



HAL
open science

Acoustique longue portée pour transmission et localisation de signaux

Benjamin Ollivier

► **To cite this version:**

Benjamin Ollivier. Acoustique longue portée pour transmission et localisation de signaux. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne - ENSTB, 2016. Français. NNT : 2016TELB0413 . tel-01593249

HAL Id: tel-01593249

<https://theses.hal.science/tel-01593249>

Submitted on 26 Sep 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.

UNIVERSITE BRETAGNE LOIRE

THÈSE / Télécom Bretagne

sous le sceau de l'Université Bretagne Loire

pour obtenir le grade de Docteur de Télécom Bretagne

En accréditation conjointe avec l'Ecole Doctorale Sicma

Mention : Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication

présentée par

Benjamin Ollivier

préparée dans le département Image & traitement de l'information
Laboratoire Labsticc

Acoustique longue portée pour transmission et localisation de signaux

Thèse soutenue le 06 décembre 2016

Devant le jury composé de :

Christophe Sintès

Directeur d'études, Télécom Bretagne / président

Jérôme Mars

Professeur, INP-Grenoble / rapporteur

Philippe Courmontagne

Enseignant-Chercheur (HDR), Isen - Toulon / rapporteur

Dominique Fattaccioli

Expert senior en acoustique sous-marine, DGA Techniques navales - Toulon / examinateur

Frédéric Maussang

Maître de Conférences, Télécom Bretagne / examinateur

René Garelo

Professeur, Télécom Bretagne / directeur de thèse

Lionel Uzan

Référent technique informatique et traitement du signal, Alseamar-Alcen - Meyreuil / invité

Sous le sceau de l'Université Bretagne Loire

Télécom Bretagne

En accréditation conjointe avec l'Ecole Doctorale Sicma

ACOUSTIQUE LONGUE PORTÉE POUR TRANSMISSION ET LOCALISATION DE SIGNAUX

Thèse de Doctorat

Mention : Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication

Présentée par **Benjamin Ollivier**

Département : Image et Traitement de l'Information

Laboratoire : UMR CNRS 6285 Lab-STICC

Directeur de thèse : René Garello

Soutenue le 06/12/2016 à Télécom Bretagne

Jury :

- M. Christophe Sintès, Directeur d'Etudes, Télécom Bretagne (Président)
- M. Jérôme Mars, Professeur, INP-Grenoble (Rapporteur)
- M. Philippe Courmontagne, Enseignant-Chercheur, HDR, ISEN Toulon (Rapporteur)
- M. Dominique Fattaccioli, Expert senior en acoustique sous-marine, DGA Techniques navales (Examineur)
- M. René Garello, Professeur, Télécom Bretagne (Directeur de thèse)
- M. Frédéric Maussang, Maître de Conférences, Télécom Bretagne (Encadrant de thèse)
- M. Lionel Uzan, Référent technique informatique et traitement du signal, ALSEAMAR (Invité)

« *Cette thèse est dédiée à mes parents...*
»

Résumé

Le positionnement d'objets sous-marins représente un enjeu stratégique pour des applications militaires, industrielles et scientifiques. Les systèmes de positionnement reposent sur des signaux de type SONAR « Sound Navigation and Ranging ». Un nombre d'émetteurs synchrones et de temps d'émission connus est alors considéré, l'objectif étant que la position d'un récepteur se fasse en fonction des positions des émetteurs.

Nous avons la main mise sur la détection des signaux en réception d'une part, et sur le choix des formes d'ondes à l'émission d'autre part. La méthode de détection, basée sur le filtrage adapté, se veut robuste aux différentes perturbations engendrées par le canal de propagation (pertes par transmission, multi-trajets) et par le système lui-même (environnement multi-émetteurs). De plus, la détection restreinte à une somme de tests d'hypothèses binaires, nécessite un fonctionnement en temps réel. A l'émission, les formes d'ondes doivent permettre d'identifier indépendamment les émetteurs les uns des autres. Ainsi les travaux portent essentiellement sur les modulations FHSS, les paramètres de constructions de ces signaux étant alors choisis de sorte à optimiser la méthode de détection étudiée. Enfin, l'implémentation des algorithmes issus de ces travaux sur des systèmes embarqués a permis leur validation sur des données enregistrées, puis en conditions réelles. Ces essais ont été réalisés avec l'entreprise ALSEAMAR, dans le cadre de la thèse CIFRE-DGA.

Mots clés – système de positionnement, multi-émetteurs, détection, CDMA, test d'hypothèse, modulations, filtrage adapté

Abstract

There is increasing interest in underwater positioning system in industry (off-shore, military, and biology). In order to localize a receiver relative to a grid of transmitters, thanks to knowledge of positions and transmission time, it needs to detect each signal and estimate TOA. Thus, a range between a transmitter and receiver can be deduced by estimation of TOA. When receiver knows minimum three ranges, it can deduce its position by triangulation.

This work take into account signal detection, and waveform choice. Detection method, based on matched filter, need to be robust face propagation channel (transmission loss, multi-paths) and to the system (multi-users environment). Moreover, the detection structure, being a combination of binary hypothesis testing, must work in real time. For a CDMA context which requires to distinguish each transmitter, the FHSS (Frequency Hopped Spread Spectrum) modulation, allocating one code per user, is adapted. FHSS signals performance, depending of the number of frequency shifts N and the time-bandwidth product, are analyzed from detection criterion point of view. Moreover, detection method and adapted signal is tested in a shallow water environment.

The research was supported by ALSEAMAR and DGA-MRIS scholarship

Keyword – underwater positioning system, multi-user environment, detection, CDMA, binary hypothesis testing, modulations, matched filter

Remerciements

En premier lieu, je tiens à remercier les personnes qui m'ont encadrées et évaluées. Tout d'abord, merci à Frédéric Maussang pour son encadrement, son soutien et ses corrections. Merci à René Garello, qui est resté disponible aux moments opportuns, et à Christophe Sintès qui a su me bousculer à certains moments de la thèse. Il en va de même pour l'ensemble des professeurs de Télécom qui m'ont suivis d'un peu plus loin, et qui ont su m'écouter et me conseiller. Je remercie ALSEAMAR, notamment Lionel Uzan pour son enseignement et le partage de ses expériences, ainsi qu'à Yann Le Page pour sa supervision et son dynamisme. Merci également à l'ensemble des personnes avec qui j'ai discuté, travaillé, et qui m'ont épaulés dans différentes étapes, que ce soit pour la programmation, l'électronique ou encore les essais en mer. Je remercie également la DGA et mon superviseur Dominique Fattaccioli, qui m'a su me rassurer tout au long de la thèse. Enfin, merci aux rapporteurs Jérôme Mars et Philippe Courmontagne, pour leurs jugements et le temps qu'ils ont consacré à la relecture de mon manuscrit et à l'évaluation de mon travail.

La formation de thèse ne serait pas ce qu'elle est sans l'échange entre les thésards. A ce titre, merci à tous ceux que j'ai croisés durant ces trois années, comme Alexandru Saucan, qui, avec un an d'avance, m'a montré à quoi m'attendre. Je pense également aux doctorants du département SC, particulièrement soudés et ELEC avec qui j'ai pu longuement discuter. J'ajouterai un remerciement à Fabrizio d'ALSEAMAR, pour les barbucs et la reprise des commandes sandwiches chez Hervé!

Viens le tour des "collègues" comme on dit en Bretagne, sans qui, il m'aurait été impossible de faire une thèse. Alors merci à vous : Tassin, Edmond, l'*ASF Crew*, la promo ESCo 2011/2012, l'équipe à Davon... Je remercie également ceux que je n'ai pas cités et avec qui j'ai passé du temps durant ces trois années de thèse. J'ajouterai également Mr. Proutière, avec qui j'ai colloqué dans le sud, et qui m'a intégré à la ville d'Aix en Provence.

Enfin, un dernier tour de remerciement à la famille. Evidemment "M'an", qui a toujours été là et que je ne remercierai jamais assez. Les deux grands frères, Alex et Antoine, pour leur soutien sans faille. J'ajouterai aussi la famille Thomas qui a été présente durant ces années, ainsi que la famille Guipavasiennne. Merci aux autres membres qui ont été présents et qui se reconnaîtront.

Table des matières

Remerciements	7
Liste des figures	iv
Liste des tableaux	1
Introduction Générale	3
1 Introduction	5
1.1 Introduction	6
1.2 Définition d'un système de positionnement	7
1.2.1 Différents systèmes de positionnement	7
1.2.2 Réception : estimation d'une distance	8
1.2.3 Applications	9
1.2.4 Emission : Techniques de modulation	10
1.3 Problématiques liées au canal de propagation	11
1.3.1 Équation du SONAR	11
1.3.2 Multi-trajets	12
1.3.3 Effet Doppler	15
2 Détection de signaux larges bandes	17
2.1 Introduction	18
2.2 Compression d'impulsion	18
2.2.1 Filtrage adapté	18
2.2.2 Cohérence temporelle	21
2.2.3 Fonction d'ambiguïté	22
2.3 Structure du détecteur	23
2.3.1 Détection "temps réelle"	23
2.3.2 Détecteur conventionnel	24
2.4 Modélisation du canal CDMA	24
2.4.1 Définition de l'observation	24
2.4.2 Définition des modèles de canal	26
2.5 Détection : Tests d'hypothèses	27
2.5.1 Définition du test d'hypothèse	27
2.5.2 Détecteur de Neyman-Pearson	28
2.5.3 Critère du maximum de l'intercorrélacion	30
2.6 Définition d'un critère robuste aux interférences du canal CDMA	33
2.6.1 Définition du critère	33
2.6.2 Définition du seuil de détection	34
2.6.3 Application du test d'hypothèse sur le canal gaussien / CDMA	35

2.6.4	Application du test d'hypothèse sur le canal gaussien / CDMA avec collisions	37
2.6.5	Application du test d'hypothèse sur le canal gaussien / CDMA / multi-trajets	39
2.6.6	Influence de la forme d'onde	40
2.7	Conclusion	42
3	Construction des formes à l'émission	43
3.1	Introduction de signaux	44
3.1.1	Modulation d'amplitude (MA)	45
3.1.2	Modulation de phase	47
3.1.3	Modulation de fréquence	49
3.1.4	Conclusion	53
3.2	Codes et signaux FHSS	53
3.2.1	Définition	53
3.2.2	Générations de codes FHSS	54
3.2.3	Codes de Costas	55
3.2.4	Codes à congruences	57
3.2.5	Analyse des codes	58
3.3	Analyse des paramètres de construction des signaux FHSS	60
3.3.1	Rapport lobe secondaire sur lobe principal	60
3.3.2	μ_{ee} : critère de performance des signaux	63
3.3.3	Conclusion	68
3.4	Adaptation du signal optimal à un contexte CDMA	68
3.4.1	Introduction des modulations de signaux FHSS	68
3.4.2	Génération d'une famille de signaux PCCS	69
3.4.3	Analyse et sélection de signaux PCCS adaptés à la détection	71
3.5	Conclusion	74
4	Résultats	75
4.1	Introduction	76
4.1.1	Présentation matériels	76
4.2	Résultats réception	79
4.2.1	Canal gaussien : Test de distance	79
4.2.2	Canal gaussien CDMA sans collision	84
4.2.3	Canal gaussien CDMA avec collision	86
4.2.4	Canal gaussien CDMA multi-trajets	88
4.2.5	Conclusion	92
4.3	Résultats émission	93
4.3.1	FHSS optimal	93
4.3.2	Signaux PCCS	96
4.3.3	Conclusion sur les formes d'ondes à l'émission	98
4.4	Conclusion	99
	Conclusion Générale	101
	Perspectives Générale	103
A	Annexe	I
A.1	Intercorrélation entre signaux élémentaires	I

B Annexe	III
B.0.1 $k = l$	III
B.0.2 $k \neq l$	IV
B.0.3 Résultat	IV
Bibliographie	VIII

Liste des figures

1.1	à gauche un système LBL, au milieu un système SBL, à droite un système USBL	7
1.2	Positionnement par triangulation. R désigne le récepteur et E_i sont les émetteurs. t_1 représente le temps d'émission et t_2 le temps d'arrivée du signal sur le récepteur	8
1.3	Exemple d'un système LBL pour la prospection pétrolière. Les flèches rouges et vertes représente les échanges d'information entre le navire et les drones de surface.	9
1.4	Techniques de modulation. Chaque émetteur est caractérisé par une couleur, E_1 en vert, E_2 en rouge et E_3 en bleu.	10
1.5	Ensemble des trajets effectués par le signal émis. A représente le trajet direct et B, C et D des trajets indirects. A droite sont représentées la réfraction (b), la réflexion (c) et la réflexion diffuse (d)	13
1.6	Illustration schématique des domaines de validité des théories de propagation modale et par rayon acoustique illustrés en fonction de la fréquence du signal transmis et de la profondeur de la colonne d'eau BONNEL et JOSSO (2014).	14
1.7	Courbure d'un rayon dans le cas d'un milieu stratifié en noir. Lorsque l'on considère des couches infiniment fines, le rayon suit le trajet bleu	15
1.8	Propagation d'une onde acoustique dans le cas d'une vitesse relative non nulle entre l'émetteur et le récepteur.	15
2.1	Modélisation de la fonction d'intercorrélation entre le signal reçu $r(t)$ et le signal recherché $e_i(t)$	18
2.2	Mise en forme du signal reçu.	19
2.3	Enveloppe de la fonction d'autocorrélation (en haut). Phase de la fonction d'autocorrélation, comprise entre $-\pi$ et π (en bas)	20
2.4	Représentation Temps-Fréquence d'un chirp linéaire	21
2.5	Fonction d'autocorrélation d'un signal sinusoïdal (trait bleu pointillé) et d'un chirp linéaire (rouge trait plein)	21
2.6	Intercorrélations pour des distances émetteur-récepteur de 6km. Comparaison entre absence (a) et présence (b) de multi-trajets.	22
2.7	Fonction d'autoambiguïté du chirp linéaire; la CD (à gauche); la fonction d'autocorrélation (en haut)	23
2.8	Structure du détecteur CDMA synchrone	24
2.9	Définition de la théorie de décision.	27
2.10	Densités de probabilité de la réalisation \mathbf{x} dans les hypothèse H_0 (courbe bleue en trait plein) et H_1 (courbe rouge en pointillées). La probabilité P_{fa} de fausse alarmes est représentée par la surface rouge.	29

2.11 (a) Intercorrélation et densité de probabilité de $\Gamma_{er}^{\Re}(\tau)$ sachant H_0 ; (b) Intercorrélation et densité de probabilité de $\Gamma_{er}^{\Re}(\tau)$ sachant H_1	30
2.12 Densité de probabilité de la réalisation Γ_{en}^{\Re} dans l'hypothèse H_0 . La probabilité P_{FA} de fausses alarmes est représentée par la surface rouge.	31
2.13 Évolution du seuil de détection α en fonction de l'intercorrélation (la fonction d'intercorrélation est ici divisée en 15 blocs de durée $2T$). $SNR_{dB} = -15dB$	32
2.14 Courbe ROC pour plusieurs couples (SNR_{dB}, INR_{dB}) , représentés par SIR_{dB}	33
2.15 L'enveloppe de la fonction d'intercorrélation $ \Gamma_{er}(\tau) $: (a) présente les trois cas de figure: à gauche, présence du bruit; au milieu, présence du bruit et du signal recherché; à droite, présence du bruit et d'un signal interférant. (b) montre l'intercorrélation $\bar{\Gamma}_{er}(\tau)$ en présence du bruit $n(t)$ uniquement; (c) montre l'intercorrélation $\bar{\Gamma}_{er}(\tau)$ en présence du bruit et du signal recherché $e(t)$; (d) montre l'intercorrélation $\bar{\Gamma}_{er}(\tau)$ en présence du bruit et du signal interférant $i(t)$	34
2.16 Les lignes bleues correspondent aux courbes ROC du premier test d'hypothèse (Section 2.5.3). Les courbes en pointillées rouges sont les courbes ROC du test d'hypothèse basé sur le critère μ	36
2.17 Seuil minimum $\bar{\mu}_{Th}$ en fonction du SNR tel que $P_d = 100\%$	36
2.18 P_{fa} associées aux seuils $\bar{\mu}_{Th}$ sélectionnés figure 2.17.	37
2.19 Influence de la présence d'un et de deux signaux interférants sur le choix du seuil $\bar{\mu}_{Th}$ en fonction du SNR tel que $P_d = 100\%$	38
2.20 P_{fa} associées aux seuils $\bar{\mu}_{Th}$ sélectionnés figure 2.23 en présence d'un et de deux signaux interférants.	38
2.21 Influence de la présence d'un et de deux signaux interférants sur le choix du seuil $\bar{\mu}_{Th}$ en fonction du SNR tel que $P_d = 100\%$	40
2.22 P_{fa} associées aux seuils $\bar{\mu}_{Th}$ sélectionnés figure 2.21 en présence d'un et de deux signaux interférants.	40
2.23 Seuil minimum $\bar{\mu}_{Th}$ pour différents μ_{ee} tels que $P_d = 100\%$. Tous les signaux présentent une bande B et une durée T identique, seul diffère la modulation (le nombre de saut de fréquence pour une modulation FHSS par exemple).	41
2.24 P_{fa} associées aux seuils $\bar{\mu}_{Th}$ sélectionnés figure 2.23. Tous les signaux présentent une bande B et une durée T identique, seul diffère la modulation (le nombre de saut de fréquence pour une modulation FHSS par exemple).	41
3.1 3.1a est la représentation temps-fréquence de l'Onde Continue; 3.1b en est sa FA	45
3.2 Autocorrélation et CD de la FA d'une OC.	45
3.3 En bleu, le spectre $A(f)$ du signal utile en bande de base; en vert le spectre $A(f - f_0)$, le signal utile mis sur une porteuse.	46
3.4 Enveloppe de la fonction d'autocorrélation et de la coupe Doppler d'un <i>chirp</i> linéaire (section 3.1.3) sur lequel est appliquée une fenêtre d'apodisation de type Hamming ($BT = 100$).	47
3.5 Application d'un codage binaire sur un signal B-PSK.	48
3.6 3.6a Constellation d'un signal BPSK; 3.6b Constellation d'un signal QPSK	48
3.7 Autocorrélation d'un signal B-PSK utilisant un code de Barker de taille 13.	49
3.8 (a) est la représentation temps-fréquence d'un <i>chirp</i> linéaire et (b) en est sa FA ($BT = 100$).	50
3.9 Autocorrélation et coupe Doppler d'un <i>chirp</i> linéaire.	51
3.10 Application d'un codage binaire sur un signal FSK à deux fréquences.	51

3.11 Autocorrélation d'un code Barker de taille 13 appliqué à un signal FSK à deux fréquences.	52
3.12 3.12a est la représentation temps-fréquence d'un signal FHSS utilisant un code de Welch de taille 1 et 3.12b en est sa FA.	52
3.13 Autocorrélation et coupe Doppler d'un signal FHSS utilisant un code de Welch de taille 11.	52
3.14 (a) montre un code $a_{i,j}^{(k)}$ de Golomb-Costas avec $q = 11$ et $\alpha = 2$; (b) montre le signal FHSS associé au code de Golomb-Costas.	54
3.15 Exemple d'un code complet (en haut) et d'un code non-complet (en bas).	55
3.16 Fonction d'autoambiguïté de Hamming d'un code de Costas de longueur 9.	59
3.17 Définition des régions d'intérêt de la fonction d'autocorrélation.	61
3.18 Ratio lobe secondaire maximal sur lobe principale en fonction de N et pour BT = 150.	63
3.19 Choix de N en fonction de BT.	63
3.20 μ_{ee} moyen en fonction de N pour un BT = 150.	65
3.22 μ_{ee} en fonction de N pour différents BT.	65
3.21 (a) correction de l'offset c lié à la majoration;(b), (c) et (d) : comparaison entre le modèle et les simulations pour différents produit BT.	66
3.23 Choix du N optimal du point de vu du critère μ_{ee} en fonction du produit BT.	66
3.24 Signaux optimaux pour chaque méthode de génération de signaux en fonction de N avec BT = 150.	67
3.25 $N = f(BT)$ pour le signal optimal.	67
3.26 Application d'une modulation de phase sur une signal FHSS.	69
3.27 A gauche les fonctions $ R_{xx}(\tau) $, $ R_Y(\tau) $ et $ R_{FAC}(\tau) $; à droite la fonction d'autoambiguïté du signal PCCS.	70
3.28 A gauche les fonctions $ R_{xy}(\tau) $, $ R_Y(\tau) $ et $ R_{FIC}(\tau) $ et; à droite la fonction d'Interambiguïté du signal PCCS.	71
3.29 Influence de la taille du code BPSK M sur la fonction d'autocorrélation pour un N_μ donné.	72
3.30 Influence de la taille du code BPSK M sur les fonctions d'intercorrélacion pour un N_μ donné. Les simulations sont faites pour des familles de 2, 3 et 4 signaux.	73
4.1 A gauche : schéma de la partie électronique des <i>pingers</i> ; a droite : tention d'entrée et de sortie de la partie électronique (en abscisse le temps et en ordonnée l'amplitude du signal en Volt).	77
4.2 Schéma de montage pour l'implantation de l'algorithme de détection sur caisson.	77
4.3 (a) Caisson fermé et l'hydrophone; (b) Caisson ouvert pour implantation.	78
4.4 <i>Detector 1000</i>	79
4.5 Site de manipulation en petits fonds sur le logiciel Aquatic.	80
4.6 Positionnement des émetteurs (en orange) et des récepteur (en bleu) pour le test de distance.	80
4.7 (a) mouillage des <i>pinger</i> ; (b) mise à l'eau des caissons et de l'enregistreur.	81
4.8 Montage de la ligne de récepteurs.	81
4.9 Représentation d'un TOA.	82
4.10 Courbe des TOA's pour une distance émetteur récepteur de 850m (<i>pinger3</i>).	82
4.11 Courbe des TOA's pour une distance émetteur récepteur de 5,6km (<i>pinger3</i>).	83
4.12 Courbe des TOA's pour une distance émetteur récepteur de 9,6km (<i>pinger3</i>)..	83

4.13	Courbe des TOA's pour une distance émetteur récepteur de 12,6km (<i>pinger3</i>)..	83
4.14	Plan de la manipulation visant à tester les interférences du canal CDMA. . .	84
4.15	Intercorrélation entre le signal issu du pinger le plus éloigné et le signal reçu (manipulation présenté figure 4.14).	85
4.16	Agrandissement du pic de corrélation présent à droite de la figure 4.15. . . .	85
4.17	Plan de la manipulation visant à tester la détection lorsque plusieurs signaux arrivent simultanément.	86
4.18	Ordre de mise à l'eau des <i>pingers</i> (P_1, P_2, P_3 et P_4). Il en suit l'ordre d'apparition des signaux dans l'observation.	87
4.19	Fonction d'intercorrélation présentant de nombreux pics de corrélation. Enregistrement fait à 120m du <i>pinger</i>	89
4.20	Évolution des trajet au cours du temps. Enregistrement fait à 120m du <i>pinger</i> .	89
4.21	Retard associé $\delta\tau$ à la différence de marche δr en fonction de la distance r .	90
4.22	Évolution de la fonction d'intercorrélation en fonction du temps pour 1 trajet.	90
4.23	Évolution de la fonction d'intercorrélation en fonction du temps pour 2 trajets.	91
4.24	$\bar{\mu}_{er}$ en fonction du SNR. Confrontation entre simulations en bleu et données réelles en rouge. Le signal utilisé présente théoriquement un $\mu_{ee} = 0,0502$. .	92
4.25	$\bar{\mu}_{er}$ en fonction du SNR. Confrontation entre simulations en bleu et données réelles en rouge. Le signal utilisé présente théoriquement un $\mu_{ee} = 0,0502$. .	92
4.26	Enveloppe de la fonction d'intercorrélation $\Gamma_{er}(\tau)$. Le retard est donné en abscisse et l'amplitude en ordonnée. Comparaison entre le signal optimal (en haut) et un signal non-optimal (en bas).	93
4.27	A gauche l'évolution de l'intercorrélation $ \Gamma_{er} $ pour un signal non optimal; à droite l'évolution de l'intercorrélation $ \Gamma_{er} $ pour le signal optimal.	94
4.28	résultats pour le signal non-optimal.	95
4.29	résultats pour le signal optimal.	95
4.30	Évolution de l'intercorrélation $ \Gamma_{er} $; à chaque colonne est associée un signal de la famille de signaux PCCS; à chaque ligne correspond une distance émetteur récepteur.	97
4.31	Résultats pour le signal 1 de la famille PCCS.	97
4.32	Résultats pour le signal 2 de la famille PCCS.	98
4.33	Application à un émetteur (utilisation du signal optimal).	104
B.1	$\sum_{u=1}^{N-1} = 1/u$ approximation by $\ln(N-1) + 0.6$	V

Liste des tableaux

3.1	Code binaire de Barker	49
3.2	Signaux adaptés	53
3.4	Techniques de génération des codes de Costas.	56
3.3	Le triangle des différences pour $q = 11$. Le code de Welch-Costas associé à $\alpha = 2$ est $\{2, 4, 8, 5, 10, 9, 7, 3, 6, 1\}$. Chaque ligne correspond à un décalage horizontal du code, et chaque valeur est la différence entre un élément du code et un élément de sa version décalée.	57
3.5	Techniques de génération des codes à congruences.	58
3.6	Maximum de la fonction de Hamming pour p (ou q) égale 11.	60
3.7	Familles de codes FHSS/BPSK.	71
4.1	Tableau comparatif des performances des deux algorithmes de détection. Les résultats de l'algorithme ALSEAMAR sont donnés en rouge et les résultats de l'algorithme développé durant la thèse sont en bleu.	84
4.2	Résultat de la manipulation sur les fausses alarmes du canal CDMA.	85
4.3	Résultat de la manipulation collision du canal CDMA. Modèle 1.	87
4.4	Résultat de la manipulation collision du canal CDMA. Modèle 2.	87
4.5	Résultat de la manipulation collision du canal CDMA. Modèle 3.	88
4.6	Résultat de la manipulation collision du canal CDMA. Modèle 4.	88
4.7	Résultat de la manipulation collision du canal CDMA. Modèle 1, modèle 2, modèle 3 et modèle 4.	88
4.8	Comparaison des performances entre le signal non-optimal et le signal optimal ($E[\mu_{er}^{mesuré}]$); estimation des erreurs moyennes entre les modèles de canaux et données réelles ($E[\Delta\bar{\mu}_{er}]$).	96
4.9	Estimation des erreurs entre les simulations et les données réelles; $\bar{\mu}_{er}^{simu}$ est la valeur $\bar{\mu}_{er}$ issue de la simulation; $E[\bar{\mu}_{er}^{mesuré}]$ est la valeur moyenne $\bar{\mu}_{er}$ issue des données réelles; $\Delta\mu_{ee}^{syst}$ est l'erreur sur μ_{ee} engendré par le système; $\Delta\mu_{ee}^{canal}$ est l'erreur sur μ_{ee} engendré par le canal.	98

Introduction Générale

Le positionnement d'objets sous-marins représente un enjeu important pour des applications militaires, industrielles et scientifiques. Ces systèmes de positionnement reposent sur des signaux SONAR « *SOund NAVigation and Ranging* ». Le système de positionnement est alors composé d'émetteurs et de récepteurs, l'objectif étant que le récepteur se positionne en fonction des émetteurs. Afin de positionner un récepteur, il est nécessaire d'estimer les distances le séparant d'au moins trois émetteurs. Un modèle simple est de prendre la distance égale au produit de la vitesse de propagation de l'onde dans le milieu et de la durée que met l'onde à parcourir cette distance. L'instant d'émission étant supposé connu, la durée de transmission est obtenue en détectant la présence du signal en réception puis en datant son instant d'arrivée. C'est sur l'aspect détection que s'inscrivent les travaux. Nous avons la main mise sur deux parties, la détection des signaux en réception, et le choix des formes d'ondes à l'émission. Le nombre d'émetteurs étant au minimum de trois, l'étude sera étendue à un nombre de N_E émetteurs. Ces deux parties, détection et choix des formes d'ondes, sont corrélées dans le sens où la méthode de détection doit être adaptée aux signaux émis et *vice versa*.

Or le canal de propagation ainsi que le système lui-même introduisent un certain nombre de perturbations qui sont à prendre en compte dans la détection. Tout d'abord, la distance maximale de détection, traduisant en partie la performance du système, est fonction des niveaux d'émission et du canal, aussi bien par les pertes par transmission que par le niveau d'énergie du bruit ambiant. L'équation du SONAR fait le bilan de l'ensemble des pertes et des énergies mises en jeu. D'autre part, le canal de propagation peut se comporter comme un guide d'onde introduisant des multi-trajets. En plus de leur impact sur la détection, la distance émetteur-récepteur étant obtenue par le trajet direct, les trajets indirects peuvent introduire des erreurs sur la datation et donc sur le positionnement. Par ailleurs, le récepteur étant localisé à partir d'un nombre N_E d'émetteurs, il est nécessaire de définir une famille de signaux permettant de distinguer chaque émetteur. Enfin, le décalage en fréquence du signal entre l'émission et la réception (effet Doppler, différence entre les fréquences d'échantillonnage entre l'émission et la réception) est à prendre en compte. Cette perturbation a pour effet de comprimer ou de dilater les signaux à détecter.

L'impact des problématiques énoncées dans le paragraphe précédent sont dans un premier temps à analyser, et si nécessaire, à prendre en considération dans les modèles de canaux. Le sujet s'étendant des signaux émis à la détection de ces signaux, l'idée est de trouver les signaux optimaux vis à vis d'une méthode de détection. La détection doit de plus être robuste aux différentes perturbations introduites par le canal et le système lui-même. L'objectif dans l'étude des formes d'ondes est de trouver une famille de signaux maximisant la probabilité de détection et minimisant la probabilité de fausse alarme. La validation des travaux est faite en trois étapes :

- validation sur données simulées;

- validation sur données réelles ;
- validation en conditions réelles.

Il est à retenir de la validation en conditions réelles, qu'elle nécessite l'implémentation des signaux sur les émetteurs et de l'algorithme de détection sur les récepteurs. La complexité des algorithmes de détection sont à prendre en compte du fait qu'ils soient implémentés sur des systèmes embarqués, ces derniers devant, qui plus est, fonctionner en temps réel.

Organisation de la thèse

Dans l'introduction de ce document, seront exposées les principales contraintes du canal de transmission sur la détection de signaux SONAR pour de longues distances : les pertes par transmission, les multi-trajets et l'effet Doppler. À cela s'ajoutent les contraintes internes au système de positionnement, via la technique de modulation employée. En effet, cette technique impose d'appliquer une signature à chaque émetteur, de sorte à les identifier indépendamment en réception.

Nous proposons dans ce manuscrit de consacrer un premier chapitre à la détection de signaux SONAR. La méthode de détection proposée se veut robuste aux interférences du canal CDMA et aux multi-trajets. Elle respecte également les contraintes d'implémentabilité de par sa faible complexité et sa structure adaptée à une détection temps réel. Cette méthode est appliquée sur différents canaux de transmission simulés, et les performances du détecteur sont données en fonction du rapport signal sur bruit.

Un second chapitre est consacré à l'étude des formes d'ondes à l'émission, celles-ci devant être adaptées à la méthode de détection proposée. Le critère de détection du chapitre précédent est repris pour l'analyse des signaux. Un signal dit optimal est alors obtenu, et étendu au contexte multi-émetteurs à l'aide d'une seconde modulation.

Un dernier chapitre est dédié à la validation des travaux, aussi bien ceux portant sur la détection que ceux portant sur l'émission. Durant la thèse, la méthode de détection a été implémentée sur un système embarqué, et les signaux étudiés ont fait l'objet de manipulations en mer. Un dernier chapitre décrit ces essais et présente les performances du système à la fois sur des données réelles et en conditions réelles.

Chapitre 1

Introduction

1.1 Introduction

Le terme SONAR vient de l'anglais « *SOund NAvigation and Ranging* », et est donc l'équivalent en acoustique du RADAR en électromagnétisme LURTON et CUCHIERI (2011). Ces deux disciplines se rapprochent sur de nombreux points du point de vue du traitement du signal. En effet, ces deux ondes sont des supports permettant le transport d'information. Ces informations sont alors modélisées à travers les grandeurs suivantes : le temps, l'amplitude, la fréquence et la phase. En traitement du signal, un signal est donc représenté suivant ces 4 entités, tel que $x(t) = a(t)e^{j2\pi f(t)t + \Phi(t)}$, avec x le signal, t le temps, a l'amplitude, f la fréquence et Φ la phase.

C'est principalement le milieu qui différenciera le SONAR du RADAR. En effet, les ondes ElectroMagnétique (EM), ou optiques, qui possèdent d'excellentes propriétés de propagation dans l'air et dans le vide, se retrouvent fortement atténuées dans le milieu marin, du fait de la conductivité de l'eau ainsi que du phénomène de diffusion interne au milieu marin URICK (1967). Leur utilisation en devient ainsi complètement inadaptée pour de grandes distances.

Bien que l'intérêt de l'Acoustique Sous-Marine (ASM) soit apparue au XIX^e siècle LURTON (1998), c'est seulement avec la Première Guerre Mondiale, que les premières applications SONAR voient le jour. C'est en revanche depuis la nuit des temps, que certaines espèces aquatiques, comme les cétacés, s'en servent pour observer leur environnement, et ainsi naviguer, chasser ou encore communiquer. Depuis que l'Homme maîtrise cette technologie, il l'utilise de la même manière, afin de caractériser le milieu, détecter / localiser / identifier des sources et communiquer.

Nous nous focaliserons dans cette thèse sur les aspects détection et localisation d'une cible. Encore une fois, l'Homme s'est inspiré de la nature, et a emprunté à des espèces, aussi bien terrestres (chauve-souris) que sous-marines (cétacés), l'écholocalisation. Le principe est le suivant : une onde acoustique est émise par l'animal, et les échos réfléchis l'informe sur son environnement (cible, obstacle...). Il devient par exemple possible pour une chauve-souris d'estimer la distance la séparant d'une proie (via le retard entre l'instant d'émission et l'instant de réception de l'écho), sa direction (retard entre les instants d'arrivées des échos sur ses deux oreilles), sa taille (retard entre des échos proches provenant de la même direction) et sa vitesse (effet Doppler) LURTON et CUCHIERI (2011). Ce principe est l'équivalent du SONAR actif. Le SONAR passif, quant à lui, se base sur le bruit rayonné par la cible.

Les travaux présentés rentrent dans la catégorie du SONAR actif, dans la mesure où nous cherchons à détecter la présence d'un émetteur dont nous maîtrisons la forme d'onde émise. Nous introduirons dans ce chapitre le principe de positionnement, à travers l'estimation d'une distance de détection. Ayant la main mise sur les signaux à l'émission, nous présenterons différentes techniques de modulation. Enfin, nous définirons les problématiques engendrées par le canal de propagation.

1.2 Définition d'un système de positionnement

Le positionnement d'objets sous-marins représente un enjeu important dans les milieux militaire, industriel et scientifique. Ce type de système peut être utilisé pour contrôler des engins sous-marins, de type ROV (*Remotely Operated Vehicule*), pour asservir la position d'objets sous-marins ou encore pour rechercher des boîtes noires.

1.2.1 Différents systèmes de positionnement

Il existe 3 grandes familles de systèmes de positionnement par acoustique sous-marine CHRIST et WERNLI SR (2013) (figure 1.1), le *Long-BaseLine* (LBL), le *Short-BaseLine* (SBL) et l'*Ultra-Short-BaseLine* (USBL).

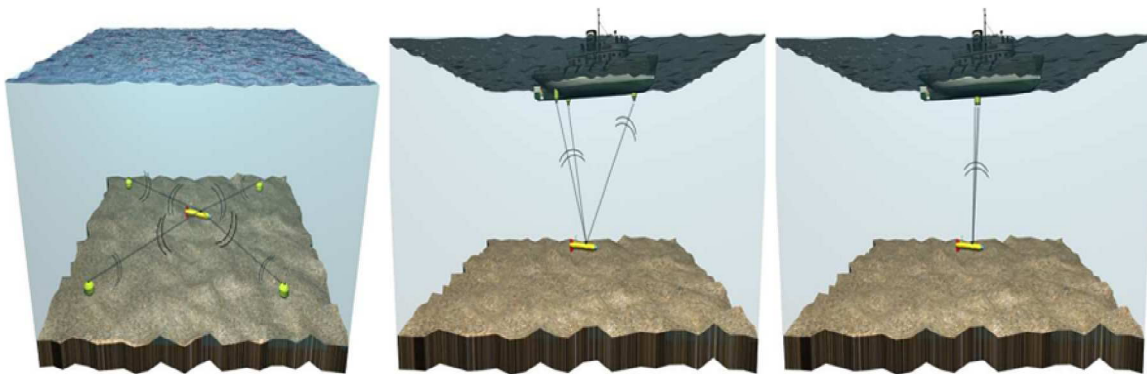


FIGURE 1.1 – à gauche un système LBL, au milieu un système SBL, à droite un système USBL

LBL : Ce premier système nécessite de poser des balises sur le fond, à des positions connues. Le nombre minimum de balises permettant de faire du positionnement est de 3. Le premier mode d'utilisation, et sur lequel portent les travaux de la thèse, est de prendre ces balises comme émetteurs. De cette manière, en connaissant la position et la signature de ces émetteurs, un véhicule se déplaçant dans cette zone peut se localiser. Si le système est synchrone, le véhicule se localise en calculant le temps de trajet de l'onde acoustique. Dans le cas inverse, il doit être équipé d'un émetteur permettant d'interroger les balises. Dans le second mode d'utilisation, c'est le véhicule qui émet un signal, et les balises qui estiment la position du véhicule via les différences des temps d'arrivées. Ce système permet de couvrir de grandes zones (plusieurs kilomètres) avec une précision de l'ordre du mètre.

SBL : Le système SBL nécessite le placement d'une seule balise sur le fond. Un réseau de 3 récepteurs (formant une antenne) est alors placé sur une plateforme, généralement sous la coque d'un bateau. Le signal émis par la balise est alors détecté par chacun des récepteurs, et le positionnement se fait via la différence entre les temps d'arrivées.

USBL : Ce système se rapproche du précédent, la nuance étant que le positionnement ne se fait plus par la différence des temps d'arrivées, mais par la différence de phase, permettant ainsi d'obtenir la direction d'arrivée du signal. En mesurant la profondeur, il devient alors possible d'estimer la position de la balise. Contrairement au SBL, l'antenne est ici composée de 2 hydrophones placés côte à côte. L'intégration d'une telle antenne est

donc bien moins contraignante.

Dans le cadre de la thèse, nous nous restreindrons au système **LBL**. De plus, ce système peut fonctionner avec des balises placées à la surface de l'eau, ce qui facilite grandement sa mise en place. Le système LBL sera davantage illustré dans la section 1.2.3 à travers une application.

1.2.2 Réception : estimation d'une distance

Soit un système synchrone, composé de N_E émetteurs ($N_E \geq 3$) et d'un récepteur (figure 1.2). On supposera les informations suivantes connues du récepteur :

- La position des émetteurs ;
- Le temps d'émission (t_1) ;
- La signature acoustique des émetteurs ;
- La célérité de l'onde acoustique dans l'eau (c)

Afin que le récepteur puisse se positionner par rapport au réseau d'émetteurs, il est nécessaire d'estimer les distances le séparant de ces derniers. Une fois que le récepteur connaît au minimum 3 distances avec 3 émetteurs différents, il peut alors déduire sa position par triangulation.

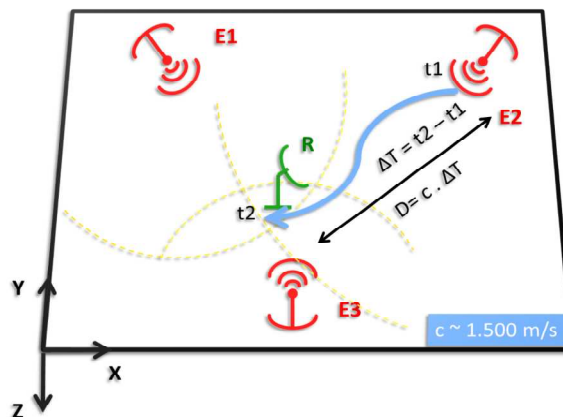


FIGURE 1.2 – Positionnement par triangulation. R désigne le récepteur et E_i sont les émetteurs. t_1 représente le temps d'émission et t_2 le temps d'arrivée du signal sur le récepteur

Estimation de la distance émetteur/récepteur

Dans la section 1.2, la distance (D) séparant l'émetteur E_2 du récepteur R , est égale au temps de trajet (ΔT) du signal multiplié par la célérité c . Le système étant synchrone, le temps t_1 est connu du récepteur. Bien qu'étant variable par rapport au milieu, on considérera la célérité c connue (elle sera corrigée lors de l'étape de positionnement). L'inconnue restante est t_2 , le temps d'arrivée du signal sur le récepteur. Le signal enregistré par le récepteur est alors découpé (suivant le temps) en plusieurs observations. La première étape est la prise de décision entre présence ou absence du signal émis par E_2 , et ce, sur chaque observation. Il s'agit de la **détection**. Ensuite, s'il y a détection, il faut alors dater l'instant d'arrivée du signal. Nous appellerons cette étape la **datation**.

1.2.3 Applications

Aujourd'hui, l'acoustique sous-marine est utilisée dans trois grands domaines d'applications : le militaire, la prospection pétrolière et la recherche. Dans le domaine militaire, l'acoustique sous-marine est utilisée à des fins de surveillance du territoire, pour le développement d'armes sous-marines ou encore pour le positionnement d'engins sous-marins. Les entreprises de prospection pétrolière utilisent l'acoustique sous-marine pour la recherche de fuites de pétrole, et plus couramment, pour le développement de système de recherche de pétrole. Enfin, l'acoustique est utilisée pour la connaissance de l'environnement. Comme présenté en introduction, les mammifères marins utilisent l'acoustique sous-marine pour communiquer, chasser, etc. Les sons émis nous permettent d'observer les mammifères marins, mais également de savoir dans quelles zones ils se situent ou migrent, et ce, de manière non intrusive ZIMMER (2011).

Prospection pétrolière

La recherche de pétrole représente un enjeu important dans le monde actuel. Les fonds sous-marins sont encore à ce jour peu explorés. Pour cette raison, les systèmes de prospection pétrolière ne cessent d'évoluer. Cette section ne vise pas à développer le principe de recherche de pétrole (*airguns*, acquisition de données sismique...), mais bien à montrer le fonctionnement du système de positionnement permettant l'acquisition de ces données. Contrairement à ses prédécesseurs, le système présenté ci-dessous ne présente pas ces capteurs sur le fond ou à la surface ($z \sim 10m$), mais à une centaine de mètres sous le niveau de la mer. Ce système combine alors les performances de ses prédécesseurs, en termes de qualité des données récoltées et de coûts opérationnels.

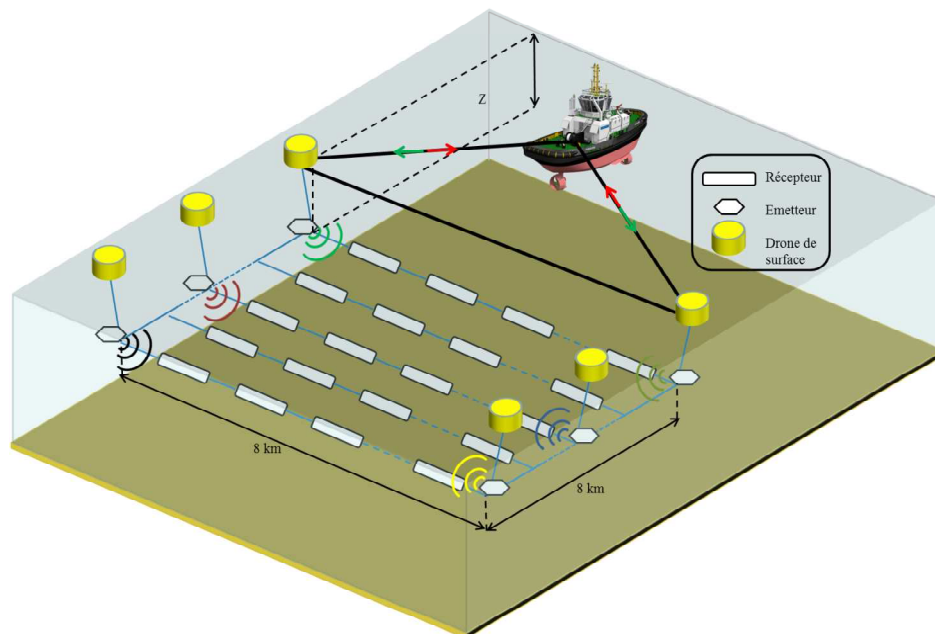


FIGURE 1.3 – Exemple d'un système LBL pour la prospection pétrolière. Les flèches rouges et vertes représente les échanges d'information entre le navire et les drones de surface.

L'objectif est d'assurer la position des lignes sur lesquelles sont installés les systèmes d'acquisition des données sismiques. En effet, afin de traiter au mieux les données sismiques, il est nécessaire que le enregistreurs soient correctement placés Nous avons donc

créé un maillage de récepteurs, placés uniformément sur ces lignes (figure 1.3). Enfin, en localisant chaque récepteur, nous pourrions asservir leur position grâce aux drones de surface placés aux extrémités et en surface. Pour cela, un ensemble de N_e émetteurs est placé autour du maillage. Leurs positions ainsi que leurs signatures sont connues des récepteurs. L'ensemble du système étant synchronisé, les temps d'émission sont également connus. Comme présenté dans la section 1.1.2, grâce à la connaissance de tous les paramètres, chaque récepteur peut se positionner en détectant, puis en datant les instants d'arrivées des signaux émis. Leur **position** réelle est ensuite transmise au bateau, puis des **instructions** sont renvoyées aux drones afin d'asservir la position des récepteurs, et donc des lignes.

On notera que le système est synchrone, dans le sens où les émetteurs émettent aux mêmes instants.

1.2.4 Emission : Techniques de modulation

Étant dans un contexte multi-émetteurs, il est nécessaire de pouvoir identifier indépendamment chacun des signaux émis. L'objet de cette section est de présenter les différentes techniques permettant cette identification.

Les techniques de modulation peuvent être classées en 3 grandes catégories (figure 1.4) :

- TDMA (*Time Division Multiple Access*)
- FDMA (*Frequency Division Multiple Access*)
- CDMA (*Code Division Multiple Access*)

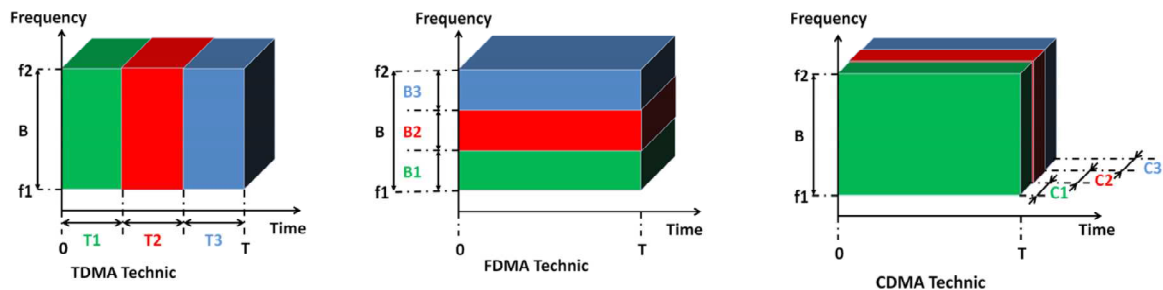


FIGURE 1.4 – Techniques de modulation. Chaque émetteur est caractérisé par une couleur, E_1 en vert, E_2 en rouge et E_3 en bleu.

La technique TDMA assigne un instant d'émission à chaque émetteur. Par exemple, si le temps est noté hh:mm:ss, l'émetteur E_1 émettra toute les minutes tel que $t=hh:mm:00$, l'émetteur E_2 à $t=hh:mm:20$ et l'émetteur E_3 à $t=hh:mm:40$. Il faut également prendre en compte la durée maximale du temps de trajet ΔT , qui doit être supérieure à l'intervalle de temps entre 2 émissions.

La méthode FDMA divise la bande de fréquence disponible par le nombre d'émetteurs, et alloue une sous-bande de fréquence à chaque émetteur.

La méthode CDMA assigne une signature à chaque émetteur, permettant ainsi à chacun d'utiliser l'ensemble de l'espace temps-fréquence disponible, au détriment d'interférences entre signaux.

Chaque méthode présente une contrainte. La méthode TDMA limite la récurrence d'émission, ce qui aura pour conséquence de réduire le rafraîchissement du positionnement. Ainsi plus la surface de positionnement sera grande, moins souvent il sera possible

d'estimer la position des récepteurs. La méthode FDMA réduit la bande de fréquence de chaque signal, ce qui implique d'après le terme **PG** de l'équation du SONAR équation 1.1, une dégradation du rapport signal sur bruit et donc une réduction de la portée de détection. Enfin, la méthode CDMA, quant à elle, introduit des interférences entre les signaux. C'est enfin sur cette dernière méthode que portent les travaux de thèse, l'objectif étant de choisir une famille de signaux minimisant les interférences entre signaux et maximisant les performances vis-à-vis de la méthode de détection.

1.3 Problématiques liées au canal de propagation

Dans les systèmes de positionnement présentés précédemment, il est nécessaire, afin d'estimer une distance entre l'émetteur et le récepteur, de détecter en réception le signal émis. Le canal de transmission sous-marin introduit différentes perturbations sur le signal émis. Cette section vise à modéliser les modifications apportées par le canal.

1.3.1 Équation du SONAR

L'équation du SONAR fait le bilan des niveaux d'énergie des sons captés en réception URICK (1975) SINTES (2002). Cette équation prend en compte le niveau d'énergie du signal émis (*Source Level*), le niveau de bruit ambiant capté par le récepteur (*Noise Level*), les pertes par transmission liées à la distance parcourue par le signal (*Transmission Loss*), les propriétés de l'antenne d'émission à travers son indice de directivité (*Directivity Index*), le gain du processus dépendant des paramètres du signal émis (*Processus Gain*), le seuil de détection (*Detection Threshold*) et un dernier terme prenant en compte les imperfections du système général (*Processus Loss*). Chaque terme est relevé en dB, afin d'obtenir l'équation suivante (dans le cas du SONAR passif) :

$$TL = SL - NL + DI + PG - DT - PL \quad (1.1)$$

Les paramètres présentés ici sont ceux du système de prospection pétrolière décrit dans la section 1.2.3 :

SL : le niveau d'émission des pingurs est de 190 dB

TL : ce niveau de pertes, dépend de la distance (r) parcourue par l'onde acoustique. Ces pertes sont majorées par un modèle simplifié, équation 1.2a dans le cas où l'on suppose une propagation sphérique, et équation 1.2b dans le cas d'une onde cylindrique (correspondant davantage à une propagation en petit fond).

$$TL < 20 \log(r) \quad (1.2a)$$

$$TL < 15 \log(r) \quad (1.2b)$$

Un second terme, correspondant à l'absorption, est couramment pris en compte. Pour les gammes de fréquences utilisées durant notre étude, nous considérerons ces pertes comme négligeables.

NL : le bruit ambiant est la somme de plusieurs types de sources, qui sont caractérisées comme anthropophoniques (trafic maritime, systèmes SONAR), géophoniques (bruit de mer, tremblement de terre) ou biophoniques (crevettes claqueuses, mammifères marins). Ce bruit de fond affecte plus ou moins certaines fréquences, les plus affectées étant les gammes **BF** (**B**asses **F**réquences) et **TBF** (**T**rès **B**asses **F**réquences).

DI : suivant le diagramme de directivité de l'émetteur et de la direction dans laquelle se trouve le récepteur, il est attribué un gain. Dans notre contexte, la source est considérée comme omnidirectionnelle, et l'indice de directivité est pris à 0dB.

PG : le gain du processus est déterminé par l'espace temps fréquence occupé par le signal émis, tel que :

$$PG = 20\log(BT) \quad (1.3)$$

avec B la bande de fréquence du signal, et T la durée du signal. Ce gain est lié à l'opération de compression d'impulsion, ce dernier point étant discuté en chapitre 2.

DT : Le seuil de détection détermine le compromis entre le pourcentage de détection P_D et le pourcentage de fausses alarmes P_{FA} . Ce seuil dépend de la méthode de détection. C'est le ratio entre ces deux pourcentages qui qualifiera la performance et la qualité de la méthode de détection. On prendra dans un premier temps $DT=7\text{dB}$ (cas d'école), ce qui correspondra à $P_D = 90\%$ et $P_{FA} = 0,01\%$.

PL : Les pertes du processus absorbent toutes les pertes induites par les imperfections technologiques, quelles soient au niveau *hard* ou *soft*. Ces pertes sont couramment prises à 4dB.

Pour les paramètres du système utilisé et les valeurs présentées précédemment, il faut un niveau d'émission théorique d'environ 140dB pour une portée de détection de 30km (équation 1.4).

$$\begin{aligned} SL &= TL + NL - DI - PG + DT + PL \\ &= 20\log(30 \cdot 10^3) + 50 - 0 - 5\log(BT) + 7 + 4 \\ &= 139\text{dB} \end{aligned} \quad (1.4)$$

1.3.2 Multi-trajets

Un autre type de phénomène dû au canal de propagation est présenté dans cette section. Il s'agit des trajets que peut parcourir l'onde acoustique.

Dans le cas où l'on considère une propagation sphérique d'un émetteur, immergé à une profondeur z (figure 1.5), on remarque que le signal émis peut parcourir différents trajets afin d'atteindre le récepteur. Il y a le trajet principal, appelé trajet direct (A), et un ensemble d'autres trajets (B, C et D), subissant une ou plusieurs réflexion(s), sur la surface ou sur le fond, qui sont appelés trajets indirects. Lorsque le signal se propageant (a) rencontre une surface, il est soumis à 3 phénomènes (figure 1.5) : la réfraction (b), la réflexion (c) et la diffusion (d). La réfraction considère qu'une partie du signal va poursuivre son trajet dans l'air, ou dans le sol. La réflexion, sera au contraire, la partie du signal qui va poursuivre son chemin dans l'eau (le signal subissant alors un déphasage de π). Les directions prises par ces deux trajets, ainsi que la répartition en énergie, vont dépendre de l'angle d'incidence (θ_1). Enfin, les surfaces du canal de propagation étant considérées comme rugueuses, les réflexions sont dites diffuses, et il n'y a donc pas un unique trajet réfléchi, mais une multitude dans toutes les directions.

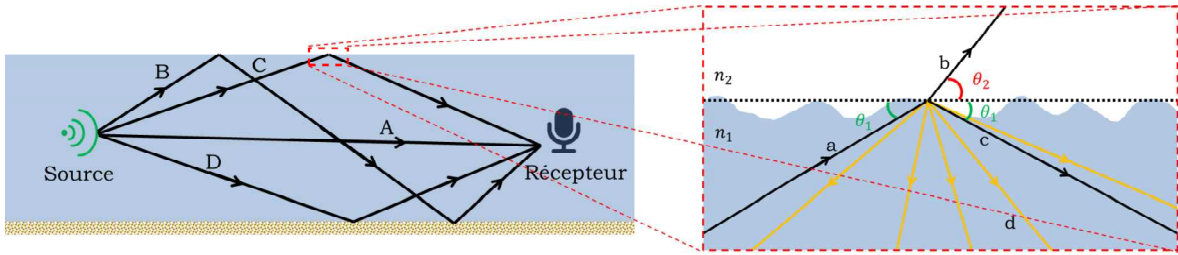


FIGURE 1.5 – Ensemble des trajets effectués par le signal émis. A représente le trajet direct et B, C et D des trajets indirects. A droite sont représentées la réfraction (b), la réflexion (c) et la réflexion diffuse (d)

Modèle de propagation

L'équation d'onde, équation 1.5 CLAY et MEDWIN (1998), décrit la propagation d'une onde acoustique dans un gaz ou dans un liquide. Elle dépend de l'état de la pression p en un point de l'espace (x, y, z) et de la célérité locale $c(x, y, z)$.

$$\Delta p = \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 p}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 p}{\partial z^2} = \frac{1}{c^2(x, y, z)} \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} \quad (1.5)$$

La résolution de l'équation d'Helmholtz (équation 1.6), permet de connaître en tout point de l'espace la pression d'un signal sinusoïdale de fréquence f_0 , et ainsi d'établir une carte de sa propagation en fonction de la profondeur z et, suivant la méthode de résolution, de la distance x .

$$\Delta p + k^2(x, y, z)p = 0 \quad (1.6)$$

Plusieurs méthodes de résolution de l'équation d'Helmholtz permettent de décrire la propagation de l'onde dans le canal sous-marin JENSEN et collab. (2011) : méthode des rayons, par intégration du nombre d'onde, les modes normaux, les équations paraboliques, par différences finies et éléments finis. La théorie des rayons que nous utiliserons ici, proche de l'optique géométrique, utilise une approximation « haute fréquence » pour résoudre l'équation d'Helmholtz, telle que :

$$\left| \frac{dc}{dz} \right| \ll \frac{c}{\lambda} \quad (1.7)$$

C'est-à-dire que la variation relative de célérité doit être faible sur une distance de l'ordre de la longueur d'onde LURTON (1998). On retiendra que la théorie des rayons sera adaptée pour des fréquences supérieures à 100-200 Hz pour les grands fonds, et supérieures à 200-1000 Hz pour des petits fonds (figure 1.6). La méthode ondulatoire donne, quant à elle, la solution globale de l'équation de propagation, et est complètement adaptée à des signaux BF ou TBF, et/ou des petits fonds.

Impact du profil de célérité

La célérité du son dans l'eau est généralement comprise entre et 1450 m s^{-1} 1550 m s^{-1} . Cette variable dépend de 3 paramètres du milieu : la pression p (souvent exprimée à travers la profondeur z en m), la température T en $^{\circ}\text{C}$ et la salinité S en ‰. Le modèle de Leroy LEROY et collab. (2008) permet de calculer le profil de célérité en fonction des 3 paramètres T, z et S , mesurés dans la colonne d'eau.

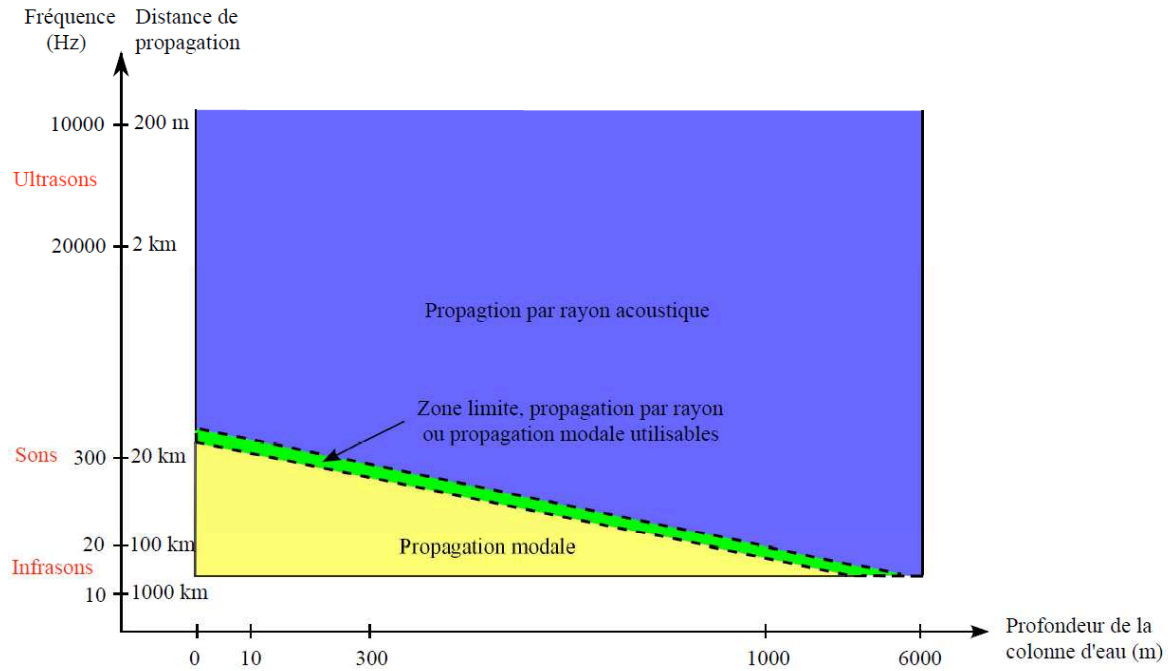


FIGURE 1.6 – Illustration schématique des domaines de validité des théories de propagation modale et par rayon acoustique illustrés en fonction de la fréquence du signal transmis et de la profondeur de la colonne d’eau BONNEL et JOSSO (2014).

$$\begin{aligned}
 c = & 1402,5 + 5T - 5,44 \times 10^{-2}T^2 + 2,1 \times 10^{-4}T^3 + 1,33S - 1,23 \times 10^{-2}ST + 8,7 \times 10^{-5}ST^2 \\
 & + 1,56 \times 10^{-2}Z + 2,55 \times 10^{-7}Z^2 - 7,3 \times 10^{-12}Z^3 + 1,2 \times 10^{-6}Z(\phi - 45) - 9,5 \times 10^{-13}TZ^3 + 3 \times 10^{-7}T^2Z \\
 & + 1,43 \times 10^{-5}SZ \quad (1.8)
 \end{aligned}$$

Il est courant de faire l’hypothèse que l’onde se déplace suivant une trajectoire rectiligne, mais la variation de la célérité en fonction de la profondeur peut avoir comme effet de courber cette trajectoire. En effet, l’indice de réfraction n , paramètre proportionnel de la célérité du milieu ($n_i = \frac{c_{ref}}{c_i}$), se retrouve donc également variable en fonction de la profondeur. Pour cette démonstration, nous considérerons dans un premier temps le milieu stratifié en fonction de l’indice. Ainsi, suivant le profil de célérité et l’angle d’arrivée du signal sur, ce qui est appelé en optique, le dioptré, il devient possible à travers la loi de *Snell-Descartes* pour la réfraction (équation 1.9), de décrire la direction du trajet réfracté, et donc de montrer la courbure du rayon (figure 1.7).

$$\frac{\cos(\theta_1)}{c_1} = \frac{\cos(\theta_2)}{c_2} \quad (1.9)$$

Dans LURTON (1998), Lurton montre, en utilisant l’équation iconale, que si la célérité varie de manière graduelle en fonction de la profondeur z , alors le trajet suit un rayon de courbure proportionnel à la variation de la célérité. Ainsi certains rayons étant pourtant dirigés vers le fond ou la surface peuvent ne jamais les atteindre du fait de la courbure de leurs trajectoires. La trajectoire des rayons est donc fortement dépendante de la célérité du milieu, ainsi que de la bathymétrie. Des tracés de rayons en fonction de profils de célérité mesurés, seront présentés dans le dernier chapitre portant sur les résultats.

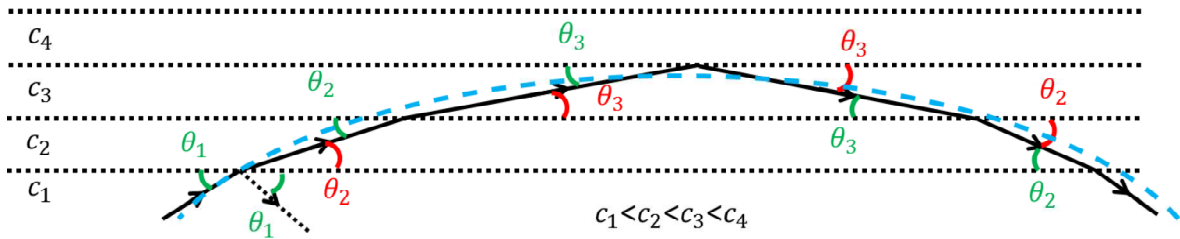


FIGURE 1.7 – Courbure d’un rayon dans le cas d’un milieu stratifié en noir. Lorsque l’on considère des couches infiniment fines, le rayon suit le trajet bleu

1.3.3 Effet Doppler

Le canal de propagation n’est pas la conséquence de tous les phénomènes observés. Nous introduisons dans cette section l’effet engendré par une vitesse relative entre un émetteur et un récepteur, ou une différence de fréquences d’échantillonnage entre ces deux entités.

L’effet Doppler se caractérise par une compression ou une dilatation du signal temporel $x(t)$, soit un décalage en fréquence de son spectre, $X(f)$, tel que $X_d(f) = \mathcal{F}[x_d(t)]$, $\mathcal{F}[x(t)]$ étant la Transformée de Fourier du signal $x(t)$, JOSSO (2010). Mathématiquement, cela se traduit par une multiplication du signal $x(t)$ par une exponentielle complexe avec ν le décalage en fréquence Doppler, ce qui correspond, dans le domaine de Fourier, à une convolution par un *dirac* :

$$\begin{cases} x_d(t) = \sqrt{\nu} x(\nu t) e^{j2\pi\nu t} \\ X_d(f) = X(f) * \delta(f - \nu) \end{cases} \quad (1.10)$$

Ce décalage fréquentiel entre le signal émis et le signal reçu peut être dû à une vitesse relative entre l’émetteur et le récepteur, ou bien, à la différence de la fréquence d’échantillonnage entre ces deux entités. Il est facile d’imaginer que lorsque l’émetteur se déplace vers le récepteur (figure 1.8) l’intervalle entre deux émissions se retrouve réduit.

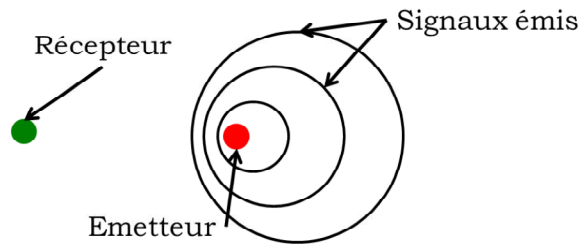


FIGURE 1.8 – Propagation d’une onde acoustique dans le cas d’une vitesse relative non nulle entre l’émetteur et le récepteur.

Nous montrons ici la correspondance entre le décalage en fréquence ν et la vitesse relative entre l’émetteur et le récepteur. Soit un signal émis à un instant $t = 0$ et reçu à $t = t_1$. Le temps de trajet est égale à t_1 , et la distance entre l’émetteur et le récepteur, dans le cas d’une vitesse nulle, est égale au temps de trajet multiplié par la célérité de l’onde acoustique telle que $D = t_1 c$. En prenant une vitesse relative ν entre l’émetteur et le récepteur, la distance séparant l’émetteur du récepteur varie en fonction du temps :

$D_{E/R}(t) = D - vt$. Afin d'obtenir le décalage en fréquence ν associé à la vitesse v , prenons un second signal, émis à $t = T$ et reçu à $t = t_2$. Alors t_2 nous donne la relation suivante :

$$t_2 = T + \frac{D(t_2)}{c} = T + \frac{D(t_1) - v(t_2 - t_1)}{c} \quad (1.11)$$

Ainsi le décalage temporel δt_d associé à la vitesse v , est donné par l'équation 1.12a, et ν , inversement proportionnel à δt_d est donné par l'équation 1.12b, avec f_0 la fréquence d'émission des signaux ($f_0 = 1/T$).

$$t_2 - t_1 = \frac{T}{1 + \frac{v}{c}} \quad (1.12a)$$

$$\nu = f_0 \frac{v}{c} \quad (1.12b)$$

Un Doppler important engendrera des détections manquées de par le décalage en fréquence du signal reçu. Les vitesses relatives que nous rencontrerons seront relativement faibles ($v_{\max} < 1 \text{ m/s}$) et le décalage en fréquence Doppler associé sera faible ($\nu_{\max} < 10 \text{ Hz}$). Cet effet sera en revanche traité dans une partie de nos analyses, à travers notamment l'utilisation de la fonction d'ambiguïté présentée dans la section 2.2.3.

Chapitre 2

Détection de signaux larges bandes

2.1 Introduction

Dans l'introduction, différentes contraintes ont été présentées. Elles sont dues à la fois au canal de transmission, et au système de positionnement.

Ce chapitre présente les travaux de la thèse concernant le récepteur. Dans un premier temps, nous définissons une structure de détecteur adapté au contexte CDMA, autrement dit multi-émetteurs (section 1.2.3). Après un positionnement par rapport à l'état de l'art, une méthode de détection basée sur un nouveau critère est discutée. La détection proposée est ensuite appliquée sur des canaux de transmission, préalablement définis. Ces canaux introduisent les interférences du canal de transmission réel et du système CDMA, afin de tester la robustesse de la méthode de détection. Enfin, nous concluons d'une possible amélioration de la détection via le deuxième élément que nous maîtrisons, le choix des formes d'onde à l'émission.

2.2 Compression d'impulsion

2.2.1 Filtrage adapté

Étant dans le cas du SONAR actif, nous avons connaissance du signal émis. Cette connaissance du signal à détecter est essentielle dans le choix de la méthode de détection, ainsi que dans le traitement ou le débruitage du signal en réception. Afin de faire ressortir la présence du signal recherché, le filtrage optimal est le filtrage adapté (en supposant le signal recherché déterministe).

Soit le modèle du signal reçu tel que :

$$r(t) = n(t) + \alpha_e e(t - T_{\text{TOA}}) \quad (2.1)$$

$r(t)$ étant le signal reçu, $n(t)$ le bruit, $e(t)$ le signal émis, T_{TOA} l'instant d'arrivée du signal émis et α_e le coefficient d'atténuation du signal. On appellera fonction d'intercorrélation entre le signal émis $e(t)$ et le signal reçu $r(t)$, la fonction $\Gamma_{er}(\tau)$ (équation 2.2) avec τ le décalage temporel entre $e(t)$ et $r(t)$. La fonction d'intercorrélation mesure la « ressemblance » au cours du temps, entre $e(t)$ et $r(t)$, et fait ressortir la présence du signal recherché, en l'occurrence $e(t)$:

$$\Gamma_{er}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} e(t)r^*(t-\tau)dt = \int_{-\infty}^{\infty} r(t)e^*(t-\tau)dt \quad (2.2)$$

Le schéma bloc suivant représente le mécanisme de la fonction d'intercorrélation et le modélise par un unique bloc (figure 2.1).

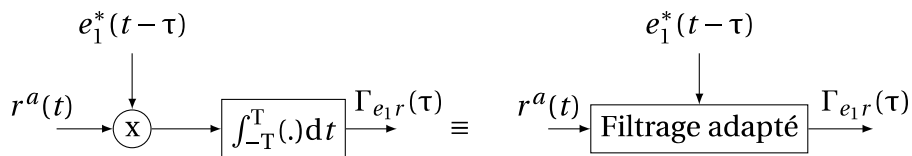


FIGURE 2.1 – Modélisation de la fonction d'intercorrélation entre le signal reçu $r(t)$ et le signal recherché $e_i(t)$.

On ajoutera que la fonction d'intercorrélation $\Gamma_{er}(\tau)$ est la somme de l'intercorrélation $\Gamma_{en}(\tau)$ et de l'autocorrélation $\Gamma_{ee}(\tau)$ à l'instant T_{TOA} :

$$\Gamma_{er}(\tau) = \Gamma_{en}(\tau) + \alpha_e \Gamma_{ee}(\tau - T_{\text{TOA}}) \quad (2.3)$$

La suite des travaux utilise la représentation analytique des signaux, de la forme $x^a(t) = a(t)e^{j\Phi(t)}$. Le signal reçu étant réel, la représentation analytique peut être obtenue par :

$$x^a(t) = x(t) + j\hat{x}(t) \quad (2.4)$$

avec $\hat{x}(t)$ la transformée de *Hilbert* de $x(t)$, celle-ci déphasant le signal d'entrée de $\pi/2$.

$$\begin{cases} \hat{x}(t) = \mathcal{H}[x(t)] = x(t) * \frac{1}{\pi t} \\ \mathcal{F}[\hat{x}(t)] = X(f)[-j\text{sign}(f)] \end{cases} \quad (2.5)$$

$X(f)$ étant la transformée de Fourier de $x(t)$. La figure 2.2 montre alors le processus permettant de transformer le signal réel reçu $r(t)$ en un signal complexe $r^a(t)$.

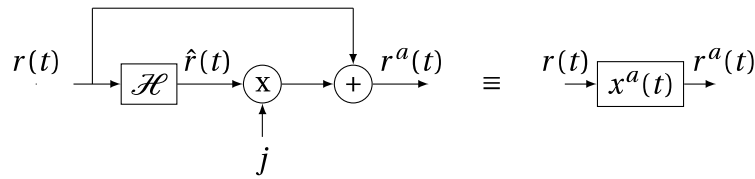


FIGURE 2.2 – Mise en forme du signal reçu.

Autocorrélation d'un signal sinusoïdal

Soit le signal $e(t)$ défini analytiquement de la manière suivante :

$$e(t) = \Pi\left(\frac{t}{T}\right) e^{j2\pi f_0 t} \quad (2.6)$$

avec « Π » la fonction porte telle que :

$$\Pi\left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} 1 & \text{si } -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.7)$$

D'après l'équation 2.6 et l'équation 2.2, la fonction d'autocorrélation est :

$$\Gamma_{ee}(\tau) = \text{tri}\left(\frac{\tau}{T}\right) e^{j2\pi f_0 \tau} \quad (2.8)$$

avec f_0 la fréquence du signal et « tri » la fonction triangle telle que :

$$\text{tri}\left(\frac{\tau}{T}\right) = \begin{cases} T - |\tau| & \text{si } -T \leq \tau \leq T \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.9)$$

Afin de rendre les étapes de détection et de datation, plus aisées, nous utilisons l'enveloppe de la fonction d'intercorrélacion (figure 2.3), obtenue en prenant le module de $\Gamma_{ee}(\tau)$, et la phase en prenant son argument.

$$\begin{cases} \Gamma_{ee}^{env}(\tau) = |\Gamma_{ee}(\tau)| \\ \Gamma_{ee}^{phase}(\tau) = \arg[\Gamma_{ee}(\tau)] \end{cases} \quad (2.10)$$

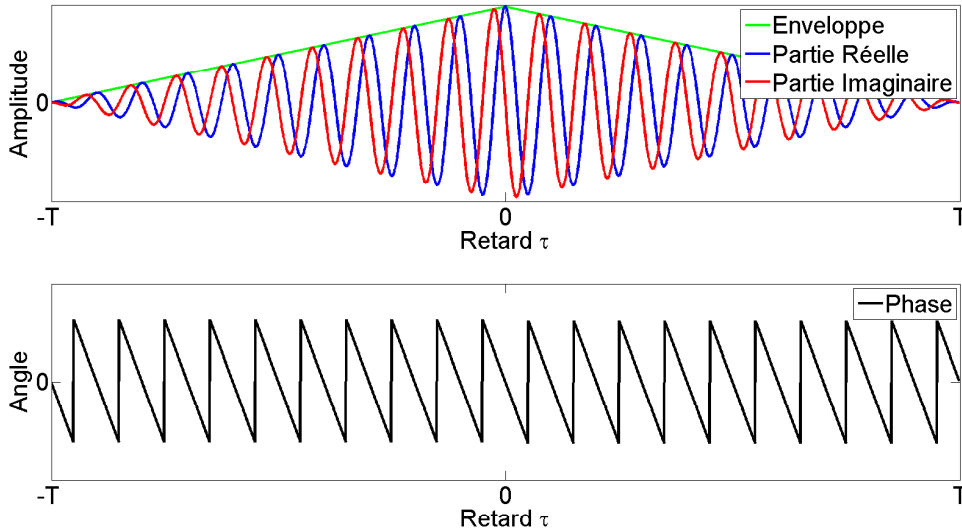


FIGURE 2.3 – Enveloppe de la fonction d'autocorrélation (en haut). Phase de la fonction d'autocorrélation, comprise entre $-\pi$ et π (en bas)

C'est sur l'enveloppe de la fonction d'intercorrélation qu'une des méthodes de détection sera basée. L'enveloppe de la fonction d'autocorrélation d'un signal sinusoïdal est donc une fonction triangle de largeur $2T$ et centrée en $\tau = 0$ (retard correspondant à T_{TOA} pour l'intercorrélation entre $e(t)$ et $r(t)$ équation A.7). L'objectif de la compression d'impulsion est de « compresser » l'impulsion qui est dans le cas d'un signal sinusoïdal, la fonction triangle. Nous l'appellerons pic de détection. L'intérêt est potentiellement d'améliorer la détection, mais également la datation (estimation de T_{TOA}), en augmentant la résolution du pic de détection.

Autocorrélation d'un signal large-bande

Contrairement au signal présenté précédemment, où le spectre du signal est contenu dans un Dirac, les signaux large-bande occupent une certaine bande de fréquence, notée B . C'est la diversité fréquentielle d'un signal large-bande qui permet la compression d'impulsion. En effet, contrairement au signal présenté précédemment, le signal large bande à une fréquence qui évolue au court du temps, rendant ainsi l'impulsion de la fonction d'autocorrélation plus étroite. Un signal large bande est obtenu par modulation du signal émis. Ces signaux seront d'avantage présentés dans la section 3.1. Afin d'illustrer la compression d'impulsion ainsi que les méthodes de détection présentées dans ce chapitre, nous considérerons un signal largement utilisé dans la communauté du RADAR et du SONAR, le *chirp*. L'équation suivante est la représentation analytique décrivant ce signal :

$$e(t) = \Pi\left(\frac{t}{T}\right) e^{\Phi(t)} \quad (2.11)$$

avec $\Phi(t) = 2\pi(f_0 + kt)t$ dans le cas du *chirp* linéaire. La fréquence instantanée $F(t)$ décrit l'évolution de la fréquence au court du temps (ici $F(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Phi(t)}{dt} = f_0 + kt$). f_0 est la fréquence initiale du signal et $k = B/T$ (B étant la bande de fréquence du signal) décrit la pente du *Chirp* linéaire.

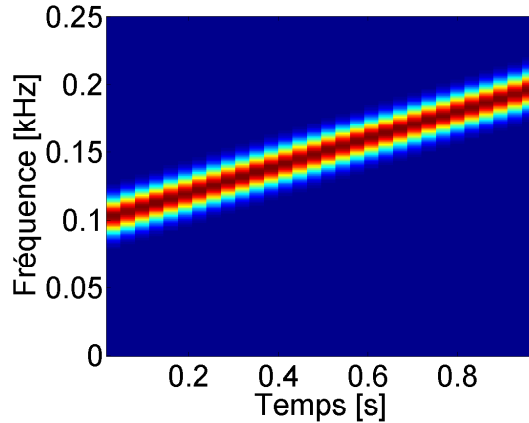
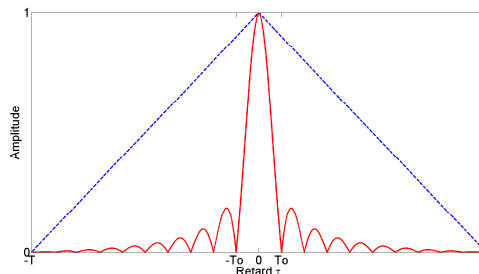


FIGURE 2.4 – Représentation Temps-Fréquence d'un chirp linéaire

Dans STEVENS (2004), l'auteur fait la démonstration de l'autocorrélation du *chirp* linéaire et de ses propriétés. Ainsi, au voisinage du pic de détection ($\tau \ll T$) la fonction d'autocorrélation devient :

$$\Gamma_{ee}(\tau) \simeq \text{tri}\left(\frac{\tau}{T}\right) e^{-j2\pi f_0 \tau} \text{sinc}(\pi k \tau T) \quad (2.12)$$

avec $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(x)}{x}$. Ainsi l'enveloppe de la fonction d'autocorrélation du *Chirp* linéaire est $\Gamma_{ee}^{env}(\tau) \simeq \text{tri}\left(\frac{\tau}{T}\right) \text{sinc}(\pi k \tau T)$. Donc si T_0 correspond au premier passage à 0 de $\Gamma_{ee}^{env}(\tau)$, on a $\pi B T_0 = \pm \pi$ et en on déduit que la largeur du pic de corrélation est égale à $2/B$ (contrairement à $2T$ pour le signal sinusoïdal).


 FIGURE 2.5 – Fonction d'autocorrélation d'un signal sinusoïdal (trait bleu pointillé) et d'un *chirp* linéaire (rouge trait plein)

L'intérêt de l'utilisation d'un signal large bande est montré clairement par l'augmentation de la résolution du pic de détection, et donc de la datation. La compression d'impulsion s'appliquera sur tous les signaux large-bande présentés dans le chapitre 3. Les deux sections suivantes discutent de l'impact des perturbations induites par le canal.

2.2.2 Cohérence temporelle

La cohérence temporelle informe sur la capacité de l'onde acoustique à générer des interférences. Le temps de cohérence est inversement proportionnel à la bande de fréquence du signal : $\tau_c = 1/B$. La longueur de cohérence associée est notée $L_c = \tau_c c$. Ainsi, si la différence de marche (δL) entre deux trajets du signal émis est inférieure à L_c , il y

aura alors des interférences, celles-ci pouvant être constructives ou destructives (suivant δL et les signaux large-bande utilisés). Les signaux sur lesquelles nous travaillerons ont une bande de fréquence de 5kHz, soit $\tau_c = 0,2ms$ et $L_c = 0,3m$. Sur les données issues des essais en mer, la durée entre les instants d'arrivées de deux trajets est de l'ordre de $\tau_\Delta = 0,001ms$, soit une différence de marche $\delta L = 0,0015m$.

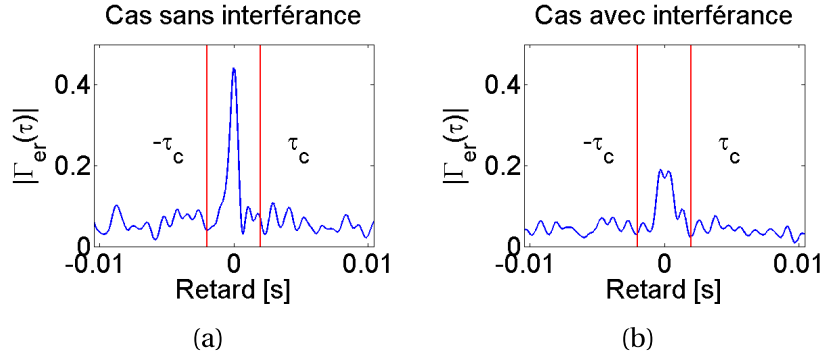


FIGURE 2.6 – Intercorrélations pour des distances émetteur-récepteur de 6km. Comparaison entre absence (a) et présence (b) de multi-trajets.

Les figures 2.6a et 2.6b montre que l'amplitude du pic de détection est atténuée (quasiment d'un facteur 2) en présence d'un écho. Cela est dû aux interférences destructives entre les deux trajets.

2.2.3 Fonction d'ambiguïté

Ont été présentées en introduction les différentes problématiques liées au canal de propagation. Nous allons ici voir l'impact de l'effet Doppler sur le filtrage adapté. Comme il a été dit dans la section 1.3.3, le décalage en fréquence d'un signal se fait en multipliant ce signal par une exponentielle complexe de fréquence Doppler ν . La Fonction d'Ambiguïté (FA) représente la fonction d'intercorrélation entre deux signaux pour plusieurs fréquences ν telle que :

$$\chi_{er}(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} e(t)r^*(t-\tau)e^{j2\pi\nu t} dt \quad (2.13)$$

On retrouve la fonction d'intercorrélation en $\nu = 0$ ($\Gamma_{er}(\tau) = \chi_{er}(\tau, 0)$) et on définit la Coupe Doppler (CD) (HAGUE et BUCK (2012)) pour $\tau = 0$ telle que $CD_{er}(\nu) = \chi_{er}(0, \nu)$. La CD informe sur l'atténuation du pic de détection en fonction du décalage fréquentiel. Par dualité temps-fréquence, on déduira que la largeur du pic de détection suivant ν est inversement proportionnelle à la durée du signal. $F_0 = 1/T$ correspond au premier passage à 0 de la CD (figure 2.7).

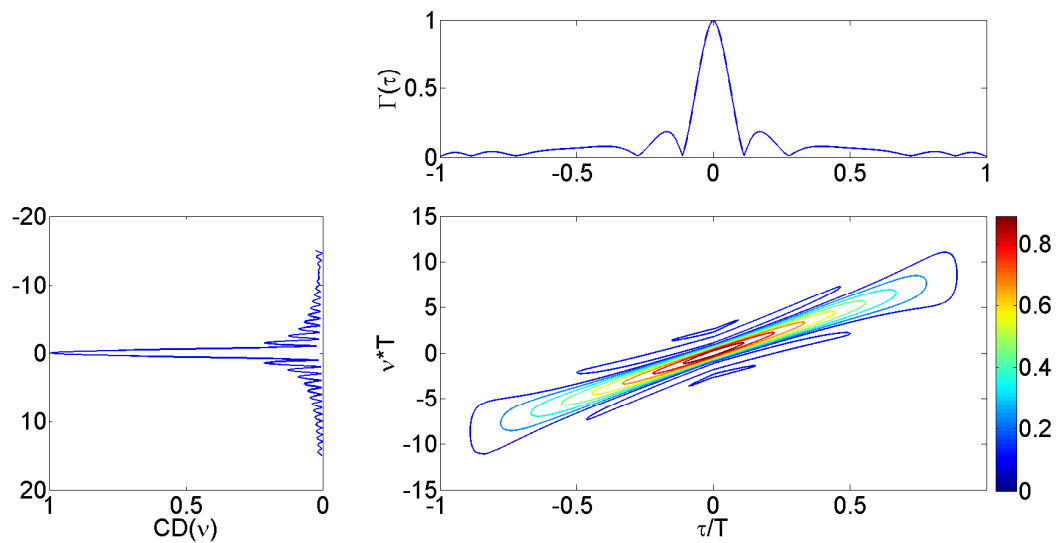


FIGURE 2.7 – Fonction d'autoambiguïté du *chirp* linéaire; la CD (à gauche); la fonction d'autocorrélation (en haut)

La CD permet dans un premier temps de connaître la robustesse du filtrage adapté face à l'effet Doppler. Si l'effet Doppler de l'application induit une atténuation significative du pic de détection, il est alors nécessaire de remplacer la fonction de corrélation $\Gamma_{er}(\tau)$ par la fonction d'ambiguïté. Afin de détecter le signal, il faudra alors appliquer un banc de filtres, composés d'un décalage fréquentiel (différent pour chaque filtre) suivi d'un filtrage adapté. Les décalages en fréquence Doppler v de notre étude étant bien inférieurs à $2/T$, nous n'utiliserons pas la fonction d'ambiguïté dans la détection.

La non-uniformité de la courbe de célérité dans la colonne d'eau ainsi que la variation de la célérité le long du trajet directe introduisent aussi de l'effet Doppler. Au vu des données à disposition et de la "qualité" des pics de corrélation, on supposera cet effet négligeable. Cette hypothèse permettra d'alléger l'algorithme de détection qui doit être implanté sur un système embarqué (un tel système est contraint en mémoire et en temps de calcul).

2.3 Structure du détecteur

2.3.1 Détection "temps réelle"

Comme présenté dans la section 1.2.3, le système de positionnement étant asservi, il est nécessaire de positionner les récepteurs en temps réel. Cette contrainte s'étendant donc à la détection, le signal enregistré par les récepteurs est traité par blocs d'acquisition de durée $2T$. $r(t)$ représentera à présent cette observation. Cette contrainte implique que l'intégrale équation 2.2 est bornée entre $-T$ et T . Bien que les observations passées soient écrasées au fur et à mesure, il est en revanche possible d'en conserver des informations, comme les propriétés statistiques de $\Gamma_{er}(\tau)$. L'objectif de ce chapitre est de déterminer s'il y a présence du signal dans l'observation présente. L'étape de datation, permettant d'estimer la distance entre l'émetteur et le récepteur, ne se fera que s'il y a détection du signal recherché.

2.3.2 Détecteur conventionnel

L'application en question est un système CDMA synchrone sur lequel est appliqué un détecteur conventionnel en réception HOLMES (1982). Ainsi, l'ensemble des signaux émis sont recherchés de manière indépendante. Cela se traduit par l'application d'un banc de filtres adaptés sur l'observation. À chaque filtre adapté correspond la signature $e_j(t)$ d'un émetteur j , tel que :

$$\Gamma_{e_j r}(\tau) = \int_{-T}^T e_j(t) r^*(t - \tau) dt = \int_{-T}^T r(t) e_j^*(t - \tau) dt \quad (2.14)$$

La structure complète du détecteur est alors définie par la figure 2.8.

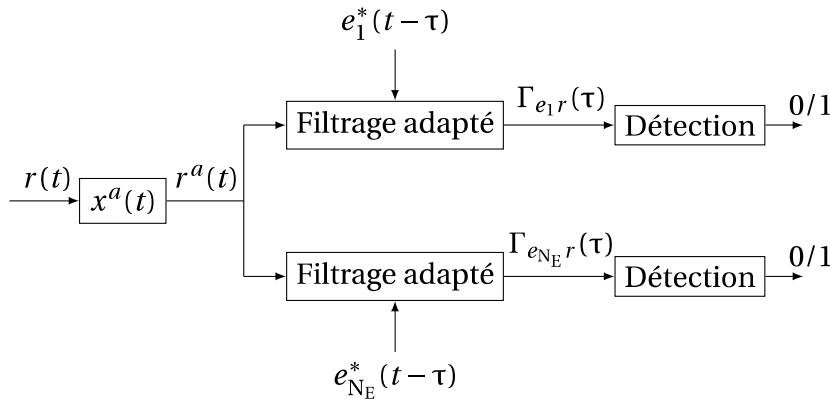


FIGURE 2.8 – Structure du détecteur CDMA synchrone

Il existe d'autres types de structures de détecteurs plus complexes, prenant en compte les interférences dues à un canal multi-émetteurs (principalement adapté à des systèmes CDMA asynchrones) et à trajets multiples (VERDU (1998)). Le récepteur RAKE (OUERTANI (2013)) en est un exemple. Ces structures de détecteurs sont très utilisées en communications sous-marines, où l'objectif est de retrouver le message émis dans le signal reçu. Ainsi, les interférences sont une problématique importante dans ce type d'application. Dans un contexte de positionnement où l'information recherchée est le TOA (*Time Of Arrival*), ces interférences sont moins problématiques, mais réduiront potentiellement les performances du détecteur. Enfin, les récepteurs de types RAKE augmentant de manière conséquente la complexité du système, nous avons choisi de palier aux problèmes d'interférences au niveau du bloc de détection présenté figure 2.8. Les méthodes de détection choisies devront alors être robustes aux interférences dues au canal CDMA et multi-trajets. On notera que poursuivre les travaux sur la structure du détecteur permettrait alors d'améliorer les performances du système de détection, dans le cas de multi-trajets destructeurs ou d'interférences entre signaux. Dans la section 4.2.3, une manipulation "collision" vise à tester la détection lorsque plusieurs signaux arrivent simultanément avec des niveaux d'énergies similaires.

2.4 Modélisation du canal CDMA

2.4.1 Définition de l'observation

L'observation $r(t)$ est composée d'une somme de signaux. Deux types de signaux sont à distinguer : l'ensemble des signaux issus du paysage acoustique sont regroupés dans le

signal $n(t)$, considéré comme un bruit gaussien; les signaux, dits utiles, étant les signaux émis $e_i(t)$ par les émetteurs du canal CDMA. On définit alors le modèle de l'observation :

$$r(t) = n(t) + \sum_{j=1}^{N_E} \sum_{m=1}^{M_j} \alpha_j^{(m)} e_j(t - T_j^{(m)}) \quad (2.15)$$

avec $j \in \{1, 2, \dots, N_E\}$, α_j le coefficient lié au niveau d'énergie du signal ($\alpha_j = 0$ si le signal $e_j(t)$ est absent), T_j son instant d'arrivée et M_j le nombre de multi-trajets du signal.

Dans le canal CDMA, et d'après la structure du détecteur, l'objectif est de détecter distinctement l'ensemble des signaux émis $e_j(t)$ par les émetteurs, chacun étant identifié par une signature. La détection se faisant émetteur par émetteur, on considèrera N_E détections, où à chaque détection correspond la recherche d'un signal $e(t)$ d'un émetteur donné. Afin de modéliser le canal CDMA, nous définissons alors trois signaux : le bruit ambiant $n(t)$, le signal émis $e(t)$ recherché et un signal interférant $i(t)$, correspondant à la présence d'un des signaux émis dans le canal CDMA et non recherché dans l'observation. Ainsi, l'observation est représentée de la manière suivante :

$$r(t) = n(t) + \sum_{m=1}^{M_e} \alpha_e^{(m)} e(t - T_e^{(m)}) + \sum_{m=1}^{M_i} \alpha_i^{(m)} i(t - T_i^{(m)}) \quad (2.16)$$

Le bruit $n(t)$ est d'énergie $E_n = N_0$, et les énergies des signaux $e(t)$ et $i(t)$ sont prises unitaires, afin que le Rapport Signal sur Bruit (SNR) et le Rapport Interférence sur Bruit (RIB) soient représentés à travers les coefficients (α_e, α_i). Le SNR, le RIB ainsi que le Rapport Signal sur Interférence (RSI) sont décrits dans les paragraphes suivants.

SNR

Le bruit $n(t)$ étant de puissance N_0 , le SNR sera défini à travers le coefficient α_e et N_0 . Les principaux facteurs déterminant le SNR sont : SL_{dB} (*Source Level*) le niveau d'émission de la source en dB, TL_{dB} (*Transmission Loss*) les pertes par transmission étant fonction de la distance r entre l'émetteur et le récepteur, et NL_{dB} (*Noise Level*) le niveau de bruit. Ainsi nous avons $SNR_{dB} = (SL_{dB} - TL_{dB}) - NL_{dB}$. Le SNR_{dB} est modélisé à travers le coefficient α_e , tel que $SNR_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{E_{\alpha_e \cdot e}}{E_n} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{\alpha_e^2}{N_0} \right)$. Inversement, le coefficient α_e est obtenu en fonction du SNR_{dB} tel que $\alpha_e = \sqrt{N_0 10^{SNR_{dB}/10}}$.

RIB

De la même manière que pour le calcul de α_e , α_i dépendra du RIB_{dB} . Alors $RIB_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{E_{\alpha_i \cdot i}}{E_n} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{\alpha_i^2}{N_0} \right)$, et le coefficient α_i est donné en fonction de RIB_{dB} tel que $\alpha_i = \sqrt{N_0 10^{RIB_{dB}/10}}$.

RSI

Afin d'interpréter les résultats pas la suite, nous définissons le Rapport Signal sur Interférence (RSI_{dB}), tel que $RSI_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{E_{\alpha_e \cdot e}}{E_{\alpha_i \cdot i}} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{\alpha_e^2}{\alpha_i^2} \right) = SNR_{dB} - RIB_{dB}$.

Si le niveau de bruit NL_{dB} est supposé constant, ainsi que les niveaux d'émission des émetteurs SL_{dB} , ce qui différenciera le SNR et RIB seront les pertes par transmission TL_{dB} qui sont fonctions de la distance r . Alors, un faible SNR indique que le signal recherché à

parcouru une longue distance, tandis qu'un RIB important signifie que l'émetteur interférant à l'observation est proche du récepteur. Le détecteur devra alors prendre en compte ces interférences.

Le phénomène d'éblouissement (SKLAR (2001)) apparait lorsqu'un signal interfèrent de forte énergie arrive en même temps que le signal recherché de faible énergie. Les travaux s'appliquant à un système synchrone (toutes les émissions se font au même instant), cette situation ne peut pas se produire. En effet, deux émetteurs situés à une même distance du récepteur et émettant simultanément, auront en réception une énergie similaire. Il se peut, en revanche, occasionnellement, que plusieurs émetteurs se trouvent à une même distance d'un récepteur. Ainsi, si le nombre de signaux interférents augmente, nous serons confrontés au phénomène d'éblouissement. Cette situation, se produisant rarement, sera abordée. D'autre part, nous verrons que des signaux interférants de fortes énergies auront un impact sur la détection.

2.4.2 Définition des modèles de canal

Afin de tester l'efficacité de méthodes de détection, nous définissons quatre canaux. Comme il en a été discuté précédemment, il y a, en dehors de l'effet Doppler, deux types d'interférences : les signaux interférants $i(t)$ introduits par le contexte CDMA, les multi-trajets dont les amplitudes et les retards sont dépendants du canal de transmission. Le canal gaussien est le plus simple. Il fait l'hypothèse que le bruit est gaussien et ne prend en compte aucune de ces interférences (équation 2.17). Le canal gaussien / CDMA reprend le canal gaussien avec l'introduction des interférences dues au contexte CDMA (équation 2.18). Ces interférences sont représentées par la présence du signal $i(t)$. Le canal gaussien / CDMA / collision, prends en compte la possibilité que deux signaux sont reçus au même instant par un récepteur (équation 2.19). Le système étant synchrone (mêmes instants d'émission pour tous les émetteurs), deux signaux arrivant au même instant signifie que les distances entre le récepteur et chacun des deux émetteurs sont identiques (on considèrera alors les niveaux d'énergies de ces deux signaux identiques $\alpha_i = \alpha_e$). On considèrera dans le modèle la présence d'un seul signal interférant (cette hypothèse sera étendue à la présence de trois signaux interférant dans le chapitre 4). Enfin, le canal gaussien / CDMA / multi-trajets ajoute un nombre M_e de signaux $e(t)$, avec des énergies et temps d'arrivées différents (équation 2.20). Le niveau d'énergie et l'instant d'arrivée du trajet direct sont respectivement α_e et T_e , et M_e est le nombre de trajets indirects.

Canal gaussien :

$$r(t) = n(t) + \alpha_e e(t - T_e) \quad (2.17)$$

Canal gaussien / CDMA :

$$\begin{aligned} r(t) &= n(t) + \alpha_e e(t - T_e) + \alpha_i i(t - T_i) \\ \alpha_i &= 0 \text{ si } \alpha_e > 0 \end{aligned} \quad (2.18)$$

Canal gaussien / CDMA / collision :

$$\begin{aligned} r(t) &= n(t) + \alpha_e e(t - T_e) + \alpha_i i(t - T_i) \\ \alpha_i &= \alpha_e \end{aligned} \quad (2.19)$$

Canal gaussien / CDMA / multi-trajets :

$$r(t) = n(t) + \alpha_e e(t - T_e) + \sum_{m=1}^{M_e} \alpha_{e_m} e_m(t - T_{e_m}) \quad (2.20)$$

2.5 Détection : Tests d'hypothèses

La figure 2.9 se veut résumer globalement la théorie de la décision (SCHARF (1991), McDONOUGH (1995), URICK (1967)), en faisant correspondre des principes de résolutions pour différentes problématiques. D'après la structure du détecteur proposé, l'objectif du bloc "détection" (figure 2.8) est de prendre la décision entre présence et absence du signal $e(t)$. Nous allons donc appliquer un test d'hypothèse sur chaque fonction de corrélation $\Gamma_{e_i r}(\tau)$.

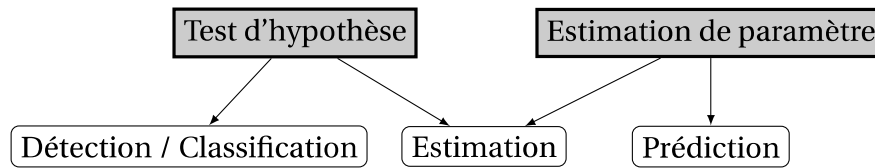


FIGURE 2.9 – Définition de la théorie de décision.

2.5.1 Définition du test d'hypothèse

Soit \mathbf{x} une réalisation de \mathbf{X} , correspondant, dans notre cas, à la fonction d'intercorrélation $\Gamma_{e_i r}^{\Re}(\tau)$. La loi de \mathbf{X} dépend d'un paramètre θ , celui-ci correspondant au paramètre α_e défini précédemment (rappelons que $\alpha_e = 0$ signifie que $e(t)$ est absent et $\alpha_e > 0$ que le signal $e(t)$ est présent). On a donc $\theta = \alpha_e$. Le paramètre θ appartient à l'espace des paramètres Θ tel que $\Theta = \theta_0 \cup \theta_1$. Nous sommes dans le cas d'une hypothèse simple car il n'y a qu'un seul paramètre permettant de prendre une décision. Une hypothèse H_i est alors définie pour $\theta \in \Theta_i$. Étant dans le cas de la détection, il n'y a que deux décisions possibles, à savoir D_0 , la décision d'absence du signal et D_1 la décision de présence du signal. ($\theta = 0 \Rightarrow D_0$ et $\theta > 0 \Rightarrow D_1$). Il s'agit d'un test d'hypothèse binaire tel que $H_0 : \theta \in \Theta_0$ et $H_1 : \theta \in \Theta_1$. On écrira ce test sous la forme :

$$\phi(x) = \begin{cases} 0 \sim H_0, & \mathbf{x} \in R \\ 1 \sim H_1, & \mathbf{x} \in A \end{cases} \quad (2.21)$$

avec $\phi(x)$ la fonction de décision ($\phi(x) = 0 \equiv D_0$ et $\phi(x) = 1 \equiv D_1$) et les espaces R et A les espaces respectifs de rejet et d'acceptation. Les décisions associées sont respectivement D_0 et D_1 . Dans la théorie de la détection, deux types d'erreurs peuvent être faites. La première est lorsque la décision D_1 est prise sachant H_0 : c'est une fausse alarme, à laquelle est associée la probabilité $P_{fa} = P(D_1|H_0)$. Dans l'autre cas où la décision D_0 est prise sachant H_1 , c'est un manque de probabilité associée $P_m = P(D_0|H_1)$. Au contraire, décider D_1 sachant H_1 est une détection correcte de probabilité $P_d = P(D_1|H_1) = 1 - P(D_0|H_1)$. Enfin, on appellera la probabilité de non détection $P_{nd} = P(D_0|H_0)$, le cas où la décision D_0 est prise sachant qu'il n'y a pas de signal présent dans l'observation.

On notera P_d et P_{fa} les pourcentages de détection et de fausses alarmes en sortie du détecteur. Ce sont ces paramètres qui permettront de mesurer les performances du détecteur. L'objectif est alors d'avoir P_d proche de 100% et P_{fa} proche de 0%, et ce, quelles que soient les distances émetteurs / récepteur et le niveau de bruit ambiant. On considérera alors une distance maximale de détection (en lien avec le SNR) correspondant à la distance à partir de laquelle P_d n'est plus suffisante.

Définition des hypothèses

Ainsi, le problème est résumé en deux hypothèses, H_0 correspondant à l'hypothèse nulle, c'est-à-dire que le signal reçu ne contient que du bruit, et l'hypothèse H_1 l'hypothèse alternative (le signal reçu contient du bruit et le signal recherché) :

$$\begin{cases} H_0 & : r(t) = n(t) \\ H_1 & : r(t) = n(t) + \alpha_e e(t - T_{\text{TOA}}) \end{cases} \quad (2.22)$$

Le test d'hypothèse étant appliqué après filtrage adapté, les deux hypothèses H_0 et H_1 sont définies telles que :

$$\begin{cases} H_0 & : \Gamma_{er}^{\Re}(\tau) = \Gamma_{en}^{\Re}(\tau) \\ H_1 & : \Gamma_{er}^{\Re}(\tau) = \Gamma_{en}^{\Re}(\tau) + \alpha_e \Gamma_{ee}^{\Re}(\tau - T_{\text{TOA}}), \alpha_e > 0 \end{cases} \quad (2.23)$$

avec Γ^{\Re} la partie réelle de la fonction de corrélation Γ .

2.5.2 Détecteur de Neyman-Pearson

Il existe plusieurs méthodes de détection s'appliquant aux tests d'hypothèse binaires. Le lemme de Neyman-Pearson en est un exemple :

$$\phi(\mathbf{x}) = \begin{cases} 0, & f_{\theta_1}(\mathbf{x}) < \alpha f_{\theta_0}(\mathbf{x}) \\ \gamma, & f_{\theta_1}(\mathbf{x}) = \alpha f_{\theta_0}(\mathbf{x}) \\ 1, & f_{\theta_1}(\mathbf{x}) > \alpha f_{\theta_0}(\mathbf{x}) \end{cases} \quad (2.24)$$

avec respectivement $f_{\theta_0}(\mathbf{x})$ et $f_{\theta_1}(\mathbf{x})$ les fonctions de répartition de l'observation \mathbf{x} dans les hypothèses H_0 et H_1 , et α le seuil de détection. Ainsi, la décision D_1 est prise pour $\phi(\mathbf{x}) = 1$, D_0 pour $\phi(\mathbf{x}) = 0$, et D_1 avec une probabilité γ lorsque $\phi(\mathbf{x}) = \gamma$.

Le test le plus couramment utilisé est le test du maximum de vraisemblance, où l'on compare les fonctions de répartition dans les deux hypothèses. On obtient alors le test suivant :

$$\phi(\mathbf{x}) = \begin{cases} 0, & l(\mathbf{x}) < \alpha \\ 1, & l(\mathbf{x}) > \alpha \end{cases} \quad (2.25)$$

avec

$$l(\mathbf{x}) = \frac{f_{\theta_1}(\mathbf{x})}{f_{\theta_0}(\mathbf{x})} \quad (2.26)$$

Le seuil α est alors défini en fonction de la fonction de répartition de $f_{\theta_0}(l)$ et de la probabilité de fausse alarme :

$$P_{\text{FA}} = P(l(\mathbf{x}) > \alpha | H_0) = \int_{\alpha}^{+\infty} f_{\theta_0}(l) dt \quad (2.27)$$

Densités de probabilité

Afin de choisir une méthode de détection adaptée, celle-ci se basant comme pour le maximum de vraisemblance sur les densités de probabilités, il est nécessaire de connaître ses densités de probabilité dans chacune des hypothèses. L'objectif est, dans un premier temps, d'approcher la densité de probabilité la partie réel de la fonction d'intercorrélation $\Gamma_{er}^{\Re}(\tau)$ dans l'hypothèse H_0 par une loi gaussienne. Le bruit étant posé comme une variable aléatoire, on supposera, d'après le théorème centrale limite, que l'intercorrélation

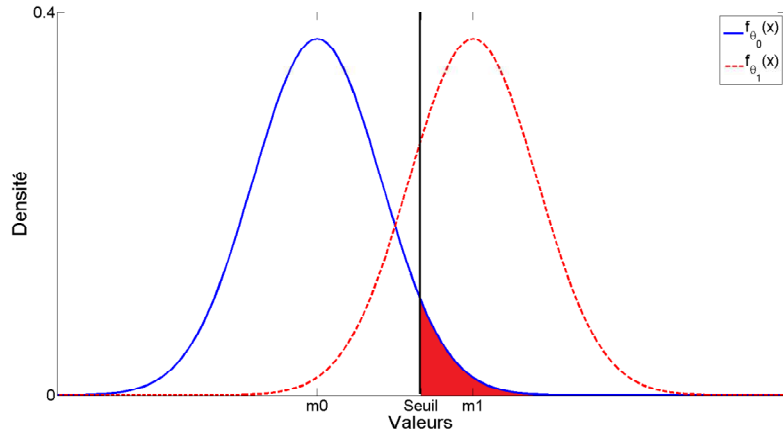


FIGURE 2.10 – Densités de probabilité de la réalisation x dans les hypothèses H_0 (courbe bleue en trait plein) et H_1 (courbe rouge en pointillés). La probabilité P_{fa} de fausses alarmes est représentée par la surface rouge.

$\Gamma_{en}^{\Re}(\tau)$ suit une loi gaussienne, de moyenne m_{Γ} et de variance σ_{Γ}^2 . On a alors la fonction de répartition de la réalisation $\Gamma_{en}^{\Re}(\tau)$ dans l'hypothèse H_0 :

$$f_{\theta_0}(\Gamma_{en}^{\Re}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\Gamma}^2}} \exp\left(-\frac{(\Gamma_{en}^{\Re} - m_{\Gamma})^2}{2\sigma_{\Gamma}^2}\right) \quad (2.28)$$

On trouve dans la littérature des tests d'hypothèse permettant de valider l'hypothèse selon laquelle une observation suit une loi gaussienne ou non. Les deux tests sont les tests de Kolmogorov-Smirnov (MASSEY JR (1951), MILLER (1956) et WANG et collab. (2003)) et de Lilliefors (CONOVER et CONOVER (1980), LILLIEFORS (1969) et LILLIEFORS (1967)). Ce dernier test, non paramétrique, est adapté à des données de paramètres statistiques inconnus. Son principe est le suivant :

- estimer la moyenne et la variance de la distribution en se basant sur les données ;
- trouver le maximum de variance entre la fonction de répartition empirique (issue des données) et la fonction de répartition gaussienne de moyenne et de variance estimées précédemment ;
- comparer le maximum de variance obtenu à un seuil statistique significatif, permettant de valider ou non l'hypothèse que les données suivent une loi gaussienne ou non.

Ce test est appliqué sur les fonctions d'intercorrélation Γ_{en}^{\Re} entre un signal $e(t)$ et des observations $r(t)$ ne contenant que du bruit ambiant $n(t)$. Les observations $r(t)$ sont issues de données réelles. Le test valide l'hypothèse que Γ_{en}^{\Re} suit une loi gaussienne pour plus de 90% des 10000 observations testées, le taux d'erreur étant fixé à 5% (figure 2.11a). En revanche, $\Gamma_{er}^{\Re}(\tau)$ sachant H_1 n'est pas gaussienne du fait que $\Gamma_{ee}^{\Re}(\tau)$ ne suit pas une loi gaussienne (figure 2.11b). En effet, le modèle gaussien calculé ne colle pas avec la fonction de répartition.

On supposera par la suite que $f_{\theta_0}(\Gamma_{en}^{\Re}(\tau))$ est connue et $f_{\theta_1}(\Gamma_{en}^{\Re}(\tau))$ inconnu. Le détecteur de Neyman-Pearson ne pouvant être utilisé directement, nous allons définir un seuil de détection basé sur la connaissance de $f_{\theta_0}(\Gamma_{en}^{\Re}(\tau))$ uniquement.

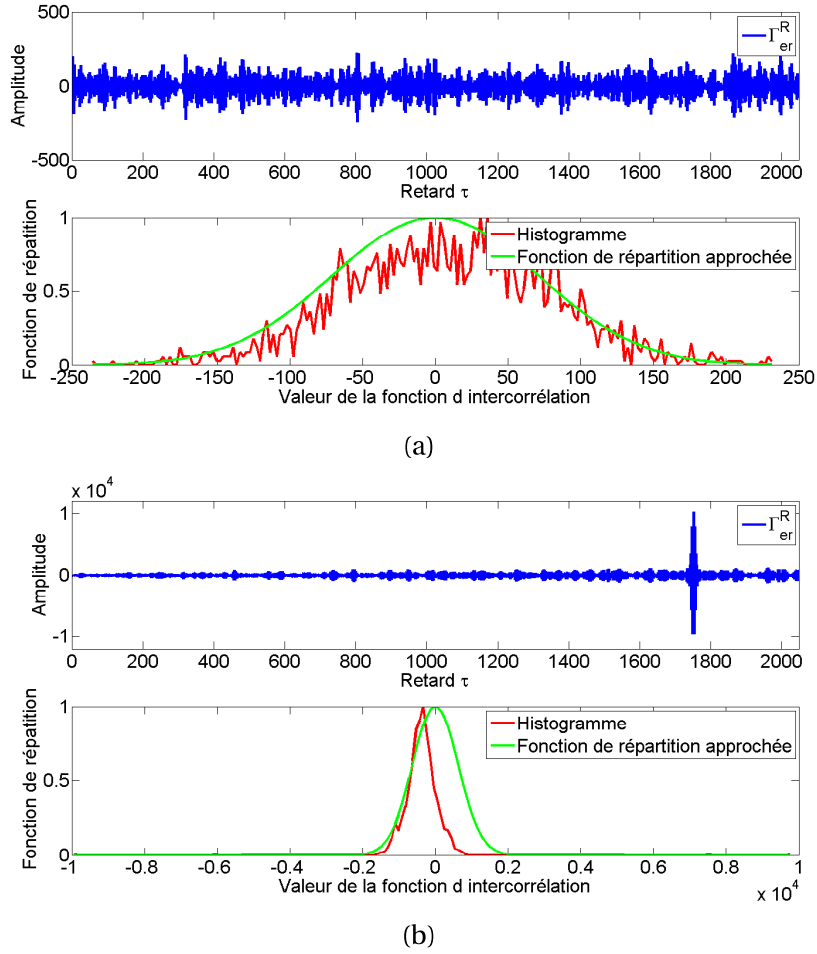


FIGURE 2.11 – (a) Intercorrélation et densité de probabilité de $\Gamma_{er}^R(\tau)$ sachant H_0 ; (b) Intercorrélation et densité de probabilité de $\Gamma_{er}^R(\tau)$ sachant H_1 .

2.5.3 Critère du maximum de l'intercorrélation

Définition du seuil de détection

La densité de probabilité étant connue dans l'hypothèse H_0 uniquement (équation 2.29), nous allons ici utiliser une détection basée sur la valeur maximale de la fonction de corrélation, celle-ci étant élevée lorsqu'il y a présence d'un pic de détection. Le seuil est alors estimé à travers $f_{\theta_0}(\Gamma_{en}^R)$ et une probabilité de fausses alarmes fixée (équation 2.30). On suppose que la probabilité que Γ_{er}^R appartienne à l'hypothèse H_0 :

$$P(\Gamma_{er}^R | H_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_0^2}} \exp\left(-\frac{(\Gamma_{er}^R - m_0)^2}{2\sigma_0^2}\right) \quad (2.29)$$

La probabilité de fausses alarmes est alors définie telle que :

$$P_{FA} = P(\max[\Gamma_{er}^R] > \alpha | H_0) \quad (2.30)$$

Connaissant l'équation 2.29 et l'équation 2.30, on peut écrire P_{FA} de la manière suivante :

$$P_{FA} = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_0^2}} \int_{\alpha}^{+\infty} \exp\left(-\frac{(\Gamma_{er}^{\Re} - m_0)^2}{2\sigma_0^2}\right) dt \quad (2.31)$$

Le seuil obtenu est alors :

$$\alpha = \sqrt{2\sigma_0^2} \operatorname{erfc}^{-1}(4P_{FA}\sigma_0^2) + m_0 \quad (2.32)$$

avec erfc^{-1} l'inverse du complémentaire de la fonction erreur. La moyenne $m_{\Gamma_{er}^{\Re}}$ et la variance $\sigma_{\Gamma_{er}^{\Re}}^2$ étant couramment estimées, le seuil de détection α est alors adapté au rapport signal sur bruit. Le test d'hypothèse est alors une comparaison entre la valeur maximale de la fonction d'intercorrélacion et le seuil α (figure 2.12).

$$\phi(\Gamma_{er}^{\Re}) = \begin{cases} 0, & \max_{-T \leq \tau \leq T} [\Gamma_{er}^{\Re}] < \alpha \\ 1, & \max_{-T \leq \tau \leq T} [\Gamma_{er}^{\Re}] > \alpha \end{cases} \quad (2.33)$$

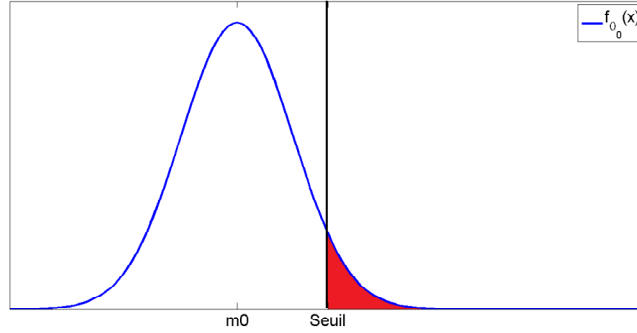


FIGURE 2.12 – Densité de probabilité de la réalisation Γ_{en}^{\Re} dans l'hypothèse H_0 . La probabilité P_{FA} de fausses alarmes est représentée par la surface rouge.

Application du test d'hypothèse sur le canal gaussien

Dans un premier temps, nous ne considérerons pas les interférences engendrées par le canal CDMA ni les multi-trajets, c'est-à-dire $\alpha_i = 0$ et $M_e = 0$ (équation 2.17). La fonction d'intercorrélacion est donc la suivante :

$$\Gamma_{er}^{\Re}(\tau) = \Gamma_{en}^{\Re}(\tau) + \alpha_e \Gamma_{ee}^{\Re}(\tau - T_{TOA}) \quad (2.34)$$

avec $\Gamma_{er}^{\Re}(\tau)$ la partie réelle de la fonction d'intercorrélacion complexe $\Gamma_{er}(\tau)$.

Le test d'hypothèse proposé est appliqué sur un canal gaussien dont le modèle est défini par l'équation 2.34.

Nous considérons 10000 observations, de durée égale à deux fois la durée T du signal $e(t)$. 10% des blocs contiennent le signal recherché $e(t)$. Les simulations sont effectuées pour trois valeurs de SNR_{dB} (-15dB , -12dB et -9dB), chacune correspondant donc à une distance r entre l'émetteur et le récepteur. La figure 2.13 montre comment évolue le seuil de détection par rapport à la fonction d'intercorrélacion. On remarquera que la présence d'un pic de détection augmente de manière significative le seuil de détection. Dans le cas où il y a détection, le seuil de détection ne sera pas actualisé.

Pour un P_{FA} fixé à 10^{-3} , les pourcentages de détection sont de 100% et les pourcentages

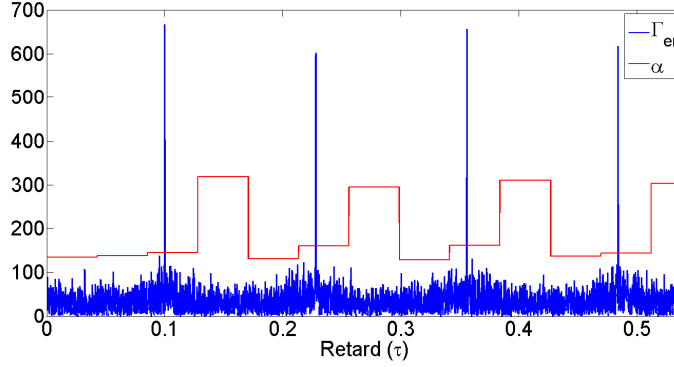


FIGURE 2.13 – Évolution du seuil de détection α en fonction de l'intercorrrelation (la fonction d'intercorrrelation est ici divisée en 15 blocs de durée $2T$). $\text{SNR}_{\text{dB}} = -15\text{dB}$.

de fausses alarmes de 0%. Ces résultats sont valables pour les trois valeurs de SNR_{dB} . On conclura que le test d'hypothèse est adapté au canal gaussien, avec un niveau du signal reçu variable.

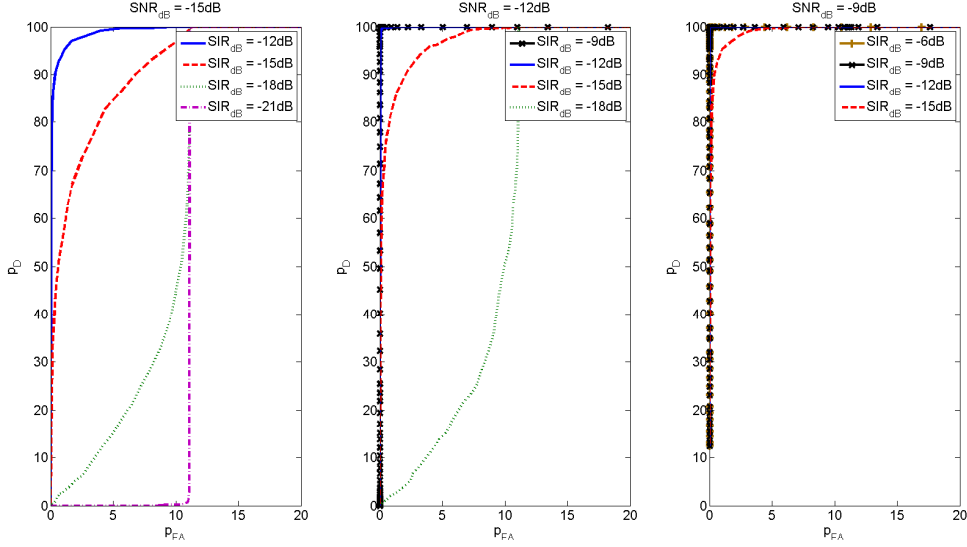
Le seuil de détection d'un bloc N est estimé au bloc $N-1$ (c'est la raison pour laquelle on observe une augmentation brutale du seuil de détection lorsque dans le bloc $N-1$ apparaît un pic de corrélation). La présence du signal recherché introduisant un pic de détection sur la fonction d'intercorrrelation entre $e(t)$ et le signal reçu $r(t)$, le test d'hypothèse mis en place compare la valeur maximale de la fonction d'intercorrrelation avec un seuil basé sur les propriétés statistiques de l'intercorrrelation en l'absence du signal recherché, et d'une probabilité de fausse alarme fixée. Ce seuil étant estimé à chaque observation (de durée $2T$), on considéra le seuil adapté au rapport signal sur bruit. Ce test d'hypothèse a ensuite été appliqué à un canal gaussien. Les performances du détecteur sont idéales, ce dernier offrant des pourcentages de détection de 100% pour des pourcentages de fausses alarmes de 0%.

Application du test d'hypothèse sur le canal gaussien / CDMA

Dans cette partie, nous introduisons les interférences engendrées par le canal CDMA, soit $\alpha_i \neq 0$ (équation 2.18). La fonction d'intercorrrelation est donc la suivante :

$$\Gamma_{er}^{\Re}(\tau) = \Gamma_{en}^{\Re}(\tau) + \alpha_e \Gamma_{ee}^{\Re}(\tau - T_{\text{TOA}}) + \alpha_i \alpha_e \Gamma_{ei}^{\Re}(\tau - T_I) \quad (2.35)$$

Le test d'hypothèse est appliqué comme précédemment, avec, cette fois-ci, la présence de signaux interférants introduits par le canal CDMA. Nous considérons 10000 observations, de durée égale à deux fois la durée T du signal $e(t)$. 10% des blocs contiennent le signal recherché $e(t)$, et 10% des blocs contiennent le signal interférant $i(t)$ (soit 11,11% des blocs restants). Les simulations sont effectuées pour 3 valeurs de SNR_{dB} (-15dB , -12dB et -9dB), chacune correspondant donc à une distance r entre l'émetteur et le récepteur plus ou moins élevée. De la même manière, plusieurs SIR_{dB} allant de -6dB pour un SNR_{dB} de -9dB à -21dB pour un SNR_{dB} de -15dB sont testés. Chaque SIR_{dB} correspond à une distance entre l'émetteur interférant et le récepteur. Pour chacune de ces simulations sont testées plusieurs valeurs de probabilité de fausses alarmes P_{fa} . Ainsi, à chaque seuil α , correspondant à une valeur donnée de P_{fa} , est associé un pourcentage de détection p_d et un pourcentage de fausses alarmes p_{fa} . Les résultats de ses simulations sont représentés à travers les courbes ROC (*Receiver operating characteristics*) (figure 2.14).


 FIGURE 2.14 – Courbe ROC pour plusieurs couples $(\text{SNR}_{\text{dB}}, \text{INR}_{\text{dB}})$, représentés par SIR_{dB} .

En définitif, le test d'hypothèse présente de bons résultats pour de faibles SNR_{dB} allant de -9dB à -15dB . En revanche, lorsque l'émetteur interfère est proche du récepteur, c'est-à-dire un fort INR_{dB} (ou faible SIR_{dB}), alors ce dernier engendre des fausses alarmes de part la forte amplitude de Γ_{er} . On cherche alors un nouveau test d'hypothèse dont le critère est insensible aux interférences du canal CDMA.

2.6 Définition d'un critère robuste aux interférences du canal CDMA

Contrairement au test d'hypothèse précédent qui compare la valeur maximale de la fonction d'intercorrélacion avec un seuil estimé avec les propriétés statistiques du bruit et d'une probabilité de fausse alarme, le critère présenté ici est une mesure de la forme de la fonction d'intercorrélacion. Cette mesure est la moyenne de l'enveloppe de la fonction d'intercorrélacion $\Gamma_{er}(\tau)$, normalisée et centrée sur sa valeur maximale telle que :

$$\bar{\Gamma}_{er}(\tau) = \frac{|\Gamma_{er}(\tau - T_{\max})|}{|\Gamma_{er}(T_{\max})|} \quad (2.36)$$

T_{\max} étant le retard correspondant à la valeur maximale de l'intercorrélacion :

$T_{\max} = \underset{-T \leq \tau \leq T}{\text{argmax}} [\Gamma_{er}(\tau)]$. Dans le cas où le signal $e(t)$ est présent, ce retard correspond au maximum du pic de détection, soit au temps d'arrivée du signal recherché ($T_{\max} = T_e = T_{\text{TOA}}$).

2.6.1 Définition du critère

Les figures 2.15 montre l'intercorrélacion en présence de plusieurs signaux. Le critère $\bar{\mu}_{er}$ est défini par l'équation 2.37. On remarque que la moyenne de $\bar{\Gamma}_{er}$ est plus élevée dans le cas où il y a présence de $n(t)$ (figure 2.15b) et/ou $i(t)$ (figure 2.15d), que dans le cas où il y a présence de $e(t)$ (figure 2.15c). Cela est dû à la présence d'un pic de détection lorsque le signal recherché est présent. Ainsi, le second seuil $\bar{\mu}_{Th}$ est défini tel que D_0 est choisie si

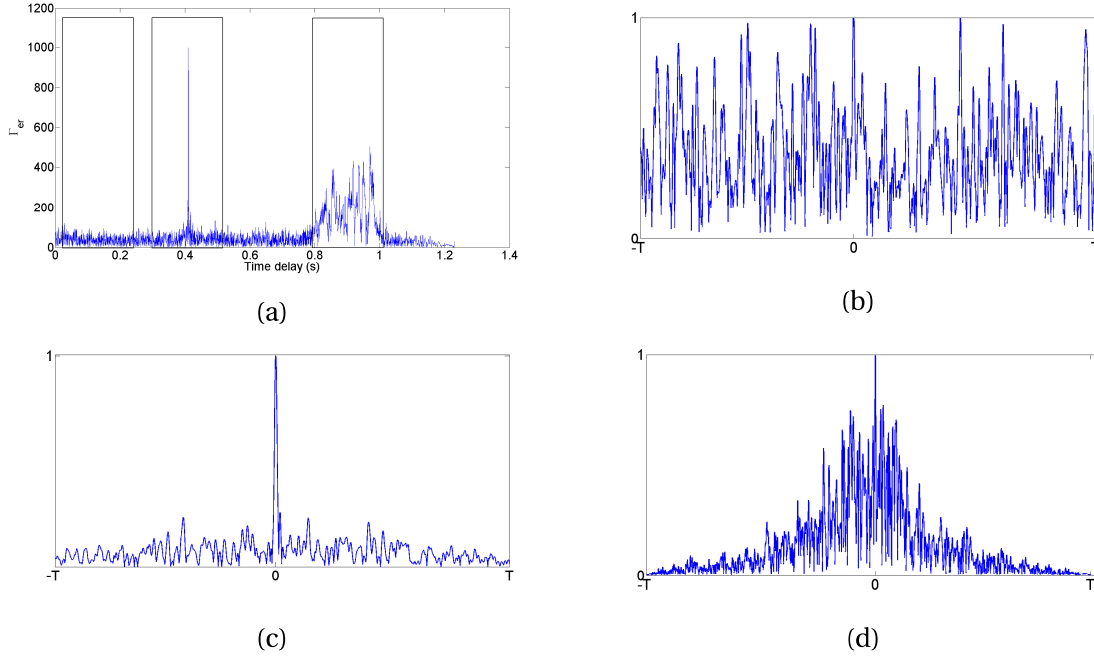


FIGURE 2.15 – L’enveloppe de la fonction d’intercorrélacion $|\Gamma_{er}(\tau)|$: (a) présente les trois cas de figure : à gauche, présence du bruit ; au milieu, présence du bruit et du signal recherché ; à droite, présence du bruit et d’un signal interférant. (b) montre l’intercorrélacion $\bar{\Gamma}_{er}(\tau)$ en présence du bruit $n(t)$ uniquement ; (c) montre l’intercorrélacion $\bar{\Gamma}_{er}(\tau)$ en présence du bruit et du signal recherché $e(t)$; (d) montre l’intercorrélacion $\bar{\Gamma}_{er}(\tau)$ en présence du bruit et du signal interférant $i(t)$.

$\bar{\mu}_{er} > \bar{\mu}_{Th}$ (hypothèse H_0), et D_1 est choisie si $\bar{\mu}_{er} < \bar{\mu}_{Th}$ (hypothèse H_1). Ce seuil est alors défini tel que :

$$\bar{\mu}_{er} = \frac{\mu_{er}}{|\Gamma_{er}(T_{TOA})|} = \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \bar{\Gamma}_{er}(\tau) d\tau \quad (2.37)$$

avec $\bar{\mu}_{er}$ la moyenne de l’enveloppe de la fonction d’intercorrélacion centrée, normalisée et μ_{er} la moyenne de l’enveloppe de la fonction d’intercorrélacion centrée mais non normalisée. On considère dans un premier temps un canal gaussien / CDMA. Les hypothèses sont définies telles que :

$$\begin{cases} H_0 & : r(t) = n(t) + \alpha_i i(t - T_i) \\ H_1 & : r(t) = n(t) + \alpha_e e(t - T_e), \alpha_e > 0 \end{cases} \quad (2.38)$$

Le test d’hypothèse se présente alors de la manière suivante :

$$\phi(x) = \begin{cases} 0, & \bar{\mu}_{er} > \bar{\mu}_{Th} \\ 1, & \bar{\mu}_{er} < \bar{\mu}_{Th} \end{cases} \quad (2.39)$$

avec $\bar{\mu}_{Th}$ le seuil de détection à définir.

2.6.2 Définition du seuil de détection

La force de la méthode de discrimination des fausses alarmes, est la faible moyenne de l’intercorrélacion $\bar{\Gamma}_{er}(\tau)$ dans le cas où il y a un pic de détection, c’est-à-dire dans l’hypothèse H_1 (présence du signal recherché). Le seuil de détection $\bar{\mu}_{Th}$ est alors choisi en fonction de $\bar{\mu}_{er}$ dans l’hypothèse H_1 , soit lorsque $\Gamma_{er}(\tau) = \Gamma_{en}(\tau) + \alpha_e \Gamma_{ee}(\tau - T_{TOA})$ ($\bar{\mu}_{Th} = \bar{\mu}_{er}$

sachant H_1). D'après la décomposition de Γ_{er} (équation 2.37) et l'inégalité triangulaire, on a :

$$\begin{aligned}
 \bar{\mu}_{er} &= \frac{1}{2T |\Gamma_{er}(T_{TOA})|} \int_{-T}^T |\Gamma_{er}(\tau - T_{TOA})| d\tau \\
 &= \frac{1}{2T |\Gamma_{er}(T_{TOA})|} \int_{-T}^T |\Gamma_{en}(\tau + T_{TOA}) + \alpha_e \Gamma_{ee}(\tau)| d\tau \\
 &\leq \frac{1}{2T |\Gamma_{er}(T_{TOA})|} \left[\int_{-T}^T |\Gamma_{en}(\tau + T_{TOA})| d\tau + \alpha_e \int_{-T}^T |\Gamma_{ee}(\tau)| d\tau \right] \\
 &\leq \frac{1}{2T |\Gamma_{er}(T_{TOA})|} [\mu_{en} + \alpha_e \mu_{ee}]
 \end{aligned} \tag{2.40}$$

La grandeur $|\Gamma_{er}(T_{TOA})|$ permet la normalisation de la fonction d'intercorrélacion par la valeur du pic de détection correspondant à la présence du signal $e(t)$. Cette valeur peut être décomposée telle que :

$$|\Gamma_{er}(T_{TOA})| = |\Gamma_{en}(T_{TOA}) + \alpha_e \Gamma_{ee}(0)| \tag{2.41}$$

Or le principe de détection est basé sur la présence d'un pic de détection à l'instant T_{TOA} , où le signal $e(t)$ est présent. On supposera donc que $\Gamma_{en}(T_{TOA}) \ll \alpha_e \Gamma_{ee}(0)$. Ainsi, le module $\Gamma_{en}(T_{TOA})$ étant très petit devant $\alpha_e \Gamma_{ee}(0) = \alpha_e E_e = \alpha_e$, on écrira $|\Gamma_{er}(T_{TOA})| \simeq \alpha_e$. En reprenant l'équation 2.40 on obtient :

$$\bar{\mu}_{er} = \frac{\mu_{er}}{\alpha_e} \leq \bar{\mu}_{en} + \frac{\alpha_e}{\alpha_e} \bar{\mu}_{ee} = \bar{\mu}_{en} + \mu_{ee} \tag{2.42}$$

$$\bar{\mu}_{er} = \bar{\mu}_{en} + \mu_{ee} - \varepsilon \tag{2.43}$$

ε permettant l'égalité. D'autre part, le bruit $n(t)$ étant considéré comme blanc, on supposera la moyenne de la fonction d'intercorrélacion μ_{en} comme identique, quel que soit le signal large bande utilisé. Le seuil de détection est alors choisi de la manière suivante :

$$\begin{cases} \bar{\mu}_{Th} &= \bar{\mu}_{er} = \mu_{ee} + \varepsilon' \\ \varepsilon' &= \bar{\mu}_{en} - \varepsilon \end{cases} \tag{2.44}$$

avec ε' étant variable en fonction de la durée du signal, des propriétés statiques du bruit, ainsi que du SNR à travers le coefficient α_e (paragraphe 2.4.1).

Pour le test d'hypothèse basé sur le maximum d'intercorrélacion, on utilise la courbe ROC pour choisir la probabilité de fausse alarme qui minimise le pourcentage de fausses alarmes et maximise le pourcentage de détection. De la même manière, la courbe ROC permettra de choisir le seuil $\bar{\mu}_{Th}$ optimal.

2.6.3 Application du test d'hypothèse sur le canal gaussien / CDMA

Le test d'hypothèse basé sur la valeur maximale de la fonction d'intercorrélacion présentait des fausses alarmes, celles-ci étant causées par le canal CDMA. En effet, le maximum de l'intercorrélacion induits par la présence de signaux interférants de fort RIB, dépasse le seuil de détection. Le test d'hypothèse proposé ici est appliqué sur le même canal gaussien / CDMA. Les résultats présentés à travers les courbes ROC sont comparés au premier test d'hypothèse (figure 2.16).

Les courbes ROC, tracées pour plusieurs valeurs de SNR et RIB, montrent que le nouveau test d'hypothèse fonctionne pour de faibles valeurs de SNR, tout en étant robuste à

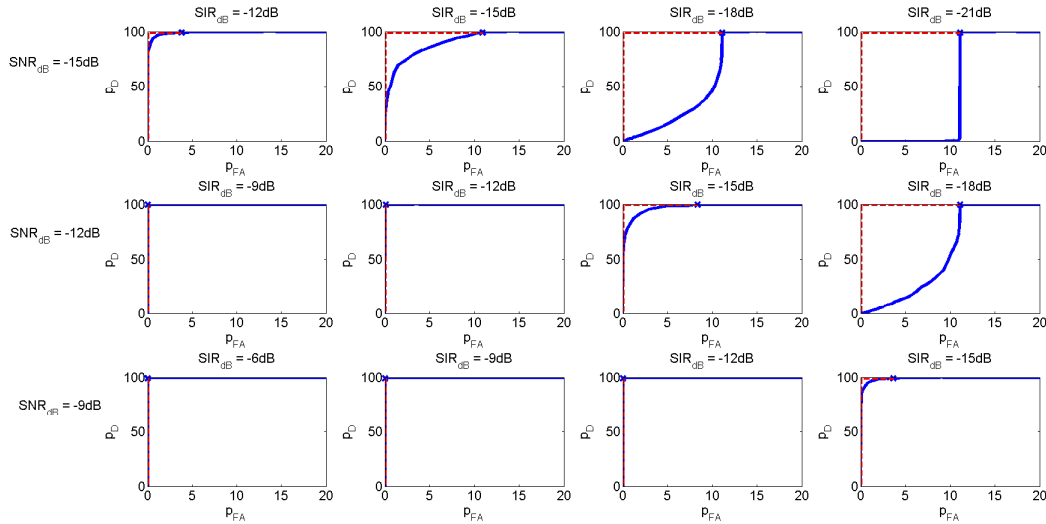


FIGURE 2.16 – Les lignes bleues correspondent aux courbes ROC du premier test d’hypothèse (Section 2.5.3). Les courbes en pointillées rouges sont les courbes ROC du test d’hypothèse basé sur le critère μ .

la présence de signaux interférants. On observe alors sur chaque courbe qu’un seuil $\bar{\mu}_{Th}$ correspond à un couple (P_d, P_{fa}) . En dehors du fait que le critère μ est insensible à la présence des signaux interférants, il est intéressant de savoir si un même seuil $\bar{\mu}_{Th}$ permet d’obtenir un couple $(P_d = 100\%, P_{fa} = 0\%)$, quelque soit le SNR. Sachant qu’un $\bar{\mu}_{Th}$ élevé favorise le taux de détection et qu’un $\bar{\mu}_{Th}$ faible favorise le taux de fausses alarmes, nous relevons, pour différents SNR, le $\bar{\mu}_{Th}$ le plus faible, tel que $P_d = 100\%$ (figure 2.17). Les performances d’un détecteur étant données par le couple (P_d, P_{fa}) , la P_{fa} associée au couple $(P_d = 100\%, \text{SNR})$ est relevée (figure 2.18).

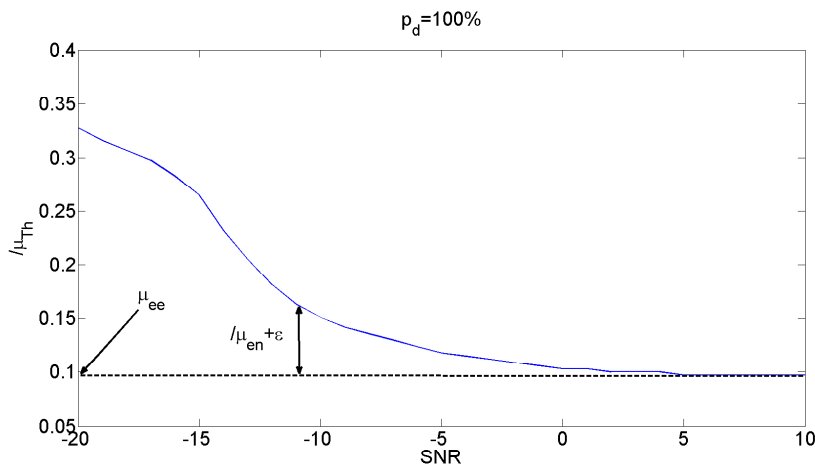
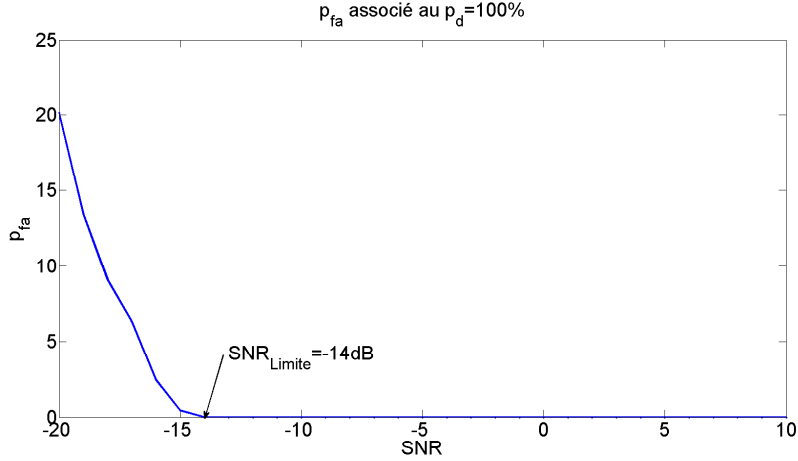


FIGURE 2.17 – Seuil minimum $\bar{\mu}_{Th}$ en fonction du SNR tel que $P_d = 100\%$.


 FIGURE 2.18 – P_{fa} associées aux seuils $\bar{\mu}_{Th}$ sélectionnés figure 2.17.

D'après les résultats présentés, le test d'hypothèse basé sur le critère μ est complètement adapté à un canal CDMA. Sur le canal simulé, un même seuil $\bar{\mu}_{Th}$ permet d'avoir 100% de détection pour 0% de fausses alarmes, et ce quelque soit le SNR supérieur à -14dB . On notera alors SNR_{Limite} , le SNR minimal tel qu'il existe un seuil $\bar{\mu}_{Th}$ présentant un couple ($P_d = 100\%$, $P_{fa} = 0\%$).

On notera sur la figure 2.17 que $\bar{\mu}_{Th} = \mu_{ee}$ lorsque le niveau de bruit est faible (SNR élevé). En effet, on peut considéré que $\bar{\mu}_{en} \sim 0$ dans ces conditions, et donc d'après l'équation 2.44 : $\bar{\mu}_{er} = \mu_{ee}$. Plus le SNR diminue, plus le $\bar{\mu}_{Th}$ optimal (au sens de la probabilité de détection) augmente. Cet écart est directement lié à $\bar{\mu}_{en}$, qui n'est plus négligeable lorsque le SNR diminue.

2.6.4 Application du test d'hypothèse sur le canal gaussien / CDMA avec collisions

Cette section vise à étudier l'influence d'un signal interférant sur la détection, lorsque celui-ci est présent en même temps que le signal recherché. Nous supposons, dans un premier temps un unique signal interférant. Les résultats obtenus seront ensuite étendus pour un nombre supérieur de signaux interférants. Les hypothèses sont alors redéfinies de la manière suivante :

$$\begin{cases} H_0 & : r(t) = n(t) + \alpha_i i(t - T_i) \\ H_1 & : r(t) = n(t) + \alpha_e e(t - T_e) + \alpha_i i(t - T_i), \alpha_e > 0 \text{ et } \alpha_i > 0 \end{cases} \quad (2.45)$$

Le principe de détection étant basé sur la présence d'un pic de détection à l'instant T_{TOA} , où le signal $e(t)$ est présent, nous faisons, comme précédemment, l'hypothèse que $\alpha_i^2 \Gamma_{ei}(T_{TOA} - T_i) \ll \alpha_e \Gamma_{ee}(0)$. De même, le module $\alpha_i^2 \Gamma_{ei}(T_{TOA} - T_i)$ étant très petit devant $\alpha_e \Gamma_{ee}(0) = \alpha_e E_e = \alpha_e$, on écrira $|\Gamma_{er}(T_{TOA})| \simeq \alpha_e$. Comme pour l'équation 2.43, et en appliquant la relation $\alpha_i = \alpha_e$ (du fait que le système est synchrone section 2.4.2), on obtient :

$$\begin{aligned} \bar{\mu}_{er} &= \bar{\mu}_{en} + \frac{\alpha_e}{\alpha_e} \mu_{ee} + \frac{\alpha_e}{\alpha_e} \mu_{ei} - \varepsilon \\ &= \bar{\mu}_{en} + \mu_{ee} + \mu_{ei} - \varepsilon \end{aligned} \quad (2.46)$$

Γ_{ei} n'étant pas centrée sur la valeur maximale de l'intercorrélacion Γ_{er} , c'est-à-dire l'instant T_{TOA} , μ_{ei} est à redéfinir. On notera pour la démonstration que $\Delta T = |T_{TOA} - T_i|$, le décalage entre l'instant d'apparition du signal $e(t)$ et l'instant d'apparition de $i(t)$.

$$\begin{aligned}\mu_{ei} &= \frac{1}{2T} \int_{-T}^T |\Gamma_{ei}(\tau - T_{TOA} - \Delta T)| d\tau \\ &= \frac{1}{2T} \int_{-T-\Delta T}^{T-\Delta T} |\Gamma_{ei}(\tau - T_{TOA})| d\tau\end{aligned}\quad (2.47)$$

or $\int_{-T-\Delta T}^{-T} |\Gamma_{ei}(\tau - T_{TOA})| d\tau = 0$, donc :

$$\mu_{ei} = \frac{1}{2T - \Delta T} \int_{-T}^{T-\Delta T} |\Gamma_{ei}(\tau - T_{TOA})| d\tau \quad (2.48)$$

Ainsi le seuil de détection est défini tel que :

$$\bar{\mu}_{Th} = \bar{\mu}_{er} = \bar{\mu}_{en} + \mu_{ee} + \mu_{ei} - \varepsilon \quad (2.49)$$

Les résultats de la section précédente sont repris, avec l'introduction d'un et de deux signaux interférants dans l'observation.

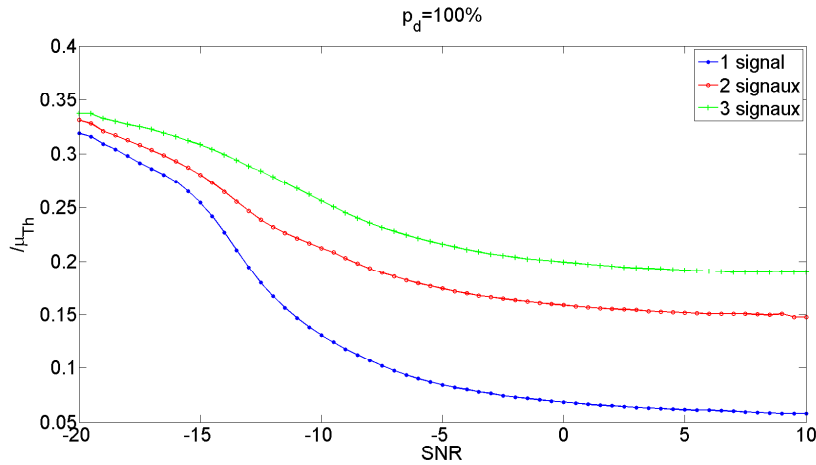


FIGURE 2.19 – Influence de la présence d'un et de deux signaux interférants sur le choix du seuil $\bar{\mu}_{Th}$ en fonction du SNR tel que $P_d = 100\%$.

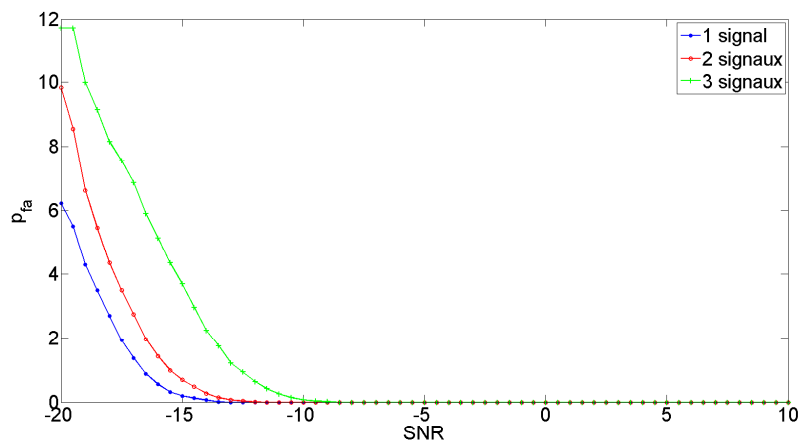


FIGURE 2.20 – P_{fa} associées aux seuils $\bar{\mu}_{Th}$ sélectionnés figure 2.23 en présence d'un et de deux signaux interférants.

Lors de l'étude sur le canal gaussien / CDMA, la valeur μ_{ee} a été identifiée sur la figure 2.20, c'est-à-dire lorsque $\bar{\mu}_{en} \approx 0$. Dans le cas de la présence de signaux interférants, le seuil est défini par l'équation 2.51. La courbe du seuil $\bar{\mu}_{Th}$ en fonction du SNR subit alors un décalage de $\mu_{ei} - \varepsilon$. On constatera, d'autre part, que plus le niveau de bruit sera élevé, plus l'influence du signal interférant sera faible. Sur la courbe où apparait la P_{fa} associée au couple $(P_d = 100\%, \text{SNR})$, on constate une augmentation du SNR_{Limite} , signifiant que le couple idéal (P_d, P_{fa}) est obtenu pour un SNR plus petit, donc une distance émetteur-récepteur réduite.

On conclura de cette étude que la présence simultanée du signal recherché et d'un ou de plusieurs signaux interférants réduit de manière conséquente les performances du détecteur proposé. Une solution permettant de réduire ce problème est de choisir une famille de signaux à l'émission minimisant les μ_{ei} .

2.6.5 Application du test d'hypothèse sur le canal gaussien / CDMA / multi-trajets

Cette section vise à étudier l'influence de multi-trajets sur la détection. Pour cela le canal est modélisé, et le détecteur est testé pour différentes valeurs de seuils. La modélisation du canal présentée en section 2.4.2 permet de définir les hypothèses suivantes :

$$\begin{cases} H_0 & : r(t) = n(t) + \alpha_i i(t - T_i) \\ H_1 & : r(t) = n(t) + \alpha_e e(t - T_e) + \sum_{m=1}^{M_e} \alpha_{e_m} e_m(t - T_{e_m}), \alpha_e > 0 \text{ et } \alpha_{e_m} > 0 \end{cases} \quad (2.50)$$

Les hypothèses faites dans les précédents canaux pour modéliser le seuil de détection sont reprises pour un canal présentant des multi-trajets, soit :

$$\begin{aligned} \bar{\mu}_{er} &= \bar{\mu}_{en} + \frac{\alpha_e}{\alpha_e} \mu_{ee} + \sum_{m=1}^{M_e} \frac{\alpha_{e_m}}{\alpha_e} \mu_{ee_m} - \varepsilon \\ &= \bar{\mu}_{en} + \mu_{ee} + \sum_{m=1}^{M_e} \alpha_{e_m} \bar{\mu}_{ee_m} - \varepsilon \end{aligned} \quad (2.51)$$

Γ_{ee_m} n'étant pas centré sur la valeur maximale de l'intercorrélation Γ_{er} , c'est-à-dire l'instant T_{TOA} , μ_{ee_m} est à définir. On notera pour la démonstration que $\Delta T = |T_{TOA} - T_{e_m}|$, le décalage entre l'instant d'apparition du signal $e(t)$ et l'instant d'apparition de $e_m(t)$.

$$\begin{aligned} \mu_{ee_m} &= \frac{1}{2T} \int_{-T}^T |\Gamma_{ee_m}(\tau - T_{TOA} - \Delta T)| d\tau \\ &= \frac{1}{2T} \int_{-T-\Delta T}^{T-\Delta T} |\Gamma_{ee_m}(\tau - T_{TOA})| d\tau \end{aligned} \quad (2.52)$$

or $\int_{-T-\Delta T}^{-T} |\Gamma_{ee_m}(\tau - T_{TOA})| d\tau = 0$, donc :

$$\mu_{ee_m} = \frac{1}{2T - \Delta T} \int_{-T}^{T-\Delta T} |\Gamma_{ee_m}(\tau - T_{TOA})| d\tau \quad (2.53)$$

Ainsi le seuil de détection est défini tel que :

$$\bar{\mu}_{Th} = \bar{\mu}_{er} = \bar{\mu}_{en} + \mu_{ee} + \sum_{m=1}^{M_e} \alpha_{e_m} \bar{\mu}_{ee_m} - \varepsilon \quad (2.54)$$

Les mêmes simulations que dans les sections précédentes sont appliquées au canal présenté ici, avec $M_e = 1$ et $M_e = 2$. Les énergies des trajets indirects α_{e_m} sont prises telles que $\alpha_{e_m} = \alpha_e$. La différence de μ_{Th} pour chaque cas et lorsque le niveau de bruit est proche de zéro, n'est pas μ_{ee} mais $\mu_{ee} - \varepsilon$. En effet, cela est dû au fait que la différence entre les temps d'arrivé est inférieure à la durée du signal, et que les signaux reçus ne sont pas complètement décorrélés entre eux.

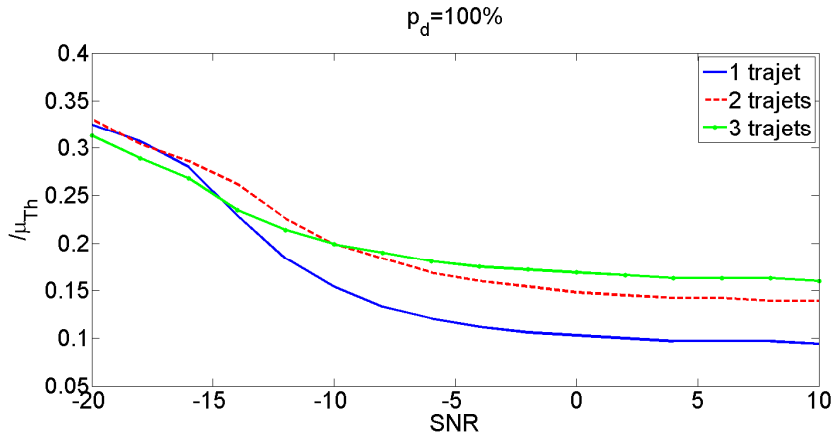


FIGURE 2.21 – Influence de la présence d'un et de deux signaux interférants sur le choix du seuil $\bar{\mu}_{Th}$ en fonction du SNR tel que $P_d = 100\%$.

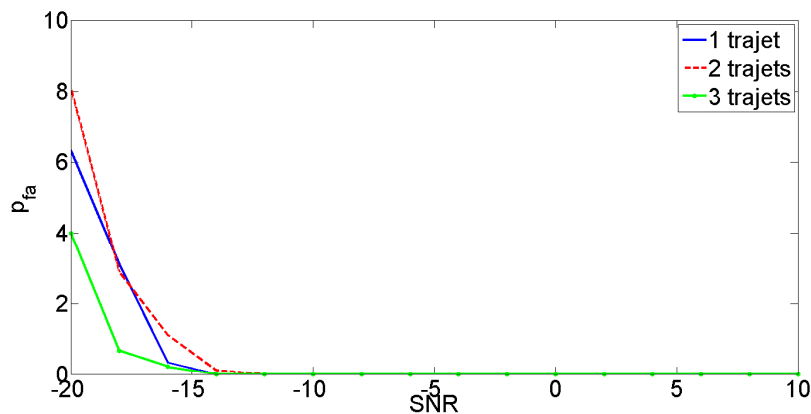


FIGURE 2.22 – P_{fa} associées aux seuils $\bar{\mu}_{Th}$ sélectionnés figure 2.21 en présence d'un et de deux signaux interférants.

Lors de l'étude sur le canal gaussien / CDMA, la valeur μ_{ee} a été identifiée sur la figure 2.21, c'est-à-dire lorsque $\bar{\mu}_{en} \approx 0$. Dans le cas de la présence de multi-trajets le seuil est défini équation 2.54. De la même manière que pour un canal ou différents signaux arrivent simultanément sur le récepteur, les multi-trajets ont tendance à augmenter le seuil de détection $\bar{\mu}_{Th}$ nécessaire pour obtenir le couple $(P_d 100\%, P_{fa} = 0\%)$. Cette baisse de performance du détecteur étant fonction du paramètre μ_{ee} , le choix du signal $e(t)$ émis sera à choisir tel que μ_{ee} doit être minimale.

2.6.6 Influence de la forme d'onde

Il a été montré équation 2.44 que le seuil $\bar{\mu}_{Th}$ est fonction de μ_{ee} , la moyenne de l'autocorrélation, centrée et normalisée, du signal émis $e(t)$. La forme de la fonction d'auto-

corrélation Γ_{ee} étant dépendante du signal $e(t)$, il est donc logique que la forme d'onde émise influence μ_{ee} et donc $\bar{\mu}_{Th}$. Le seuil μ_{Th} agissant sur les performances du détecteur, on conclut que le choix de la forme d'onde émise a un impact sur le couple (P_d, P_{fa}) . Afin de mesurer cet impact, nous avons appliqué différentes formes d'onde sur le canal gaussien CDMA. Les courbes relevant le $\bar{\mu}_{Th}$ minimum tel que $P_d = 100\%$ et les P_{fa} associées sont donc tracées pour ces différents signaux. Les formes d'ondes présentées ont été choisies telles que l'influence de la forme d'onde soit le mieux représentée.

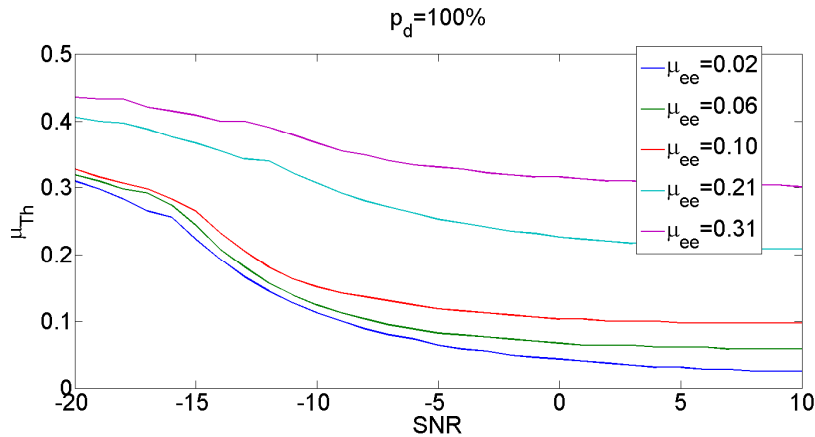


FIGURE 2.23 – Seuil minimum $\bar{\mu}_{Th}$ pour différents μ_{ee} tels que $P_d = 100\%$. Tous les signaux présentent une bande B et une durée T identique, seul diffère la modulation (le nombre de saut de fréquence pour une modulation FHSS par exemple).

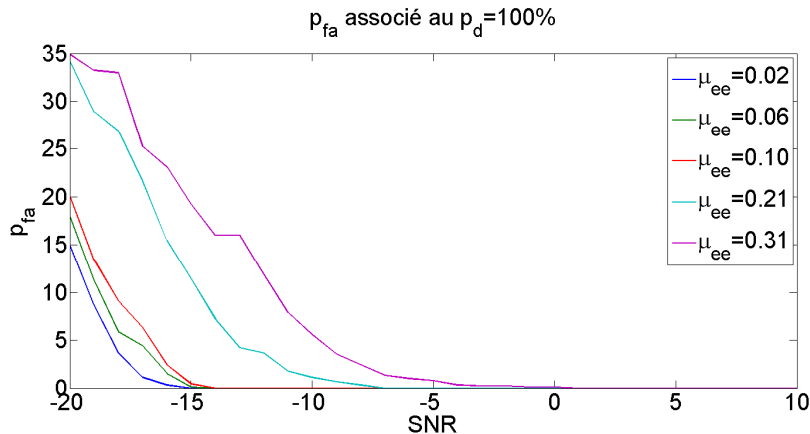


FIGURE 2.24 – P_{fa} associées aux seuils $\bar{\mu}_{Th}$ sélectionnés figure 2.23. Tous les signaux présentent une bande B et une durée T identique, seul diffère la modulation (le nombre de saut de fréquence pour une modulation FHSS par exemple).

Les collisions et les multi-trajets ont pour effet de dégrader les performances du détecteur. Cette remarque est déduite par les résultats présentés dans les sections précédentes. En effet, la présence de ces interférences, implique de choisir un seuil $\bar{\mu}_{Th}$ plus élevé pour atteindre un pourcentage de détection de 100%. Cette augmentation du seuil introduit une augmentation des pourcentages de fausses alarmes, et donc réduit le SNR_{Limite} . La dégradation du SNR_{Limite} indique une réduction de la portée de détection du système. À l'inverse de l'effet provoqué par les interférences, la réduction de μ_{ee} augmente quand à lui le SNR_{Limite} , améliorant ainsi les performances du détecteur. L'optimisation du dé-

tecteur passe alors par un élément sur lequel il est possible de jouer : le choix de la forme d'onde émise.

2.7 Conclusion

Ce chapitre discute de la méthode de détection développée durant la thèse. Les problématiques définies dans le chapitre 1 sont prises en compte par le détecteur, soit : la longue portée, les multi-trajets, l'environnement CDMA (ou multi-émetteurs) et l'effet Doppler. Les signaux à détecter étant connus du récepteur, le premier traitement appliqué au signal reçu est le filtrage adapté, celui-ci faisant ressortir la présence du signal recherché. La fonction d'ambiguïté prend en plus en compte le décalage fréquentiel (ou décalage Doppler) du signal en réception. Pour cela, la fonction d'intercorrélation entre le signal reçu et le signal émis est calculée pour plusieurs décalages fréquentiels. Cette opération augmente le temps de traitement de la détection (cette durée étant fonction de l'intervalle entre deux décalages fréquentiels et le décalage maximal). Or nous avons montré que l'effet Doppler introduit par les vitesses relatives émetteurs/récepteurs était négligeable dans l'application sur laquelle porte les travaux. La détection est alors effectuée sur la fonction de corrélation.

Deux principales contraintes sont en revanche issues du système de positionnement : la détection temps réel et la limitation des ressources de calcul. La détection temps réel impose de travailler sur des observations de durées limitées, ici choisies à deux fois la durée du signal recherché. La limitation des ressources de calcul se traduit par le temps d'exécution de la détection, et par la mémoire nécessaire à cette opération. Nous avons alors opté pour un détecteur conventionnel, celui-ci appliquant la détection sur chaque fonction de corrélation, soit une par émetteur. Des détecteurs plus complexes, comme le détecteur RAKE OUERTANI (2013), prennent en compte les interférences entre signaux (par exemple dans le cas de multi-trajets). On retiendra que ces détecteurs, principalement utilisés dans les communications sous-marines, sont une piste pour l'amélioration de la détection proposée.

Dans un second temps, nous avons modélisé plusieurs canaux de propagation, chacun prenant en compte les signaux parasites suivants : le bruit ambiant, les multi-trajets et les signaux interférants du canal CDMA. Un premier critère de détection est présenté, dont le seuil est basé sur la connaissance de la densité de probabilité du bruit ambiant et d'une probabilité de fausse alarme. La valeur maximale de la fonction d'intercorrélation est alors comparée à ce seuil et une décision sur la présence du signal recherché est prise. Ce test d'hypothèse fonctionne pour un canal gaussien, mais trouve sa limite lorsque les signaux interférants sont de fortes énergies. Un second critère de détection robuste à ces fausses alarmes est alors proposé. Cette nouvelle détection est alors confrontée aux canaux précédemment définis, et se trouve alors être robuste à l'ensemble des signaux parasites. Les performances du détecteur sont alors données en fonction d'un SNR limite, celui-ci étant lié à la distance maximale de détection. De plus, l'influence de la forme d'onde sur la détection est analysée, et on conclura que l'application à l'émission d'une forme d'onde adaptée permet d'augmenter la distance maximale de détection.

Ainsi, l'analyse des signaux à l'émission dans le chapitre suivant visera à trouver les signaux et leurs paramètres de construction optimisant la détection.

Chapitre 3

Construction des formes à l'émission

3.1 Introduction de signaux

Cette section vise à présenter les modulations de signaux de base, c'est-à-dire les modulations en amplitude, en phase et en fréquence. Rappelons que le contexte CDMA (*Code Division Multiple Access*) impose d'attribuer une signature à chaque émetteur, celle-ci se faisant à travers un code, applicable ou non, sur certaines des modulations présentées. Le comportement des signaux face à l'effet Doppler via la Fonction d'Ambiguïté (FA) présentée section 2.2.3, sera analysé. L'émetteur que nous utiliserons pour valider les travaux sera présenté en introduction du chapitre 4. Cet émetteur entraîne des contraintes sur le choix des formes d'ondes à l'émission. En effet, la structure du détecteur (figure 4.1 chapitre 4), ne permet d'émettre que des modulations d'amplitude, de phase et/ou de fréquence.

Avant d'introduire les différents types de la modulation, nous définissons ici la représentation analytique d'un signal $x(t)$, tel que $x(t) = a(t)e^{j(2\pi f(t)t + \varphi(t))}$. Les variables fonctions du temps t sont les suivantes :

- $a(t)$: l'amplitude du signal ;
- $f(t)$: la fréquence du signal ;
- $\varphi(t)$: la phase du signal.

Ces variables $a(t)$, $f(t)$ et $\varphi(t)$ permettent de transmettre de l'information à travers un canal de transmission. C'est le principe de modulation. Cette section introduit le fonctionnement de ces modulations, et en montre quelques exemples. On conclura ensuite sur celles qui seront adaptées ou non à notre contexte. Rappelons également que nous cherchons des signaux larges bandes, nous permettant la compression d'impulsion et la maximisation du gain du processus (section 1.3.1). Avant d'introduire les différentes modulations, nous faisons l'analyse d'une Onde Continue (OC), dont l'enveloppe du signal est telle que :

$$x_{OC} = \frac{1}{\sqrt{T}} \Pi\left(\frac{t}{T}\right) \quad (3.1)$$

avec T la durée du signal. La FA de ce signal (équation 3.3) présente un unique lobe principal en retard temporel, de largeur $2T$, et un lobe principal en décalage fréquentiel de largeur $2/T$.

$$\chi(\tau, \nu) = \left| \left(1 - \frac{|\tau|}{T}\right) \frac{\sin[\pi T \nu (1 - |\tau|/T)]}{\pi T \nu (1 - |\tau|/T)} \right| \quad (3.2)$$

L'objectif de la compression d'impulsion est ainsi de réduire la largeur du lobe principal de la fonction d'autocorrélation ($\Gamma(\tau) = \chi(\tau, 0)$), et ce, en modulant le signal afin qu'il occupe une certaine bande de fréquence. Comme pour la largeur du lobe principal de la Coupe Doppler ($CD(\nu) = \chi(0, \nu)$), qui est égale à deux fois l'inverse de la durée T du signal, la largeur du lobe principal de la fonction d'autocorrélation, dans le cas d'un signal large-bande, est égal à deux fois l'inverse de la bande de fréquence B du signal. Ainsi, plus la bande de fréquence du signal sera importante, plus la largeur du lobe principal de la fonction d'autocorrélation sera étroite.

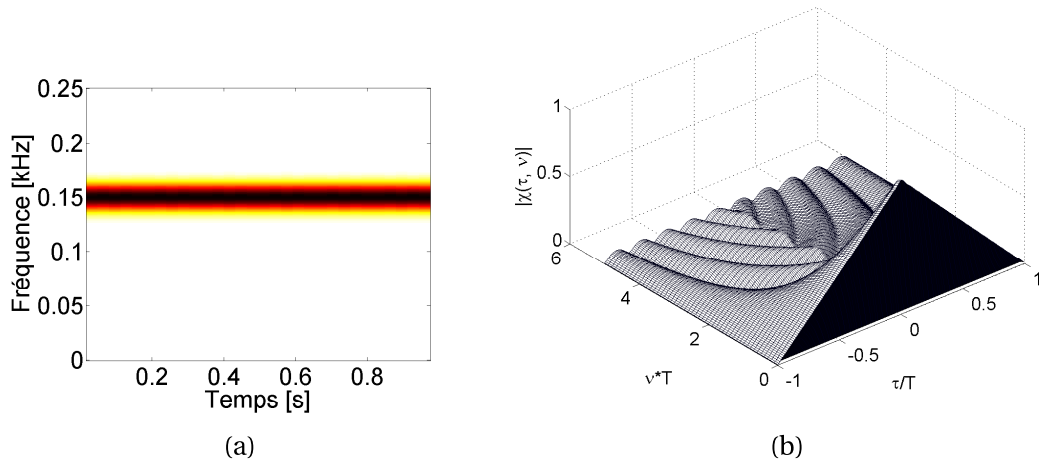


FIGURE 3.1 – 3.1a est la représentation temps-fréquence de l'Onde Continue ; 3.1b en est sa FA

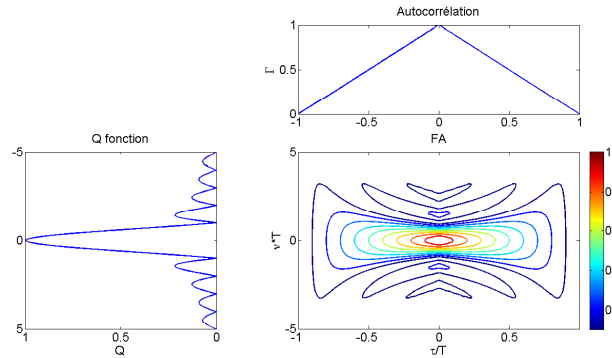


FIGURE 3.2 – Autocorrélation et CD de la FA d'une OC.

3.1.1 Modulation d'amplitude (MA)

La modulation d'amplitude consiste à multiplier un signal modulant $a(t)$ (en bande de base) par un signal porteur (une fonction sinusoïdale de fréquence plus élevée), afin de pouvoir transmettre plusieurs signaux sur des canaux fréquentiels différents. La modulation d'amplitude est notamment utilisée en radio, tel que $a(t)$ représente par exemple un morceau de musique. Ce signal est ensuite modulé en fréquence afin d'être émis dans une certaine bande de fréquence, avec $f(t) = f_0$ la fréquence porteuse. Le signal transmis est alors :

$$x_{AM}(t) = a(t)e^{j2\pi f_0 t} \quad (3.3)$$

En réception, le signal est démodulé afin de ne récupérer que le signal en bande de base correspondant au morceau de musique $a(t)$. En acoustique sous-marine, ce type de modulation est peu utilisé sur de grandes distances, de part la forte influence du canal de transmission sur le signal. $a(t)$ permet en revanche de représenter la durée et l'instant d'apparition du signal $x(t)$, grâce à la fonction porte $\Pi\left(\frac{t}{T} - T_0\right)$, avec T la durée du signal et T_0 l'instant autour duquel est centré le signal.

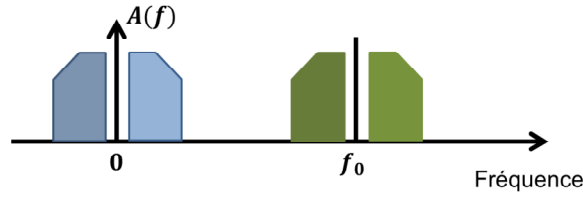


FIGURE 3.3 – En bleu, le spectre $A(f)$ du signal utile en bande de base; en vert le spectre $A(f - f_0)$, le signal utile mis sur une porteuse.

$a(t)$ peut également être utilisée comme fenêtre d'apodisation (HARRIS (1978) NUTTALL (1981)), celle-ci étant utilisée pour modifier le spectre du signal, ou encore, dans notre cas, sa fonction d'autocorrélation. Nous appliquons sur une Modulation Linéaire de Fréquence (section 3.1.3) une fenêtre d'apodisation de type Hamming telle que :

$$w_n = a_0 - a_1 \cos\left(\frac{2\pi(n-1)}{N}\right) \quad (3.4)$$

avec $n = 1, 2, \dots, N$, et (a_0, a_1) couramment pris tels que $a_0 = 0,54$ et $a_1 = 0,46$. On remarque que les lobes secondaires de la fonction d'autocorrélation ont été nettement réduits, en contrepartie d'un élargissement du lobe principal (figure 3.4 et figure 3.9). En revanche, la fenêtre d'apodisation aura aussi pour effet de réduire l'énergie du signal (pour un même niveau d'émission), réduisant ainsi le RSB et donc la portée de détection. Le RSB est défini tel que :

$$\text{RSB} = \frac{(\sum_{n=1}^N w_n)^2}{\sigma^2 \sum_{n=1}^N w_n^2} \quad (3.5)$$

avec σ^2 la variance du bruit. Dans le cas où la fenêtre d'apodisation n'est pas appliquée, $w_n = 1, \forall n$:

$$\text{RSB}_{\text{uniforme}} = \frac{N}{\sigma^2} \quad (3.6)$$

ainsi les pertes engendrées par la fenêtre d'apodisation sont :

$$\text{RSB}_{\text{pertes}} = \frac{(\sum_{n=1}^N w_n)^2}{N \sum_{n=1}^N w_n^2} \quad (3.7)$$

soit dans le cas de la fenêtre de Hamming utilisée, une pertes de 1,36dB.

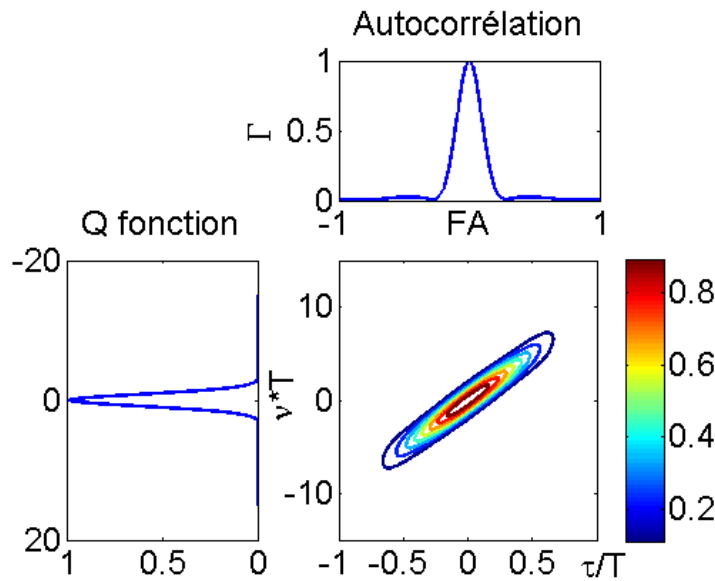


FIGURE 3.4 – Enveloppe de la fonction d'autocorrélation et de la coupe Doppler d'un *chirp* linéaire (section 3.1.3) sur lequel est appliquée une fenêtre d'apodisation de type Hamming ($BT = 100$).

En conclusion, ce type de modulation, qui est fortement dépendant du canal de transmission, n'est pas adapté à une propagation sur de grandes distances. En revanche, l'utilisation d'une fenêtre d'apodisation a comme impacte de réduire les lobes secondaires de la fonction d'autocorrélation, au prix d'une réduction de la puissance du signal à l'émission. Un compromis entre réduction de la puissance d'émission et amélioration de la détection est alors à trouver afin d'évaluer si l'utilisation d'une fenêtre d'apodisation est à préconiser ou non.

3.1.2 Modulation de phase

La modulation PSK (*phase-shift keying*) est couramment utilisée pour transmettre de l'information, comme en communications. En effet, le message à transmettre subit dans un premier temps un codage, afin de rendre l'information moins sensible aux interférences (par exemple le nombre 6 devient '0110' en binaire). On peut alors facilement imaginer d'utiliser la modulation PSK dans un contexte CDMA, où l'identification de chaque émetteur est faite à travers l'attribution d'un code à chaque émetteur. D'autre part, la bande de fréquence d'un signal PSK est égale à l'inverse de la durée d'un bit t_b .

La modulation PSK de base est la modulation B-PSK (*Binary Phase-Shift Keying*), où le code associé est binaire, '0' ou '1', et la phase est respectivement égale à '0' ou ' π ' (figure 3.5).

Les codes Q-PSK (*Quadrature phase-shift keying*) ont 4 valeurs possibles, '0', '1', '2' ou '3', dont les phases associées sont respectivement ' $\pi/4$ ', ' $3\pi/4$ ', ' $5\pi/4$ ' ou ' $7\pi/4$ '. En comparaison avec le code B-PSK, l'augmentation du nombre de phases augmente le débit d'information, en raison du nombre d'états que peut prendre un bit. Cette augmentation de débit se fait au prix d'une réduction de la robustesse du signal face aux effets induits principalement par l'émetteur et le récepteur, comme la distorsion de phase ou le bruit de phase. Dans le cas du canal CDMA, où l'on souhaite attribuer une signature à chaque émetteur, l'augmentation du nombre de phases aura pour conséquence d'augmenter le nombre de signatures possibles pour un nombre de bits donné. Par extension, les M-PSK

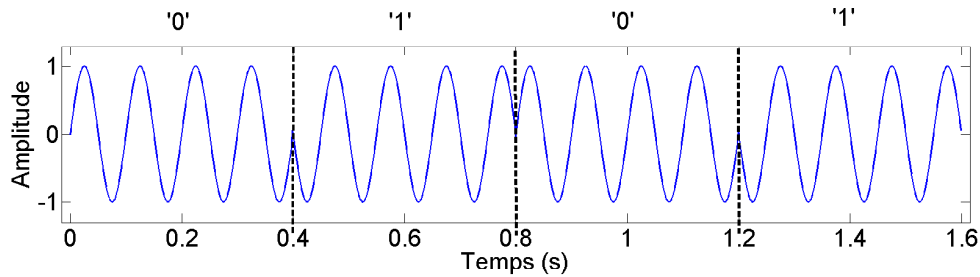


FIGURE 3.5 – Application d'un codage binaire sur un signal B-PSK.

(*M*-ary phase shift keying) sont des modulations PSK dont le nombre de phases est égal à *M* (*M* étant une puissance de 2).

Nous prendrons l'équation suivante comme représentation mathématique d'un signal PSK :

$$x_{\text{PSK}}(t) = \sqrt{\frac{1}{T}} \sum_{k=0}^{N-1} a\left(\frac{t}{t_b} - kt_b\right) e^{j(2\pi f_c t + c(k)\varphi_{\Delta} + \varphi_0)} \quad (3.8)$$

avec

- *N* : la taille du code PSK;
- $a(t)$: la fonction porte Π ;
- t_b : la durée d'un bit;
- f_c : la fréquence centrale;
- $c(k)$: le k -ième éléments du code PSK;
- φ_{Δ} : la différence de phase entre deux phases successives;
- φ_0 : la phase initiale du code PSK.

Dans le cas d'un code B-PSK (ou 2-PSK), les valeurs du code sont telles que $c \in [0, 1]$, et les paramètres de phases sont $\varphi_{\Delta} = \frac{2\pi}{2} = \pi$ et $\varphi_0 = 0$ telles que représentés figure 3.6a. Enfin, pour les codes Q-PSK (ou 4-PSK) $c \in [0, 1, 2, 3]$, $\varphi_{\Delta} = \frac{2\pi}{4} = \pi/2$ et $\varphi_0 = \pi/4$ (figure 3.6b). Il est important de noter que la bande de fréquence *B* d'un signal PSK est égale à l'inverse de la durée d'un bit t_b .

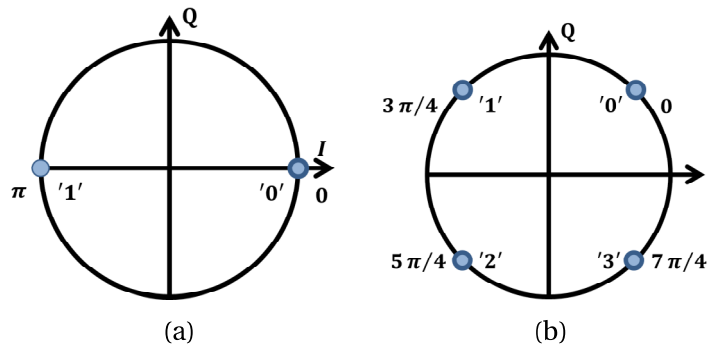


FIGURE 3.6 – 3.6a Constellation d'un signal BPSK; 3.6b Constellation d'un signal QPSK

Plusieurs méthodes de génération de signaux PSK existent et sont référencées dans LEVANON et MOZESON (2004). En revanche, la majorité des signaux présentés sont des *M*-PSK ($M > 2$). Or, les émetteurs utilisés pour valider les signaux en conditions réelles nous

imposent l'utilisation de modulation B-PSK. Cette contrainte est liée à la carte électronique de l'émetteur. C'est pourquoi nous nous restreindrons à l'étude des signaux B-PSK. Dans BARKER (1953), l'auteur introduit un code équivalent au *chirp* en modulation de fréquence. Son code est représenté tableau 3.1 pour des tailles de code allant de $N = 2$ à $N = 13$. Ces codes B-PSK sont parmi les plus performants en terme de niveau des lobes secondaires (figure 3.7), et ont par la suite été repris et étendus dans TURYN (1963), LINDNER (1975), COHEN et collab. (1989) et COHEN et collab. (1990). Ces signaux, performants du point de vue de la détection, ne sont pas adaptés à un contexte CDMA car ils ne génèrent pas un nombre suffisant de codes par taille N . Dans la section 3.4, nous utiliserons une méthode de génération de code CDMA issue des codes de Hadamard YANG et collab. (2000) et Kasami CHANDRA et CHATTOPADHYAY (2009). Cette méthode génère pour une taille de code donnée, un nombre identique de codes, ces derniers étant orthogonaux ou quasi-orthogonaux entre eux.

Taille du code N	Code
2	11 ou 10
3	110
4	1110 ou 1101
5	11101
7	1110010
11	11100010010
13	1111100110101

TABLEAU 3.1 – Code binaire de Barker

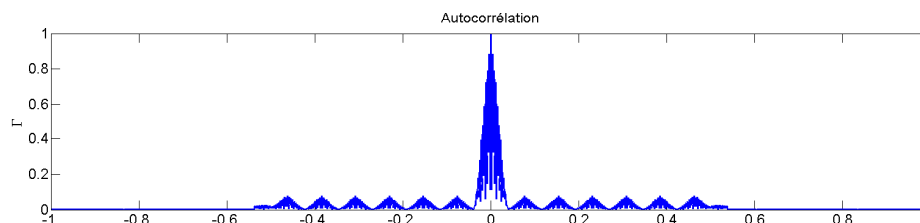


FIGURE 3.7 – Autocorrélation d'un signal B-PSK utilisant un code de Barker de taille 13.

La plupart des signaux PSK présentés ici ne sont pas adaptés à notre contexte, soit par une contrainte d'implémentation pour les signaux M-PSK (avec $M > 2$), soit par le contexte multi-émetteurs imposant la génération d'une famille de signaux. On retiendra alors les modulations B-PSK, issues des codes orthogonaux de type Hadamard ou Kasami, permettant d'obtenir un nombre de codes suffisant. Les signaux B-PSK ainsi obtenus seront alors adaptés à notre contexte de longue portée et multi-émetteurs, avec $t_b = \frac{1}{B}$.

3.1.3 Modulation de fréquence

Les modulations d'amplitude à travers $a(t)$, et de phase à travers $\varphi(t)$ ont été présentées précédemment. La modulation de fréquence, comme son nom l'indique, fait varier

la fréquence au cours du temps. Ainsi, nous prendrons dans le modèle de x_{FSK} , $a(t) = \Pi(t)$ la fonction porte, $\varphi(t) = \varphi_0$ la phase initiale du signal et $f(t)$ la fréquence instantanée du signal en fonction du temps :

$$x_{\text{FSK}}(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \Pi\left(\frac{t}{T}\right) e^{j2\pi f(t) + \varphi_0} \quad (3.9)$$

Modulation Linéaire de Fréquence (MLF)

La MLF (ou encore *chirp* linéaire) est une des modulations les plus utilisées dans le domaine du RADAR et du SONAR. Ce signal, conçu lors de la Seconde Guerre Mondiale, a été utilisé simultanément par les Allemands, les Britanniques et les Américains (GENESIS (1988), COOK (2012)). Sa construction est relativement simple du fait que la fréquence instantanée évolue de manière linéaire au cours du temps telle que : $f(t) = f_0 + kt$, avec k la pente du *chirp* et f_0 sa fréquence initiale (figure 3.8a). Nous considérerons par la suite le signal en bande de base, tel que $f_0 = 0$. La modulation linéaire de fréquence présente le grand avantage d'être robuste face à l'effet Doppler, de par sa ressemblance avec lui-même affecté par l'effet Doppler. Sa tolérance face à l'effet Doppler est observable via la FA figure 3.8b et figure 3.9, décrite telle que :

$$\chi(\tau, \nu) = \left| \left(1 - \frac{|\tau|}{T}\right) \frac{\sin[\pi T(\nu \mp B(\tau/T))(1 - |\tau|/T)]}{\pi T(\nu \mp B(\tau/T))(1 - |\tau|/T)} \right| \quad (3.10)$$

pour $|\tau| < T$, 0 sinon.

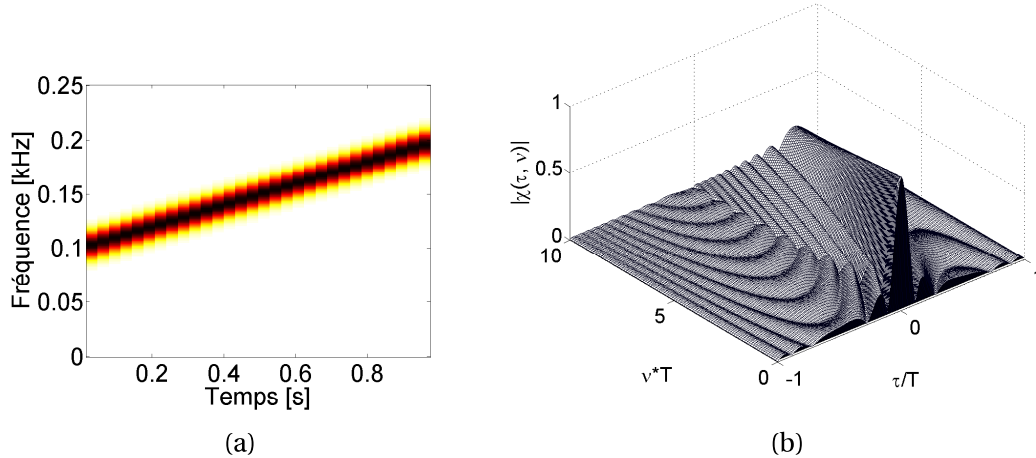
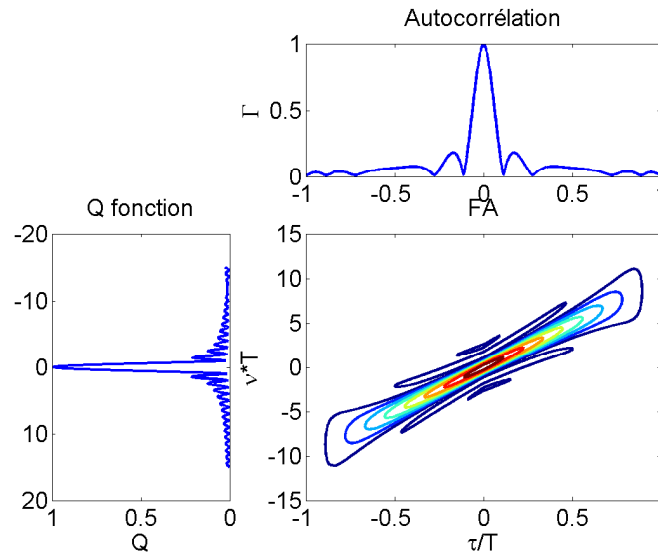


FIGURE 3.8 – (a) est la représentation temps-fréquence d'un *chirp* linéaire et (b) en est sa FA (BT = 100).

Par extension, on retrouvera les modulations de fréquence quadratiques et logarithmiques, avec comme fréquence instantanée respective $f(t) = kt^2$ et $f(t) = kt$. Ces modulations sont intéressantes dans le cas où l'application SONAR visée induit de l'effet Doppler important. Il est en revanche difficile d'utiliser ces modulations dans un système CDMA ou un signal doit être attribué à chaque émetteur.

Modulation par déplacement de fréquence (MDF)

Cette modulation de fréquence fait varier le signal entre des fréquences prédéterminées. Par comparaison à la modulation de phase pour la transmission d'information bi-


 FIGURE 3.9 – Autocorrélation et coupe Doppler d'un *chirp* linéaire.

naire, il est de la même manière possible d'attribuer une fréquence par symbole telle que f_0 correspond au bit '0' et f_1 au bit '1' (figure 3.10). On a alors :

$$x_{\text{MDF}}(t) = \sqrt{\frac{1}{T}} \sum_{k=0}^{N-1} a\left(\frac{t}{t_b} - kt_b\right) e^{j2\pi(f_0 + c(k)f_\Delta)t} \quad (3.11)$$

avec c le code à transmettre et $f_\Delta = f_1 - f_0$.

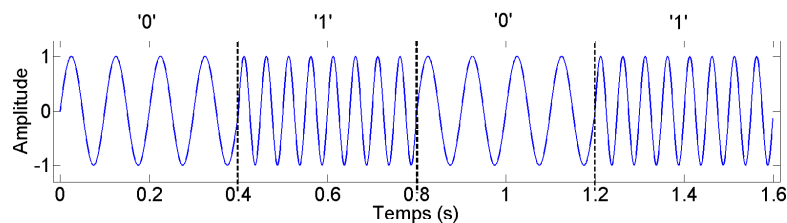


FIGURE 3.10 – Application d'un codage binaire sur un signal FSK à deux fréquences.

L'inconvénient de cette modulation est que le fait qu'une même fréquence soit appelée plusieurs fois, implique que la fonction d'autocorrélation présente des pics secondaires importants. C'est ce que l'on peut constater sur la figure 3.11. Nous verrons dans la suite de ce chapitre que ces lobes secondaires dégradent les performance de la détection, et ont donc une incidence sur la portée de détection.

Une autre modulation MDF qui pallie à ce problème de lobes secondaires de la fonction d'autocorrélation, est la modulation à sauts de fréquence, encore appelée en anglais *Frequency Hopped Spread Spectrum* (FHSS). Cette modulation fait apparaître un nombre N de fréquences (similairement à la modulation M-PSK qui à un nombre M de phases). Alors, l'ordre d'apparition des fréquences est faite par des codes, ceux-ci permettant de générer un nombre M de signaux. De plus, contrairement au *chirp*, le signal FHSS ressemble peu à lui-même décalé en fréquence, de par l'ordre d'apparition des fréquences (figure 3.12a). Ainsi, le pic principal de la FA (figure 3.12b), appelé *thumbtack*, permet une très bonne localisation du signal en retard τ et décalage fréquentiel ν . Ceci peut être

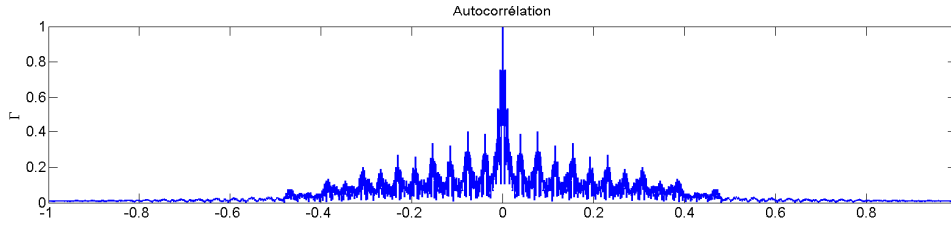


FIGURE 3.11 – Autocorrélation d'un code Barker de taille 13 appliqué à un signal FSK à deux fréquences.

un avantage pour la détection d'un signal en réception, dans le cas où l'on souhaite, par exemple, estimer la vitesse relative entre l'émetteur et le récepteur.

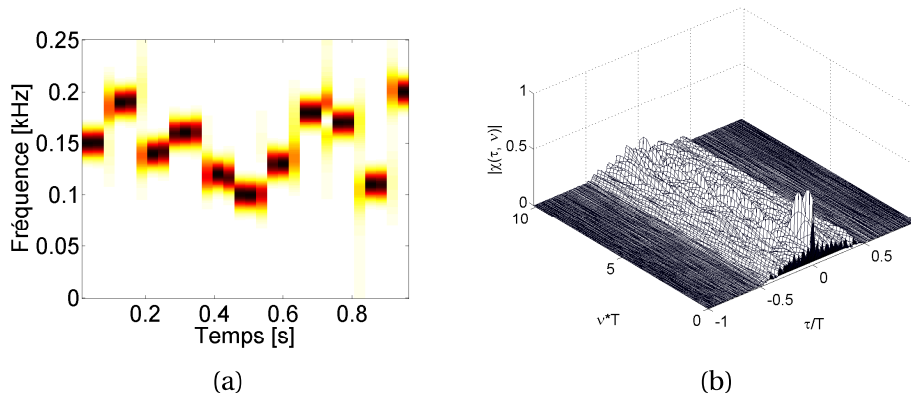


FIGURE 3.12 – 3.12a est la représentation temps-fréquence d'un signal FHSS utilisant un code de Welch de taille 1 et 3.12b en est sa FA.

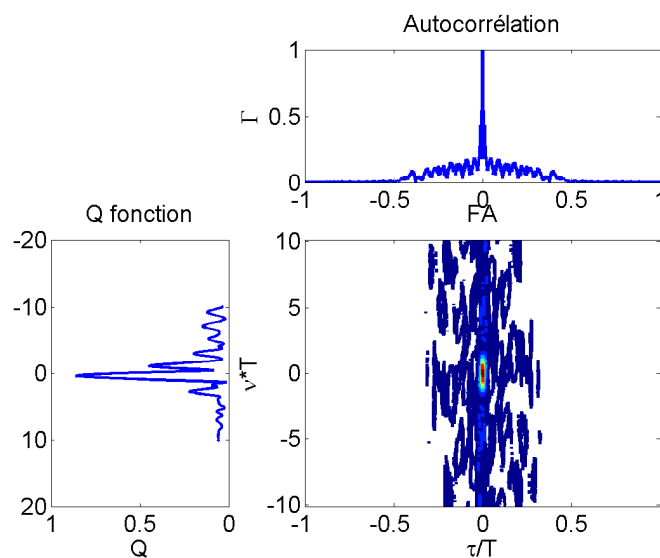


FIGURE 3.13 – Autocorrélation et coupe Doppler d'un signal FHSS utilisant un code de Welch de taille 11.

3.1.4 Conclusion

Cette première étude sur les formes d'onde vise à introduire les modulations les plus courantes, et ainsi, faire une première sélection de celles qui sont applicables dans notre contexte. En effet, les signaux doivent être adaptés à des transmissions sur de longues distances, un système multi-émetteurs et les signaux doivent être implémentables sur le matériel qui permettra par la suite de les tester.

Le tableau 3.2 référence l'ensemble des modulations et les critères de choix. La portée de détection prend en compte la largeur de bande du signal et la robustesse de la modulation face au canal de propagation. Le critère CDMA indique la possibilité d'appliquer un signal à chaque émetteur. Enfin, les signaux étant par la suite testés en mer, il est important de prendre en compte les contraintes liées aux émetteurs (chapitre 4). On retiendra alors deux modulations, la modulation B-PSK, avec les codes de Hadamard et de Kasami, ainsi que la modulation FHSS, dont la construction et l'analyse font l'objet de la prochaine section.

Signaux	Longue portée	CDMA	Implémentabilité
OC	✗	✗	✓
MA	✗	✓	✓
PSK B-PSK	✓	✓	✓
PSK M-PSK	✓	✓	✗
MF MLF	✓	✗	✓
MF MDF	✓	✓	✓

TABEAU 3.2 – Signaux adaptés

Enfin, d'autre modulation plus complexe comme la modulation FSK/MLF ou PCCS (*Phase Coded Costas Signal*) seront brièvement présentées en section 3.4. Elles sont également analysées dans LEVANON et MOZESON (2004).

3.2 Codes et signaux FHSS

3.2.1 Définition

Un signal FHSS $u_m(t)$ est composé de signaux élémentaires $s_k(t)$, chacun de ses signaux élémentaires étant un signal sinusoidal de fréquence f_k . Ainsi, $u_m(t)$ est le $m^{\text{ième}}$ signal d'une famille de M signaux générés, et $s_k(t)$ est le $k^{\text{ième}}$ signal élémentaire sur N à apparaître dans le signal $u_m(t)$.

$$u_m(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k(t) \quad (3.12a)$$

$$s_k(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \Pi\left(\frac{t}{t_\Delta} - kt_\Delta\right) \cdot e^{j2\pi f_k t} \quad (3.12b)$$

avec $t_\Delta = T/N$. L'ordre d'arrangement des fréquences du signal $u_m(t)$ est régi par le code $\{y_m\}_{k=0}^{N-1}$, tel que $f_k = 2\pi y_m^k f_\Delta$, avec $f_\Delta = B/N$. Les méthodes présentées section 3.2.2 permettent de générer ces codes. Chaque méthode permet de générer un nombre M de signaux, dépendant de la taille des codes N souhaitée, mais aussi de la méthode elle-même. Pour résumer, les éléments permettant la construction d'un signal FHSS sont les suivants :

- $u_m(t)$: le signal FHSS;

- $s_k(t)$: le $k^{\text{ième}}$ signal élémentaire de $u_m(t)$;
- f_k : la fréquence du signal élémentaire $s_k(t)$;
- y_k^m : le $k^{\text{ième}}$ élément du $m^{\text{ième}}$ code généré ($y_k^m \in \{0, 1, \dots, N-1\}$) ;
- N : la longueur du code ;
- M : le nombre de codes (ou signaux) générés ;
- t_Δ : la durée d'un signal élémentaire ;
- f_Δ : l'intervalle entre 2 fréquences successives.

3.2.2 Générations de codes FHSS

Principe

Maintenant, la question est : comment déterminer l'ordre d'apparition des fréquences afin qu'un signal FHSS présente de bonnes propriétés en réception ? Dans COSTAS (1984), COSTAS suggère une méthode pour générer des codes ayant une fonction d'auto-ambiguïté idéale. Ces codes sont représentés par la matrice $a_{i,j}^{(k)}$, constituée de '1' and '0', avec un '1' par ligne et par colonne :

$$a_{i,j}^{(m)} = \begin{cases} 1 & \text{si } j = f^{(m)}(i) \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (3.13)$$

et le code y_m peut être exprimé par cette matrice tel que :

$$y_j^{(m)} = \begin{cases} i & \text{si } a_{i,j}^{(m)} = 1 \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (3.14)$$

avec (i, j) un ensemble d'entiers allant de '0' à 'N-1', et f la fonction permettant de générer M codes. La figure 3.14a montre un exemple de matrice $a_{i,j}^{(k)}$ obtenue par la méthode de Golomb-Costas, et le signal en figure 3.14b est obtenu via le code et la connaissance des paramètres B et T . Il existe deux grandes familles de génération de signaux FHSS : les codes de Costas et les codes à congruences. Les codes de Costas seront plus adaptés du point de vue de la fonction d'auto-ambiguïté, tandis que les codes à congruences seront plus efficaces envers les fonctions d'inter-ambiguïtés entre les signaux générés (RICKARD JR (1993) TAYLOR et collab. (2013)).

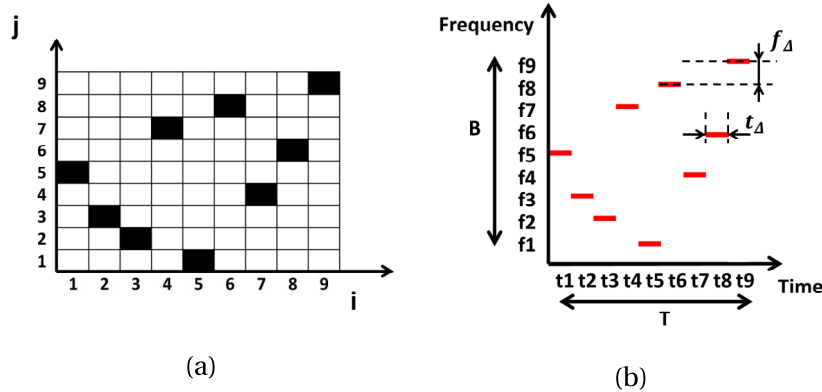


FIGURE 3.14 – (a) montre un code $a_{i,j}^{(k)}$ de Golomb-Costas avec $q = 11$ et $\alpha = 2$; (b) montre le signal FHSS associé au code de Golomb-Costas.

Les méthodes de génération de signaux qui seront présentées, sont basées sur la théorie des corps de Galois STEWART (2015). p représente un nombre premier, et q est la puissance d'un nombre premier. L'ensemble de Galois associé à q est noté $\text{GF}(q)$, tel que $\text{GF}(q) = \{0, 1, \dots, q-1\}$.

Soit q un nombre premier. Alors l'ensemble des entiers modulo q est un corps de Galois contenant q éléments : $\text{GF}(q) = \{0, 1, \dots, q-1\}$. Ce corps admet un nombre $\varphi(q-1)$ (la fonction d'Euler HARDY et WRIGHT (1979)) d'éléments primitifs tels que :

$$(q-1) = p_1^{m_1} \cdot p_2^{m_2} \cdot \dots \cdot p_r^{m_r} \quad (3.15)$$

et

$$\varphi(q-1) = p_1^{m_1-1} \cdot p_2^{m_2-1} \cdot \dots \cdot p_r^{m_r-1} \cdot (p_1-1) \cdot (p_2-2) \cdot \dots \cdot (p_r-1) \quad (3.16)$$

Par exemple, pour $q = 11 : (q-1) = 10 = 2^1 \cdot 5^1$ et $\varphi(q-1) = \varphi(10) = 2^0 \cdot 5^0 \cdot (2-1) \cdot (5-1) = 4$

Il y a deux types de codes : les codes complets qui contiennent tout les éléments du corps de Galois $\text{GF}(q)$, et les codes non-complets ou certaines valeurs peuvent être présentes plus d'une fois (figures 3.15). Identiquement à la technique de modulation FDMA présentée dans la section 1.2.4 du chapitre 1, les signaux issus des codes non-complets n'utilisent pas nécessairement toute la bande de fréquence disponible. Cela induit une réduction du Gain du Processus ($\text{PG} = 20 \log(\text{BT})$), ce qui rend ces signaux moins efficaces en terme de portée de détection. Pour cette raison, nous focaliserons notre attention sur les signaux FHSS issus des méthodes de génération de codes complets.

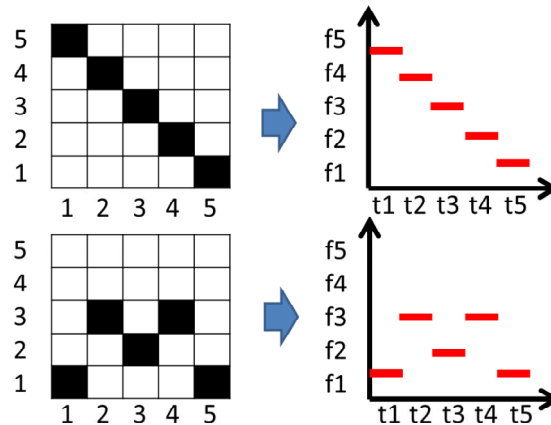


FIGURE 3.15 – Exemple d'un code complet (en haut) et d'un code non-complet (en bas).

La suite de cette section est divisée en deux. Une première partie présente les générations de codes type Costas, et une seconde partie présente les générations de codes de type congruence.

3.2.3 Codes de Costas

Dans la recherche d'un signal SONAR idéal, John P. Costas COSTAS (1984) propose l'idée de construire des signaux à sauts de fréquences dont les codes ne présentent pas de répétitions. Cela signifie que la matrice $a_{i,j}^{(m)}$ et une version d'elle-même décalée horizontalement et/ou verticalement ont au maximum un '1' qui se recouvrent. DRAKAKIS et collab. définit ce critère dans DRAKAKIS et collab. (2011a) :

Definition 3.2.1. : soit $f : [n] \rightarrow [n]$ une bijection, avec n un entier. Alors, f est considéré avoir la propriété de Costas si tout les éléments des vecteurs, sont tous différents, ou égaux si :

$$\forall i, j, k \text{ avec } 1 \leq i, j, j+k \leq N \\ f(i+k) - f(i) = f(j+k) - f(j) \implies i = j \text{ or } k = 0$$

Dans ce cas, f est appelée une permutation de Costas, dont N est la taille du code. Les techniques de génération des codes de Costas sont analysées dans FREEDMAN et LEVANON (1985); CHANG (1987); DELISLE et BLANCHETTE (1991); DRAKAKIS et collab. (2009); DRAKAKIS (2010); DRAKAKIS et collab. (2011b) et améliorées dans GOLOMB et TAYLOR (1982); GOLOMB (1984); CHANG et SCARBROUGH (1989); DRAKAKIS (2006). Par la suite, nous restreindrons l'étude aux principaux codes : Golomb-Costas et the Welch-Costas.

Golomb Costas

La méthode de Golomb-Costas génère $[\varphi(q-1)]^2$ matrices $a_{i,j}^{(m)}$ de taille $N = (q-2)$, telles que :

$$f(i) = \log_{\beta}(1 - \alpha^i) \pmod{p} \quad (3.17)$$

avec $i = 1, \dots, q-2$, (α, β) deux éléments primitifs, $a \pmod{b}$ est l'opération de modulo de a par b et \log_{β} la fonction logarithme en base β . D'une autre manière, l'élément (i, j) de la matrice $a_{i,j}^{(m)}$ est égale à '1' si et seulement si $\alpha^i + \beta^j = \pmod{q} = 1$. Dans le cas où l'on prend $q = 11$, il y a donc 4 éléments primitifs : $\alpha_1 = 2$, $\alpha_2 = 6$, $\alpha_3 = 7$ et $\alpha_4 = 8$. En choisissant comme éléments primitifs $\alpha = 2$ et $\beta = 2$, le code de Golomb obtenu est $y^1 = \{5, 3, 2, 7, 1, 8, 4, 6, 9\}$, dont la matrice $a_{i,j}^{(1)}$ associée est représentée figure 3.14a.

Welch Costas

La méthode de Welch-Costas génère $[\varphi(q-1)]$ matrices $a_{i,j}^{(m)}$ de taille $N = (q-1)$, telles que :

$$f(i) = \alpha^i \pmod{p} \quad (3.18)$$

avec $i = 1, \dots, q-1$. Dans COSTAS (1984), COSTAS utilise la méthode de Welch-Costas avec $q = 11$ et $\alpha = 2$ pour montrer que toute les différences entre chaque élément d'une matrice et une version décalée d'elle même est unique (Table 3.3). Du point de vue du signal qui en découle, cela signifie que l'auto-ambiguïté du signal sera faible pour un retard τ et/ou un décalage Doppler ν donné. L'intérêt de cette propriété sera davantage présenté dans la section 3.2.5 sur la fonction de Hamming.

Le tableau 3.4 résume les méthodes de génération des deux codes de Costas présentés dans cette sous-section.

Code Generation	function $f(i)$	N	M
Golomb Costas	$\log_{\beta}(1 - \alpha^i) \pmod{p}$	$q-2$	$[\varphi(q-1)]^2$
Welch Costas	$\alpha^i \pmod{p}$	$q-1$	$[\varphi(q-1)]$

TABLEAU 3.4 – Techniques de génération des codes de Costas.

Shift \ Code	2	4	8	5	1	9	7	3	6	1
1	2	4	-3	5	-1	-2	-4	3	-5	
2	6	1	2	4	-3	-6	-1	-2		
3	3	6	1	2	-7	-3	-6			
4	8	5	-1	-2	-4	-8				
5	7	3	-5	-1	-9					
6	5	-1	-2	-4						
7	1	2	-7							
8	4	-3								
9	-1									

TABLEAU 3.3 – Le triangle des différences pour $q = 11$. Le code de Welch-Costas associé à $\alpha = 2$ est $\{2, 4, 8, 5, 10, 9, 7, 3, 6, 1\}$. Chaque ligne correspond à un décalage horizontal du code, et chaque valeur est la différence entre un élément du code et un élément de sa version décalée.

3.2.4 Codes à congruences

Les codes à congruences sont différents et ne respectent pas nécessairement la définition 3.2.1 de Costas, permettant les bonnes propriétés de la fonction d'auto-ambiguïté. Mais ils présentent d'autres avantages du point de vue de l'inter-ambiguïté entre les codes d'une même famille (une famille de codes est l'ensemble des codes générés par une même méthode et pour une même valeur de q). Les techniques de générations de codes ont été introduites dans TITLEBAUM (1981); TITLEBAUM et SIBUL (1981); BELLEGARDA et TITLEBAUM (1988); MARIC et TITLEBAUM (1990); XIA et collab. (2004) et analysées dans RICKARD JR (1993); TAYLOR et collab. (2013); TITLEBAUM et collab. (1991); MARIĆ et TITLEBAUM (1992); WEI et GHAFOURI-SHIRAZ (2002); FAN et collab. (2005). Cette section présente les méthodes de génération des codes à congruences, pour les codes complets uniquement.

congruences Linéaires

Dans TITLEBAUM (1981), TITLEBAUM présente une méthode de génération de codes basée sur la théorie de la congruence linéaire. Cette méthode génère $N - 1$ matrices $a_{i,j}^{(m)}$ de taille $N = n$, avec n un entier. Les codes générés seront entiers dans le cas où n est un nombre premier, donc dans notre contexte $n = p$. La génération de ces codes se fait de la manière suivante :

$$f(i) = a \cdot i \pmod{p} \quad (3.19)$$

avec $i = 0, \dots, p - 1$ et $1 \leq a \leq p - 1$.

congruences cubiques

Les codes à congruences Cubiques sont présentées dans MARIC et TITLEBAUM (1990). Cette méthode génère $N - 1$ codes de taille $N = p$, tels que :

$$f(i) = a \cdot i^3 \pmod{p} \quad (3.20)$$

avec $i = 0, \dots, p-1$ et $1 \leq a \leq p-1$.

congruences hyperboliques

Les codes à congruences hyperboliques sont introduit dans XIA et collab. (2004) and MARIĆ et TITLEBAUM (1992). Cette méthode permet de générer N codes de taille $N = (p-1)$ tels que :

$$f(i) = a \cdot i^{-1} \pmod{p} \quad (3.21)$$

avec $i = 1, \dots, p-1$ et $1 \leq a \leq p-1$.

Le tableau suivant résume les méthodes de génération des trois codes à congruences présentés dans cette sous-section.

Code Generation	fonction $f(i)$	N	M
Linear congruence	$a \cdot i \pmod{p}$	p	$N-1$
Cubic congruence	$a \cdot i^3 \pmod{p}$	p	$N-1$
Hyperbolic congruence	$a \cdot i^{-1} \pmod{p}$	$p-1$	N

TABLEAU 3.5 – Techniques de génération des codes à congruences.

L'ensemble des générations de codes pour la construction des signaux FHSS a été présenté dans cette section. Les performances de ces codes seront évaluées dans la prochaine section à travers la fonction de Hamming.

3.2.5 Analyse des codes

Avant d'analyser les signaux FHSS, nous étudions dans cette section les codes permettant leur construction. Nous utiliserons dans un premier temps la fonction de corrélation de Hamming, qui est la fonction de corrélation entre deux codes y_m^k (ou $a_{i,j}^{(m)}$ sous la forme matricielle). Par extension, la fonction d'ambiguïté de Hamming effectue la corrélation entre deux codes, pour plusieurs décalages verticaux (le décalage horizontal correspond au décalage temporel τ de la fonction de corrélation, et le décalage vertical correspond au décalage fréquentiel ν de la fonction d'ambiguïté). L'objectif de cette section est de comparer les codes et de définir leurs performances vis à vis de la fonction d'auto-corrélation, ainsi que des intercorrélations entre signaux d'une même famille. Rappelons qu'une famille de codes $a_{i,j}^{(m)}$ est issue d'une même méthode de génération de signaux, et est donnée pour une même valeur de N. La famille générée contient alors M codes, avec $m = 1, 2, \dots, M$. Nous nommerons $a_{i,j}^r$ et $a_{i,j}^s$, deux codes d'une famille, telles que $(r, s) \in m$ et $r \neq s$.

Corrélation des codes

L'idée est ici de superposer deux codes, décalés horizontalement ou non, et de compter le nombre d'éléments égaux à "1" de la superposition des matrices $a_{i,j}^{(r)}$ et $a_{i,j}^{(s)}$. La fonction effectuant cette opération est la fonction de Hamming, définie telle que :

$$H_{rs}(u) = \sum_{n=0}^{N-1} h(a_{i,j}^r, a_{i+u,j}^s) \quad (3.22)$$

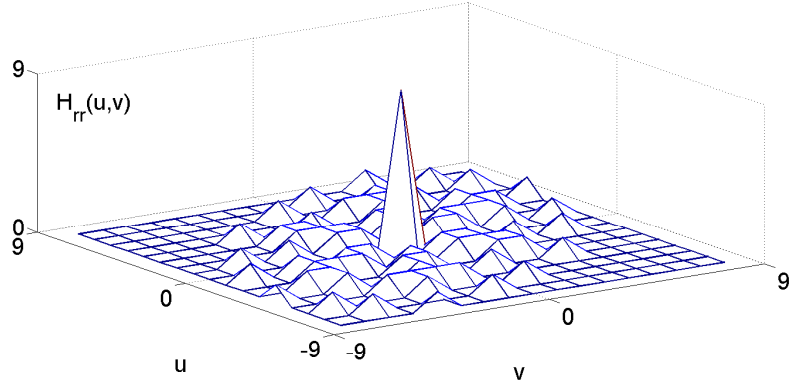


FIGURE 3.16 – Fonction d'autoambiguïté de Hamming d'un code de Costas de longueur 9.

avec

$$h(a_{i+u,j}^r, a_{i,j}^s) = \begin{cases} 0 & \text{si } a_{i,j}^r \neq a_{i+u,j}^s \\ 1 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (3.23)$$

et $u = 0, 1, \dots, N-1$. On note \hat{H}_{rs} le nombre maximal de recouvrement pour un décalage u non nul, tel que :

$$\begin{cases} \hat{H}_{rs} = \max \left[H_{rs}(u) \mid \left(a_{i,j}^r, a_{i,j}^s \right) \in a_{i,j}^{(m)} \right] \\ \hat{H}_{rr} = \max \left[H_{rr}(u) \mid \left(a_{i,j}^r, a_{i,j}^s \right) \in a_{i,j}^{(m)}, u \neq 0 \right] \end{cases} \quad (3.24)$$

Les codes étant complets, $\hat{H}_{rr}(u) = 1$ quelle que soit la méthode de génération de signaux. On notera que $H_{rr}(0) = N$. Par simulation, on obtiendra de la même manière $\hat{H}_{rs}(u) = 1$, quelle que soit la méthode de génération et la valeur de N .

En conclusion, toutes les méthodes de génération de signaux ont des performances égales du point de vue des autocorrélations et intercorrélations des codes d'une même famille.

Ambiguïté des codes

La fonction de Hamming peut être étendue avec un décalage vertical correspondant au décalage fréquentiel v :

$$H_{rs}(u, v) = \sum_{n=0}^{N-1} h(a_{i,j}^r, a_{i+u,j+v}^s) \quad (3.25)$$

avec $v = -N+1, \dots, -1, 0, 1, \dots, N-1$.

$H_{rs}(u, v)$ est appelée fonction d'interambiguïté de Hamming, et $H_{rr}(u, v)$ fonction d'autoambiguïté de Hamming (figure 3.16). Les fonction \hat{H}_{rs} et \hat{H}_{rr} sont respectivement données par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \hat{H}_{rs} = \max \left[H_{rs}(u, v) \mid \left(a_{i,j}^r, a_{i,j}^s \right) \in a_{i,j}^{(m)} \right] \\ \hat{H}_{rr} = \max \left[H_{rr}(u, v) \mid \left(a_{i,j}^r, a_{i,j}^s \right) \in a_{i,j}^{(m)}, u \neq 0, v \neq 0 \right] \end{cases} \quad (3.26)$$

Pour chaque famille de génération de signaux, sont relevées dans le tableau 3.6 les valeurs de \hat{H}_{rs} et \hat{H}_{rr} les plus défavorables.

Les \hat{H}_{rs} et \hat{H}_{rr} présentées dans le tableau 3.6 sont indépendantes de N , mises à part les valeurs en gras, celles-ci augmentant lorsque N augmente. Plus de résultats sur ces

Méthode de génération	N	M	\hat{H}_{rs}	\hat{H}_{rr}
Costas Golomb	$q - 2 = 9$	16	4	1
Costas Welch	$p - 1 = 10$	4	3	1
congruences Linéaire	$p = 11$	10	1	p-1=10
congruences Cubique	$p = 11$	10	3	2
congruences Hyperbolique	$p - 1 = 10$	10	3	2

 TABLEAU 3.6 – Maximum de la fonction de Hamming pour p (ou q) égale 11.

valeurs sont présentés dans RICKARD JR (1993). L'optimalité des codes de Costas du point de vue de \hat{H}_{rr} est expliquée par la propriété de J.P. Costas présentée en section 3.2.3. Les codes à congruences hyperboliques et à congruences cubiques restent néanmoins performants quel que soit N. Après analyse des méthodes de génération de code FHSS, nous concluons que les codes de Costas sont optimaux vis à vis de l'autoambiguïté. Les codes à congruences présenteront quand à eux de meilleures performances en ce qui concerne l'interambiguïté.

D'autre part, un décalage vertical ν correspond à un décalage fréquentiel $\nu = f_{\Delta} = \frac{B}{N}$, avec $B = 5\text{kHz}$. L'effet Doppler maximal étant inférieur à $\nu_{\max} = 10\text{Hz}$ (section 1.3.3), il faudrait $N > \frac{B}{\nu_{\max}} = 500$. Nous verrons plus tard que cette valeur de N est aberrante, ce qui permet de considérer $\nu_{\max} \ll f_{\Delta}$. L'effet Doppler étant donc supposé négligeable dans notre contexte, toutes les méthodes de génération de codes FHSS se voudront identiques ($\hat{H}_{rs} = 1$ et $\hat{H}_{rr} = 1$ dans le cas où $\nu = 0$ section 3.2.5).

3.3 Analyse des paramètres de construction des signaux FHSS

Les paramètres de construction des signaux FHSS sont le produit BT, la taille du code N et le code ordonnant l'ordre d'apparition des fréquences. On considère que le produit BT est donné par le système, et c'est en fonction de ce paramètre que sera choisie la valeur de N. Il existe dans la littérature plusieurs choix de N en fonction du produit BT, l'objectif étant de minimiser les lobes secondaires. Ces travaux font l'objet de la section 3.3.1. Nous proposons par la suite d'étendre cette analyse en section 3.3.2 sur les paramètres des signaux FHSS, en cherchant les paramètres de constructions optimaux pour la méthode de détection définie dans le chapitre 2. On retiendra de la même manière une valeur optimale de N en fonction de BT telle que μ_{ee} soit minimum. Une analyse supplémentaire visera à étudier l'influence des codes sur μ_{ee} .

3.3.1 Rapport lobe secondaire sur lobe principal

Afin de rejoindre le Chapitre 2 sur la détection, nous considérons le signal émis $e(t)$, correspondant à un signal $u_m(t)$ (équation 3.12a) d'une famille de signaux FHSS, issue d'une méthode de génération de type Costas ou congruences, pour un N donné.

Définition des régions d'intérêts

Dans la littérature, le critère mesurant les performances des signaux FHSS est adapté à des méthodes de détection basées sur l'amplitude maximale de la fonction de corrélation. Les lobes secondaires de la fonction d'autocorrélation sont à minimiser afin d'augmenter l'amplitude du lobe principal par rapport au lobe secondaire. Ainsi, la performance d'un

signal est donnée par le rapport entre le lobe principal et le maximum des lobes secondaires. Les influences des paramètres de construction des signaux FHSS sont analysées à travers ce ratio.

La relation entre N , le nombre de sauts de fréquences, et BT , le produit entre la durée du signal et la bande de fréquence du signal, est choisit pour minimiser les lobes secondaires dans différentes régions de la fonction d'autocorrélation. Considérant un Doppler nul, les deux régions de l'autocorrélation sont :

- la région centrale, avec $|\tau| \leq t_\Delta$
- la région des lobes secondaires, avec $|\tau| \geq t_\Delta$

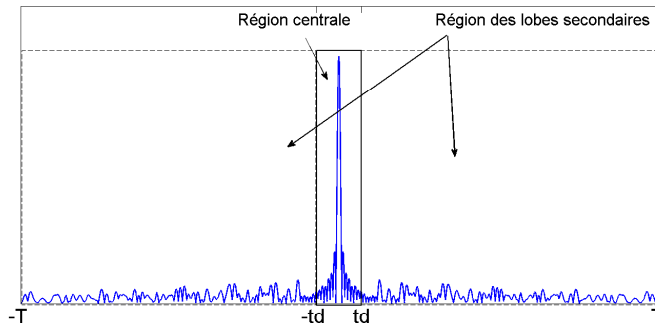


FIGURE 3.17 – Définition des régions d'intérêt de la fonction d'autocorrélation.

Choix de N en fonction de BT

Minimisation des lobes secondaires dans la région des lobes secondaires

Dans RICKARD JR (1993), l'auteur détermine une limite de la fonction d'autoambiguïté dans la région des lobes secondaires de la manière suivante :

$$|\chi_{ee}(\tau, \nu)| < \frac{\hat{H}_{rr}}{N} + \frac{4\hat{H}_{rr}N}{\pi TB} (1 + \ln(N/2\hat{H}_{rr})) \quad (3.27)$$

Dans le cas où le Doppler est nul, cette limite devient :

$$|\chi_{ee}(\tau, 0)| < \frac{4\hat{H}_{rr}N}{\pi TB} (1 + \ln(N/2\hat{H}_{rr})) \quad (3.28)$$

avec \hat{H}_{rr} le maximum de recouvrement d'un code avec lui-même décalé verticalement et/ou horizontalement, défini dans la section 3.2.5.

En dérivant l'équation 3.27 en fonction de N et en cherchant le BT optimal, on retrouve la relation entre N et TB minimisant les lobes secondaires dans la région des lobes secondaires TITLEBAUM (1981) :

$$(TB)_{opt} = \frac{4N^2}{\pi} (2 + \ln(N/2\hat{H}_{rr})) \quad (3.29)$$

Pour un produit BT fixé, RICKARD JR résout 3.29 et définit N_{MSR} (*Minimal Sidelobe Region*) :

$$N_{MSR} = \sqrt{\frac{\pi TB}{4(2 + \ln(N_{MSR}/2\hat{H}_{rr}))}} \quad (3.30)$$

Minimisation des lobes secondaires dans la région centrale

Le choix de Nyquist permet d'obtenir une région centrale présentant moins de lobes secondaires que pour $N = N_{MSR}$. Dans TITLEBAUM et collab. (1991), les auteurs définissent N_{Nyq} , telle que $t_{\Delta}f_{\Delta} = 1$. Sachant que $t_{\Delta} = T/N$ et que $f_{\Delta} = B/N$, N_{Nyq} est donnée par :

$$N_{Nyq} = \sqrt{TB} \quad (3.31)$$

En comparant les méthodes MSR et de Nyquist, il peut être déduit que $N_{Nyq} > N_{MSR}$ pour un BT identique. Le choix de Nyquist donne des tailles de codes plus grandes. Les équations 3.30 et 3.31 permettent d'obtenir la relation liant N_{Nyq} à N_{MSR} :

$$N_{Nyq} = \frac{2\sqrt{2 + \ln(N_{MSR}/2\hat{H}_{rr})}}{\sqrt{\pi}} \cdot N_{MSR} \quad (3.32)$$

Compromis entre régions et minimisation du lobe secondaire maximal de la région centrale

Dans TAYLOR et collab. (2013), les auteurs définissent deux nouvelles valeurs de N :

- N_{MMS} (*Minimize Maximal Sidelobe*);
- N_{MMPS} (*Minimize Maximum Peak Sidelobe*).

N_{MMS} est un compromis entre la minimisation des lobes secondaires dans chacune des régions. N_{MMPS} minimise quand à lui la valeur maximale du lobe secondaire le plus élevé dans la région centrale.

Dans TAYLOR et collab. (2013), il est montré empiriquement que le choix MMS et MMPS sont proches du choix de Nyquist. Les courbes de N_{MMS} et N_{MMPS} en fonction du produit BT sont alors approximées par la méthode des moindres carrés :

$$N_{MMS} = N_{Nyq} - 0,3 = \sqrt{BT} - 0,3 \quad (3.33)$$

$$N_{MMPS} = N_{Nyq} + 0,6 = \sqrt{BT} + 0,6 \quad (3.34)$$

La figure 3.18 relève l'ensemble des choix de N pour un produit $BT = 150$. Le choix MSR montre de meilleurs résultats dans la région des lobes secondaires tandis que le choix de Nyquist est plus adapté pour la région centrale. Le choix MMS, basé sur le croisement entre les deux courbes, implique que les lobes secondaires seront de même amplitude dans les deux régions. Le choix de Nyquist "nettoyant" la région centrale, c'est en revanche le choix MMPS qui est le plus performant dans cette même région. L'ensemble des choix de N en fonction du produit BT est représenté figure 3.19.

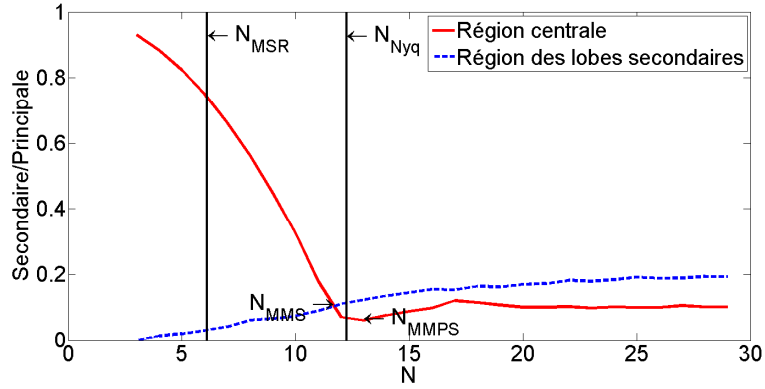


FIGURE 3.18 – Ratio lobe secondaire maximal sur lobe principale en fonction de N et pour $BT = 150$.

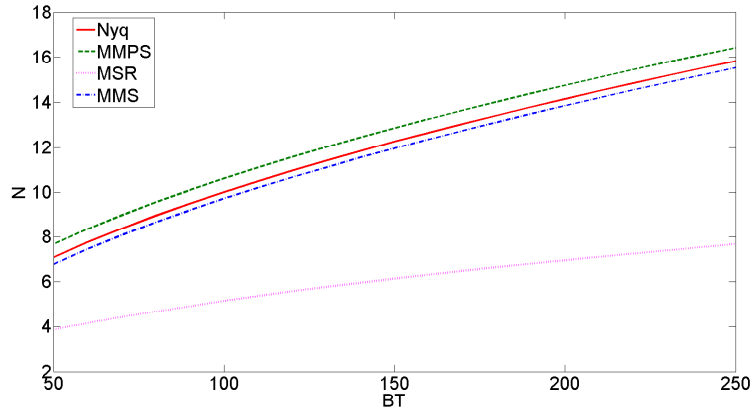


FIGURE 3.19 – Choix de N en fonction de BT .

Les choix de N issus de la littérature cherchent à être optimaux du point de vue de certaines méthodes de détection TAYLOR et collab. (2013). Ces travaux, mesurant l'optimalité d'un signal en fonction du rapport entre le lobe secondaire et le lobe principal de la fonction d'autocorrélation, ne sont pas adaptés à la méthode de détection proposée dans le chapitre 2. Nous proposons de mesurer la performance des signaux FHSS par rapport à la méthode de détection. Cette méthode étant basée sur le critère μ , nous utiliserons ce même critère pour choisir le nombre de sauts de fréquences pour un produit BT donné.

3.3.2 μ_{ee} : critère de performance des signaux

Dans la section précédente, nous avons présenté les analyses issues de la littérature, ces analyses portant sur le choix des paramètres de construction des signaux FHSS. Les résultats obtenus sont alors donnés par le choix du N optimal pour un produit BT donné. Nous allons de la même manière rechercher la valeur de N optimale pour un produit BT , et ce, du point de vue de la méthode de détection proposée dans le chapitre 2. Il a été conclu dans ce chapitre que minimiser μ_{ee} permettrait d'améliorer les performances du détecteur. Le N optimal sera alors le N minimisant μ_{ee} . Après avoir calculé analytiquement la fonction d'intercorrélation des signaux élémentaires composant le signal FHSS,

nous tracerons le critère μ_{ee} en fonction de la valeur N . Le N minimisant μ_{ee} sera relevé pour différents produit BT , et une expression analytique en sera déduite. Enfin, nous nous interrogerons sur l'influence du code sur le critère μ_{ee} .

Influence du nombre de fréquences N

Afin d'optimiser la méthode de détection, nous cherchons les paramètres minimisant la moyenne de l'autocorrélation $\Gamma_{ee}(\tau)$. Le signal $e(t)$ étant composé de N signaux élémentaires $s_k(t)$, la fonction d'autocorrélation $\Gamma_{ee}(\tau)$ peut être décomposée en une somme d'intercorrélations élémentaires $\Gamma_{s_k s_l}(\tau)$ telles que :

$$\begin{aligned}
 \Gamma_{ee}(\tau) &= \int_{-T}^T e(t) e^*(t-\tau) dt \\
 &= \int_{-T}^T \sum_{k=0}^{N-1} s_k(t) \sum_{l=0}^{N-1} s_l^*(t-\tau) dt \\
 &= \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} \int_{-T}^T s_k(t) s_l^*(t-\tau) dt \\
 &= \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} \Gamma_{s_k s_l}(\tau)
 \end{aligned} \tag{3.35}$$

D'après la définition du critère μ_{ee} (équation 2.37) et de l'équation 3.35, on peut écrire :

$$\begin{aligned}
 \mu_{ee} &= \frac{1}{2T} \int_{-T}^T |\Gamma_{ee}(\tau)| d\tau \\
 &= \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \left| \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} \Gamma_{s_k s_l}(\tau) \right| d\tau \\
 &\leq \frac{1}{2T} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} \int_{-T}^T |\Gamma_{s_k s_l}(\tau)| d\tau \\
 &\leq \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} \mu_{s_k s_l} = \mu_{ee}^{\text{Modèle}}
 \end{aligned} \tag{3.36}$$

La démonstration du modèle apparaît en Annexe B. On a alors :

$$\mu_{ee}^{\text{Modèle}} = \frac{4N}{\pi^2 BT} [\ln(N-1) - 0.4] + \frac{4}{\pi^2 BT} + \frac{1}{2N} \tag{3.37}$$

On cherche la valeur de N en fonction du produit BT minimisant $\mu_{ee}^{\text{Modèle}}$. En considérant ici que $N \in \mathbb{R}$, on cherche une expression de N en fonction de BT tel que $\frac{d\mu_{ee}^{\text{Modèle}}}{dN} = 0$:

$$\frac{d\mu_{ee}^{\text{Modèle}}}{dN} = \frac{4}{\pi^2 BT} [\ln(N-1) - 0.4] + \frac{4N}{\pi^2 BT} \frac{1}{N-1} - \frac{1}{2N^2} = 0 \tag{3.38}$$

On supposera alors que pour $N > 10$, $\frac{N}{N-1} \sim 1$. On obtiendra finalement l'expression :

$$N = \sqrt{\frac{\pi^2 BT}{8[\ln(N-1) + 0.6]}} \tag{3.39}$$

La valeur de N en fonction du produit BT telle que la moyenne μ_{ee} de la fonction d'autocorrélation est minimale est ici obtenue analytiquement. Afin de valider cette démonstration, nous recherchons les valeurs de N empiriquement. Pour cela, on génère pour chaque valeur de N , 1000 signaux FHSS dont les codes sont générés aléatoirement (les codes sont complets). Ainsi, on relève le μ_{ee} moyen sur l'ensemble des signaux générés. On obtient la figure 3.20 dans le cas où $BT = 150$.

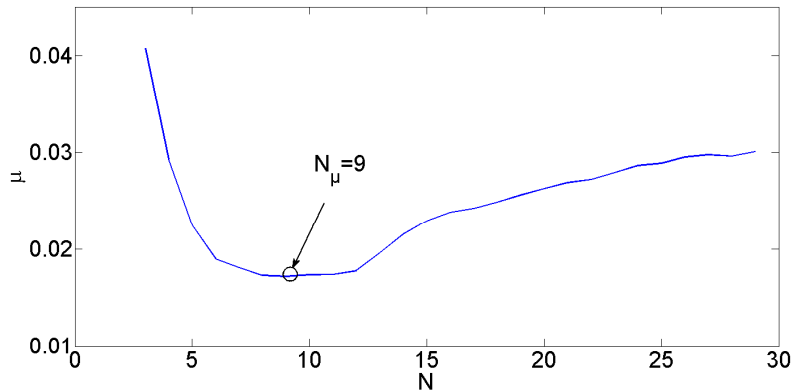


FIGURE 3.20 – μ_{ee} moyen en fonction de N pour un $BT = 150$.

Le N_μ choisi est celui qui minimise la valeur μ_{ee} d'un signal FHSS, pour un produit BT donné, soit $N_\mu = \underset{2 \leq N \leq 30}{\operatorname{argmax}}[\mu(N)]$. Dans l'exemple où $BT = 150$, la valeur de N minimisant μ_{ee} est $N = 9$. Cette opération est effectuée pour plusieurs produits BT (figure 3.22).

Les figures 3.21 comparent le modèle défini en équation B.12 et les simulations. De part la majoration faite dans la définition du modèle (eq B.1), il apparaît un *offset* c (figure 3.21a) entre le modèle et les simulations. Le minimum local se faisant pour une même valeur de N (figures 3.21b, 3.21c et 3.21d), et ce quelque soit le produit BT , on validera donc le modèle nous permettant l'obtention de N_μ . On notera que l'*offset* c n'aura pas d'influence dans la recherche de N_μ équation 3.38.

Comme les choix de N issus de la littérature, nous définissons N minimisant le critère μ_{ee} , en fonction du produit BT . La courbe de N_μ en fonction de BT est obtenue empiriquement (figure 3.23).

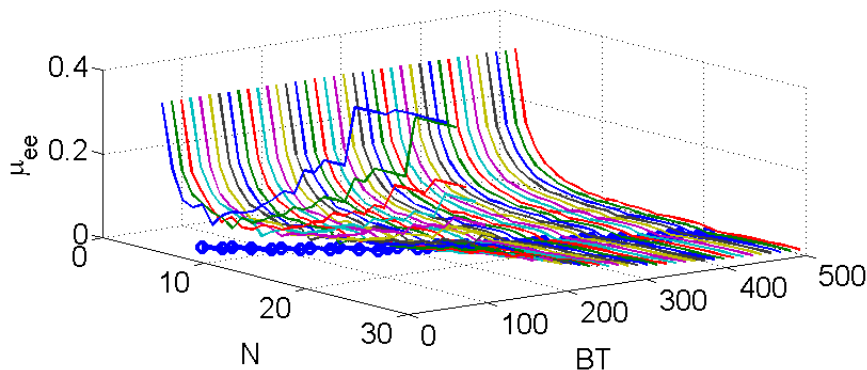


FIGURE 3.22 – μ_{ee} en fonction de N pour différents BT .

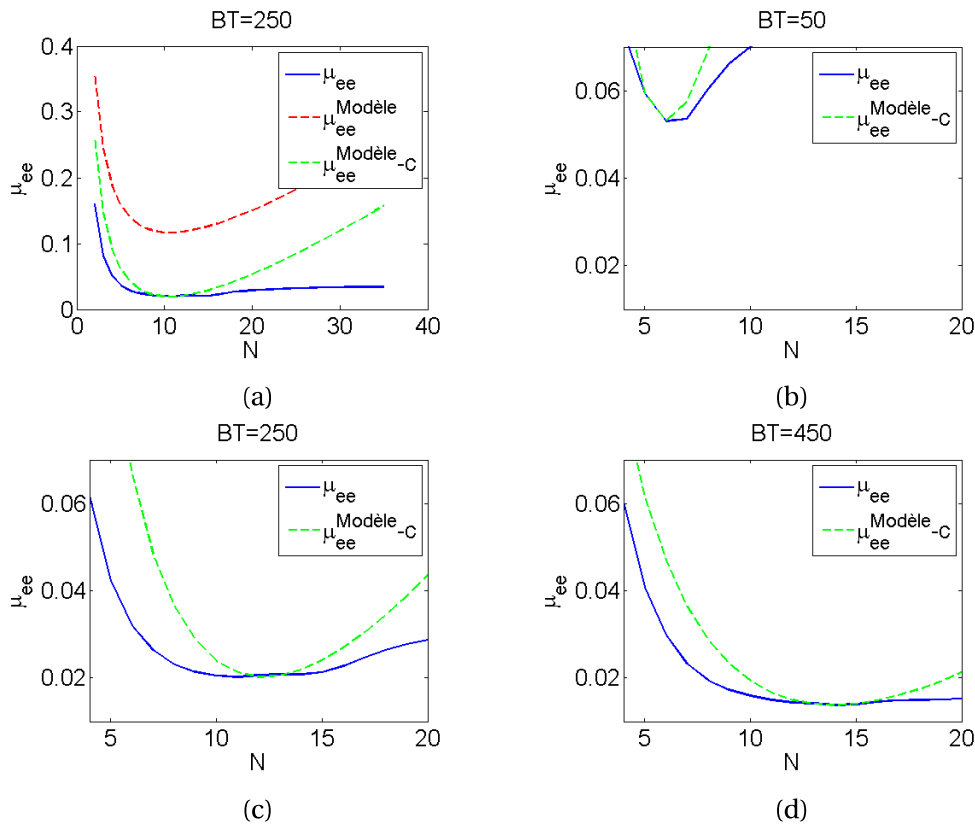


FIGURE 3.21 – (a) correction de l'offset c lié à la majoration; (b), (c) et (d) : comparaison entre le modèle et les simulations pour différents produit BT.

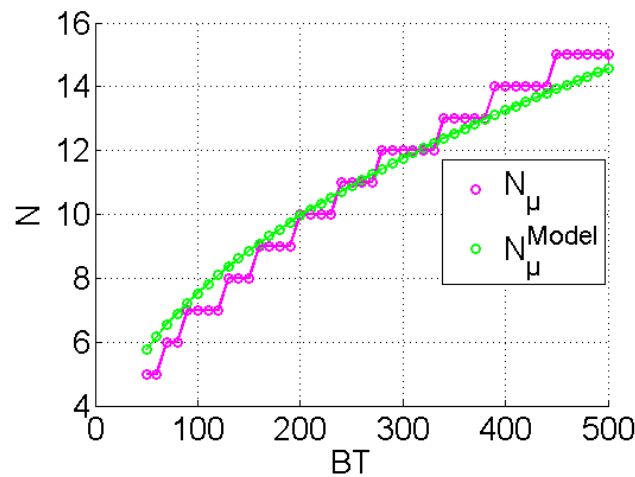


FIGURE 3.23 – Choix du N optimal du point de vue du critère μ_{ee} en fonction du produit BT.

Les choix de N issus de la littérature ne sont pas adaptés à la méthode de détection présentée dans ce manuscrit. Nous avons proposé de mesurer la performance des signaux FHSS par rapport au critère de détection. Cette méthode étant basée sur le critère μ , mesurant la moyenne de la fonction d'intercorrélation centrée et normalisée, nous utilisons ce même critère pour choisir les paramètres des signaux à l'émission. Un nouveau choix de N en fonction du produit BT est alors proposé, celui-ci minimisant la moyenne de la fonction d'autocorrélation μ_{ee} des signaux FHSS.

Recherche du code optimal

Le second paramètre de construction du signal FHSS est le code définissant l'ordre d'apparition des fréquences. L'influence du code sur la valeur μ_{ee} est analysée dans cette section. Pour cette étude on s'appuie sur les générateurs de codes FHSS (codes de Costas et codes à congruences). Pour un même produit BT, nous relevons pour chaque famille le signal présentant le plus faible μ_{ee} . Une courbe de μ_{ee} en fonction de N est ainsi obtenue (figure 3.24).

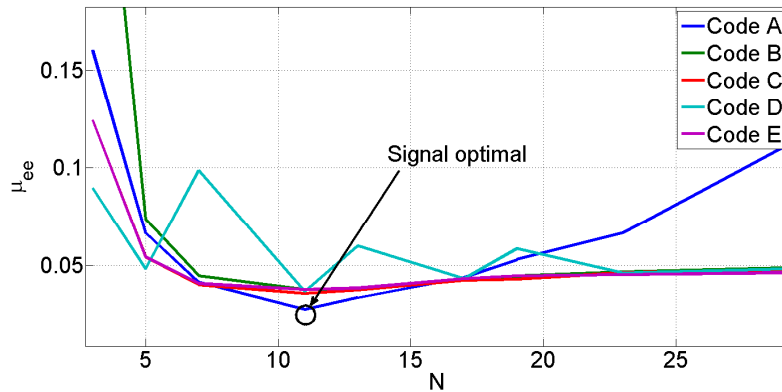


FIGURE 3.24 – Signaux optimaux pour chaque méthode de génération de signaux en fonction de N avec $BT = 150$.

On obtient, suite à l'étude de l'ensemble des méthodes de génération de codes FHSS, un signal présentant des performances supérieures vis à vis du critère μ_{ee} . Le code dit optimal est particulier et existe quelque soit $N \in \mathbb{N}$. La figure 3.25 relève les valeurs μ_{ee} optimales en fonction de N_{μ} .

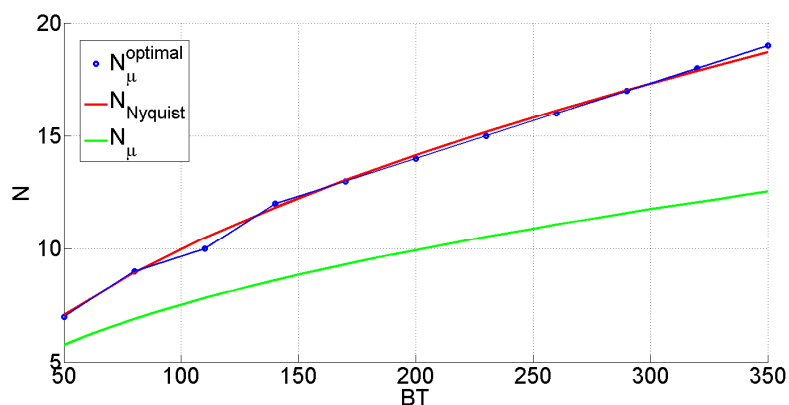


FIGURE 3.25 – $N = f(BT)$ pour le signal optimal.

Le choix de N dans le cas du code optimal s'approche d'avantage du choix de Nyquist que du choix de N_{μ} . On déduira alors dans ce cas particulier que $N_{\mu}^{optimal} \approx N_{Nyq} = \sqrt{BT}$. Suite à cette étude, le signal optimal obtenu a été testé en mer en comparaison avec d'autres signaux. L'analyse de cette manipulation sera faite au chapitre 4, section 4.3.

3.3.3 Conclusion

Cette section visait à étudier les paramètres de constructions des signaux FHSS. La littérature propose des valeurs N en fonction du produit BT minimisant les lobes secondaires dans deux régions : la région centrale ($|\tau| < t_\Delta$) et la région des lobes secondaires ($|\tau| > t_\Delta$). La méthode de détection proposée dans le chapitre 2 requière que les paramètres optimaux minimisent la moyenne de la fonction d'autocorrélation centrée et normalisée (μ_{ee}). Un nouveau choix de N en fonction du produit BT est alors obtenu. On remarquera que cette valeur N_μ se rapproche de N_{Nyq} et N_{MMS} , celles-ci minimisant les lobes secondaires de la fonction d'autocorrélation dans la région centrale. Il en est alors déduit que les lobes secondaires de cette région ont une influence sur μ_{ee} , et que les lobes secondaires de cette région influenceront significativement μ_{ee} . L'ensemble des codes complets FHSS présentés en section 3.2 ont été testés, et un code optimal est retenu. Celui-ci minimise μ_{ee} , et peut être construit quelque soit la taille du code $N_\mu \in \mathbb{N}$. On conclura que les paramètres de constructions présentés, c'est-à-dire N_μ et le code dit optimal, sont optimaux vis-à-vis de la méthode de détection.

Le signal idéal que l'on retiendra est unique pour un BT donné, or le contexte pour lequel il est construit est un contexte multi-émetteurs, nécessitant un signal par émetteur. La section 3.4 vise à appliquer ce signal idéal à un contexte multi-émetteur.

3.4 Adaptation du signal optimal à un contexte CDMA

Il existe diverses extensions des signaux FHSS. Pour cela, le principe est de moduler les signaux élémentaires $s_k(t)$. Cette section introduit certaines des ces modulations, celle-ci pouvant être implémentées sur le matériel permettant de les tester en conditions réelles.

3.4.1 Introduction des modulations de signaux FHSS

Modulation FSK/MLF

Dans l'intérêt de réduire les lobes secondaires, l'auteur propose dans MOZESON (2004) de remplacer les OC (Ondes Continues) par des MLF. Dans LEVANON et MOZESON (2003) cette même modulation est utilisée afin de supprimer les *grating lobes*. Ces lobes apparaissent dans la région centrale de la fonction d'autocorrélation ($|\tau| < t_\Delta$) lorsque la condition d'orthogonalité n'est pas respectée ($t_\Delta f_\Delta = 1$). La condition d'orthogonalité correspond au critère de Nyquist présenté en section 3.3.1 ($N_{Nyq} = \sqrt{BT} = \sqrt{f_\Delta N_{Nyq} \cdot t_\Delta N_{Nyq}} \Rightarrow t_\Delta f_\Delta = 1$).

Modulation PCCS

Dans LEMIEUX et INGELS (1990), est introduit pour la première fois la modulation FSK/PSK. Nous l'appellerons Phase Coded Costas Signal (PCCS), bien que l'étude s'étende à des codes FHSS de type congruences. Les signaux FSK sont des signaux à sauts de fréquences de type Costas et les OC sont remplacées par des modulations PSK. L'intérêt de l'utilisation de la modulation PCCS est la réduction des lobes secondaires par l'utilisation d'une modulation QPSK. La modulation QPSK est générée à partir des codes de WELTI (1960), tels que les codes en phase et en quadrature soient complémentaires.

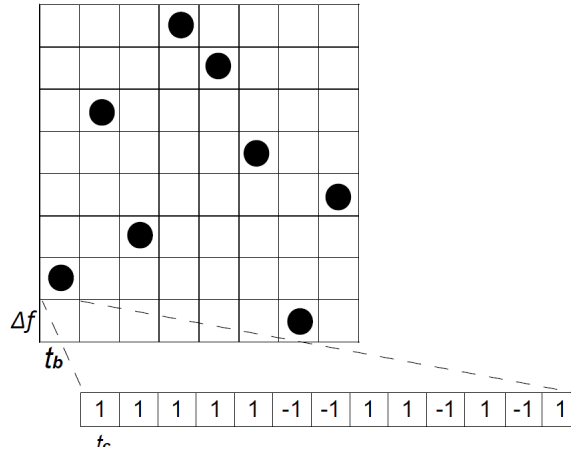


FIGURE 3.26 – Application d'une modulation de phase sur une signal FHSS.

Sur un principe similaire, PACE et NG utilisent les codes complémentaires de Golay GOLAY (1961) pour coder les signaux élémentaires $s_k(t)$. Le principe est d'utiliser l'un des deux codes complémentaires c_j pour le codage à l'émission, et d'utiliser le second code d_j pour le décodage en réception. La somme de ces deux codes étant nulle lorsque leur décalage est non nul, les lobes secondaires se retrouvent alors fortement atténués :

$$\begin{cases} c_j = \sum_{i=1}^{n-j} a_i a_{i+j} \\ d_j = \sum_{i=1}^{n-j} b_i b_{i+j} \\ c_i + d_j = 0, i \neq j \\ c_0 + d_0 = 2n \end{cases} \quad (3.40)$$

Les signaux PCCS sont également adaptés à des applications plus militaires. Dans le cas du SONAR (ou RADAR) actif, le signal réfléchi par la cible peut être détecté par la cible elle-même, celle-ci pouvant alors détecter la présence de l'émetteur. De nombreux travaux tentent alors de mesurer la capacité d'un signal à être détecté. Dans HONGBING et collab. (2011), les signaux PCCS sont introduits et leur furtivité analysées.

La majorité des travaux sur les signaux PCCS sont basés sur des signaux de Costas construits d'après le critère de Nyquist (ou condition d'orthogonalité), soit $t_\Delta f_\Delta = 1$. Nous avons précédemment introduit l'apparition des *grating lobes* lorsque cette condition n'était pas respectée. Dans TOUATI et collab. (2013), la modulation en phase des signaux élémentaires $s_k(t)$ est introduit comme une solution permettant la suppression des *grating lobes*.

Enfin, dans NADJAH et collab. (2014), la modulation PCCS permet d'adapter un signal FHSS, à un contexte multi-émetteurs. Ainsi, la modulation FHSS est utilisée pour ces propriétés d'autocorrélation, et la modulation PSK (BPSK dans notre cas) pour ces propriétés d'intercorrélation. La construction des signaux PCCS est développée dans la section 3.4.2 suivante, et les familles de signaux générées sont analysées à travers le critère de détection μ dans la section 3.4.3.

3.4.2 Génération d'une famille de signaux PCCS

Dans cette section, des familles de signaux PCCS sont présentées. Le signal FHSS considéré est construit avec le code optimal obtenu dans l'étude précédente. Un signal FHSS $_{N_\mu}$ idéal est donné pour une valeur N_μ telle que défini équation ?? . Soit BPSK $_m$, le $m^{\text{ème}}$ signal d'une famille de M signaux. PCCS $_{N_\mu, M}$ représente la famille de couple $C(\text{FHSS}_{N_\mu}, \text{BPSK}_m)$ tel que $m \in \{1, 2, \dots, M\}$.

L'objectif étant d'obtenir une famille de N_E signaux, N_E étant rappelons le nombre d'émetteurs, on choisira des familles de signaux BPSK telles que $M \geq N_E$. On retiendra alors les N_E signaux présentant les meilleures performances parmi M .

Dans LEVANON et MOZESON (2003) et MOZESON (2004), les auteurs définissent respectivement les fonctions d'autocorrélation (FAC) et d'intercorrélation (FIC) par $|R_{FAC}(\tau)|$ (équation 3.41) et $|R_{FIC}(\tau)|$ (équation 3.42) :

$$|R_{FAC}(\tau)| = |R_Y(\tau)| \cdot |R_{xx}(\tau)| + |\epsilon_{FAC}(\tau)| \quad (3.41)$$

$$|R_{FIC}(\tau)| = |R_Y(\tau)| \cdot |R_{xy}(\tau)| + |\epsilon_{FIC}(\tau)| \quad (3.42)$$

avec $R_{FAC}(\tau)$ et $R_{FIC}(\tau)$ les fonctions d'auto et d'intercorrélation des signaux PCCS, $R_{xy}(\tau)$ la fonction d'intercorrélation entre le code x et le code y , $\epsilon_{FAC}(\tau)$ et $\epsilon_{FIC}(\tau)$ les termes additionnelles des fonctions d'auto et d'intercorrélation, puis $R_Y(\tau)$ une fonction dépendant des paramètres de construction du codes FHSS telle que :

$$|R_Y(\tau)| = \left| \frac{\sin(N\pi f_\Delta \tau)}{N \sin(\pi f_\Delta \tau)} \right| \quad (3.43)$$

Cette description des fonctions de corrélations étant introduites dans l'étude des *grating lobes*, elle n'est valable que dans la région centrale ou $|\tau| < t_\Delta$. Dans le sens où les lobes secondaires de cette région ont un fort impact sur μ_{ee} (le choix N_μ est fonction de N_{Nyq} , celui-ci "nettoyant" la région centrale), c'est à travers $|R_{FAC}(\tau)|$ et $|R_{FIC}(\tau)|$ que nous étudierons l'influence des modulations sur les fonctions de corrélations. Elles sont décrites par le produit des deux fonctions $|R_Y(\tau)| \cdot |R_{xx}(\tau)|$ et d'un terme $\epsilon_{FAC}(\tau)$ (ou ϵ_{FIC} dans le cas de la fonction d'intercorrélation). $|R_Y(\tau)|$ correspond aux *grating lobes* du signal FHSS, et dépend des paramètres de construction de ce signal. La figure 3.27 montre les fonctions $|R_Y(\tau)|$ et $|R_{xx}(\tau)|$ constituant la fonction d'autocorrélation, et la fonction d'autoambiguïté d'un signal PCCS. La figure 3.28 présente les mêmes fonctions dans le cas de l'intercorrélation entre deux signaux d'une même famille.

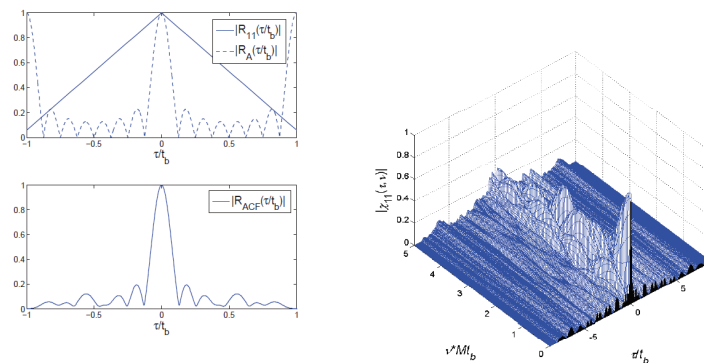


FIGURE 3.27 – À gauche les fonctions $|R_{xx}(\tau)|$, $|R_Y(\tau)|$ et $|R_{FAC}(\tau)|$; à droite la fonction d'autoambiguïté du signal PCCS.

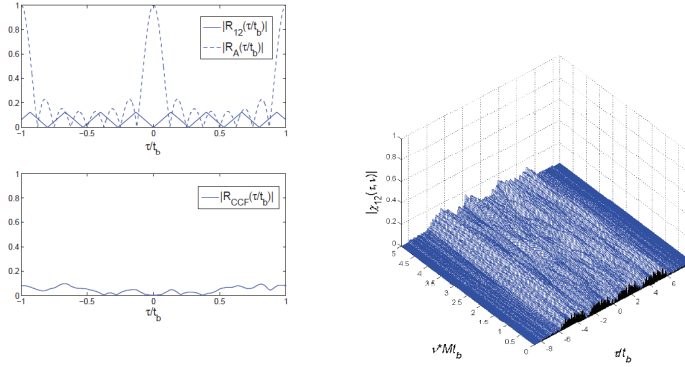


FIGURE 3.28 – À gauche les fonctions $|R_{xy}(\tau)|$, $|R_Y(\tau)|$ et $|R_{FIC}(\tau)$ et; à droite la fonction d'Inter-ambiguïté du signal PCCS.

On déduit alors, dans le cas d'une famille de signaux issus d'un même code FHSS, que l'autocorrélation est modélisée principalement par la modulation FHSS, et que le niveau d'intercorrélations est lié à la modulation BPSK. Ainsi, les codes BPSK présentant de faibles niveaux d'intercorrélations sont les codes orthogonaux. Une famille de codes orthogonaux largement utilisée dans les contextes multi-émetteurs sont les codes de Walsh-Hadamard. La section 3.4.3 présente succinctement les codes de Walsh-Hadamard appliqués au signal FHSS optimal, et analyse les familles de signaux obtenues du point de vue des autocorrélations et des intercorrélations.

3.4.3 Analyse et sélection de signaux PCCS adaptés à la détection

La figure 3.28 montre que les propriétés des intercorrélations des signaux $PCCS_{N_\mu, M}$ sont essentiellement dues à la modulation BPSK. Afin de réduire au mieux le lobe principal de $|R_Y(\tau)|$ dans le cas des intercorrélations, nous choisissons les codes orthogonaux de Walsh-Hadamard. La construction de la matrice de Hadamard est défini équation 3.44, avec H_M une matrice de taille $M = 2^i$ avec $i \in \mathbb{N}$, $\overline{H_M}$ le complémentaire de H_M et $H_0 = 0$. Les matrices de Hadamard étant carrées et de taille $M \times M$, M codes de tailles M sont générés.

$$H_{2^i} = \begin{bmatrix} H_{2^{i-1}} & \overline{H_{2^{i-1}}} \\ H_{2^{i-1}} & \overline{H_{2^{i-1}}} \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

La figure 3.7 montre les familles de signaux générées pour différentes valeurs de M .

$PCCS_{N_\mu, 2}$	$PCCS_{N_\mu, 4}$...	$PCCS_{N_\mu, M}$
$C(FHSS_{N_\mu}, BPSK_1)$	$C(FHSS_{N_\mu}, BPSK_1)$...	$C(FHSS_{N_\mu}, BPSK_1)$
$C(FHSS_{N_\mu}, BPSK_2)$	$C(FHSS_{N_\mu}, BPSK_2)$...	$C(FHSS_{N_\mu}, BPSK_2)$

	$C(FHSS_{N_\mu}, BPSK_4)$...	$C(FHSS_{N_\mu}, BPSK_M)$

TABLEAU 3.7 – Familles de codes FHSS/BPSK.

Influence de la modulation de phase sur l'autocorrélation

Nous vérifions dans cette section que l'ajout de la modulation BPSK sur les signaux élémentaires n'altère pas les performances obtenues par le signal FHSS de référence. Pour cela, la valeur μ_{ee} la plus défavorable de la famille $PCCS_{N_\mu, M}$ est relevée en fonction de N_μ .

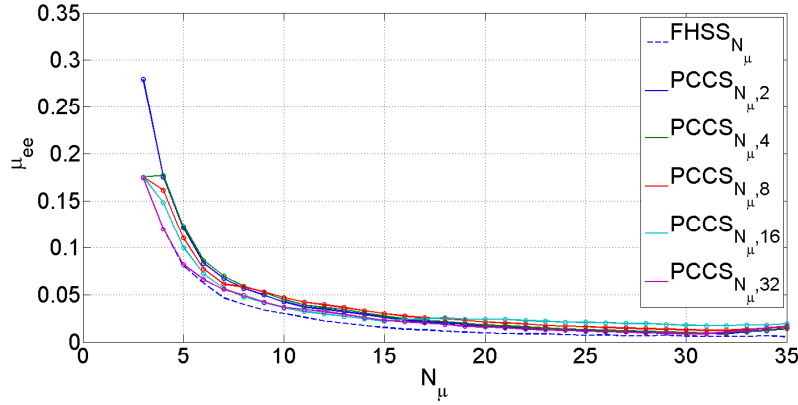


FIGURE 3.29 – Influence de la taille du code BPSK M sur la fonction d'autocorrélation pour un N_μ donné.

L'introduction d'une modulation BPSK sur les signaux élémentaires de la modulation FHSS présentent des performances légèrement inférieures à celles du signal FHSS de référence. Ces nouveaux signaux restent en revanche parmi les meilleurs sur l'ensemble des signaux issus des codes de Costas et à congruences présentés en section 3.3.2.

Taille des codes BPSK

La famille de signaux appliquée à l'ensemble des émetteurs doit être adaptée à la méthode de détection des récepteurs. Rappelons que le critère de détection est le suivant : $\mu_{er} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} \mu_{Th}$. Dans le cas du canal CDMA, l'intercorrélacion entre deux signaux apparaît à travers la moyenne de l'intercorrélacion centrée et normalisée : $\overline{\mu_{ei}}$ ($e(t)$ étant le signal de l'émetteur recherché et $i(t)$ le signal d'un autre émetteur). Deux cas sont alors possibles, soit le signal $e(t)$ est présent dans l'observation, soit il ne l'est pas (équation 3.45). Dans le premier cas, un faible μ_{ei} peut engendrer des fausses alarmes (on notera qu'un fort μ_{ei} est dû à un pic élevé de l'intercorrélacion entre les deux signaux). Il est alors préférable de choisir la famille de signaux présentant les plus forts μ_{ei} . Dans le second cas, lorsque deux signaux arrivent au même instant, un faible μ_{ei} provoque des erreurs dans la datation de par le ou les pic(s) élevé(s) de l'intercorrélacion, tandis qu'un fort μ_{ei} risque de faire manquer des détections. On déduira qu'il est préférable de maximiser les μ_{ei} de la famille de signaux choisis.

$$\begin{aligned} \overline{\mu_{er}} &= \overline{\mu_{en}} + \overline{\mu_{ei}} - \varepsilon \\ \overline{\mu_{er}} &= \overline{\mu_{en}} + \overline{\mu_{ei}} + \mu_{ee} - \varepsilon \end{aligned} \quad (3.45)$$

Dans la recherche de la famille idéale du point de vue de l'intercorrélacion, la sélection se fera en prenant les N_E signaux ayant les μ_{ei} les plus élevés parmi les M générés. Rappelons que $C_M^{N_E}$ familles sont possibles (C_n^k dénombrant le nombre de combinaison possible de k parmi n : $C_n^k = \frac{n!}{k!(n-k)!}$). La figure 3.30 montre l'évolution du μ_{ei} le plus défavorable d'une famille de N_E signaux en fonction de M . Ces simulations sont réalisées pour un N_μ donné, et pour différentes taille de famille N_E .

La taille M des codes BPSK doit être choisie de sorte à ce que les valeurs μ_{ei} des intercorrélacions de la famille sélectionnée soient supérieures au seuil de détection μ_{Th} choisi.

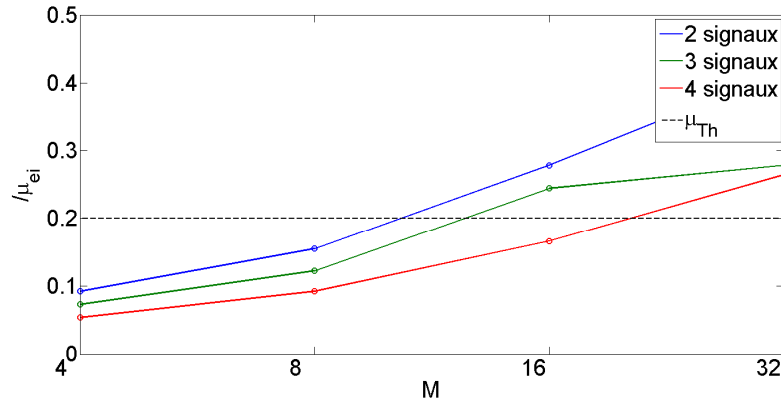


FIGURE 3.30 – Influence de la taille du code BPSK M sur les fonctions d'intercorrélations pour un N_μ donné. Les simulations sont faites pour des familles de 2, 3 et 4 signaux.

Conclusion sur les signaux PCCS

Dans cette section, une modulation de phase a été appliquée sur le signal FHSS optimal. Ce signal FHSS existe pour $N_\mu \in \mathbb{N}$, le produit BT associé étant fonction de N_μ . Les codes BPSK de Walsh-Hadamard, génèrent M codes de taille M . Les performances de l'autocorrélation des signaux PCCS générés sont analysés à travers μ_{ee} , et il est montré que l'introduction de la modulation de phase ne dégrade pas significativement le signal FHSS de référence, et ce, quelle que soit la taille M des codes BPSK. Enfin, les fausses alarmes dues au canal CDMA étant réduites en augmentant les moyennes μ_{ei} des intercorrélations, nous montrons que augmenter M permet d'augmenter μ_{ei} et donc renforce la robustesse du détecteur face aux signaux interférents. La famille de N_E signaux choisie parmi les M générées est alors celle dont les μ_{ei} sont les plus élevées. Une famille de signaux respectant ces critères à fait l'objet d'une manipulation en mer dont les résultats seront présentés dans le chapitre 4.

3.5 Conclusion

Les travaux de thèse sont appliqués à un système de positionnement, où les besoins sont la portée de détection et la robustesse aux fausses alarmes dues au canal de propagation. A la fin du chapitre 2, portant sur la détection de signaux large bande, il a été montré que la forme d'onde permet d'augmenter les performances du détecteur, en terme de portée de détection et de fausses alarmes. Ce chapitre a donc été consacré à l'étude de signaux large bande, permettant d'optimiser la détection. De plus, le contexte multi-émetteurs nécessitant l'attribution d'un signal par émetteur, nous terminons l'étude par la construction d'une famille de signaux adaptée à la détection.

Après une introduction sur les signaux large bande, nous retenons les modulations adaptées à une application CDMA. Les travaux faisant ensuite l'objet d'essais en mer, la contrainte d'implémentabilité des signaux sur les émetteurs utilisés est également prise en compte. C'est dans un premier temps sur les signaux FHSS que porte l'étude. Ces signaux ont l'avantage d'être très bien localisés en retard / décalage Doppler, et les méthodes de génération de ces signaux permettent d'obtenir des familles de signaux, idéal pour un système CDMA. Les codes de Costas et à congruences, permettant d'organiser l'ordre d'apparition des fréquences de ces signaux, sont présentés et analysés. On retiendra que l'effet Doppler auquel nous sommes confrontés étant négligeable, l'ensemble des codes de Costas et à congruences se voudront équivalents vis à vis des autocorrélations et intercorrélations des codes.

Le signal FHSS est construit à partir des paramètres suivants : code FHSS, bande de fréquence et durée du signal. Les travaux issus de la littérature proposent d'optimiser les constructions des signaux en définissant la taille des codes N en fonction du produit BT. Les choix de N proposés visent à minimiser les lobes secondaires de la fonction d'autocorrélation. Cette optimisation n'étant pas complètement adaptée à la méthode de détection, nous proposons un nouveau choix N_μ minimisant la moyenne de la fonction d'autocorrélation. Enfin nous confirmons le choix N_μ en relevant le signal idéal pour l'ensemble de codes de Costas et à congruences, en fonction de N et pour un produit BT donné. On retiendra également de cette étude qu'un code FHSS se détache du lot. En plus de la faible moyenne de l'autocorrélation du signal associé, le code existe quel que soit $N_\mu \in \mathbb{N}$. Ce signal optimal étant unique pour un BT donné, nous introduisons une seconde modulation afin de l'adapter au contexte CDMA dont les codes sont obtenus par la méthode de Walsh-Hadamard. Les familles de signaux $PCCS_{N_\mu, m}$ ainsi générées sont analysées du point de vue de la fonction d'autocorrélation et des fonctions d'intercorrélations. Comme il a été vu dans l'étude des signaux FHSS, plus N_μ augmente, plus BT augmente et donc meilleures sont les performances des signaux. Il en va de même pour les signaux PCCS, et ce quelle que soit la taille M des codes BPSK. Enfin, les fausses alarmes dues au canal CDMA étant réduites en augmentant les moyennes μ_{ei} des intercorrélations, nous montrons qu'augmenter M permet d'augmenter μ_{ei} , ce qui renforce la robustesse du détecteur face aux signaux interférents. La famille de N_E signaux choisie parmi les M générées est alors celle dont les μ_{ei} sont les plus élevées.

Les familles $PCCS_{N_\mu, m}$ ainsi générées sont adaptées à la méthode de détection. Les paramètres FHSS (code et N_μ) maximisent la probabilité de détection, et les paramètres BPSK (code et M) minimisent les probabilités de fausses alarmes.

Chapitre 4

Résultats

4.1 Introduction

L'ensemble des travaux présentés dans les chapitres 2 et 3 ont fait l'objet d'essais en mer. Une première section est alors consacrée à une rapide présentation du matériel utilisé.

Dans le chapitre 2 a été présentée une méthode de détection basée sur la forme de la fonction d'intercorrélation entre le signal reçu et le signal recherché. Cette méthode a été appliquée sur des canaux simulés. Ces canaux modélisent la présence de perturbations liées au canal et au système CDMA, soit : le SNR, les signaux interférants et les multi-trajets. Dans ce chapitre, on confronte les résultats des simulations aux résultats sur données réelles à l'aide des enregistrements faits en mer. L'algorithme de détection ayant également été implanté sur un système embarqué, on en déduira ces performances en conditions réelles.

Enfin, le chapitre 3 visait à améliorer la détection en optimisant les formes d'ondes émises du point de vue de la détection. On présente alors les résultats d'essais en mer, dont l'objectif était de comparer le signal idéal obtenu avec un signal non-optimal. La famille de signaux PCCS adaptée au contexte CDMA, et dont les performances sont proches du signal optimal fut également l'objet d'une manipulation en mer. C'est avec avec la discussion des résultats de ces signaux que l'on conclura la chapitre.

4.1.1 Présentation matériels

L'objectif est ici de présenter succinctement le matériel utilisé et les caractéristiques de chacun (bande de fréquence, niveau d'émission...). Trois équipements ont été nécessaires à la validation de la méthode de détection et des signaux à l'émission. On trouvera un enregistreur qui permet d'enregistrer les signaux en mer qui constitueront notre base de données réelles. La méthode de détection a également été implantée sur un système embarqué que nous appellerons caisson. Les résultats en sortie du caisson seront des fichiers *.dat* contenant les temps d'arrivée des signaux détectés. Enfin nous discuterons de l'émetteur sur lequel sont implantés les signaux issus des travaux de thèse. Nous l'appellerons *pinger*.

pinger

La carte électronique conçue par l'équipe d'ALSEAMAR permet de générer différents types de signaux. Les signaux que peut émettre le *pinger* sont des sinus à modulation de phase (BPSK), de fréquence (*chirp*) ou à saut de fréquence (FHSS) (figure 4.1). Les caractéristiques suivantes nous permettent de situer les différents intervalles de temps à respecter, ainsi que les niveaux d'énergie à l'émission :

- niveau acoustique : 190dB ref 1 μ Pa à 1m;
- variation niveau : de -19,5dB à +3dB;
- fréquence centrale : 12,5kHz;
- durée ping : de 1ms à 50ms;
- récurrence ping : de 1s à 60s;
- tension batterie : de 19V à 25,5V.

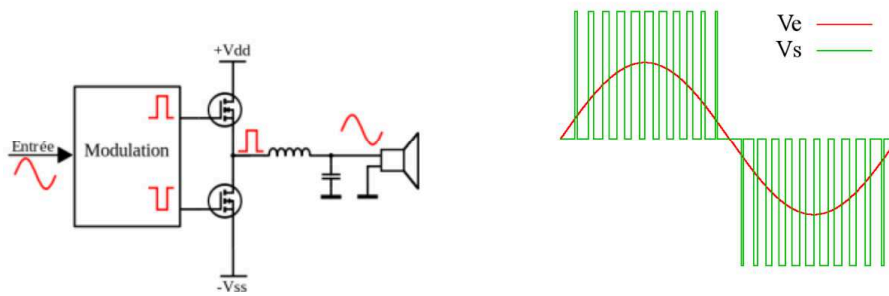


FIGURE 4.1 – A gauche : schéma de la partie électronique des *pingers*; a droite : tension d’entrée et de sortie de la partie électronique (en abscisse le temps et en ordonnée l’amplitude du signal en Volt).

Les contraintes sur les formes d’ondes présentées en introduction du chapitre 3.1 viennent de la structure des *pingers*. Ces émetteurs sont donc limités au niveau des formes d’ondes émissibles, mais proposent des niveaux d’émission importants et nécessaires pour transmettre sur de longues distances. Les signaux SONAR ayant un impact sur l’environnement sous-marin, il est aussi important de n’émettre qu’avec le niveau d’énergie nécessaire. La poursuite d’essais sur la variation du niveau d’émission des *pingers* devrait faire partie des perspectives. En effet, l’avantage d’émettre moins fort est double : réduction de l’impact sur l’environnement et augmentation de la durée d’utilisation des *pingers*.

Caisson

La méthode de détection proposée durant la thèse a été implantée sur un système embarqué. Afin de développer l’algorithme de détection, un récepteur a été ouvert et connecté de la manière suivante (figure 4.2) :

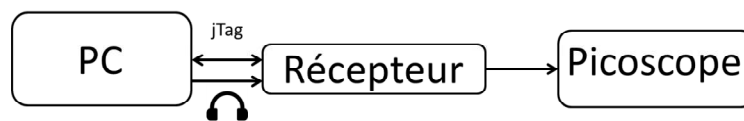


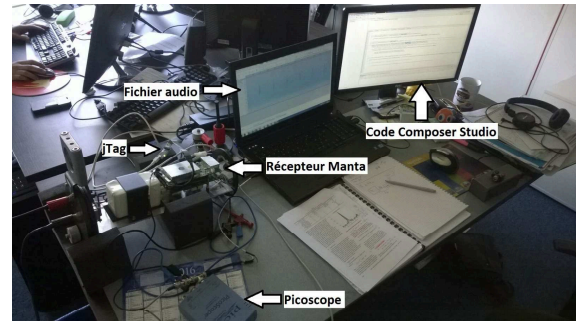
FIGURE 4.2 – Schéma de montage pour l’implantation de l’algorithme de détection sur caisson.

Le lien *jTag Standard Test Access Port and Boundary-Scan Architecture* consiste à donner un accès auxiliaire aux broches d’entrées-sorties des composants numériques fortement intégrés. Il nous permet d’exécuter le code sur le DSP (*Digital Signal Processor*), et de visualiser les données traitées par le DSP. Les données réelles sont ensuite injectées via une prise *jack* sur le DSP. Enfin, l’oscilloscope nous permet de mesurer le temps de traitement de l’algorithme.

- Sensibilité : - 186 dB re 1V/ μ Pa @ 1 m
- Réponse fréquentielle : de 2 Hz à 20 kHz
- Niveau de bruit : 26 dB re : 1 μ Pa /Hz^{1/2} @ 1 KHz
- Immersion maximale : 300 m



(a)



(b)

FIGURE 4.3 – (a) Caisson fermé et l'hydrophone; (b) Caisson ouvert pour implantation.

Le développement de l'algorithme de détection s'est effectué en plusieurs étapes : la première est la recherche d'un critère de détection adapté à un canal gaussien / CDMA / multi-trajets.

Après validation de l'algorithme sur des données simulées (chapitre 2), ce dernier a été implanté sur DSP, et les enregistrements issus d'essais en mer ont permis de calibrer le seuil μ_{Th} . Après un dernier essai sur table caisson fermé, des essais en mer, dont les résultats sont présentés dans ce chapitre, ont été réalisés.

Enregistreur acoustique

Cet instrument (figure 4.4) permet de détecter et de localiser des objets sous l'eau, comme un *pinger* de boîte noire lors d'un crash aérien. Il nous permettra de tester les algorithmes développés et ainsi d'estimer des distances/zones maximales de détection.

Caractéristique :

- Immersion max : 300 mètres;
- Plage de fréquences : 8 kHz-50 kHz;
- Fréquence d'échantillonnage : jusqu'à 192 kHz en 24 bits;
- Bruit électrique très faible (inférieur au bruit équivalent à un état de mer 0);
- Enregistrement du temps GPS avec le signal.

FIGURE 4.4 – *Detector 1000.*

Ce matériel sera mis à l'eau à proximité des caissons. Il permettra de visualiser la présence de multi-trajets, de niveaux de bruits ambiants importants etc. Ces enregistrements seront aussi utilisés pour rejouer ces essais en mer lors du développement de l'algorithme sur système embarqué, et ainsi de choisir les seuils. La présence d'une horloge ultra stable permet une datation précise des signaux. Ainsi, la résolution du système de positionnement pourra être analysée à travers le *jitter* présenté en section 4.2.1.

4.2 Résultats réception

Dans cette section nous testons les performances et la robustesse de l'algorithme de détection. Les premiers essais visent à tester la détection pour plusieurs distances émetteur-récepteur, la détection devant aussi bien fonctionner sur de courtes que sur de grandes distances. Les manipulations suivantes introduisent les interférences du canal CDMA dans les deux situations, avec et sans collisions. Enfin nous avons sélectionné des données présentant des multi-trajets afin de valider les modèles de canaux définis dans le chapitre 2.

4.2.1 Canal gaussien : Test de distance

Présentation de la manipulation

Les résultats présentés dans cette section visent à valider l'algorithme de détection pour plusieurs distances. En effet, la détection doit fonctionner aussi bien pour de petites distances que pour de grandes distances. La manipulation présentée ici eut lieu en mer Méditerranée, entre les Îles de Porquerolles et de Port-Cros (près de Hyères). Le fond sous-marin étant à environ 60m, on considèrera le milieu comme étant en petit fond (figure 4.5), donc présentant potentiellement des multi-trajets réfléchis par le fond et des TOAs proches.

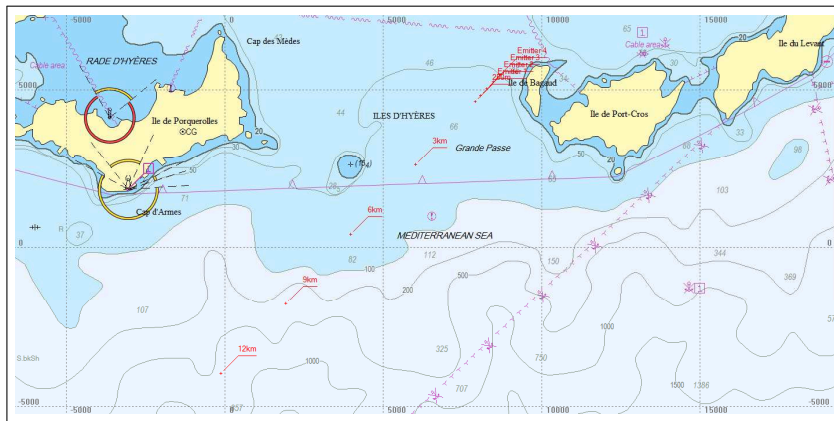


FIGURE 4.5 – Site de manipulation en petits fonds sur le logiciel Aquatic.

Le déroulement des essais en mer est le suivant :

- plan des essais avec l'ordre de mouillage et distances testées (figure 4.6) ;
- mouillage des émetteurs (figure 4.7b) ;
- mise à l'eau des récepteurs et de l'enregistreur (figure 4.7a) pour des distance émetteurs / récepteurs de 12km, 9km, 5km et 250m.

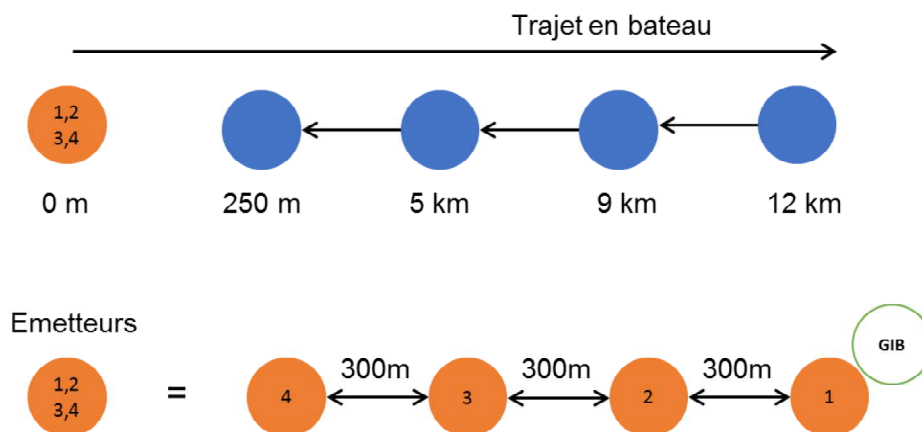


FIGURE 4.6 – Positionnement des émetteurs (en orange) et des récepteur (en bleu) pour le test de distance.

Une première méthode de détection a été développée pour des tests préliminaires par l'équipe d'ALSEAMAR. Cette méthode à laquelle nous nous référerons utilise un seuil adaptatif basé sur un filtre médian. Le test d'hypothèse repose ensuite sur le nombre de pics de corrélation situés au-dessus de ce seuil. Lors de la manipulation, l'algorithme ALSEAMAR (noté "Old algo") et l'algorithme développé durant la thèse ("New algo") ont été comparés. Deux caissons, chacun intégrant une méthode de détection, sont placés sur une même ligne (figure 4.8). Afin de comparer au mieux ces deux algorithmes, l'un des caissons est placé tête vers le bas, de sorte que les deux hydrophones soient le plus proche possible et que les acquisitions soient les plus identiques possible.

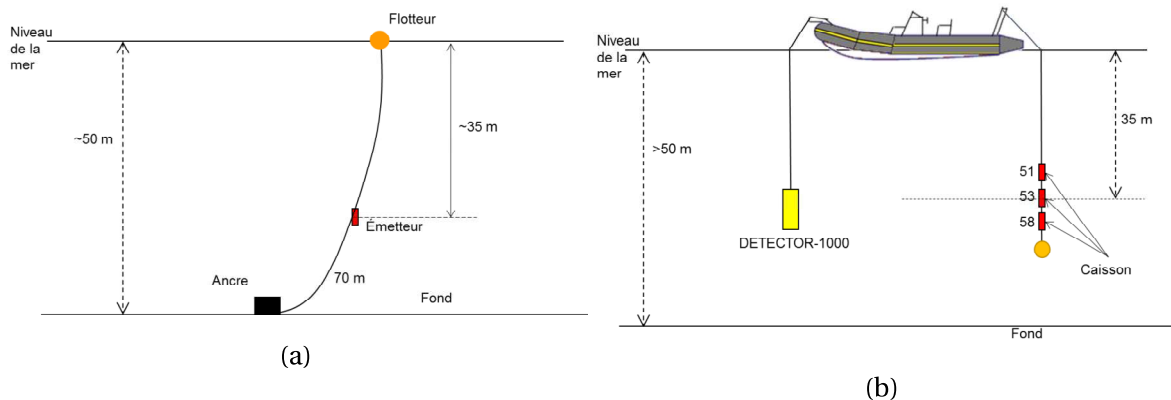


FIGURE 4.7 – (a) mouillage des *pinger*; (b) mise à l'eau des caissons et de l'enregistreur.

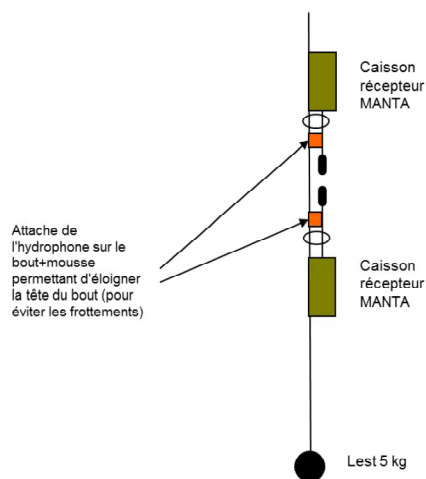


FIGURE 4.8 – Montage de la ligne de récepteurs.

Résultats caisson

Les résultats présentés ici sont relevés à partir de deux récepteurs l'un contenant l'ancien algorithme et l'autre le nouvel algorithme. A noter que les signaux enregistrés par ces récepteurs sont similaires car leurs hydrophones ont été placés côte à côte (figure 4.8). Les caissons ne sauvegardent que les TOAs détectés. L'analyse suivante vise donc à évaluer les deux algorithmes de détection, en comparant leurs pourcentages de détection et le nombre de fausses alarmes. Cette analyse, appliquée à différentes distances émetteur/récepteur, est composée de la manière suivante :

- Courbes des TOAs;
- Pourcentages de détection;
- Nombres de fausses alarmes;
- *jitters*.

L'obtention d'un TOA (figure 4.9) est faite après l'étape de détection présentée dans le chapitre 2 sur la détection. Il correspond, dans le cas d'un système synchrone, à la différence entre l'instant d'émission et l'instant du pic de détection en réception. Lors de la

manipulation, les *pinger* émettaient toutes les 10 secondes. Les courbes TOAs ci-dessous ont en abscisses les temps d'émission (0sec, 10sec, 20sec...), et en ordonnées les différences entre les temps d'émission et l'instant du pic de détection en réception. Ainsi, la distance entre un émetteur et le récepteur, permettant d'effectuer ensuite le positionnement, est le TOA multiplié par la célérité c du milieu ($D_{e/r} = TOA \times c$). Par exemple, les TOAs (figure 4.10) étant aux alentours de 0,585ms correspondent, pour une célérité de 1510m/s (célérité mesurée dans la colonne d'eau à 5km), à une distance émetteur récepteur de $D_{e/r} = 0,585.10^{-3} \times 1510 = 880m$. Cette distance correspond au *pinger*₃ figure 4.6 ($D_{pinger_1/r} + D_{pinger_2/r} + D_{pinger_3/r} = 250m + 300m + 300m = 850m$). La différence de 30m correspond au déplacement des éléments lors de la manipulation. De plus, l'erreur sur la valeur de c choisie introduit une erreur sur l'estimation de la distance, et donc sur le positionnement. C'est pourquoi le positionnement se fait avec un minimum de 4 émetteurs, soit 3 émetteurs pour le positionnement et 1 émetteur pour mesurer l'erreur due à la valeur de la célérité choisie.

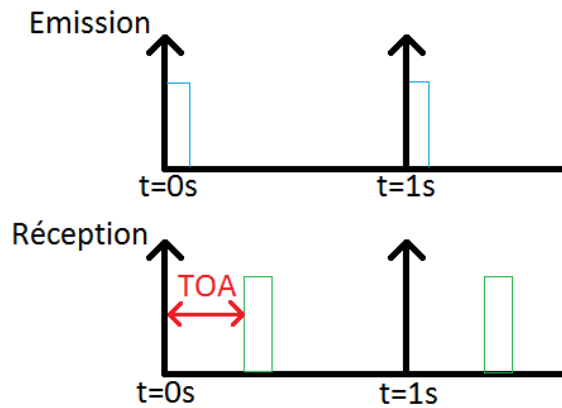


FIGURE 4.9 – Représentation d'un TOA.

Courbes des TOAs : Les TOAs apparaissent sur les courbes ci-dessous. On souhaite mesurer sur ces courbes le *jitter* (soit l'erreur introduite par la datation). Pour cela il est nécessaire de supprimer l'effet introduit par le déplacement entre l'émetteur et le récepteur, soit un décalage δt . Pour cela, la fréquence d'échantillonnage (paramètres nécessaires à l'estimation du TOA) est ajustée afin de réduire l'effet du déplacement émetteur/récepteur. D'autre part, un décalage temporel est introduit sur les résultats issus du "New algo", permettant de comparer les performances entre les deux algorithmes.

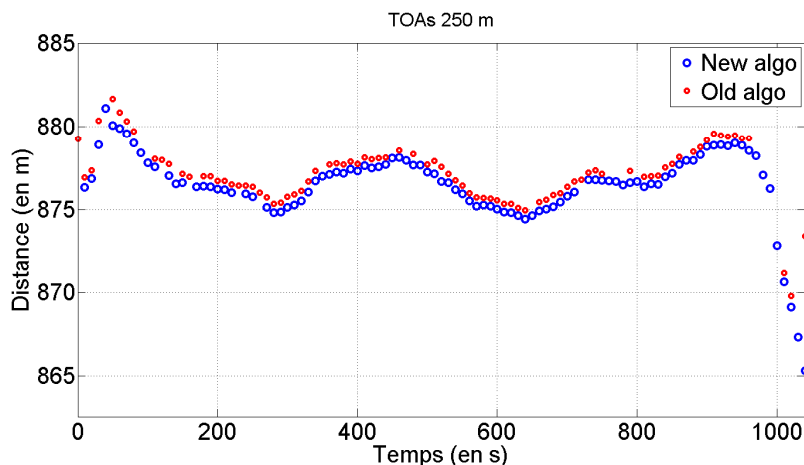


FIGURE 4.10 – Courbe des TOAs pour une distance émetteur récepteur de 850m (*pinger*₃).

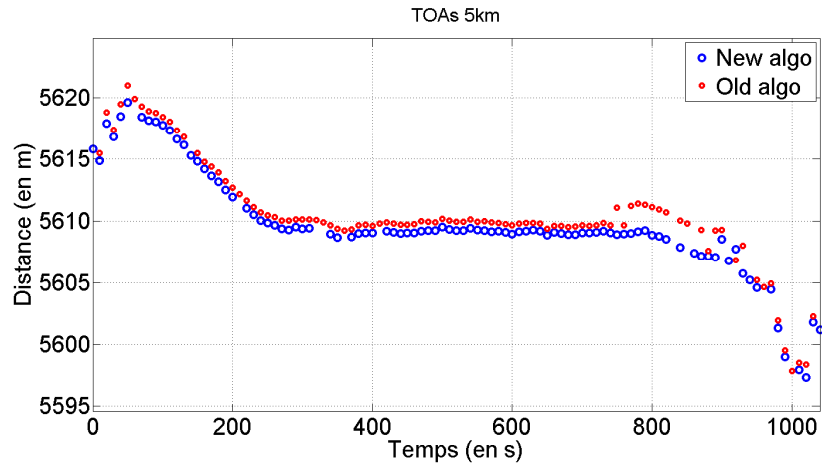


FIGURE 4.11 – Courbe des TOA's pour une distance émetteur récepteur de 5,6km (*pinger3*).

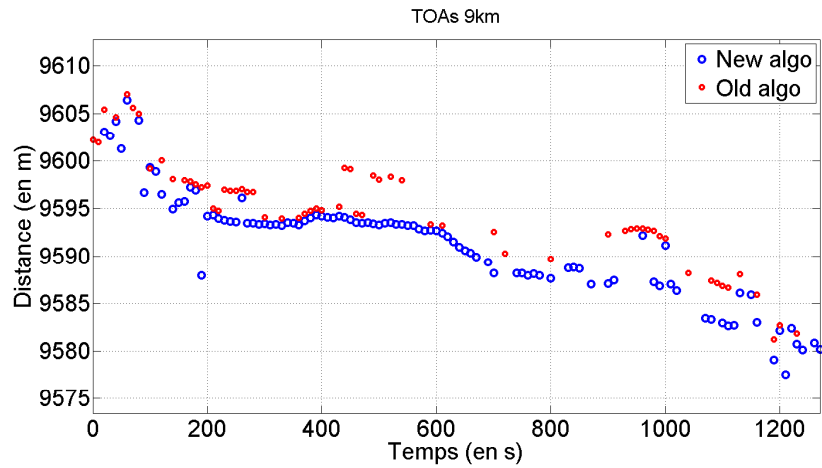


FIGURE 4.12 – Courbe des TOA's pour une distance émetteur récepteur de 9,6km (*pinger3*)..

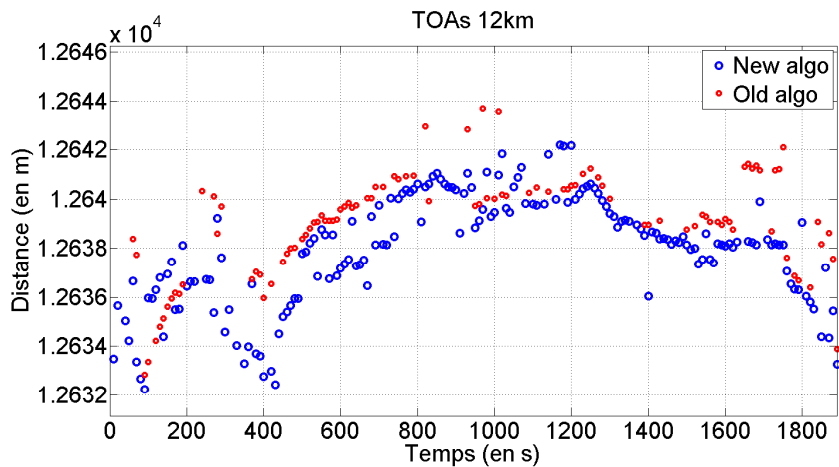


FIGURE 4.13 – Courbe des TOA's pour une distance émetteur récepteur de 12,6km (*pinger3*)..

Détections, fausses alarmes et *jitters* :

Distance	Nombre de signaux	Fausses alarmes	Détection (%)	<i>jitter</i> , [min, max]
250m	105	0 → 1	80 → 96	[<15cm, 3m]
5km	105	0 → 8	95 → 98	[<15cm, 1,5m]
9km	120	1 → 12	52 → 89	[<15cm, 3m]
12km	190	0 → 5	54 → 95	<15cm

TABLEAU 4.1 – Tableau comparatif des performances des deux algorithmes de détection. Les résultats de l’algorithme ALSEAMAR sont donnés en rouge et les résultats de l’algorithme développé durant la thèse sont en bleu.

Sur un ensemble de plus de 500 signaux, le détecteur offre un pourcentage de détection d’environ 94% pour des distances émetteurs-récepteur comprises entre 250m et 12km (contre un pourcentage de 67% pour l’ancien algorithme). Le nombre de fausses alarmes a cependant augmenté, allant jusqu’au nombre de 12 sur une durée de 20 minutes pour la distance de 9km. De par la présence d’un masquage après détection (aucune détection n’est validée durant une certaine durée), ces fausses alarmes engendrent une réduction du pourcentage de détection. Suite à cette manipulation, des modifications ont été apportées. Le test d’hypothèse, basé sur la valeur maximale de la fonction de corrélation et présenté en section 2.5.3, a été ajouté, et permet de réduire significativement ces fausses alarmes.

Le *jitter* permet de mesurer la précision du système en terme de datation puis de localisation. Il s’agit de la différence entre deux temps d’arrivées successifs. Ce *jitter* est dû au déplacement de l’émetteur et du récepteur entre deux émissions (10s). Cette différence minimale, présentée dans le tableau 4.1, est inférieure à 0,1ms, soit 15cm. La valeur maximale du *jitter* est due aux multi-trajets. L’erreur engendrée est de l’ordre de 3m pour 2ms.

4.2.2 Canal gaussien CDMA sans collision

Présentation de la manipulation fausses alarmes

En introduction du chapitre 2, les niveaux des signaux interférants $i(t)$ et du signal recherché $e(t)$ ont été modélisés par les coefficients respectifs α_i et α_e . L’un des coefficients est issu du RSI et l’autre du SNR (tel que définit section 2.4). Le critère de détection présenté dans la thèse se veut robuste aux interférences, et ce, quelque soit α_e . Après avoir validé le critère μ sur des simulations, la manipulation présentée ici teste le cas d’une détection à faible SNR et fort RIB. Pour cela, des émetteurs sont placés à différentes distances des récepteurs (comprenant caissons et enregistreur, figure 4.14).



FIGURE 4.14 – Plan de la manipulation visant à tester les interférences du canal CDMA.

Le premier *pinger* est à une distance de 250m, ce dernier induisant un fort RIB. Le dernier *pinger* est quand à lui placé à environ 6km, le SNR étant bien moins important. La fonction d’intercorrélation présente alors une interférence élevée (figure 4.15) bien supérieure au pic de détection (figure 4.16).

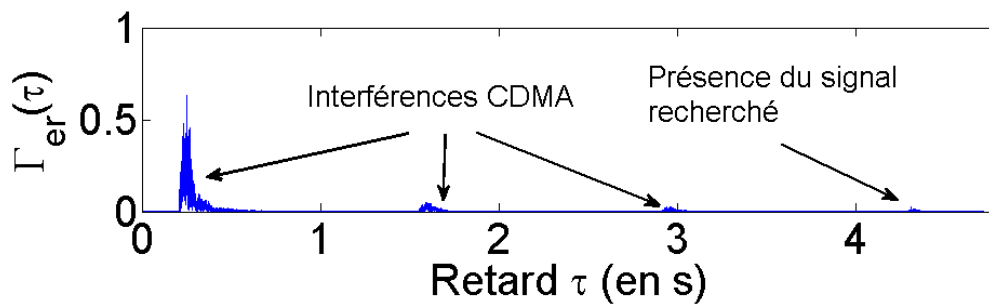


FIGURE 4.15 – Intercorrélation entre le signal issu du pingr le plus éloigné et le signal reçu (manipulation présenté figure 4.14).

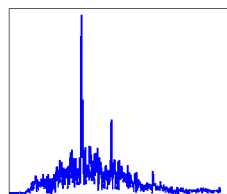


FIGURE 4.16 – Agrandissement du pic de corrélation présent à droite de la figure 4.15.

Quatre signaux, que nous nommerons modèle1, modèle2, modèle3 et modèle4, sont émis dans le canal CDMA, chacun présentant un SNR différent. La méthode de détection est passée sur les données enregistrées, soit une durée totale de 80 minutes (intégrant la mise à l’eau et la récupération des mouillages des émetteurs). La récurrence d’émission est de 10 secondes. Les résultats en sortie de la détection sont donnés tableau 4.2 et figure ??.

Modèle	Nombre de signaux	Fausse alarmes	Détection (%)
1	326	0	100
2	348	1	97
3	355	3	99
4	391	3	99
Total	1420	7	98,7

TABLEAU 4.2 – Résultat de la manipulation sur les fausses alarmes du canal CDMA.

Résultats

Sur 1420 blocs où le signal recherché est présent, 98,7% des signaux sont détectés. Seulement 7 fausses alarmes sont présentes sur environ 48000 blocs ne contenant pas le signal recherché (soit un pourcentage de 0,01%). Le *jitter* est majoritairement inférieur à 0,02ms, soit une résolution supérieure à 30cm. Les erreurs de datation liées à la présence de trajet-multiples sont de l’ordre de 2ms, soit une erreur de 3m sur l’estimation de la distance entre l’émetteur et le récepteur.

En comparaison des résultats présentés dans la manipulation sur la distance (tableau 4.1), on conclut de la méthode de détection qu’elle est insensible aux interférences du canal CDMA, tant que celles-ci ne sont pas présentes en même temps que le signal recher-

ché. Cette robustesse est valable quelle que soit le niveau des signaux en réception. Les récepteurs offrent des pourcentages de détection proches de 100% et de fausses alarmes proches de 0%, pour des distances allant de 250m à 6250m. Ces résultats peuvent être étendus à une distance de 12km d'après la section 4.2.1.

4.2.3 Canal gaussien CDMA avec collision

Présentation de la manipulation collision

Les interférences entre signaux dues au canal CDMA ont été testés précédemment lorsque les instants d'apparition du signal interférant T_i et du signal recherché T_e sont différents. Dans le contexte présenté en introduction (section 1.2.3), il est possible que ces signaux apparaissent au même instant. Le système étant synchrone (les *pingers* émettent aux mêmes instants), deux signaux ayant des temps d'arrivée identiques signifient que les émetteurs sont situés à une même distance du récepteur. Cette section vise alors à tester les performances du détecteur lorsque cette situation se produit. Cette manipulation est effectuée pour une distance émetteur-récepteur d'un kilomètre.

Pour cela, la manipulation se déroule comme suit (figure 4.17) :

- mouillage de l'enregistreur acoustique;
- mouillage dans l'ordre : *pinger1*, *pinger2*, *pinger3* et *pinger4*;
- récupération des *pingers* dans le même ordre.

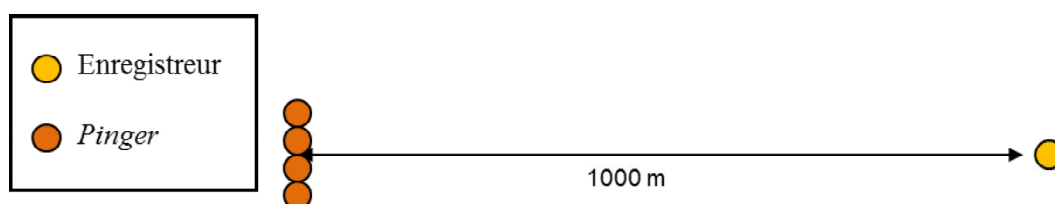


FIGURE 4.17 – Plan de la manipulation visant à tester la détection lorsque plusieurs signaux arrivent simultanément.

L'enregistrement lors de la manipulation est d'une durée totale de d'environ 80 minutes. Les numéros des modèles étant associés aux numéros des *pingers*, le premier signal à apparaître dans l'enregistrement est le modèle1, suivit de l'apparition des modèles 2, 3 et 4 (ordre correspondant à l'ordre de mouillage des *pingers* respectifs). Ainsi, la robustesse du détecteur est testée jusqu'à 4 signaux arrivant simultanément. De la même manière que pour le retrait des *pingers*, le modèle1 disparaît de l'enregistrement en premier, suivit des modèles 2, 3 et 4. La figure 4.18 montre l'ordre de mise à l'eau et de retrait des *pingers* lors de la manipulation.

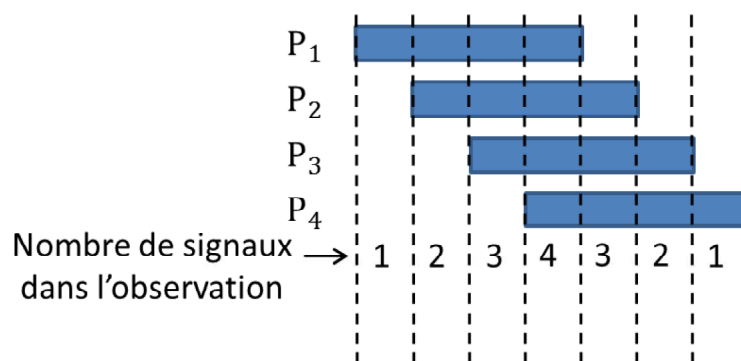


FIGURE 4.18 – Ordre de mise à l'eau des *pingurs* (P_1, P_2, P_3 et P_4). Il en suit l'ordre d'apparition des signaux dans l'observation.

Résultats

Les courbes TOA (figure 4.18) permettent de visualiser les instants d'apparition et de disparition de ces signaux. Cinq cas sont alors à distinguer pour chaque modèle :

- 0 émetteur : le signal recherché n'est pas présent dans l'observation (l'observation étant un bloc de durée $2T$) ;
- 1 émetteur : le signal recherché est présent et absence de signaux interférant ;
- 2 émetteurs : le signal recherché est présent et un signal interférant est présent ;
- 3 émetteurs : le signal recherché est présent et deux signaux interférant sont présents ;
- 4 émetteurs : le signal recherché est présent et trois signaux interférant sont présents.

Les tableaux (4.3),(4.4),(4.5) et (4.6) relèvent le nombre de signaux à détecter, le nombre de fausses alarmes et le pourcentage de détection sur l'ensemble de l'enregistrement, pour chaque signal et pour chaque contexte présenté dans les items précédents. Enfin le tableau 4.7 relève l'ensemble de ces résultats.

Nombre d'émetteur(s)	Nombre de signaux	Fausses alarmes	Détection (%)
0	0	4	0
1	39	0	100
2	29	0	97
3	25	1	68
4	50	0	46

TABEAU 4.3 – Résultat de la manipulation collision du canal CDMA. Modèle 1.

Nombre d'émetteur(s)	Nombre de signaux	Fausses alarmes	Détection (%)
0	0	4	0
1	0	0	0
2	30	0	100
3	83	3	72
4	44	0	59

TABEAU 4.4 – Résultat de la manipulation collision du canal CDMA. Modèle 2.

Nombre d'émetteur(s)	Nombre de signaux	Fausses alarmes	Détection (%)
0	0	3	0
1	0	0	0
2	47	1	53
3	81	3	59
4	47	0	21

TABLEAU 4.5 – Résultat de la manipulation collision du canal CDMA. Modèle 3.

Nombre d'émetteur(s)	Nombre de signaux	Fausses alarmes	Détection (%)
0	0	5	0
1	55	0	93
2	46	1	85
3	52	1	73
4	49	0	57

TABLEAU 4.6 – Résultat de la manipulation collision du canal CDMA. Modèle 4.

Nombre d'émetteur(s)	Nombre de signaux	Fausses alarmes	Détection (%)
0	0	0	0
1	94	0	96
2	152	2	80
3	241	8	67
4	190	0	45

TABLEAU 4.7 – Résultat de la manipulation collision du canal CDMA. Modèle 1, modèle 2, modèle 3 et modèle 4.

On notera que les performances varient d'un modèle à l'autre. Les émetteurs étant séparés d'une distance de quelques centaines de mètres les uns des autres, le canal de transmission diffère d'un modèle à l'autre (présence de trajets-multiples, pertes par transmissions...), ce qui explique les variations de performances associées à chaque modèle. L'ensemble des résultats indiquent en revanche tous que les performances du détecteur sont impactées lorsque plusieurs signaux sont présents simultanément, et d'autant plus lorsque ce nombre augmente.

4.2.4 Canal gaussien CDMA multi-trajets

Comme il a été présenté dans le chapitre 1, le canal de propagation introduit des multi-trajets. Le nombre M_e et l'amplitude $\alpha_e^{(m)}$ (équation 2.15, section 2.4.1) de ces multi-trajets sont fonction de la distance émetteur/récepteur, de la profondeur du canal, de la célérité, etc. L'objectif de cette section est alors de valider ce canal de propagation et la méthode de détection, en les confrontant aux données réelles.

La figure 4.19 présente un cas particulier où l'on dénombre 7 trajets. Cet enregistrement a été fait pour une distance émetteur-récepteur d'environ 120m. La représentation de la figure 4.20 est un moyen de suivre l'évolution du canal, en traçant l'intercorrélation (lorsqu'il y a du signal) au court du temps. On peut ainsi visualiser l'apparition ou la disparition d'un trajet, ainsi que l'évolution de son amplitude.

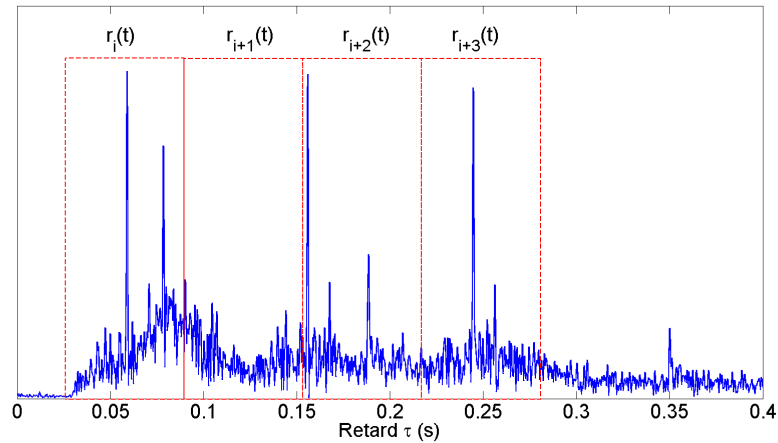


FIGURE 4.19 – Fonction d’intercorrélacion présentant de nombreux pics de corrélation. Enregistrement fait à 120m du *ping*.

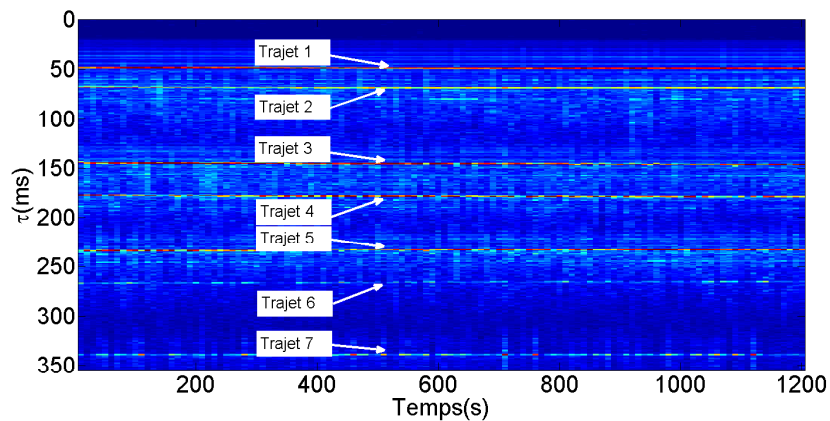


FIGURE 4.20 – Évolution des trajet au cours du temps. Enregistrement fait à 120m du *ping*.

Présentation de la manipulation

Comme on le remarque figure 4.19, les blocs d’observations comptent en général deux à trois trajets au maximum. Nous utilisons ici un jeu de données où des multi-trajets sont présents sur des parties importantes des enregistrements. Les distances émetteurs-enregistreur allant de 1km à 11km, nous allons comparer les valeurs $\bar{\mu}_{er}$ mesurées à celle obtenues lors de la modélisation du canal en section 2.6.5 du chapitre 2.

La hauteur d’eau est de 100m et les émetteurs ainsi que l’enregistreur sont immergés à 50m. Le trajet direct parcourt une distance r_{direct} . Le trajet indirect parcourt $r_{indirect} = 2\sqrt{(r/2)^2 + 50^2}$. La différence de marche est alors, dans le cas de la réflexion, $\delta r = r_{indirect} - r_{direct}$. Le retard entre les deux trajets est $\delta\tau = \delta r / c$, avec $c = 1510m/s$.

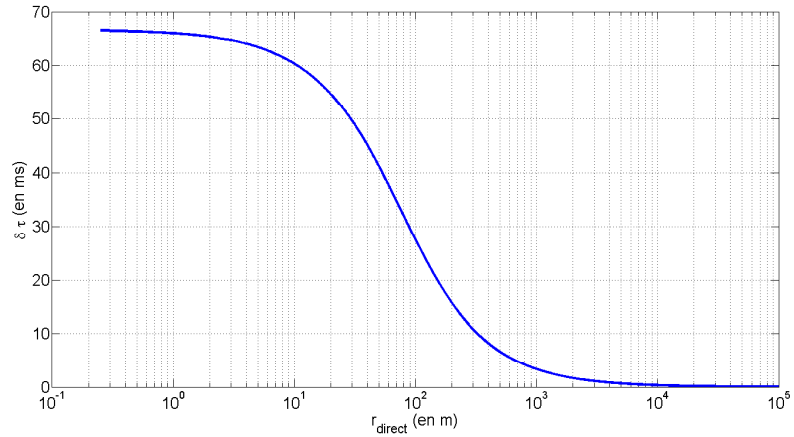


FIGURE 4.21 – Retard associé $\delta\tau$ à la différence de marche δr en fonction de la distance r .

Les données sélectionnées sont classées en deux catégories, celles présentant 1 trajet (figure 4.22) et celles présentant 2 trajets (figure 4.23). Cette représentation montre l'évolution de la fonction d'intercorrélacion centrée et normalisée en présence du signal recherché. C'est donc sur ces observations qu'est appliquée la détection, c'est-à-dire la comparaison entre la mesure $\bar{\mu}_{er}$ et le seuil $\bar{\mu}_{Th}$. Ainsi, pour chacune de ces observations, nous relevons $\bar{\mu}_{er}$. Afin de comparer ces valeurs mesurées à celles obtenues lors des simulations, c'est le couple (SNR, $\bar{\mu}_{er}$) qui est extrait.

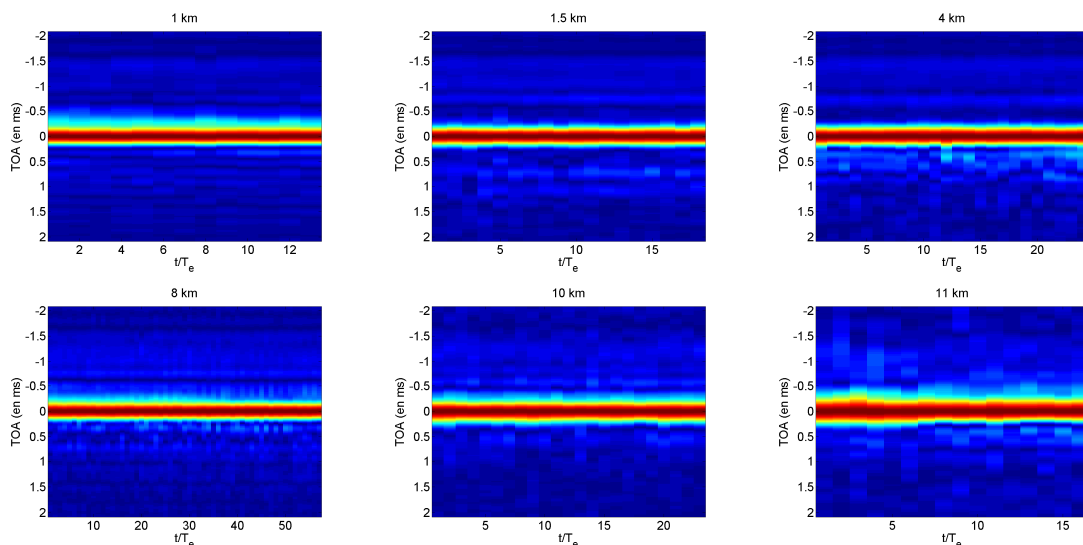


FIGURE 4.22 – Évolution de la fonction d'intercorrélacion en fonction du temps pour 1 trajet.

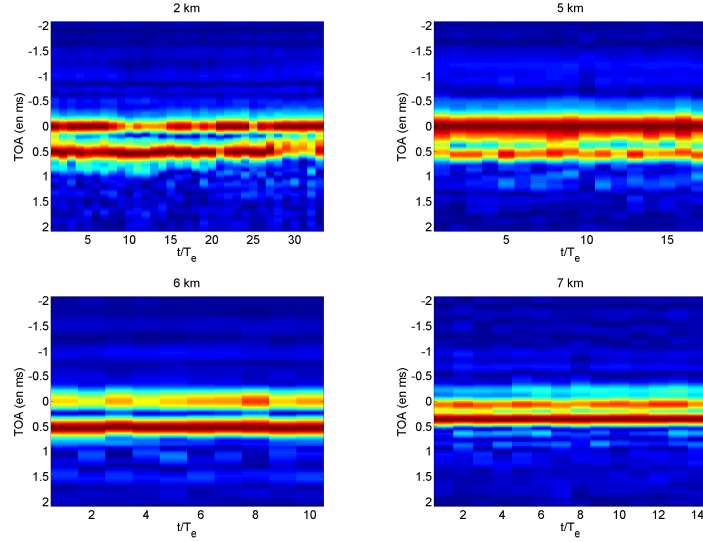


FIGURE 4.23 – Évolution de la fonction d'intercorrrelation en fonction du temps pour 2 trajets.

Adaptation du modèle de canal

Le modèle du canal CDMA multi-trajets est rappelé par l'équation 4.1. Le retard entre le trajet direct et le trajet indirect est $\delta\tau = T_e - T_{e_m}$, avec $\delta\tau$ défini au début de la section 4.2.4. Les nombres de trajets indirects sont choisis en fonction des données sélectionnées, soit $M_e = 0$ et $M_e = 1$. Dans le cas où $M_e = 1$, le coefficient d'atténuation dû à la réflexion de l'onde sur la surface ou le fond est à définir. Les modèles présentés dans BREKHOVSKIKH (2003) prennent en compte la distance, l'angle d'incidence, la fréquence du signal et les propriétés des milieux. Les deux coefficients d'atténuations dus à la réflexion sont ici choisis tels que : $\beta = 0dB$ pour un rayon indirect courbé et $\beta = -3dB$ pour un rayon indirect subissant une réflexion.

Enfin, on notera $\Delta\mu_{ee}$ l'erreur entre les résultats simulés et les résultats mesurés. Cette erreur est essentiellement due à la différence entre le signal théorique $e(t)$ utilisé pour le filtrage adapté et le signal $e(t)$ en réception (hypothèse étant faite dans le chapitre 2 que le signal recherché est déterministe). En effet, les fonctions de transfert du *pingeur*, du canal et de l'enregistreur ne sont pas pris en compte dans le modèle de $\bar{\mu}_{er}$. Nous ajoutons alors le terme d'erreur à l'équation 4.2, tel que $\Delta\mu_{ee} = \Delta\mu_{ee}^{pingeur} + \Delta\mu_{ee}^{canal} + \Delta\mu_{ee}^{enregistreur} = \Delta\mu_{ee}^{système} + \Delta\mu_{ee}^{canal}$.

$$r(t) = n(t) + \alpha_e e(t - T_e) + \sum_{m=1}^{M_e} \alpha_{e_m} e_m(t - T_{e_m}) \quad (4.1)$$

$$\bar{\mu}_{er}^{mesuré} = \bar{\mu}_{en} + \mu_{ee} + \Delta\mu_{ee} + \sum_{m=1}^{M_e} \alpha_{e_m} \bar{\mu}_{ee_m} - \varepsilon \quad (4.2)$$

Confrontation des données réelles au modèle de canal

Les couples $(SNR, \bar{\mu}_{er}^{mesuré})$ mesurés sur les données sélectionnées sont comparés aux simulations en figure 4.24. Dans le cas où l'on ne considère qu'un trajet, les résultats issus du canal simulé correspondent aux résultats expérimentaux avec un écart $\Delta\mu_{ee}$ inférieur à 10%. Cette première simulation permet de valider le modèle de canal pour le signal testé en mer.

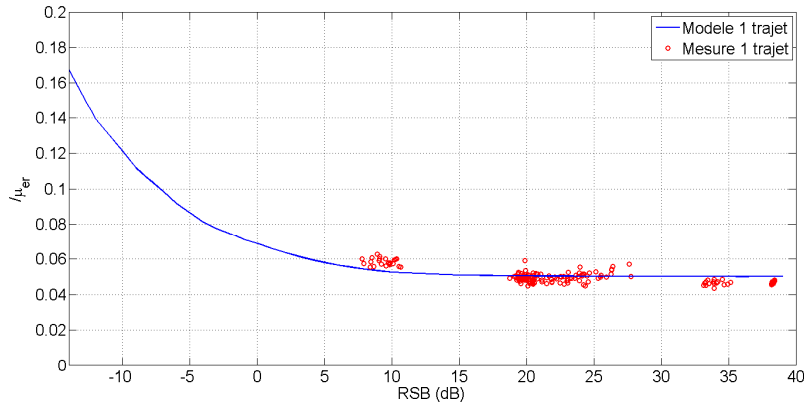


FIGURE 4.24 – $\bar{\mu}_{er}$ en fonction du SNR. Confrontation entre simulations en bleu et données réelles en rouge. Le signal utilisé présente théoriquement un $\mu_{ee} = 0,0502$.

De la même manière, le modèle de canal pour $M_e = 1$ est confronté aux données réelles (figure 4.25). L'ensemble des couples (SNR, $\bar{\mu}_{er}$) mesuré est proche des résultats de simulations, l'erreur $\Delta\mu_{ee}$ étant inférieure à 10% de $\bar{\mu}_{er}$.

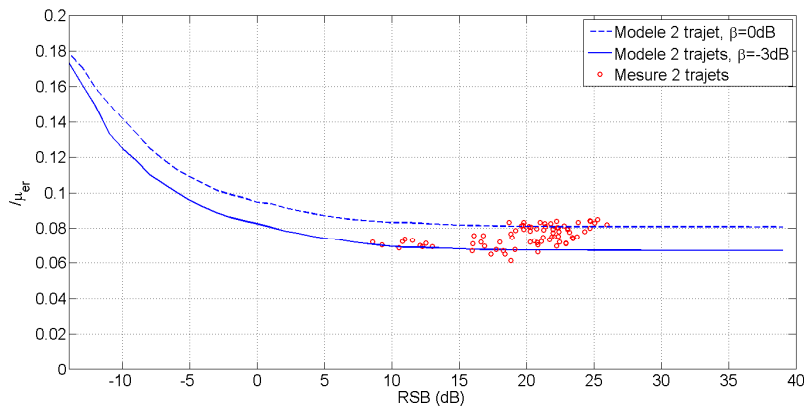


FIGURE 4.25 – $\bar{\mu}_{er}$ en fonction du SNR. Confrontation entre simulations en bleu et données réelles en rouge. Le signal utilisé présente théoriquement un $\mu_{ee} = 0,0502$.

Cette section permet de valider le canal multi-trajets avec des données réelles. Les simulations étant alors validées, on confirme que la présence de multi-trajets augmente la valeur $\bar{\mu}_{er}$ en réception, et ainsi réduit la portée maximale de détection. D'autre part, l'introduction de l'erreur $\Delta\mu_{ee}$ justifie l'écart dû à la modification du signal à travers le canal et les différents éléments du système.

4.2.5 Conclusion

La première partie de cette section décrit le déroulement des manipulations et le site sur lequel elles se sont effectuées. Les résultats récupérés sont doubles. Les TOAs enregistrés par le caisson permettent de calculer les pourcentages de détection et de fausses alarmes ainsi que le *jitter*. Il y a aussi les données enregistrées qui permettent de rejouer les données.

Un premier test de distance compare l'ancien algorithme de détection d'ALSEAMAR avec

celui développé durant la thèse. Pour des distances allant de 250m à 12km le pourcentage de détection est de 94% (contre 54% pour l'ancien algorithme) pour un pourcentage de fausses alarmes inférieur à 0,01%. Sur la précision de la datation du signal, l'erreur est inférieures à 3m en présence de multi-trajets.

Une seconde manipulation teste la robustesse de la détection en présence de signaux interférants. Les pourcentages de détections et de fausses alarmes sont relevés pour 4 signaux, leur émetteur respectif étant placé à des distances uniformément réparties entre 250m et 6,25km. La probabilité de détection est de 98,7% et la probabilité de fausses alarmes inférieure à 0,01%. On déduit de la détection qu'elle est insensible à ces perturbations, quels que soit leurs niveaux d'énergie.

Le cas particulier de la collision (deux signaux arrivent simultanément) est testé. La détection ne prenant pas en compte les interférences entre signaux, elle trouve ses limites pour un nombre simultané de signaux supérieur à deux, avec un pourcentage de détection de 80% pour deux signaux. Nous avons montré à travers des simulations dans le chapitre 2 que les multi-trajets réduisaient la portée maximale de détection. L'analyse des simulations valide alors cette hypothèse. De plus, on déduit des essais en mer un décalage $\Delta\mu_{ee}$ issu de la fonction de transfert du *pinger*, du canal et du récepteur.

La section valide alors l'algorithme de détection en conditions réelles et en trouve ces limites.

4.3 Résultats émission

Dans la section 2.6.6, on conclut que les performances de la détection peuvent être optimisées en choisissant une forme d'onde adaptée. Les paramètres de construction du signal FHSS optimal ont été définis dans le chapitre 3. Le signal ainsi obtenu a fait l'objet d'essais en mer dont les résultats sont présentés dans la première sous-section 4.3.1.

L'introduction d'une modulation de phase sur les signaux élémentaires FHSS a été proposée afin d'étendre le signal optimal à un contexte CDMA. La famille de signaux issus de cette dernière étude a également fait l'objet d'une manipulation dont les résultats font l'objet de la deuxième sous-section 4.3.2.

4.3.1 FHSS optimal

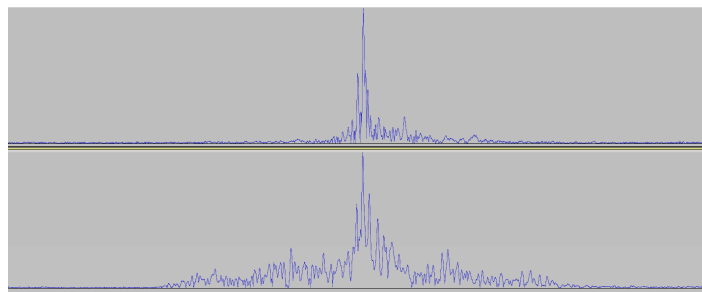


FIGURE 4.26 – Enveloppe de la fonction d'intercorrélation $\Gamma_{er}(\tau)$. Le retard est donné en abscisse et l'amplitude en ordonnée. Comparaison entre le signal optimal (en haut) et un signal non-optimal (en bas).

Dans cette section on discute du signal optimal construit dans le chapitre 3. Ce signal optimal, présentant un μ_{ee} minimal est comparé à un signal non-optimal (figure 4.26). Les essais ont été effectués sur le site présenté en section 4.2.4 au mois d'avril 2016 par

mer calme. Les données présentées correspondent à deux distances émetteur-récepteur : 250m et 5km (figure 4.27). Le décalage en retard que l'on peut observer est dû au déplacement entre l'émetteur et le récepteur. La vitesse relative maximale relevée est de 1m/s, impliquant d'après les fréquences d'émission, un Doppler négligeable. Les conditions dans lesquelles ont été faites le test étaient propices aux multi-trajets. On en relèvera entre 3 et 5 trajets indirects en fonction des distances.

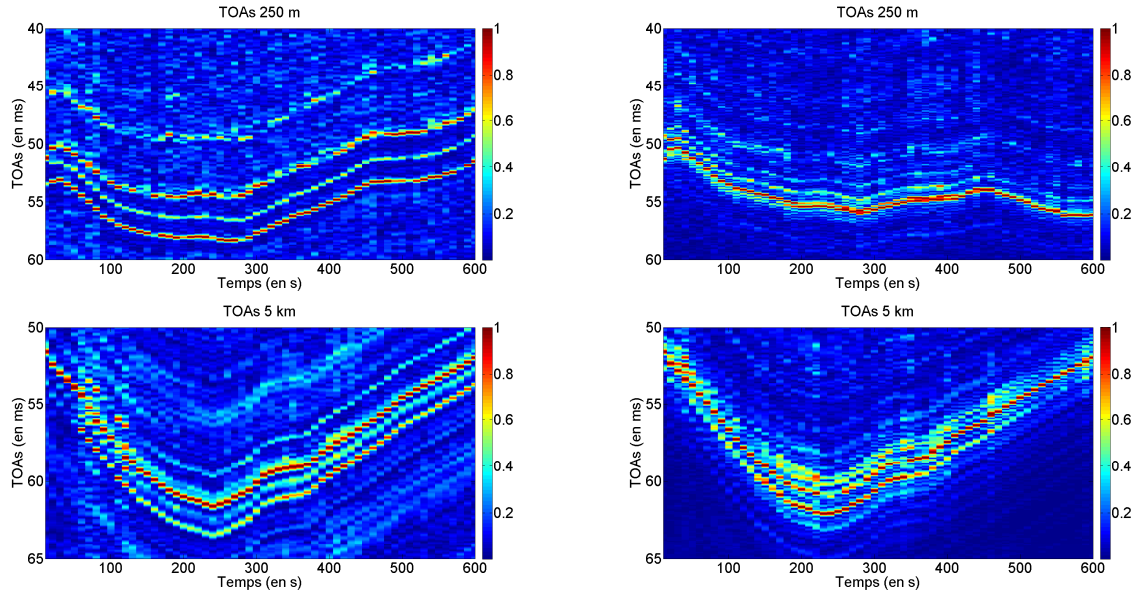


FIGURE 4.27 – À gauche l'évolution de l'intercorrélacion $|\Gamma_{er}|$ pour un signal non optimal ; à droite l'évolution de l'intercorrélacion $|\Gamma_{er}|$ pour le signal optimal.

Les simulations modélisent la valeur $\bar{\mu}_{er}$, notée $\bar{\mu}_{er}^{simu}$, en fonction d'un signal, d'un nombre de trajets et du SNR. L'atténuation subie par la réflexion des trajets indirects est prise à $\beta = -3\text{dB}$, cette valeur correspondant grossièrement à celles observées sur les données.

Comme pour l'étude sur les multi-trajets de la section 4.2.4, on relève les couples (SNR, $\bar{\mu}_{er}^{mesuré}$) issus des données présentées figure 4.27. Les superpositions des simulations et des mesures sont exposées sur les figures 4.28 et 4.29.

De l'ensemble des résultats montrés sur les figures 4.28 et 4.29, on relève la moyenne de $\bar{\mu}_{er}^{mesuré}$, notée $\mathbb{E}[\bar{\mu}_{er}^{mesuré}]$, pour chaque signal testé et pour les deux distances de 250m et 5km. Ces valeurs sont relevées dans le tableau 4.8. On valide alors le fait que réduire μ_{ee} à l'émission entraîne la réduction de $\bar{\mu}_{er}$ à la réception. L'amélioration ainsi obtenue sur la détection est montrée à travers le SNR_{Limite} associé au seuil $\bar{\mu}_{Th}$. Soit $\bar{\mu}_{Th} = 0,2$ le seuil choisi tel que le nombre de fausses alarmes est égal à zéro. D'après les simulations, les SNR_{Limite} tel que le pourcentage de détection est égal à 100% ($M_E = 6$ et $\beta = -3\text{dB}$) est de -9dB pour le signal non-optimal et de -14dB pour le signal optimal. Cette différence de 5dB engendre (équation 4.3), sous l'hypothèse que l'on néglige les pertes par absorption ($\ll 1\text{dB}/\text{km}$), que la distance maximale de détection est multipliée par 2.

$$\text{SNR} = \text{SL} - \text{TL} - \text{NL} + \text{DI} + \text{PG} - \text{DT} - \text{PL}$$

$$\text{SNR}_{Limite}^{opt} - \text{SNR}_{Limite}^{non-opt} = \text{TL}^{non-opt} - \text{TL}^{opt} = 10 \log_{10} \left(\frac{r^{non-opt}}{r^{opt}} \right) \quad (4.3)$$

$$r^{opt} \simeq 2r^{non-opt}$$

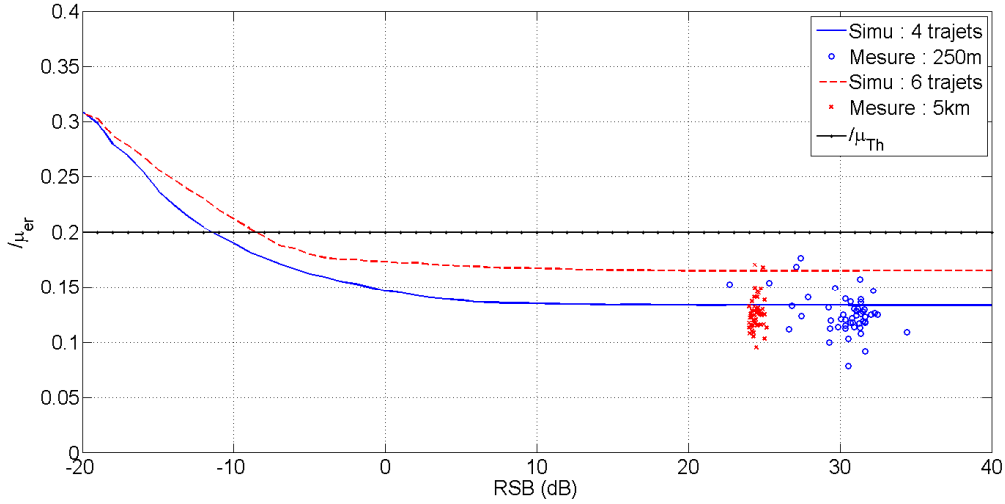


FIGURE 4.28 – résultats pour le signal non-optimal.

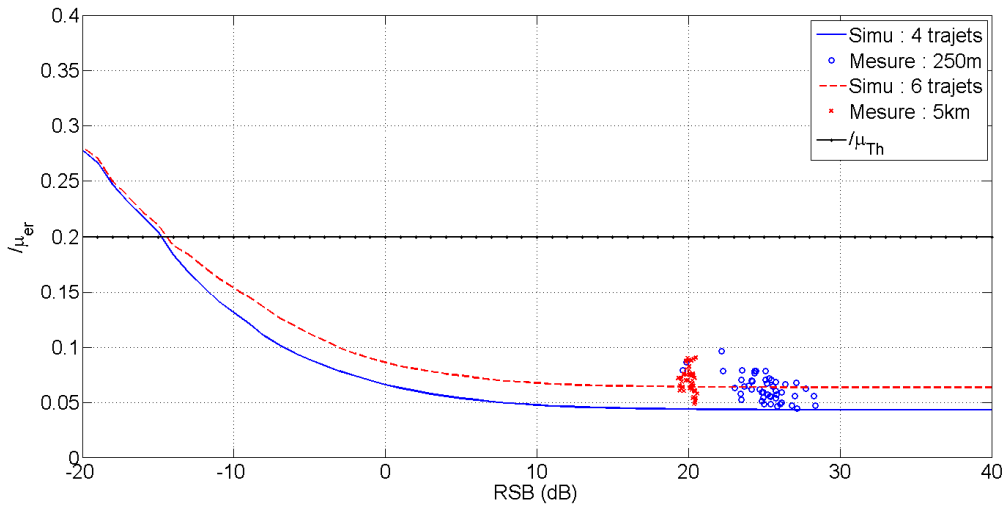


FIGURE 4.29 – résultats pour le signal optimal.

avec les termes SL, TL, NL, DI, PG, DT, PL décrits en section 1.3.1.

Dans le tableau 4.8, apparaissent les erreurs moyennes entre les simulations et les mesures. Cette erreur, notée $\mathbb{E}[\Delta\bar{\mu}_{er}]$, est décrite par l'équation 4.4. Le canal présentant un nombre important de multi-trajets, la modélisation du canal est approximée de par les choix des paramètres suivants : β , M_E , $\Delta\mu_{ee}$. On déduira que contrairement au cas où l'erreur moyenne était inférieure à 10% pour $M_E \leq 1$ (section 4.2.4), la modélisation du canal est rendue moins précise lorsque le nombre de trajets augmente, comme c'est le cas ici.

$$\mathbb{E}[\Delta\bar{\mu}_{er}] = \mathbb{E}[\bar{\mu}_{er}^{mesuré}] - \bar{\mu}_{er}^{simu} \quad (4.4)$$

Nous avons montré dans le chapitre 2 que réduire la valeur μ_{ee} de la forme d'onde à l'émission permet de réduire la valeur $\bar{\mu}_{er}$ en réception dans le cas où le signal est pré-

Signal	$\bar{\mu}_{er}^{simu} \simeq \mu_{ee}$	$\mathbb{E} [\bar{\mu}_{er}^{mesuré}]$		$\mathbb{E}[\Delta\bar{\mu}_{er}]$	
		250m	5km	250m	5km
Non-optimal	0,07	0,125	0,125	-0,026	-0,026
Optimal	0,02	0,071	0,074	0,036	0,042

TABLEAU 4.8 – Comparaison des performances entre le signal non-optimal et le signal optimal ($\mathbb{E} [\bar{\mu}_{er}^{mesuré}]$); estimation des erreurs moyennes entre les modèles de canaux et données réelles ($\mathbb{E}[\Delta\bar{\mu}_{er}]$).

sent dans l'observation. Les essais en mer ont permis de valider cette hypothèse. Nous montrons à l'aide des simulations (les essais en mer réalisés ne présentant pas de SNR suffisamment faible pour mesurer le SNR_{Limite}) que cette réduction de $\bar{\mu}_{er}$ traduit une augmentation de la portée de détection significative.

4.3.2 Signaux PCCS

Dans la section 3.4.2, nous avons introduit une modulation de phase sur les signaux élémentaires du signal FHSS optimal. L'intérêt de la modulation PCCS est d'étendre le signal optimal à un système CDMA. Ainsi chaque forme d'onde émise est optimale du point de vue de la détection et chaque émetteur est identifié à travers la modulation de phase qui lui est attribuée. Une famille de 6 signaux PCCS est définie à partir de cette étude et testée en mer.

On cherche, dans un premier temps, à voir si les signaux PCCS présentent des performances similaires au signal optimal. L'évolution de l'intercorrélacion est montrée pour deux signaux et deux distances émetteur-récepteur sur la figure 4.30 .

Ces premiers résultats montrent que le niveau moyen de l'intercorrélacion en dehors du lobe principal est élevé. Cela est soit dû à un niveau de bruit élevé, soit à un affaissement du lobe principal. En relevant les couples (SNR, $\bar{\mu}_{er}^{mesuré}$) en figures 4.31 et 4.32, on note que les niveaux de SNR sont similaires à ceux présentées dans la section 4.2.1 sur les tests de distances. On en déduit alors que le lobe principal est affaîssé.

La réduction du lobe principal est alors expliquée par la différence $\Delta\mu_{ee}$, dues à la différence entre le signal $e(t)$ théorique que l'on recherche dans une observation et le signal $e(t)$ réel qui est enregistré en réception. Le modèle étant validé en section 4.2.4 dans le cas d'un trajet, nous cherchons estimer l'erreur $\Delta\mu_{ee}$. Soit le modèle de canal :

$$\bar{\mu}_{er}^{simu} = \bar{\mu}_{en} + \mu_{ee} - \varepsilon \quad (4.5)$$

et la mesure

$$\begin{aligned} \bar{\mu}_{er}^{mesuré} &= \bar{\mu}_{en} + \mu_{ee} - \varepsilon + \Delta\mu_{ee} \\ &= \bar{\mu}_{er}^{simu} + \Delta\mu_{ee} \end{aligned} \quad (4.6)$$

l'erreur entre le modèle et la mesure est notée $\Delta\bar{\mu}_{er}$.

$$\begin{aligned} \Delta\bar{\mu}_{er} &= \bar{\mu}_{er}^{mesuré} - \bar{\mu}_{er}^{simu} \\ &= \mathbb{E}[\Delta\bar{\mu}_{er}] \pm 3\text{Var} \left[\bar{\mu}_{er}^{mesuré} - \bar{\mu}_{er}^{simu} \right] \\ &= \Delta\mu_{ee} \\ &= \Delta\mu_{ee}^{syst} + \Delta\mu_{ee}^{canal} \end{aligned} \quad (4.7)$$

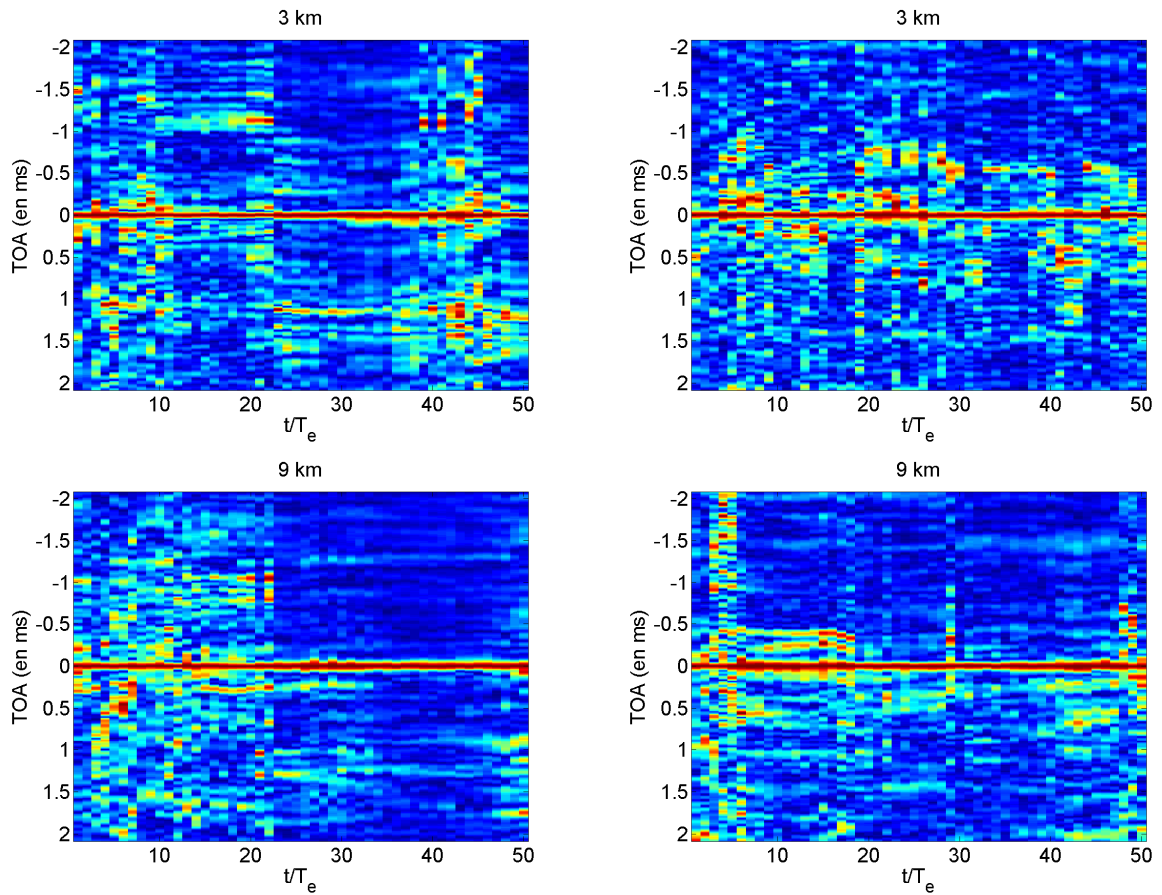


FIGURE 4.30 – Évolution de l’intercorrélacion $|\Gamma_{er}|$; à chaque colonne est associée un signal de la famille de signaux PCCS; à chaque ligne correspond une distance émetteur récepteur.

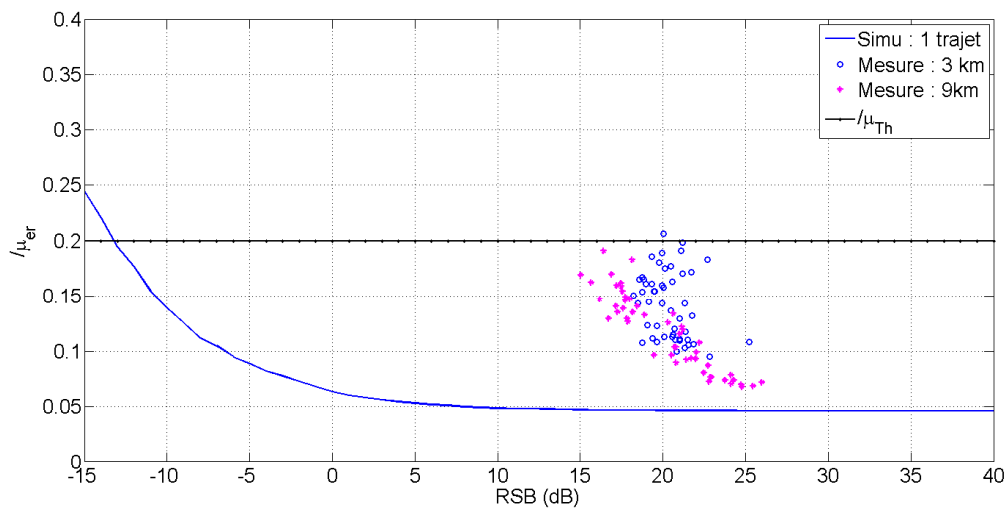


FIGURE 4.31 – Résultats pour le signal 1 de la famille PCCS.

On en déduit alors une erreur constante (équation 4.8) entre le modèle et la mesure due à la modification du signal à travers le système d’émission et de réception (cette modification étant constante au cours du temps). La seconde erreur variant au cours du

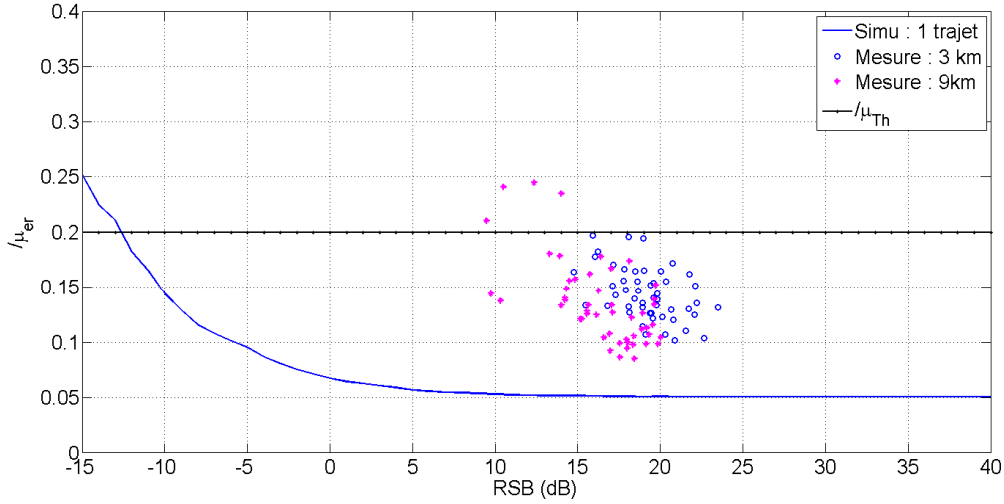


FIGURE 4.32 – Résultats pour le signal 2 de la famille PCCS.

Signal	$\bar{\mu}_{er}^{simu} \simeq \mu_{ee}$	$\mathbb{E} [\bar{\mu}_{er}^{mesuré}]$	$\Delta\mu_{ee}^{syst}$	$\Delta\mu_{ee}^{canal}$
1	0,046	0,13	0,084	0,06
2	0,050	0,14	0,09	0,06

TABLEAU 4.9 – Estimation des erreurs entre les simulations et les données réelles; $\bar{\mu}_{er}^{simu}$ est la valeur $\bar{\mu}_{er}$ issue de la simulation; $\mathbb{E} [\bar{\mu}_{er}^{mesuré}]$ est la valeur moyenne $\bar{\mu}_{er}$ issue des données réelles; $\Delta\mu_{ee}^{syst}$ est l'erreur sur μ_{ee} engendré par le système; $\Delta\mu_{ee}^{canal}$ est l'erreur sur μ_{ee} engendré par le canal.

temps (équation 4.9) est alors due à la modification du signal à travers le canal de propagation.

$$\Delta\mu_{ee}^{syst} = \mathbb{E}[\Delta\bar{\mu}_{er}] \quad (4.8)$$

$$\Delta\mu_{ee}^{canal} = 3\text{Var} \left[\bar{\mu}_{er}^{mesuré} - \bar{\mu}_{er}^{simu} \right] \quad (4.9)$$

Ces erreurs (tableau 4.9) montrent que les signaux PCCS sont fortement altérés par le système émetteur-récepteur et le canal. Ainsi, l'augmentation de la complexité des signaux émis augmente la différence $\Delta\mu_{ee}$ entre le signal en réception $e(t)$ en réception et le signal théorique $e(t)$ permettant d'effectuer le filtrage adapté.

On conclura ici que les signaux PCCS ne sont pas adaptés au système.

4.3.3 Conclusion sur les formes d'ondes à l'émission

Les objectifs des essais portant sur les formes d'ondes à l'émission sont les suivants : valider l'amélioration des performances de la détection en choisissant une forme d'onde adaptée; valider les performances théoriques d'une famille de signaux PCCS.

Dans les essais visant à tester le signal optimal, un nombre important de multi-trajets était présent dans les enregistrements. Le nombre de trajets indirects allant de 3 à 5 selon les distances, la modélisation du canal devient plus difficile de par les paramètres le composant, comme par exemple les coefficients d'atténuation des trajets indirects. Malgré les approximations et l'erreur mesurée, on en déduit en comparant les performances d'un

signal non-optimal à celles du signal optimal que la portée de détection est significativement augmentée avec ce dernier, pour un seuil $\bar{\mu}_{Th} = 0,2$.

Enfin, on relèvera une différence importante entre les simulations et les mesures, celles-ci étant dues à la différence entre le signal $e(t)$ théorique que l'on recherche dans une observation et le signal $e(t)$ réel qui est enregistré en réception. On déduira alors des signaux PCCS qu'ils ne sont pas adaptés au système. La solution sera alors de choisir un ensemble de signaux FHSS non-optimaux mais présentant des valeurs μ_{ee} minimales.

4.4 Conclusion

Ce dernier chapitre est destiné à la validation des travaux présentés en chapitre 2 et chapitre 3 en conditions réelles. Les trois éléments qui ont permis les essais en mer sont : le *pinger* sur lequel est implanté les signaux étudiés; le caisson sur lequel est implanté les algorithmes de détection testés; l'enregistreur acoustique permettant de rejouer les manipulations après coup.

Après une présentation du déroulement des essais en mer, la deuxième partie présente les performances et les limitations de la détection du chapitre 2. C'est la portée de détection qui est expérimentée dans un premier temps. La détection devant fonctionner aussi bien sur de courtes que sur de longues distances, les distances émetteur-récepteur testées vont de 250m à 12km. Les informations récupérées en sortie du caisson sont des temps d'arrivées. Ils permettent d'en déduire les pourcentages de détection et de fausse alarme. Sur un ensemble de 500 observations en présence du signal recherché, on obtient 94% de détection pour moins de 0,01% de fausse alarme sur l'ensemble des distances. Des temps d'arrivées on déduit également le *jitter*, ce dernier donnant la précision de la datation. La résolution en est de 15cm en absence de multi-trajets et de l'ordre de 3m dans certaines conditions ou le canal introduit des multi-trajets.

La robustesse aux interférences du canal CDMA est testée dans deux situations : le signal recherché et le signal interférant ne sont pas présents dans la même observation; le signal recherché et le ou les signaux interférant sont présents dans la même observation. Dans le premier cas, les résultats sont similaires aux tests de distance, soit 98,7% de détection pour moins de 0,01% de fausse alarme, et ce quels que soient les niveaux d'énergie du signal interférant en réception. Dans le second cas, on note une forte dégradation des performances à partir de deux signaux interférant présents en même temps que le signal recherché.

Enfin, l'influence des multi-trajets est discutée. L'analyse est faite en confrontant les résultats issus des modèles développés dans le chapitre 2. Les simulations étant alors validées, l'hypothèse que la présence de multi-trajets détériore la portée maximale de détection est également validée.

La dernière partie du chapitre analyse les formes d'onde FHSS et PCCS. Dans un premier temps le signal optimal obtenu dans la chapitre 3 est comparé à un signal non-optimal. On montre alors que choisir une forme d'onde adaptée permet de réduire la valeur $\bar{\mu}_{er}$ en réception. On conclut de cette étude que pour un seuil $\bar{\mu}_{Th} = 0,2$, le signal optimal permet d'augmenter significativement la portée de détection.

L'analyse des signaux PCCS permettant d'allouer un signal optimal à chaque émetteur augmente la complexité des signaux à émettre. La différence entre le signal théorique utilisé pour l'opération de filtrage adapté et le signal en réception est trop importante et dégrade les performances de la détection.

De cette dernière section on en déduira que pour un système CDMA il est préférable de

choisir des signaux FHSS non-optimaux mais présentant des valeurs μ_{ee} minimales. En revanche, pour toute autre application à un seul émetteur, le signal optimal reste idéal pour la méthode de détection présentée.

Conclusion Générale

« *Les rêves... ça se compare pas.* »

Arthur (Kaamelot)

Les travaux de la thèse présentent une méthode de détection complète, prenant en compte l'émission et la réception dans un contexte multi-émetteurs. Ce système ainsi que les contraintes associées au canal de propagation ont été présentés dans le premier chapitre.

L'objectif du second chapitre était de définir une méthode de détection robuste aux différentes perturbations introduites par le canal ou le système lui-même. Ce chapitre discutait de la détection de signaux larges bandes. On utilise alors la compression d'impulsion, permettant de faire ressortir la présence du signal recherché avec un pic de détection. L'étroitesse de ce pic est inversement proportionnelle à la bande de fréquence du signal émis. La fonction d'ambiguïté reprend le filtrage adapté avec une dimension supplémentaire prenant en compte le décalage fréquentiel dû notamment à l'effet Doppler. Nous avons utilisé cette fonction pour mesurer le décalage Doppler maximum auquel nous sommes confrontés. On en déduit que l'effet Doppler est négligeable dans notre cas.

Suite à cela, la structure du détecteur est définie. L'objectif étant d'implémenter l'algorithme de détection sur un système embarqué fonctionnant en temps réel, nous avons opté pour une structure de détecteur conventionnelle, simple et peu coûteuse en ressources de calcul. Cette structure ne permet, en revanche, pas de prendre en compte les interférences entre signaux. Le détecteur RAKE, notamment utilisé en communications sous-marines, est plus complexe mais prend en compte ces interférences.

Une fois les problématiques et la structure du détecteur définies nous avons modélisé les canaux de propagation en définissant les différents cas d'observations possibles. A ce stade, l'observation correspond à la fonction d'intercorrélation complexe entre le signal recherché et le signal observé. la première méthode de détection présentée est adaptée au RSB. Son seuil de détection est basé sur les propriétés statistiques du bruit et d'une probabilité de fausse alarme. Pour chaque observation, la valeur maximale de l'intercorrélacion est comparées à ce seuil. Si cette valeur est supérieure au seuil, alors on prend la décision de présence du signal. Cette méthode de détection fonctionne sur un canal gaussien mais trouve ses limites lorsque le niveau du signal interférent introduit par le système CDMA est trop important. Une seconde méthode de détection basée sur l'enveloppe de la fonction d'intercorrélacion est alors proposée. Après avoir normalisé et centré la fonction d'intercorrélacion par rapport à la valeur maximale, on en calcule la moyenne. Cette moyenne est faible lorsqu'il y a présence d'un pic de détection, donc présence du signal recherché. La méthode de détection est ensuite appliquée sur l'ensemble des canaux modélisés. Bien que les interférences, comme par exemple les multi-trajets, augmentent la valeur du critère en présence du signal, la détection proposée se trouve être robuste à l'ensemble des perturbations. De plus, on montre que le signal émis a une

influence sur la détection. C'est ce dernier point qui lie les deux études sur la réception et sur l'émission.

L'objectif du troisième chapitre est alors de construire des signaux maximisant la portée de détection vis-à-vis de la méthode de détection. Une première partie définit les signaux larges bandes adaptés au contexte CDMA et au matériel qui sera utilisé pour tester les signaux en conditions réelles. C'est tout d'abord sur les signaux à sauts de fréquences sur lesquelles nous nous focalisons. Les paramètres de construction de ces signaux sont le code ordonnant l'ordre d'apparition des fréquences, le nombre de fréquences, la bande de fréquence et la durée du signal. Les choix de paramètres de construction issus de la littérature visent à minimiser les lobes secondaires dans différentes régions de la fonction d'autocorrélation. Comme nous souhaitons optimiser les signaux par rapport à la méthode de détection, nous utilisons le critère de détection pour analyser les signaux, et nous proposons un nouveau choix de paramètres de construction. À l'issue de ces travaux, nous convergeons vers un signal optimal. Ce signal étant unique, il nous faut trouver un moyen de l'adapter à un contexte CDMA.

L'introduction d'une modulation de phase sur les signaux élémentaires du signal FHSS permet de générer des familles de signaux optimaux. Les signaux générés profitent des propriétés du signal optimal du point de vue de l'autocorrélation et des propriétés des modulations de phases du point de vue des intercorrélations entre signaux. Ces nouveaux signaux PCCS ont pour paramètres de construction un code binaire et une taille de code. Les paramètres de construction sont alors analysés et une famille de taille égale au nombre d'émetteurs est définie.

L'étude théorique sur l'émission et sur la réception étant faite, le dernier chapitre présente les résultats des travaux en conditions réelles. Les essais testent la détection pour des distances émetteur-récepteur allant de 250m à 15km. Les résultats présentent des pourcentages de 94% pour la détection et de moins de 0,01% pour les fausses alarmes. La précision de la datation est de l'ordre de 15cm en absence de multi-trajets et maximum de 3m en présence de multi-trajets. Bien que la détection soit insensible aux signaux interférents du canal CDMA quels que soient leurs niveaux d'énergies, la méthode trouve ses limites lorsque trois signaux sont présents dans une même observation.

D'autre part, l'influence des multi-trajets est discutée. L'analyse est faite en confrontant les résultats issus des simulations et des mesures. Les simulations étant alors validées, l'hypothèse que la présence de multi-trajets détériore la portée maximale de détection est également validée.

Concernant les résultats des travaux à l'émission, une manipulation compare le signal optimal à un signal non-optimal. On conclut de l'analyse des données que le signal optimal offre une portée de détection significativement plus grande. Enfin, les signaux PCCS étant plus complexes, leurs formes d'ondes se retrouvent fortement dégradées par la fonction de transfert de l'émetteur et/ou du récepteur. On conclura que ces signaux ne sont pas adaptés au système et qu'il est préférable de choisir des signaux FHSS non-optimaux, mais présentant des valeurs μ_{ee} minimales. En revanche, pour toute autre application à un seul émetteur, le signal optimal reste idéal pour la méthode de détection présentée.

Perspectives Générale

L'étude proposée est divisée en trois parties, la réception, l'émission et les expérimentations. De la même manière, les poursuites de travaux envisageables peuvent être scindées en 3 parties.

Dans le chapitre sur la réception, la première méthode de détection proposée est basée sur les paramètres statistiques de la fonction d'intercorrélacion. Estimer les fonctions de répartition de l'intercorrélacion dans le cas où le signal recherché ou interférent sont présents, permettrait l'utilisation de détecteurs comme le détecteur de Neyman-Person, et ainsi définir un critère de détection robuste au canal CDMA. D'autre part, des évolutions du second critère de détection proposé sont envisageables et permettraient l'amélioration de la détection. Le critère de détection mesure la moyenne de la fonction d'intercorrélacion centrée et normalisée. On remarquera que le lobe principal est identique quel que soit le signal recherché de bande de fréquence B . Estimer le critère de détection en dehors du lobe principal réduirait alors la moyenne de l'intercorrélacion dans le cas où le signal est présent, ce qui aurait pour conséquence de réduire le seuil de détection et ainsi d'augmenter la portée de détection. Enfin, il existe des structures de détecteur plus complexes comme le récepteur RAKE OUERTANI (2013), principalement utilisé en communications sous-marines. Ce détecteur permet de recalculer temporellement les multi-trajets. Cette technique permettrait alors de bénéficier de la présence de multi-trajets, car le lobe principal serait de plus forte amplitude. La moyenne de l'intercorrélacion se verrait alors réduite et la portée de détection augmentée.

Dans le chapitre 3, nous nous sommes concentrés sur les paramètres de construction des signaux FHSS. Nous avons proposé un nouveau paramètre de construction N en fonction du produit BT, et, après analyse des différentes méthodes de génération de codes FHSS, un signal optimal fut obtenu. Les signaux BPSK étant également construits à partir de codes, il serait intéressant, comme pour les signaux FHSS, de chercher les paramètres de construction des signaux BPSK étant optimaux par rapport à la méthode de détection. La bande de fréquence des signaux BPSK étant fonction de la durée d'un bit, les contraintes sur les paramètres de construction sur ces signaux seront différentes que pour les signaux FHSS, mais il serait en revanche possible de comparer les performances de ces deux types de modulation face à la méthode de détection proposée. La modulation d'amplitude étant jusqu'à présent exclue des études de par le fait qu'elle ne soit pas adaptée au contexte CDMA, elle peut en revanche avoir un intérêt lorsqu'elle est utilisée en tant que fenêtre d'apodisation. En effet, cette utilisation permet, entre autre, de réduire les lobes secondaires de la fonction d'autocorrélacion, et donc réduire la moyenne de celle-ci. Rappelons que réduire la moyenne de l'autocorrélacion permet de réduire le seuil de détection et donc d'augmenter le RSB_{Limite} . L'application de cette fenêtre réduit également l'énergie du signal émis, et donc le RSB_{Limite} . Il serait alors intéressant d'étudier l'effet de la fenêtre d'apodisation sur le RSB_{Limite} , et donc sur la portée maximale de détection.

Enfin, des essais supplémentaires pourront être effectués. Nous avons jusqu'ici mon-

tré que le système de détection proposé était efficace pour des distances émetteur-récepteur allant jusqu'à 12km. Des essais sur de plus grandes distances pourront encore être effectués. L'étude sur les signaux PCCS nous a montré qu'avec le matériel utilisé, l'augmentation de la complexité des signaux à l'émission augmentait également la différence entre le signal théorique utilisé dans le filtrage adapté et le signal physique émis. Pour cette raison, les performances prévues en théorie par cette modulation se trouvent fortement dégradées. On propose alors de poursuivre les travaux sur ces signaux, avec un autre type d'émetteur. Une première application concrète (prospection pétrolière) des travaux de la thèse a été présentée en introduction. Il reste alors à voir comment se comporte la détection dans un système complexe tel que celui présenté, notamment face aux signaux interférents. D'autre part, il est possible d'utiliser le signal FHSS optimal dans des applications à un émetteur. On imaginerait par exemple un système de positionnement de glider, dans lequel l'effet Doppler dû à la vitesse du drone reste à prendre en considération.

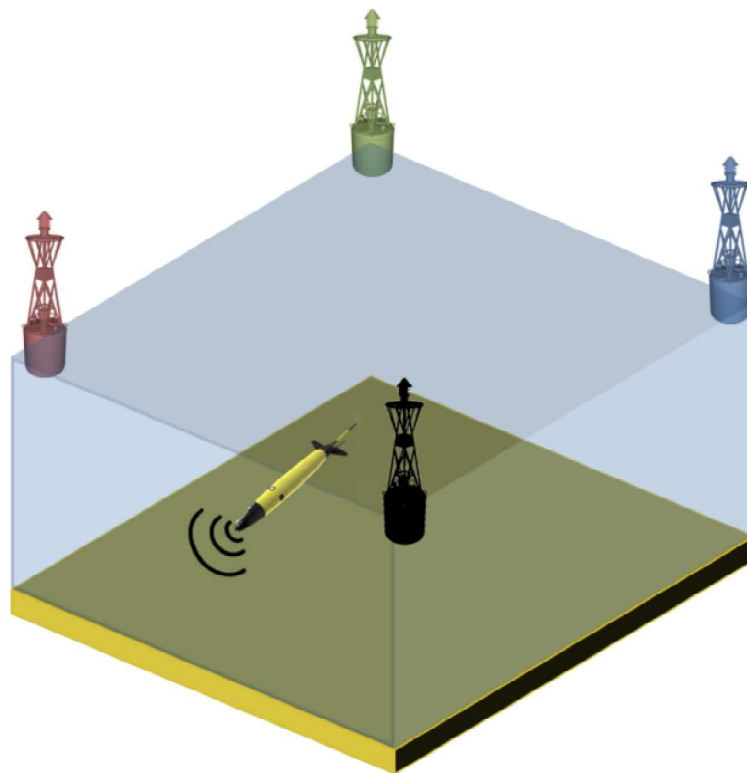


FIGURE 4.33 – Application à un émetteur (utilisation du signal optimal).

Annexe A

Annexe

A.1 Intercorrélation entre signaux élémentaires

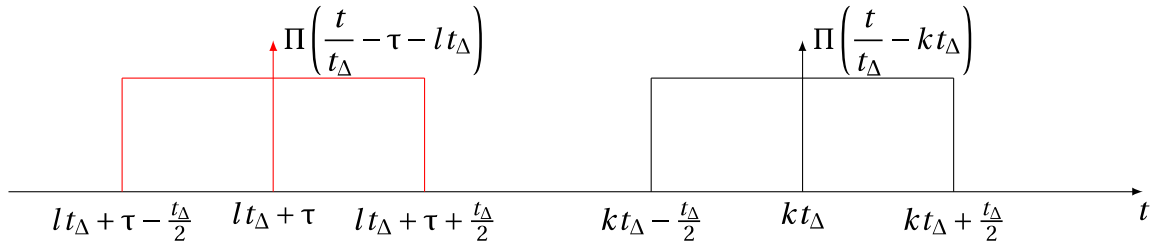
Soit le signal élémentaire tel que :

$$s_k(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \Pi\left(\frac{t}{t_\Delta} - kt_\Delta\right) \cdot e^{j2\pi f_k t} \quad (\text{A.1})$$

La fonction d'intercorrélation entre deux signaux élémentaires s'écrit alors :

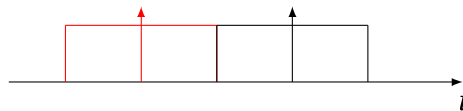
$$\Gamma_{s_k s_l}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s_k(t) s_l^*(t - \tau) dt \quad (\text{A.2})$$

Les fonctions portes des signaux élémentaires sont alors représentées sur la figure suivante :



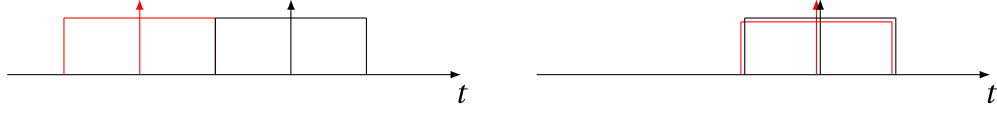
Afin de calculer la fonction d'intercorrélation élémentaire, l'équation est divisée en quatre parties :

1. $lt_\Delta + \tau + \frac{t_\Delta}{2} < kt_\Delta - \frac{t_\Delta}{2}$:



$$\Gamma_{s_k s_l}(\tau) = 0 \quad (\text{A.3})$$

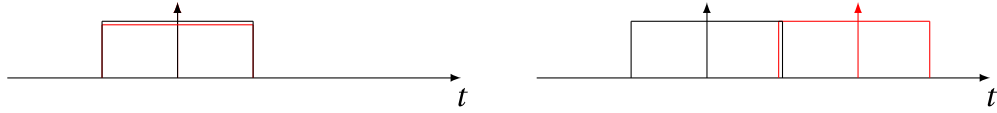
2. $lt_\Delta + \tau + \frac{t_\Delta}{2} \geq kt_\Delta - \frac{t_\Delta}{2}$ et $lt_\Delta + \tau - \frac{t_\Delta}{2} < kt_\Delta - \frac{t_\Delta}{2}$:



$$\begin{aligned}
\Gamma_{s_k s_l}(\tau) &= \frac{1}{T} \int_{-kt_\Delta - t_\Delta/2}^{lt_\Delta + \tau + t_\Delta/2} e^{j\omega_k t} e^{-j\omega_l(t-\tau)} dt \\
&= \frac{1}{T} e^{j\omega_l \tau} \left[\frac{e^{j(\omega_k - \omega_l)t}}{j(\omega_k - \omega_l)} \right]_{-kt_\Delta - t_\Delta/2}^{lt_\Delta + \tau + t_\Delta/2} \\
&= e^{j[(\omega_k + \omega_l)\tau/2 + \Delta\omega(l+k)t_\Delta/2]} \frac{t_\Delta \left(l - k + 1 + \frac{\tau}{t_\Delta} \right) \sin \left[(l - k + 1 + \frac{\tau}{t_\Delta}) \frac{\Delta\omega t_\Delta}{2} \right]}{T (l - k + 1 + \frac{\tau}{t_\Delta}) \frac{\Delta\omega t_\Delta}{2}}
\end{aligned} \tag{A.4}$$

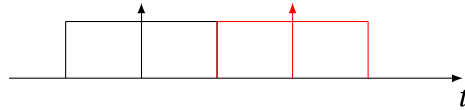
avec $\omega_k = 2\pi f_k t = 2\pi f_\Delta y_k^m t$ (y_k^m étant le $k^{\text{ième}}$ élément du $m^{\text{ième}}$ code généré).

3. $lt_\Delta + \tau + \frac{t_\Delta}{2} \geq kt_\Delta + \frac{t_\Delta}{2}$ et $lt_\Delta + \tau - \frac{t_\Delta}{2} < kt_\Delta + \frac{t_\Delta}{2}$:



$$\begin{aligned}
\Gamma_{s_k s_l}(\tau) &= \frac{1}{T} \int_{lt_\Delta + \tau - \frac{t_\Delta}{2}}^{kt_\Delta + \frac{t_\Delta}{2}} e^{j\omega_k t} e^{-j\omega_l(t-\tau)} dt \\
&= \frac{1}{T} e^{j\omega_l \tau} \left[\frac{e^{j(\omega_k - \omega_l)t}}{j(\omega_k - \omega_l)} \right]_{lt_\Delta + \tau - \frac{t_\Delta}{2}}^{kt_\Delta + \frac{t_\Delta}{2}} \\
&= e^{j[(\omega_k + \omega_l)\tau/2 + \Delta\omega(l+k)t_\Delta/2]} \frac{t_\Delta \left(l - k + 1 - \frac{\tau}{t_\Delta} \right) \sin \left[(l - k + 1 - \frac{\tau}{t_\Delta}) \frac{\Delta\omega t_\Delta}{2} \right]}{T (l - k + 1 - \frac{\tau}{t_\Delta}) \frac{\Delta\omega t_\Delta}{2}}
\end{aligned} \tag{A.5}$$

4. $lt_\Delta + \tau - \frac{t_\Delta}{2} > kt_\Delta + \frac{t_\Delta}{2}$:



$$\Gamma_{s_k s_l}(\tau) = 0 \tag{A.6}$$

On a donc pour $-\tau \leq \tau \leq t_\Delta$:

$$\Gamma_{s_k s_l}(\tau) = e^{\phi_{kl}(\tau)} \frac{t_\Delta \left(l - k + 1 - \frac{|\tau|}{t_\Delta} \right)}{T} \text{sinc} \left[\left(l - k + 1 - \frac{|\tau|}{t_\Delta} \right) \frac{\Delta\omega t_\Delta}{2} \right] \tag{A.7}$$

avec $\phi_{kl}(\tau) = j[(\omega_k + \omega_l)\tau/2 + \Delta\omega(l+k)t_\Delta/2]$ et $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(x)}{x}$.

Annexe B

Annexe

$$\begin{aligned}
 \mu_{ee} &= \frac{1}{2T} \int_{-T}^T |\Gamma_{ee}(\tau)| d\tau \\
 &= \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \left| \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} \Gamma_{s_k s_l}(\tau) \right| d\tau \\
 &\leq \frac{1}{2T} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} \int_{-T}^T |\Gamma_{s_k s_l}(\tau)| d\tau \\
 &\leq \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} \mu_{s_k s_l} = \mu_{ee}^{\text{Modèle}}
 \end{aligned} \tag{B.1}$$

avec

$$\mu_{s_k s_l} = \frac{1}{2t_\Delta} \int_{-t_\Delta}^{t_\Delta} |\Gamma_{s_k s_l}(\tau)| d\tau \tag{B.2}$$

On distingue alors 2 cas de figure, soit $k = l$, soit $k \neq l$.

$$\mu_{ee}^{\text{Modèle}} = \frac{1}{N} \left[\sum_{k=0}^{N-1} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq k}}^{N-1} \mu_{s_k s_l} + \sum_{k=0}^{N-1} \mu_{s_k s_k} \right] \tag{B.3}$$

B.0.1 $k = l$

Autocorrélation signaux élémentaires TITLEBAUM et collab. (1991)

$$|\Gamma_{s_k s_k}(\tau)| = \frac{1}{N} - \frac{|\tau|}{T} \tag{B.4}$$

μ : autocorrélation signaux élémentaires

$$\begin{aligned}
 \mu_{s_k s_k} &= \frac{1}{2t_\Delta} \int_{-t_\Delta}^{t_\Delta} \left(\frac{1}{N} - \frac{|\tau|}{T} \right) d\tau \\
 &= \frac{1}{2N}
 \end{aligned} \tag{B.5}$$

B.0.2 $k \neq l$

Intercorrélation signaux élémentaires TITLEBAUM et collab. (1991)

$$|\Gamma_{s_k s_l}(\tau)| = \left| \frac{\left(1 - \frac{|\tau|}{t_\Delta}\right) \sin \left[\left(1 - \frac{|\tau|}{t_\Delta}\right) \frac{\Delta\omega_{kl} t_\Delta}{2} \right]}{T \left[\left(1 - \frac{|\tau|}{t_\Delta}\right) \frac{\Delta\omega_{kl} t_\Delta}{2} \right]} \right| \quad (\text{B.6})$$

avec $\Delta\omega_{kl} = 2\pi f_\Delta |y_k^m - y_l^m|$ avec y_k^m le $k^{\text{ième}}$ élément du $m^{\text{ième}}$ code généré.

μ : intercorrélation signaux élémentaires

$$\begin{aligned} \mu_{s_k s_l} &= \frac{1}{2t_\Delta} \int_{-t_\Delta}^{t_\Delta} \left| \frac{\left(1 - \frac{|\tau|}{t_\Delta}\right) \sin \left[\left(1 - \frac{|\tau|}{t_\Delta}\right) \frac{\Delta\omega_{kl} t_\Delta}{2} \right]}{T \left[\left(1 - \frac{|\tau|}{t_\Delta}\right) \frac{\Delta\omega_{kl} t_\Delta}{2} \right]} \right| d\tau \\ &= \frac{1}{T t_\Delta \Delta\omega_{kl}} \int_{-t_\Delta}^{t_\Delta} \left| \sin \left[\left(2\pi \frac{1}{p} |\tau| + \phi\right) \right] \right| d\tau \end{aligned} \quad (\text{B.7})$$

avec p la période du sinus telle que $p = \frac{4\pi}{\Delta\omega_{kl}}$, et ϕ le déphasage du sinus telle que $\phi = (l - k + 1) \frac{\Delta\omega_{kl} t_\Delta}{2}$. La symétrie de $|\sin \left[\left(2\pi \frac{1}{p} |\tau| + \phi\right) \right]|$ pour $|\tau| \leq t_\Delta$ permet d'écrire :

$$\mu_{s_k s_l} = \frac{2}{T t_\Delta \Delta\omega_{kl}} \int_0^{t_\Delta} \left| \sin \left[\left(2\pi \frac{1}{p} \tau + \phi\right) \right] \right| d\tau \quad (\text{B.8})$$

En faisant maintenant l'hypothèse que $t_\Delta \gg p$, et $\sin \left[\left(2\pi \frac{1}{p} \tau\right) \right]$ étant défini positif sur $[0; p/4]$ on a :

$$\begin{aligned} \mu_{s_k s_l} &= \frac{2}{T t_\Delta \Delta\omega_{kl}} \frac{t_\Delta}{p/4} \int_0^{p/4} \sin \left[\left(2\pi \frac{1}{p} \tau\right) \right] d\tau \\ &= \frac{4}{\pi T \Delta\omega_{kl}} \\ &= \frac{2N}{\pi^2 B T |y_k^m - y_l^m|} \end{aligned} \quad (\text{B.9})$$

B.0.3 Résultat

$\mu_{s_k s_l}$ est alors défini lorsque $k = l$ et lorsque $k \neq l$. Le modèle de μ_{ee}^{Maj} , noté $\mu_{ee}^{\text{Modèle}}$, est alors défini tel que :

$$\begin{aligned} \mu_{ee}^{\text{Modèle}} &= \frac{1}{N} \left[\frac{2N}{\pi^2 B T} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq k}}^{N-1} \frac{1}{|y_k^m - y_l^m|} + \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{2N} \right] \\ &= \frac{2}{\pi^2 B T} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq k}}^{N-1} \frac{1}{|k - l|} + \frac{1}{2N} \end{aligned} \quad (\text{B.10})$$

soit en posant $u = |k - l|$

$$\begin{aligned}\mu_{ee}^{\text{Modèle}} &= \frac{2}{\pi^2 BT} \sum_{k=0}^{N-2} \frac{2(N-u)}{u} + \frac{1}{2N} \\ &= \frac{2}{\pi^2 BT} \left[2N \sum_{k=0}^{N-2} \frac{1}{u} - 2N + 1 \right] + \frac{1}{2N}\end{aligned}\tag{B.11}$$

On cherche à approximer $\sum_{k=0}^{N-2} \frac{1}{u}$

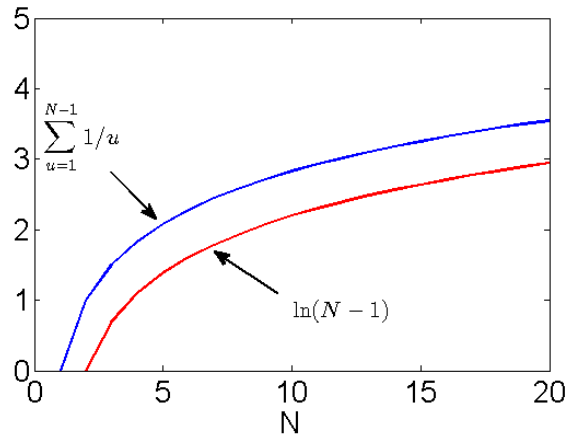


FIGURE B.1 - $\sum_{u=1}^{N-1} 1/u$ approximation by $\ln(N-1) + 0.6$.

alors

$$\mu_{ee}^{\text{Modèle}} = \frac{4N}{\pi^2 BT} [\ln(N-1) - 0.4] + \frac{4}{\pi^2 BT} + \frac{1}{2N}\tag{B.12}$$

Contributions

Article de revue (en fin de rédaction)

B. Ollivier, C. Sintès, F. Maussang, L. Uzan, D. Fattaccioli and R. Garello, Optimisation of detection method by choice of an optimal FHSS signal parameters, IEEE Journal of Oceanic Engineering.

Conférences avec actes

B. Ollivier, F. Maussang, C. Sintès, R. Garello, and L. Uzan, Acoustic detection improvement by phase study of the analytical cross-correlation signal, in MTS/IEEE OCEANS 2015-Genova, pp.1–5, IEEE, 2015. (concours poster étudiant)

B. Ollivier, F. Maussang, C. Sintès, and R. Garello, Détection de signaux acoustiques large bande par étude de l'enveloppe de la fonction de corrélation, in GRETSI 2015-Lyon, 2015.

Conférences internationales sans acte

B. Ollivier, F. Maussang, and R. Garello, Selection of acoustical signals families in multi-users environment, Sea Tech Week, Brest, 2014

B. Ollivier, F. Maussang, and R. Garello, Choice of acoustics signals family in multi-users environment, Acoustical Society of America, Indianapolis, 2014

Bibliographie

- BARKER, R. 1953, «Group synchronizing of binary digital systems», *Communication theory*, p. 273–287.
- BELLEGRADA, J. R. et E. L. TITLEBAUM. 1988, «Time-frequency hop codes based upon extended quadratic congruences», *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. 24, n° 6, p. 726–742.
- BONNEL, J. et N. JOSSO. 2014, «Propagation acoustique sous-marine», Cours ENSTA Bretagne.
- BREKHOVSKIKH, L. M. 2003, *Fundamentals of ocean acoustics*, Springer Science & Business Media.
- CHANDRA, A. et S. CHATTOPADHYAY. 2009, «Small set orthogonal kasami codes for cdma system», dans *Computers and Devices for Communication, 2009. CODEC 2009. 4th International Conference on*, IEEE, p. 1–4.
- CHANG, W. 1987, «A remark on the definition of costas arrays», *Proceedings of the IEEE*, vol. 75, n° 4, p. 522–523.
- CHANG, W. et K. SCARBROUGH. 1989, «Costas arrays with small number of cross-coincidences», *IEEE Transactions on Aerospace Electronic Systems*, vol. 25, p. 109–112.
- CHRIST, R. D. et R. L. WERNLI SR. 2013, *The ROV manual : a user guide for remotely operated vehicles*, Butterworth-Heinemann.
- CLAY, C. et H. MEDWIN. 1998, «Fundamentals of acoustical oceanography», ISBN : 0-12-487570.
- COHEN, M. N., J. M. BADEN et P. E. COHEN. 1989, «Biphase codes with minimum peak sidelobes», dans *Radar Conference, 1989., Proceedings of the 1989 IEEE National*, IEEE, p. 62–66.
- COHEN, M. N., M. R. FOX et J. M. BADEN. 1990, «Minimum peak sidelobe pulse compression codes», dans *Radar Conference, 1990., Record of the IEEE 1990 International*, IEEE, p. 633–638.
- CONOVER, W. J. et W. CONOVER. 1980, «Practical nonparametric statistics», .
- COOK, C. 2012, *Radar signals : An introduction to theory and application*, Elsevier.
- COSTAS, J. P. 1984, «A study of a class of detection waveforms having nearly ideal range—doppler ambiguity properties», *Proceedings of the IEEE*, vol. 72, n° 8, p. 996–1009.

-
- DELISLE, C. et M. BLANCHETTE. 1991, «L'application des codes de costas et des codes a congruences quadratiques a la compression d'impulsion numerique (the application of cost, codes and quadratic congruence codes to the compression of numeric impulsion)», cahier de recherche, DTIC Document.
- DRAKAKIS, K. 2006, «A review of costas arrays», *Journal of Applied Mathematics*, vol. 2006.
- DRAKAKIS, K. 2010, «On the hops present in costas permutations», *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 56, n° 3, p. 1271–1277.
- DRAKAKIS, K., R. GOW et L. O'CARROLL. 2009, «On the symmetry of welch-and golomb-constructed costas arrays», *Discrete Mathematics*, vol. 309, n° 8, p. 2559–2563.
- DRAKAKIS, K., R. GOW, S. RICKARD, J. SHEEKEY et K. TAYLOR. 2011a, «On the maximal cross-correlation of algebraically constructed costas arrays», *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 57, n° 7, p. 4612–4621.
- DRAKAKIS, K., F. IORIO, S. RICKARD et J. WALSH. 2011b, «Results of the enumeration of costas arrays of order 29.», *Adv. in Math. of Comm.*, vol. 5, n° 3, p. 547–553.
- FAN, P., M. H. LEE et D. PENG. 2005, «New family of hopping sequences for time/frequency-hopping cdma systems», *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 4, n° 6, p. 2836–2842.
- FREEDMAN, A. et N. LEVANON. 1985, «Any two $n \times n$ costas signals must have at least one common ambiguity sidelobe if $n > 3$ —a proof», *Proceedings of the IEEE*, vol. 73, n° 10, p. 1530–1531.
- GENESIS, I. 1988, «The early history of pulse compression radar», *IEEE transactions on aerospace and electronic systems*, vol. 24, n° 6, p. 825.
- GOLAY, M. 1961, «Complementary series», *IRE Transactions on Information Theory*, vol. 7, n° 2, p. 82–87.
- GOLOMB, S. W. 1984, «Algebraic constructions for costas arrays», *Journal of Combinatorial Theory, Series A*, vol. 37, n° 1, p. 13–21.
- GOLOMB, S. W. et H. TAYLOR. 1982, «Two-dimensional synchronization patterns for minimum ambiguity», *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 28, n° 4, p. 600–604.
- HAGUE, D. A. et J. R. BUCK. 2012, «A generalized sinusoidal frequency modulated waveform for active sonar», dans *2012 Conference Record of the Forty Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR)*, IEEE, p. 876–879.
- HARDY, G. H. et E. M. WRIGHT. 1979, *An introduction to the theory of numbers*, Oxford University Press.
- HARRIS, F. J. 1978, «On the use of windows for harmonic analysis with the discrete fourier transform», *Proceedings of the IEEE*, vol. 66, n° 1, p. 51–83.
- HOLMES, J. K. 1982, «Coherent spread spectrum systems», *New York, Wiley-Interscience*, 1982. 636 p., vol. 1.

-
- HONGBING, Y., Z. JIANJIANG, W. FEI et Z. ZHENKAI. 2011, «Design and analysis of costas/psk rf stealth signal waveform», dans *Proceedings of 2011 IEEE CIE International Conference on Radar*, vol. 2, IEEE, p. 1247–1250.
- JENSEN, F. B., W. A. KUPERMAN, M. B. PORTER et H. SCHMIDT. 2011, *Computational ocean acoustics*, Springer Science & Business Media.
- JOSSO, N. 2010, *Caractérisation des milieux sous marins en utilisant des sources mobiles d'opportunité*, thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG.
- LEMIEUX, J. A. et F. M. INGELS. 1990, «Analysis of fsk/psk modulated radar signals using costas arrays and complementary waltz codes», dans *Radar Conference, 1990., Record of the IEEE 1990 International*, IEEE, p. 589–594.
- LEROY, C. C., S. P. ROBINSON et M. J. GOLDSMITH. 2008, «A new equation for the accurate calculation of sound speed in all oceans», *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 124, n° 5, p. 2774–2782.
- LEVANON, N. et E. MOZESON. 2003, «Nullifying acf grating lobes in stepped-frequency train of lfm pulses», *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. 39, n° 2, p. 694–703.
- LEVANON, N. et E. MOZESON. 2004, *Radar signals*, John Wiley & Sons.
- LILLIEFORS, H. W. 1967, «On the kolmogorov-smirnov test for normality with mean and variance unknown», *Journal of the American Statistical Association*, vol. 62, n° 318, p. 399–402.
- LILLIEFORS, H. W. 1969, «On the kolmogorov-smirnov test for the exponential distribution with mean unknown», *Journal of the American Statistical Association*, vol. 64, n° 325, p. 387–389.
- LINDNER, J. 1975, «Binary sequences up to length 40 with best possible autocorrelation function», *Electronics letters*, vol. 21, n° 11, p. 507.
- LURTON, X. 1998, *Acoustique sous-marine : présentation et applications*, Editions Quae.
- LURTON, X. et J. CUCHIERI. 2011, «An introduction to underwater acoustics : Principles and applications», *Noise Control Engineering Journal*, vol. 59, n° 1, p. 106.
- MARIC, S. V. et E. L. TITLEBAUM. 1990, «Frequency hop multiple access codes based upon the theory of cubic congruences», *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. 26, n° 6, p. 1035–1039.
- MARIĆ, S. V. et E. L. TITLEBAUM. 1992, «A class of frequency hop codes with nearly ideal characteristics for use in multiple-access spread-spectrum communications and radar and sonar systems», *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 40, n° 9, p. 1442–1447.
- MASSEY JR, F. J. 1951, «The kolmogorov-smirnov test for goodness of fit», *Journal of the American statistical Association*, vol. 46, n° 253, p. 68–78.
- MCDONOUGH, R. N. 1995, *Detection of signals in noise*, Academic Press.
- MILLER, L. H. 1956, «Table of percentage points of kolmogorov statistics», *Journal of the American Statistical Association*, vol. 51, n° 273, p. 111–121.

-
- MOZESON, E. 2004, «Modified costas signal», *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 40, n° 3.
- NADJAH, T., T. CHARLES, R. ATIKA et C. THIERRY. 2014, «Multiuser phase coded costas signals with improved cross-correlation and partial cross-ambiguity properties», dans *Radar Conference (Radar), 2014 International*, IEEE, p. 1–6.
- NUTTALL, A. 1981, «Some windows with very good sidelobe behavior», *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 29, n° 1, p. 84–91.
- OUERTANI, K. 2013, *Détection multi-utilisateurs pour un réseau de modems acoustiques sous-marins*, thèse de doctorat, Télécom Bretagne, Université de Bretagne-Sud.
- PACE, P. et C. NG. 2010, «Costas cw frequency hopping radar waveform : peak sidelobe improvement using golay complementary sequences», *Electronics letters*, vol. 46, n° 2, p. 169–170.
- RICKARD JR, S. T. 1993, *Large sets of frequency hopped waveforms with nearly ideal orthogonality properties*, thèse de doctorat, Draper Laboratory.
- SCHARF, L. L. 1991, *Statistical signal processing*, vol. 98, Addison-Wesley Reading, MA.
- SINTES, C. 2002, *Déconvolution bathymétrique d'images sonar latéral par des méthodes interférométriques et de traitement de l'image*, thèse de doctorat, Rennes 1.
- SKLAR, B. 2001, *Digital communications*, vol. 2, Prentice Hall NJ.
- STEVENS, N. 2004, «Processing of sar data : fundamentals, signal processing, interferometry», *The Photogrammetric Record*, vol. 19, n° 108, p. 419–420.
- STEWART, I. N. 2015, *Galois theory*, CRC Press.
- TAYLOR, K., S. RICKARD et K. DRAKAKIS. 2013, «Costas arrays, number of hops, and time-bandwidth product», *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. 49, n° 3, p. 1995–2004.
- TITLEBAUM, E., S. V. MARIC, J. R. BELLEGARDA et collab.. 1991, «Ambiguity properties of quadratic congruential coding», *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. 27, n° 1, p. 18–29.
- TITLEBAUM, E. L. 1981, «Time-frequency hop signals part i : coding based upon the theory of linear congruences», *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, , n° 4, p. 490–493.
- TITLEBAUM, E. L. et L. H. SIBUL. 1981, «Time-frequency hop signals part ii : coding based upon quadratic congruences», *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, , n° 4, p. 494–500.
- TOUATI, N., C. TATKEU, T. CHONAVEL et A. RIVENQ. 2013, «Phase coded costas signals for ambiguity function improvement and grating lobes suppression», dans *Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 2013 IEEE 78th*, IEEE, p. 1–5.
- TURYN, R. 1963, «On barker codes of even length», *Proceedings of the IEEE*, vol. 51, n° 9, p. 1256–1256.

-
- URICK, R. J. 1967, *Principles of underwater sound for engineers*, Tata McGraw-Hill Education.
- URICK, R. J. 1975, «Principle of underwater sound for engineers», .
- VERDU, S. 1998, *Multiuser detection*, Cambridge university press.
- WANG, J., W. W. TSANG et G. MARSAGLIA. 2003, «Evaluating kolmogorov's distribution», *Journal of Statistical Software*, vol. 8, n° 18.
- WEI, Z. et H. GHAFOURI-SHIRAZ. 2002, «Unipolar codes with ideal in-phase cross-correlation for spectral amplitude-coding optical cdma systems», *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 50, n° 8, p. 1209–1212.
- WELTI, G. 1960, «Quaternary codes for pulsed radar», *IRE Transactions on Information Theory*, vol. 6, n° 3, p. 400–408.
- XIA, X., J. LIU et M. H. LEE. 2004, «A generalized hyperbolic frequency hopping sequences», dans *Intelligent Signal Processing and Communication Systems, 2004. ISPACS 2004. Proceedings of 2004 International Symposium on*, IEEE, p. 645–647.
- YANG, K., Y.-K. KIM et P. V. KUMAR. 2000, «Quasi-orthogonal sequences for code-division multiple-access systems», *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 46, n° 3, p. 982–993.
- ZIMMER, W. M. 2011, *Passive acoustic monitoring of cetaceans*, Cambridge University Press.

Résumé

Le positionnement d'objets sous-marins représente un enjeu stratégique pour des applications militaires, industrielles et scientifiques. Les systèmes de positionnement reposent sur des signaux de type SONAR « Sound Navigation and Ranging ». Plusieurs émetteurs synchrones avec des temps d'émission connus sont alors considérés, l'objectif étant que la position d'un récepteur se fasse en fonction des positions des émetteurs.

Nous avons la main mise sur la détection des signaux en réception d'une part, et sur le choix des formes d'ondes à l'émission d'autre part. La méthode de détection, basée sur le filtrage adapté, se veut robuste aux différentes perturbations engendrées par le canal de propagation (pertes par transmission, multi-trajets) et par le système lui-même (environnement multi-émetteurs). De plus, la détection restreinte à une somme de tests d'hypothèses binaires, nécessite un fonctionnement en temps réel. A l'émission, les formes d'ondes doivent permettre d'identifier indépendamment les émetteurs les uns des autres. Ainsi les travaux portent essentiellement sur les modulations FHSS, les paramètres de construction de ces signaux étant alors choisis de sorte à optimiser la méthode de détection étudiée. Enfin, l'implémentation des algorithmes issus de ces travaux sur des systèmes embarqués a permis leur validation sur des données enregistrées, puis en conditions réelles.

Ces essais ont été réalisés avec l'entreprise ALSEAMAR, dans le cadre de la thèse CIFRE-DGA.

Mots-clés : Système de positionnement, Multi-émetteurs, Détection, CDMA, Test d'hypothèse, Modulations, Filtrage adapté

Abstract

There is an increasing interest in underwater positioning system in industry (off-shore, military, and biology). In order to localize a receiver relative to a grid of transmitters, thanks to the knowledge of positions and transmission time, it needs to detect each signal and estimate the TOA (Time Of Arrival). Thus, a range between a transmitter and receiver can be deduced by estimation of TOA. When receiver knows three ranges at least, it can deduce its position by triangulation.

This work takes into account signal detection, and waveform choice. Detection method, based on matched filter, needs to be robust face to propagation channel (transmission loss, multi-paths) and to the system (multi-users environment). Moreover, the detection structure, being a combination of binary hypothesis testing, must work in real time. In a CDMA context which requires to distinguish each transmitter, the FHSS (Frequency Hopped Spread Spectrum) modulation, allocating one code per user, is adapted. FHSS signals performance, depending of the number of frequency shifts N and the time-bandwidth product, are analyzed from detection criterion point of view. Moreover, detection method and adapted signal is tested in a shallow water environment.

The research was supported by ALSEAMAR and DGA-MRIS scholarship.

Keywords : Underwater positioning system, Multi-user environment, Detection, CDMA, Binary hypothesis testing, Modulations, matched filter