre. Elles sont cependant lourdes à mettre en place, car elles nécessitent la mise en place d'une grille de transmetteurs fixes et à position connue au fond de l'océan. L'opération est donc coûteuse et contraignante car on ne peut pas être positionné en dehors de la zone instrumentée. Les systèmes SBL et USBL sont plus simples, il n'est pas utile en général d'avoir besoin d'un appareil de référence fixe placé sur le sol sous-marin. Le point de référence qui est à la surface doit être localisé avec précision. Dans le cas d'un bateau, il est nécessaire de connaître sa position et son attitude en temps réel. Afin d'atteindre une précision et une robustesse équivalente à celle d'un système LBL, 3 récepteurs au moins doivent être répartis sur le bateau. Le bateau doit avoir dans ce cas une taille importante pour que la distance entre les récepteurs soit grande et que la géométrie du système soit favorable. En environnement sous-marin, la précision d'un système de localisation dépendra également des nombreuses contraintes qui apparaissent lors de la transmission d'un signal sous l'eau (problèmes de multi-trajets, variation de la transmission en fonction de la profondeur, température et salinité, houle, bruits). Les méthodes utilisées par les récepteurs de positionnement sont similaires au GPS. Les mesures de temps de trajet sur les signaux acoustiques reçus par les différents éléments du réseau sont obtenues par des méthodes de corrélation.

Dans ce travail de thèse nous avons réalisé l'étude et la mise en oeuvre d'un nouveau système de positionnement pour la localisation en environnement peu profond (zones côtières et ports). Ce système s'appuie sur une méthode interférométrique afin de localiser précisément un émetteur sous-marin depuis un petit bateau en surface. Le système proposé est simple, la numérisation du signal est réalisée sur une voie à la fréquence audio, et avec une quantification sur un bit.

Dans notre approche un signal à étalement de spectre est émis depuis la balise recherchée vers deux hydrophones situés sur le bateau. Il est composé d'un code à étalement de spectre qui module une porteuse. À la réception du signal, l'utilisation d'une méthode TDOA (time difference of arrival) pour estimer la différence de distances, présente l'avantage de n'avoir pas besoin de synchroniser entre eux les deux signaux enregistrés en provenance de chaque hydrophone.

La différence de distances entre les trajets des signaux des deux hydrophones est mesurée par corrélation. Nous proposons dans ce travail deux boucles de poursuites pour l'estimation conjointe de la fréquence Doppler des signaux reçus et du délai entre les signaux. L'utilisation d'observations TDOA nous conduit à utiliser une technique de localisation hyperbolique. Dans notre approche, la configuration géométrique du système n'est pas idéale car les hydrophones sont proches. Dans ce cas, les techniques classiques de trilatération sont peu précises. Nous proposons une technique de localisation hyperbolique statistique qui permet d'améliorer la précision du positionnement.

L'avantage principal de la méthode proposée provient de l'utilisation d'un signal à étalement de spectre robuste en présence de bruits parasites. En revanche, le signal étalé perdra de la puissance plus rapidement au fil de la transmission, ce qui revient à avoir une portée plus faible.

La thèse est organisée en quatre chapitres, précédés d'une introduction générale et suivis d'une conclusion générale.

Le premier chapitre présente les systèmes existants et les capteurs utilisés. Selon la précision et l'encombrement souhaité, ils possèdent un réseau de transmetteurs plus ou moins dense (Long, Short ou Ultra Short Baseline). Les avantages et les désavantages de chaque système sont listés. Enfin, on présente les différentes méthodes existantes pour estimer la distance entre les différents éléments du réseau et faire le positionnement final.

Le Chapitre 2 détaille la méthode hyperbolique de positionnement proposée. On présente dans un premier temps la résolution des équations hyperboliques dans le cas 2D, puis 3D. Nous présentons aussi un problème d'observabilité, et la stratégie utilisée afin d'avoir un positionnement le plus précis possible en présence de bruit. Nous proposons dans un deuxième temps une approche probabiliste pour estimer la position de l'émetteur. Celle-ci prend en compte la géométrie du système afin d'améliorer le calcul de position. Pour finir, des simulations sont réalisées pour comparer le modèle probabiliste proposé avec la technique classique de trilatération.

Le Chapitre 3 présente la structure du signal à étalement de spectre envoyé. Nous expliquons le choix de la fréquence porteuse et du code qui dépendent de notre matériel et des conditions pratiques dans lesquelles nous utiliserons notre système. Nous présentons l'architecture récepteur proposée et la méthode TDOA utilisée. Nous proposons deux méthodes de poursuite des paramètres du signal dans le cas dynamique. La première méthode qui fonctionne en boucle ouverte s'appuie sur un filtre de Kalman. La seconde méthode qui fonctionne en boucle fermée permet de diminuer le coût calcul des traitements. Des simulations réalisées sur données synthétiques permettent d'évaluer les performances des méthodes proposées en présence de bruit.

Le Chapitre 4 détaille les résultats obtenus lors de nos expérimentations sur données réelles. Celles-ci sont réalisées sur le canal de Calais. Nous commençons par des expérimentations statiques afin de valider le fonctionnement du système d'acquisition et de poursuite des pics de corrélation. Ces expérimentations permettent de montrer les problèmes qui apparaissent dans le cas réel. Enfin, des essais sont réalisés à bord de notre bateau de mesure afin de faire fonctionner le système complet et valider notre modèle probabiliste de localisation hyperbolique.

Les apports de ce travail sont les suivants :

- Nous proposons une méthode probabiliste de localisation hyperbolique. Cette méthode permet d'intégrer dans le calcul de position la géométrie du système de positionnement ;
- Le système de réception proposé est compact et donc utilisable par les bateaux de petite taille. Le récepteur proposé est simple, peu coûteux, facilement transportable et installable ;
- Nous proposons deux nouvelles techniques d'estimation des paramètres du signal dans le cas dynamique. Ces techniques de poursuite en boucle ouverte et en boucle fermée permettent d'estimer conjointement la fréquence Doppler et le délai entre les signaux reçus ;
- Ces travaux ont été publiés dans des conférences internationales à comité de lecture [5, 6].

Chapitre 1

Systeme de localisation sous-marine

1.1 Introduction

L'objectif de nos travaux concerne la conception d'une balise autonome sous-marine conçue pour être utilisée en environnement portuaire et côtier ainsi qu'en faible fond. Les applications de ce système sont multiples : il peut être utilisé pour repérer les casiers de pêche, localiser et suivre des plongeurs pour des opérations de sauvetage, ou encore d'effectuer une surveillance du mouvement des bancs de sable au cours du temps. Notre objectif est également de concevoir un système de localisation qui soit compact, et facilement transportable et à moindre coût. La position de la balise doit être déterminée avec précision depuis un bateau situé en surface.

La littérature offre de nombreux systèmes de localisation sous-marine. Ils sont conçus pour fonctionner à différentes profondeurs et à différents niveaux de précision. Le but de ce chapitre est d'offrir un inventaire des méthodes existantes. Dans un premier temps, nous détaillerons le principe de fonctionnement des différents systèmes existants. Ensuite, nous aborderons les particularités de l'environnement sous-marin pour ces systèmes. Nous présenterons finalement les différentes méthodes utilisées par les différents systèmes pour rechercher la position de l'objet en question.

1.1.1 Système de localisation

Le positionnement absolu d'un objet sous-marin est un problème réputé difficile. Un objet est généralement positionné de façon relative à plusieurs références : des amers fixes, une position connue, un bateau en surface, etc. Dans le cas particulier d'un bateau en surface, une des difficultés concerne le positionnement vis à vis du bateau qui peut être mobile et dont la position doit être connue avec précision. Ce positionnement peut être déterminé à l'aide de méthodes et de technologies connues telles que les systèmes GNSS¹. En revanche, il n'est pas possible de positionner un objet sous-marin avec les systèmes GNSS. Ils permettent d'estimer une position en surface avec une précision métrique, mais la géolocalisation d'un point sous-marin ne peut pas être réalisée directement à l'aide de signaux GNSS. En effet ceux-ci ne pénètrent que très faiblement dans l'eau [38].

1. Global Navigation Satellite System

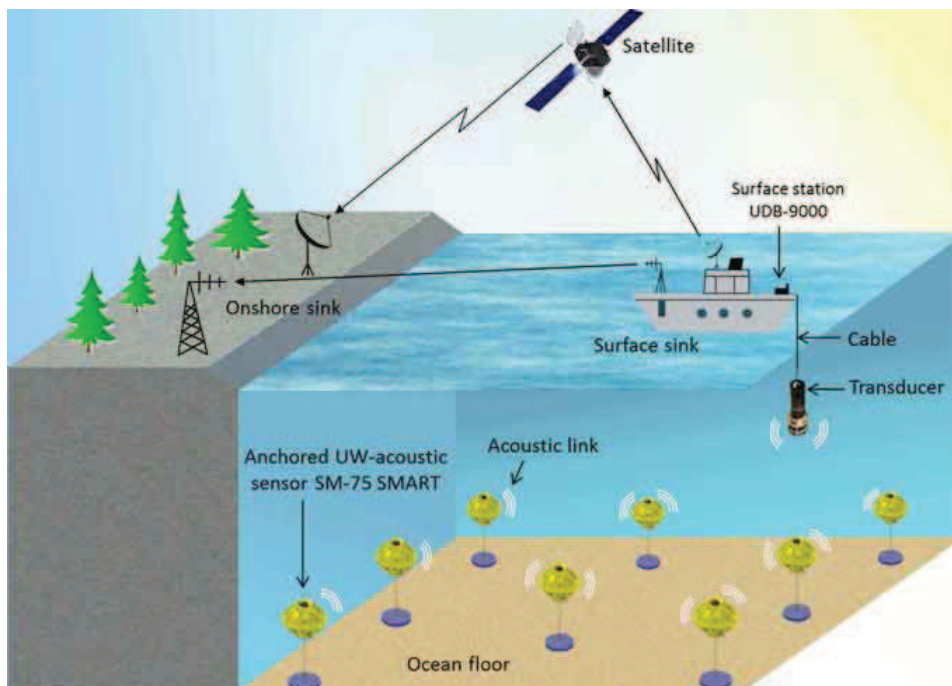


FIGURE 1.1 – Illustration d'un exemple de système de localisation sous-marine [45]

Les systèmes de localisation sous-marine fonctionnent de façon relative. On représente sur la figure 1.1 le déploiement d'un système de positionnement qui s'appuie sur un transducteur (hydrophone) géolocalisé, et des transpondeurs positionnés sur le fond marin. L'objectif est de localiser une balise positionnée dans cet environnement. La balise peut être active lorsqu'elle émet un signal, ou passive lorsqu'elle reçoit les signaux émis par le système de localisation déployé. Dans ce contexte des signaux sont émis afin d'effectuer une communication entre les différents éléments du réseau sous-marin et le bateau de référence en surface. Les informations recueillies permettent de localiser les objets les uns par rapport aux autres. Les signaux acoustiques sont les plus utilisés dans le domaine sous-marin. En effet, leur nature physique leur permet de se propager dans cet environnement lorsque leurs fréquences sont faibles [61]. A l'inverse, les signaux de plus haute fréquence, comme les fréquences radio RF sont très rapidement atténués et ne sont donc pas propagés dans l'eau.

Les trois grandes catégories de systèmes de localisation sous-marine sont définies en fonction de la distance entre les éléments du réseau, [45] :

1. Ultra Short Baseline (USBL) pour les systèmes à très faible distance (moins de 20 cm) ;
2. Short Baseline (SBL) à moins de 60m ;
3. Long Baseline (LBL) au-delà.

Les positions de l'objet à localiser étant calculées de façon relative par rapport à la position du bateau, la position de celui-ci doit donc être connue avec la plus grande précision possible. De plus il faut recalibrer en permanence les mesures entre le repère local du bateau dans lequel sont exprimées les coordonnées du système sous-marin, et un repère global fixe. Dans ce contexte,

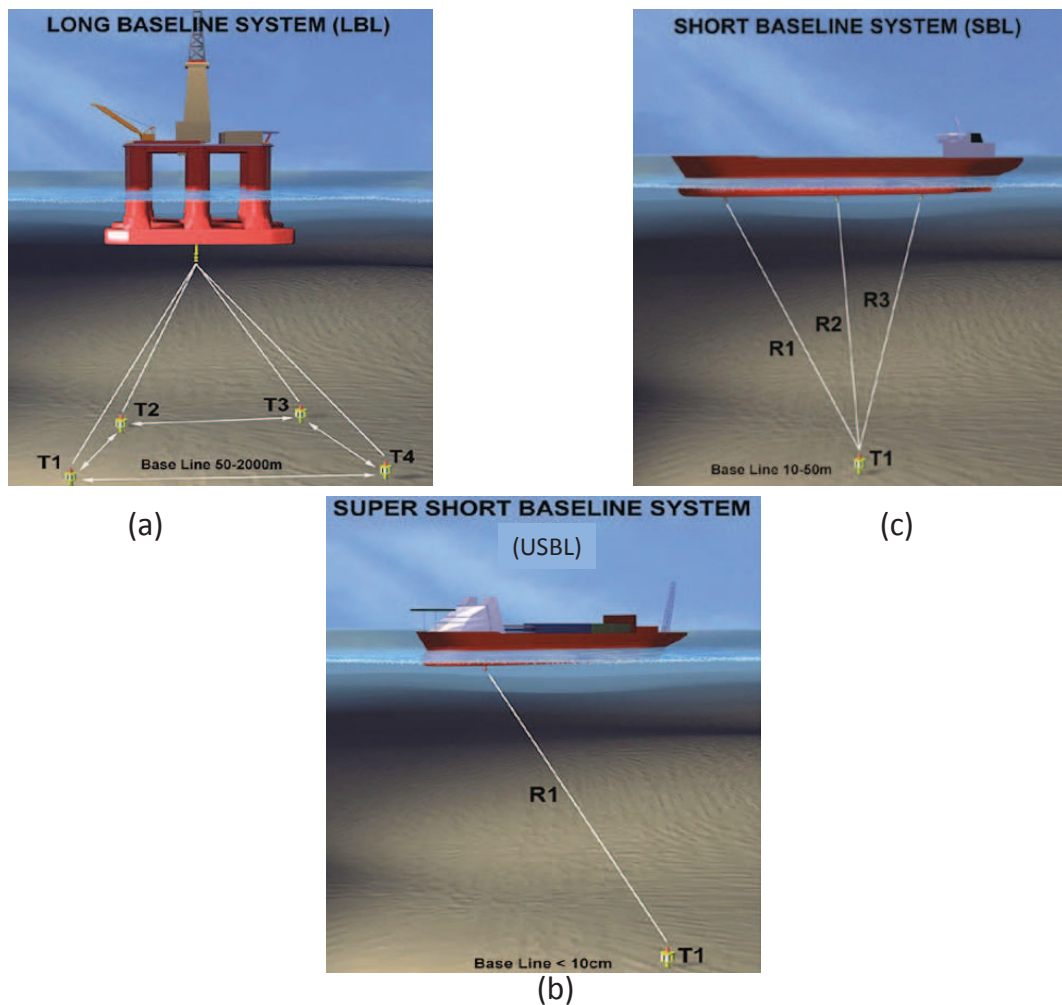


FIGURE 1.2 – Les trois grandes catégories de systèmes de localisation sous-marine [2]

il est nécessaire de connaître l'attitude du bateau (cap, roulis, tangage). Ces données sont fournies par des capteurs GPS (Global Positioning System), INS (Inertial Navigation System) et Magnétomètre à bord du bateau.

Long baseline

Dans un système long baseline (de 60 m à 2 km), présenté figure 1.2.(a), les transpondeurs sont séparés les uns des autres, et séparés du bateau de mesure par de longues distances (plus de 100m). Des transpondeurs de référence sont en général fixés sur le sol sous-marin, délimitant ainsi la zone de travail. Un signal est émis par l'objet à localiser. Une fois celui-ci reçu par les transducteurs fixes, les données de temps de réception pour chaque transducteur sont utilisées afin de déterminer la position de l'émetteur de façon relative aux transducteurs de références. Si la topologie est connue et la position de ceux-ci exacte, il est alors possible de transformer les coordonnées de l'objet à localiser dans un repère global.

La topologie du fond marin (position et profondeur) autour des transducteurs doit donc être

connue à l'avance avec précision afin de calibrer le système. Une erreur de calibration influence la précision et provoque une erreur sur la position de l'objet à localiser. Une fois calibrés, les systèmes LBL peuvent atteindre une précision centimétrique.

Ce système est surtout utilisé lorsque la précision que l'on peut atteindre avec un bateau en surface ne suffit plus. Afin de cartographier une zone, un véhicule autonome peut par exemple déterminer sa position via un réseau d'émetteurs et récepteurs positionnés sur des points connus au préalable.

Cependant, la mise en place de ce système est très lourde et coûteuse en temps et en moyens. La difficulté du positionnement des transducteurs est augmentée aux grandes profondeurs, où les plongeurs n'ont pas accès. De plus, les transducteurs sous-marins doivent être déplacés et recalibrés à chaque fois que l'on souhaite déplacer la zone d'étude. On reporte dans le tableau 1.1 la synthèse des avantages et inconvénients de cette approche.

Avantages	Inconvénients
Grande précision à toute profondeur	Système complexe
Fonctionne sur une grande surface	Difficile à mettre en oeuvre et à déplacer

TABLE 1.1 – Avantages et inconvénients d'un système long baseline

Short baseline

Le système SBL (1 m-60 m), présenté figure 1.2.(c), est similaires aux systèmes LBL mais moins lourds à mettre en place. Il est conçu pour des profondeurs allant du mètre à 100 m. La différence du système SBL avec le système LBL est la non utilisation des transducteurs fixes sur le sol sous-marin. On se limite donc à des transducteurs positionnés sous le bateau de mesure.

Au moins deux d'entre eux sont alors positionnés sous celui-ci. Comme pour les systèmes LBL, on utilise les mesures de temps d'arrivée sur les différents récepteurs afin de déterminer la position de l'objet à localiser. Du fait du nombre limité de transducteurs, nombre restreint par la taille du bateau, la précision de la localisation est dépendante de la taille de celui-ci. En effet, plus le bateau est grand, plus on peut espérer une localisation précise. A l'inverse, la localisation devient moins bonne car on a une géométrie défavorable sur un navire de petite taille. La position est alors estimée par rapport à la position du bateau qui est estimée par un récepteur GPS.

Un troisième récepteur sous le bateau ou un capteur de pression dans l'objet à localiser (qui communique sa profondeur au bateau) permet un positionnement 3D. Ces systèmes sont historiquement les premiers à avoir été utilisés dans les cas où l'objet à localiser est situé à une profondeur assez faible (au maximum 60m).

Par rapport aux systèmes LBL, les systèmes SBL sont plus simples à déployer et facilement transportables. Ils sont donc souvent utilisés lorsque l'on a plusieurs zones distinctes à étudier. On reporte dans le tableau (1.2) la synthèse des avantages et inconvénients de cette approche.

Avantages	Inconvénients
Système simple	L'écart entre les récepteurs (bateau) doit être grand
Bonne précision possible	Position relative au bateau

TABLE 1.2 – Avantages et inconvénients d'un système short baseline

Ultra short baseline

Sur un système Ultra Short Baseline, présenté figure 1.2.(b) les récepteurs sont très proches les uns des autres (à moins d'un mètre). La différence de temps d'arrivée du signal aux différents récepteurs est encore une fois mesurée. Cependant, celle-ci sera très faible et ne sera pas toujours suffisante pour déterminer la position de l'émetteur. Une autre information est alors requise. Les angles d'arrivée des signaux sont également calculés afin d'apporter une information supplémentaire. Ces informations sont ensuite utilisées pour déterminer la position de l'émetteur. Tout comme pour les systèmes SBL et LBL, celle-ci est calculée de façon relative à la position des récepteurs.

Les systèmes USBL sont les plus simples à concevoir et à mettre en oeuvre. Cependant, la distance entre les récepteurs étant très faible, ils sont moins précis que les systèmes SBL et LBL. On reporte dans le tableau 1.3 la synthèse des avantages et inconvénients de cette approche.

Avantages	Inconvénients
Système peu coûteux	Fonctionne seulement sur des distances courtes
Facile à déployer	Très sensible au bruit

TABLE 1.3 – Avantages et inconvénients d'un système ultra short baseline

Localisation versus Télé-localisation

Le principe de la localisation en milieu sous-marin est similaire au principe de la localisation par satellites des systèmes GNSS utilisés en surface. Chaque satellite émet un signal qui est utilisé localement par le récepteur dans une méthode de trilatération afin de calculer sa position. Dans les systèmes sous-marins la localisation est réalisée par rapport à des positions connues du bateau ou des transpondeurs, et nous pouvons faire un parallèle avec le système de positionnement par satellites où on effectue également le positionnement d'un récepteur par rapport à la position connue des satellites GNSS. Cependant, plusieurs différences existent entre les deux approches.

Dans le cas des systèmes USBL et SBL sous-marin, on localise l'objet de façon relative par rapport à des émetteurs et récepteurs fixés sur le bateau. La position de ces éléments n'est pas connue à l'avance, celle-ci est déterminée par rapport à une position GPS du bateau et des données d'attitude (tangage, roulis, cap) qui sont fournies par une station inertielle. L'erreur commise dans l'un de ces systèmes va donc être répercutée sur la localisation finale.

De plus, la géométrie du système sous-marin est différente de la géométrie des systèmes de géopositionnement par satellites. En effet, la constellation GPS étant constituée d'un grand nombre de satellites, il y a toujours un grand nombre de satellites visibles, au moins 4 satellites visibles, quel que soit l'endroit où l'on se trouve sur terre. Par ailleurs, ceux-ci sont assez éloignés les uns des autres, garantissant une géométrie du système favorable à une localisation précise [25]. Les systèmes USBL et SBL sont proches dans leur principe des systèmes GNSS. En effet, le bateau est assimilable à un satellite qui va mesurer la distance relative avec la balise. Le déplacement du bateau va simuler une constellation de satellites et fournir ainsi plusieurs mesures de distances permettant le positionnement 3D de la balise. Cependant la géométrie du système est moins bonne que dans le cas des systèmes GNSS. En effet les positions du bateau qui mesurent la distance émetteur-récepteur ne sont pas réparties en surface autour de la balise à localiser.

Dans un système GNSS, c'est le récepteur à la surface de la terre qui se localise à partir des signaux satellites. Dans les systèmes USBL et SBL c'est le bateau qui localise la balise à partir des signaux qu'elle émet. On parle alors de télé-localisation car l'objet à positionner ne se localise pas, mais est localisé par l'infrastructure déployée pour le positionnement. Les applications dans ce cas sont principalement le guidage d'objet sous l'eau (drone) ou le positionnement de balise (mesure des mouvements du sol, positionnement de matériels de pêche).

Enfin la distance bateau-balise étant faible le signal émis par la balise est reçu par le bateau avec de nombreux multi-trajets.

Dans ce travail de thèse, on souhaite réaliser un système de positionnement de type SBL. On localise, à partir de plusieurs positions de bateau, une balise sous l'eau qui émet un signal de positionnement. Deux hydrophones sont positionnés à une distance de deux mètres sur une petite embarcation et l'objectif est de réaliser un récepteur qui localise la balise.

1.1.2 Propagation des signaux

Ondes acoustiques

Les ondes acoustiques sont des perturbations mécaniques qui se propagent au cours du temps. Il s'agit d'un phénomène de compression-dilatation qui se transmet d'un point à un autre dans le milieu. De ce fait, celui-ci doit être élastique (gaz, liquide ou solide) afin de pouvoir transporter l'onde. Le nombre de phénomènes de compression par seconde est caractérisé par la fréquence du signal en Hz. Sous l'eau, on utilise en général des fréquences allant de 10Hz à 1MHz .

Lors de son passage, l'onde acoustique fait bouger les particules du milieu qu'elle traverse et crée de ce fait une pression acoustique avec le mouvement de compression-dilatation. La différence de pression entre un bruit ambiant faible (au niveau de quelques micro Pascal) et un bruit fort justifie l'utilisation d'une échelle logarithmique pour quantifier la puissance des signaux.

Les propriétés mécaniques du milieu de propagation vont déterminer la vitesse de transmission c entre un point x_1 à un temps t_1 et un point x_2 à un temps t_2 .

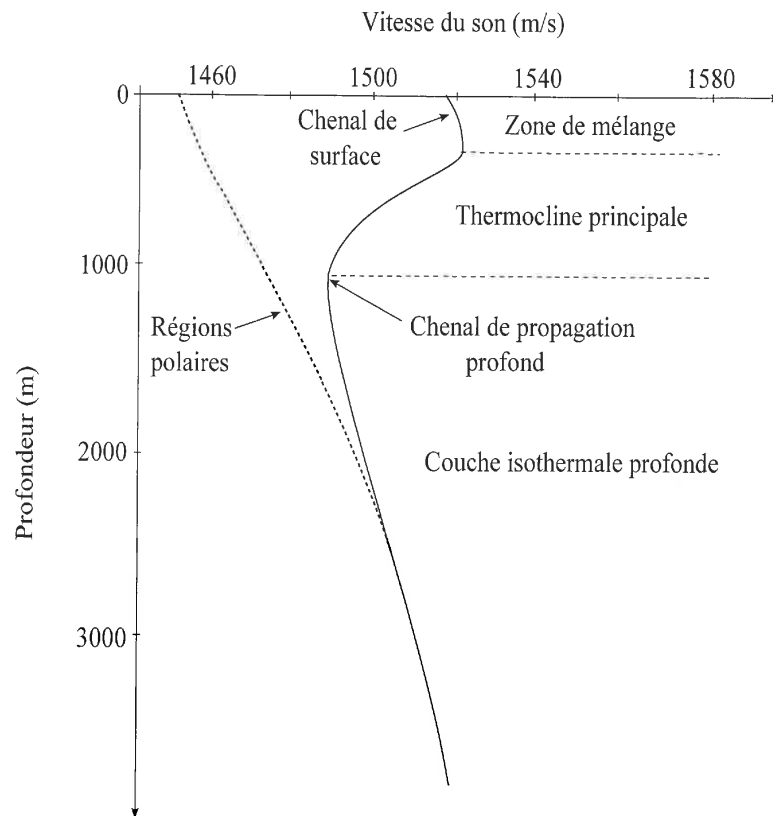


FIGURE 1.3 – Vitesse du son en fonction de la profondeur [43]

$$x_2 - x_1 = c(t_2 - t_1) \quad (1.1)$$

Vitesse de propagation

La vitesse de propagation de l'onde acoustique dans un milieu dépend des caractéristiques de celui-ci, à savoir sa densité et son élasticité pour un liquide [31].

$$c = \sqrt{\frac{E}{\rho}} = \sqrt{\frac{1}{\rho\chi}} \quad (1.2)$$

χ correspond dans le cas d'un liquide à la compressibilité (m^2/N , l'inverse de l'élasticité E), c'est-à-dire la variation relative d'un volume lorsqu'il est soumis à une pression, et ρ correspond à la densité du milieu (entre 1020 et 1029 kg/m^3 pour de l'eau de mer).

Dans le cas de l'eau de mer, la vitesse varie entre 1450 m/s et 1550 m/s , selon les conditions de salinité, température et pression, ce qui est beaucoup plus faible que les ondes GNSS qui vont à la vitesse de la lumière. Pour une quantité d'information équivalente, il est donc nécessaire de travailler à des fréquences bien plus faibles que pour des signaux RF ou GNSS.

Afin d'approximer simplement la vitesse d'une onde acoustique dans l'eau, un premier modèle simple, fonctionnel jusqu'à 1000 m a été développé par Madwin en 1975 [44].

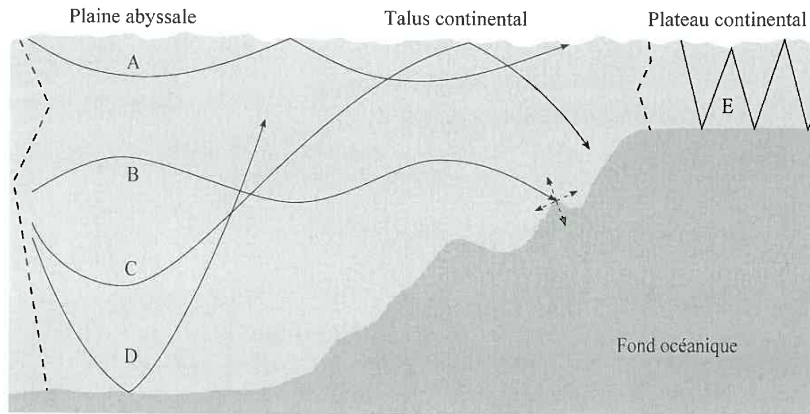


FIGURE 1.4 – Représentation des différents types de trajets possibles en environnement sous-marin [43]

$$c = 1449.2 + 4.6T - 0.055T^2 + 0.00029T^3 + (1.34 - 0.01T)(S - 35) + 0.016z \quad (1.3)$$

Où c est la vitesse du son, T la température en Celsius, z est la profondeur en m et S la salinité en unité standard de salinité.

Ce modèle a ensuite été remplacé par un modèle bien plus précis développé par Chen et Millero en 1977 [15]. Celui-ci est encore aujourd'hui recommandé par l'UNESCO.

$$c = c_0 + c_1P + c_2P^2 + c_3P^3 + AS + BS^{\frac{3}{2}} + CS^2 \quad (1.4)$$

Où les 4 premiers termes correspondent à la propagation du son dans l'eau pure, et les trois derniers à l'influence de la salinité de l'eau de mer. Dans cette expression, c est la vitesse du son en m/s, P la pression en bar, et S la salinité en unité standard de salinité.

Un profil typique pour la vitesse de propagation en fonction de la profondeur est donné sur la figure 1.3.

Propagation dans le milieu

Lorsque le signal se transmet dans l'eau, on observe une perte d'amplitude avec la distance qu'il parcourt. Il y a deux grandes causes pour cette perte de puissance. La première cause est liée à la nature de l'onde acoustique qui est une onde sphérique : le signal se propage dans toutes les directions (milieu isotrope) et l'énergie reçue par unité de surface décroît avec la distance de propagation. En pratique, en raison de l'existence de gradients de salinité et de pression, la propagation dans le milieu marin n'est pas réellement isotrope. On trouve sur la figure 1.4 les trajets des ondes acoustiques sous-marines.

Par ailleurs, on peut montrer que la perte d'intensité entre deux points A et B , qui se situent respectivement aux distances R_1 et R_2 de l'émetteur, est alors inversement proportionnelle au

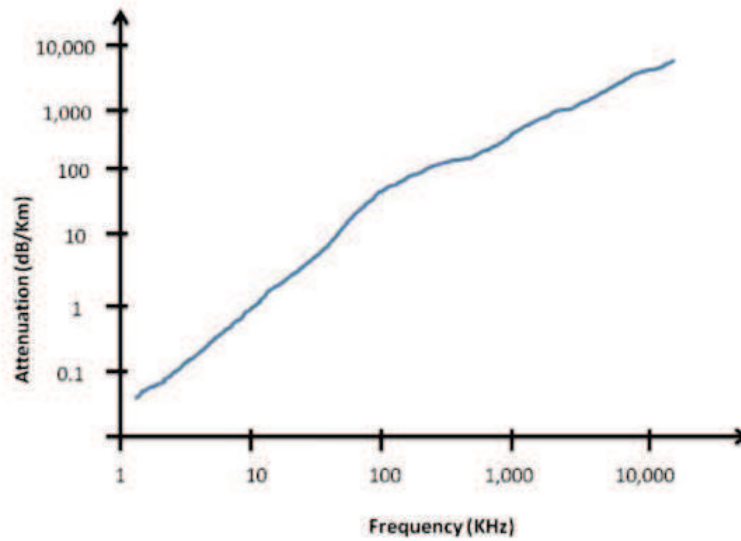


FIGURE 1.5 – Atténuation en fonction de la fréquence [42]

rapport des surfaces des sphères centrées sur l'émetteur comprenant ces points. On a alors un rapport des intensités I_1 et I_2 du signal qui est quadratique avec les distances R_1 et R_2 et qui est donné par :

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{S_2}{S_1} = \frac{4\pi R_1^2}{4\pi R_2^2} = \frac{R_1^2}{R_2^2} \quad (1.5)$$

L'autre grande source d'atténuation du signal provient du phénomène d'absorption de celui-ci par l'environnement, c'est-à-dire la transformation d'énergie acoustique en énergie thermique. Celle-ci dépend de la fréquence du signal envoyé, et est proportionnelle à la puissance du signal.

L'atténuation globale du signal sur une distance l peut alors être exprimée en fonction de la fréquence [63] :

$$A(f) = \left(\frac{R_2}{R_1}\right)^k a(f)^{R_2-R_1} \quad (1.6)$$

Avec f la fréquence du signal, k le coefficient d'atténuation géométrique (entre 1 et 2 selon le milieu), et $a(f)$ un coefficient d'absorption pouvant être calculé via la méthode de Brekhovskikh, L.M. and Lysanov, I.U.P. [9].

L'atténuation d'un signal acoustique en fonction de la fréquence dans l'eau est représentée sur la figure 1.5. On remarque que l'absorption est faible pour les signaux à faibles fréquences (inférieure à 1 dB/km pour les fréquences inférieures à 10 kHz).

L'autre facteur qui influence la qualité du signal reçu concerne la présence de bruit. Les bruits à considérer sont composés des bruits dont la source est extérieure à l'environnement, par exemple les bruits provoqués par des bateaux, ou toute autre activité en surface, et les bruits provenant des mammifères marins. Alors que le bruit ambiant peut en général être approximé par un bruit Gaussien, ça n'est pas toujours le cas pour les bruits extérieurs qui peuvent contenir

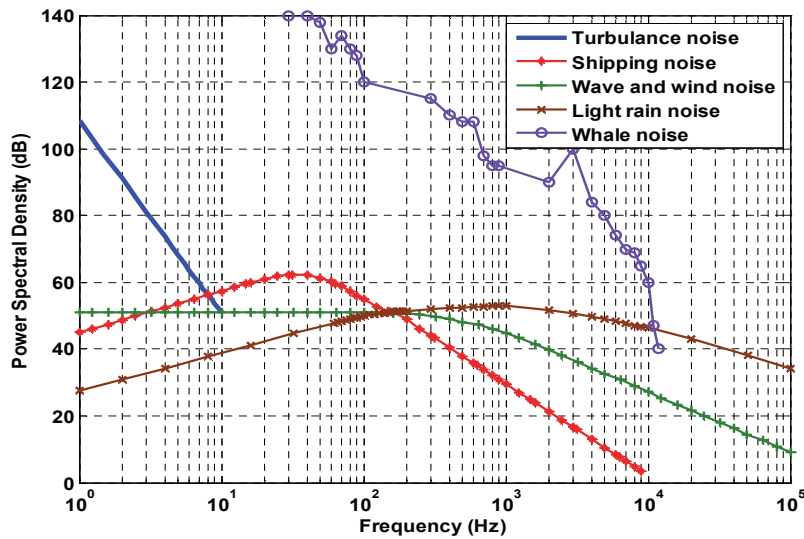


FIGURE 1.6 – Densité spectrale de puissance de différents bruits ([50])

des composantes non gaussiennes [63].

Le bruit ambiant sur un signal acoustique provient d'une multitude de sources qui sont difficiles à identifier. Celui-ci est composé du bruit ambiant toujours présent en mer associé au cumul de différents éléments bruits naturels (les mouvements de l'eau, des vagues, du vent, de la pluie) et des bruits supplémentaires ponctuels (bruits liés aux bateaux, activités humaines ou mammifères marins). Les bruits les plus courants ont des caractéristiques connues :

- Les mouvements des vagues en surface provoquent des bruits de fréquence assez faibles, le plus souvent inférieur à la centaine de Hertz [21] ;
- Le mouvement des bateaux provoquent des bruits entre 10 Hz et 200 Hz, principalement générés par les mouvements des hélices dans l'eau [36] ;
- Les vents en surface génèrent des bruits qui vont de 100 Hz à 100 kHz [36] ;
- La pluie peut provoquer un bruit assez étalé autour d'un pic moyen se situant vers 15 KHz, (dans le cas de précipitations de 2 à 5 mm/h) [21] ;
- Les mouvements des molécules d'eau provoque des bruits thermique associés aux fréquences proches de 100 KHz [21] ;
- Les mammifères marins peuvent générer des sons allant du Hz à la centaine de KHz [20].

Parmi ces différents bruits, les bruits liés aux mammifères marins sont les plus forts. Ils sont néanmoins rares et ponctuels et ne seront pas considérés dans notre application. Les bruits naturels et ceux générés par les bateaux sont d'un même ordre de grandeur, et diminuent plus ou moins rapidement lorsque la fréquence augmente (au-delà de 1000 Hz). On représente sur la figure 1.6 la densité spectrale de puissance de ces différents bruits.

Contrairement à l'atténuation, le bruit diminue lorsque l'on monte en fréquence. Le rapport signal sur bruit du signal transmis étant dépendant de la fréquence d'émission, cela limite de

fait la bande passante du signal utilisable [64] [19]. La forte atténuation du signal rend l'exploitation d'un signal éloigné plus difficile au niveau du récepteur. Dans ce contexte le choix de la fréquence porteuse du signal émis et de sa bande passante est un compromis entre ces deux effets, soit l'atténuation qui diminue aux fréquences basses et le bruit qui diminue aux fréquences hautes.

De plus, il faut aussi se soucier des phénomènes de multi-trajets qui sont très présents en milieu sous-marin, et en particulier dans notre contexte d'étude, c'est à dire à faible profondeur. Les multi-trajets sont des échos ou des répliques du signal qui apparaissent en plus du signal direct sur l'enregistrement du récepteur. Ces multi-trajets sont également la cause de nouveaux problèmes pour les méthodes de traitement du signal. L'information d'un signal risque d'être mélangée selon les retards relatifs à celle d'un de ses multi trajets, rendant le traitement plus complexe. Les multi-trajets ont plusieurs origines possibles, ils sont tout d'abord causés par les réflexions à la surface, sur le fond, ou sur n'importe quel autre objet présent dans le milieu.

Enfin, il y a également des phénomènes de réfractions du signal entre les différences couches d'eau. En effet la vitesse du signal dépendant de la salinité, la température et la pression, l'onde sonore ne va pas se déplacer en ligne droite lorsque la profondeur change [24]. De ce fait, une onde prenant un chemin plus long peut arriver avant l'onde directe. Et même dans le cas où la vitesse de propagation est uniforme, il est possible que le signal direct ne soit pas celui qui est reçu avec le plus d'énergie [19]. Ce phénomènes est négligeable aux faibles profondeurs.

1.1.3 Capteurs acoustiques

Un transducteur est un appareil qui permet de transformer un phénomène physique en un autre. Dans notre cas, les transducteurs hydro-acoustiques sont des transducteurs qui transforment les variations de pression acoustique causées par le passage d'une onde en signaux électriques. Ils peuvent fonctionner dans les deux sens, comme transmetteurs (conversion de signal électrique en signal sonore), ou comme récepteurs (conversion inverse, du signal sonore au signal électrique). En particulier, on appelle les transducteurs fonctionnant comme récepteurs sous l'eau des hydrophones. Dans ce cas, le signal électrique en sortie fluctue alors en fonction de la différence de pression détectée par l'appareil. Les émetteurs fonctionnent sur le même principe, mais dans l'autre sens, convertissant ainsi les signaux électriques en ondes acoustiques.

Dans la majorité des systèmes, un dispositif piézo-électrique est utilisé pour faire le lien entre la pression et la tension électrique. En effet, le cellule piézo-électrique génère une tension électrique lorsqu'elle subit une contrainte de pression [52]. Cet effet est maximum autour de la fréquence de résonance de la cellule piézo-électrique et diminue au fur et à mesure que l'on s'éloigne de celle-ci. On représente sur la figure 1.7 la sensibilité de la cellule en fonction de la fréquence.

Pour un transducteur en émission, on doit se placer au plus proche de la fréquence de résonance afin d'avoir le plus d'énergie possible en sortie[41]. La déformation du Piézo-électrique est en effet maximale lorsque le signal électrique entrant est à la fréquence de résonance.

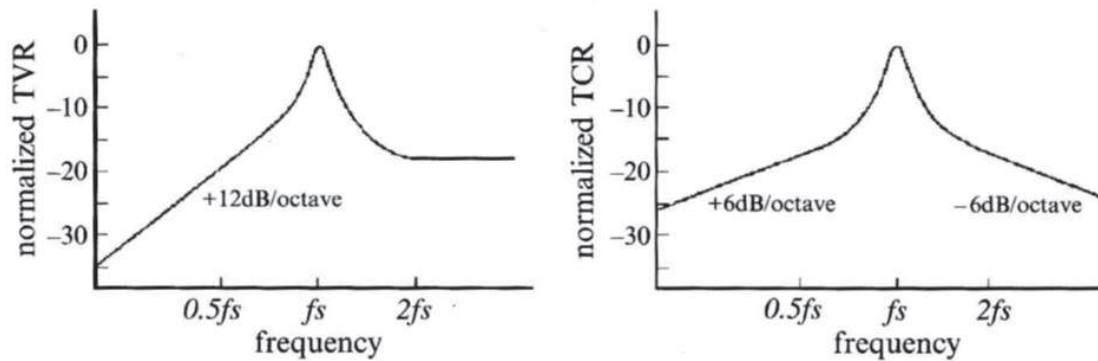


FIGURE 1.7 – Tension et Intensité normalisée générée par une cellule piézo-électrique en fonction de la fréquence [52]

Lorsque l'on s'éloigne de celle-ci, notamment pour les fréquences faibles (inférieures à 5 KHz), le piézo-électrique devient quasiment immobile [52]. Pour les faibles fréquences la taille du transducteur augmente ainsi que la puissance qu'il consomme [41].

Il est possible de tracer le diagramme de rayonnement d'un transducteur. Ce diagramme représente l'amplitude de la pression acoustique en fonction de la direction. Pour un transducteur sphérique, celle-ci est en théorie uniforme et omni-directionnelle. On représente sur la figure 1.8 la réponse en fréquence de l'hydrophone SQ26-07 que nous utilisons dans ce travail de thèse. Le signal émis par la balise à une fréquence porteuse de 10 kHz et une occupation en fréquence de 4 kHz, il est donc bien dans la bande passante de l'Hydrophone.

Il est possible de rendre les transducteurs directionnels en utilisant l'une des deux méthodes suivantes :

- Le transducteur peut être enfermé dans un système qui va réfléchir les signaux venant de certaines directions et ainsi focaliser le signal. C'est une solution simple et peu coûteuse mais le système doit alors rester stationnaire afin d'assurer le fonctionnement ;
- L'autre méthode consiste à utiliser plusieurs hydrophones. Les signaux venant de la direction souhaitée vont être ajoutés et ceux venant des autres directions vont être soustraits [41]. On obtient alors sur le diagramme de rayonnement un lobe principal dans la direction souhaitée. Néanmoins, des lobes secondaires plus faibles apparaissent en général autour de celle-ci. Un index de directivité (DI) est utilisé pour caractériser la directivité du transducteur.

1.2 Méthodes de positionnement

Dans un problème de localisation sous-marine, les différents transducteurs sous-marins émettent et reçoivent des signaux acoustiques. Certains de ces transducteurs ont des positions fixes et connues et les autres vont être positionnés de façon relatives à ceux-ci. Le principe de la localisation sous-marine est le même qu'en environnement terrestre. Cependant, les mêmes mé-

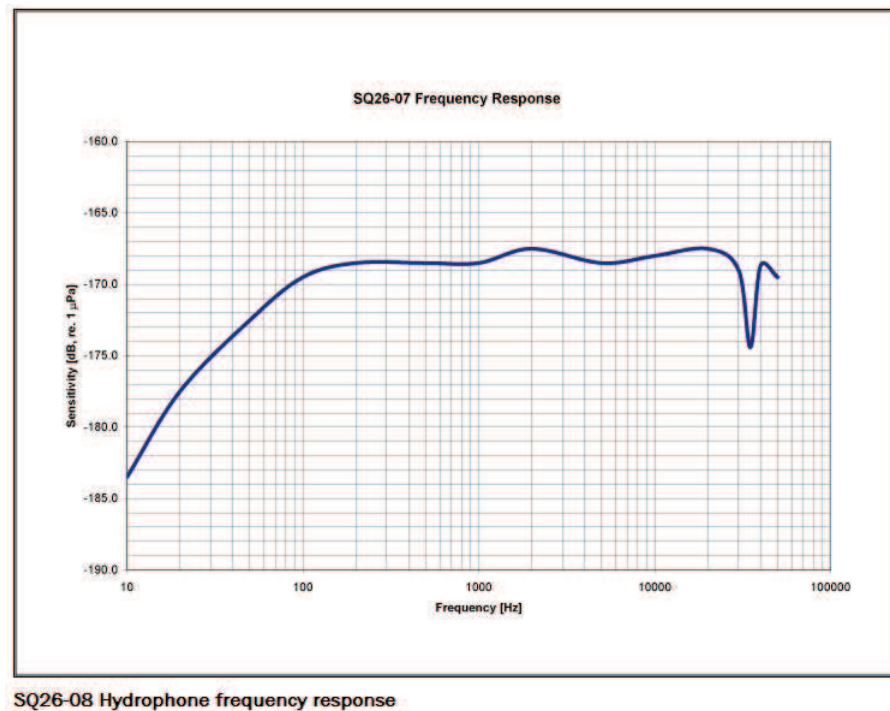


FIGURE 1.8 – Réponse en fréquence de notre hydrophone SQ26-07

thodes ne peuvent pas être directement utilisées. En effet, les particularités du milieu entraînent des contraintes particulières qui ne sont pas présentes dans un cadre de localisation terrestre [28] : la vitesse de propagation est plus faible, l'environnement est plus bruité, la géométrie du système de positionnement est mauvaise [14].

Les méthodes décrites dans la littérature sont très variées que cela soit au niveau du nombre d'émetteurs et de récepteurs utilisés que de leur configuration géométrique. Elles se différencient aussi par le type de signal envoyé ou la puissance nécessaire. Cependant, elles exploitent toujours le même principe de base : établir des relations entre les positions relatives des différents éléments de notre réseau à partir des informations échangées entre eux.

Il est possible de classer ces méthodes en deux grandes familles, on a les systèmes qui reposent sur l'estimation de la distance ou l'angle d'arrivée des signaux (les méthodes "range-based"), et les autres systèmes (méthodes dites "range-free") dans lesquels les différents éléments du réseau communiquent les uns avec les autres afin de déterminer leurs positions relatives sans passer par un calcul de distance ou d'angle.

Avec les systèmes "range-based", la localisation se fait en deux temps. On mesure d'abord des paramètres qui peuvent être la distance, la puissance du signal, l'angle d'arrivée ou le temps de propagation. Cette information est ensuite utilisée dans une seconde étape de calcul afin d'estimer la position de l'émetteur. Les systèmes utilisant ces méthodes peuvent atteindre une bonne précision mais sont souvent complexes et coûteux car ils nécessitent de mesurer ces paramètres avec précision [55] [17]. Parmi les méthodes utilisées pour l'estimation des paramètres, on trouve notamment l'estimation du temps d'arrivée des signaux TOA (Time of Arrival), l'esti-

mation de l'angle d'arrivée des signaux AoA (Angle of Arrival), ou l'estimation de la puissance à l'arrivée du signal RSSI (Received Signal Strength Indicator). A partir de ces méthodes, la position de l'émetteur recherché est déterminée de façon relative à celle des récepteurs connus via la résolution d'un jeu d'équation non-linéaires.

Les méthodes "range-free" ne font aucun traitement avancé du signal. Elles utilisent des méthodes simples reposant sur la détection de la proximité des récepteurs [34] [58], ou encore plus simplement sur l'information de connectivité [56] [46]. Ces méthodes sont peu coûteuses et nécessitent moins de matériel au niveau récepteur. Elles sont néanmoins moins précises que les méthodes "range-based".

Toutes ces méthodes permettent d'atteindre différents niveaux de précision pour différents coûts et nécessitent plus ou moins de matériels. Dans la suite de ce chapitre nous allons présenter les différentes méthodes de localisation.

1.2.1 Méthodes non fondées sur des mesures de distance ou d'angle

Les méthodes "range-free" (méthodes non fondées sur des mesures de distance ou d'angle) sont utilisées dans les cas où l'on souhaite avoir un système léger et peu coûteux. Elles ne sont pas adaptées pour la localisation de balise éloignées et elles sont peu précises. Pourtant leur utilisation est envisagée pour certaines applications [59].

Avec ces méthodes, on ne fait pas de mesures d'angles ou de distances, on utilise simplement l'information de connectivité entre les différents éléments du réseau. Par exemple, on détermine l'éloignement entre les différents éléments du réseau, et on en déduit la configuration géométrique de la zone. Chaque nœud envoie un paquet qui contient son numéro aux autres transmetteurs. Une fois cette opération réalisée pour tous les transmetteurs, il est possible de compter le nombre minimum de nœuds par lesquels il faut passer pour relier chaque point du réseau. Les méthodes "range-free" peuvent être elles même décomposées en deux grandes familles : les méthodes locales et les méthodes globales [59].

Méthodes locales

Dans ces méthodes, chaque nœud du réseau utilise uniquement l'information de ses nœuds voisins. On observe tout simplement le fait que deux nœuds sont proches les uns des autres si un élément du réseau A reçoit un signal (acoustique ou autre) depuis un autre élément B, alors ces deux éléments sont considérés proches. A l'inverse, un récepteur C qui ne reçoit pas de signal est considéré loin de l'émetteur A.

Un exemple de localisation reposant sur la proximité est celle de la méthode APIT [34] présentée sur la figure 1.9. Le plan est ici divisé en zones triangulaires tracées entre les nœuds du réseau. Selon la réception ou non réception du signal, les triangles de possible localisation sont déterminés. La zone où le maximum de triangles se superposent est donc la zone où l'émetteur dispose le plus de chances de se trouver.

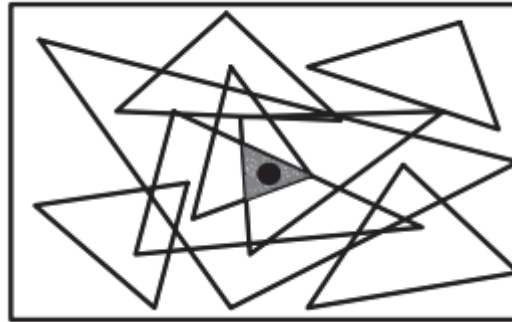


FIGURE 1.9 – Localisation "range-free" reposant sur des aires [34]

Méthodes globales

Ces méthodes sont une extension des méthodes locales. Elles nécessitent un réseau dense. Chaque nœud du réseau envoie un paquet avec un compteur aux autres nœuds qui le retransmettent. Un exemple est celui de l'algorithme DV-Hop où le compteur est incrémenté à chaque fois qu'un paquet passe par un nœud différent du nœud d'origine. Une fois l'opération effectuée pour tous les nœuds, on peut tracer le chemin le plus court en passant uniquement par des éléments du réseau à proximité les uns des autres [59]. Il est finalement possible de définir un graphe et de déterminer des distances probables entre chaque point du réseau.

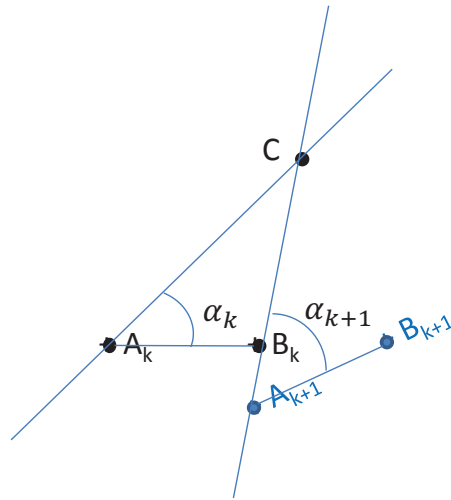
D'autres algorithmes existent comme celui des centroïdes [23], ou High-résolution Robust LOCALization algorithm (HRLOC). Pour les centroïdes, chaque nœud du réseau détermine sa position en formant un polygone avec les nœuds proches. La position du nœud est alors estimée au barycentre de ce polygone. Cette méthode est néanmoins peu-précise si l'on ne possède pas un réseau de nœuds importants et uniformément distribués.

La méthode HRLOC permet d'atteindre une meilleure précision en transmettant de l'information dans plusieurs directions à la fois avec des antennes directionnelle à directions variables. Il est alors possible de déterminer des zones probables de localisation pour chaque nœud [59].

Cependant, à nombre de récepteurs égaux, la précision des systèmes "range-free" est en général moins bonne que celle des systèmes "range-based" que nous allons voir dans la section suivante. Pour avoir une bonne estimation de la position, il est nécessaire d'avoir un réseau de nœuds très dense, et de connaître à l'avance la topologie du terrain qui peut avoir des incidences sur la qualité de l'estimation.

1.2.2 Méthodes reposant sur des mesures de distance ou d'angle

Dans les méthodes "range-based" (méthodes reposant sur des mesures de distance ou d'angle), on effectue des mesures de distance ou d'angle entre les différents éléments du réseau. On utilise pour cela diverses méthodes (TOA, TDOA, AOA, RSSI) qui mesurent les paramètres d'échange



- C: émission d'un signal
- (A_k, B_k), (A_{k+1}, B_{k+1}): réception du signal et localisation de C
- (A_k, B_k), (A_{k+1}, B_{k+1}): positions connues
- α_k, α_{k+1} : angles mesurés

FIGURE 1.10 – Positionnement par triangulation et mesures d'angles

entre les éléments du réseau (temps de propagation, puissance du signal reçu). Les informations d'angle ou de distance sont ensuite liées à la position de l'émetteur recherché via un jeu d'équations non linéaires. Celles-ci vont être utilisées afin de calculer la position. La résolution des équations non linéaires est faite à l'aide de diverses méthodes telles que la trilatération, la triangulation, le maximum de vraisemblance, etc.

Mesure d'angle

Avec ces méthodes, on mesure les angles relatifs entre les différents éléments du réseau. Elles sont appelées Angle of Arrival (AOA) car on mesure l'angle d'arrivée d'un signal à un récepteur par rapport à une direction de référence (la nomination Direction of Arrival ou DOA est également utilisée)[39]. L'angle d'arrivée est typiquement déterminé en utilisant une chaîne de récepteurs à géométrie fixe [68]. La direction d'arrivée du signal est alors définie dans ce système de référence. L'orientation est en général mesurée dans le sens horaire, en degrés depuis la direction du Nord géographique [47].

Pour l récepteurs d'un signal émis par l'objet à localiser on exprime la direction d'arrivée par :

$$\tan(\phi_l) = \frac{y - y_l}{x - x_l} \quad (1.7)$$

avec :

- (x, y) les coordonnées de l'émetteur à localiser
- (x_l, y_l) les coordonnées du récepteur l

On mesure un angle bruité $r_l = \phi_l + \eta$, ou η est un bruit additif centré, ce qui nous donne l équations à résoudre afin de déterminer (x, y) , la position de l'émetteur recherché. On a alors un ensemble d'équations non linéaires qui relie la mesure d'angle à la position du récepteur :

$$r_l = f(x, y) + \eta \quad (1.8)$$

En couplant les données d'angle pour au moins trois récepteurs, il est possible d'estimer une position via une méthode de triangulation. En effet, si l'on connaît les sommets du triangle formé par les trois récepteurs (soit la position des récepteurs) et les angles formés par les côtés du triangle et les segments qui joignent la position de l'émetteur à l'intérieur du triangle, il est possible de déterminer sa position [47]. On représente sur la figure 1.10 le problème géométrique de la méthode dans le cas de la télé-localisation.

Cette approche possède des avantages par rapport aux méthodes reposant sur les mesures de temps ou de distances. Il n'y a ici besoin d'aucune synchronisation entre l'émetteur et/ou les récepteurs, et la méthode est potentiellement très précise. Il est cependant beaucoup plus compliqué et coûteux d'estimer un angle qu'une distance. En effet, mesurer un angle nécessite des traitements complexes au niveau des récepteurs et ceux-ci doivent être séparés les uns des autres par une distance importante. Ces contraintes rendent le système complet encombrant et coûteux à mettre en place. Cette contrainte est d'autant plus importante que la zone d'étude est grande [35].

Mesure de puissance

Cette méthode repose sur l'estimation de la distance entre les différents éléments du réseau à partir des signaux transmis. Les méthodes RSSI (Received Signal Strength Indicator) [57] s'appuient sur la perte de puissance du signal avec la distance parcourue au cours du temps. Celle-ci est en effet inversement proportionnelle au carré de la distance parcourue et permet d'estimer l'éloignement de l'émetteur.

L'infrastructure d'un système RSSI est simple à mettre en place, car il n'a pas besoin de synchronisation. La puissance du signal reçu est obtenue à partir du signal enregistré à la réception, tandis que la puissance du signal émis est connue [26]. Le système est en revanche très sensible aux perturbations telles que les réflexions et l'atténuation qui varie avec le milieu de propagation. En effet, l'environnement et le type d'émetteurs et de récepteurs utilisés, peut avoir un effet sur la puissance du signal ce qui nécessite d'avoir un modèle détaillé de l'environnement [26]. On utilise la relation suivante qui relie la distance d_l émetteur-récepteur à la puissance mesurée :

$$P_l = K_l P_t d_l^{-\alpha} = K_l P_t \left\| (x, y)^T - (x_l, y_l)^T \right\|_2^{-\alpha} + v \quad (1.9)$$

avec :

- P_t puissance de la source

- K_l fonction de la taille et du gain de l'antenne
- α le facteur de perte (entre 2 et 5 selon l'environnement)
- v un bruit additif

On passe en log :

$$\ln(P_l) = \ln(K_l) + \ln(P_t) - \alpha \ln(d_l) + v \quad (1.10)$$

Puis on pose $r_l = \ln(P_l) - \ln(K_l) - \ln(P_t)$

On a donc, à partir de la puissance $r_l = -\alpha \ln(d_l) + v$, mesuré une relation avec la distance à estimer. Le système de l équations non linéaires est de la forme :

$$r_l = f(x) + v \quad (1.11)$$

Sa résolution nous permet d'estimer la position de l'émetteur $(x, y)^T$.

Mesure de temps d'arrivée

Les méthodes TOA (Time of Arrival) supposent que la vitesse de transmission, du signal entre les différents éléments de notre réseau, est constante et connue dans le milieu. Il est possible de déterminer, à partir de la mesure du temps d'arrivée, la distance parcourue par le signal [48] [66]. Ces systèmes sont capables d'atteindre une précision centimétrique avec des ondes acoustiques à condition de déployer un réseau dense de récepteurs [67] [32]. Un tel système nécessite une synchronisation temporelle entre les émetteurs pour connaître parfaitement les temps d'émission et de réception de chacun.

Les méthodes TOA sont robustes si le système est parfaitement synchronisé. Une faible erreur de temps cependant engendre une erreur de localisation sur la position finale proportionnelle à la vitesse de propagation du signal. En pratique, la synchronisation précise de l'émetteur et du récepteur est difficile à réaliser [8]. Des méthodes ont donc été développées dans la littérature pour éviter cette synchronisation, comme l'utilisation d'un signal aller-retour qui ne nécessite pas de calibrer en temps le récepteur qui devient ici un répéteur [17].

Dans le cas de la "télé-localisation" le lien entre le temps mesuré et les coordonnées de l'émetteur peut être écrit par :

$$d_l = c t_l = \|(x, y)^T - (x_l, y_l)^T\| = \sqrt{(x - x_l)^2 + (y - y_l)^2} \quad (1.12)$$

avec :

- t_l le temps de parcours entre l'émetteur et le récepteur l
- c la vitesse de propagation du signal
- d_l la distance de l'émetteur à localiser au récepteur l
- $(x_l, y_l)^T$ la position du récepteur l
- $(x, y)^T$ la position de l'émetteur à localiser

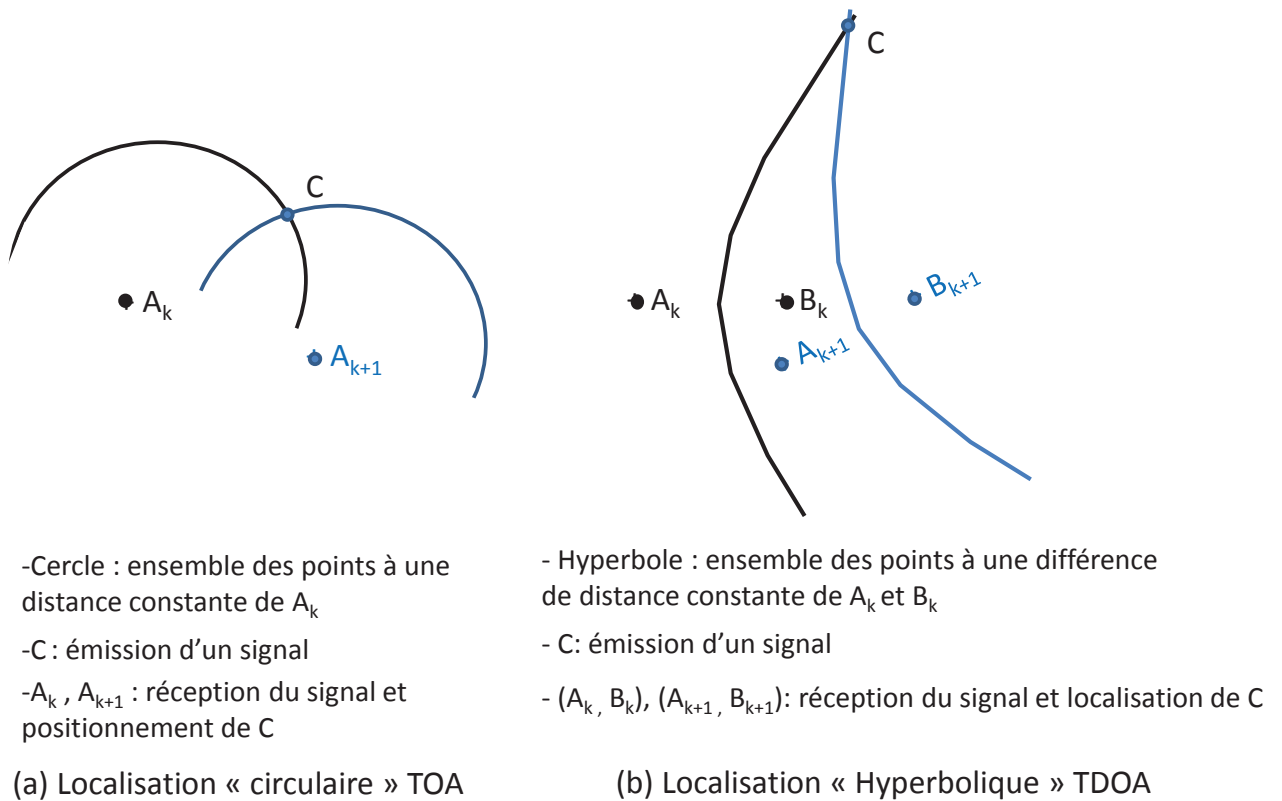


FIGURE 1.11 – Positionnement par intersection d'hyperboles et de cercles

On mesure un temps, et on en déduit une distance bruitée $r_l = d_l + \omega$, où ω est un bruit additif. On peut à partir de l mesures, définir un jeu de l équations non linéaires que l'on doit résoudre pour déterminer la position de l'émetteur [51].

Pour chaque couple de récepteurs, on a une mesure de TOA, on obtient un cercle qui représente les localisations possibles pour l'émetteur. Comme on le représente figure 1.11.(a), l'émetteur se trouve à l'intersection entre deux cercles.

Le problème majeur des méthodes TOA est celui de la synchronisation nécessaire entre tous les éléments du réseau. De plus, pour pouvoir calculer la durée du trajet, un récepteur doit connaître l'instant d'émission d'un signal. L'instant d'émission doit donc être incorporé directement dans le signal. Les méthodes TDOA ont été dérivées des TOA afin de résoudre ce problème.

Mesure de différence de temps d'arrivée

Les méthodes TDOA (Time Difference of Arrival) sont une variation des méthodes TOA [70], [18]. Dans cette approche, on mesure la différence de temps d'arrivée aux différents récepteurs, ce qui est équivalent à obtenir la différence de temps d'arrivée entre tous les récepteurs et un récepteur de base choisi. Les méthodes TDOA sont très précises et ne nécessitent pas de connaître les temps d'émission des signaux, ou de synchroniser l'émetteur avec les récepteurs.

Seuls les récepteurs doivent être ici synchronisés.

Le système d'équations obtenu est similaire au système précédent, obtenu pour les méthodes TOA, excepté que l'on mesure maintenant une différence de temps (donc une différence de distance), à la place d'un temps absolu. Soit l et k deux récepteurs, on obtient la différence de distances $r_{l,k}$ donnée par :

$$r_{l,k} = d_l - d_k + \omega = \|(x,y)^T - (x_l,y_l)^T\| - \|(x,y)^T - (x_k,y_k)^T\| + \omega \quad (1.13)$$

Pour chaque couple de récepteurs, on relève une mesure de TDOA, et on obtient une hyperbole qui représente les localisations possibles de l'émetteur. Comme on le représente figure 1.11.(b), l'émetteur se trouve à l'intersection entre deux hyperboles. Dans cette thèse nous proposons une architecture récepteur et les traitements de signaux qui permettent de mesurer la différence de temps d'arrivée TDOA. Nous proposons aussi une méthode de résolution des équations, qui dans le cas de notre application sont fortement non linéaires, étant donné la mauvaise géométrie de notre système de localisation en environnement peu profond.

Les mesures de TDOA sont liées à la position de l'émetteur via un jeu d'équations non linéaires qu'il faut résoudre. Selon les cas, différentes méthodes sont utilisées comme la triangulation [49], la bilatération [33] la multilatération [71], ou encore des techniques d'optimisation non convexes [7].

Pour un couple d'hydrophones, la zone, sur laquelle la différence de temps est constante, correspond à une hyperboloïde. Trouver la position de l'émetteur que l'on cherche à localiser revient donc à trouver le lieu où ces hyperboloïdes se coupent. Dans le cas 2D on obtient une hyperbole. Cette hyperbole est le lieu des points dont la différence de distances à deux points fixes est constante. Ces points fixes correspondent dans notre cas aux deux hydrophones sur le bateau. L'émetteur va alors être nécessairement sur l'hyperbole. Avec une deuxième mesure de TDOA provenant d'un couple de récepteurs différents, nous obtenons une seconde hyperbole. L'intersection entre ces deux hyperboles nous donne la position de la balise.

De nombreux travaux existent dans la littérature sur la résolution des équations hyperboliques. Il est tout d'abord possible de linéariser les équations avec un développement de Taylor, mais la méthode est lourde à mettre en place et on prend le risque de converger vers un minimum local [29]. Chan propose une formule explicite [13] [62] plus rapide à implémenter et pouvant fonctionner pour des distances moyennes et grandes. On a dans ce cas le système d'équations suivant :

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} x_{2,1} & y_{2,1} \\ x_{3,1} & y_{3,1} \end{bmatrix}^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} r_{2,1} \\ r_{3,1} \end{bmatrix} r_1 + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} r_{2,1}^2 - K_2 + K_1 \\ r_{3,1}^2 - K_3 + K_1 \end{bmatrix} \right\} \quad (1.14)$$

avec

- (x, y) coordonnées cartésiennes de l'émetteur que l'on cherche à localiser
- (x_1, y_1) , (x_2, y_2) , et (x_3, y_3) les positions de 3 récepteurs
- r la distance entre la source et l'émetteur.
- $x_{a,b}$, $y_{a,b}$ et $r_{a,b}$ les différences de distances $x_a - x_b$, $y_a - y_b$ et $r_a - r_b$.

— $K_i = x_i^2 + y_i^2$

Dans le cas où les récepteurs sont alignés ($y_i = ax_i + b$), l'équation devient :

$$-2x_{i,1}(x + ay) - 2r_{i,1} = r_{i,1}^2 - K_i + K_1 \quad (1.15)$$

Chan détermine alors la distance r et l'angle θ :

$$\begin{aligned} r &= \frac{L_1(1 - (\frac{r_{2,1}}{L_1})^2) + L_2(1 - (\frac{r_{3,1}}{L_2})^2)}{2(\frac{r_{3,1}}{L_2} + \frac{r_{2,1}}{L_1})} \\ \theta &= \cos^{-1}\left(\frac{L_2^2 - 2rr_{3,1} - r_{3,1}^2}{2rL_2}\right) \end{aligned} \quad (1.16)$$

D'où la position (x, y) de l'émetteur. :

$$\begin{aligned} x &= \frac{r_{2,1}L_2^2 - r_{3,1}L_1^2 - r_{2,1}r_{3,1}r_{3,1,12}}{2(r_{2,1}L_2 + r_{3,1}L_1)} \\ y &= r \sin \theta \end{aligned} \quad (1.17)$$

La méthode de Chan est directe et plus rapide que les méthodes qui utilisent le développement de Taylor. Cette méthode permet de déterminer avec précision la position de l'émetteur lorsque le nombre de récepteurs est élevé et que le système est surdéterminé. Néanmoins, les résultats sont beaucoup moins bons lorsque la géométrie est mauvaise (les différents paramètres mesurés sont proches les uns des autres, rendant le système sensible au bruit), ou lorsque le nombre de récepteurs est réduit [13].

Méthode	Avantages	Inconvénients
RSSI	Peu couteuse	précision faible sans calibration
TOA	Bonne précision possible	synchronisation des récepteurs et datation du signal
TDOA	Bonne précision possible	très sensible à la géométrie du système, faible portée
AOA	Très bonne précision	difficulté de conception des récepteurs

TABLE 1.4 – Les méthodes "range-based"

Le tableau 1.4 résume les avantages et les inconvénients des différentes méthodes "range-based" dont nous avons parlé. Les méthodes RSSI peuvent amener une information supplémentaire afin d'améliorer la précision de la localisation, mais ne se suffisent en général pas à elles-mêmes. Leur performance est améliorée lorsqu'elles utilisent de la connaissance *a priori*. En acoustique, les méthodes TDOA peuvent atteindre une précision centimétrique à condition d'avoir un réseau très dense de récepteurs. Les méthodes AOA, quant à elles, même si elles peuvent en théorie être encore plus précises que les méthodes TDOA, nécessitent l'utilisation d'un récepteur complexe et volumineux.

1.3 Conclusion

Dans notre application, nous nous situons dans un environnement marin peu profond (zones côtières et portuaires). En prenant en compte l'espace limité de notre bateau, nous nous sommes

restreint à un système à deux récepteurs placés sous le bateau. Le système que nous souhaitons mettre en place est un système SBL.

La balise émet un signal vers la surface. Ce signal va alors être réceptionné par les deux récepteurs. On utilise une méthode TDOA pour mesurer la différence de durées (et donc de trajets) entre la balise et les deux récepteurs. Le choix de la méthode TDOA nous évite d'avoir à synchroniser l'horloge de l'émetteur sous-marin avec notre système de réception en surface. Dans notre implémentation, nous avons choisi un signal à étalement de spectre pour le positionnement (signal GNSS). C'est donc par mesure de corrélation que l'on estime le temps TDOA. On présente au chapitre 3, l'architecture et les traitements du signal réalisés par le récepteur que nous proposons.

Du fait de notre espace limité à bord du bateau (proximité des récepteurs), nous avons une mauvaise géométrie du système de localisation (un mauvais GDOP Geometric Dilution of Precision), et les équations de positionnement sont fortement non linéaires. Nous proposons au chapitre 2, une nouvelle méthode pour résoudre les équations hyperboliques et estimer la position de la balise. La position est obtenue relativement à la position du bateau qui est lui-même localisé dans le repère absolu ECEF (Earth-Centered, Earth-Fixed) du système GPS. Afin d'obtenir un positionnement 3D, nous utiliserons donc plusieurs positions successives du bateau, mais sans avoir besoin de synchroniser toutes les mesures les unes avec les autres. Notre système aura un coût faible et sera d'usage simple pour les utilisateurs en zone côtière (ports, pêcheurs, etc).

Chapitre 2

Positionnement hyperbolique

2.1 Introduction

Le positionnement sous-marin en environnement peu profond est aujourd'hui un domaine de recherche actif avec de multiples applications : un tel système peut être utilisé afin de localiser des casiers de pêche, observer l'évolution des couches de sables, ou encore localiser des véhicules ou des personnes (par exemple pour des opérations de sauvetage [14]). Notre système repose sur le positionnement d'une balise sous-marine localisée à partir d'un bateau en surface. Nous prévoyons de travailler principalement en zones côtières et portuaires, ce qui correspondra dans notre cas à une profondeur faible inférieure à 30 mètres. De plus, les bateaux utilisés sont de petite taille, nous amenant à développer un système léger et peu coûteux.

Dans les méthodes classiques de positionnement TDOA (Time Difference of Arrival), la localisation d'un émetteur positionné à un emplacement fixe sur le sol marin est effectuée lorsque plusieurs récepteurs situés sur le bateau interrogent cet émetteur et analysent la réponse.

Selon les caractéristiques de la colonne d'eau dans laquelle les signaux transitent, les différences de temps d'arrivée pour les différents récepteurs sont déterminées. Dans les méthodes classiques, la position de la balise sous-marine est ensuite estimée via des méthodes telles que les moindres carrés ou des méthodes numériques. [16].

Dans notre approche, nous choisissons d'utiliser uniquement deux récepteurs (hydrophones) placés de part et d'autre du bateau et séparés d'une distance de quelques mètres. Le système à bord du bateau mesure la différence de temps à l'arrivée (TDOA / Time Difference of Arrival) entre le signal envoyé par l'émetteur aux deux récepteurs. Notre système de localisation n'a donc pas besoin de synchroniser l'émetteur avec les récepteurs et permet d'enlever le biais dû à la propagation dans l'eau. Nous décrivons au chapitre 3 l'architecture et le traitement des signaux du récepteurs qui mesure la différence de temps d'arrivée aux hydrophones.

Dans notre cas de figure, nous obtenons à partir des mesures TDOA un jeu d'équations hyperboliques non-linéaires liées à la position de l'émetteur. La position recherchée est alors située à l'intersection des hyperboles.

Afin d'obtenir une localisation précise, la résolution des équations hyperboliques doit être effectuée de manière efficace. Néanmoins pour notre système à bord, la nécessité d'être léger

engendre le fait que nous ne pouvons pas être capables d'utiliser les méthodes nécessitant un traitement lourd en temps réel. De nombreuses méthodes ont été développées dans la littérature, avec différents niveaux de complexité, pour résoudre le problème des équations hyperboliques et déterminer la position de l'émetteur à partir des mesures TDOA [62].

Dans certains cas, comme celui où les récepteurs sont alignés, la résolution numérique peut être simplifiée [12]. Dans un cas plus général, avec des récepteurs placés spatialement de façon aléatoire, une solution souvent utilisée est celle qui consiste à linéariser les équations hyperboliques. Cela peut être effectué via un développement en série de Taylor [29], mais il s'agit d'une méthode lourde à mettre en place. D'autres méthodes, comme la méthode de Foy ou celle de Chan [13] sont moins précises mais plus simple à implémenter. Cependant, dans notre méthode, la taille de notre bateau impose un espacement très limité entre les récepteurs, ce qui amène à une mauvaise configuration géométrique, et à un mauvais GDOP (Geometric Dilution of Precision). L'erreur de linéarisation devient alors non négligeable [3].

Le but de notre système de localisation hyperbolique est de résoudre nos équations en prenant en compte ce problème de géométrie. Nous proposons d'utiliser plusieurs positions de bateau (avec leurs mesures TDOA associées pour les deux récepteurs). Dans ce cas, pour chaque position de bateau, on obtient une hyperboloïde de localisation possible de l'émetteur. Les différentes positions de bateau donnent alors un jeu d'équations hyperboliques avec la position réelle de l'émetteur à l'intersection de celles-ci.

Dans ce contexte, un minimum de trois positions de bateaux successives sont nécessaires pour localiser l'émetteur. La précision du système dépend alors du niveau de bruit sur les observations et la configuration géométrique du système entre les différentes positions de bateau, les récepteurs et l'émetteur. Cette géométrie dépend de la trajectoire du bateau.

Pour chaque position de bateau et mesure TDOA, une fonction non-linéaire trigonométrique définit toutes les positions possibles de l'émetteur. En réalisant deux relevés à deux positions successives du bateau, on obtient la position de la balise à l'intersection des fonctions trigonométriques associées. Afin de prendre en compte la géométrie du système dans notre estimation, nous dérivons deux asymptotes de la fonction trigonométrique, l'angle entre celles-ci étant dépendant du bruit moyen des mesures. Ces deux asymptotes définissent un espace de probabilité uniforme et caractérisent la zone de localisation possible de la balise. La combinaison des différentes zones obtenues pour différentes positions de bateau permet de caractériser la densité de probabilité associée au positionnement de la balise. On a dans ce cas une distribution gaussienne bi-dimensionnelle centrée sur la position estimée de l'émetteur.

Dans ce chapitre, nous décrivons dans un premier temps le système d'équations hyperboliques qui définit la position de la balise. Nous présentons dans un deuxième temps une méthode de résolution probabiliste de ce système d'équation. La méthode proposée est évaluée dans une dernière partie expérimentale réalisée sur données synthétiques.

2.2 Lieu hyperbolique des positions de la balise

2.2.1 Déploiement du système de positionnement

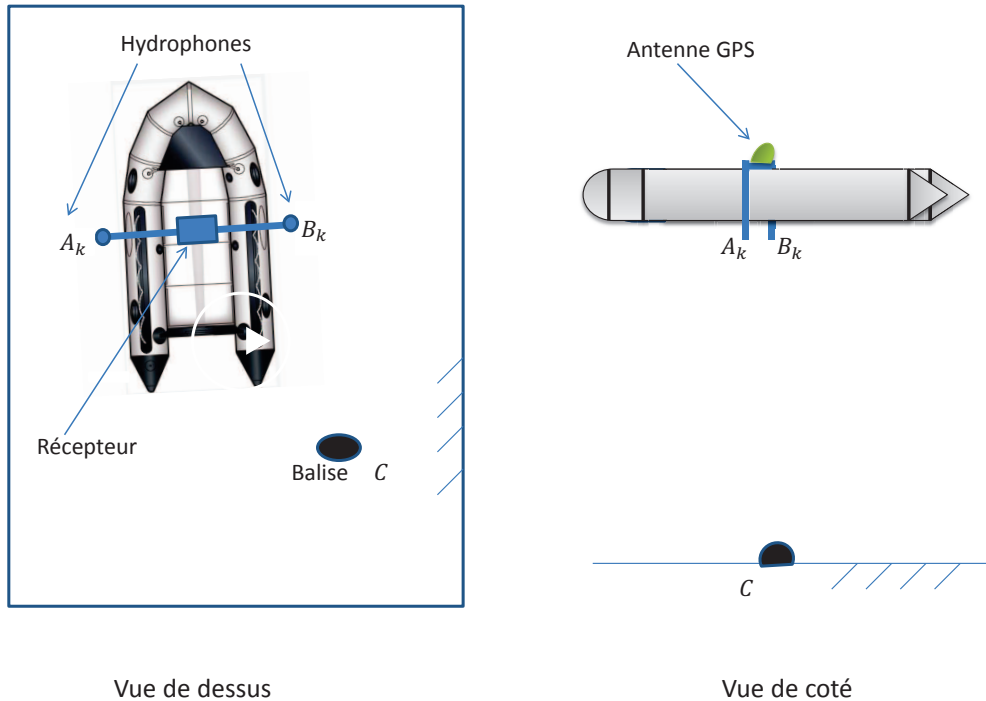


FIGURE 2.1 – Triangle composé des deux récepteurs et de l'émetteur

Dans notre approche, le système embarqué à bord du bateau de mesure est composé de deux récepteurs positionnés respectivement de part et d'autre de celui-ci. La distance d entre ceux-ci est donc fixe et connue. Pour chaque position du bateau X_k à l'instant k , ces deux récepteurs, positionnés aux points A_k et B_k , reçoivent le même signal décalé dans le temps en provenance de la balise à localiser située au point fixe C . Ce signal comporte également un message de navigation contenant notamment la profondeur de l'émetteur. On représente figure 2.1 le système sur le bateau en vue de dessus et en vue de coté.

Le récepteur est positionné sur le bateau entre les deux hydrophones comme indiqué figure 2.1. Il est composé d'une unité de calcul qui traite les signaux perçus par les hydrophones pour mesurer le TDOA (système décrit au chapitre 3). Il est synchronisé avec un système de perception multi-capteurs composé d'un GPS et d'un magnétomètre. Les données de cap et de position du bateau sont utilisées pour le calcul de la position de la balise.

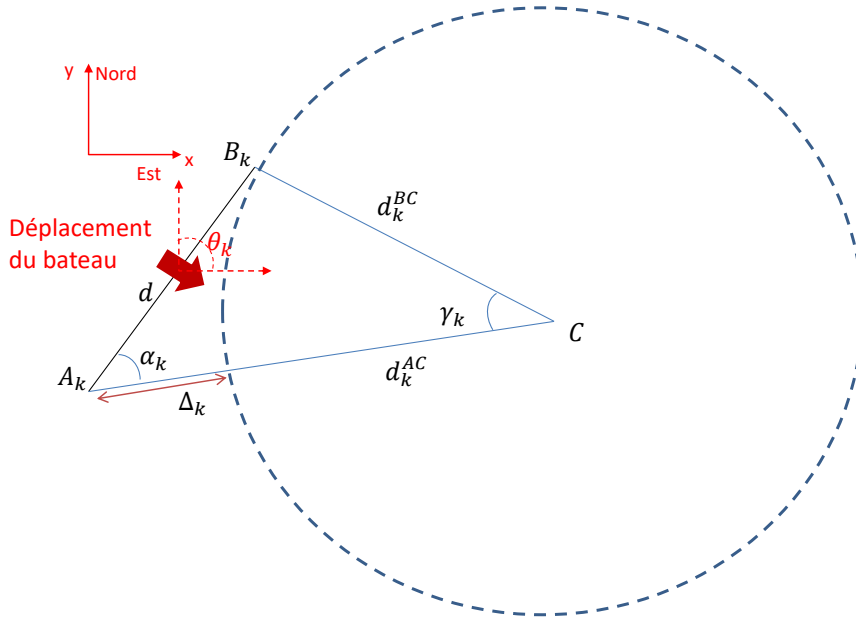


FIGURE 2.2 – Configuration géométrique dans le cas 2D

2.2.2 Lieu des positions en deux dimensions

Avant de détailler notre méthodologie, on se restreint dans un premier temps à un cas à deux dimensions en considérant la balise positionnée à la surface. Pour chaque mesure k , nous travaillons dans le triangle formé par les deux récepteurs A_k , B_k et la balise C . La configuration géométrique dans ce cas 2D est montrée sur la Fig. 2.2. Les deux hydrophones placés sur les positions A_k et B_k à l'instant k et la balise à sa position fixe C définissent le plan dans lequel nous allons travailler. Dans le cas dynamique la direction du bateau est perpendiculaire à l'axe qui joint les deux hydrophones.

La distance Δ_k , différence de trajet pour le signal reçu entre les deux récepteurs, est estimée via les mesures TDOA. d_k^{AC} et d_k^{BC} sont respectivement les distances entre les hydrophones A_k et B_k et la balise C à l'instant k . Pour chaque position de bateau X_k , on exprime la différence de distance entre les deux trajets Δ_k par :

$$\Delta_k = c\tau_k = c(t_k^A - t_k^B) = d_k^{AC} - d_k^{BC} \quad (2.1)$$

avec t_k^A et t_k^B correspondant respectivement aux temps de réception pour les récepteurs situés en A_k et B_k . c est la vitesse du son dans l'eau et τ_k est la différence de temps mesurée par TDOA.

La géométrie à l'instant k du système étant connue, nous pouvons utiliser les relations de la loi des sinus afin d'écrire les relations géométriques suivantes pour d_k^{AC} et d_k^{BC} :

$$d_k^{AC} = \frac{d \sin(\beta_k)}{\sin(\gamma_k)} = \frac{d}{\sin(\gamma_k)} \sin(\pi - (\alpha_k + \gamma_k)) = \frac{d}{\sin(\gamma_k)} \sin(\alpha_k + \gamma_k) \quad (2.2)$$

$$d_k^{BC} = \frac{d}{\sin(\gamma_k)} \sin(\alpha_k) \quad (2.3)$$

Donc $\Delta_k = d_k^{AC} - d_k^{BC}$ peut être réécrit par la différence entre les équations (2.2) et (2.3) :

$$\Delta_k = d_k^{AC} - d_k^{BC} = \frac{d}{\sin(\gamma_k)} (\sin(\alpha_k + \gamma_k) - \sin(\alpha_k))$$

$$\sin(\alpha_k + \gamma_k) - \sin(\alpha_k) = \Delta_k \frac{\sin(\gamma_k)}{d}$$

$$\sin(\gamma_k) \cos(\alpha_k) + \cos(\gamma_k) \sin(\alpha_k) - \sin(\alpha_k) = \Delta_k \frac{\sin(\gamma_k)}{d}$$

$$\sin(\gamma_k) \cos(\alpha_k) + \cos(\gamma_k) \sin(\alpha_k) - \Delta_k \frac{\sin(\gamma_k)}{d} = \sin(\alpha_k)$$

On obtient finalement :

$$\sin(\alpha_k) \cos(\gamma_k) + \sin(\gamma_k) (\cos(\alpha_k) - \frac{\Delta_k}{d}) = \sin(\alpha_k) \quad (2.4)$$

On pose maintenant t tel que :

$$\cos(\alpha_k) = \frac{1-t^2}{1+t^2} \quad (2.5)$$

$$\sin(\alpha_k) = \frac{2t}{1+t^2} \quad (2.6)$$

t est alors nécessairement (formules de l'arc-moitié) :

$$t = \frac{\tan(\alpha_k)}{2} \quad (2.7)$$

On peut ainsi réécrire (2.4) de la façon suivante :

$$\sin(\alpha_k) \frac{1-t^2}{1+t^2} + A \frac{2t}{1+t^2} = \sin(\alpha_k) \quad (2.8)$$

qui devient finalement :

$$-\sin(\alpha_k)t^2 + \sin(\alpha_k) + 2At = \sin(\alpha_k)(1+t^2)$$

$$-\sin(\alpha_k)t^2 + 2At = \sin(\alpha_k)t^2$$

$$-2\sin(\alpha_k)t^2 + 2At = 0$$

Nous avons donc

$$t = \frac{A}{\sin(\alpha_k)} = \frac{\cos(\alpha_k) - \frac{\Delta_k}{d}}{\sin(\alpha_k)} \quad (2.9)$$

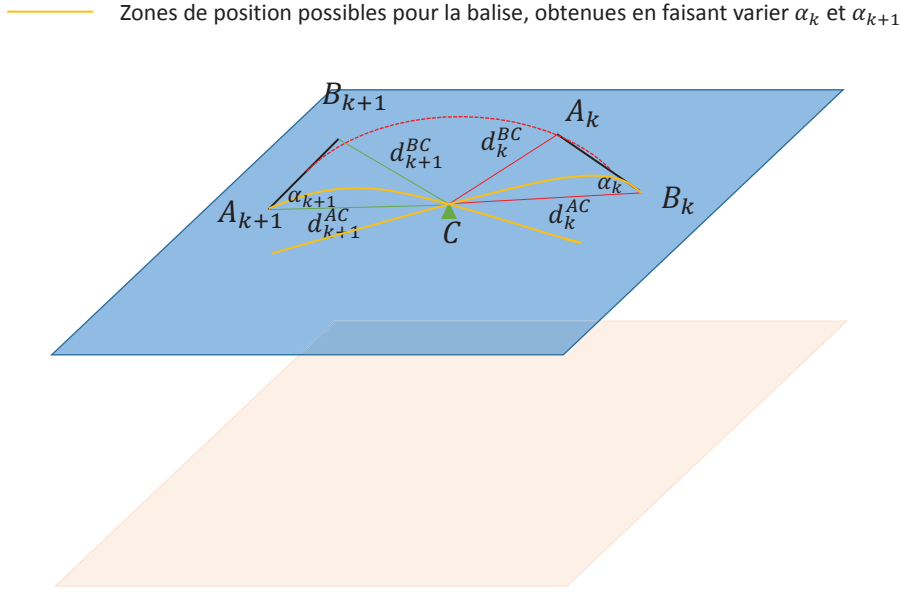


FIGURE 2.3 – Intersection de deux zones de points (cas sans bruit)

et

$$\gamma_k = 2 \operatorname{atan} \left(\frac{\cos(\alpha_k) - \frac{\Delta_k}{d}}{\sin(\alpha_k)} \right) \quad (2.10)$$

On peut alors définir la distance entre l'hydrophone situé au point A_k et l'émetteur, avec l'expression 2.2, et exprimer la position de la balise par :

$$\begin{aligned} x_k^C &= x_k^A + d_k^{AC} \cos(\alpha_k + \theta_k) \\ y_k^C &= y_k^A + d_k^{AC} \sin(\alpha_k + \theta_k) \end{aligned} \quad (2.11)$$

Où θ_k est la direction du bateau (référéncée par rapport au Nord) à l'instant k et avec :

$$d_k^{AC} = \frac{d}{\sin(\gamma_k)} \sin(\alpha_k + \gamma_k)$$

En pratique, l'angle α_k n'est pas connu. On va supposer dans une seconde étape pour α_k un ensemble de valeurs $\tilde{\alpha}_k \in \{0, \dots, 2\pi\}$ (correspondant à tous les angles possibles) et en dériver un ensemble de positions possibles pour la balise :

$$C_k^\alpha = \{(x_k^C, y_k^C), \alpha_k \in [0, 2\pi[\} \quad (2.12)$$

Les valeurs d'angle entre 0 et π forment un ensemble de points possibles à bâbord et les points entre π et 2π à des positions à tribord.

Deux positions de bateau aux instants k_1 et k_2 suffisent pour estimer la position de la balise. Celle-ci se situe alors à l'intersection entre ces lieux de points possibles : $P_{k_1} \cap P_{k_2}$. On représente figure 2.3 les lieux des points associés à deux positions de bateau. L'intersection des hyperboles,

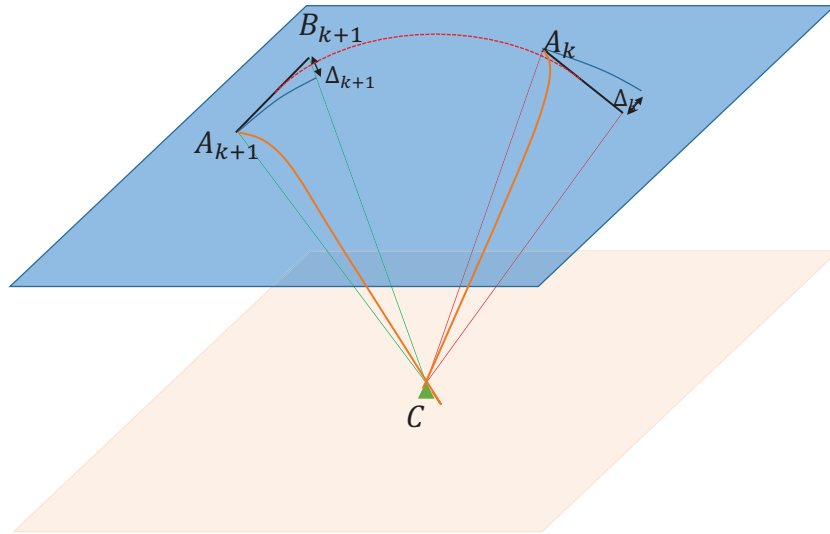


FIGURE 2.4 – Intersection des deux plans

qui représentent les lieux des points, définit la position de la balise dans les deux dimensions de l'espace.

L'estimation de la position par intersection dans un cas général bruité sera décrite dans le paragraphe suivant. On décrit dans la suite le positionnement de la balise dans les trois dimensions de l'espace.

2.2.3 Lieu des positions en trois dimensions

On se place maintenant dans le cas 3D dans lequel la balise C se situe à une profondeur p .

Pour chaque mesure, nous travaillons dans le plan 2D incliné déterminé par les deux récepteurs sous le bateau et la balise : $(A_k B_k C)$. Quel que soit l'instant de mesure k , la balise est donc le seul point commun à tous les plans $(A_k B_k C)$.

Un exemple de configuration géométrique pour deux positions de bateau est représentée sur la figure 2.4. Dans chacun des plans obtenus aux instants k , on peut travailler comme dans le cas 2D et obtenir une zone de points possibles pour la balise :

$$C_k^p = \{(x_k^C, y_k^C, z_k^C), \alpha_k \in [0, 2\pi[, \rho_k \in [0, 2\pi[\} \quad (2.13)$$

Où les coordonnées des points C_k^p sont définis par :

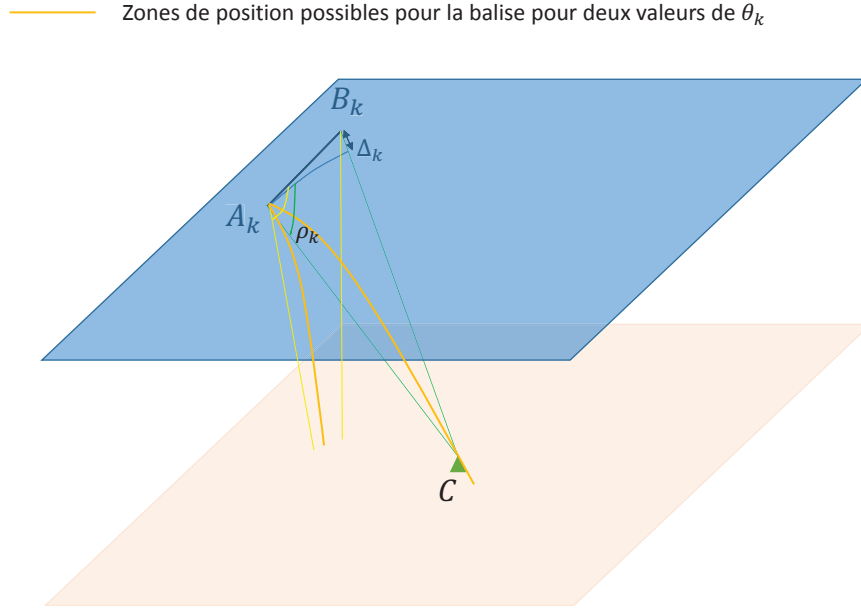


FIGURE 2.5 – Positions possibles dans le cas 3D

$$\begin{pmatrix} x_k^C \\ y_k^C \\ z_k^C \\ 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\rho_k) & -\sin(\rho_k) & 0 \\ 0 & \sin(\rho_k) & \cos(\rho_k) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos(\theta_k - \alpha_k) & -\sin(\theta_k - \alpha_k) & 0 & 0 \\ \sin(\theta_k - \alpha_k) & \cos(\theta_k - \alpha_k) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d_k^{AC} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} x_k^A \\ y_k^A \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

Dans le cas sans bruit, la balise est alors positionnée à l'intersection des zones de points possibles obtenues à plusieurs instants k .

En pratique, une intersection 3D est difficile à mettre en oeuvre. L'angle ρ_k entre chaque plan et la surface est inconnu. Pour chaque $\rho_k \in \{0, \dots, \pi\}$ (le fait que la balise soit sous l'eau permet de se restreindre à un demi-plan), on construit le lieu des points C_k^ρ en faisant varier α_k . Ces points définissent l'ensemble des points possibles dans le plan d'inclinaison ρ_k . On représente figure 2.5 les lieux de ces points. La recherche d'une intersection commune sur plusieurs instants k en faisant varier les angles α_k et ρ_k complexifie le calcul de position.

De plus, le bruit sur les mesures dans un cas réel fait qu'il est fortement probable que l'intersection entre ces zones situées dans des plans différents n'existe plus. Afin de pouvoir se ramener à un cas 2D dans lequel l'intersection existera toujours, nous supposons la profondeur P de l'émetteur connue.

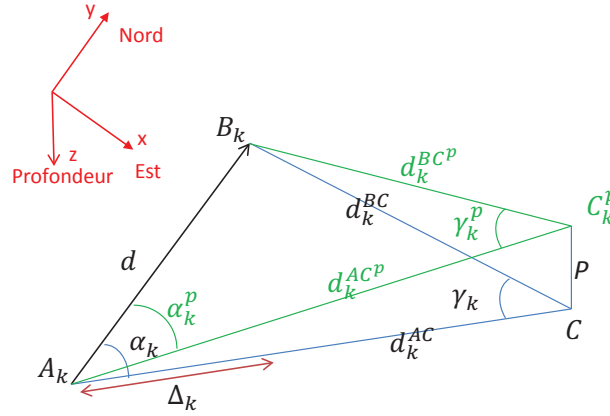


FIGURE 2.6 – Projection d'un point à la surface

On restreint donc chaque ensemble de points C_k^p à un sous ensemble ne comprenant que les points à profondeur P , noté C_k^P et défini par :

$$C_k^P = \{(x_C^k, y_C^k) \in C_k^p / z_C^k = P\} \quad (2.15)$$

A toutes les valeurs de ρ_k , on associe un point de C_k^P se trouvant maintenant dans le plan parallèle à la surface, à la profondeur P . Cet ensemble de points peut alors être projeté à la surface comme présenté figure 2.6 .

On considère alors le projeté de C à l'instant k , que l'on nomme C_k^P sur la figure 2.6. La position C_k^P est située dans le plan horizontal à la surface. Si on considère la balise fixe, la position de ce projeté est invariante avec le mouvement du bateau. Nous supposons ici également que le roulis et le tangage sont négligeables.

On en déduit, dans le plan à la surface :

$$\begin{aligned} d_k^{AC^P} &= \sqrt{(d_k^{AC})^2 - P^2} \\ d_k^{BC^P} &= \sqrt{(d_k^{BC})^2 - P^2} \end{aligned} \quad (2.16)$$

Reste à trouver la projeté α_k^P de l'angle α_k dans le plan de projection. Dans le plan oblique k , on a (cas 2D 2.2.2) :

$$\gamma_k = 2 \operatorname{atan} \left(\frac{\cos(\alpha_k) - \frac{\Delta_k}{d}}{\sin(\alpha_k)} \right)$$

On en déduit alors :

$$d_k^{AC} = \frac{d}{\sin(\alpha_k)} \sin(\alpha_k + \gamma_k)$$

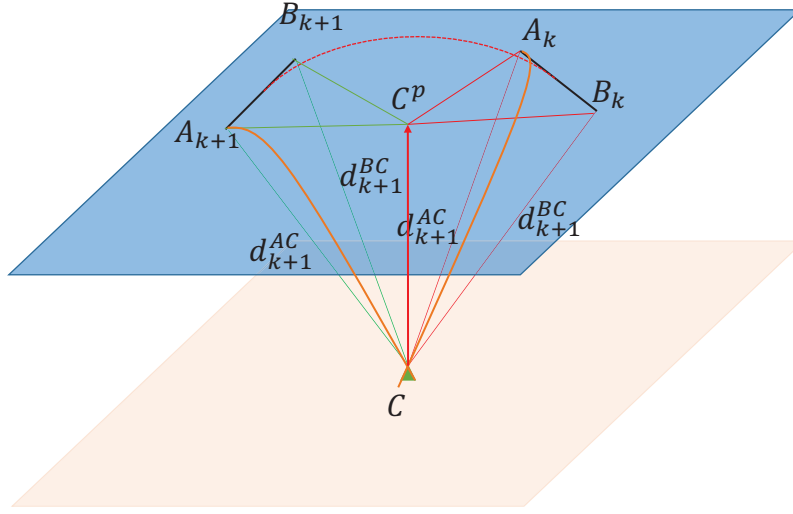


FIGURE 2.7 – Intersection de deux zones de points à même profondeur

$$d_k^{BC} = \frac{d}{\sin(\alpha_k)} \sin(\gamma_k)$$

L'angle dans le plan de projection devient donc :

$$\alpha_k^p = \arccos \left(\frac{d^2 + (d_k^{AC^p})^2 - (d_k^{BC^p})^2}{2d d_k^{AC^p}} \right) \quad (2.17)$$

Enfin, la position 3D est définie par :

$$x_k^C = x_k^A + d_k^{AC^p} \cos(\theta_k - \alpha_k^p) \quad (2.18)$$

$$y_k^C = y_k^A + d_k^{AC^p} \sin(\theta_k - \alpha_k^p) \quad (2.19)$$

$$z_k^C = P \quad (2.20)$$

avec :

$$d_k^{AC^p} = \sqrt{(d_k^{AC})^2 - P^2} = \sqrt{\left(\frac{d}{\sin(\alpha_k)} \sin(\alpha_k + \gamma_k) \right)^2 - P^2}$$

En appliquant la méthode aux deux instants k_1 et k_2 différents, comme présenté figure 2.7, les ensembles de points $C_{k_1}^p$ et $C_{k_2}^p$ sont maintenant dans le même plan. Dans ce cas, le problème du calcul de la position est ramené au cas d'une intersection en 2D, qui existe toujours et est beaucoup plus simple à mettre en place.

Dans le cas sans bruit, l'intersection de ces droites à la surface correspond alors à la projection de la position réelle de la balise.

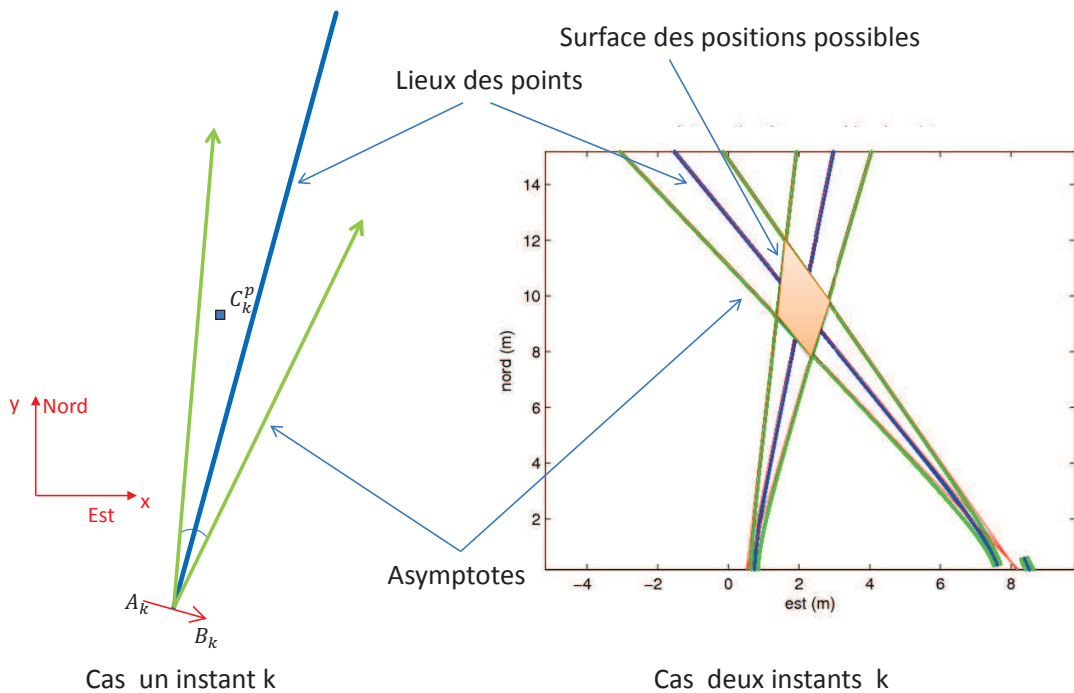


FIGURE 2.8 – Caractérisation probabiliste de la zone de localisation possible de la balise

2.3 Localisation probabiliste

2.3.1 Définition des zones de probabilités

La précision de notre estimation dépend de la configuration géométrique bateau-balise. Dans le cas sans bruit, la position de la balise C est contenue dans la zone des points possibles de localisation $(\tilde{x}_k^{Cp}, \tilde{y}_k^{Cp}, \tilde{z}_k^{Cp})^T$ dans le plan projeté.

En pratique, en présence de bruit, on commet une erreur non négligeable. On va donc définir une zone de localisation probable de la balise. Cette zone sera modélisée par une densité de probabilité de la position de la balise, sachant les mesures à chaque instant. Cette densité permettra d'estimer la position et sa précision liée à la statistique de l'estimation (moyenne, écart type).

Comme nous l'avons vu précédemment, la localisation de la balise est construite par intersection des différents lieux de points, calculés à chaque instant. En présence de bruit dans les mesures, la zone de localisation se trouve élargie autour de ce lieu des points. Nous allons modéliser cet élargissement par un cône de localisation caractérisé par deux asymptotes encadrant le lieu des points estimés, l'angle entre celles-ci étant dépendant du bruit en entrée. La zone de possible localisation devient donc une surface délimitée par ces deux asymptotes comme montré sur la figure 2.8.

Nous proposons d'associer, à chaque point de notre plan projeté, une probabilité pour la balise, d'être située dans celui-ci.

Le récepteur situé sur le bateau permet de quantifier l'écart type σ_k du bruit sur notre mesure de temps TDOA Δ_k . Sous l'hypothèse d'erreur de mesure gaussienne, nous pouvons définir notre zone de localisation par considérations statistiques. Nous considérons la zone, définie à

partir des retards temporels, comprise dans l'intervalle $[\Delta_k - n\sigma; \Delta_k + n\sigma]$ où σ est l'écart type du bruit de mesure du décalage temporel et $n \in \mathbb{R}^{+*}$, un paramètre qui fixe la probabilité pour la balise de se trouver dans la zone considérée. Le paramètre n permet de considérer, suivant sa valeur, une modélisation de l'erreur à un, deux ou trois σ , pour que la surface du cône englobe le point recherché avec une probabilité respective de 0.68, 0.95 ou 0.99.

Lever d'ambiguïté

Pour chaque position de bateau, on n'obtient pas en réalité une zone de probabilité, mais deux (l'une autour de la zone de point correspondant aux angles entre 0 et π d'un côté du bateau, et l'autre autour de celle correspondant aux angles entre π et 2π de l'autre côté). Avec plusieurs positions successives de bateau, il est cependant possible de lever cette ambiguïté.

En effet, dans le cas sans bruit, les zones de points correspondant au bon côté du bateau se coupent toutes au même endroit correspondant au projeté de la balise C^p , alors que celles situées de l'autre côté ne se coupent pas en un point unique.

La levée d'ambiguïté ne pose pas de difficultés particulières, en l'absence de bruit. En revanche, dans le cas bruité, l'intersection entre les différents lieux des points n'est plus unique pour chaque hypothèse de côté (localisation tribord ou bâbord de la balise). Malgré cette difficulté supplémentaire, on montre que l'écart type, lié à l'estimation de la localisation de la balise sur chaque côté du bateau, reste beaucoup plus faible du côté où la balise se situe réellement. On reporte dans le tableau 2.1, l'écart type de l'erreur de positionnement en fonction de l'écart type du bruit de mesure TDOA. On note que l'erreur est beaucoup plus faible lorsque le bon côté du bateau est utilisé pour calculer la position.

Ecart type du Bruit (cm)	Ecart type : Bon côté (m)	Ecart type : Mauvais côté (m)
0	0	9.78
10	2.76	10.86
20	4.92	14.85
30	6.12	16.41
40	7.44	17.19
50	13.86	29.82

TABLE 2.1 – Ecarts-types de l'erreur pour différents niveaux de bruit dans le cas où le bateau se déplace à environ 20 m de l'émetteur

Pour chaque nouvelle position du bateau, on obtient deux nouveaux sous-ensembles de points correspondant à chaque côté du bateau. En pratique, après l'étape d'initialisation qui permet de déterminer le bon côté du bateau, on conserve le point estimé qui est le plus proche du point précédent.

2.3.2 Positionnement par intersection des zones de probabilités

Dans ce paragraphe, nous allons exploiter les zones de localisation définies précédemment pour construire une estimation de la densité de probabilité de l'état (position) du système à

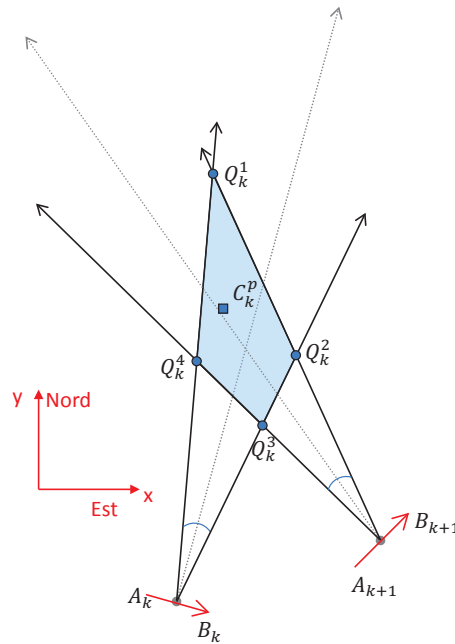


FIGURE 2.9 – Représentation de la zone de localisation possible

l'instant k .

Cette densité de probabilité conditionnelle est construite de manière récursive, sur le modèle des "occupancy grids" que l'on retrouve dans le domaine de la robotique notamment. Nous choisissons donc d'utiliser notre méthode à différents instants. Pour deux instants successifs k , $k + 1$, on peut déterminer, à l'intersection des cônes asymptotes, la zone de localisation possible, comme décrit figure 2.9.

On suppose que la probabilité pour que la balise se trouve à l'intérieur de la zone de localisation est uniforme. Dans ce cas elle est identique en tout point de la zone, et nulle à l'extérieur de la zone. L'aire du quadrilatère qui représente la zone, définit la précision associée à notre géométrie. On note $p_k(x, y)$ cette probabilité, définie par intersection des cônes de bruit obtenues aux instants k et $k + 1$.

En pratique, la forme de la zone définie par l'intersection des cônes va dépendre de la configuration géométrique du système (les triangles composés de l'émetteur et les deux récepteurs). En effet, dans un cas optimal, on aura un quadrilatère défini par quatre points d'intersection. Cependant, dans d'autres configurations, on peut avoir seulement deux ou trois points d'intersections et une zone qui s'étend à l'infinie. On représente figure 2.10 les différents cas rencontrés.

Dans notre implémentation, on choisit de limiter la zone par un cercle de rayon 100 m autour du bateau. On suppose en effet qu'il s'agit là de la distance maximale que l'on peut atteindre avec notre système (pertes de puissance du signal avec la distance).

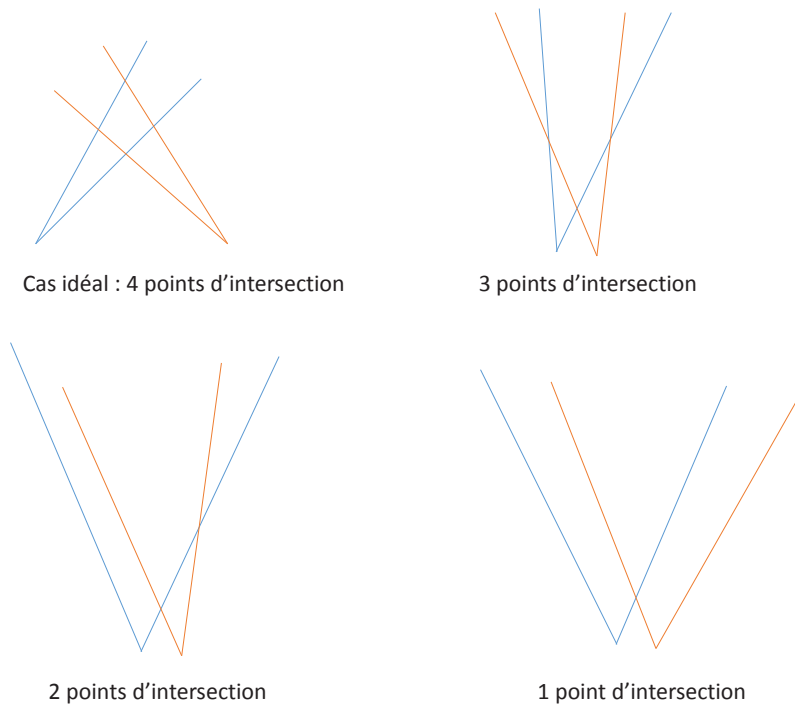


FIGURE 2.10 – Différentes configurations géométriques pour la définition de la zone

Pour calculer la probabilité d'appartenance de la balise à une zone géographique donnée, on utilise les positions successives du bateau. La combinaison des distributions uniformes définies par les zones de localisation nous permet d'affiner la localisation de la balise. En effet à partir de K positions successives on définit la probabilité suivante :

$$p(x,y) = \frac{\sum_{k=1}^K p_k(x,y)}{K} \quad (2.21)$$

Selon le théorème de la limite centrale, $p(x,y)$ est distribué suivant une loi unimodale de centre la position du récepteur dans le plan de projection. On peut alors calculer les moyennes en x et y de cette loi qui nous donne la position estimée de la balise. On peut aussi estimer les variances σ_x^2, σ_y^2 qui nous renseignent sur l'erreur d'estimation.

Au fil du temps, avec les positions successives du bateau qui avance, la densité de probabilité s'affine et tend vers une distribution unimodale bidimensionnelle. On présente figure 2.11 un exemple de densité de probabilité obtenue après 100 positions successives.

2.3.3 Influence de la configuration géométrique

Beaucoup de paramètres géométriques influencent l'observabilité des données comme : la distance bateau balise, l'angle bateau-balise, la taille du bateau, le cap du bateau et l'espacement

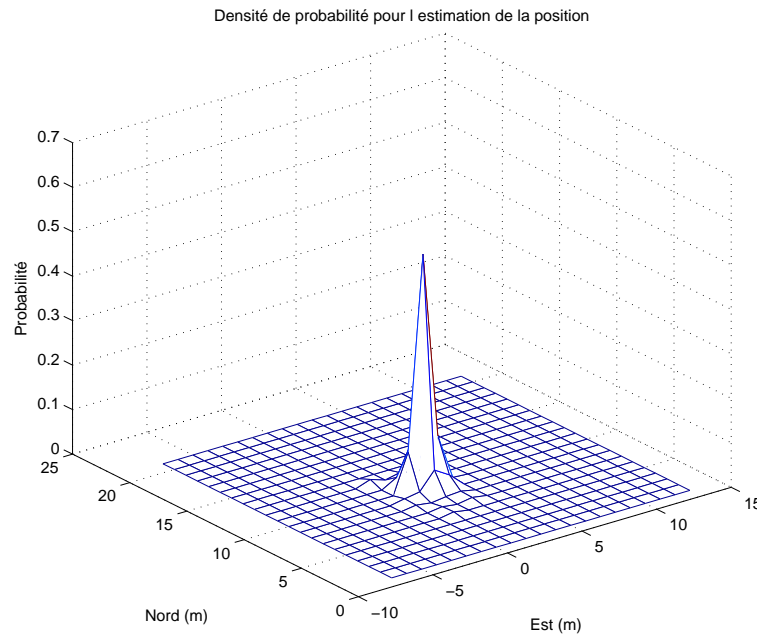


FIGURE 2.11 – Exemple de densité de probabilité obtenue pour l'estimation de la position

entre deux positions successives de bateau.

Si on reprend les équations précédentes 2.10, 2.2 ci-dessus, pour une mesure Δ_k (différence de trajets mesurée) on fait varier α_k (l'argument des positions), et on calcule d_k^{AC} (le module des positions).

$$d_k^{AC} = \frac{d}{\sin(\gamma_k)} \sin(\alpha_k + \gamma_k)$$

$$\gamma_k = 2 \operatorname{atan} \left(\frac{\cos(\alpha_k) - \frac{\Delta_k}{d}}{\sin(\alpha_k)} \right)$$

On obtient donc un ensemble de points en coordonnées polaires de module d_k^{AC} et d'argument α_k . Suivant la direction du bateau vers la balise, on a les deux cas extrêmes, présentés figure 2.12, suivant :

- Cas 1 : Si $\frac{\Delta_k}{d} \rightarrow 1$ et α_k proche de 0 alors $d_k^{AC} \rightarrow \infty$
- Cas 2 : Si $\frac{\Delta_k}{d} \rightarrow 0$ et α_k proche de $\pi/2$ alors $d_k^{AC} \rightarrow \infty$

En pratique ces deux cas sont différents, car on observe une valeur de Δ_k bruitée. Dans le cas 1, une faible variation de Δ_k liée au bruit engendre une forte variation de d_k^{AC} . Cette variation est plus faible dans le cas 2. Le cas 1 est donc instable et ne sera pas utilisé en pratique. En effet :

- Cas 1 : les variations de Δ_k sont multipliées par $1/\sin(\alpha_k)$ qui est grand

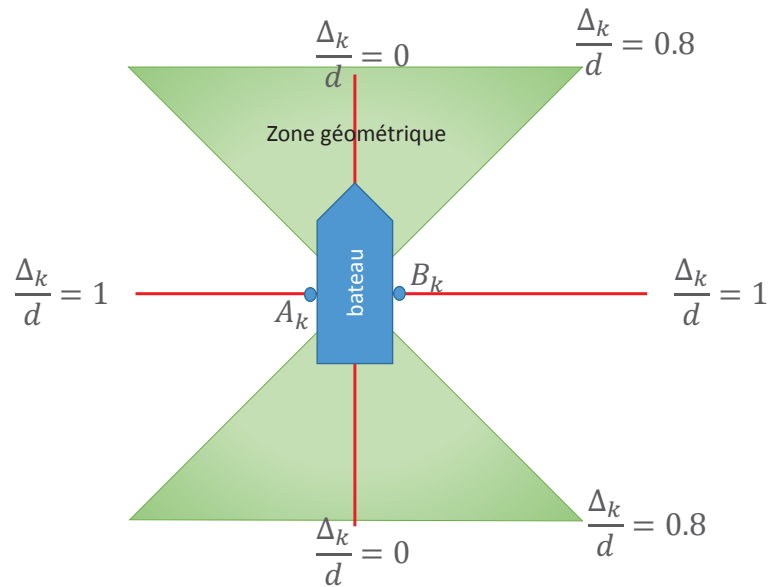


FIGURE 2.12 – Rapport $\frac{\Delta_k}{d}$ en fonction de la position de la balise

— Cas 2 : les variations de Δ_k sont multipliées par $1/\sin(\alpha_k)$ qui est proche de 1

En faisant varier le bruit en entrée et la géométrie du système, on remarque que l'erreur en sortie évolue linéairement avec le bruit pour $\alpha_k = \pi/2$. En effet dans ce cas, les valeurs de $\sin(\alpha_k)$ évoluent peu (sommet de la sinusoïde), tandis que l'évolution de $\cos(\alpha_k)$ est pratiquement linéaire. On en conclue que l'on est proche de la linéarité pour un $\frac{\Delta_k}{d} < 0.75$. On présente figure 2.12 la zone géométrique de 45° minimale, correspondant à $\frac{\Delta_k}{d} < 0.8$ dans l'axe principal du bateau et de la balise. C'est dans cette zone géométrique que les zones de probabilités seront définies.

2.4 Définition de la région d'intersection

Pour déterminer la densité de probabilité, l'aire de la zone d'intersection doit être définie. La zone est délimitée par les asymptotes de l'équation non-linéaire 2.10. Dans ce cas l'expression analytique qui définit les coordonnées des points qui lui appartiennent n'existe pas. Pour pouvoir être décrite, la zone doit être maillée, ce qui est coûteux numériquement.

Nous proposons plusieurs approximations de cette zone présentées sur la figure 2.13. Ces approximations qui seront étudiées dans la suite du chapitre sont :

— l'approximation polygonale où la zone est approximée par un polygone reliant les différents points d'intersection. Dans le cas géométrique idéal, ce quadrilatère est défini

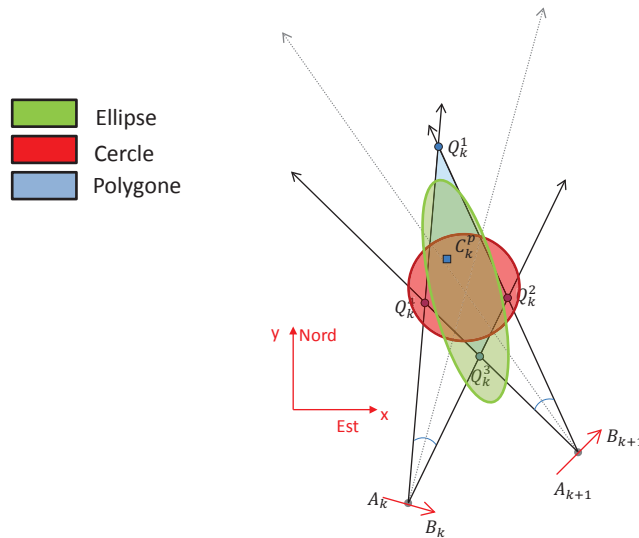


FIGURE 2.13 – Approximation de la zone d'intersection

comme sur la figure 2.9 par quatre points $Q_k^1, Q_k^2, Q_k^3, Q_k^4$. Il est alors possible de déterminer l'aire de ce polygone en le décomposant en triangles.

- une approximation circulaire qui englobe la modélisation précédente
- une modélisation elliptique plus proche de la solution idéale

L'aire de la zone dépend de la configuration géométrique de notre système bateau-balise. Lorsque la configuration géométrique est mauvaise, on a des zones d'intersection très grandes qui dégradent la précision de l'estimation. Pour éviter la perte de précision, on utilise, dans le processus d'estimation de la position de la balise, l'aire de la zone d'intersection. Dans ce cas, les zones d'intersection ne seront intégrées à l'estimateur que si elles sont inférieures à un seuil A_{lim} d'aire limite admissible.

En se restreignant à des zones à aire faible, on choisit de ne prendre en compte que les cas dans lesquels la configuration géométrique est favorable, sans toutefois nécessiter de connaître *a priori* la localisation de la balise.

2.4.1 Approximation polygonale

Dans ce cas, on suppose que la position de l'émetteur se situe dans le polygone formé par les points d'intersections ($Q_k^1, Q_k^2, Q_k^3, Q_k^4$) de la figure 2.13.

Pour déterminer si un point est à l'intérieur ou à l'extérieur du polygone, nous utilisons les relations d'angle. En effet, lorsqu'un point est à l'intérieur du quadrilatère, la somme des angles de celui-ci est égale à 2π , sinon elle est égale à 0. On définit alors la probabilité uniforme dans le plan de projection par :

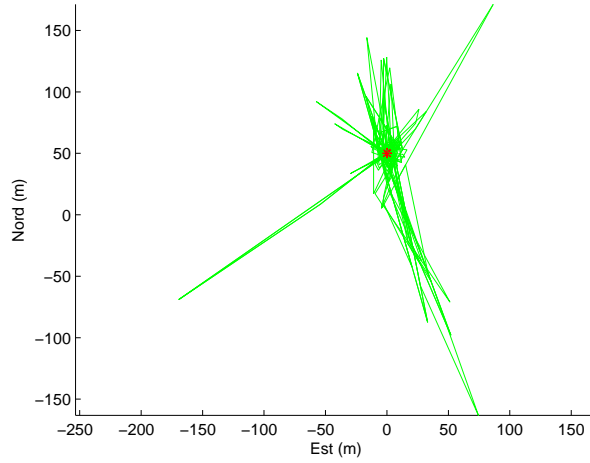


FIGURE 2.14 – Polygones obtenus pour une simulation

$$p_k(x,y) = \frac{1}{A_{\mathcal{Q}_k^0, \mathcal{Q}_k^1, \mathcal{Q}_k^2, \mathcal{Q}_k^3}} \frac{\sum_{i=1}^4 \widehat{\mathcal{Q}_k^i C_k^p \mathcal{Q}_k^{i+1}}}{2\pi} \quad (2.22)$$

avec :

$$A_{\mathcal{Q}_k^0, \mathcal{Q}_k^1, \mathcal{Q}_k^2, \mathcal{Q}_k^3} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n x_k^{\mathcal{Q}_k^{i-1}} y_k^{\mathcal{Q}_k^i} - x_k^{\mathcal{Q}_k^i} y_k^{\mathcal{Q}_k^{i-1}} \quad (2.23)$$

où $A_{\mathcal{Q}_k^0, \mathcal{Q}_k^1, \mathcal{Q}_k^2, \mathcal{Q}_k^3}$ est la surface du polygone, et $\widehat{\mathcal{Q}_k^i C_k^p \mathcal{Q}_k^{i+1}}$ l'angle formé par les trois points et % l'opérateur modulo. On représente figure 2.14 une simulation où les zones sont approximées par des polygones. On a dans cet exemple K positions successives et donc k lois uniformes qui sont utilisées pour calculer la probabilité $p(x,y)$, avec l'expression 2.21. $p(x,y)$ représente la probabilité de la localisation en (x,y) de la balise.

2.4.2 Approximation circulaire

Dans ce cas on approche les zones par des cercles. On suppose que la position de l'émetteur se situe dans le cercle de centre S_k , le barycentre du quadrilatère $(\mathcal{Q}_k^1, \mathcal{Q}_k^2, \mathcal{Q}_k^3, \mathcal{Q}_k^4)$. Pour estimer le rayon du cercle R_k , nous fixons la surface de ce cercle égale à la surface du quadrilatère $(\mathcal{Q}_k^1, \mathcal{Q}_k^2, \mathcal{Q}_k^3, \mathcal{Q}_k^4)$.

Pour deux positions de bateau, la probabilité dans le plan de projection est définie par :

$$p_k(x,y) = \frac{1}{2\pi R_k^2} \left(\frac{(x - x_k^S)^2 + (y - y_k^S)^2 - R_k^2}{|(x - x_k^S)^2 + (y - y_k^S)^2 - R_k^2|} + 1 \right) \quad (2.24)$$

avec

$$R_k = \sqrt{\frac{A_{\mathcal{Q}_k^0, \mathcal{Q}_k^1, \mathcal{Q}_k^2, \mathcal{Q}_k^3}}{2\pi}} \quad (2.25)$$

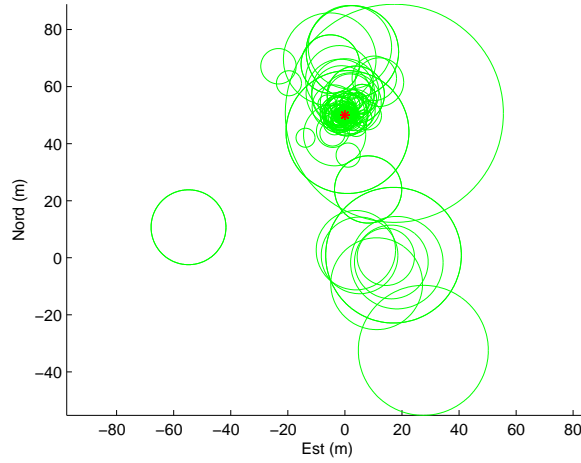


FIGURE 2.15 – Cercles obtenus pour une simulation

En effet dans l'expression 2.24 on a :

$$\frac{(x - x_k^S)^2 + (y - y_k^S)^2 - R_k^2}{|(x - x_k^S)^2 + (y - y_k^S)^2 - R_k^2|} = 1$$

si x, y est situé dans le cercle, sinon l'expression prend la valeur -1. On représente figure 2.15 une simulation où les zones sont approximées par des cercles. On a dans cet exemple K positions successives et donc k lois uniformes qui sont utilisées pour calculer la probabilité $p(x, y)$ avec l'expression 2.21. $p(x, y)$ représente la probabilité de la localisation en (x, y) de la balise.

2.4.3 Approximation Elliptique

Dans le cas de l'ellipse, on suppose ici que l'émetteur se situe dans une ellipse pour laquelle les deux axes se coupent en S_k , le barycentre du quadrilatère. Le demi grand axe b_k de l'ellipse est défini par la plus grande diagonale du quadrilatère. On fixe l'aire de l'ellipse égale à celle du quadrilatère $(Q_k^1, Q_k^2, Q_k^3, Q_k^4)$, on a alors le demi petit-axe qui est défini par l'expression :

$$a_k = \frac{A_{Q_k^0, Q_k^1, Q_k^2, Q_k^3}}{\pi b_k} \quad (2.26)$$

La zone des positions possibles est définie à partir de deux positions du bateau. Pour déterminer la probabilité en chaque point (x, y) de cette zone, on projette le point en (x_p, y_p) dans le repère défini par les deux demi-axes de l'ellipse. On a alors l'expression des coordonnées du point projeté qui sont données par :

$$x_p = (x - x_0)\cos(\phi) + (y - y_0)\sin(\phi) \quad (2.27)$$

$$y_p = -(x - x_0)\sin(\phi) + (y - y_0)\cos(\phi) \quad (2.28)$$

où ϕ est l'angle entre l'axe des abscisses et l'axe principal de l'ellipse, et (x_0, y_0) l'intersection des axes. Pour deux positions de bateau, la probabilité dans le plan de projection est définie par :

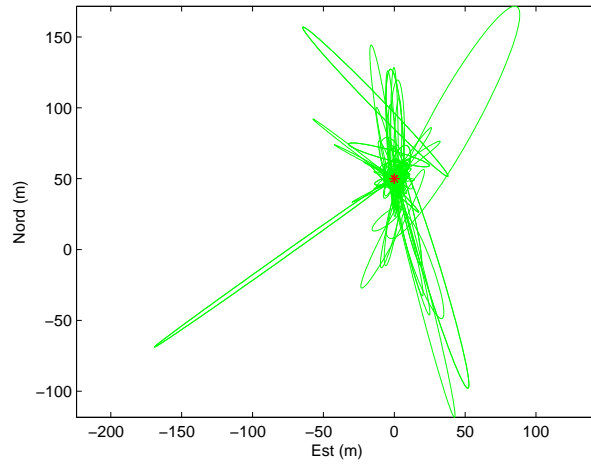


FIGURE 2.16 – Ellipses obtenues pour une simulation

$$p_k(x_p, y_p) = \frac{1}{\pi a_k b_k} \left(\frac{\frac{x_p^2}{a^2} + \frac{y_p^2}{b^2} - 1}{\left| \frac{x_p^2}{a^2} + \frac{y_p^2}{b^2} - 1 \right|} + 1 \right) \quad (2.29)$$

où l'expression :

$$\frac{\frac{x_p^2}{a^2} + \frac{y_p^2}{b^2} - 1}{\left| \frac{x_p^2}{a^2} + \frac{y_p^2}{b^2} - 1 \right|} = 1 \quad (2.30)$$

lorsque la position x, y est à l'intérieur de l'ellipse.

On représente figure 2.16 une simulation où les zones sont approximées par des ellipses. On a dans cet exemple K positions successives et donc k lois uniformes qui sont utilisées pour calculer la probabilité $p(x, y)$ avec l'expression 2.21. $p(x, y)$ représente la probabilité de la localisation en (x, y) de la balise.

2.5 Evaluation sur données synthétiques

Pour cette évaluation, on simule la trajectoire d'un bateau s'éloignant d'une distance maximale de 50 m de la position projetée de l'émetteur à la surface. Dans les expérimentations, la balise est positionnée à une profondeur de 10 m. Cette trajectoire est générée sous Matlab avec le simulateur de trajectoire et de signaux perçus que nous avons réalisé. Ce simulateur est décrit au chapitre 3.

On évalue dans un premier temps, en termes de précision du positionnement, la géométrie des zones de point possibles. C'est la meilleure géométrie qui est ensuite utilisée dans un

deuxième temps pour tester différentes trajectoires du bateau. Finalement avec la meilleure géométrie et la meilleure trajectoire de bateau on évalue dans un troisième temps l'influence de la puissance du bruit de mesures.

2.5.1 Evaluation de la géométrie de la zone des points possibles

Dans cette simulation on souhaite montrer l'influence de la géométrie de la zone des points possibles sur la précision de l'estimation.

Dans cette expérimentation, nous comparons les résultats obtenus avec les trois modélisations géométriques de la zone des points possibles, proposées précédemment (polygone, cercle et ellipse). Nous calculons pour cela dans chaque cas les moyennes (m_x, m_y) et les écarts types (σ_x, σ_y) obtenus après 100 estimations de la position par maximisation de $p(x, y)$.

On génère à partir de la trajectoire du bateau des observations bruitées de la mesure de TDOA. La vitesse du bateau est de 5 m/s , la distance entre les hydrophones est de 2 m et notre expérimentation dure 480 s . Le nombre d'observations Δ_k , de différence de trajets est de 960. Dans cette simulation l'écart type du bruit de la mesure TDOA est de 10 cm .

Nous décrivons dans le tableau 2.2 la précision obtenue pour les différentes modélisations.

type \ Estime	m_x	m_y	σ_x	σ_y
Cercles	0.47	0.43	3.36	3.01
Ellipse	0.42	0.66	12.21	10.89
Polygone	0.37	0.71	3.95	2.93

TABLE 2.2 – Précision de l'estimation pour différentes modélisations de zones

La modélisation par les cercles et les polygones est plus précise que celle par les ellipses, car les moyennes et écarts types obtenus sont plus faibles. Les ellipses, par leur forme plus allongée, donnent un résultat avec un écart-type élevé. Le cercle est sur ces simulations la forme géométrique la plus adaptée car ayant un écart type faible et proche pour les deux composantes x et y . La valeur des biais m_x et m_y n'est pas statistiquement significative au regard de l'écart type de l'erreur d'estimation.

2.5.2 Evaluations des trajectoires du bateau

Dans cette simulation on souhaite montrer l'influence de la trajectoire du bateau sur la précision de la position estimée.

On représente sur la figure 2.17, les différentes configurations de trajectoire testées. On considère une trajectoire "sinusoïdale" du bateau et on génère les observations bruitées de TDOA. Cette trajectoire est définie par deux paramètres : la direction du bateau qui dépend de l'angle ψ et l'amplitude du déplacement "sinusoïdal", définie par le paramètre δ . La vitesse du bateau est de 5 m/s , la distance entre les hydrophones est de 2 m . Notre expérimentation

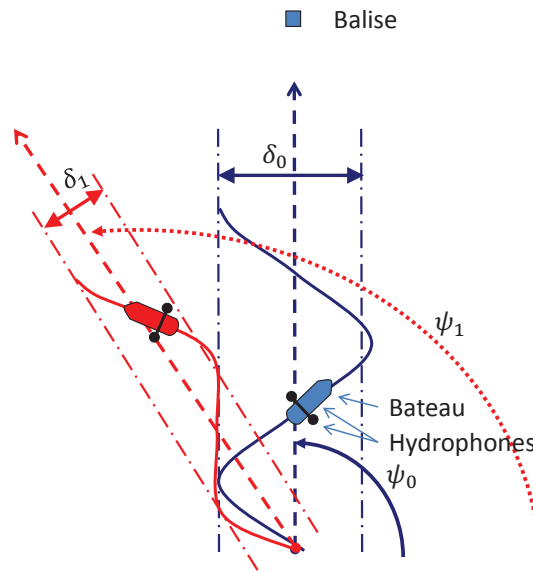


FIGURE 2.17 – Configuration expérimentale de notre simulation

de 60 s. Le nombre d'observations Δ_k , de la différence de trajet est de 120. Le bruit sur les observations a un écart-type de 10 cm et la géométrie de la zone est circulaire.

Dans cette expérimentation, nous comparons notre approche à l'approche classique d'estimation de la position par les moindres carrés. Nous calculons pour cela dans chaque cas les écarts types (σ_x, σ_y) après 100 estimations de la position. Pour notre méthode, la position est obtenue par maximisation de $p(x, y)$.

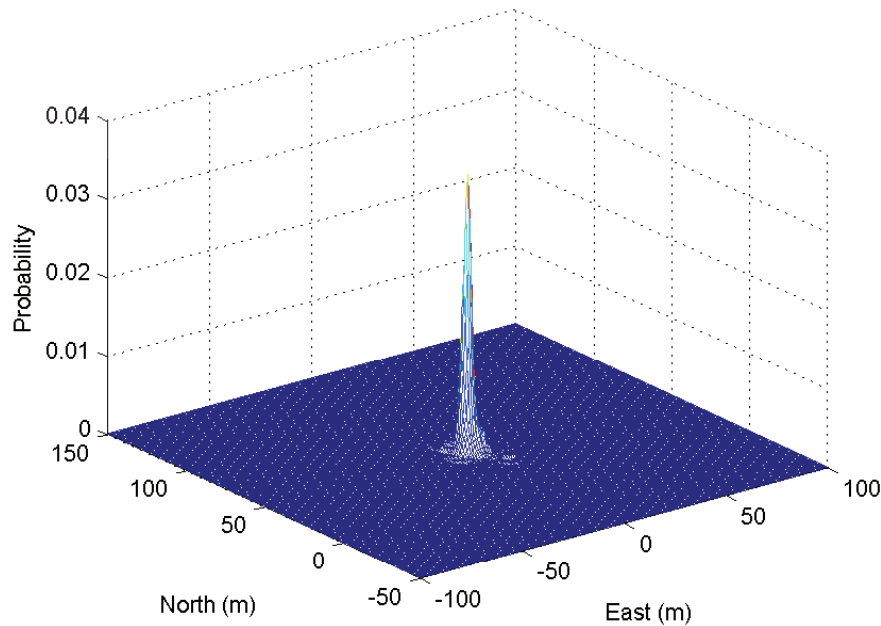
Sur la figure 2.18, on présente un exemple de densité $p(x, y)$. Cette densité est obtenue pour une trajectoire ayant les paramètres $\psi = 90^\circ$ et $\delta = 12$ m. On remarque que le pic de la distribution normale est dans ce cas concentré autour de la position estimée.

Afin d'estimer les performances de notre système dans différentes configurations de trajectoire, nous décrivons dans les tableaux 2.3 et 2.4 la précision obtenue pour différentes valeurs de ψ et δ . Les résultats obtenus dans les tableaux 2.3 et 2.4 proviennent respectivement de la méthode classique et de la méthode proposée.

$\delta(m) \setminus \psi(\text{deg})$	90	100	110
5	(6.29, 15.49)	(8.63, 15.00)	(14.80, 19.32)
8	(5.70, 14.39)	(7.66, 14.49)	(14.47, 12.78)
12	(7.35, 13.45)	(10.38, 12.63)	(14.40, 10.23)

TABLE 2.3 – Précision de l'estimation (σ_x, σ_y) pour l'approche classique

On remarque dans les tableaux de résultats que les meilleures précisions sont obtenues avec un ψ proche de 90° et un δ large. Ceci est cohérent avec le modèle, car les cas géométriques les plus favorables sont les plus nombreux lorsque l'on se dirige vers l'émetteur. De plus, un

FIGURE 2.18 – Probabilité pour l’estimation de la balise pour $\psi = 90$ et $\delta = 8$.

$\delta(m) \setminus \psi(\text{deg})$	90	100	110
5	(3.46, 2.93)	(4.77, 4.90)	(5.78, 5.26)
8	(4.55, 3.91)	(3.57, 2.84)	(5.88, 4.05)
12	(2.72, 4.00)	(3.54, 3.6)	(5.76, 4.54)

TABLE 2.4 – Précision de l’estimation (σ_x, σ_y) pour l’approche proposée

δ grand permet d’avoir des intersections de zones mieux définies, où l’approximation par un cercle sera particulièrement favorable.

2.5.3 Sensibilité au bruit en entrée

Dans cette simulation on souhaite montrer l’influence du bruit de mesure sur la précision de la position estimée.

Dans les simulations précédentes, nous avons utilisé un bruit en entrée avec un écart-type de 10 cm. Afin d’étudier l’influence du bruit en entrée, nous nous plaçons dans le cas correspondant à $\psi = 90^\circ$ et $\delta = 8$ m et pour une zone circulaire. On fait varier l’écart type du bruit en entrée entre 0.5 cm et 30 cm.

Le tableau 2.5 montre qu’à condition de garder le niveau de bruit en entrée inférieur à 30 cm, une précision sub-métrique peut être obtenue. Le système pose des problèmes de convergence pour des bruits en entrée supérieurs à 35 cm. La valeur des biais m_x et m_y est nulle pour un faible bruit. On en conclue que la méthode n’est pas biaisée. En effet les biais qui apparaissent avec l’augmentation du niveau de bruit ne sont pas statistiquement significatifs au regard de l’écart

Ecart type du bruit	0.5	4	10	20	30
(m_x, m_y)	(0.01,0.00)	(0.19,0.23)	(0.37,0.26)	(0.53,0.46)	(1.15,0.69)
(σ_x, σ_y)	(0.16,0.29)	(3.11,3.29)	(4.55,3.91)	(4.33,3.30)	(5.46,4.43)

TABLE 2.5 – Précision de l’estimation (m_x, m_y) pour différents niveaux de bruit

type sur l’erreur d’estimation.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous présentons une méthode de localisation en environnement peu profond qui utilise un système de localisation hyperbolique couplé à un modèle statistique modélisant la position de la balise. L’étude théorique et les résultats expérimentaux montrent la fiabilité et l’efficacité de l’approche proposée. Il est possible d’obtenir des résultats satisfaisants assez rapidement en se contentant de seulement deux récepteurs à bord du bateau et d’un système d’acquisition simple. Il faut néanmoins assurer un bruit relativement faible en entrée (inférieur à la vingtaine de cm) pour assurer une convergence sub-métrique. Dans le cas réel, il restera à prendre en compte l’influence des roulis/tangage qui ne sont ici pas considérés.

Nous allons dans le chapitre 3 proposer un récepteur pour la mesure de TDOA et évaluer ses performances.

Chapitre 3

Architecture du récepteur et traitement des signaux

3.1 Introduction

L'objectif de cette thèse est de réaliser l'étude et la mise en œuvre d'un système de positionnement sous-marin simple et à bas coût. Le système qui sera utilisé en environnement peu profond (< 30 mètres de fond) doit pouvoir fonctionner sans infrastructure fixe pour être transportable. Dans notre approche, c'est un récepteur, embarqué dans un bateau de petite taille, qui localise une balise. Le système embarqué écoute le signal émis par la balise pour la positionner. Comme nous l'avons présenté au chapitre précédent, c'est la mesure de la différence de temps d'arrivée du signal (TDOA-Time Difference Of Arrival) sur deux hydrophones qui est utilisée pour le calcul de position.

Les approches TDOA sont utilisées pour la localisation [30, 22] et la détermination des propriétés d'un signal [37]. De nombreuses méthodes existent pour estimer la différence de temps, et la majorité des méthodes reposent sur l'inter-corrélation des signaux perçus par les hydrophones [40, 60]. Cependant cette approche est fortement sensible aux bruits et multi-trajets des signaux, c'est la raison pour laquelle nous ne l'utiliserons pas. D'autres méthodes reposant sur la décomposition du signal dans des sous espaces signaux et bruit ont également été développées (méthodes MUSIC : MUltiple SIgnal Classification) [53]. Dans le cas de MUSIC et des algorithmes dérivés, il est en général supposé que le nombre d'antennes à la réception est beaucoup plus grand que le nombre de sources, ce qui n'est pas le cas de notre application.

Dans notre approche, nous utilisons un signal structuré comme un signal GNSS (Global Navigation Satellite System). C'est à dire un signal composé d'un code pseudo aléatoire (Code CDMA : Code Divison Multiple Acess) modulé par une porteuse. Ce type de code est robuste aux interférences amenées notamment par le bruit du moteur de bateau. Les signaux des hydrophones sont intégrés puis numérisés par un système d'acquisition monovoie pour simplifier le récepteur. Enfin le signal numérisé est comparé par corrélation à une réplique locale générée par le récepteur. C'est l'analyse de cette corrélation qui nous permet de déduire la différence de temps d'arrivée du signal émis par la balise, sur les deux hydrophones.

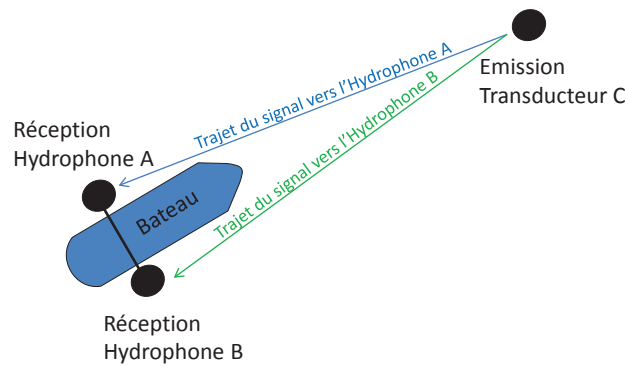


FIGURE 3.1 – Architecture du système de positionnement

Dans ce chapitre, nous présentons dans une première partie la structure du signal utilisé, puis dans une deuxième partie l'architecture du récepteur proposé. C'est dans la troisième partie que nous présentons les traitements du signal réalisés et c'est dans la quatrième partie que le système proposé est évalué sur données synthétiques.

3.2 Structure du signal de géopositionnement

3.2.1 Structure du signal

On représente sur la figure 3.1 l'architecture du système de positionnement, où C est la position de la balise et A et B les positions des hydrophones. Le signal transmis par la balise est noté s^C . C'est un signal à spectre étalé, c'est à dire une porteuse modulée par un code pseudo aléatoire. La porteuse est une sinusoïde de fréquence f^C . Son expression est donnée par :

$$s^C(t) = A^C CA(t) \sin(2\pi f^C t) \quad (3.1)$$

où A^C est l'amplitude du signal et $CA(t)$ est un code CDMA (Code Division Multiple Access). Le code CA est un des codes de la famille des GOLD Code du système GPS. Ces types de code sont utilisés dans certains systèmes de communications mobiles et par les systèmes GNSS (Global Navigation Satellite System). Ils permettent à plusieurs appareils ayant des codes différents de partager la même bande de fréquences sans interférer. En effet, les différents codes permettent alors d'identifier les différents utilisateurs à la réception. Ces codes sont générés via la somme des sorties de deux registres à décalage. Ainsi générés, les codes sont presque orthogonaux, ce qui permet de les identifier individuellement par corrélation.

Le code CA est généré par un registre à décalage de 10 bits, il a donc une longueur de 1023 bits. Le code CA est généré à une fréquence de $f_{CA} = 2046 \text{ Hz}$ et la période de chip T_{CA} est donc d'environ 0.48 ms . La durée d'une période de code T_c est alors de 0.5 s .

Pour moduler le code par la porteuse, on utilise une modulation BPSK (Binary Phase Shift Keying). La phase de la porteuse à transmettre prend deux valeurs différentes selon le bit du

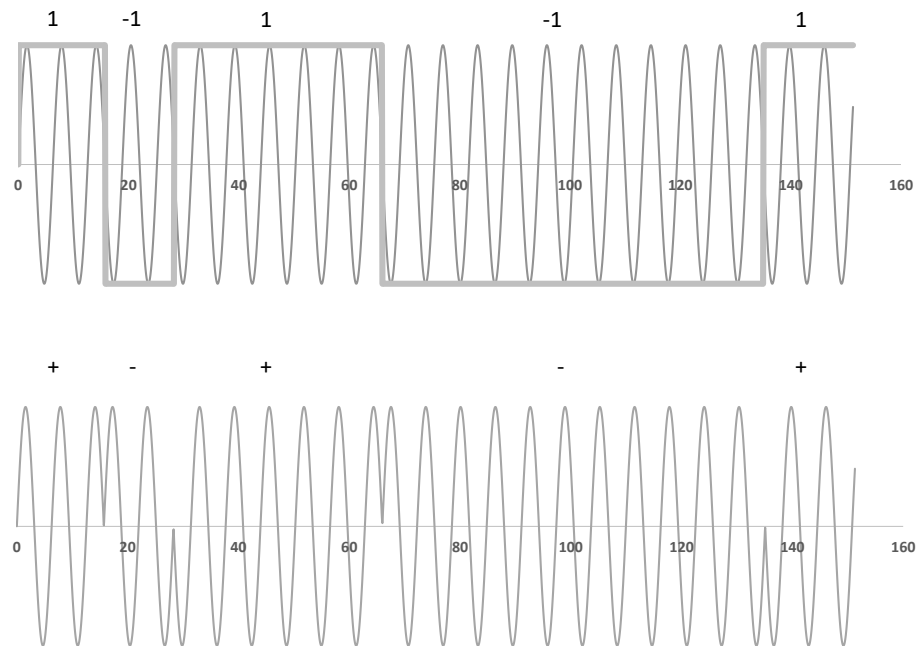


FIGURE 3.2 – Principe de la modulation BPSK

code à transmettre (0 ou 1).

- lorsque le bit à transmettre est 1, alors la phase n'est pas changée
- lorsque le bit à transmettre est 0, alors la phase est modifiée de 180°

L'utilisation de cette séparation de phase maximale entre les cas permet d'avoir une modulation robuste au bruit. Cette modulation est réalisée en multipliant le code qui prend ses valeurs dans $\{-1, 1\}$ par la porteuse. On représente Figure 3.2 un exemple de modulation BPSK.

Par la modulation du code, on étale son spectre autour de la fréquence de la porteuse f^C . Un signal plus étalé permet d'avoir plus de robustesse au bruit. Une fréquence d'échantillonnage plus grande permet d'avoir une résolution plus importante. En effet la plus petite mesure de décalage de code possible est de 1 échantillon soit $\frac{c}{f_e}$. Enfin une fréquence porteuse plus importante diminue la taille de l'émetteur et sa consommation d'énergie. On a alors, pour la définition de la fréquence porteuse, les contraintes présentées figure 3.3. Dans notre cas, on a une bande passante pour le signal qui est proche de $B_p = \frac{2}{T_{CA}} \approx 4 \text{ kHz}$. Nous choisissons d'échantillonner notre signal à une fréquence d'échantillonnage $f_e = 44\,100 \text{ Hz}$, soit $\frac{c}{f_e} = 3,4 \text{ cm}$ (la vitesse de propagation de l'onde dans l'eau $c = 1\,500 \text{ m/s}$). Il s'agit de la fréquence standard utilisée par les CD (Compact Disc) et qui est souvent la limite du matériel audio grand public. Le théorème d'échantillonnage de Shannon, nous limite donc à une bande de fréquence utile entre 0 et 22 kHz . De plus, notre système d'émission ne peut pas émettre à une fréquence inférieure à 10 kHz , ce qui limite la bande utile entre 10 kHz et 22 kHz . Si on considère le fait que l'étalement sera de 4 kHz , une porteuse de $f^C = 17 \text{ kHz}$ est la plus forte valeur que l'on puisse raisonnablement utiliser.

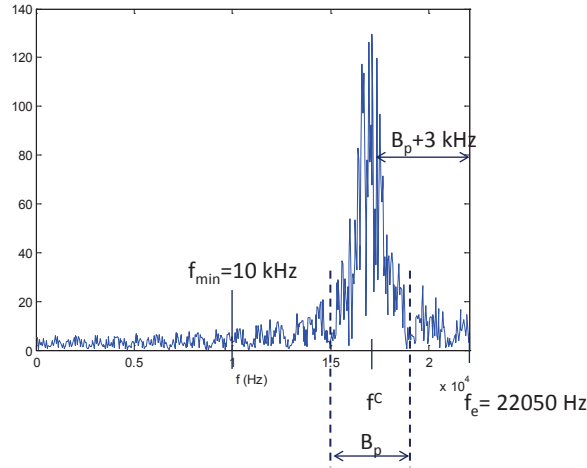


FIGURE 3.3 – Etallement de spectre

Les expressions des signaux perçus par les hydrophones sont données par :

$$s^A(t) = A^A CA(t + \tau^A) \sin(2\pi f^A t + \phi^A) + \eta^A(t) \quad (3.2)$$

$$s^B(t) = A^B CA(t + \tau^B) \sin(2\pi f^B t + \phi^B) + \eta^B(t) \quad (3.3)$$

où A^A et A^B sont respectivement les amplitudes des signaux perçus par les hydrophones positionnés en A et B . τ^A et τ^B sont respectivement les délais de code associés aux trajets des signaux entre la balise C et les hydrophones A et B . Dans notre application le récepteur est en mouvement, il faut donc considérer l'effet Doppler qui montre que la fréquence du signal reçu n'est pas celle du signal émis. On a alors :

$$f_d^{CA} = f^C - f^A = \left(\frac{c + v_r^{CA}}{c} \right) f^C \quad (3.4)$$

$$f_d^{CB} = f^C - f^B = \left(\frac{c + v_r^{CB}}{c} \right) f^C \quad (3.5)$$

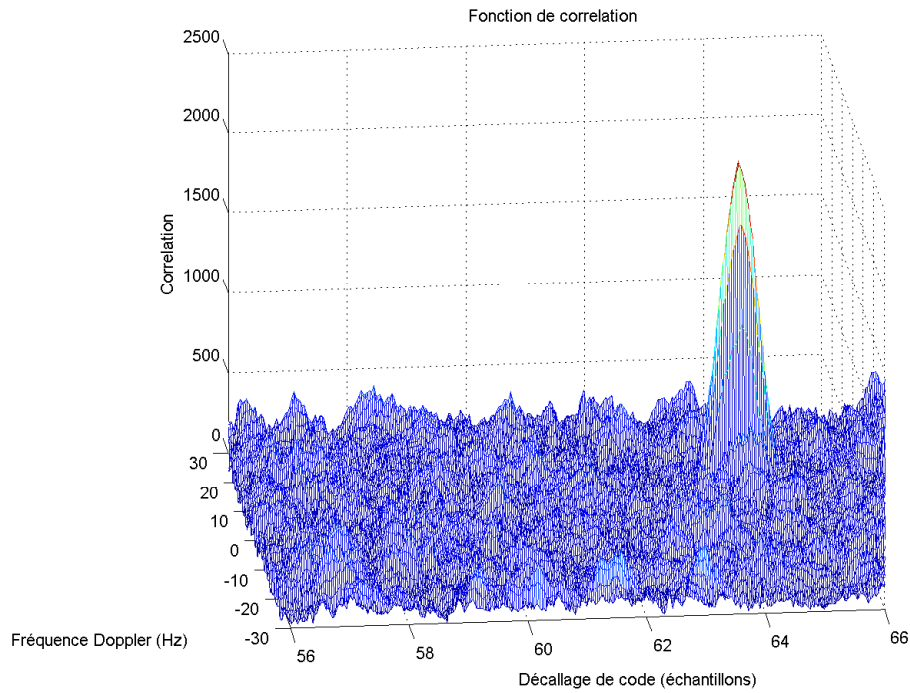
où

1. c est la vitesse de l'onde dans le milieu, ici 1500 m/s.
2. v_r^{CA} est la vitesse de déplacement du récepteur A vers l'émetteur C .

Dans ce cas la fréquence reçue par l'hydrophone A est $f^C - f^{CA}$ lorsque le récepteur se rapproche, et $f^C + f^{CA}$ lorsque le récepteur s'éloigne. Finalement ϕ^A et ϕ^B sont des déphasages liés à l'accélération des déplacements entre la balise et les hydrophones, et $\eta^A(t)$, $\eta^B(t)$ des bruits blancs gaussiens centrés, de variance unité.

3.2.2 Traitements du récepteur

Dans notre application, on souhaite mesurer les retards τ^A et τ^B pour pouvoir estimer $\Delta_k = \tau^A - \tau^B$, et donc la position de la balise. Comme dans le cas des signaux GNSS, le récepteur gé-


 FIGURE 3.4 – Corrélation entre le signal s^C et une réplique locale

nère une réplique du signal émis par la balise. Ces deux signaux sont comparés par corrélation. En effet la corrélation r entre deux signaux s^1 et s^2 est définie par :

$$r(m) = \frac{1}{T} \int_0^T s^1(n) s^2(n+m) dn \quad (3.6)$$

Ce qui revient dans le cas discret à :

$$r_m = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} s_n^1 s_{n+m}^2 \quad (3.7)$$

où m est le décalage, T la longueur du signal, et N la taille du signal une fois celui-ci échantillonné. Dans notre cas, les signaux s^1 et s^2 sont identiques, mais décalés temporellement. r_m sera alors maximum lorsque le signal s_2 aura le même retard que le signal s_1 . Il est donc possible d'estimer ainsi le retard entre un signal reçu retardé et une réplique locale du même signal.

Le retard maximal de code mesurable par corrélation correspond au temps de transmission d'une période complète du signal, soit $T_c = 0.5$ s. La distance maximale mesurable est alors dans l'eau de $T_c * c = 750$ m. Au-delà de T_c , le retard ne peut être connu exactement, le retard mesuré correspond alors à $kT_c + m$, où k est l'ambiguïté et m le décalage du code en nombre de périodes $T_e = 1/f_e$.

Un récepteur fait varier le retard du code de la réplique qu'il génère. Il calcule la valeur de la corrélation pour chaque retard. Le maximum de corrélation est alors recherché pour estimer le temps de trajet. Cependant, dans le cas où le récepteur est en mouvement, il faut également

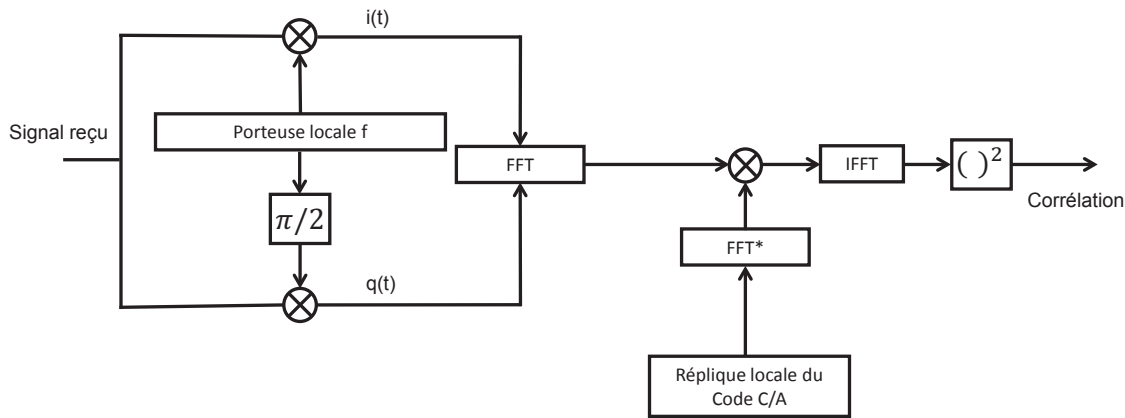


FIGURE 3.5 – Principe du calcul de la corrélation par FFT

considérer l'effet Doppler qui montre que la fréquence du signal reçu n'est pas celle du signal émis. De ce fait, le récepteur ne recherche pas uniquement un retard de code avec la corrélation, mais un couple retard de code et fréquence. Le maximum de corrélation nous permet alors d'estimer ces deux paramètres, il s'agit d'une corrélation en deux dimensions où sont recherchés :

1. La variation de fréquence Doppler du signal
2. le retard de code

On représente sur la figure 3.4 un exemple de calcul de corrélation bidimensionnelle sur une période de code T_{CA} . La fonction de corrélation est calculée pour différentes fréquences Doppler et différents décalages de code. La position du pic de corrélation donne le retard du signal et sa fréquence Doppler.

Calculer la corrélation directement à l'aide de l'expression 3.7 est un processus lent et lourd. Il est possible d'accélérer ce processus en utilisant l'équivalence entre corrélation et convolution pour pouvoir utiliser la Transformée de Fourier rapide FFT (Fast Fourier Transform). L'idée derrière le calcul de corrélation par FFT repose sur le concept de corrélation circulaire. L'objectif est d'utiliser la FFT qui est optimisée et possède des temps de calcul faibles. La corrélation entre deux séquences maximales de longueur finie est :

$$r(n) = \sum_{m=0}^{N-1} S^1(m)S^2(n+m) \quad (3.8)$$

La transformée de Fourier de $r(n)$ est alors :

$$r(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} S^1(m)S^2(n+m)e^{j2\pi nk/N} \quad (3.9)$$

$$r(k) = S^{1*}(k)S^2(k) \quad (3.10)$$

Où $S^{1*}(k)$ est le conjugué complexe de $S^1(k)$. Cela veut dire que la valeur de la corrélation entre $S^1(n)$ et $S^2(n)$ peut être calculée en multipliant leur transformée directe de fourrier respective dans le domaine fréquentiel, permettant ainsi d'avoir un temps de calcul bien plus faible.

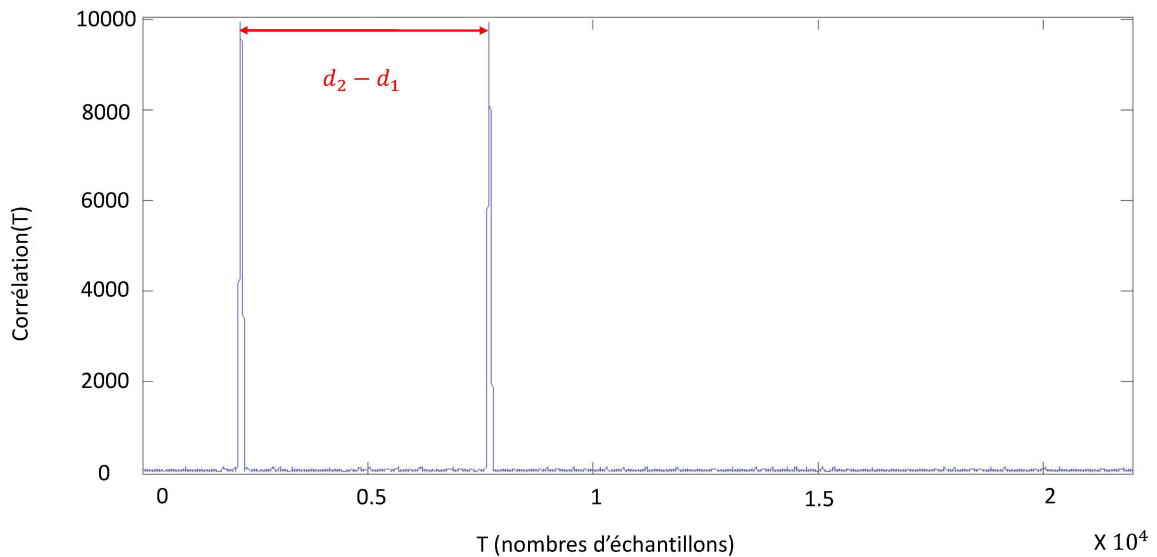


FIGURE 3.6 – Différence de temps recherchée

Comme présenté figure 3.5 précédemment, dans une première étape, le signal reçu est multiplié par une réplique de la porteuse en phase et en quadrature afin d'obtenir les signaux $i(t)$ et $q(t)$. La FFT du signal complexe $i(t) + jq(t)$ va alors être multipliée avec le conjugué complexe de la FFT de la réplique locale de code C/A. Enfin, la valeur de corrélation est alors la transformée de fourrier inverse de ce produit, ainsi l'étape d'acquisition est effectuée.

3.2.3 Position du problème

Dans notre système, deux signaux sont reçus respectivement par les récepteurs A et B du bateau. Les méthodes de corrélation, couplées à un algorithme de recherche de maximum, permettent alors d'estimer le retard et la fréquence Doppler pour les signaux reçus en A et B . En utilisant les retards associés à ces maximums de corrélation, on en déduit la différence de temps et donc la différence de temps de trajet entre les deux signaux.

L'approche la plus simple consiste à calculer l'inter-corrélation entre les deux signaux reçus en A et B . La position des maximums de corrélation dans ce cas donne directement le délai entre les deux signaux, et donc la différence de trajets. L'avantage principal de cette méthode montre que si l'on corrèle ces signaux, qui se propagent dans le même environnement, on diminue les effets de distorsion de l'onde. En effet, les signaux reçus en A et B sont déformés de la même façon puisque leurs trajets sont proches, et la fonction d'intercorrélacion est dans ce cas peu déformée. Pour pouvoir calculer la différence de temps d'arrivée, la numérisation des signaux en A et B doit être parfaitement synchronisée. Si cela n'est pas le cas, un biais est ajouté au délai mesuré, et une erreur additionnelle est observée sur la position finale calculée. La synchronisation est coûteuse en termes de composants électroniques, de vitesse de fonctionnement du système, et nécessite des horloges assez précises pour éviter d'avoir une erreur importante de biais. De plus l'inter-corrélation de deux signaux bruités augmente la puissance du bruit.

La synchronisation étant difficile à effectuer, nous utilisons dans notre système un intégra-

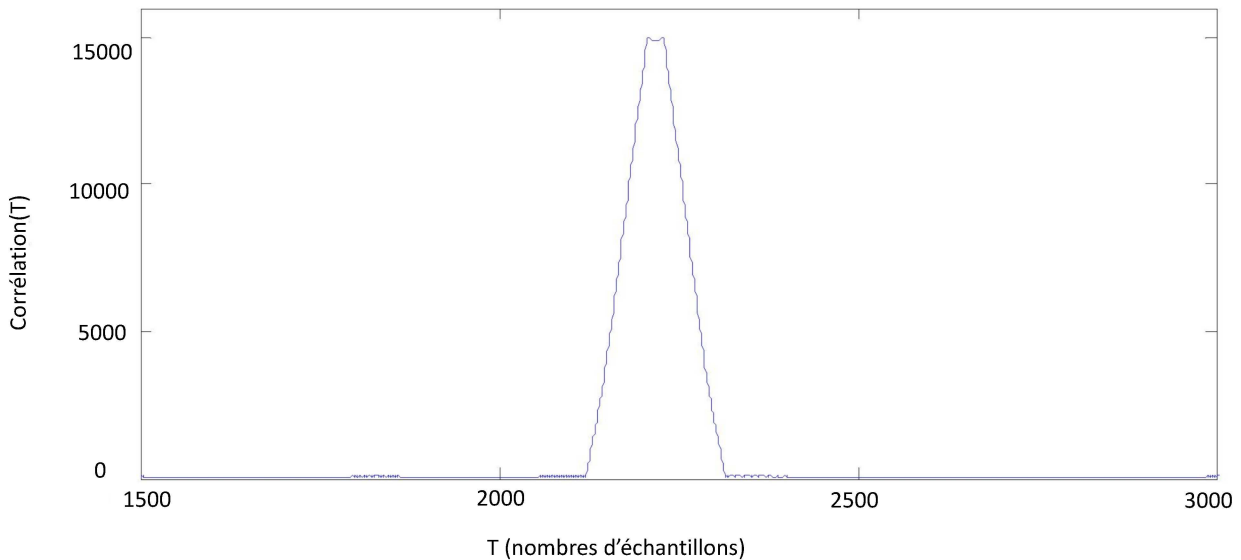


FIGURE 3.7 – Pics de corrélation se superposant

teur pour sommer les deux signaux provenant des deux hydrophones en surface. Nous proposons d’additionner les deux signaux avant l’acquisition. Cette étape d’intégration nous permet de ne pas avoir à synchroniser les différents appareils. Pour estimer la différence de temps de trajet, on effectue une corrélation de la somme des signaux reçus avec une réplique locale du signal.

Nous sommes intéressés à la différence de distances (TDOA) entre les trajets et il est possible de déduire celle-ci par corrélation sur la somme des signaux. En effet, sur la fonction de corrélation, on observe deux pics différents comme sur la figure 3.6. Chacun des pics correspond à l’un des deux signaux reçus en A et B , et ayant respectivement parcouru les distances d_1 et d_2 . Le délai entre les positions des pics est la différence de trajets $d_2 - d_1$ que l’on va utiliser pour localiser la balise. Un exemple d’une telle fonction de corrélation est montré sur la figure 3.6. Nous utiliserons donc la fonction de corrélation résultante pour distinguer les différents pics de corrélation, et donc la distance recherchée.

Afin d’estimer la différence de trajets, nous avons besoin de détecter les maximums des deux pics de corrélation. Tant que le délai qui sépare ces deux pics est plus long que la durée d’un bit du code CA T_c , les deux pics sont distincts car ils ne se superposent pas. En effet la base du triangle de corrélation est de $2 * T_c$. La détection des deux pics maximums peut donc se faire séparément. En revanche, si le délai cherché est inférieur à la période d’un bit du code CA T_c , les pics de corrélation se superposent comme présenté sur la figure 3.7. Dans ce cas, la détection des deux pics de corrélation en présence de bruit est impossible. Cette situation est similaire au cas des multitrajets courts sur les signaux GNSS observés dans les canyons urbains.

De plus, même dans le cas de pics séparés, la recherche de leur maximum n’est pas toujours évidente. En effet, les niveaux des différents pics dépendent des rapports signal sur bruit des deux signaux. Dans ce cas le premier pic détecté, au niveau temporel ne correspond pas toujours au même récepteur. Il faudra donc s’assurer de reconnaître à quel récepteur correspond chaque pic.

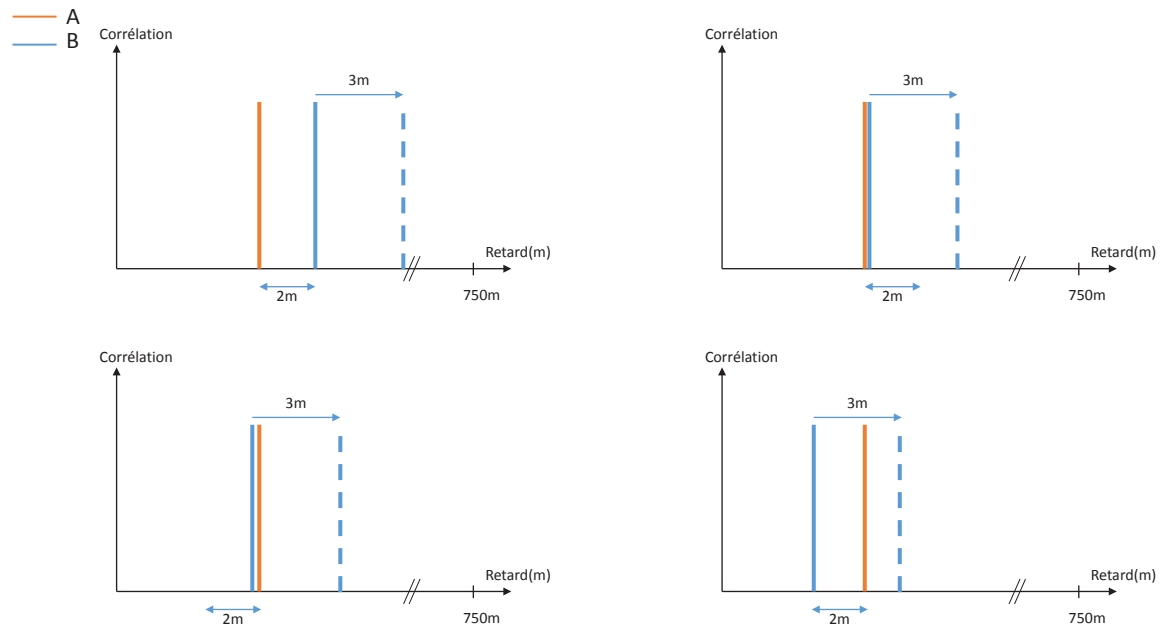


FIGURE 3.8 – Decalage entre les signaux

Nous allons maintenant présenter dans la section suivante la méthode qui nous permet de distinguer les pics de corrélation afin d'estimer la différence de trajets.

3.3 Système de réception

3.3.1 Architecture récepteur

Intéressons-nous maintenant à l'architecture du récepteur qui s'occupe du traitement des signaux reçus aux hydrophones *A* et *B*. La balise est activée par une impulsion courte émise sous l'eau, elle émet alors un signal acoustique. Ce signal BPSK est composé d'une porteuse modulée par un code numérique, code CDMA (Code Division Multiple Access) de la famille des Gold codes du système GPS. Avec un tel système, la méthode de positionnement pourra être généralisée à plusieurs balises à localiser en même temps.

Les signaux reçus par les récepteurs *A* et *B* sont additionnés avant d'être traités. Nous récupérons en entrée de notre récepteur numérique la somme des signaux s^A et s^B reçus respectivement par les hydrophones *A* et *B* après l'étape de numérisation. Dans le cas idéal, lorsque la différence de trajets est importante, nous avons deux pics de corrélation non déformés. Cependant, il est possible dans certains cas d'avoir une différence de trajets faible et les pics se superposent. La détection individuelle de ceux-ci devient alors impossible. En effet si la balise est alignée avec les deux hydrophones, la différence de trajets est maximale. À l'inverse, si la balise *C* est située au sommet d'un triangle isocèle *ABC* alors la différence de trajets est nulle.

Pour assurer à notre récepteur numérique des pics de corrélation toujours séparés, nous pro-

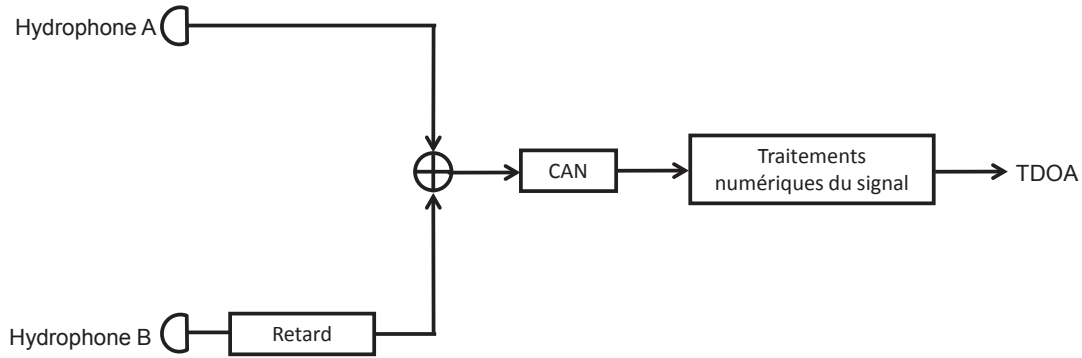


FIGURE 3.9 – Architecture du récepteur

posons d'ajouter un délai sur l'un des hydrophones. Ce délai temporel ajoute un décalage sur l'un des pics de corrélation. Il permet de séparer les deux pics quelles que soient les différentes configurations géométriques du système de positionnement.

La distance maximale mesurable avec notre système correspond à une période de code, soit 750 m . En pratique, la distance maximale que l'on cherchera à mesurer sera la distance entre les deux émetteurs, soit 2 m . On ajoute un délai $\tau^d = 2\text{ ms}$, soit un décalage de 3 m , sur le signal de l'hydrophone B avant son addition avec le signal de l'hydrophone A . Selon la géométrie de notre système, nous avons alors différents cas possibles représentés figure 3.8. Sur cette figure la position du pic de corrélation associée à l'hydrophone A est représentée par un trait vertical rouge. La position de l'hydrophone B est représentée par un trait vertical bleu avant retard, et en pointillé bleu après retard. On a alors les quatre cas suivants :

- Dans le 1er cas, la distance entre B et A est maximale (2 m , distance entre les récepteurs). Le pic de corrélation correspondant au signal B est alors avancé de 3 m grâce au retard ajouté, et on obtient un écart de 5 m entre les deux pics.
- Dans les cas 2 et 3, B et A sont proches l'un de l'autre (et les pics risquent de se superposer). Le décalage de 3 m permet alors d'avoir un espacement entre les pics d'environ 3 m .
- Le dernier cas correspond au cas inverse du premier cas. La distance entre les pics est toujours maximale (2 m), mais les récepteurs (et les pics) sont inversés. Ici, le retard sur le signal B permet d'avoir un espacement entre les pics de corrélation de 1 m , ce qui est suffisant pour les différencier.

Les expressions des signaux en entrée du sommateur sont donc :

$$s^A(t) = A^A CA(t + \tau^A) \sin(2\pi f^A t + \phi^A) + \eta^A(t) \quad (3.11)$$

$$s^B(t) = A^B CA(t + \tau^B + \tau^d) \sin(2\pi f^B t + \phi^B) + \eta^B(t) \quad (3.12)$$

Dans la suite de la thèse, on notera $s^B(t)$ le signal perçu par l'hydrophone B , qui est retardé. Le retardateur n'apporte pas de déphasage car il est indépendant de la dynamique balise-récepteur.

On représente figure 3.9, l'architecture du système de réception. En pratique, la cellule à retard est réalisée numériquement. Le signal est numérisé puis stocké dans un registre à décalage

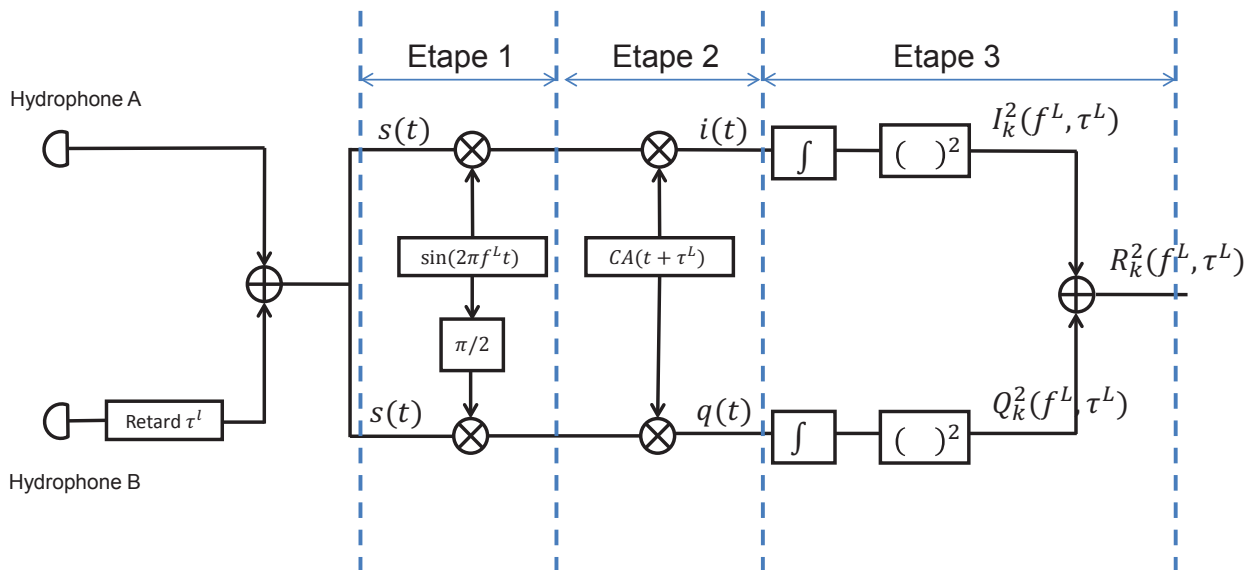


FIGURE 3.10 – Traitements du récepteur

dont la taille définira la durée du retard. Les traitements numériques réalisés par le récepteur consistent à estimer la fonction de corrélation du signal en sortie du sommateur, et à déterminer le retard entre les deux pics de corrélation.

3.3.2 Génération des observables

Nous allons maintenant présenter les différents traitements qui fournissent les observations de la fonction de corrélation du signal reçu avec une réplique locale. Cette fonction de corrélation est obtenue dans les deux dimensions de l'espace, soit en fonction de la fréquence Doppler et du décalage du code. Nous allons montrer que la corrélation de la somme des signaux reçus avec une réplique locale permet d'avoir deux pics de corrélation séparés, correspondant chacun à l'un des deux signaux d'origine avant addition.

La structure de notre système de réception est présentée sur la figure 3.10. Les traitements réalisés par le récepteur sont décomposés en plusieurs étapes. Dans la première étape, le signal est démodulé en phase et en quadrature en multipliant le signal reçu par une réplique de la porteuse. Dans la deuxième étape, les signaux en quadrature sont démultiplexés avec une réplique locale du code. Dans la troisième étape, les composantes en quadrature sont filtrées par un filtre passe bas. Les composantes filtrées sont mises au carré, et additionnées pour générer une observation quadratique de la fonction d'auto-corrélation. La corrélation bidimensionnelle est obtenue en faisant varier la fréquence f^L et le délai de code τ^L de la porteuse et du code local.

La somme des signaux qui arrivent à l'entrée du récepteur a donc pour expression :

$$\begin{aligned}
 s(t) = s^A(t) + s^B(t) &= A^A CA(t + \tau^A) \sin(2\pi f^A t + \phi^A) \\
 &+ A^B CA\left(t + \tau^A + \tau^d + \frac{\Delta}{c}\right) \sin(2\pi f^B t + \phi^B) + \eta(t) \quad (3.13)
 \end{aligned}$$

Où, τ^A , $\tau^B = \tau^A + \frac{\Delta}{c}$, ϕ^A et ϕ^B sont respectivement les délais de temps et de phase des hydrophones A et B , τ^d est le retard ajouté sur le signal reçu par l'hydrophone B , et Δ la différence de trajets recherchée entre les deux signaux.

Après l'étape 1 et 2 de démodulation et démultiplexage de la figure 3.10, on a les expressions suivantes pour les signaux en phase et en quadrature :

$$i(t) = A^A CA \left(t + \tau^A \right) CA \left(t + \tau^L \right) \sin \left(2\pi f^A t + \phi^A \right) \sin \left(2\pi f^L t \right) \quad (3.14)$$

$$+ A^B CA \left(t + \tau^A + \tau^d + \frac{\Delta}{c} \right) CA \left(t + \tau^L \right) \sin \left(2\pi f^B t + \phi^B \right) \sin \left(2\pi f^L t \right) + \eta^i(t)$$

$$q(t) = A^A CA \left(t + \tau^A \right) CA \left(t + \tau^L \right) \sin \left(2\pi f^A t + \phi^A \right) \cos \left(2\pi f^L t \right) \quad (3.15)$$

$$+ A^B CA \left(t + \tau^A + \tau^d + \frac{\Delta}{c} \right) CA \left(t + \tau^L \right) \sin \left(2\pi f^B t + \phi^B \right) \cos \left(2\pi f^L t \right) + \eta^q(t)$$

Cette expression peut encore s'écrire de la façon suivante en utilisant les formules trigonométriques :

$$i(t) = A^A CA \left(t + \tau^A \right) CA \left(t + \tau^L \right) \left(\sin \left(2\pi \left(f^A + f^L \right) t + \phi^A \right) + \sin \left(2\pi \left(f^A - f^L \right) t + \phi^A \right) \right) \\ + A^B CA \left(t + \tau^A + \tau^d + \frac{\Delta}{c} \right) CA \left(t + \tau^L \right) \\ \left(\sin \left(2\pi \left(f^B + f^L \right) t + \phi^B \right) + \sin \left(2\pi \left(f^B - f^L \right) t + \phi^B \right) \right) + \eta^i(t) \quad (3.16)$$

$$q(t) = A^A CA \left(t + \tau^A \right) CA \left(t + \tau^L \right) \left(\cos \left(2\pi \left(f^A + f^L \right) t + \phi^A \right) + \cos \left(2\pi \left(f^A - f^L \right) t + \phi^A \right) \right) \\ + A^B CA \left(t + \tau^A + \tau^d + \frac{\Delta}{c} \right) CA \left(t + \tau^L \right) \\ \left(\cos \left(2\pi \left(f^B + f^L \right) t + \phi^B \right) + \cos \left(2\pi \left(f^B - f^L \right) t + \phi^B \right) \right) + \eta^q(t) \quad (3.17)$$

Dans l'étape 3 le signal est intégré sur une période de code T_{CA} . On a alors pour la k^{ieme} période de code les expressions suivantes des composantes en phase et en quadratures pour un décalage τ^L , et une fréquence porteuse f^L des répliques générées par le récepteur :

$$I_k(\tau^L, f^L) = \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} i(t) dt \quad (3.18)$$

et

$$Q_k(\tau^L, f^L) = \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} q(t) dt \quad (3.19)$$

Cette intégration est une étape de filtrage passe-bas qui permet de filtrer les composantes de fréquences $f^A + f^L$ et $f^B + f^L$ des signaux $i(t)$ et $q(t)$. L'intégration des codes des signaux $i(t)$ et $q(t)$ fournit aussi les valeurs de la corrélation pour les retards $\tau^A - \tau^L$, et $\tau^B - \tau^L$. On a alors les expressions suivantes des composantes en phase et en quadrature :

$$\begin{aligned}
 I_k(\tau^L, f^L) &= A^{IA} R(\tau^A - \tau^L) \sin(\phi^A) \operatorname{sinc}(f^A - f^L) \\
 &+ A^{IB} R(\tau^A + \tau^d + \Delta/c - \tau^L) \sin(\phi^B) \operatorname{sinc}(f^B - f^L) + \eta^I
 \end{aligned} \quad (3.20)$$

et

$$\begin{aligned}
 Q_k(\tau^L, f^L) &= A^{IA} R(\tau^A - \tau^L) \cos(\phi^A) \operatorname{sinc}(f^A - f^L) \\
 &+ A^{IB} R(\tau^A + \tau^d + \Delta/c - \tau^L) \cos(\phi^B) \operatorname{sinc}(f^B - f^L) + \eta^Q
 \end{aligned} \quad (3.21)$$

où $R(\dots)$ est la fonction d'autocorrélation normalisée, et A^{IA}, A^{IB} sont les valeurs maximales de la corrélation associées respectivement aux signaux des hydrophones A et B . La fonction sinus cardinal "sinc", modélise la décroissance du pic de corrélation associée à la différence de fréquences entre le signal reçu et la fréquence locale de démodulation. η^I et η^Q sont des bruits blancs gaussiens centrés de variance unité, additionnés aux composantes en quadrature. On a :

$$\begin{aligned}
 I_k^2(\tau^L, f^L) &= \left(A^{IA} R(\tau^A - \tau^L) \sin(\phi^A) \operatorname{sinc}(f^A - f^L) \right)^2 \\
 &+ \left(A^{IB} R(\tau^A + \tau^d + \Delta/c - \tau^L) \sin(\phi^B) \operatorname{sinc}(f^B - f^L) \right)^2 \\
 &+ 2 \left(A^{IA} R(\tau^A - \tau^L) \sin(\phi^A) \operatorname{sinc}(f^A - f^L) \right) \\
 &\quad \left(A^{IB} R(\tau^A + \tau^d + \Delta/c - \tau^L) \sin(\phi^B) \operatorname{sinc}(f^B - f^L) \right) + \eta^{I^2}
 \end{aligned} \quad (3.22)$$

Comme nous l'avons montré précédemment la valeur de τ^d est suffisamment importante pour que les pics de corrélation ne se superposent pas. On a alors :

$$R(\tau^A - \tau^L) R(\tau^A + \tau^d + \Delta/c - \tau^L) = 0 \quad (3.23)$$

On peut donc en déduire les expressions suivantes :

$$\begin{aligned}
 I_k^2(\tau^L, f^L) &= \left(A^{IA} R(\tau^A - \tau^L) \sin(\phi^A) \operatorname{sinc}(f^A - f^L) \right)^2 \\
 &+ \left(A^{IB} R(\tau^A + \tau^d + \Delta/c - \tau^L) \sin(\phi^B) \operatorname{sinc}(f^B - f^L) \right)^2 + \eta^{I^2}
 \end{aligned} \quad (3.24)$$

On a de même :

$$\begin{aligned}
 Q_k^2(\tau^L, f^L) &= \left(A^{IA} R(\tau^A - \tau^L) \cos(\phi^A) \operatorname{sinc}(f^A - f^L) \right)^2 \\
 &+ \left(A^{IB} R(\tau^A + \tau^d + \Delta/c - \tau^L) \cos(\phi^B) \operatorname{sinc}(f^B - f^L) \right)^2 + \eta^{Q^2}
 \end{aligned} \quad (3.25)$$

Finalement :

$$\begin{aligned}
 R_k(\tau^L, f^L) &= \sqrt{I_k^2(\tau^L, f^L) + Q_k^2(\tau^L, f^L)} \\
 &= \left(\left(A^{IA} R(\tau^A - \tau^L) \operatorname{sinc}(f^A - f^L) \right)^2 \right. \\
 &\quad \left. + \left(A^{IB} R(\tau^A + \tau^d + \Delta/c - \tau^L) \operatorname{sinc}(f^B - f^L) \right)^2 \right)^{(1/2)} + \eta^R
 \end{aligned} \quad (3.26)$$

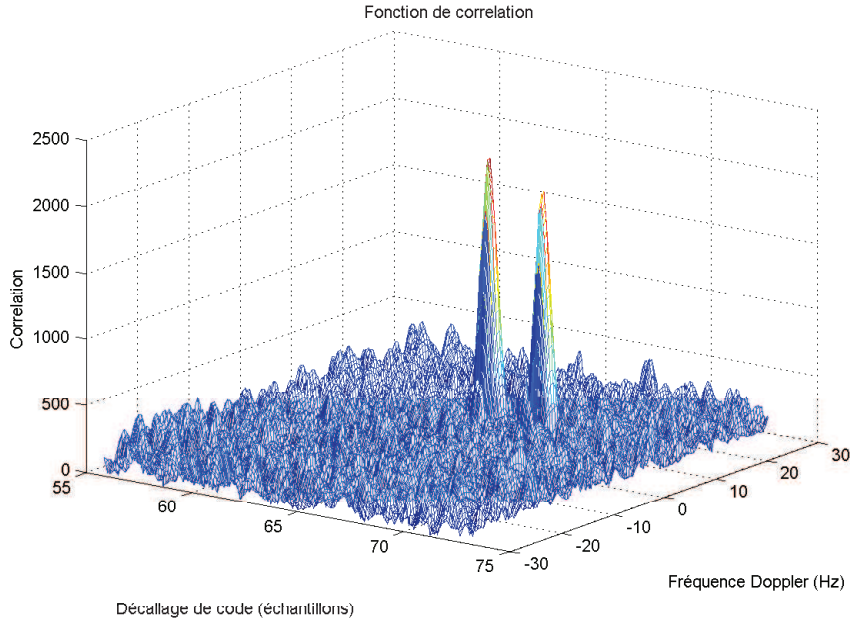


FIGURE 3.11 – Pics de corrélation observés

où η^R est un bruit additif distribué suivant une densité de probabilité de Rice. On représente figure 3.11, la fonction d'autocorrélation pour différentes valeurs de τ^L , et $f^L - f^C$. Cette fonction d'autocorrélation bidimensionnelle constitue les observables utilisés pour mesurer Δ la différence de chemins parcourus par les signaux émis par la balise et reçus par les Hydrophones A et B. Cette différence est proportionnelle à l'écart entre les deux pics de corrélation visibles sur la figure 3.11.

3.3.3 Position du problème

Il est donc possible de mesurer les retards correspondant à τ^A et τ^B sur les deux pics de corrélation. Pour mesurer τ^A et τ^B à l'instant k , on cherche les deux pics de corrélation maximums sur $R_k(\tau, f)$. Dans ce cas, le retard observé du premier pic est :

$$\tilde{\tau}_k^1 = \underbrace{\operatorname{argmax}}_{\tau, f} R_k(\tau, f) \quad (3.27)$$

la valeur de $\tilde{\tau}_k^1$ correspond à la position du pic maximum. L'étape suivante consiste à déterminer la position du second pic. Grâce au retard ajouté dans le système de réception, on sait que le second pic est positionné autour de $\tau_k^1 + \tau^d$, ou $\tau_k^1 - \tau^d$. On sait aussi que la distance entre les deux hydrophones est d et que la différence de trajets est au plus égale à d . La recherche du second pic τ_k^2 est alors réalisée dans les intervalles $S^1 = [\tilde{\tau}_k^1 + \tau^d - d/c, \tilde{\tau}_k^1 + \tau^d + d/c]$ et $S^2 = [\tilde{\tau}_k^1 - \tau^d - d/c, \tilde{\tau}_k^1 - \tau^d + d/c]$. L'observation du retard du second pic de corrélation est obtenue par :

$$\tilde{\tau}_k^2 = \underbrace{\operatorname{argmax}}_{\tau \in S^1 \cup S^2, f} R_k(\tau, f) \quad (3.28)$$

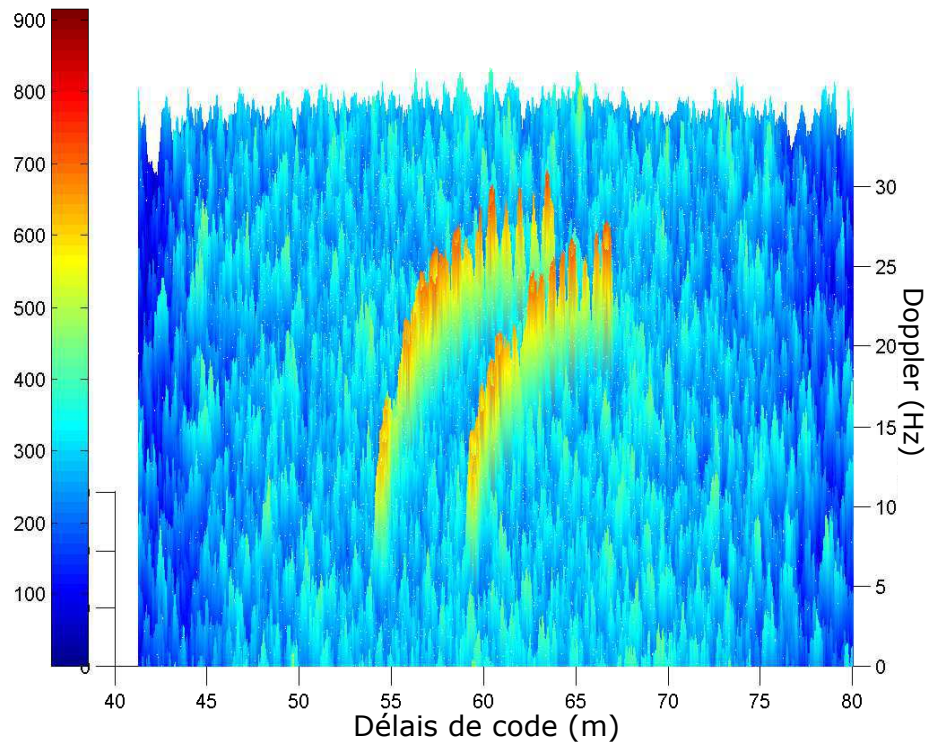


FIGURE 3.12 – Evolution dynamique 3D des pics de corrélation

Le délai entre les deux signaux observé $\tilde{\Delta}$ est alors égal à $|\tilde{\tau}^1 - \tilde{\tau}^2|$.

On ne peut pas directement savoir si le premier pic en $\tilde{\tau}_k^1$ correspond à τ^A ou τ^B . Ce premier pic maximum est simplement le plus haut pic parmi les deux. En effet, en raison de la présence de bruit sur les observations, l'un ou l'autre des pics peut être le plus élevé. Ce qui implique que l'on ne peut pas déterminer le signe de $\tilde{\tau}_k^1 - \tilde{\tau}_k^2$. Ce problème est résolu dans le calcul de position décrit au chapitre 2.

De plus, dans le cas dynamique, on ne sait pas si le premier pic détecté à un instant t correspond au premier pic détecté à l'instant $t + dt$. En effet, une modification de la configuration géométrique du bateau ou un changement de bruit ambiant va faire que l'un ou l'autre pic va alternativement être le plus élevé. Comme on peut l'observer figure 3.12 la position et l'amplitude des pics de corrélation évolue avec le temps, il est donc nécessaire de suivre ces pics au cours du temps dans une étape de poursuite afin de toujours associer $\tilde{\tau}_k^1$ à τ^A ou τ^B .

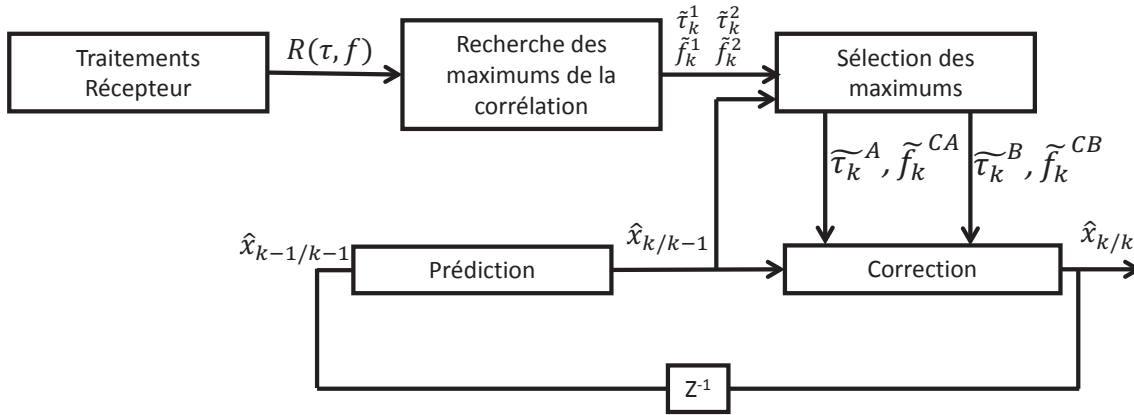


FIGURE 3.13 – Architecture du système de poursuite en boucle ouverte

3.4 Traitements récepteur

3.4.1 Poursuite en Boucle Ouverte : Estimation Conjointe de la Fréquence et du délai de Code en Boucle Ouverte

On représente figure 3.13, l'architecture du système de poursuite en boucle ouverte. La boucle est ouverte car les valeurs des retards et fréquences estimés ne sont pas utilisés pour rechercher les maximums de $R_k(\tau^L, f^L)$.

Dans l'architecture de la figure 3.13 on utilise un filtre de Kalman pour l'estimation dynamique des délais de code. Ce filtre qui est représenté par une étape de prédiction et de correction utilise les mesures de délai de code et de Doppler extrait de $R_k(\tau^L, f^L)$ comme observations.

Filtre de Kalman

Soit le vecteur d'observations :

$$y_k = \begin{pmatrix} \tilde{\tau}_k^A \\ \tilde{f}_k^{CA} \\ \tilde{\tau}_k^B \\ \tilde{f}_k^{CB} \end{pmatrix} \quad (3.29)$$

où f_k^{CA} et f_k^{CB} sont respectivement les fréquences Doppler des hydrophones A et B et à l'instant k . On note le vecteur d'état estimé à l'instant k :

$$\hat{x}_{k/k} = \begin{pmatrix} \hat{\tau}_{k/k}^A \\ \hat{f}_{k/k}^{CA} \\ \hat{\tau}_{k/k}^B \\ \hat{f}_{k/k}^{CB} \end{pmatrix} \quad (3.30)$$

où $a_{k/k}^{CA}$ et $a_{k/k}^{CB}$ sont respectivement les accélérations relatives entre la balise C et les hydrophones A et B . On a la matrice de transition :

$$F = \begin{pmatrix} 1 & -\frac{T_{CA}}{f^c} & -\frac{T_{CA}^2}{f^c} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & T_{CA} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -\frac{T_{CA}}{f^c} & -\frac{T_{CA}^2}{f^c} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & T_{CA} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.31)$$

En effet, on sait que :

$$v = -\frac{c f_d}{f} \quad (3.32)$$

avec v la vitesse relative émetteur-récepteur, c la vitesse de transmission de l'onde, f_d la fréquence Doppler, et f la fréquence d'émission. On en déduit le retard du code lié à la fréquence Doppler par :

$$\tau = -\frac{T_c f_d}{f} \quad (3.33)$$

On en déduit aussi le retard du code lié à l'accélération relative a :

$$\tau = -\frac{T_c^2 a}{f} \quad (3.34)$$

ou T_c est la durée du code pendant laquelle le délai τ apparaît. Finalement, on a la matrice d'observations :

$$H = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.35)$$

L'étape de prédiction du filtre de Kalman est alors :

$$\begin{aligned} \hat{x}_{k|k-1} &= F \hat{x}_{k-1|k-1} \\ P_{k|k-1} &= F P_{k-1|k-1} F^T + Q \end{aligned}$$

avec

- $P_{k|k-1}$: matrice de covariance de l'erreur de prédiction
- Q : matrice de covariance du bruit de modèle

L'étape de correction est :

$$\begin{aligned} S_k &= H P_{k|k-1} H^T + R \\ K_k &= P_{k|k-1} H^T S_k^{-1} \\ x_{k|k} &= x_{k|k-1} + K_k (Y_k - H x_{k|k-1}) \\ P_{k|k} &= (I - K_k H) P_{k|k-1} \end{aligned}$$

avec

- $P_{k|k}$: matrice de covariance de l'erreur d'estimation
- R : la matrice de covariance du bruit de mesure

Recherche et sélection des maximums

Comme indiqué sur l'architecture décrite figure 3.13, l'étape qui suit le calcul de la corrélation est la recherche des observables de code et de fréquence Doppler. C'est une recherche bidimensionnelle qui permet de trouver la position du premier maximum :

$$\{\tilde{\tau}_k^1, \tilde{f}_k^1\} = \underbrace{\operatorname{argmax}}_{\tau, f} R_k(\tau, f) \quad (3.36)$$

$$\tilde{f}_k^1 = \tilde{f} - f^C \quad (3.37)$$

On peut alors trouver la position du deuxième pic :

$$\{\tilde{\tau}_k^2, \tilde{f}_k^2\} = \underbrace{\operatorname{argmax}}_{\tau \in S^1 \cup S^2, f} R_k(\tau, f) \quad (3.38)$$

$$\tilde{f}_k^2 = \tilde{f} - f^C \quad (3.39)$$

Dans l'étape de sélection, on souhaite pouvoir toujours associer au même pic, le décalage τ_A et la fréquence Doppler f^{CA} de l'hydrophone A . En pratique, dans le cas dynamique, le pic maximum de décalage $\tilde{\tau}^1$ et de fréquence Doppler \tilde{f}^1 peut changer de l'hydrophone A à l'hydrophone B . Dans ce contexte, on propose d'utiliser la prédiction du filtre de Kalman pour identifier le pic de corrélation de l'hydrophone A .

Soit d^{A1} , la distance de Mahalanobis entre la position prédite du pic de corrélation de l'hydrophone A , soit $\hat{x}_{k/k-1}^A = [\hat{\tau}_{k/k-1}^A \hat{f}_{k/k-1}^{CA}]^T$ et la position du premier maximum, soit $y_k^1 = [\tilde{\tau}_k^1 \tilde{f}_k^1]^T$. On a :

$$d^{A1} = \sqrt{(\hat{x}_{k/k-1}^A - y_k^1)^T (H P_{k/k-1} H^T + R) (\hat{x}_{k/k-1}^A - y_k^1)} \quad (3.40)$$

Le carré de cette distance suit une loi du χ^2 avec deux degrés de liberté.

Soit d^{A2} la distance avec le second maximum $[\tilde{\tau}_k^2 \tilde{f}_k^2]^T$. On suppose que le maximum de corrélation associé à l'hydrophone A est celui qui est le plus proche de sa position prédite. On a alors les observations suivantes :

$$\tilde{\tau}_k^A = \frac{\tilde{\tau}_k^1}{2} \left(\frac{d^{A2} - d^{A1}}{|d^{A2} - d^{A1}|} + 1 \right) + \frac{\tilde{\tau}_k^2}{2} \left(\frac{d^{A1} - d^{A2}}{|d^{A2} - d^{A1}|} + 1 \right) \quad (3.41)$$

$$\tilde{f}_k^{CA} = \frac{\tilde{f}_k^1}{2} \left(\frac{d^{A2} - d^{A1}}{|d^{A2} - d^{A1}|} + 1 \right) + \frac{\tilde{f}_k^2}{2} \left(\frac{d^{A1} - d^{A2}}{|d^{A2} - d^{A1}|} + 1 \right) \quad (3.42)$$

et

$$\tilde{\tau}_k^B = \frac{\tilde{\tau}_k^1}{2} \left(\frac{d^{A1} - d^{A2}}{|d^{A2} - d^{A1}|} + 1 \right) + \frac{\tilde{\tau}_k^2}{2} \left(\frac{d^{A2} - d^{A1}}{|d^{A2} - d^{A1}|} + 1 \right) \quad (3.43)$$

$$\tilde{f}_k^{CB} = \frac{\tilde{f}_k^1}{2} \left(\frac{d^{A1} - d^{A2}}{|d^{A2} - d^{A1}|} + 1 \right) + \frac{\tilde{f}_k^2}{2} \left(\frac{d^{A2} - d^{A1}}{|d^{A2} - d^{A1}|} + 1 \right) \quad (3.44)$$

Modes de fonctionnement

Les modes de fonctionnement sont définis dans le cas dynamique pour pallier les défaillances du filtre. En effet, si les observations sont fortement bruitées ou peu vraisemblables, il est préférable d'utiliser les positions prédites non corrigées pour estimer les délais. En effet, en présence de bruit ou de multi-trajets, des pics supplémentaires peuvent apparaître dans la fonction de corrélation, et être détectés.

On définit deux tests qui permettent d'améliorer la robustesse du filtre. On utilise pour cela les distances d^{A1} et d^{A2} , ainsi que les distances d^{B1} et d^{B2} , calculées pour l'Hydrophone B .

- Si $\min(d^{A1}, d^{A2})$ est supérieur à un seuil fixé par le test du χ^2 , alors la position du pic de l'hydrophone A est la prédiction du filtre de Kalman.
- Si $\min(d^{B1}, d^{B2})$ est supérieur à un seuil fixé par le test du χ^2 , alors la position du pic de l'hydrophone B est la prédiction du filtre de Kalman.
- Si les maximums sont associés à un même hydrophone, soit :

$$\frac{\tilde{\tau}_k^1}{2} \left(\frac{d^{A2} - d^{A1}}{|d^{A2} - d^{A1}|} + 1 \right) + \frac{\tilde{\tau}_k^2}{2} \left(\frac{d^{A1} - d^{A2}}{|d^{A2} - d^{A1}|} + 1 \right) - \frac{\tilde{\tau}_k^1}{2} \left(\frac{d^{B2} - d^{B1}}{|d^{B2} - d^{B1}|} + 1 \right) + \frac{\tilde{\tau}_k^2}{2} \left(\frac{d^{B1} - d^{B2}}{|d^{B2} - d^{B1}|} + 1 \right) = 0$$

alors la position des pics est la prédiction du filtre de Kalman.

3.4.2 Poursuite en Boucle Fermée : Estimation Conjointe de la Fréquence et du délai de Code en Boucle Fermée

On représente figure 3.14 l'architecture en boucle fermée du système de poursuite du délai de code et de la fréquence des signaux reçus. Dans cette architecture la recherche et l'identification des deux pics est réalisée à partir de l'état prédit par un filtre de Kalman. L'objectif est de diminuer l'espace de recherche du maximum de la corrélation. Cet espace est centré sur la position du pic prédit par le filtre de Kalman, et sa surface est définie par les paramètres de la matrice de covariance de l'état prédit. Cet espace est d'autant plus important que l'erreur sur l'état prédit est forte.

En reprenant les notations du paragraphe précédent on définit la matrice de covariance prédite :

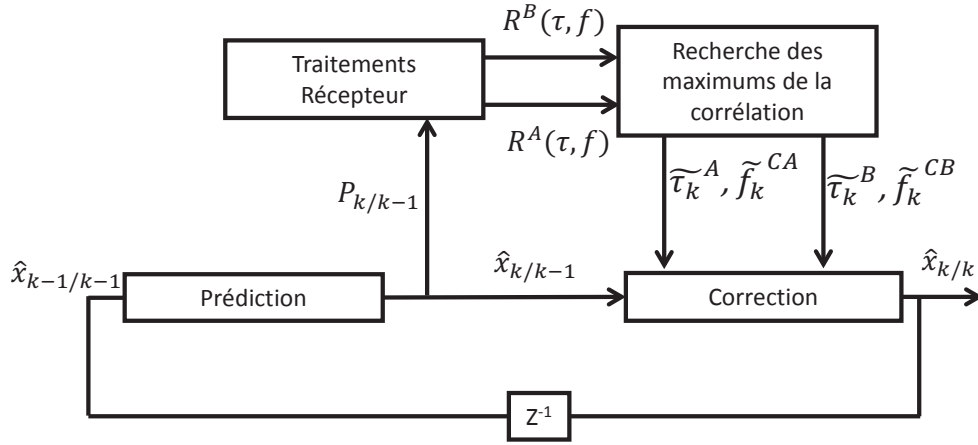


FIGURE 3.14 – Architecture du système de poursuite en boucle fermée

$$P_{k/k-1} = \begin{pmatrix} (\sigma_{k/k-1}^{\tau^A})^2 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & (\sigma_{k/k-1}^{f^{CA}})^2 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & 0 & \cdot & 0 & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & 0 & (\sigma_{k/k-1}^{\tau^B})^2 & 0 & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & 0 & (\sigma_{k/k-1}^{f^{CB}})^2 & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & \cdot \end{pmatrix} \quad (3.45)$$

La recherche des maximums du pic de corrélation dans $R_k(\tau, f)$ est réalisée dans l'intervalle $S1 = \{\hat{\tau}_{k/k-1}^A - \sigma_{k/k-1}^{\tau^A}, \hat{\tau}_{k/k-1}^A + \sigma_{k/k-1}^{\tau^A}\} \cup \{\hat{f}_{k/k-1}^{CA} - \sigma_{k/k-1}^{f^{CA}}, \hat{f}_{k/k-1}^{CA} + \sigma_{k/k-1}^{f^{CA}}\}$ pour le premier pic et $S2 = \{\hat{\tau}_{k/k-1}^B - \sigma_{k/k-1}^{\tau^B}, \hat{\tau}_{k/k-1}^B + \sigma_{k/k-1}^{\tau^B}\} \cup \{\hat{f}_{k/k-1}^{CB} - \sigma_{k/k-1}^{f^{CB}}, \hat{f}_{k/k-1}^{CB} + \sigma_{k/k-1}^{f^{CB}}\}$ pour le second pic. Dans ce cas, on définit les observations du filtre de Kalman de la figure 3.14 par :

$$\{\tilde{\tau}_k^A, \tilde{f}_k^{CA}\} = \operatorname{argmax}_{\{\tau, f\} \in S1} R_k(\tau, f) \quad (3.46)$$

$$\{\tilde{\tau}_k^B, \tilde{f}_k^{CB}\} = \operatorname{argmax}_{\{\tau, f\} \in S2} R_k(\tau, f) \quad (3.47)$$

En pratique, la fonction de corrélation est calculée dans les intervalles $S1$ et $S2$ et est notée respectivement figure 3.14 $R_k^A(\tau, f)$ et $R_k^B(\tau, f)$. Le filtre de Kalman utilisé dans l'architecture en boucle fermée est le même que celui décrit au paragraphe précédent pour la boucle ouverte.

Le mode de fonctionnement du filtre utilisé dans notre implémentation est simple. En effet si le maximum de corrélation obtenu dans la fenêtre de traitement considérée est en dessous

d'un seuil fixé par l'utilisateur, alors il n'est pas pris en considération. Dans ce cas la position du pic est la position prédite et le filtre n'effectue pas l'étape de correction (prédiction pure).

L'architecture en boucle fermée possède plusieurs avantages :

- Le calcul de la corrélation est réalisé sur un faible nombre de délais de code et de fréquences, ce qui permet de diminuer le coût calcul de la recherche.
- Ce filtre utilise un mode de fonctionnement simple.
- La poursuite des deux pics de corrélation est complètement dissociée, ce qui permet d'éviter d'invertir leur identité (association du pic à l'hydrophone *A* ou *B*).
- La diminution de la surface de l'espace de recherche permet de diminuer la probabilité d'erreur qui consiste à détecter un pic provoqué par le bruit de mesure.

Pourtant cette technique de poursuite est sujette aux décrochages qui surviennent en présence de bruit de forte puissance. Nous allons évaluer sa robustesse dans le paragraphe suivant.

3.5 Évaluation sur données synthétiques

3.5.1 Présentation du simulateur

Pour évaluer la méthode proposée nous avons créé un simulateur. Ce simulateur, réalisé avec Matlab, génère les signaux observés à partir de la trajectoire du bateau et de la position de la balise. Il est composé de trois modules qui travaillent à partir de fichiers qu'ils lisent ou génèrent. Le premier module permet de générer une trajectoire et de calculer à partir de cette trajectoire les paramètres de la dynamique du bateau relativement à la balise, soit la distance des hydrophones à la balise, et la vitesse relative hydrophone-balise (Effet Doppler). Le deuxième module utilise les paramètres du premier module pour générer le signal à étalement de spectre perçu par les hydrophones. Enfin le troisième module réalise les traitements récepteurs, soit la génération des observables et la poursuite des pics de corrélation.

Expérimentation

On décrit sur la figure 3.15 les différents paramètres de l'expérimentation. Sur la première figure, on représente la trajectoire du bateau (la trajectoire de son centre de gravité situé au milieu de l'axe qui relie les deux hydrophones) et des hydrophones ainsi que la position de la balise. Celle-ci est positionnée à une profondeur de -10 (*m*) (La surface est la référence 0 (*m*)). On représente sur la deuxième figure à droite, l'évolution de la distance entre les hydrophones et la balise. On remarquera au début de la trajectoire que cette distance est nulle, car la direction du bateau, perpendiculaire à l'axe qui passe par les deux hydrophones, pointe vers la balise.

On représente sur la troisième figure, en bas à gauche, la fréquence Doppler liée à la vitesse relative entre l'hydrophone et la balise. Cette fréquence est importante lorsque le bateau tourne par rapport à la balise. Enfin, on représente sur la quatrième figure, la différence de temps d'arrivée aux hydrophones du signal émis par la balise. On peut observer que pour cette expérimentation on atteint bien le temps maximum, soit 0.0013 (*s*), qui est égal à $\frac{d}{c}$, avec $d = 2$ (*m*)

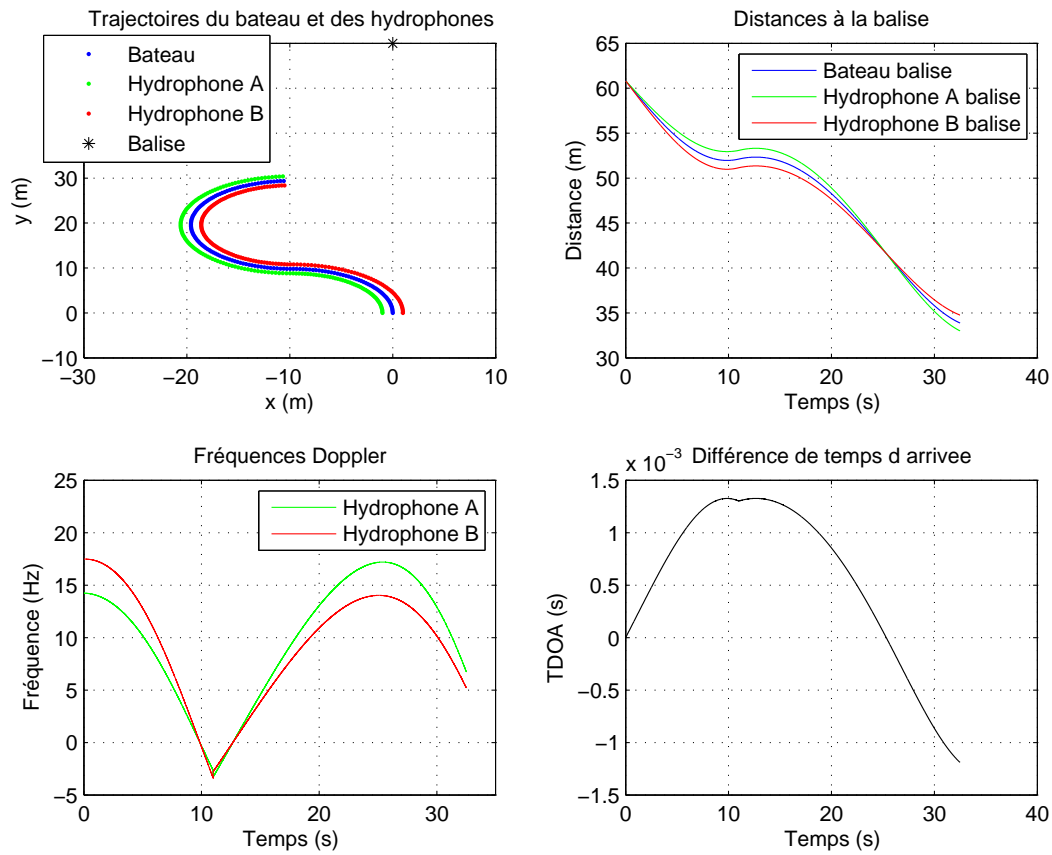


FIGURE 3.15 – Evolution des paramètres de l'expérience

et $c = 1480$ (m/s). Dans ce cas les deux hydrophones et la balise sont alignés.

Signaux observés

En pratique, le signal émis par la balise est à bande passante limitée. En effet, pour ne pas détériorer la balise, les harmoniques de faible puissance doivent être supprimées et le filtre anti-repliement du système de numérisation filtre les hautes fréquences. Pour tenir compte de ces effets dans notre simulateur, nous avons filtré le signal autour de sa fréquence porteuse 17 kHz par un filtre passe-bande qui a une bande passante de 4 kHz. On représente sur la figure 3.16.(a) le signal avant et après filtrage. Le signal est quantifié sur un bit et on représente figure 3.16.(b) sa fonction d'autocorrélation obtenue après démultiplexage et démodulation.

Dans les conditions réelles le signal est bruité. On représente figure 3.16.(c) le spectre du signal bruité et figure 3.16.(d) sa fonction d'autocorrélation. Dans ce cas il apparaît des pics parasites dans la fonction d'autocorrélation qui vont fausser l'identification du pic recherché et la précision de son positionnement. Dans la suite de cette expérimentation nous allons évaluer les techniques de poursuite proposées en fonction de la puissance du bruit.

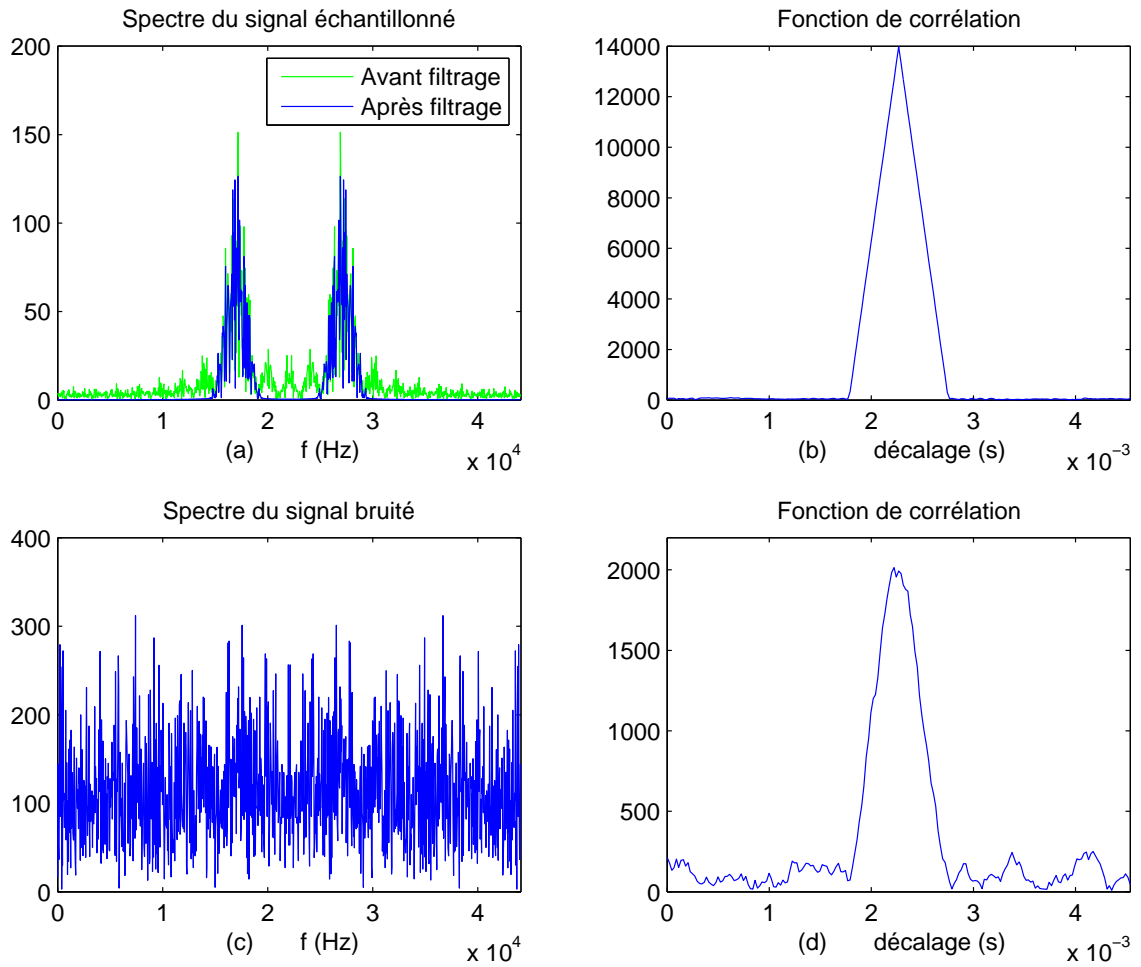


FIGURE 3.16 – Signaux expérimentaux

On définit le rapport signal sur bruit suivant :

$$RSB = 20 \log \left(\frac{A^A}{\sigma} \right) \quad (3.48)$$

On fait ici référence au signal avant échantillonnage de l'expression 3.13. Où σ , est l'écart type du bruit $\eta(t)$, et on fixe $A^A = A^B = 1$.

3.5.2 Evaluations

On souhaite évaluer dans ce paragraphe la poursuite des pics dans les deux dimensions de l'espace. En effet on représente sur la figure 3.17, les corrélations cumulées dans le cas de notre expérimentation dynamique. On peut observer que la position du pic, dans ce cas non bruité, change de délai de code et de Doppler pendant l'expérimentation. On représente ici l'évolution des pics pour les 24 premières secondes de l'expérimentation décrite figure 3.15. En présence de bruit c'est aussi l'amplitude du pic qui changera avec le temps.

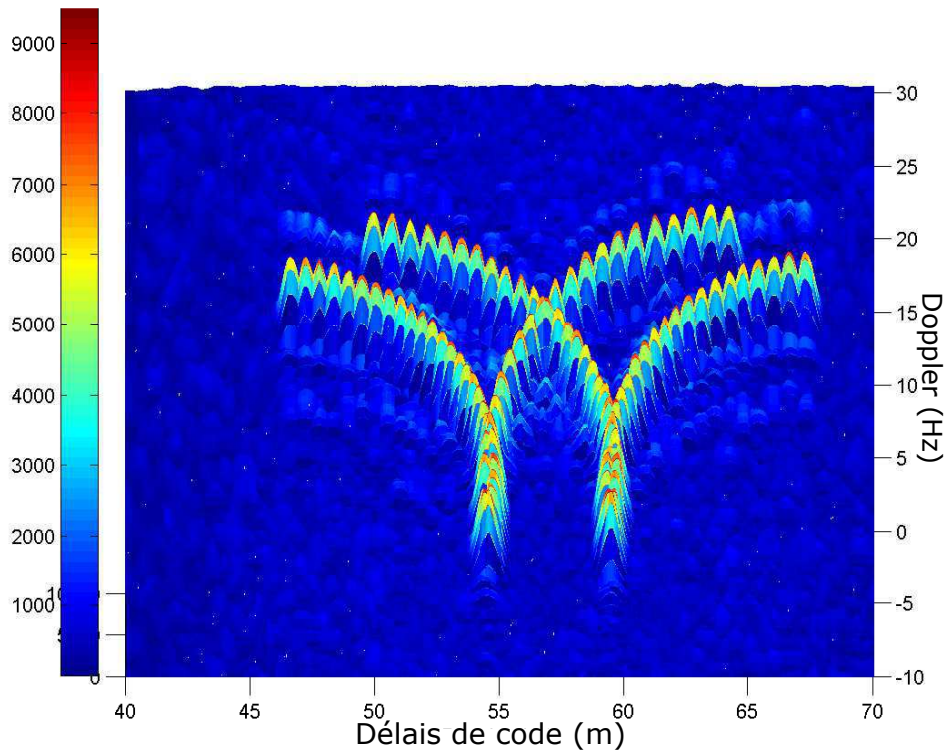


FIGURE 3.17 – Evolution dynamique 3D des pics de corrélation

Dans cette expérimentation trois techniques de poursuite des pics seront évaluées. La première technique, dite "brute", détecte la position du premier pic à l'instant t_0 , puis recherche le pic le plus proche à l'instant suivant $t_0 + 1/T_{CA}$. Dans ce cas, la distance utilisée est la distance euclidienne. La seconde technique concerne l'estimation dynamique en boucle ouverte (notée EDBO) décrite au paragraphe 3.4.1. La position du pic détecté est utilisée comme observation dans le filtre. Enfin la dernière technique testée concerne la poursuite conjointe en délai de code et fréquence en boucle fermée (notée EDBF pour estimation dynamique en boucle fermée) décrite au paragraphe 3.4.2.

Probabilité de détection

Les maximums des pics de corrélation sont détectés au cours de la trajectoire. Les pics détectés ont une position imprécise, ils peuvent être assimilés ou confondus à des pics de bruit, et leur identité peut être inversée. L'inversion d'identité se présente lorsqu'un pic, qui est associé à un hydrophone, est associé aux instants suivants à l'autre hydrophone. La précision du positionnement sera caractérisée au paragraphe suivant, tandis que l'on souhaite caractériser ici la détection des pics.

On définit comme critère la probabilité d'erreur P_e que l'on évalue en fonction du rapport signal à bruit défini par l'expression 3.48. Dans notre cas la probabilité d'erreur est la probabilité d'avoir une inversion de l'identité des pics. On évalue aussi la probabilité de détecter un pic de

bruit P_b comme observation. En effet, si le pic détecté est à une distance supérieure à $5 m$ (soit la distance maximale entre les deux hydrophones qui est de $2 m$ plus le délai de $3 m$), alors on a détecté un pic provoqué par le bruit. On reporte dans le tableau 3.1 la probabilité de détecter

$RSB (dB)$	-18 (dB)	-21 (dB)	-22 (dB)	-23 (dB)
P_b	0	0.061	0.13	0.292

TABLE 3.1 – Probabilité de détecter un pic de bruit en fonction du rapport signal à bruit

un pic de bruit en fonction du rapport signal à bruit. Pour des rapports signal à bruit inférieur à $-23 (dB)$, les trois méthodes évaluées sont défaillantes. Dans ce cas 30 % des observations proviennent du bruit, et les systèmes de poursuite décrochent.

Méthode \ $RSB (dB)$	-18 (dB)	-21 (dB)	-22 (dB)	-23 (dB)
Brute	0	0.001	0.01	0.025
EDBO	0	0	0	0.015
EDBF	0	0	0	0

TABLE 3.2 – Probabilité d’erreur en fonction du rapport signal à bruit pour les méthodes : Brute, EDBO, EDBF

On reporte dans le tableau 3.2 la probabilité d’erreur calculée en fonction du rapport signal à bruit, pour les différentes méthodes évaluées. Cette probabilité nous renseigne sur la fréquence d’inversion de l’identité des pics pour les différentes méthodes.

On notera que dans le cas de la poursuite en boucle fermée (méthode EDBF) cette probabilité est nulle, car la recherche du pic de corrélation de chaque hydrophone est réalisée dans deux fenêtres de travail distinctes. Dans le cas de la poursuite en boucle ouverte, la méthode est défaillante lorsque le rapport signal à bruit est de $-23 (dB)$, et la probabilité d’erreur n’est pas nulle. Pour des puissances de bruit plus faibles, la méthode EDBO est plus robuste que la méthode brute, car elle utilise la prédiction du filtre de Kalman pour sélectionner les mesures. Cependant une augmentation du délai entre les deux pics permettrait de diminuer cette erreur. Il en est de même pour la méthode brute qui détient la plus grande fréquence d’inversion.

Précision de l’estimation

La position du pic détecté varie en présence de bruit. On souhaite dans cette expérimentation évaluer l’erreur d’estimation du délai de code et de la fréquence Doppler. On suppose ici que l’erreur sur le délai et la fréquence est centrée et que l’écart type de cette erreur est un indicateur de la qualité de notre estimation.

On reporte dans le tableau 3.3 la distance moyenne entre la position estimée du pic de corrélation et sa position réelle. On constate que cette erreur croit avec la puissance du bruit et qu’elle est plus faible pour la méthode EDBF. On reporte dans le tableau 3.4, l’écart-type de

Méthode \ RSB (dB)	-18 (dB)	-21 (dB)	-22 (dB)	-23 (dB)
Brute	0.157	0.229	0.332	1.338
EDBO	0.139	0.196	0.207	0.334
EDBF	0.139	0.196	0.2	0.218

TABLE 3.3 – Distance moyenne (Hz, m) entre la position estimée et réelle du pic

Méthode \ RSB (dB)	-18 (dB)	-21 (dB)	-22 (dB)	-23 (dB)
Brute	0.066	0.155	0.204	1.175
EDBO	0.058	0.081	0.078	0.201
EDBF	0.058	0.081	0.081	0.084

TABLE 3.4 – Ecart type de l'erreur, en mètres, sur l'estimation du délai de code τ

l'erreur sur le délai de code estimé en fonction du rapport signal à bruit, pour les différentes méthodes évaluées. On reporte aussi dans le tableau 3.5, l'écart type de l'erreur sur la fréquence Doppler estimée en fonction du rapport signal à bruit, pour les différentes méthodes évaluées. A

Méthode \ RSB (dB)	-18 (dB)	-21 (dB)	-22 (dB)	-23 (dB)
Brute	0.239	0.308	0.498	2.459
EDBO	0.217	0.260	0.283	0.717
EDBF	0.217	0.270	0.271	0.294

TABLE 3.5 – Ecart type de l'erreur d'estimation sur la fréquence Doppler f en (Hz)

partir des résultats reportés dans les deux derniers tableaux, on remarque que pour la méthode brute l'erreur d'estimation sur le délai et la fréquence décroît logiquement avec le rapport signal à bruit. Pour les méthodes de poursuite EDBO et EDBF, l'erreur à -18 (dB) de rapport signal à bruit est faible, car on n'observe pas de pic de bruit $P_b = 0$. Pour des rapports signal à bruit inférieurs, elle est plus forte car c'est la prédiction du filtre qui fournit l'estimation lorsque l'observation est du bruit. On remarquera que cette erreur est proche pour -21 (dB) et -22 (dB) grâce au filtrage de Kalman. Enfin on observe une progression nette de l'erreur à -23 (dB) pour la méthode EDBO liée aux inversions d'identité $P_e \neq 0$.

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une architecture d'un récepteur TDOA et les traitements associés pour des signaux à étalement de spectre. Notre objectif est de réaliser un système d'acquisition simple. Dans ce contexte, les deux signaux sont mélangés pour être ensuite échantillonnés sur une voie et sur 1 bit.

Après avoir présenté la structure du signal, nous proposons que celui-ci soit composé d'un code CDMA (Gold code) modulé par une porteuse. Nous proposons que la porteuse soit portée

à 17 kHz et que le code occupe une bande passante de 4 kHz pour répondre aux contraintes liées à la carte d'acquisition, aux hydrophones, et au transducteur de la balise.

Avec un signal à étalement de spectre, les mesures de temps sont réalisées par corrélation. Dans notre approche les signaux des deux hydrophones sont mélangés. Il y a donc deux pics de corrélation, et la distance TDOA à mesurer est proportionnelle à l'écart de temps qui sépare les deux pics de corrélation. Les traitements réalisés par le récepteur ont pour objectif de détecter ces deux pics et de les poursuivre. Nous proposons d'ajouter un retard avant numérisation sur l'un des deux hydrophones pour pouvoir différencier les deux pics. Nous proposons deux techniques d'estimation dynamique : en boucle ouverte et en boucle fermée pour poursuivre l'évolution de la position des pics avec les mouvements du bateau.

Dans une expérimentation sur signaux synthétiques, on évalue les performances des méthodes proposées en fonction du niveau du bruit. On en conclue que la limite de fonctionnement des approches proposées est au-delà de -23 dB . Pour un bruit de -23 dB , l'écart type sur l'erreur d'estimation du TDOA est de 10 cm pour la poursuite en boucle fermée, et 20 cm pour la poursuite en boucle ouverte. L'erreur d'estimation du Doppler est de 0.3 Hz pour la poursuite en boucle fermée, et 0.7 Hz pour la poursuite en boucle ouverte.

Nous allons montrer dans le chapitre 4, la faisabilité du système proposé sur signaux réels.

Chapitre 4

Evaluation du système sur données réelles

4.1 Introduction

Après avoir détaillé l'intérêt de l'approche proposée sur données synthétiques, l'objectif de ce chapitre est de valider notre approche de positionnement hyperbolique sur des données réelles. Nous nous sommes donc intéressés à la formation du signal, à son émission/réception en milieu aquatique et au calcul de positionnement bateau-balise.

Il est à noter que ces travaux constituent la première réalisation expérimentale des travaux récents développés au LISIC en localisation sous-marine. Dans ce contexte, nous avons choisi de mener notre validation dans un contexte expérimental maîtrisé et pour lequel on puisse garantir une reproductibilité des conditions de validation. Notre système se compose d'une balise émettrice et d'un bateau instrumenté (récepteurs, système de localisation et de navigation) associé à un système d'acquisition synchronisé, afin de recueillir toutes les données nécessaires au positionnement.

Ce chapitre est structuré comme suit : après avoir décrit le système expérimental, nous présentons les signaux observés dans le cas statique et dynamique. On commentera dans cette partie les effets liés à l'échantillonnage et aux multi-trajets. On présente dans la partie suivante plusieurs résultats de positionnement obtenus par la méthode proposée.

4.2 Système de positionnement

4.2.1 Système expérimental

Afin de garantir une bonne reproductibilité des conditions expérimentales et d'assurer une mise en œuvre aisée des expérimentations, nous avons fait le choix de proposer une validation en milieu maîtrisé. Au vu de ces contraintes, nous avons identifié comme site expérimental, une zone du canal de Calais, située entre le Quai de la Gendarmerie et le Quai Andrieux.



En haut : transducteur Emetteur positionné
En bas : Valise émettrice dans l'eau

FIGURE 4.1 – Système d'émission

Emission

La figure 4.1 présente la balise émettrice réalisée pour le LISIC par la société RTSys. On représente aussi le système (valise RTSys) qui pilote le transducteur d'émission et l'ordinateur portable qui permet de le configurer.

Le transducteur d'émission est placé à l'extrémité d'une perche télescopique afin de l'éloigner suffisamment du bord du canal pour minimiser l'effet des trajets réfléchis. En effet, comme nous le verrons plus tard sur les résultats expérimentaux, bien que particulièrement approprié à une expérimentation aisée, le site de mesure retenu présente l'inconvénient de présenter de nombreux multitrajets qui seraient moins présents lors d'une campagne de mesure en environnement marin libre.

Le système d'émission est donc composé d'un PC de contrôle, d'une valise d'émission autonome (Fig. 4.1) et d'un transducteur. Par la suite, on parlera de « balise » pour le système autonome composé de la valise d'émission et d'un hydrophone.

La valise d'émission possède la capacité d'émettre des signaux ayant une bande passante entre 12 KHz et 250 kHz formés hors ligne avec un logiciel de traitement du signal (type Matlab) et que l'on charge simplement en mémoire via un PC de contrôle. Cela laisse une grande latitude sur le choix de la fréquence porteuse de notre signal acoustique (tout-au-moins dans les bandes de fréquences que nous souhaitons exploiter pour ce système portable de localisation sous-marine et selon les types de modulation utilisés).

Par ailleurs, notre valise d'émission a la possibilité d'accueillir deux signaux différents en mémoire interne selon les besoins expérimentaux. Elle peut par ailleurs être facilement opérée sur site en cas de nécessité de reconfiguration directe.

Véhicule instrumenté pour le transport du moteur



(a)

Expérimentation



(b)

Bateau qui localise la balise

- Capteurs INS et GPS
- Système de numérisation des signaux hydrophones et d'enregistrement des mesures capteurs
- Hydrophone



(c)

FIGURE 4.2 – Système de réception

Pour nos expérimentations, nous utilisons le signal modulé décrit dans le chapitre 2, consistant en une porteuse à 17 kHz et un code CDMA (Gold code) de période $T_C = 0.5\text{ s}$.

Deux variantes de ce signal sont utilisées, une de dix secondes (donc 20 périodes de code) et une de trois minutes (360 périodes de code). Celles ci seront émises dans l'eau pour être reçues et enregistrées par le système à bord du bateau.

Réception

La figure 4.2 présente le système de réception réalisé par le LISIC. Il est fixé sur une annexe (petit bateau) motorisée. On représente sur la figure 4.2.(a) le moteur sur son support avec la voiture qui permet de le transporter. Le bateau est dégonflé et plié pour être transporté par la voiture. C'est un système transportable et facile à mettre en œuvre (15 minutes de montage et

démontage).

Le système de réception situé à bord du bateau, réceptionne le signal émis par la balise. Il est composé de deux hydrophones situés respectivement à bâbord et à tribord du bateau et d'un système d'acquisition numérique contrôlé par un PC de mesure qui stocke les mesures fournies par les hydrophones, la station INS et le GPS (Fig. 4.2.(c)).

L'axe des deux hydrophones est orthogonal à l'axe du bateau, de sorte que le retard des signaux reçus, mesuré entre les deux hydrophones, est nul lorsque le bateau navigue dans la direction de la balise et il est maximal lorsque le bateau navigue perpendiculairement à l'axe bateau-balise. Afin d'éviter une variation aléatoire de la distance entre les deux récepteurs, les hydrophones sont fixés sur une structure rigide arrimée au bateau, garantissant ainsi un écartement fixe de 1,7 mètre (Cf Fig. 4.2.(c)). Les hydrophones utilisés dans cette expérimentation sont des hydrophones SQ26 construit par la société Sensor Technology dont les caractéristiques techniques (bande passante, diagramme de réception, etc) ont été détaillées dans le chapitre 1.

4.2.2 Récepteur multi-capteurs

D'un point de vue conceptuel, le système de réception du bateau doit enregistrer les signaux reçus sur chaque récepteur, calculer la différence de distances entre les différents trajets parcourus et exploiter ce résultat pour déterminer la densité de probabilité liée à la localisation de la balise émettrice.

- La figure 4.3 présente l'architecture générale du système d'acquisition. Il est constitué de :
- deux hydrophones identiques en entrée, amarrés à une structure rigide garantissant un entre-axe fixe ;
 - un PC permettant de numériser les signaux acoustiques via son entrée microphone et les données de position, d'attitude et de cap ;
 - un GPS dont on enregistre les trames NMEA afin de reconstruire la trajectoire du bateau et de garantir une datation temporelle précise des données ;
 - une centrale inertielle crossbow qui permet d'enregistrer les accélérations et cap du bateau.

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 3, notre approche de positionnement repose sur un calcul de différence de chemins (entre les deux récepteurs) et donc sur une mesure de différence de temps de réception. Cette mesure repose sur un calcul de corrélation sur les signaux reçus. Pour éviter les problèmes difficiles de synchronisation d'horloge entre les enregistrements des deux voies, nous avons décidé de travailler sur la somme des deux signaux mesurés (Cf Fig. 4.3). Cette approche a pour avantage d'éviter cette synchronisation en numérisant les signaux dans le même référentiel temporel.

Cette astuce de numérisation a toutefois pour inconvénient de mélanger les pics de corrélation liés à chaque trajet, lors de leur analyse. Selon les configurations géométriques bateau-balise, les deux pics de corrélation voient leur espacement temporel varier jusqu'à se confondre totalement lorsque le bateau navigue en trajet direct vers la balise (l'écart temporel entre les signaux reçus est alors nul). Il n'est alors plus possible de décider entre une non-détection d'un des signaux ou une superposition des signaux. Pour éviter ce problème, nous avons fait le choix d'ajouter à un des deux signaux reçus, un retard temporel fixe connu (Cf Fig. 4.3).

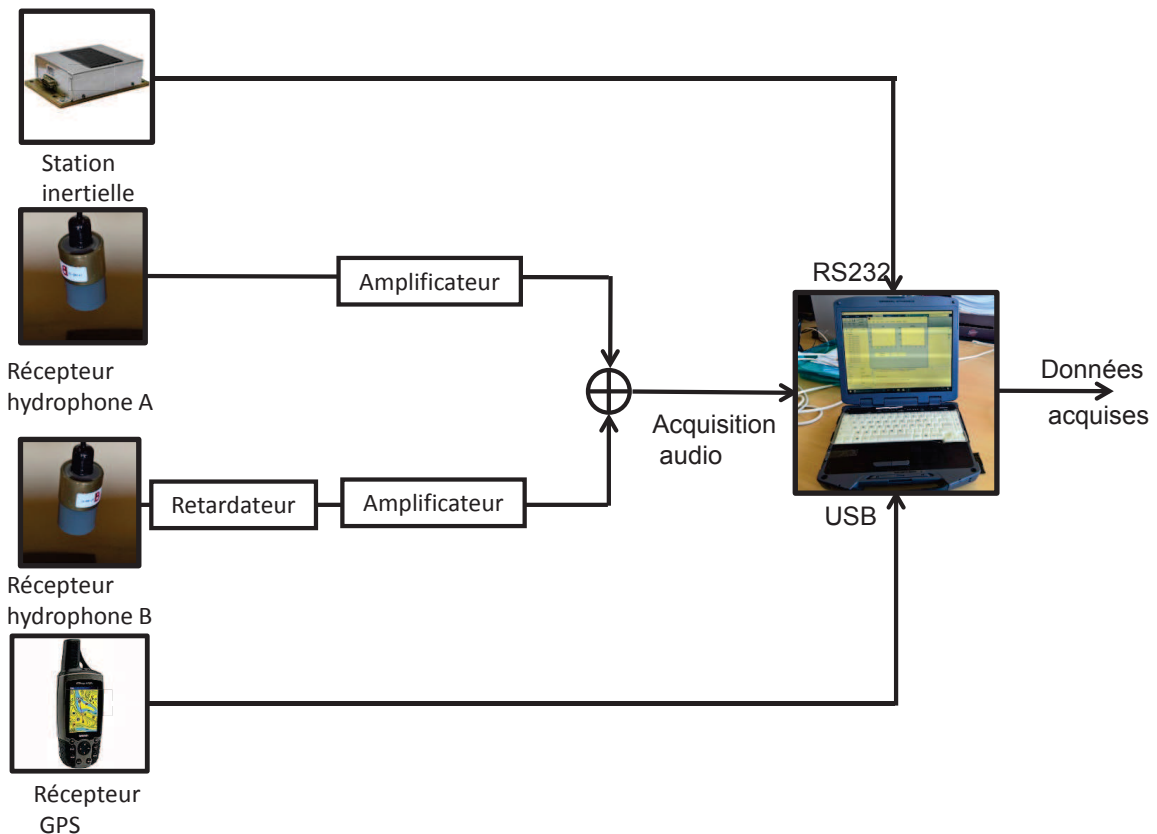


FIGURE 4.3 – Architecture du système de réception

Par ailleurs, outre un niveau assez élevé de bruit ambiant, la puissance des signaux en sortie des hydrophones est rapidement atténuée avec la distance parcourue, ce qui oblige à procéder à une pré-amplification (Cf Fig. 4.3).

Le retardateur est réalisé à l'aide d'un processeur audio IC PT2399. Ce circuit utilise un registre à décalage qui réalise le retard.

Même si la nature des modulations des signaux émis permet de limiter l'impact du bruit ambiant (modulation à étalement de spectre), on se trouve rapidement dans l'obligation de traiter des signaux à faibles rapport signal/bruit. Nous avons toutefois cherché à maximiser ce rapport, notamment en jouant sur la bande passante du signal étalé et sur sa fréquence porteuse, bien qu'en étant limité par les caractéristiques de propagation du milieu aquatique et les limitations du système d'émission et de numérisation.

4.2.3 Synchronisation temporelle

L'objectif de ces travaux de thèse est de proposer une méthode de localisation de balises à faible distance (une centaine de mètres) et par faibles fonds (moins de 50 mètres). Cette problématique particulière, liée aux caractéristiques de la zone littorale Manche/Mer du Nord, soulève un certain nombre de problématiques liées aux caractéristiques du signal émis, à l'existence de forts bruits environnementaux et à la présence importante de multi-trajets.

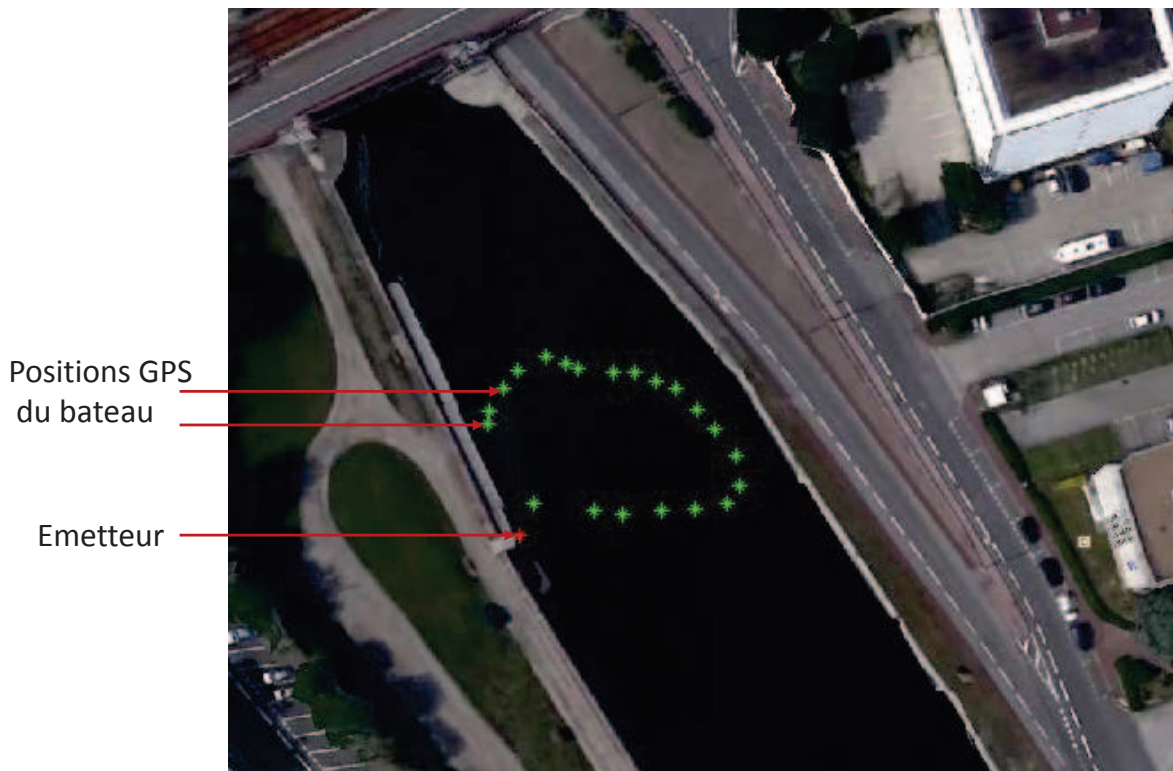


FIGURE 4.4 – Projection des points GPS sur une image Google map

Afin de garantir une estimation efficace du positionnement de la balise, un aspect important doit être pris en compte : la définition d'un référentiel spatio-temporel unique. On retrouve donc ici les problématiques bien connues dans les systèmes de navigation :

- Définir un référentiel spatial unique géo-référencé, notamment à partir des mesures GPS.
- Définir un référentiel temporel unique qui permet de recalcr les mesures réalisées sur chaque capteur.

Définition du référentiel spatial

La corrélation, effectuée sur chaque période de longueur $T_c = 0.5s$, fournit les différences de distances. Afin de pouvoir estimer la position de l'émetteur, il est nécessaire de connaître la position des hydrophones à chaque période de code. Cependant, chaque capteur du système de réception fonctionnant de façon indépendante, les données acquises en provenance des différentes sources doivent être synchronisées sur la même base de temps et le même référentiel spatial afin de pouvoir être exploitées.

L'approche hyperbolique développée pour la localisation de la balise s'appuie sur une connaissance précise de la position des hydrophones et de la géométrie du système de mesure relativement à l'axe principal du bateau, à chaque période de code. Afin de connaître avec précision leurs positions, on utilise les positions GPS du centre du bateau par lequel passe l'axe formé par les deux hydrophones. Ces positions sont couplées à celles délivrées par la centrale inertielle (accéléromètres / magnétomètre) qui va permettre d'estimer le cap par rapport au nord et à l'orientation du bateau.

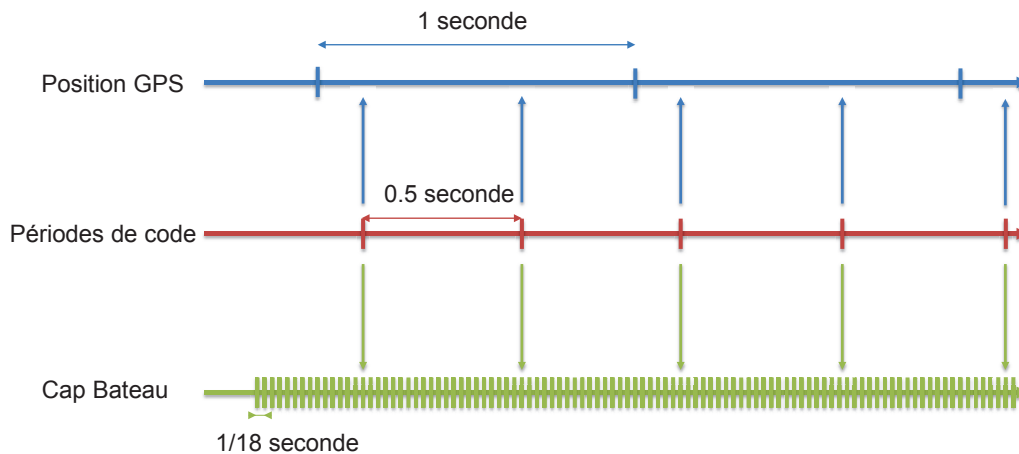


FIGURE 4.5 – Référentiels temporels

Les positions GPS sont exprimées dans le système WGS84 (latitude/longitude). Afin de les exploiter pour notre système multicateurs, on utilise une projection cartographique de type projection conique de Lambert, qui est la plus adaptée pour représenter la zone France métropolitaine sur un plan. On représente figure 4.4 les points GPS projetés et affichés sur une image google map.

Pour le cap obtenu avec la centrale inertielle, il est exprimé par rapport au Nord magnétique. Il est donc nécessaire de recalculer les données par rapport au Nord Géographique pour pouvoir les exprimer dans un repère géographique Est-Nord-Élévation (ENU East-North-Up projeté en Lambert 1 Nord).

Définition du référentiel temporel

La première contrainte bien connue dès que l'on s'intéresse aux systèmes temps réels, consiste à s'assurer d'une datation précise et unique des mesures délivrées par chaque capteur. La principale difficulté provient de notre système d'acquisition. Nous avons fait le choix, au vu des contraintes expérimentales liées à l'application (système bas coût, grand public, facilement opérable), de travailler avec un système unique d'acquisition de type PC. Nous avons donc pris le parti dans un premier temps de ne pas travailler sur des systèmes autonomes d'acquisition multivoies dont le coût peut rapidement augmenter si l'on souhaite disposer d'une datation précise. Il est cependant à noter que l'approche de positionnement développée dans cette thèse s'applique également au cas de signaux acquis séparément.

Le temps de référence du système d'acquisition est initialisé par le temps GPS que l'on décode dans les trames NMEA de notre GPS Garmin. En effet, le GPS présente l'avantage d'avoir une grande précision sur le temps permettant d'exprimer les signaux du système multicateurs dans un même référentiel temporel, car la station inertielle crossbow et les hydrophones exploités n'ont pas d'horloge interne.

Pour chaque expérimentation réalisée, l'horloge du PC sera synchronisée initialement avec le temps GPS. Le temps PC servira alors de base pour la datation des enregistrements des signaux GPS, de la station inertielle et des hydrophones. Notre datation sera donc liée à la dérive

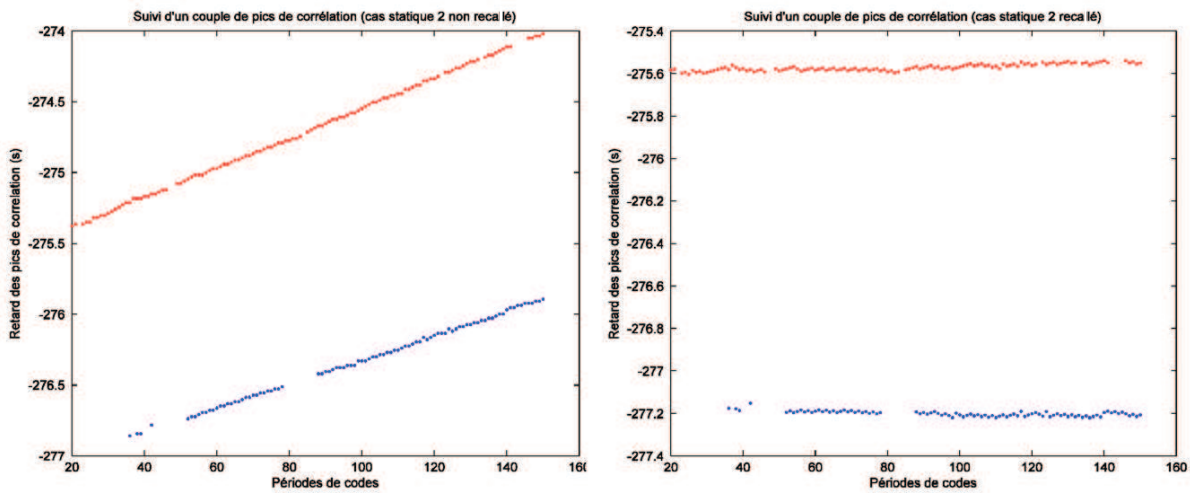


FIGURE 4.6 – Recalage de la fréquence

du temps PC qui constituera une des sources d’erreur de notre système de localisation.

Par ailleurs, chaque appareil de notre système multicateurs possède sa propre fréquence de mesure, à savoir 18Hz pour la centrale inertielle et 1Hz pour le récepteur GPS. La cadence de mesure des signaux des hydrophones est fixée par la carte son du PC, soit 44.1kHz. Le signal modulé de localisation présente une période de répétition des impulsions de 0.5 s. La figure 4.5 présente les différentes bases temporelles qui doivent être recalées afin de garantir une datation dans le même référentiel.

4.3 Signaux observés

4.3.1 Expérimentation statique

Erreur d’échantillonnage

Lors de l’acquisition avec la carte son du PC, le matériel utilisé étant un PC grand public, une variation existe entre la fréquence d’échantillonnage paramétrée f_e et la fréquence d’échantillonnage réelle f_e' .

On a donc :

$$\frac{f'}{f} = \frac{f+h}{f} = \frac{f_c'}{f_c} = \frac{f_e}{f_e'}$$

avec $f' = f + h$, la fréquence de la porteuse sur le signal enregistré, et f_c' la fréquence du code sur le signal enregistré. La variation de fréquence h étant fixe et dépendante de la carte son de la machine, on effectue des essais d’acquisition sur l’appareil avec un signal synthétique connu, afin d’estimer l’erreur h sur la valeur de la fréquence.

On représente sur la figure 4.6, l’évolution du décalage des codes en fonction du temps dans le cas statique. Sur la figure de gauche, on observe une dérive de ce décalage temporel qui

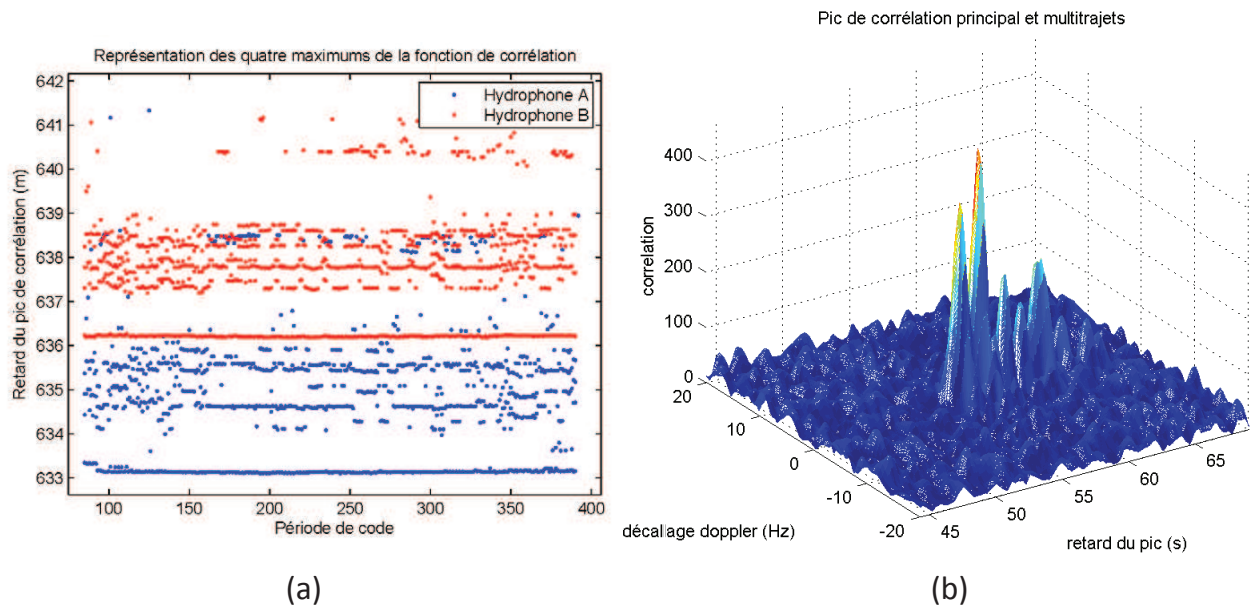


FIGURE 4.7 – Présence de multi-trajets

est provoquée par l'erreur sur la fréquence d'échantillonnage et sur la fréquence de la porteuse émise. Après recalage de la fréquence d'échantillonnage, on peut observer sur la figure de droite que le décalage du code est alors constant.

Multi-trajets

On représente sur la figure 4.7.(b), la fonction d'autocorrélation pour une période de code. On peut remarquer la présence de nombreux multi-trajets pour cette expérimentation, représentés par plusieurs pics de corrélation. On est ici dans un cas statique avec des récepteurs hydrophones proches du bord du canal.

On représente sur la figure 4.7.(a), l'évolution du délai de code des quatre pics de corrélation les plus importants en fonction du temps. On remarque sur cette figure, les pics des deux trajets directs qui forment un trait horizontal continu. Les pics des multi-trajets ont un comportement aléatoire qui les font apparaître puis disparaître. On remarque aussi, que l'on retrouve des multi-trajets ayant des retards constants, donc des différences de chemins constantes, ce qui est logique dans le cas statique étudié.

4.3.2 Dispositif expérimental

On représente sur la figure 4.8.(a), le dispositif expérimental que nous avons construit pour visualiser dans le cas dynamique la trajectoire des pics de corrélation. Ce dispositif tourne autour de l'axe vertical, et est actionné par les cordes fixées de part et d'autre de l'axe horizontal supérieur. Ce dispositif nous permet d'étudier le comportement de notre approche dans un environnement dynamique totalement maîtrisé, avant d'étudier le cas dynamique libre du bateau.

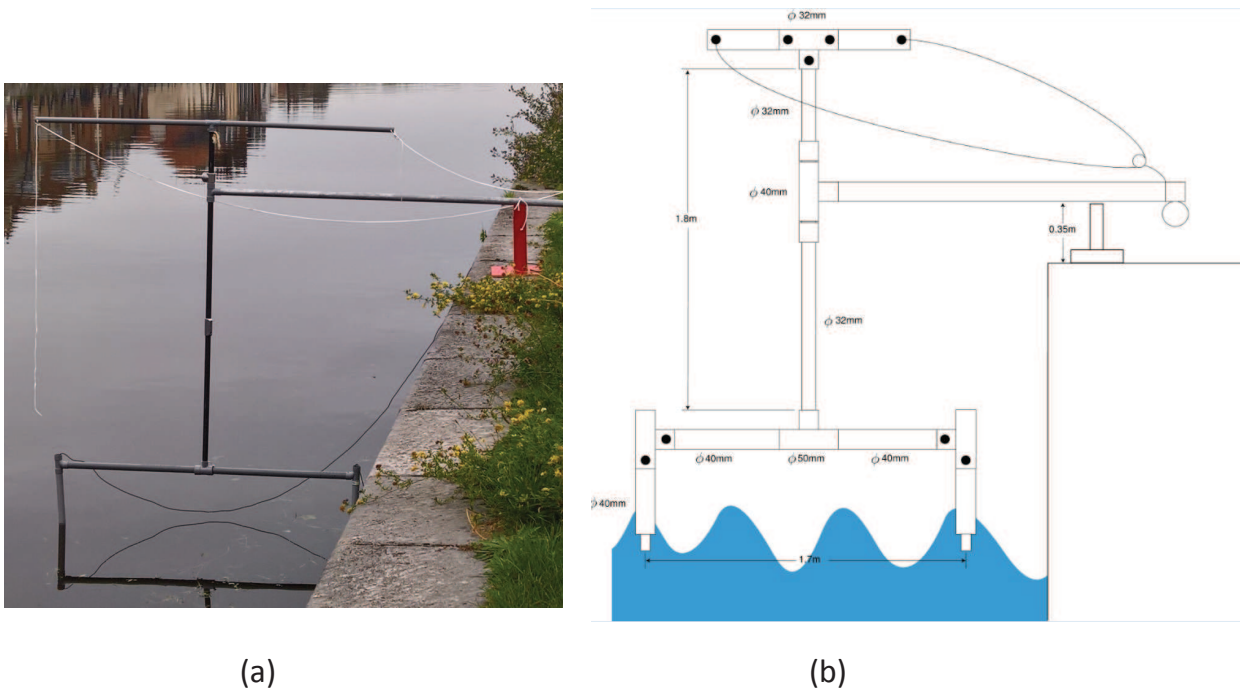


FIGURE 4.8 – Dispositif expérimental

On décrit sur la figure 4.8.(b), les dimensions du système que l'on retrouvera dans nos mesures, notamment la distance d de 1.7 m, qui sépare les deux hydrophones.

4.3.3 Expérimentation dynamique

On représente sur la figure 4.9.(c), le mouvement du dispositif expérimental dans le cas de l'expérimentation dynamique. Les hydrophones effectuent une rotation de 180 degrés. La balise émettrice est positionnée sur le quai opposé dans l'axe vertical du système expérimental à sa position initiale.

On représente sur les figures 4.9.(a) et 4.9.(b), l'évolution de la corrélation bidimensionnelle (Delay Doppler Map) normalisée à 1 des hydrophones A et B . Pour plus de lisibilité, nous avons isolé les zones correspondant aux pics de corrélation relatifs à chaque hydrophone. Dans cette expérimentation, le délai du code de l'hydrophone B diminue car il se rapproche de la balise. A l'inverse le délai de code de l'hydrophone A augmente. Il en est de même pour la valeur absolue de la fréquence Doppler des deux hydrophones qui augmente puis diminue. La vitesse relative balise-hydrophone augmente pour être maximale lorsque l'angle du déplacement a atteint 90 degrés, puis elle décroît. Le Doppler de l'hydrophone A est négatif (la fréquence baisse), car l'hydrophone s'éloigne de la balise.

On peut remarquer sur la figure 4.9.(d), que les pics de corrélation des multi-trajets sont

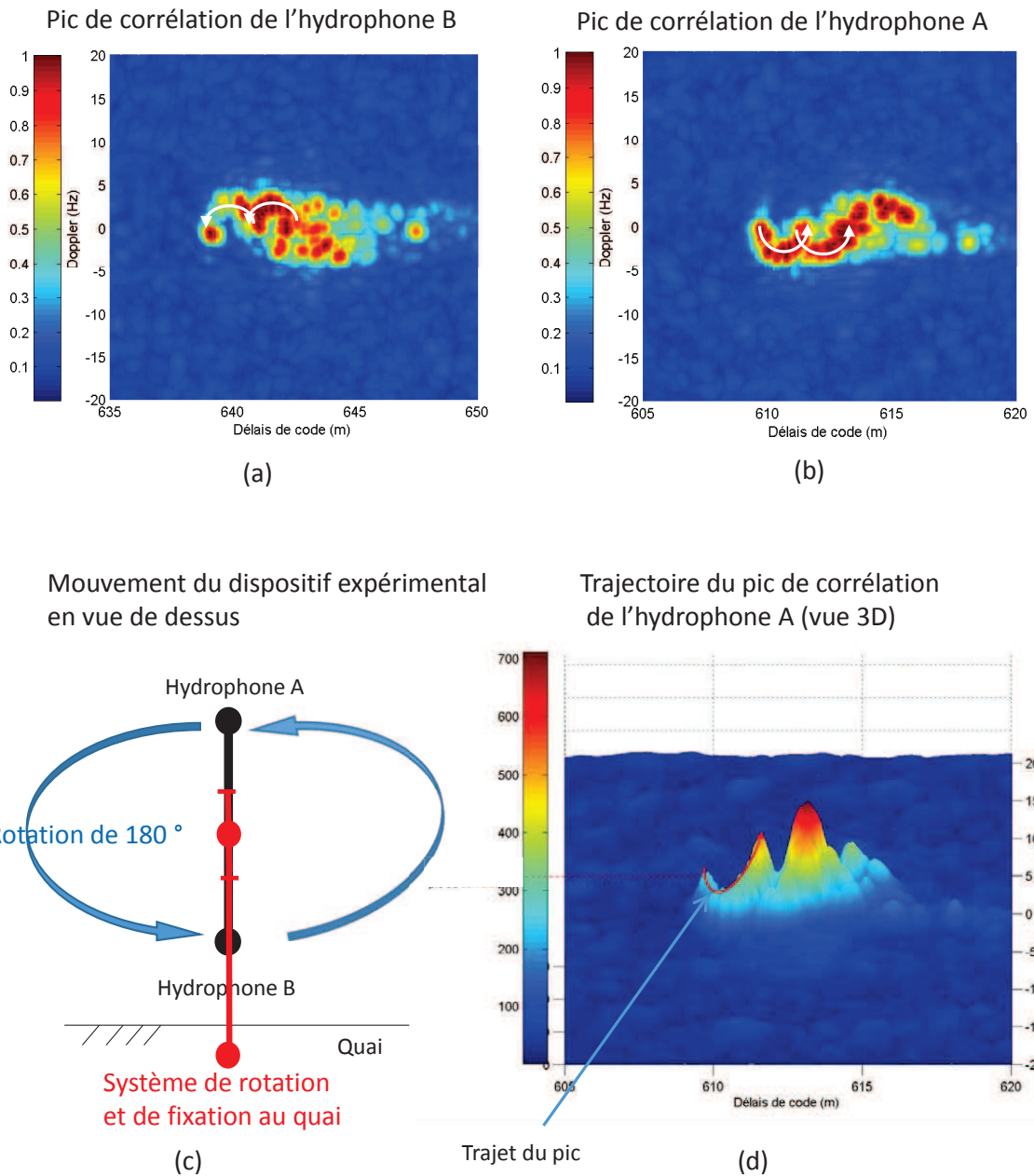


FIGURE 4.9 – Influence des multi-trajets dans le cas dynamique

supérieurs aux pics du signal direct. Ces résultats montrent que dans un environnement peu profond et confiné, les limites de l'approche proposée seront données par la capacité du récepteur à traiter les multi-trajets. On est ici dans un cas particulièrement défavorable, car on est proche du bord et on peut observer sur les figures 4.9.(a) et 4.9.(b), plusieurs trajectoires de pics (deux flèches blanches sur les figures) liées à un multi-trajet à l'émission.

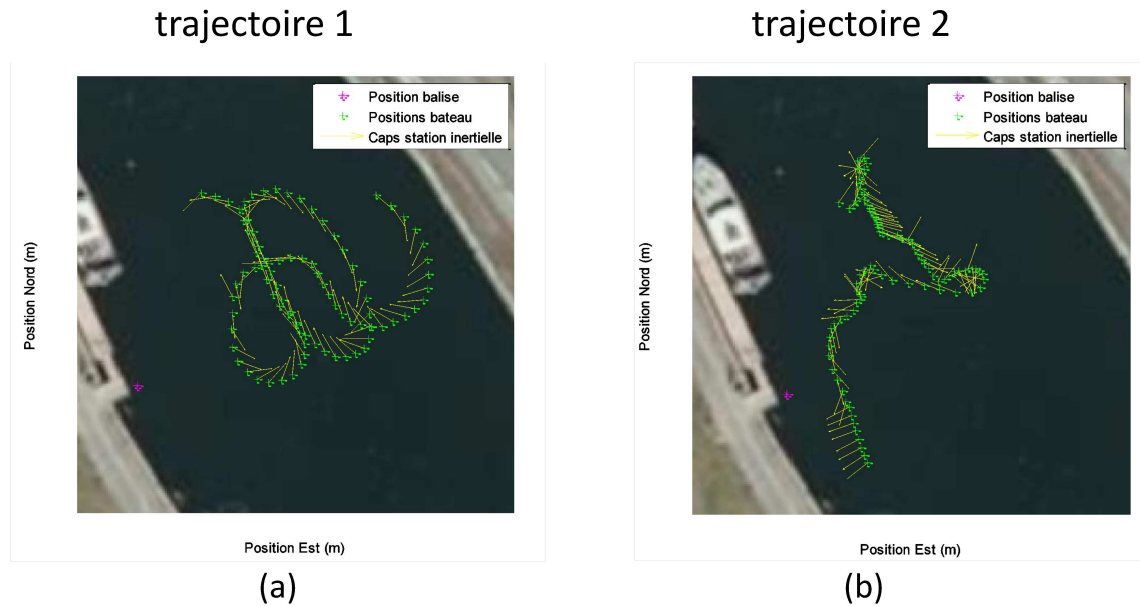


FIGURE 4.10 – Trajectoires utilisées pour le positionnement

4.4 Résultats des positionnements

4.4.1 Trajectoires

La figure 4.10 présente sur le site expérimental (image Google map), les trajectoires décrites par le bateau ainsi que la localisation de la balise émettrice. Sur ces figures, on reporte en jaune les points GPS projetés et à l'aide d'une flèche jaune la direction du bateau donnée par le capteur de direction Crossbow. On représente en violet la position de la balise.

4.4.2 Données observées

La figure 4.11, présente les observations utilisées pour le calcul de la différence de temps d'arrivée, soit la valeur du TDOA en fonction du temps.

Sur les figures 4.11.(a) et 4.11.(b), on représente le décalage des codes des signaux reçus par les deux hydrophones. On reporte sur ces figures l'évolution des quatre pics de corrélation les plus importants. On remarque qu'il y a des multi-trajets et que leur évolution est la même que celle du trajet direct (pic le plus proche).

Sur les figures 4.11.(c) et 4.11.(d), on représente le décalage des codes des signaux reçus par les deux hydrophones. On reporte sur ces figures, l'évolution d'un des trajets pour chaque hydrophone. Pour poursuivre l'évolution du pic de corrélation, on sélectionne un des maximums que l'on poursuit sur la durée de l'expérimentation.

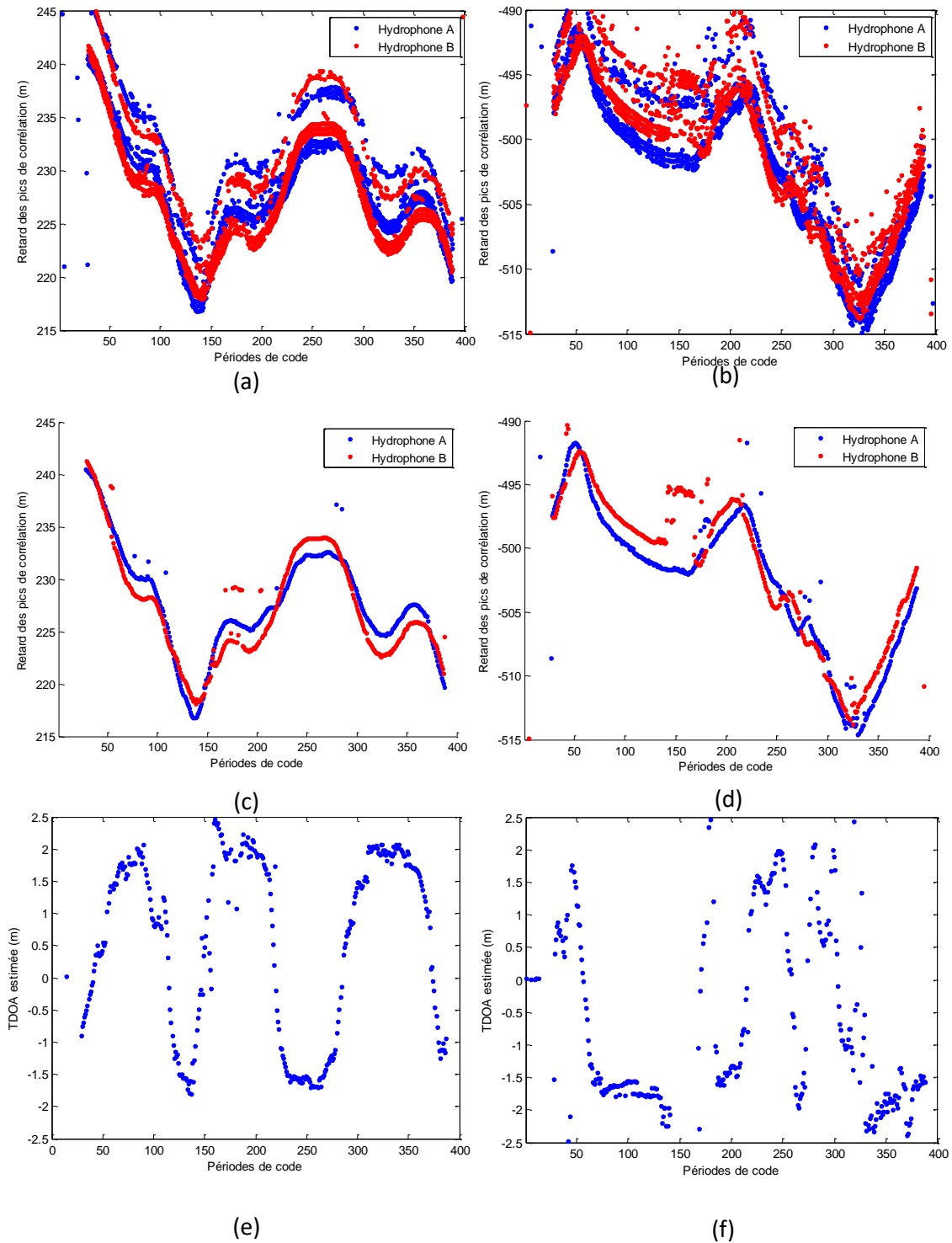
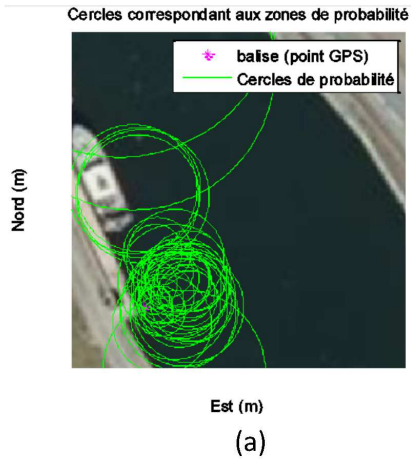


FIGURE 4.11 – Observations des mesures utilisées pour le calcul du TDOA

Position estimée avec
la trajectoire 1



Position estimée avec
la trajectoire 2

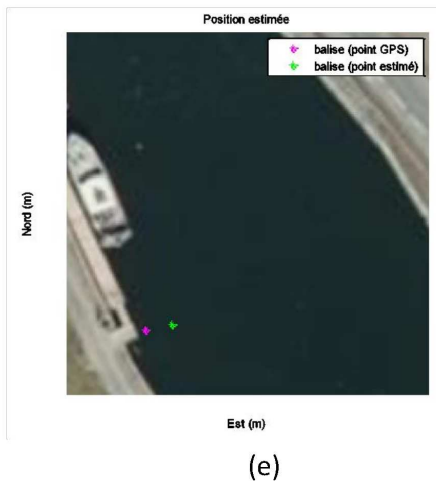
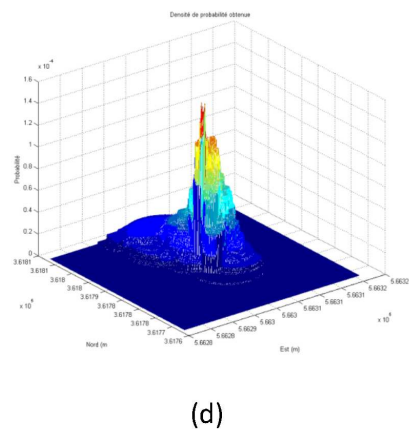
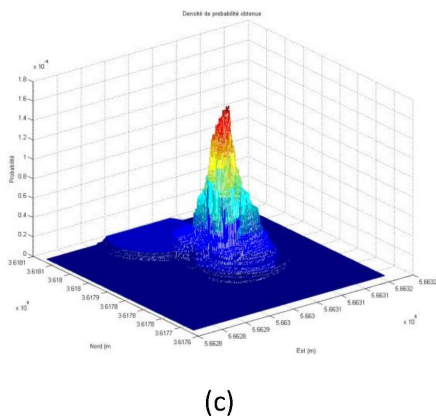
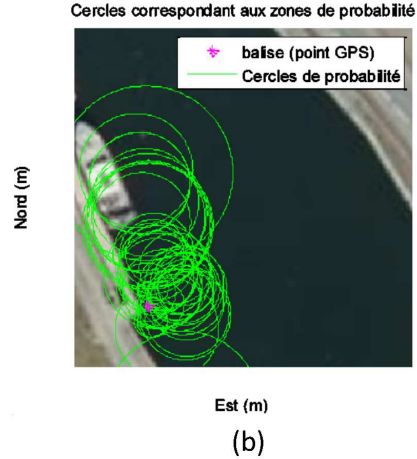


FIGURE 4.12 – Positions obtenues avec les trajectoires utilisées

Sur les figures 4.11.(e) et 4.11.(f) on représente la valeur de la différence de temps d'arrivée estimée. On remarque d'une part que les valeurs estimées par TDOA sont comprises entre

± 2 m. D'autre part, ces valeurs maximales sont atteintes lorsque les hydrophones et la balise sont alignés, soit aux instants des virages des trajectoires des figures 4.11.(a) et 4.11.(b).

4.4.3 Calcul de la position

La figure 4.12 présente le processus d'estimation de la position de la balise, pour deux expérimentations différentes (colonne droite et gauche). Les figures 4.12.(a) et 4.12.(b), représentent les zones de localisation probables de la balise (cercles) pour chaque position du bateau. Ces zones permettent de calculer la densité de probabilité à la position recherchée, selon la méthode détaillée dans le chapitre 2 (Fig. 4.12.(c) et 4.12.(d)). Les figures 4.12.(e) et 4.12.(f) représentent une comparaison entre la position de la balise mesurée par GPS (étoile violette) et celle estimée par le système (étoile verte).

Elles font apparaître une erreur de localisation de 1 à 3 mètres selon les cas.

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la mise en œuvre du système de positionnement que nous proposons. Nous avons présenté le système d'émission qui définit la balise à localiser. Le système de réception qui est composé de l'ensemble des capteurs et d'un bateau de petite taille sur lequel ils sont positionnés. Nous avons présenté l'architecture du récepteur multi-capteurs que nous avons mis en œuvre.

Dans ce chapitre, nous avons décrit un ensemble d'expérimentations qui ont montré que le système de positionnement proposé est fonctionnel, malgré la présence de nombreux multi-trajets et les imprécisions sur les mesures capteurs.

Un des enjeux de la localisation sous-marine dans les canaux concerne le traitement des multi-trajets. En effet, la proximité des quais, de l'émetteur et des récepteurs, crée de nombreux chemins différents pour le signal, qu'il est difficile de séparer. Cet environnement est le plus défavorable pour notre approche, et des interventions de l'utilisateur sont nécessaires pour faire fonctionner les techniques de poursuite proposées. On peut espérer obtenir un signal bien moins perturbé en environnement marin et utiliser les méthodes de poursuite proposées en automatique.

Conclusion générale

Ce travail de thèse a été réalisé dans le but de concevoir une balise de localisation sous-marine compacte et simple à mettre en place pour une utilisation principalement en zone portuaires, côtières et autres environnements peu profonds. Dans ce contexte, notre balise pourra à terme être utilisée pour diverses applications : le suivi des plongeurs, l'observation des mouvements de couches de sable dans les ports ou encore la localisation de casiers de pêches depuis la surface. Le système final réalisé est un système SBL (Small Distance Baseline), avec un nombre réduit de transducteurs (uniquement une balise d'émission et deux hydrophones). Ceux-ci étant positionnés dans une configuration géométrique contraignante (l'espace disponible sur notre bateau de mesure est faible) la précision du positionnement obtenue par les méthodes classique est faible et nous avons développé une méthode de localisation hyperbolique qui permet d'obtenir une meilleure précision.

La balise d'émission dont on recherche la position émet un signal à étalement de spectre (une porteuse à 17 kHz modulée par un code avec une bande passante de 4 kHz, soit un signal ayant la même structure qu'un signal GPS). Étaler le spectre permet de réduire l'influence du bruit sur notre signal et rendre notre système plus robuste. Le système de réception à bord du bateau de mesure est composé de deux hydrophones situés de part et d'autre du bateau, d'un récepteur GPS, d'une station inertielle et d'un PC qui synchronise et stocke les données. Les deux hydrophones reçoivent le signal émis par la balise d'émission. La somme des deux signaux enregistrés est alors acquise par le PC de mesure qui réalise le traitement du signal. Un retard est ajouté avant numérisation sur l'un des deux hydrophones pour pouvoir différencier les deux pics de corrélation lors de du traitement signal étalé. Une boucle de poursuite permet de suivre au cours du temps la différence de temps d'arrivée entre les deux récepteurs et donc la différence de distances. A partir de celle-ci, il est possible de définir une hyperbole sur laquelle se situe la balise d'émission. En utilisant plusieurs positions successives du bateau, on obtient la position de la balise à l'intersection des hyperboles. Afin de prendre en compte l'influence du bruit, nous proposons une approche statistique qui exploite la géométrie locale de notre système de mesure pour créer une zone de localisation probable autour de chaque hyperbole. En utilisant des positions de bateau successives, on parvient à créer une densité de probabilité maximale sur la position de la balise d'émission. Nous avons tout d'abord validé les deux parties du système avec des simulations matlab, puis nous avons effectué une validation expérimentale.

Les performances de notre système de poursuite ont été évaluées sur des signaux synthétiques en fonction du niveau de bruit. Nous avons montré que le système est fonctionnel pour un niveau de bruit allant jusqu'à -23 dB. Jusqu'à ce seuil, il est possible d'avoir une précision de la

dizaine de centimètres par les méthodes de poursuite en boucle ouverte et en boucle fermée que nous proposons. Nous avons également montré la fiabilité de la méthode de localisation hyperbolique couplée au modèle probabiliste. A partir d'un bruit en entrée, inférieur à la vingtaine de centimètres, il est possible avec uniquement deux hydrophones et plusieurs positions de bateau successives de déterminer la position de l'émetteur avec une précision sub-métrique.

Des expérimentations réelles ont été ensuite réalisées afin de confirmer la faisabilité du système. Les expérimentations en statique ont permis de confirmer la possibilité d'obtenir une précision à la dizaine de centimètres pour l'estimation de la différence de distances entre les hydrophones. En dynamique, nous avons atteint une précision de la dizaine de centimètre et mis en évidence la difficulté nouvelle de poursuivre les pics de corrélation correctement avec l'apparition de multi-trajets sur la fonction de corrélation. Les essais finaux à bord du bateau de mesure ont permis dans un premier temps de valider le système complet de synchronisation des capteurs et la reconstruction de la trajectoire du bateau dans un repère géométrique global. Enfin, toutes ces données ont été utilisées afin d'estimer la position de la balise d'émission par notre modèle probabiliste. Nous obtenons au final une précision de positionnement de la balise de l'ordre du mètre.

Toutes nos expérimentations pratiques ont été faites avec peu ou pas de houle sur l'eau. À l'avenir, pour des essais du système en mer, il faudra adapter notre méthode de positionnement pour gérer les vagues. En effet, les mouvements du bateau seront plus importants et les données des trois axes de la station inertielle devront être utilisées pour recalibrer la position du bateau et des capteurs dans un repère tridimensionnel.

Avec la houle, il est également probable que des pertes du signal se produisent régulièrement sur l'un ou l'autre des hydrophones. Il faudra donc que le système de poursuite des pics soit capable de gérer ce cas de figure. Un autre point important à améliorer dans le système de poursuite des pics concerne la gestion des multi-trajets, qui peuvent être un problème dans le cas où ceux-ci ont une amplitude supérieure à celle du trajet direct. Des méthodes de poursuite robuste doivent être proposées dans ce cas.

Par la suite, on pourra imaginer le cas où la balise qu'on recherche ne sera plus fixe mais fixée à un drone sous-marin qui se déplace sous l'eau. On pourra tenter de suivre le déplacement de ce drone au cours du temps avec des méthodes similaires à celles utilisées par les récepteurs GPS (suivi de la variation des différences de distances au cours du temps).

Liste des tableaux

1.1	Avantages et inconvénients d'un système long baseline	12
1.2	Avantages et inconvénients d'un système short baseline	13
1.3	Avantages et inconvénients d'un système ultra short baseline	13
1.4	Les méthodes "range-based"	29
2.1	Ecarts-types de l'erreur pour différents niveaux de bruit dans le cas où le bateau se déplace à environ 20 m de l'émetteur	42
2.2	Précision de l'estimation pour différentes modélisations de zones	51
2.3	Précision de l'estimation (σ_x, σ_y) pour l'approche classique	52
2.4	Précision de l'estimation (σ_x, σ_y) pour l'approche proposée	53
2.5	Précision de l'estimation (m_x, m_y) pour différents niveaux de bruit	54
3.1	Probabilité de détecter un pic de bruit en fonction du rapport signal à bruit	79
3.2	Probabilité d'erreur en fonction du rapport signal à bruit pour les méthodes : Brute, EDBO, EDBF	79
3.3	Distance moyenne (H_z, m) entre la position estimée et réelle du pic	80
3.4	Ecart type de l'erreur, en mètres, sur l'estimation du délai de code τ	80
3.5	Ecart type de l'erreur d'estimation sur la fréquence Doppler f en (Hz)	80

Table des figures

1.1	Illustration d'un exemple de système de localisation sous-marine [45]	10
1.2	Les trois grandes catégories de systèmes de localisation sous-marine [2]	11
1.3	Vitesse du son en fonction de la profondeur [43]	15
1.4	Représentation des différents types de trajets possibles en environnement sous-marin [43]	16
1.5	Atténuation en fonction de la fréquence [42]	17
1.6	Densité spectrale de puissance de différents bruits ([50])	18
1.7	Tension et Intensité normalisée générée par une cellule piézo-électrique en fonction de la fréquence [52]	20
1.8	Réponse en fréquence de notre hydrophone SQ26-07	21
1.9	Localisation "range-free" reposant sur des aires [34]	23
1.10	Positionnement par triangulation et mesures d'angles	24
1.11	Positionnement par intersection d'hyperboles et de cercles	27
2.1	Triangle composé des deux récepteurs et de l'émetteur	33
2.2	Configuration géométrique dans le cas 2D	34
2.3	Intersection de deux zones de points (cas sans bruit)	36
2.4	Intersection des deux plans	37
2.5	Positions possibles dans le cas 3D	38
2.6	Projection d'un point à la surface	39
2.7	Intersection de deux zones de points à même profondeur	40
2.8	Caractérisation probabiliste de la zone de localisation possible de la balise	41
2.9	Représentation de la zone de localisation possible	43
2.10	Différentes configurations géométriques pour la définition de la zone	44
2.11	Exemple de densité de probabilité obtenue pour l'estimation de la position	45
2.12	Rapport $\frac{\Delta_k}{d}$ en fonction de la position de la balise	46
2.13	Approximation de la zone d'intersection	47
2.14	Polygones obtenus pour une simulation	48
2.15	Cercles obtenus pour une simulation	49
2.16	Ellipses obtenues pour une simulation	50
2.17	Configuration expérimentale de notre simulation	52
2.18	Probabilité pour l'estimation de la balise pour $\psi = 90$ et $\delta = 8$.	53
3.1	Architecture du système de positionnement	56
3.2	Principe de la modulation BPSK	57

Table des figures

3.3	Étalement de spectre	58
3.4	Corrélation entre le signal s^C et une réplique locale	59
3.5	Principe du calcul de la corrélation par FFT	60
3.6	Différence de temps recherchée	61
3.7	Pics de corrélation se superposant	62
3.8	Decalage entre les signaux	63
3.9	Architecture du récepteur	64
3.10	Traitements du récepteur	65
3.11	Pics de corrélation observés	68
3.12	Evolution dynamique 3D des pics de corrélation	69
3.13	Architecture du système de poursuite en boucle ouverte	70
3.14	Architecture du système de poursuite en boucle fermée	74
3.15	Evolution des paramètres de l'expérimentation	76
3.16	Signaux expérimentaux	77
3.17	Evolution dynamique 3D des pics de corrélation	78
4.1	Système d'émission	84
4.2	Système de réception	85
4.3	Architecture du système de réception	87
4.4	Projection des points GPS sur une image Google map	88
4.5	Référentiels temporels	89
4.6	Recalage de la fréquence	90
4.7	Présence de multi-trajets	91
4.8	Dispositif expérimental	92
4.9	Influence des multi-trajets dans le cas dynamique	93
4.10	Trajectoires utilisées pour le positionnement	94
4.11	Observations des mesures utilisées pour le calcul du TDOA	95
4.12	Positions obtenues avec les trajectoires utilisées	96

Bibliographie

- [1] *Marine Simulation and Ship Manoeuvrability*. Taylor and Francis, 1996.
- [2] Kongsberg Maritime AS. Hipap xx2 - acoustic underwater positioning and navigation systems.
- [3] Stephen Bancroft. An algebraic solution of the gps equations. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, (1) :56–59, 1985.
- [4] Chris Barry. Propeller selection for boats and small ships. Technical report.
- [5] F. Beaubois, S. Reboul, I. Selmi, J. B. Choquel, and J. C. Noyer. A probabilistic underwater hyperbolic location system in low depth environment. In *OCEANS 2016 - Shanghai*, pages 1–4, April 2016.
- [6] F. Beaubois, I. Selmi, J. B. Choquel, J. C. Noyer, and S. Reboul. Acoustic echo path delay estimation by means of a boc-bpsk correlation method. In *SENSORS, 2015 IEEE*, pages 1–4, Nov 2015.
- [7] Pratik Biswas and Yinyu Ye. Semidefinite programming for ad hoc wireless sensor network localization. In *Proceedings of the 3rd international symposium on Information processing in sensor networks*, pages 46–54. ACM, 2004.
- [8] Philipp Blum and Lennart Meier. Time synchronization and calibration in wireless sensor networks. *Handbook of sensor networks : Algorithms and architectures*, 49 :199, 2005.
- [9] L.M. Brekhovskikh and I.U.P. Lysanov. *Fundamentals of ocean acoustics*. Number vol. 8 in Springer series in electrophysics. Springer-Verlag, 1982.
- [10] Nirupama Bulusu, John Heidemann, and Deborah Estrin. Gps-less low-cost outdoor localization for very small devices. *Personal Communications, IEEE*, 7(5) :28–34, 2000.
- [11] A. Canclini, E. Antonacci, A. Sarti, and S. Tubaro. Acoustic source localization with distributed asynchronous microphone networks. *Audio, Speech, and Language Processing, IEEE Transactions on*, 21(2) :439–443, Feb 2013.
- [12] G Clifford Carter. Time delay estimation for passive sonar signal processing. *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, 29(3) :463–470, 1981.
- [13] Y.T. Chan and K.C. Ho. A simple and efficient estimator for hyperbolic location. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 42(8) :1905–1915, Aug 1994.
- [14] Vijay Chandrasekhar, Winston KG Seah, Yoo Sang Choo, and How Voon Ee. Localization in underwater sensor networks : survey and challenges. In *Proceedings of the 1st ACM international workshop on Underwater networks*, pages 33–40. ACM, 2006.

- [15] Chen-Tung Chen and Frank J Millero. Speed of sound in seawater at high pressures. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 62(5) :1129–1135, 1977.
- [16] Hsin-Hung Chen and Chau-Chang Wang. Optimal localization of a seafloor transponder in shallow water using acoustic ranging and gps observations. *Ocean Engineering*, 34(17) :2385–2399, 2007.
- [17] Xiuzhen Cheng, Haining Shu, Qilian Liang, and David Hung-Chang Du. Silent positioning in underwater acoustic sensor networks. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 57(3) :1756–1766, 2008.
- [18] Xiuzhen Cheng, A. Thaeler, Guoliang Xue, and Dechang Chen. Tps : a time-based positioning scheme for outdoor wireless sensor networks. In *INFOCOM 2004. Twenty-third Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies*, volume 4, pages 2685–2696 vol.4, March 2004.
- [19] M. Chitre, J. Potter, and Ong Sim Heng. Underwater acoustic channel characterisation for medium-range shallow water communications. In *OCEANS '04. MTS/IEEE TECHNO-OCEAN '04*, volume 1, pages 40–45 Vol.1, Nov 2004.
- [20] Gerald D Spain and Douglas Wartzok. Ocean noise and marine mammals : A tutorial lecture. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 116(4) :2499–2499, 2004.
- [21] Peter H Dahl, James H Miller, Douglas H Cato, and Rex K Andrew. Underwater ambient noise. *Acoustics Today*, 3(1) :23–33, 2007.
- [22] T. Damarla, L.M. Kaplan, and G.T. Whipps. Sniper localization using acoustic asynchronous sensors. 10(9) :1469–1478.
- [23] Binwei Deng, Guangming Huang, Lei Zhang, and Hao Liu. Improved centroid localization algorithm in wsns. In *Intelligent System and Knowledge Engineering, 2008. ISKE 2008. 3rd International Conference on*, volume 1, pages 1260–1264. IEEE, 2008.
- [24] Roe Diamant and Lotan Chorev. Emulation system for underwater acoustic channel.
- [25] A. El-Rabbany. *Introduction to GPS : The Global Positioning System*. Artech House mobile communications series. Artech House, 2006.
- [26] Eiman Elnahrawy, Xiaoyan Li, and Richard P Martin. The limits of localization using signal strength : A comparative study. In *Sensor and Ad Hoc Communications and Networks, 2004. IEEE SECON 2004. 2004 First Annual IEEE Communications Society Conference on*, pages 406–414. IEEE, 2004.
- [27] Katrien Eloot. *Selection, experimental determination and evaluation of a mathematical model for ship manoeuvring in shallow water*. PhD thesis, Ghent University, 2006.
- [28] P.C. Etter. *Underwater Acoustic Modelling and Simulation, Third Edition*. Taylor & Francis, 2003.
- [29] W.H. Foy. Position-location solutions by taylor-series estimation. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, AES-12(2) :187–194, March 1976.
- [30] K.D. Frampton. Acoustic self-localization in a distributed sensor network. 6(1) :166–172.
- [31] J.E. Garcia. Positioning of sensors in underwater acoustic networks. In *OCEANS, 2005. Proceedings of MTS/IEEE*, pages 2088–2092 Vol. 3, 2005.

-
- [32] Lewis Girod and Deborah Estrin. Robust range estimation using acoustic and multimodal sensing. In *Intelligent Robots and Systems, 2001. Proceedings. 2001 IEEE/RSJ International Conference on*, volume 3, pages 1312–1320. IEEE, 2001.
- [33] David K Goldenberg, Pascal Bihler, Ming Cao, Jia Fang, Brian Anderson, A Stephen Morse, and Y Richard Yang. Localization in sparse networks using sweeps. In *Proceedings of the 12th annual international conference on Mobile computing and networking*, pages 110–121. ACM, 2006.
- [34] Tian He, Chengdu Huang, Brian M Blum, John A Stankovic, and Tarek Abdelzaher. Range-free localization schemes for large scale sensor networks. In *Proceedings of the 9th annual international conference on Mobile computing and networking*, pages 81–95. ACM, 2003.
- [35] Jason Hill, Mike Horton, Ralph Kling, and Lakshman Krishnamurthy. The platforms enabling wireless sensor networks. *Communications of the ACM*, 47(6) :41–46, 2004.
- [36] Richard P Hodges. *Underwater acoustics : analysis, design and performance of sonar*. John Wiley & Sons, 2011.
- [37] Z.T. Huang, Y.Y. Zhou, W.L. Jiang, and Q.-Z. Lu. Joint estimation of doppler and time-difference-of-arrival exploiting cyclostationary property. 149(4) :161–165.
- [38] Dario Pompili Ian F. Akyildiz and Tommaso Melodia. Underwater acoustic sensor networks : research challenges. *Ad Hoc Networks*, 3(3) :257–279, 2005.
- [39] Lance M Kaplan, Qiang Le, and Péter Molnár. Maximum likelihood methods for bearings-only target localization. In *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2001. Proceedings.(ICASSP'01). 2001 IEEE International Conference on*, volume 5, pages 3001–3004. IEEE, 2001.
- [40] C. Knapp and G.Clifford Carter. The generalized correlation method for estimation of time delay. 24(4) :320–327.
- [41] Ender Kuntsal. Guidelines for specifying underwater electroacoustic transducers.
- [42] M. Lanzagorta. *Underwater Communications*. Synthesis Lectures on Communications. Morgan & Claypool Publishers, 2012.
- [43] Marco Lanzagorta. Underwater communications. *Synthesis Lectures on Communications*, 5(2) :1–129, 2012.
- [44] Herman Medwin. Speed of sound in water : A simple equation for realistic parameters. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 58(6) :1318–1319, 1975.
- [45] Peter Henry Milne. Underwater acoustic positioning systems. 1983.
- [46] Radhika Nagpal, Howard Shrobe, and Jonathan Bachrach. Organizing a global coordinate system from local information on an ad hoc sensor network. In *Information Processing in Sensor networks*, pages 333–348. Springer, 2003.
- [47] Dragos Niculescu and Badri Nath. Ad hoc positioning system (aps) using aoa. In *INFOCOM 2003. Twenty-Second Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications. IEEE Societies*, volume 3, pages 1734–1743. Ieee.
- [48] R. Zheng K. Lee Q. Wang, W.-P. Chen and L. Sha. Acoustic emitter tracking using tiny wireless sensor devices. pages 642–657. IEEE, 2003.

- [49] C Savarese J Rabaey and Koen Langendoen. Robust positioning algorithms for distributed ad-hoc wireless sensor networks.
- [50] Mehdi Rahmati, Parul Pandey, and Dario Pompili. Separation and classification of underwater acoustic sources. In *Underwater Communications and Networking (UComms), 2014*, pages 1–5. IEEE, 2014.
- [51] Ana-Maria Roxin, Jaafar Gaber, Maxime Wack, and Ahmed Nait Sidi Moh. Survey of wireless geolocation techniques. In *IEEE globecom workshops*, pages 9–Pages, 2007.
- [52] A. Safari and E.K. Akdogan. *Piezoelectric and Acoustic Materials for Transducer Applications*. Springer, 2008.
- [53] R.O. Schmidt. Multiple emitter location and signal parameter estimation. 34(3) :276–280.
- [54] Debabrata Sen. Seakeeping and manoeuvring. volume 1. Department of Ocean Engineering and Naval Architecture, IIT Kharagpur, 2011.
- [55] David Moore John Leonard Daniela Rus Seth Teller. Robust distributed network localization with noisy range measurements. 2004.
- [56] Yi Shang, Wheeler Ruml, Ying Zhang, and Markus P.J. Fromherz. Localization from mere connectivity. In *Proceedings of the 4th ACM international symposium on Mobile ad hoc networking & computing*, pages 201–212. ACM, 2003.
- [57] Yong sheng Yan, Hai yan Wang, Xiao hong Shen, Fu zhou Yang, and Zhao Chen. Efficient convex optimization method for underwater passive source localization based on rss with wsn. In *Signal Processing, Communication and Computing (ICSPCC), 2012 IEEE International Conference on*, pages 171–174, Aug 2012.
- [58] Nisheeth Shrivastava, R Mudumbai U Madhow, and S Suri. Target tracking with binary proximity sensors : fundamental limits, minimal descriptions, and algorithms. In *Proceedings of the 4th international conference on Embedded networked sensor systems*, pages 251–264. ACM, 2006.
- [59] Shweta Singh, Ravi Shakya, and Yaduvir Singh. Localization techniques in wireless sensor networks. *International Journal of Computer Science and Information Technologies*, 6(1) :844–850, 2015.
- [60] H.C. So and P.C. Ching. Performance analysis of ETDGE—an efficient and unbiased TDOA estimator. 145(6) :325–330.
- [61] R. Somaraju and J. Trumpf. Frequency, temperature and salinity variation of the permittivity of seawater. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 54(11) :3441–3448, Nov 2006.
- [62] Jacek Stefanski. Hyperbolic position location estimation in the multipath propagation environment. In Jozef Wozniak, Jerzy Konorski, Ryszard Katulski, and Andrzej R. Pach, editors, *Wireless and Mobile Networking*, volume 308 of *IFIP Advances in Information and Communication Technology*, pages 232–239. Springer Berlin Heidelberg, 2009.
- [63] Milica Stojanovic and James Preisig. Underwater acoustic communication channels : Propagation models and statistical characterization. *Communications Magazine, IEEE*, 47(1) :84–89, 2009.

-
- [64] Hwee-Pink Tan, Roe Diamant, Winston KG Seah, and Marc Waldmeyer. A survey of techniques and challenges in underwater localization. *Ocean Engineering*, 38(14) :1663–1676, 2011.
- [65] Ching-Yaw Tzeng and Ju-Fen Chen. Fundamental properties of linear ship steering dynamic models. *Journal of Marine Science and Technology*, 7(2) :79, 88, 1999.
- [66] S. Venkateswaran and U. Madhow. Localizing multiple events using times of arrival : a parallelized, hierarchical approach to the association problem. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 60(10) :5464–5477, Oct 2012.
- [67] Kamin Whitehouse, Chris Karlof, and David Culler. A practical evaluation of radio signal strength for ranging-based localization. *ACM SIGMOBILE Mobile Computing and Communications Review*, 11(1) :41–52, 2007.
- [68] Jack H Winters. Smart antenna techniques and their application to wireless ad hoc networks. *Wireless Communications, IEEE*, 13(4) :77–83, 2006.
- [69] Johan Hendrik Wulder. *The Implementation of a ship manoeuvring model in an integrated navigation system*. PhD thesis, Faculteit der Werktuigbouwkunde en Maretieme Techniek, 1992.
- [70] Bin Xu, Ran Yu, Guodong Sun, and Zheng Yang. Whistle : Synchronization-free tdoa for localization. In *Distributed Computing Systems (ICDCS), 2011 31st International Conference on*, pages 760–769, June 2011.
- [71] Zheng Yang and Yunhao Liu. Quality of trilateration : Confidence-based iterative localization. *Parallel and Distributed Systems, IEEE Transactions on*, 21(5) :631–640, 2010.
- [72] Yasuo Yoshimura. Mathematical model for manoeuvring ship motion (mmg model). 2005.
- [73] Zou Zaojian. *Ship Manoeuvring and Seakeeping*. 2006.

Résumé

Le but de cette thèse est l'étude et la mise en œuvre d'un système de localisation sous-marine compact et simple à mettre en place pour une utilisation en zones portuaires, côtières et environnements peu profonds. Nous proposons un système SBL (Small Distance Baseline) avec un nombre réduit de transducteurs (une balise d'émission et deux hydrophones). La configuration géométrique du système étant contraignante (hydrophones proches) la précision du positionnement obtenue par les méthodes classiques est faible. Nous proposons une nouvelle méthode de localisation améliorant la précision. La balise à localiser émet un signal à étalement de spectre. La différence de distance entre les trajets des signaux des hydrophones est mesurée par corrélation. Nous proposons deux boucles de poursuite pour l'estimation conjointe de la fréquence Doppler et du délai entre les signaux reçus. Ces techniques de poursuite basées sur un filtre de Kalman sont implémentées en boucle fermée et ouverte. Les observations TDOA (Time Difference Of Arrival) conduisent à utiliser une technique de localisation hyperbolique. Nous proposons une représentation statistique qui exploite la géométrie de notre système de mesure pour déterminer une zone de localisation probable autour de chaque hyperbole. En utilisant des positions de bateau successives, on construit une densité de probabilité dont le maximum définit la position de la balise. On montre sur données synthétiques que pour un bruit de mesure réaliste, il est possible de déterminer la position de la balise avec une précision sub-métrique. Les expérimentations réelles confirment la faisabilité du système et la précision obtenue est dans ce cas métrique.

Mots-clés: positionnement hyperbolique, localisation sous-marine, signal à étalement de spectre, time difference of arrival, traitement du signal, boucle de poursuite

Abstract

The purpose of that thesis work is the research and implementation of a compact and simple underwater localization system that aim to be used in ports, coastal areas and other low-depth environments. Our system is SBL (Small Distance Baseline), with a small number of transceivers (only one emitter and two hydrophones). Due to the system's geometric configuration not being optimal (both hydrophones are close to one another), the precision obtained using classical approaches is poor. We therefore propose a new localization approach that will improve it. The emitter we wish to localize emit a spread spectrum signal. The time difference of arrival (TDOA) between the two hydrophones is then determined using correlations methods. We propose in our work two tracking loops that will estimate both the delay and the doppler frequency between the signals. Using a Kalman filter, those methods are implemented respectively in open and closed loop. From each TDOA measurement, we can calculate a hyperbolic area of possible emitter location. We thus use a statistical model which takes into account the local geometry of our measurement system in order to create a probable localization area around each hyperbole. By using the measurements at several different boat positions, we create a probability density whose maximum will be centered around the emitter's position. We show that, on simulated data, it is possible to localize the beacon with a precision beneath a meter with a realistic noise level. Experimental work and real data collection confirm that the method can in that context achieve the same result with a precision of a few meters.

Keywords: hyperbolic positioning, underwater localization, spread spectrum signal, time difference of arrival, signal processing, tracking