



**HAL**  
open science

## Detection and localization of buried objects in marin sediment

Zineb Saidi

► **To cite this version:**

Zineb Saidi. Detection and localization of buried objects in marin sediment. Engineering Sciences [physics]. Arts et Métiers ParisTech, 2006. English. NNT : 2006ENAM0021 . pastel-00002478

**HAL Id: pastel-00002478**

**<https://pastel.hal.science/pastel-00002478>**

Submitted on 17 Jan 2008

**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.



Ecole doctorale n° 432 : Sciences des Métiers de l'Ingénieur

# THÈSE

pour obtenir le grade de

## Docteur

de

# l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers

Spécialité “ **Traitement du Signal et Acoustique Sous-Marine** ”

*présentée et soutenue publiquement  
par*

**Zineb SAIDI**

le 6 septembre 2006

**DÉTECTION ET LOCALISATION D'OBJETS ENFOUIS**

**DANS LE SÉDIMENT MARIN**

*Directeur de thèse : Salah BOURENNANE*

Jury :

<b>M. Christophe CLARAMUNT</b> , Professeur, Ecole Navale, Brest Armées .....	Président
<b>M. Jean-Pierre SESSAREGO</b> , Directeur de recherche, LMA, Marseille.....	Rapporteur
<b>M. Yide WANG</b> , Professeur, Université de Nantes .....	Rapporteur
<b>Mme. Delphine DARE-EMZIVAT</b> , Maître de Conférences, Ecole Navale, Brest Armées ...	Examineur
<b>M. Salah BOURENNANE</b> , Professeur, EGIM, Marseille.....	Examineur

**Institut de Recherche de l'Ecole Navale, IRENav - EA 3634, Brest Armées**

*L'ENSAM est un Grand Etablissement dépendant du Ministère de l'Education Nationale, composé de huit centres :  
AIX-EN-PROVENCE ANGERS BORDEAUX CHÂLONS-EN-CHAMPAGNE CLUNY LILLE METZ PARIS*





Ecole doctorale n° 432 : Sciences des Métiers de l'Ingénieur

# THÈSE

pour obtenir le grade de

## Docteur

de

# l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers

Spécialité “ **Traitement du Signal et Acoustique Sous-Marine** ”

*présentée et soutenue publiquement  
par*

**Zineb SAIDI**

le 6 septembre 2006

**DÉTECTION ET LOCALISATION D'OBJETS ENFOUIS**

**DANS LE SÉDIMENT MARIN**

*Directeur de thèse : Salah BOURENNANE*

Jury :

<b>M. Christophe CLARAMUNT</b> , Professeur, Ecole Navale, Brest Armées .....	Président
<b>M. Jean-Pierre SESSAREGO</b> , Directeur de recherche, LMA, Marseille.....	Rapporteur
<b>M. Yide WANG</b> , Professeur, Université de Nantes .....	Rapporteur
<b>Mme. Delphine DARE-EMZIVAT</b> , Maître de Conférences, Ecole Navale, Brest Armées ...	Examineur
<b>M. Salah BOURENNANE</b> , Professeur, EGIM, Marseille.....	Examineur

**Institut de Recherche de l'Ecole Navale, IRENav - EA 3634, Brest Armées**

*L'ENSAM est un Grand Etablissement dépendant du Ministère de l'Education Nationale, composé de huit centres :  
AIX-EN-PROVENCE ANGERS BORDEAUX CHÂLONS-EN-CHAMPAGNE CLUNY LILLE METZ PARIS*



*À mon cher époux Amine,  
À mes chers parents,  
À mes frères et ma petite soeur,  
À mes beaux parents,  
À la famille MEHEL,  
À la famille ORIEUX.*



---

# Remerciements

Ce travail de thèse a été réalisé à l'Institut de Recherche de l'Ecole Navale (IRENav) à Lanvéoc (Brest), sous la direction du Professeur des Universités Salah BOURENNANE de l'Institut Fresnel.

Je remercie très chaleureusement mon directeur de thèse, Salah BOURENNANE Professeur des Universités à l'Institut Fresnel, Marseille, qui m'a accordée sa confiance. La distance qui séparent nos deux laboratoires et ses responsabilités grandissantes n'ont pas empêché son soutien permanent, son encadrement efficace et ses précieux conseils au cours de cette Thèse. Pour tout cela, je lui exprime toute ma reconnaissance.

Je tiens également à remercier très vivement Jean Pierre SESSAREGO, Directeur de Recherche au Laboratoire de Mécanique et d'Acoustique à Marseille pour avoir accepté de rapporter cette thèse et de m'avoir accueillie dans son laboratoire pour effectuer mes mesures expérimentales. D'autre part, je remercie également, Yide WANG, Professeur des Universités à l'Ecole Centrale de Nantes, d'avoir accepté de juger la thèse en tant que rapporteur.

Mes remerciements vont aussi aux autres membres du jury qui ont accepté de juger ce travail. Je remercie notamment Christophe CLARAMUNT, Professeur des Universités à l'Ecole Navale et Directeur de Recherche de l'IRENav et Mme Delphine DARE, maître de conférences à l'Ecole Navale.

Je remercie Laurent GUILLON et Abdel Ouahab BOUDRAA, maîtres de conférences à l'Ecole Navale pour leurs disponibilités, et plus généralement tous les membres du groupe acoustique sous-marine pour la relecture de la thèse et la préparation de la soutenance.

D'autre part, je remercie les professeurs Jean Yves BILLARD et Bruno RAMESTEIN d'avoir contribué à l'aboutissement de cette thèse dans des bonnes conditions.

Enfin, mes remerciements vont aussi, à tout le personnel, du Service Etudes et Fabrication (SEF), du Centre de Documentation de l'IRENav (CIREN), du Centre de Ressources Informatiques de l'IRENav (CR2I) et du Service Achat Gestion Administration (SAGA), à Mme Elise CAPITAIN, à Mme Magalie LAMANDE, à tous les permanents de l'IRENav, à l'ensemble des AER, aux doctorants.



---

# Table des matières

Table des matières	I
Liste des figures	V
Liste des tableaux	IX
Glossaire : Symboles, Notations mathématiques, Sigles et abréviations	XI
Introduction générale	1
I Introduction au traitement d'antenne	7
I.1 Formulation du problème . . . . .	8
I.2 Méthode à faible résolution : formation de voies . . . . .	10
I.3 Méthodes à haute résolution . . . . .	11
I.3.1 Méthode MUSIC . . . . .	11
I.4 Conclusion . . . . .	13
II Détection et localisation géographique des objets	17
II.1 Formulation du problème . . . . .	18
II.2 Modèles de diffusion acoustique . . . . .	19
II.2.1 Cas d'un tube cylindrique . . . . .	19
II.2.2 Cas d'une sphère creuse . . . . .	20
II.3 Algorithme de détection et localisation géographique des objets . . . . .	21
II.4 Simulations numériques . . . . .	23
II.4.1 Exemple de référence . . . . .	23
II.4.2 Exemple : Localisation géographique des objets en champ libre . . . . .	23
II.5 Conclusion . . . . .	25
III Localisation géographique des objets en présence de déphasages	29

III.1	Formulation du problème . . . . .	30
III.2	Localisation de sources en présence de déphasages . . . . .	30
III.2.1	Algorithme de localisation de sources en présence de déphasages	32
III.2.1.1	Définition de la fonctionnelle à minimiser . . . . .	32
III.2.1.2	Algorithme de minimisation : DIRECT (Dividing RECT- Tangles) . . . . .	33
III.3	Localisation géographique des objets en présence de déphasages . . . . .	35
III.3.1	Algorithme de localisation géographique des objets en présence de déphasages . . . . .	36
III.4	Cas d'un signal large bande . . . . .	37
III.5	Simulations numériques . . . . .	37
III.5.1	Données synthétiques . . . . .	39
III.5.2	Modélisation des déphasages . . . . .	39
III.5.3	Effet des déphasages sur la méthode de localisation . . . . .	40
III.5.4	Traitement des déphasages . . . . .	42
III.5.5	Résultats des simulations . . . . .	45
III.6	Conclusion . . . . .	46
IV	Localisation d'objets en présence de signaux corrélés	49
IV.1	Formulation du problème . . . . .	50
IV.2	Décorrélacion des signaux par le lissage spatial . . . . .	50
IV.2.1	Lissage spatial direct . . . . .	50
IV.2.2	Lissage spatial direct et rétrograde . . . . .	51
IV.3	Décorrélacion des signaux par le lissage fréquentiel . . . . .	52
IV.4	Opérateurs de focalisation . . . . .	53
IV.4.1	Opérateur de focalisation adaptatif . . . . .	54
IV.4.2	Opérateur de focalisation bilinéaire . . . . .	54
IV.5	Algorithme de localisation géographique des objets en présence de si- gnaux corrélés . . . . .	54
IV.6	Simulations numériques . . . . .	57
IV.7	Conclusion . . . . .	60
V	Localisation géographique des objets en présence du bruit	63
V.1	Formulation du problème . . . . .	64
V.2	Traitement du bruit par les statistiques d'ordre deux . . . . .	64
V.2.1	Méthode de soustraction de la matrice du bruit . . . . .	65
V.2.2	Méthode de blanchiment du bruit . . . . .	65

V.3	Traitement du bruit par les cumulants . . . . .	66
V.3.1	Définition de la matrice des cumulants . . . . .	66
V.4	Algorithme de localisation géographique des objets en présence du bruit	68
V.4.1	Cas d'un signal large bande . . . . .	68
V.5	Simulations numériques . . . . .	70
V.6	Conclusion . . . . .	76
VI	Applications à des données expérimentales	79
VI.1	Conditions expérimentales . . . . .	80
VI.2	Définition et positionnement des objets . . . . .	81
VI.3	Configuration des séries de mesures . . . . .	86
VI.4	Données expérimentales . . . . .	87
VI.4.1	Rajout de déphasages aux signaux reçus . . . . .	89
VI.4.2	Rajout du bruit aux signaux reçus . . . . .	91
VI.5	Traitements appliqués aux données expérimentales . . . . .	91
VI.5.1	Choix du modèle de diffusion acoustique . . . . .	91
VI.5.2	Traitement des déphasages . . . . .	93
VI.5.3	Traitement des signaux corrélés . . . . .	93
VI.5.4	Traitement du bruit . . . . .	93
VI.6	Résultats et discussions . . . . .	94
VI.6.1	Résultats obtenus en présence de déphasages . . . . .	94
VI.6.2	Résultats obtenus en présence de signaux corrélés . . . . .	96
VI.6.3	Résultats obtenus en présence du bruit . . . . .	98
VI.7	Conclusion . . . . .	99
	Conclusion générale	103
	Bibliographie	109
	Annexes	116
A	Données expérimentales	119
A.1	Série de mesures $E_{1(O_1, O_2)}$ . . . . .	119
A.2	Série de mesures $E_{2(O_3, O_4)}$ . . . . .	120
A.3	Série de mesures $E_{3(O_5, O_6)}$ . . . . .	121
A.4	Série de mesures $E_{4(O_7, O_8)}$ . . . . .	122
A.5	Série de mesures $E_{5(O_1, O_2)}$ . . . . .	123

---

A.6	Série de mesures $E_{6(O_3, O_4)}$ . . . . .	124
A.7	Série de mesures $E_{7(O_5, O_6)}$ . . . . .	125
A.8	Série de mesures $E_{8(O_7, O_8)}$ . . . . .	126
A.9	Quelques photos de la cuve expérimentale . . . . .	127
B	Calculs relatifs au chapitre II . . . . .	129
B.1	Tube cylindrique . . . . .	129
B.1.1	Calcul du coefficient $b_m$ . . . . .	129
B.2	Sphère creuse . . . . .	130
B.2.1	Calcul du coefficient $B_m$ . . . . .	130
C	Caractérisation des sédiments . . . . .	133
C.1	Paramètres des sédiments marins . . . . .	133
D	Notions élémentaires de propagation acoustique sous-marine . . . . .	137
D.1	Ondes acoustiques . . . . .	137
D.2	Fréquences utilisées en acoustique sous-marine . . . . .	138
D.3	Intensité et puissance acoustiques . . . . .	138

---

# Liste des figures

I.1	Schématisation du front d'onde plan reçu par une antenne rectiligne .	8
II.1	Configuration du problème . . . . .	18
II.2	Positions des axes par rapport au cylindre . . . . .	20
II.3	Positions des axes par rapport à la sphère . . . . .	20
II.4	Spectre spatial de la méthode de localisation pour des objets en champ libre. (a) 3 sphères de coordonnées $(20^\circ, 0.2 \text{ m})$ , $(10^\circ, 0.3 \text{ m})$ et $(11^\circ, 0.28 \text{ m})$ . (b) 4 cylindres de coordonnées $(25^\circ, 0.15 \text{ m})$ , $(15^\circ, 0.2 \text{ m})$ , $(17^\circ, 0.2 \text{ m})$ et $(40^\circ, 0.4 \text{ m})$ . . . . .	24
III.1	Antenne souple et fronts d'onde distordus. . . . .	30
III.2	Découpage de l'intervalle des $\theta$ en $L_\theta$ secteurs. . . . .	33
III.3	Subdivision des hypercubes. . . . .	33
III.4	Organigramme résumant les principales étapes de l'algorithme DIRECT. . . . .	34
III.5	Découpage des intervalles des $\theta$ et $\rho$ en secteurs. . . . .	37
III.6	Organigramme résumant les principales étapes de compensation des déphasages dans le cas de signaux large bande. . . . .	38
III.7	Effet des déphasages sur la méthode de localisation d'objets. (a) $m_d = 0$ , $v_d = 0$ , $x_{max} = 0$ . (b) $m_d = -0.69$ radian, $v_d = 0.21$ radian, $x_{max} = \frac{\lambda}{4}$ m. (c) $m_d = 1.36$ radians, $v_d = 2.2$ radians, $x_{max} = \frac{\lambda}{2}$ m . . . . .	41
III.8	Effet des déphasages sur la méthode de localisation géographique des objets. (a) 2 cylindres en champ libre. -1 $m_d = 0$ , $v_d = 0$ , $x_{max} = 0$ , -2 $m_d = 0.03$ radian, $v_d = 0.06$ radian, $x_{max} = \frac{\lambda}{20}$ m. (b) 3 sphères en champ libre. -1 $m_d = 0$ , $v_d = 0$ , $x_{max} = 0$ , -2 $m_d = -0.69$ radian, $v_d = 0.21$ radian, $x_{max} = \frac{\lambda}{4}$ m. . . . .	42
III.9	Valeur de la fonctionnelle pour chaque secteur (a) 1 <sup>er</sup> cas : localisation d'objets (b) 2 <sup>ème</sup> cas : localisation géographique des objets . . . . .	43
III.10	Évolution de $y$ . (a) $y$ en fonction du nombre d'itérations (la taille des secteurs étant fixée à $\Delta\theta = 12^\circ$ et $\Delta\rho = 0.05 \text{ m}$ ). (b) $y$ en fonction de la longueur des secteurs (le nombre d'itérations étant fixé à $it = 10$ ). . . . .	44

III.11	Estimation des directions d'arrivée des sources après compensation des déphasages. (a) $m_d = -0.69$ radian, $v_d = 0.21$ radian, $x_{max} = \frac{\lambda}{4}$ m. (b) $m_d = 1.36$ radians, $v_d = 2.2$ radians, $x_{max} = \frac{\lambda}{2}$ m. . . . .	45
III.12	Méthode de localisation géographique des objets après compensation des déphasages. (a) Deux tubes cylindriques en champ libre ( $m_d = 0.03$ radian, $v_d = 0.06$ radian, $x_{max} = \frac{\lambda}{20}$ m). (b) Trois sphères creuses en champ libre ( $m_d = -0.69$ radian, $v_d = 0.21$ radian, $x_{max} = \frac{\lambda}{4}$ m). . . .	46
IV.1	Schématisation de la division de l'antenne en sous-réseaux de capteurs.	50
IV.2	Lissages spatiaux direct et rétrograde. . . . .	52
IV.3	Principe de la focalisation. . . . .	53
IV.4	Effet de la corrélation des signaux sur la méthode de localisation. (a) Signaux non corrélés associés à 3 cylindres en champ libre. (b) Signaux non corrélés associés à 4 sphères en champ libre. (c) Signaux totalement corrélés associés à 3 cylindres. (d) Signaux partiellement corrélés associés à 4 sphères. (e) Signaux décorrélés en utilisant l'opérateur de focalisation bilinéaire associés à 3 cylindres. (f) Signaux décorrélés en utilisant l'opérateur de focalisation bilinéaire associés à 4 sphères. . . .	59
V.1	Effet du bruit sur la méthode de localisation géographique pour 1 cylindre en champ libre. (a) $RSB = 10$ dB. (b) $RSB = 8$ dB. (c) $RSB = 6$ dB. (d) $RSB = 4$ dB. (e) $RSB = 2$ dB. (f) $RSB = 0$ dB. . .	72
V.2	Effet du bruit sur la méthode de localisation géographique pour 3 sphères creuses en champ libre. (a) $RSB = 10$ dB. (b) $RSB = 8$ dB. (c) $RSB = 6$ dB. (d) $RSB = 4$ dB. (e) $RSB = 2$ dB. (f) $RSB = 0$ dB. . .	73
V.3	Traitement du bruit par les cumulants appliqués aux signaux simulés de l'exemple 1 : un cylindre en champ libre. (a) $RSB = 10$ dB. (b) $RSB = 0$ dB. . . . .	74
V.4	Traitement du bruit par les cumulants appliqués aux signaux simulés de l'exemple 2 : trois sphères en champ libre. (a) $RSB = 10$ dB. (b) $RSB = 0$ dB. . . . .	74
VI.1	Cuve expérimentale . . . . .	80
VI.2	Objets utilisés pour l'étude expérimentale de la méthode de localisation géographique des objets . . . . .	82
VI.3	Dépôt des objets dans la cuve : vue de dessus (les grandeurs données sur cette figure sont en cm). . . . .	83
VI.4	Représentation 3D de la configuration expérimentale. . . . .	84
VI.5	Positions des objets par rapport au lobe principal de l'émetteur. (a) Couple de sphères creuses ( $O_1, O_2$ ). (b) Couple de tubes cylindriques remplis d'air ( $O_3, O_4$ ). (c) Couple de tubes cylindriques remplis d'eau ( $O_5, O_6$ ). (d) Couple de tubes cylindriques remplis d'air ( $O_7, O_8$ ). . . . .	85

VI.6	Configuration de la série de mesures $E_{3(O_5, O_6)}$ . . . . .	87
VI.7	Configuration de la série de mesures $E_{7(O_5, O_6)}$ . . . . .	87
VI.8	Représentation temporelle des données expérimentales associées à la mesure de la série de mesures $E_{1(O_1, O_2)}$ (Signaux reçus sur les 10 premières positions du capteur). . . . .	88
VI.9	Représentation spectrale du signal reçu sur la première position du capteur (série de mesures $E_{1(O_1, O_2)}$ ). . . . .	89
VI.10	Déphasages aléatoires rajoutés aux phases des signaux reçus (la série de mesures $E_{1(O_1, O_2)}$ ). (a) $m_d = 0.2$ radian, $v_d = 0.39$ radian, $x_{max} = \frac{\lambda_0}{20}$ m. (b) $m_d = 2.5$ radian, $v_d = 2.70$ radian, $x_{max} = \frac{\lambda_0}{2}$ m. . . . .	90
VI.11	Bruit gaussien de $RSB = 0$ dB, rajouté aux signaux reçus (série de mesures $E_{1(O_1, O_2)}$ ) . . . . .	91
VI.12	Organigramme de localisation géographique d'objets . . . . .	92
VI.13	Valeur de la fonctionnelle pour chaque secteur (série de mesures $E_{1(O_1, O_2)}$ ). (a) Déphasages de faibles amplitudes. (b) Déphasages de fortes amplitudes . . . . .	95
VI.14	Spectre spatial de la méthode de localisation géographique des objets, après application de l'opérateur de focalisation bilinéaire (a) série de mesures $E_{2(O_3, O_4)}$ (b) série de mesures $E_{5(O_3, O_4)}$ . . . . .	97
VI.15	Spectre spatial de la méthode de localisation géographique des objets, en utilisant la matrice de cumulants focalisée (a) série de mesures $E_{1(O_1, O_2)}$ (b) série de mesures $E_{8(O_7, O_8)}$ . . . . .	99
A.1	Configuration de la série de mesures $E_{1(O_1, O_2)}$ . . . . .	120
A.2	Représentation temporelle (a) et fréquentielle (b) des signaux reçus. Série de mesures $E_{1(O_1, O_2)}$ . . . . .	120
A.3	Configuration de la série de mesures $E_{2(O_3, O_4)}$ . . . . .	121
A.4	Représentation temporelle (a) et fréquentielle (b) des signaux reçus. Série de mesures $E_{2(O_3, O_4)}$ . . . . .	121
A.5	Configuration de la série de mesures $E_{3(O_5, O_6)}$ . . . . .	122
A.6	Représentation temporelle (a) et fréquentielle (b) des signaux reçus. Série de mesures $E_{3(O_5, O_6)}$ . . . . .	122
A.7	Configuration de la série de mesures $E_{4(O_7, O_8)}$ . . . . .	123
A.8	Représentation temporelle (a) et fréquentielle (b) des signaux reçus. Série de mesures $E_{4(O_7, O_8)}$ . . . . .	123
A.9	Configuration de la série de mesures $E_{5(O_1, O_2)}$ . . . . .	124
A.10	Représentation temporelle (a) et fréquentielle (b) des signaux reçus. Série de mesures $E_{5(O_1, O_2)}$ . . . . .	124
A.11	Configuration de la série de mesures $E_{6(O_3, O_4)}$ . . . . .	125

A.12	Représentation temporelle (a) et fréquentielle (b) des signaux reçus. Série de mesures $E_{6(O_3,O_4)}$ . . . . .	125
A.13	Configuration de la série de mesures $E_{7(O_5,O_6)}$ . . . . .	126
A.14	Représentation temporelle (a) et fréquentielle (b) des signaux reçus. Série de mesures $E_{7(O_5,O_6)}$ . . . . .	126
A.15	Configuration de la série de mesures $E_{8(O_7,O_8)}$ . . . . .	127
A.16	Représentation temporelle (a) et fréquentielle (b) des signaux reçus. Série de mesures $E_{8(O_7,O_8)}$ . . . . .	127
A.17	Photo de la cuve expérimentale avant remplissage . . . . .	128
A.18	Photo de la cuve expérimentale : râteau . . . . .	128
C.1	Paramètres des sédiments marins . . . . .	134
C.2	Méthode de classification des sédiments. . . . .	135
D.1	Gammes de fréquences des différents systèmes acoustiques sous-marine et distances maximales d'utilisation . . . . .	139

---

# Liste des tableaux

III.1	Valeurs des déphasages simulés suivant la loi normale de moyenne $m_d$ et d'écart type $v_d$ (toutes les valeurs de ce tableau sont données en radian)	40
III.2	Valeurs obtenues lors de la minimisation de la fonctionnelle ( $N_{s-groupe2}$ est le nombre de secteurs dans le groupe 1 et $S_r$ est le secteur retenu, représenté par une croix dans le tableau)	44
III.3	$EQM$ entre les déphasages estimés $\phi^e$ et les déphasages théoriques $\phi$	44
III.4	Estimation de $\theta^e$ et de $\rho^e$ après compensation des déphasages	45
V.1	Valeurs simulées $\theta^s$ et $\rho^s$ des objets.	71
V.2	Valeurs estimées $\theta^e$ et $\rho^e$ pour les différents $RSB$ après traitement du bruit	75
VI.1	Caractéristiques physiques de l'eau et du sable qui composent la cuve expérimentale	80
VI.2	Caractéristiques physiques des différents objets.	82
VI.3	Caractéristiques des différents objets ( le rayon interne $\alpha_{bO_k} = \alpha_{aO_k} - 0.001$ m, pour $k = 1, \dots, 8$ et $Dist_{objets}$ est la distance séparant deux objets du même couple)	83
VI.4	Coordonnées géographiques expérimentales $\theta$ et de $\rho$ de tous les objets. Le sens positif de $\theta$ est dans le sens des aiguilles d'une montre	86
VI.5	Paramètres utilisés pour appliquer l'algorithme de traitement des signaux corrélés	94
VI.6	Erreur quadratique moyenne entre les déphasages estimés $\phi^e$ et les déphasages simulés $\phi$	96
VI.7	Valeurs estimées de $\theta$ et de $\rho$ par la méthode de localisation géographique des objets, après décorrélation des signaux par l'opérateur de focalisation	96
VI.8	Valeurs de l'erreur quadratique moyenne : en présence de signaux corrélés	97

VI.9	Valeurs estimées de $\theta$ et de $\rho$ par la méthode de localisation géographique des objets, après élimination du bruit en utilisant la matrice des cumulants . . . . .	98
VI.10	Valeurs de l'erreur quadratique moyenne : en présence du bruit . . .	98

---

# Glossaire : Symboles, Notations mathématiques, Sigles et abréviations

La plupart des notations (abréviations) utilisées dans le présent document correspondent à celles les plus couramment employées dans la littérature. Toutefois, afin de faciliter la lecture du document et d'éviter toute équivoque, une liste des principales notations (abréviations) est présentée ici. La plupart sont détaillées dans le texte la première fois où elles apparaissent ainsi que lorsque certaines définitions de variables peuvent prêter à confusion.

## Symboles

Symboles relatifs aux objets :

$K$	Nombre de sources rayonnantes ou d'objets
$\theta$	Angle (direction) de la source ou de l'objet
$\rho$	Distance objet-premier capteur de l'antenne
$c_l$	Célérité longitudinale de l'onde dans l'objet
$c_t$	Célérité transversale de l'onde dans l'objet
$D_{objet}$	Masse volumique de l'objet
$\alpha_a$	Rayon externe de l'objet
$\alpha_b$	Rayon interne de l'objet
$\alpha$	Angle d'orientation du cylindre
$y_c$	Profondeur d'enfouissement de l'objet
$l_O$	Longueur du cylindre

Symboles relatifs aux signaux :

$f$	Fréquence du signal émis
$f_{min}$	Fréquence minimale dans la bande de fréquences
$f_{max}$	Fréquence maximale dans la bande de fréquences
$f_0$	Fréquence centrale dans la bande de fréquence
$\lambda$	Longueur d'onde
$L$	Nombre de fréquences utilisées pour la focalisation
<b>T</b>	Opérateur de focalisation
$\phi$	Vecteur des déphasages dûs aux déplacements des capteurs
<b>A</b>	Matrice de transfert objets-capteurs en présence de déphasages $\phi$
$F$	Fonctionnelle à minimiser
$L_\theta$	Nombre de secteurs dans la direction $\theta$
$L_\rho$	Nombre de secteurs dans la direction $\rho$
$\Delta_\theta$	Longueur des secteurs dans la direction $\theta$
$\Delta_\rho$	Longueur des secteurs dans la direction $\rho$
$L_r$	Nombre de réalisations
<b>a</b>	Vecteur directionnel
<b>A</b>	Matrice de transfert objets-capteurs
<b>b</b>	Vecteur bruit gaussien
$\sigma^2$	Variance du bruit
<b>s</b>	Vecteur des signaux émis par les $K$ sources ou objets
<b>r</b>	Vecteur des signaux reçus
<b>I</b>	Matrice identité
<b><math>\Gamma</math></b>	Matrice interspectrale de <b>r</b>
<b><math>\Gamma_b</math></b>	Matrice interspectrale des bruits
<b><math>\Gamma_s</math></b>	Matrice interspectrale des sources
<b>C</b>	Matrice des cumulants
<b><math>C_t</math></b>	Matrice tranche cumulants
<b><math>U_s</math></b>	Kurtosis des signaux <b>s</b>
<b>V</b>	Matrice des vecteurs propres
<b><math>V_s</math></b>	Matrice des vecteurs propres engendrant le sous-espace signal
<b><math>V_b</math></b>	Matrice des vecteurs propres engendrant le sous-espace bruit
<b><math>\Lambda</math></b>	Matrice des valeurs propres
$P_{cylindre-s}$	Modèle de diffusion acoustique par un tube cylindrique en champ libre
$P_{sphère-s}$	Modèle de diffusion acoustique par une sphère creuse en champ libre

Symboles relatifs aux capteurs :

$N$	Nombre de capteurs qui forment l'antenne
$d$	Distance intercapteur
$\theta_{inc}$	Angle d'incidence
$I_{dir}$	Intensité du diagramme de directivité sur le fond
$D_{dir}$	Directivité de l'émetteur
$\alpha_{emetteur}$	Rayon de l'émetteur

Symboles relatifs aux milieux de propagation :

$c_1$	Célérité de l'onde dans le milieu 1 (eau)
$c_2$	Célérité dans le milieu 2 (sédiment)
$c_3$	Célérité dans le fluide interne de l'objet
$k_1$	Nombre d'onde dans le milieu 1 (eau)
$k_2$	Nombre d'onde dans le milieu 2 (sédiment)
$k_3$	Nombre d'onde dans le fluide interne de l'objet
$D_1$	Masse volumique du milieu 1 (eau)
$D_2$	Masse volumique du milieu 2 (sédiment)
$D_3$	Masse volumique du fluide interne de l'objet
$h, H_a, H_b$	Distance entre l'antenne et l'interface eau-sédiment
$m$	Nombre de modes
$P_m$	Polynôme de Legendre
$H_m^{(1)}$	Fonction de Hankel cylindrique d'ordre 1
$h_m^{(1)}$	Fonction de Hankel sphérique d'ordre 1
$J_m$	Fonction de Bessel
$N_m$	Fonction de Neumann

Symboles relatifs au spectre spatial :

$G$	Spectre spatial pour une localisation
$Z$	Spectre spatial pour une localisation géographique

Notations mathématiques

$[\cdot]^+$	Opérateur transposition-conjugaison
$[\cdot]^*$	Opérateur de conjugaison
$[\cdot]^T$	Opérateur de transposition
$ \cdot $	Valeur absolue
$E[X]$	Espérance mathématique de $X$
$Cum[X]$	Cumulants de $X$
$rang[X]$	Rang de la matrice $X$
$\mathbf{Y} = diag[\mathbf{x}]$	$\mathbf{x}$ est la diagonale de matrice $\mathbf{Y}$
$\ \cdot\ $	Norme euclidienne
$\ \cdot\ _F$	Norme de Frobenius

## Sigles et abréviations

<i>MUSIC</i>	Multiple Signal Classification
<i>DIRECT</i>	DIviding RECTangles
<i>RSB</i>	Rapport Signal sur Bruit
<i>AIC</i>	Akaike Information Criterium
<i>MDL</i>	Minimum Description Length
<i>LMA</i>	Laboratoire de Mécanique et d'Acoustique (Marseille)
$E_\theta$	Erreur d'estimation de $\theta$
$E_\rho$	Erreur d'estimation de $\rho$
<i>EQM</i>	Écart Quadratique Moyenne

# Introduction



---

# Introduction générale

L'intérêt porté à la détection et la localisation d'objets en acoustique sous-marine s'avère de nos jours, encore très important. En effet, la localisation à l'aide d'ondes acoustiques intéresse aussi bien le domaine militaire pour sa recherche de mines enfouies que le domaine civil pour la localisation de câbles, de pipe-lines, d'épaves ou bien encore pour des investigations archéologiques. Différentes techniques existent pour détecter et localiser ces objets mais seules les techniques acoustiques seront envisagées lors de notre étude.

Parmi ces méthodes acoustiques, nous pouvons citer le sonar à synthèse d'ouverture [87], [88]. Ce type de détection rencontre essentiellement deux problèmes majeurs. Le premier concerne l'atténuation des ondes acoustiques dans le sédiment. En effet, l'atténuation étant fonction de la fréquence, seules les plus basses fréquences peuvent pénétrer suffisamment en profondeur pour rencontrer les objets enfouis, ce qui conduit alors à une faible résolution. Le deuxième problème est le phénomène d'aveuglement dû à la présence d'un écho important généré par l'interface eau/sédiment et qui peut masquer un éventuel écho de la cible. Récemment, des travaux théoriques et expérimentaux, ont été réalisés, pour améliorer la résolution des sonars à ouverture synthétique sans augmenter pour autant la fréquence, ni accroître la taille de l'antenne physique [44], [75].

Le sonar à émission paramétrique [41], [99] est un autre procédé pour détecter des objets enfouis, tout aussi intéressant que le sonar à ouverture synthétique. Ce dispositif utilise deux fréquences voisines et exploite la différence entre ces deux fréquences, qui est basse fréquence.

Le sonar sismique [64], [113] qui repose sur la transmission des ondes de surface de type Rayleigh, Stoneley-Scholte, peut être également utilisé pour détecter et localiser des objets enfouis. Ces ondes de surface, guidées dans les premiers mètres de sédiment, se propagent alors dans celui-ci et interagissent avec les objets éventuellement enfouis.

D'autres techniques utilisant la résonance acoustique en temps-fréquence permettent de localiser des objets [104]. Ces techniques se sont limitées à la recherche d'objets de forme simple [42]. Nicq et al. [70] ont essayé d'évaluer ces techniques sur des objets de forme plus complexes.

Des techniques basées sur le traitement de signal, comme le retournement temporel [74], ont été aussi appliquées aux objets enfouis. C'est une technique de focalisation à travers un milieu inhomogène sur une cible réfléchissante. La principale limitation de cette technique concerne les réflexions multiples.

D'autres méthodes de localisation d'objets peuvent être trouvées dans les références suivantes : [30], [43], [49], [52], [61], [89], [91], [94], [97], [110].

Récemment une étude, basée sur le traitement d'antenne [65], [60] pour localiser des objets enfouis dans le sol [1], [2], [3], [4], [76] a été développée. Le principe est d'associer le champ électromagnétique diffusé par des objets enfouis à la méthode MUSIC (MUltiple SIgnal Classification) [7], [20], [21], [22], au lieu d'utiliser le modèle d'onde plane comme c'est souvent le cas. Cette approche permet d'estimer les coordonnées des objets (l'angle et la distance objet-capteur) de forme connue, quel que soit leur emplacement vis à vis de l'antenne, en champ proche ou en champ lointain. Les limites de cette approche sont celles de la méthode MUSIC. En effet, les performances de la méthode MUSIC se dégradent fortement lorsque les signaux sont corrélés, lorsque les positions des capteurs de l'antenne sont inconnues et lorsque le bruit est important. Plusieurs techniques ont été proposées pour répondre à ces différents problèmes, comme le lissage spatial et fréquentiel en vue de décorrélérer les signaux [73], [90], [102], [103], [106], [107], les méthodes de traitement du bruit, telles que les méthodes de blanchiment, de soustraction de la matrice du bruit [37], les méthodes utilisant la matrice des cumulants [39], [63], enfin les méthodes d'estimation des fronts d'onde distordus [16], [18], [28], [34], [35], [36], [47], [59], [96]. Toutefois, ces méthodes sont appliquées et validées uniquement lors de l'estimation des directions d'arrivée des ondes (l'angle), en aucun cas nous avons recensé des études validant ces méthodes pour l'estimation simultanée de l'angle et de la distance objet-capteur. C'est pourquoi, nous proposons dans cette étude une nouvelle approche pour détecter et localiser des objets dans le milieu marin. A partir des modèles de diffusion acoustique, nous définissons un nouveau vecteur directionnel à intégrer dans la méthode MUSIC. Plusieurs modèles de diffusion acoustique par un objet [27], [40] ou par plusieurs objets [42], [72], [93], [92], [111], objets enfouis ou partiellement enfouis [29], [58], [89], [93], [92], [98], objets de forme cylindrique [24], [27], [40], [51], ou sphérique [31], [51], [93], [92] sont considérés.

Pour mener une étude réaliste, nous allons considérer le problème de signaux corrélés, de déphasages aléatoires dus aux déplacements aléatoires des capteurs de l'antenne et enfin de bruit. Pour cela, nous avons adapté des outils déjà existants au cas de la détection et la localisation d'objets enfouis dans le sédiment.

Ce document est organisé de la façon suivante :

Dans le chapitre I, nous proposons une introduction au traitement d'antenne, qui s'intéresse à la détection et la localisation de sources rayonnantes dans un milieu. Il est récemment étendu au cas de la sismique pour séparer des ondes et à la détection et localisation d'objets enfouis. Historiquement, la première méthode de localisation développée est la formation de voies. Les travaux de recherche faisant suite, visant à améliorer la résolution spatiale, ont conduit aux développements de méthodes dites à haute résolution.

Nous rappellerons dans ce même chapitre les principaux résultats théoriques du traitement d'antenne développés pour la localisation de sources. Puis nous montrerons l'analogie entre la localisation de sources et la localisation d'objet enfouis.

Dans le chapitre II, nous décrivons notre nouvelle approche de détection et de localisation des objets dans le milieu marin. Celle-ci consiste à adapter des méthodes

qui ont déjà fait leurs preuves dans des domaines d'applications autres que la localisation géographique des objets. Ces méthodes, dites de haute résolution, telle que la méthode MUSIC, ont été largement utilisées pour l'estimation des directions d'arrivée des ondes planes issues de sources acoustiques posées sur le fond. Le principe de cette nouvelle approche est d'adapter les modèles acoustiques, basés sur la solution exacte du champ acoustique diffusé, pour pouvoir les intégrer dans la méthode MUSIC et pouvoir localiser des objets en champ proche et en champ lointain.

Le chapitre III propose une estimation des déphasages des signaux. La méthode de localisation développée considère que l'antenne est rectiligne. Cependant cette condition est difficile à garantir en pratique avec une antenne souple. Les déplacements des capteurs de l'antenne par rapport à leurs positions initiales (antenne rectiligne) introduisent des erreurs de phase sur les signaux reçus et dégradent le pouvoir séparateur et par conséquent perturbent la localisation géographique des objets. La compensation de ces déphasages est donc nécessaire pour améliorer la localisation géographique des objets. Le but de ce travail est d'estimer à la fois les directions d'arrivée et les erreurs de phase. Pour ce faire nous avons développé une technique basée sur la propriété d'orthogonalité entre les sous espaces signal et bruit pour définir une fonctionnelle. Ensuite, nous avons utilisé l'algorithme DIRECT (DIviding RECTangles) pour la recherche du minimum global de cette fonctionnelle, minimum atteint pour les déphasages.

Dans le chapitre IV, nous nous intéressons à la localisation géographique des objets en présence de signaux corrélés. Les signaux reçus par les capteurs sont des signaux réfléchis par les différents objets. Par conséquent, ces signaux sont corrélés entres eux. Dans ce cas, le rang de la matrice interspectrale de ces signaux reçus devient inférieur au nombre d'objets, ce qui conduit à une localisation géographique des objets erronée. Une décorrélation des signaux s'impose. Pour ce faire, nous avons adapté la technique de focalisation (lissage fréquentiel) à notre cas d'étude. Cette technique nous permet de décorréler les signaux sans avoir à augmenter le nombre de capteurs de l'antenne.

Le chapitre V est consacré à la localisation géographique des objets en présence du bruit qui réduit fortement les performances de la méthode développée. Dans notre étude, le bruit considéré est constitué de réverbération (de fond, de surface ou de volume) et du bruit gaussien. Pour réduire, voire éliminer ce bruit, nous avons intégré les statistiques d'ordre quatre dans notre étude. En remplaçant la matrice interspectrale initiale par la matrice des cumulants, on arrive à éliminer ce bruit gaussien et à obtenir de meilleurs résultats.

Le chapitre VI illustre notre méthode de localisation géographique des objets pour plusieurs séries de mesures réalisées dans une cuve expérimentale au Laboratoire de Mécanique et d'Acoustique (LMA/CNRS Marseille). Cette cuve est remplie d'eau et contient du sable fin où sont légèrement enfouis des objets de forme sphérique ou cylindrique. Les données expérimentales obtenues nous ont servi pour valider notre méthode de localisation géographique des objets dans un environnement proche d'un milieu réel.

Enfin, une conclusion générale retrace les grandes lignes du travail réalisé et des perspectives inhérentes à cette étude sont proposées.

Dans ce qui va suivre, nous désignons par "localisation géographique des objets", l'estimation simultanée des directions d'arrivée des objets et les distances objets-capteurs.

# Chapitre I



---

# Introduction au traitement d'antenne

---

## Sommaire

---

I.1	Formulation du problème . . . . .	8
I.2	Méthode à faible résolution : formation de voies . . . . .	10
I.3	Méthodes à haute résolution . . . . .	11
I.3.1	Méthode MUSIC . . . . .	11
I.4	Conclusion . . . . .	13

---

Dans de nombreux domaines comme l'acoustique, la géophysique, l'astronomie, les télécommunications, l'imagerie médicale, etc. Les signaux fournis par un réseau de capteurs formant une antenne sont utilisés afin de caractériser un ou plusieurs émetteurs potentiels appelés sources.

Le traitement d'antenne s'intéresse au problème de signaux spatiaux temporels échantillonnés en temps et en espace par un réseau de capteurs. Les signaux délivrés par ces capteurs contiennent des informations sur les sources.

La formation de voies est parmi les premières méthodes développées pour la localisation des sources rayonnantes. Elle est basée sur le calcul de l'énergie reçue dans une direction privilégiée en réalisant des rotations virtuelles de l'antenne. Cette méthode est dite à faible résolution car sa résolution spatiale dépend de la largeur du diagramme de réception de l'antenne qui est liée à son tour à la longueur de l'antenne. C'est ce qui limite la formation de voies pour localiser des sources proches ou voisines. Ensuite, des méthodes dites haute résolution, telle que la méthode MUSIC, ont été développées. Elles sont basées sur la projection d'un modèle de vecteur directionnel des sources sur les vecteurs du sous-espace bruit.

Dans ce chapitre, nous présentons les fondements des principales méthodes utilisées en traitement d'antenne. Il ne s'agira pas ici d'une présentation exhaustive, mais simplement de fournir des indications permettant au lecteur de mieux situer les approches qui seront utilisées dans la suite du document.

## I.1 Formulation du problème

On considère une antenne rectiligne composée de  $N$  capteurs identiques, équidistants, omnidirectionnels et de gain unitaire (voir figure I.1). La distance entre les capteurs est inférieure à  $\lambda/2$ , où  $\lambda$  est la longueur d'onde correspondant à la fréquence  $f$  des sources. Cette antenne reçoit  $K$  ( $K < N$ ) signaux émis par des sources rayonnantes auxquels se superpose un bruit additif.

On notera  $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_K(t)]^T$  le vecteur des signaux émis par les  $K$  sources et  $\mathbf{b}(t) = [b_1(t), b_2(t), \dots, b_N(t)]^T$  le vecteur des bruits reçus sur les  $N$  capteurs. Le vecteur des signaux reçus sur les  $N$  capteurs s'écrit :  $\mathbf{r}(t) = [r_1(t), r_2(t), \dots, r_N(t)]^T$ .

Ainsi, le signal reçu par le  $i^{\text{ème}}$  capteur est donné par :

$$r_i(t) = \sum_{k=1}^K s(t - \tau_{i,k}) + b_i(t), \quad (\text{I.1})$$

où  $\tau_{i,k} = (i - 1) \frac{d \cdot \sin \theta_k}{c} = (i - 1) \tau_k$  est le retard temporel entre le premier et le  $i^{\text{ème}}$  capteur schématisé sur la figure I.1. Le premier capteur étant pris pour référence.

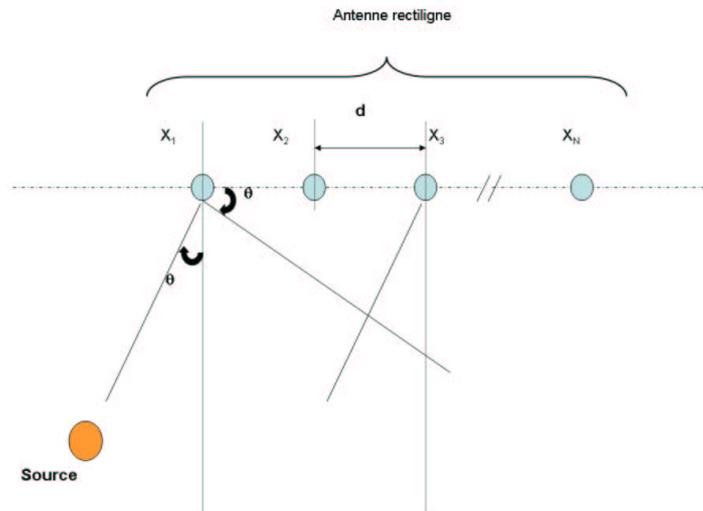


Figure I.1 — Schématisation du front d'onde plan reçu par une antenne rectiligne

Nous supposons que :

- le milieu est infini, isotrope et homogène,
- les  $K$  sources sont placées à l'infini,
- le bruit est blanc gaussien, centré et de variance  $\sigma^2$ .

La transformée de Fourier des signaux reçus est regroupée dans un vecteur noté  $\mathbf{r}(f)$ . Le signal reçu par le  $i^{\text{ème}}$  capteur, dans le domaine fréquentiel, est donné par :

$$r_i(f) = \sum_{k=1}^K s_k(f) e^{-j2\pi f \tau_{ik}} + b_i(f), \quad (i = 1, \dots, N). \quad (\text{I.2})$$

En utilisant la notation matricielle, le vecteur des signaux reçus s'écrit alors,

$$\mathbf{r}(f) = \mathbf{A}(\theta, f) \mathbf{s}(f) + \mathbf{b}(f) \quad , \quad (\text{I.3})$$

où  $\mathbf{s}(f)$  est le vecteur signal, donné par :

$$\mathbf{s}(f) = \begin{bmatrix} s_1(f) \\ \vdots \\ s_K(f) \end{bmatrix},$$

$\mathbf{b}(f)$  est le vecteur bruit reçu par l'antenne.

$$\mathbf{A}(\theta, f) = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 \\ e^{-j\varphi_1} & \dots & e^{-j\varphi_K} \\ e^{-j2\varphi_1} & \dots & e^{-j2\varphi_K} \\ \vdots & \dots & \vdots \\ e^{-j(N-1)\varphi_1} & \dots & e^{-j(N-1)\varphi_K} \end{bmatrix} \quad \text{et } \varphi_k = 2\pi f \tau_k.$$

$\mathbf{A}(\theta, f)$  est appelée matrice de transfert sources-capteurs et contient les informations sur les directions d'arrivée des  $K$  sources.

On définit la matrice interspectrale, des signaux reçus à la fréquence  $f$ , par :

$$\mathbf{\Gamma}(f) = E [\mathbf{r}(f) \mathbf{r}^+(f)] \quad , \quad (\text{I.4})$$

Cette matrice est estimée par :

$$\hat{\mathbf{\Gamma}}(f) = \frac{1}{L_r} \sum_{l=1}^{L_r} \mathbf{r}_l(f) \mathbf{r}_l^+(f), \quad (\text{I.5})$$

où  $L_r$  représente le nombre de réalisations.

En présence d'un bruit non corrélé avec les signaux sources, la matrice  $\mathbf{\Gamma}(f)$  s'écrit :

$$\mathbf{\Gamma}(f) = \mathbf{A}(\theta, f) \mathbf{\Gamma}_s(f) \mathbf{A}^+(\theta, f) + \mathbf{\Gamma}_b(f), \quad (\text{I.6})$$

où  $\mathbf{\Gamma}_s(f)$  est la matrice interspectrale des signaux sources donnée par :

$$\mathbf{\Gamma}_s(f) = E [\mathbf{s}(f) \mathbf{s}^+(f)] \quad ,$$

et  $\mathbf{\Gamma}_b(f)$  est la matrice interspectrale des bruits donnée par :

$$\mathbf{\Gamma}_b(f) = \text{E} [\mathbf{b}(f)\mathbf{b}^+(f)] .$$

En supposons le bruit blanc et de variance  $\sigma^2(f)$ , la matrice interspectrale du bruit devient :

$$\mathbf{\Gamma}_b(f) = \sigma^2(f)\mathbf{I}_N,$$

avec  $\mathbf{I}_N$ , la matrice identité de dimension  $N \times N$ .

Les propriétés algébriques de la matrice interspectrale des signaux reçus permettent d'établir plusieurs méthodes de localisation de sources. Comme la matrice est hermitienne et définie positive, ses vecteurs propres sont orthogonaux et ses valeurs propres sont réelles et positives. Les méthodes haute résolution de traitement d'antenne répartissent en deux sous-espaces l'ensemble des vecteurs propres [60] :

- le sous-espace signal, constitué des vecteurs propres associés aux  $K$  plus grandes valeurs propres,
- et le sous-espace bruit, constitué des vecteurs associés aux  $N - K$  plus petites valeurs propres.

La matrice interspectrale peut se mettre sous la forme :

$$\mathbf{\Gamma}(f) = [\mathbf{V}_s(f)\mathbf{V}_b(f)] \begin{bmatrix} \mathbf{\Lambda}_s & 0 \\ 0 & \mathbf{\Lambda}_b \end{bmatrix} [\mathbf{V}_s(f)\mathbf{V}_b(f)]^+, \quad (\text{I.7})$$

où  $\mathbf{V}_s(f)$  et  $\mathbf{V}_b(f)$  sont les matrices contenant les vecteurs propres associés respectivement au sous-espace signal et au sous-espace bruit.  $\mathbf{\Lambda}_s$  et  $\mathbf{\Lambda}_b$  sont des matrices diagonales constituées de valeurs propres associées respectivement aux sous-espaces signal et bruit.

A présent définissons les différentes méthodes de localisation de sources exploitant les propriétés algébriques de la matrice interspectrale.

## I.2 Méthode à faible résolution : formation de voies

La formation de voies [55] est une méthode d'analyse spatiale utilisée en traitement d'antenne pour estimer les directions d'arrivée des sources à partir des observations en scrutant l'horizon. Cette méthode est directement inspirée du fonctionnement des antennes giratoires utilisées par les radars de veille. Elle consiste à tourner l'antenne rectiligne sur elle-même et calculer l'énergie reçue pour chaque angle de rotation.

L'énergie reçue a pour expression [55] :

$$G_{fv}(\theta) = |\mathbf{a}^+(f, \theta)\mathbf{r}(f)|^2, \quad (\text{I.8})$$

où  $\mathbf{a}(f, \theta)$  s'écrit,

$$\mathbf{a}(f, \theta) = \left[ 1 \quad e^{-2j\pi f \frac{d \sin \theta}{c}} \quad \dots \quad e^{-2j\pi f (N-1) \frac{d \sin \theta}{c}} \right]^T, \quad \theta \in \left[ \frac{-\pi}{2}, \frac{\pi}{2} \right].$$

Les maxima d'énergie sont obtenus dans la direction  $\theta$  pour laquelle l'énergie reçue atteint son maximum. Ainsi à chaque maximum observé, on détecte une source.

Cette technique possède une faible résolution spatiale d'où l'apparition d'autres techniques telles que les techniques à haute résolution. Cependant, si on cherche juste une préestimation approximatives des directions d'arrivée des sources pour initialiser un algorithme donné, cette méthode reste idéale car elle est très simple à implémenter et moins coûteuse en terme de temps de calcul. C'est pour toutes ces raisons que cette méthode sera utilisée dans le quatrième et cinquième chapitres.

### I.3 Méthodes à haute résolution

Ces méthodes exploitent les statistiques d'ordre deux des signaux enregistrés [7], [54], [55], [60]. L'idée de base de ces méthodes est la décomposition de l'espace d'observation en deux sous espaces complémentaires : le sous-espace signal et le sous-espace bruit. Contrairement à la méthode de formation de voies, ces méthodes utilisent la propriété d'orthogonalité entre les deux sous espaces pour localiser les sources, ce qui les rend indépendantes des paramètres physiques associés à l'expérimentation.

#### I.3.1 Méthode MUSIC

La méthode du goniomètre ou MUSIC [7], [60] est la plus connue des méthodes haute résolution. Cette méthode a été largement utilisée dans les sonar et les radar pour la localisation spatiale des sources. Les vecteurs sources appartiennent au sous-espace signal et sont donc orthogonaux au sous-espace bruit. La méthode MUSIC exploite les éléments propres de la matrice interspectrale. En faisant le produit scalaire des vecteurs sources avec les éléments du sous-espace bruit on obtient des zéros dans les directions d'arrivée des sources dans le pseudo-spectre représenté par [7] :

$$G_{1-m}(f, \theta) = \sum_{i=K+1}^N |\mathbf{v}_i^+(f) \mathbf{a}(f, \theta)|^2, \quad (\text{I.9})$$

où  $\mathbf{v}_i^+(f)$  est le  $i^{\text{ème}}$  vecteur propre de la matrice  $\mathbf{\Gamma}(f)$ . Pour éviter une recherche de zéros qui provoquerait des approximations supplémentaires, on s'intéresse à l'inverse de la fonction (I.9) soit :

$$G_{2-m}(f, \theta) = \frac{1}{\sum_{i=K+1}^N |\mathbf{v}_i^+(f) \mathbf{a}(f, \theta)|^2}. \quad (\text{I.10})$$

On cherche alors les maxima de cette fonction.

C'est cette méthode que nous envisageons d'utiliser pour localiser géographiquement des objets dans le milieu marin et ça fera l'objet du deuxième chapitre.

## I.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons voulu introduire quelques notions de base de traitement d'antenne ainsi que les outils qui seront utilisés dans les chapitres suivants.

Nous avons d'abord présenté une des premières méthodes de localisation de sources dites à faible résolution, c'est la méthode de formation de voies. C'est une méthode simple à implémenter et peu coûteuse en terme de temps de calcul. Elle sera utilisée dans le quatrième et le cinquième chapitres pour une préestimation des directions d'arrivée des sources pour initialiser l'opérateur de focalisation bilinéaire.

Ensuite, nous avons présenté d'autres méthodes de localisation de sources dites à haute résolution. La méthode MUSIC, qui est une de ces méthodes, exploite les éléments propres de la matrice interspectrale, donc en terme de temps de calcul elle est plus coûteuse que la méthode de formation de voies. Cette méthode a démontré ses performances dans plusieurs domaines d'applications comme l'acoustique sous-marine, les télécommunications, la sismologie, etc. La seule contrainte de cette méthode est la connaissance du modèle de propagation. Elle sera implémentée dans le deuxième chapitre pour une localisation géographique des objets qui sont soit enfouis ou en champ libre.



## Chapitre II



---

**Sommaire**

---

II.1	Formulation du problème . . . . .	18
II.2	Modèles de diffusion acoustique . . . . .	19
II.2.1	Cas d'un tube cylindrique . . . . .	19
II.2.2	Cas d'une sphère creuse . . . . .	20
II.3	Algorithme de détection et localisation géographique des objets . . .	21
II.4	Simulations numériques . . . . .	23
II.4.1	Exemple de référence . . . . .	23
II.4.2	Exemple : Localisation géographique des objets en champ libre	23
II.5	Conclusion . . . . .	25

---

**D**ans ce chapitre, nous montrons comment adapter la méthode MUSIC, décrite dans le premier chapitre, à la détection et la localisation géographique des objets dans le milieu marin. Cette nouvelle méthode permet d'estimer simultanément les direction d'arrivée des objets et les distances objets-capteurs en utilisant un modèle de diffusion acoustique approprié à la géométrie et à la nature de l'objet à localiser.

Nous considérons les modèles de diffusion acoustique par des objets en champ libre : les objets à localiser et l'antenne sont dans le même milieu fluide. Nous nous intéressons à détecter et localiser des objets de forme sphérique (sphères creuses) ou cylindrique (tubes cylindrique).

La méthode de localisation géographique des objets, va consister à définir un nouveau vecteur directionnel qui sera intégré dans la méthode MUSIC. ce vecteur directionnel est formé en utilisant les modèles de diffusion acoustique.

Enfin nous terminons sur des exemples d'applications des modèles de diffusion acoustique dans la méthode MUSIC.

## II.1 Formulation du problème

Soit une onde plane arrivant dans une direction faisant un angle  $\theta_{inc}$  par rapport à la verticale. Cette onde plane incidente va se propager et sera réfléchiée par les  $K$  objets comme le montre la figure II.1. Nous considérons une antenne rectiligne composée de  $N$  capteurs identiques  $x_1, \dots, x_N$  et équidistants, d'une distance  $d$ , qui reçoit les signaux réfléchis par les  $K$  objets ( $N > K$ ) en présence d'un bruit blanc gaussien.

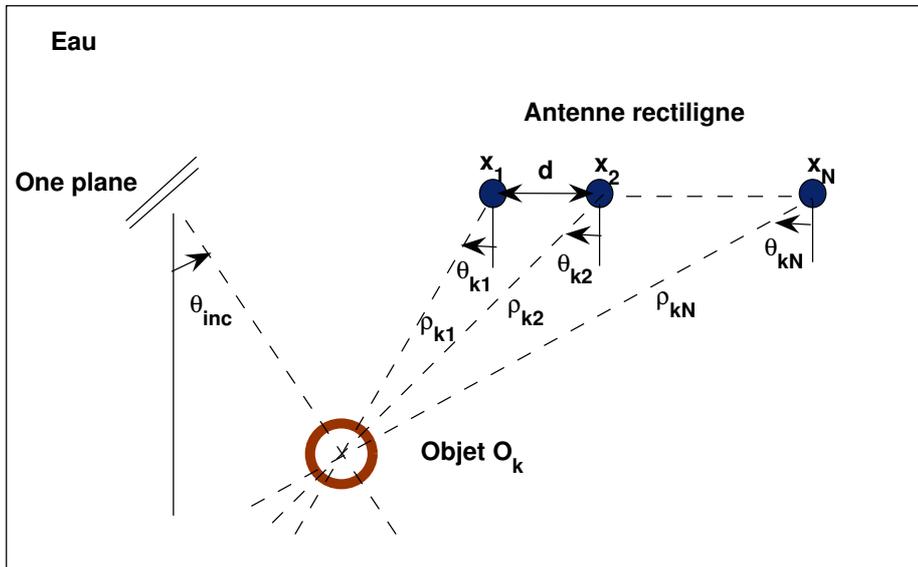


Figure II.1 — Configuration du problème.

Les signaux reçus sont regroupés en un seul vecteur noté  $\mathbf{r}(f)$  et qui s'écrit dans le domaine fréquentiel sous la forme :

$$\mathbf{r}(f) = \mathbf{A}(f, \theta, \rho)\mathbf{s}(f) + \mathbf{b}(f), \quad (\text{II.1})$$

où  $\mathbf{s}(f)$  et  $\mathbf{b}(f)$  ont été définis dans le chapitre précédent.  $\mathbf{A}(f, \theta, \rho)$  est la matrice de transfert ( $N \times K$ ) objets-capteurs, définie par :

$$\mathbf{A}(f, \theta, \rho) = [\mathbf{a}(f, \theta_1, \rho_1), \mathbf{a}(f, \theta_2, \rho_2), \dots, \mathbf{a}(f, \theta_K, \rho_K)],$$

Chaque élément du vecteur  $\mathbf{a}(f, \theta_k, \rho_k)$  ( $k = 1, \dots, K$ ) est formé à partir des différents modèles de diffusion acoustique décrits dans les sections suivantes.

La matrice interspectrale comme dans le chapitre précédent, s'écrit :

$$\mathbf{\Gamma}(f) = \mathbf{A}(f, \theta, \rho)\mathbf{\Gamma}_s(f)\mathbf{A}^+(f, \theta, \rho) + \mathbf{\Gamma}_b(f), \quad (\text{II.2})$$

où  $\mathbf{\Gamma}_s(f) = E[\mathbf{s}(f)\mathbf{s}(f)^+]$  est la matrice interspectrale de  $\mathbf{s}(f)$  et  $\mathbf{\Gamma}_b(f) = E[\mathbf{b}(f)\mathbf{b}(f)^+]$  est la matrice interspectrale de  $\mathbf{b}(f)$ .

La matrice interspectrale  $\mathbf{\Gamma}(f)$  sera utilisée par la suite pour estimer les directions d'arrivée  $\theta$  des objets et les distances objets-capteurs  $\rho$ . Avant de présenter la méthode de localisation géographique des objets, nous étudions d'abord les modèles de diffusion acoustique.

## II.2 Modèles de diffusion acoustique

Dans cette partie, nous allons introduire un formalisme mathématique permettant de modéliser simplement la diffusion par des structures géométriques plus ou moins complexes (tubes cylindriques et sphères creuses).

Nous considérons tout d'abord la diffusion acoustique par un tube cylindrique en champ libre. Ensuite, nous présenterons le cas de la sphère creuse. Une onde de pression peut s'écrire sous la forme (cf.annexe D) [105] :

$$P(f, \theta, \rho, t) = P(f, \theta, \rho)e^{-j2\pi ft}. \quad (\text{II.3})$$

Le facteur  $e^{-j2\pi ft}$  toujours présent en théorie, sera conventionnellement omis dans la suite du problème par soucis d'allègement d'écriture.

Considérons un milieu fluide illimité qui contient l'antenne et l'objet comme le montre la figure II.1. Cet objet est soit un tube cylindrique infiniment long, soit une sphère creuse de rayons externe  $\alpha_a$  et interne  $\alpha_b$ .

Les deux fluides à l'extérieur et à l'intérieur de l'objet sont indexés, respectivement par 1 et 3. Ainsi on notera  $D_i$  les masses volumiques,  $c_i$  les vitesses de propagation et  $k_i$  le nombre d'onde ( $k_i = \omega/c_i$  avec  $i = 1, 3$  et  $\omega$  la vitesse angulaire,  $\omega = 2\pi f$ ). Nous noterons également  $D_{objet}$  la masse volumique de l'objet et les vitesses longitudinale  $c_l$  et transversale  $c_t$  dans le milieu solide de l'objet.

L'objet est soumis à une onde incidente plane sous un angle  $\theta_{inc}$  et il est localisé géographiquement par rapport au premier capteur de l'antenne par les coordonnées suivantes :

- l'angle  $\theta_1$ ,
- la distance objet-capteur  $\rho_1$ .

### II.2.1 Cas d'un tube cylindrique

Considérons un cylindre élastique, de longueur infinie, dont l'axe coïncide avec l'axe  $z$  comme le montre la figure II.2.

Il s'agit de déterminer le champ de pression diffusé par ce tube cylindrique  $P_{cylindre-s}(\theta_1, \rho_1)$  qui a fait l'objet de plusieurs études [19], [23], [27], [45], [56], [57].

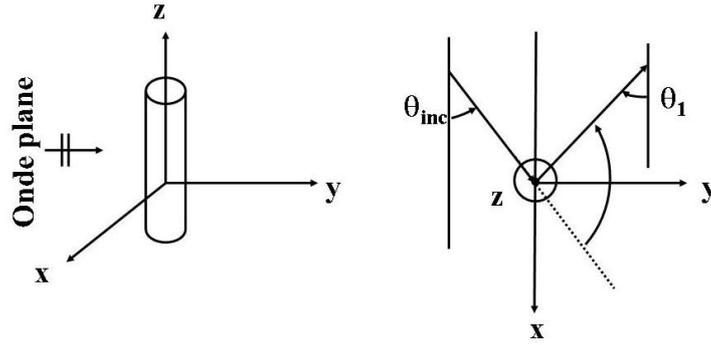


Figure II.2 — Positions des axes par rapport au cylindre

Dans cadre de ce travail, nous avons retenu l'étude faite par Doolittle et al. [27]. Le champ de pression diffusé par un cylindre creux en champ libre est donné par [27] :

$$P_{cylindre-s}(\theta_1, \rho_1) = P_{cylindre-0} \sum_{m=0}^{\infty} j^m \epsilon_m b_m H_m^{(1)}(k_1 \rho_1) \cos(m(\pi - \theta_1 - \theta_{inc})), \quad (\text{II.4})$$

où  $\epsilon$  est le coefficient de Neuman ( $\epsilon_0 = 1, \epsilon_1 = \epsilon_2 = \dots = 2$ ),  $m$  est le nombre de modes,  $H_m^{(1)}$  est la fonction de Hankel cylindrique d'ordre 1,  $P_{cylindre-0}$  est une constante et  $b_m$  est un coefficient déterminé en utilisant les conditions aux limites en  $\rho_1 = \alpha_a$  et  $\rho_1 = \alpha_b$  [27].  $b_m$  est donné en annexe B.

## II.2.2 Cas d'une sphère creuse

D'une façon similaire, nous allons considérer la diffusion acoustique par une sphère creuse en champ libre [32], [38], [40], [45], [53], [48], [93], [114]. Pour le cas de la sphère creuse nous avons retenu l'étude faite par Goodman et al. [40].

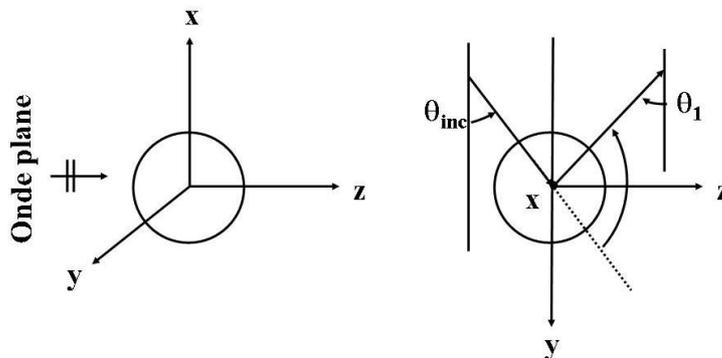


Figure II.3 — Positions des axes par rapport à la sphère

Le champ de pression diffusé par une sphère creuse en champ libre, en considérant la configuration de la figure II.3, est donné par [40] :

$$P_{\text{sphère-}s}(\theta_1, \rho_1) = P_{\text{sphère-}0} \sum_{m=0}^{\infty} j^m (2m+1) B_m h_m^{(1)}(k_1 \rho_1) P_m(\cos(\pi - \theta_1 - \theta_{inc})), \quad (\text{II.5})$$

où  $P_{\text{sphère-}0}$  est une constante et  $P_m(\cos(\pi - \theta_1 - \theta_{inc}))$  est le polynôme de Legendre.  $h_m^{(1)}$  est la fonction de Hankel sphérique d'ordre 1.

Le coefficient  $B_m$  est déterminé par les conditions aux limites en  $\rho_1 = \alpha_a$  et  $\rho_1 = \alpha_b$  [40].  $B_m$  est donné en annexe B.

## II.3 Algorithme de détection et localisation géographique des objets

Après avoir étudié différents modèles de diffusion acoustique, nous allons présenter dans cette section comment les intégrer dans la méthode MUSIC pour estimer simultanément les directions d'arrivée des objets et les distances objets-capteurs.

La première étape de l'algorithme [80], [83] correspond à l'estimation du nombre d'objets.

En pratique, on calcule l'ordre de multiplicité de la plus petite valeur propre de la matrice interspectrale. Les critères les plus communément employés pour l'estimation du nombre de sources et qui peuvent être appliqués pour les objets, sont :

- les critères qui testent l'égalité des plus petites valeurs propres de la matrice interspectrale, tels que [108] :
- AIC (Akaike Information Criterion), donné par :

$$AIC(k) = L_r(N-k) \log \frac{MA(k)}{MG(k)} + 2k(N-k), \quad (\text{II.6})$$

où  $L_r$  est le nombre de réalisations, défini au premier chapitre et  $k = 1, \dots, N-1$ ;

- MDL (Minimum Description Length), qui s'écrit :

$$MDL(k) = L_r(N-k) \log \frac{MA(k)}{MG(k)} + \frac{1}{2}k(N-k) \log(L_r), \quad (\text{II.7})$$

où  $MA(k)$  et  $MG(k)$  sont respectivement les moyennes arithmétique et géométrique des  $(N-k)$  dernières valeurs propres, moyennes données par :

$$MA(k) = \frac{1}{(N-k)} \sum_{i=k+1}^N \lambda_i,$$

$$MG(k) = \left( \prod_{i=k+1}^N \lambda_i \right)^{\frac{1}{(N-k)}}.$$

L'estimation du nombre d'objets  $K$  est la valeur de  $k$  qui minimise les critères  $AIC(k)$  ou  $MDL(k)$ ;

- les critères basés sur la comparaison des valeurs propres à un seuil. Il s'agit de fixer un seuil et de considérer que les valeurs propres supérieures à ce seuil [108].

En général, il vaut mieux surestimer le nombre de sources pour disposer au moins des solutions correctes et ne pas prendre le risque de supprimer des solutions [108].

La deuxième étape de l'algorithme [83], [80] consiste à combiner les modèles de diffusion acoustique, étudiés ci-dessus, avec la méthode MUSIC. Le spectre spatial de l'algorithme de localisation géographique des objets s'écrit [80], [81], [83] :

$$Z(\theta, \rho) = \frac{1}{|\mathbf{a}^+(f, \theta, \rho)\mathbf{V}_b(f)|^2}, \quad (\text{II.8})$$

où  $\mathbf{V}_b(f)$  est la matrice des vecteurs propres associés aux plus petites valeurs propres de la matrice interspectrale  $\Gamma(f)$ .

$\mathbf{a}(f, \theta, \rho)$  est le nouveau vecteur directionnel formé par les modèles de diffusion acoustique. Il s'écrit :

$$\mathbf{a}(f, \theta, \rho) = [a(f, \theta_1, \rho_1), a(f, \theta_2, \rho_2), \dots, a(f, \theta_N, \rho_N)]^T, \quad (\text{II.9})$$

Le premier élément de ce vecteur est défini par :

$$\mathbf{a}(f, \theta_1, \rho_1) = \begin{cases} P_{cylindre-s}(\theta_1, \rho_1), & \text{pour un tube cylindrique en champ libre,} \\ P_{sphère-s}(\theta_1, \rho_1), & \text{pour une sphère creuse en champ libre,} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Nous rappelons que les paramètres  $(\theta, \rho)$  de l'objet à localiser sont estimés par rapport au premier capteur de l'antenne, ce qui revient à estimer les paramètres  $(\theta_1, \rho_1)$ . C'est pourquoi les modèles de diffusion acoustique ont été développés en fonction de  $(\theta_1, \rho_1)$ . Cependant, le vecteur  $\mathbf{a}(\theta, \rho)$  requiert la connaissance des autres paramètres  $(\theta_2, \rho_2, \dots, \theta_N, \rho_N)$ . Pour ce faire, nous avons défini une relation géométrique récursive obtenue en appliquant le théorème de Pythagore généralisé sur la configuration de la figure II.1. Cette relation récursive permet d'exprimer  $(\theta_i, \rho_i)$  en fonction de  $(\theta_1, \rho_1)$ . Ainsi nous exprimons d'abord  $(\theta_2, \rho_2)$  en fonction de  $(\theta_1, \rho_1)$ . Puis,  $(\theta_3, \rho_3)$  en fonction de  $(\theta_2, \rho_2)$  et ainsi de suite jusqu'à obtention de tous les  $(\theta_i, \rho_i)$ . Cette relation s'écrit sous la forme suivante :

$$\rho_i = \sqrt{\rho_{i-1}^2 + d^2 - 2\rho_{i-1}d \cos(\frac{\pi}{2} + \theta_{i-1})} \quad (\text{II.11})$$

$$\theta_i = -\frac{\pi}{2} + \cos^{-1}\left[\frac{d^2 + \rho_i^2 - \rho_{i-1}^2}{2\rho_i d}\right], \quad i = 2, \dots, N. \quad (\text{II.12})$$

## II.4 Simulations numériques

### II.4.1 Exemple de référence

Pour générer des données synthétiques, nous considérons un exemple de diffusion acoustique par un (ou plusieurs) tube cylindrique ou d'une sphère creuse. Cet exemple sera pris comme référence tout au long de cette étude :

- $d = 0.002$  m, distance intercapteurs,
- $N = 10$ , nombre de capteurs,
- $f = 200$  kHz, la fréquence de l'onde émise,
- $c_1 = 1500$  m/s, la célérité de l'onde dans le milieu 1 (eau),
- $c_l = 6300$  m/s, la célérité longitudinale de l'onde dans la cible,
- $c_t = 3200$  m/s, la célérité transversale de l'onde dans la cible,
- $c_3 = 1500$  m/s, la célérité dans le fluide interne de l'objet,
- $D_1 = 1000$  kg/m<sup>3</sup>, la masse volumique du milieu 1 (eau),
- $D_{objet} = 2700$  kg/m<sup>3</sup>, la masse volumique de la cible,
- $D_3 = 1000$  kg/m<sup>3</sup>, la densité du fluide interne,
- $\alpha_a = 0.020$  m, le rayon externe de la cible,
- $\alpha_b = 0.019$  m, le rayon interne estimé de la cible,
- $\theta_{inc} = 60^\circ$ , l'angle d'incidence,

Les valeurs de  $D_{objet}$ ,  $c_l$  et  $c_t$  associées à l'objet, correspondent ici à du dural aluminium. L'objet ou les objets sont excités par une onde plane en incidence normale.

Par ailleurs, notons que les coordonnées des objets utilisées pour la simulation sont toujours données par rapport au premier capteur.

### II.4.2 Exemple : Localisation géographique des objets en champ libre

Les objets sont placés dans un seul milieu (dans l'exemple de référence le milieu 1 et 2 forment un seul milieu qui contiendra l'antenne et les objets). Ces objets sont listés ci-dessous :

- 4 tubes cylindriques ayant les coordonnées suivantes : ( $25^\circ$ , 0.15 m), ( $15^\circ$ , 0.2 m) ( $17^\circ$ , 0.2 m) et ( $40^\circ$ , 0.4 m),
- 3 sphères creuses ayant les coordonnées suivantes : ( $20^\circ$ , 0.19 m), ( $10^\circ$ , 0.3 m) et ( $11^\circ$ , 0.28 m).

Nous cherchons à détecter (déterminer le nombre d'objets) et à localiser géographiquement ces objets, c'est-à-dire estimer  $\rho$  (distance objet-premier capteur de l'antenne) et  $\theta$  (angle que fait l'objet avec la normale qui passe par le premier capteur) et cela pour chaque objet.

Nous formons d'abord la matrice interspectrale des données simulées, en considérant un bruit additif, blanc gaussien, de variance  $\sigma^2 = 100$  ( $RSB = 30$  dB) et un nombre de réalisations  $L_r = 20$ . Ensuite, le vecteur directionnel est formé en utilisant le modèle de

diffusion acoustique approprié aux objets à localiser. L'estimation des directions d'arrivée des objets et des distances objets-capteurs est obtenue en appliquant l'équation (II.8) et le résultat obtenu est montré à la figure II.4 (a) pour les sphères creuses et à la figure II.4 (b) pour les tubes cylindriques.

Sur ces deux figures nous retrouvons le nombre d'objets que nous avons simulé, il est égale au nombre de maximums sur les figures. Ainsi, nous distinguons trois maximums sur la figure II.4 (a) et quatre maximums sur la figure II.4 (b) correspondant respectivement aux trois sphères et aux quatre cylindres. Pour évaluer les valeurs estimées des directions d'arrivée des objets et des distances objets-capteurs, nous calculons l'erreur moyenne qu'on définit par :

$$E_{\theta} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K |\theta_e - \theta_s|, \quad E_{\rho} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K |\rho_e - \rho_s|, \quad (\text{II.13})$$

où  $(.)_e$  et  $(.)_s$  représente respectivement les valeurs estimées et les valeurs simulées. Pour les trois sphères, nous avons obtenu  $E_{\theta} = 0.2^{\circ}$  et  $E_{\rho} = 0.001$  m et pour les quatre cylindres,  $E_{\theta} = 0.2^{\circ}$  et  $E_{\rho} = 0.002$  m. Ces erreurs moyennes sont relativement faibles ce qui valide notre méthode de localisation géographique des objets en champ libre.

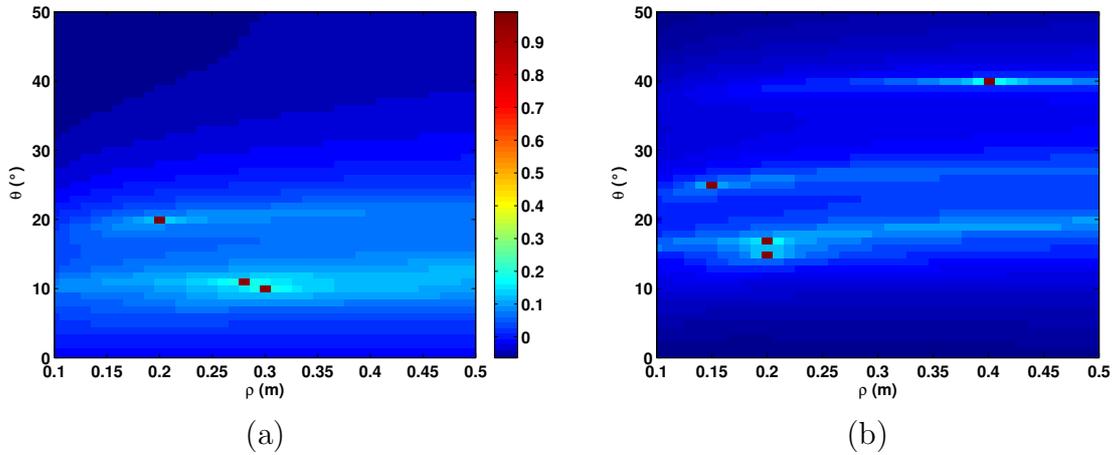


Figure II.4 — Spectre spatial de la méthode de localisation pour des objets en champ libre. (a) 3 sphères de coordonnées  $(20^{\circ}, 0.2 \text{ m})$ ,  $(10^{\circ}, 0.3 \text{ m})$  et  $(11^{\circ}, 0.28 \text{ m})$ . (b) 4 cylindres de coordonnées  $(25^{\circ}, 0.15 \text{ m})$ ,  $(15^{\circ}, 0.2 \text{ m})$ ,  $(17^{\circ}, 0.2 \text{ m})$  et  $(40^{\circ}, 0.4 \text{ m})$ .

## II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié comment combiner la méthode MUSIC avec les modèles de diffusion acoustique pour localiser géographiquement des objets en champ libre.

Nous avons d'abord présenté les modèles de diffusion acoustique par un tube cylindrique de longueur infinie en champ libre puis par une sphère creuse.

Nous avons formé un nouveau vecteur directionnel, en utilisant les modèles de diffusion acoustique appropriés. Ce vecteur directionnel a été utilisé ensuite dans la méthode MUSIC afin de pouvoir faire une estimation simultanée des directions d'arrivée des objets et des distances objets-capteurs. Cette méthode permet de localiser géographiquement des objets quelques soient leurs positions par rapport à l'antenne (champ proche ou champ lointain).

Ce chapitre s'achève par des simulations numériques illustrant la méthode développée. Les résultats obtenus montrent que la méthode développée pour la localisation géographique des objets dans un milieu marin est performante. Cependant, comme toute méthode haute résolution, les performances de la méthode développée pourraient se dégrader en présence de signaux corrélés, la distorsion de l'antenne et à la présence du bruit coloré. C'est pourquoi nous proposons dans les chapitres suivants, des solutions pour pallier à ces problèmes.



## Chapitre III



## Sommaire

---

III.1	Formulation du problème . . . . .	30
III.2	Localisation de sources en présence de déphasages . . . . .	30
III.2.1	Algorithme de localisation de sources en présence de déphasages	32
III.3	Localisation géographique des objets en présence de déphasages . . .	35
III.3.1	Algorithme de localisation géographique des objets en présence de déphasages . . . . .	36
III.4	Cas d'un signal large bande . . . . .	37
III.5	Simulations numériques . . . . .	37
III.5.1	Données synthétiques . . . . .	39
III.5.2	Modélisation des déphasages . . . . .	39
III.5.3	Effet des déphasages sur la méthode de localisation . . . . .	40
III.5.4	Traitement des déphasages . . . . .	42
III.5.5	Résultats des simulations . . . . .	45
III.6	Conclusion . . . . .	46

---

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la localisation géographique des objets à partir des données reçues sur une antenne souple. Une des hypothèses fortes utilisées par les méthodes haute résolution concerne la planéité des fronts d'onde. En pratique, ces fronts d'onde sont toujours distordus. Dans le cadre de cette étude, nous considérons que les distorsions des fronts d'onde s'expriment par un déphasage aléatoire apparaissant sur tous les signaux reçus par les capteurs de l'antenne. Ces déphasages non compensés conduisent à une localisation de sources erronée.

Dans un premier temps, nous étudions l'effet de ces distorsions sur la méthode de localisation géographique des objets développée au chapitre précédent. Nous proposons une méthode permettant de réduire ces effets, voire de les éliminer. Nous traiterons aussi le cas d'un signal large bande où les déphasages sont fonction de la fréquence et nous proposons une solution pour compenser ces déphasages dans le cas d'un signal large

bande. Nous terminerons ce chapitre par une série de simulations numériques validant la méthode développée.

### III.1 Formulation du problème

Considérons une antenne rectiligne composée de  $N$  capteurs (voir figure III.1). La distance entre les capteurs est inférieure à  $\lambda/2$ , où  $\lambda$  est la longueur d'onde correspondant à la fréquence  $f$  des sources rayonnées. Cette antenne reçoit  $K$  ( $K < N$ ) signaux émis par des sources rayonnantes (ou objets) auxquels se superpose un bruit additif blanc gaussien.

Nous ferons, dans ce chapitre, les mêmes hypothèses, que celles faites au premier chapitre, sauf pour l'antenne.

Le déplacement des capteurs par rapport à leurs positions initiales introduit un déphasage supplémentaire sur chaque signal reçu. Nous prenons le premier capteur de l'antenne comme capteur de référence. Nous supposons que la forme de l'antenne est la même pour tous les fronts d'onde reçus. Les causes de ces déphasages sont très variées mais on peut donner deux raisons principales. La première est liée aux déformations mécaniques de l'antenne. En effet, lors d'une expérimentation en mer, une antenne souple va subir des déformations liées essentiellement aux effets de la houle et aux changements de cap du bateau remorquant cette antenne. Ces déformations se traduisent, alors, par des déplacements des capteurs par rapport à leurs positions initiales. La deuxième est due au milieu de propagation qui n'est pas véritablement homogène.

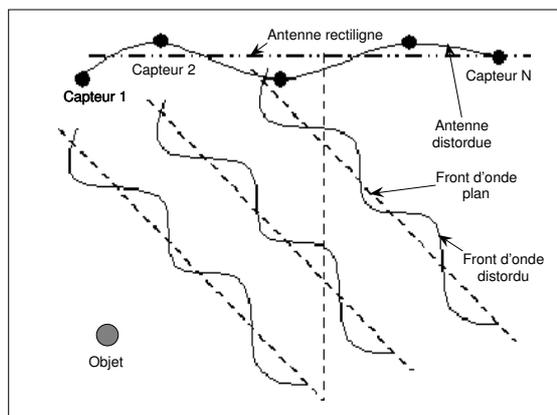


Figure III.1 — Antenne souple et fronts d'onde distordus.

### III.2 Localisation de sources en présence de déphasages

Plusieurs méthodes d'estimation des déphasages liées aux déplacements des capteurs, ont été proposées dans la littérature [25], [26], [28], [34], [35], [66], [59], [62], [67],

[68], [69], [96], [109]. Ainsi dans [59], deux sources de référence, de positions relatives connues, sont utilisées pour réduire les distorsions et corriger les positions des capteurs. Dans [16], [15] les auteurs supposent que la forme de l'antenne est connue. Dans [66], l'auteur considère que les positions des  $K$  capteurs sont connues. Ensuite, l'estimation des  $N - K$  positions des capteurs est basée sur l'utilisation de l'opérateur de propagateur [59]. L'avantage de cette méthode [66] est qu'elle n'utilise pas la décomposition en éléments propres de la matrice interspectrale donc elle n'est pas coûteuse en terme de temps de calcul. Toutes ces méthodes prennent en compte l'influence de ces déphasages sur l'estimation de l'angle (direction d'arrivée des ondes). Il existe aussi des méthodes temporelles qui peuvent être utilisées pour l'estimation de la forme de l'antenne. Elles sont basées sur l'estimation des temps de retard que l'onde met pour parcourir la distance entre le premier capteur et tous les autres capteurs [9], [10], [11], [77]. A notre connaissance, il n'existe pas de méthodes qui prennent en compte l'influence de ces déphasages dans l'estimation de la distance objet-capteur.

L'approche que nous proposons ne nécessite pas d'initialisations des directions d'arrivée et ne fait pas d'hypothèses sur la forme de l'antenne comme dans [18], [28]. La compensation de ces déphasages est réduite à un problème d'optimisation multidimensionnelle d'un critère qui dans notre cas est la fonctionnelle traduisant l'orthogonalité entre le sous-espace signal et le sous-espace bruit.

Dans cette partie, nous considérons que la source est placée en champ lointain et donc les ondes reçues par l'antenne sont approximées à des ondes planes.

Le vecteur des signaux reçus, sur le réseau de capteurs, dans le domaine fréquentiel, est donné par :

$$\mathbf{r}(f, \theta, \phi) = \mathbf{A}(f, \theta, \phi)\mathbf{s}(f) + \mathbf{b}(f), \quad (\text{III.1})$$

où  $\mathbf{r}(f, \theta, \phi)$  représente le vecteur des transformées de Fourier des signaux reçus,  $\mathbf{s}(f)$  est le vecteur des signaux sources,  $\mathbf{b}(f)$  est le vecteur contenant les bruits supposés gaussiens et de même variance  $\sigma^2(f)$ ,  $\phi = [0, \phi_1, \dots, \phi_{N-1}]^T$ , avec  $\phi_i$  représente le déphasage dû au déplacement du capteur  $i$  par rapport à sa position initiale.  $\mathbf{A}(f, \theta, \phi)$  est la matrice de transfert qui s'écrit sous la forme :

$$\mathbf{A}(f, \theta, \phi) = [\mathbf{a}(f, \theta_1, \phi), \mathbf{a}(f, \theta_2, \phi), \dots, \mathbf{a}(f, \theta_K, \phi)], \quad (\text{III.2})$$

Le vecteur directionnel  $\mathbf{a}(f, \theta_i, \phi)$  avec  $i = 1, \dots, K$ , est donné par :

$$\mathbf{a}(f, \theta_i, \phi) = [1, e^{-j(\phi_1)} e^{-j2\pi f \frac{d \sin(\theta_i)}{c}}, \dots, e^{-j(\phi_{N-1})} e^{-j(N-1)2\pi f \frac{d \sin(\theta_i)}{c}}]^T,$$

où  $d$  est la distance intercapteurs et  $c$  la vitesse de propagation de l'onde dans le milieu. On considère que les signaux issus des  $K$  sources (ou objets) subissent le même déphasage et par conséquent les déplacements des capteurs restent inchangées pendant le temps d'acquisition des signaux.

La matrice interspectrale  $\mathbf{\Gamma}(f, \theta, \phi)$  dans ce cas est donnée par :

$$\mathbf{\Gamma}(f, \theta, \phi) = \mathbf{A}(f, \theta, \phi)\mathbf{\Gamma}_s(f)\mathbf{A}^+(f, \theta, \phi) + \sigma^2(f)\mathbf{I}, \quad (\text{III.3})$$

où,  $\mathbf{\Gamma}_s(f)$  est la matrice interspectrale associée aux signaux sources et  $\mathbf{I}$  est la matrice identité.

La décomposition en éléments propres de la matrice  $\mathbf{\Gamma}(f, \theta, \phi)$  permet de déterminer les vecteurs propres associés au sous-espace signal  $\mathbf{V}_s(f)$  et au sous-espace bruit  $\mathbf{V}_b(f)$ .

### III.2.1 Algorithme de localisation de sources en présence de déphasages

L'objectif de la méthode développée est d'estimer simultanément les déphasages  $\phi_i$  (avec  $i = 1, \dots, N$ ) dûs à la déformation de l'antenne ainsi que les directions d'arrivée  $\theta_k$  (avec  $k = 1, \dots, K$ ) des ondes émises par les  $K$  sources [85]. Pour ce faire, nous définissons une fonctionnelle utilisant la propriété d'orthogonalité entre les sous-espaces signal et bruit obtenus lors de la décomposition en éléments propres de la matrice interspectrale [85]. Cette fonctionnelle est définie en fonction des  $\theta_k$  et des  $\phi_i$  et va être minimisée par l'algorithme DIRECT (DIvided RECTangle) [8], [50]. Nous avons choisi l'algorithme DIRECT pour sa robustesse et pour sa non dépendance des paramètres d'initialisation.

Avant de présenter l'algorithme DIRECT, nous définissons d'abord la fonctionnelle à minimiser.

#### III.2.1.1 Définition de la fonctionnelle à minimiser

La fonctionnelle à minimiser est définie par [85] :

$$F(\theta, \phi) = |\mathbf{g}(f, \theta)\mathbf{D}(\phi)\mathbf{V}_b(f)|^2, \quad (\text{III.4})$$

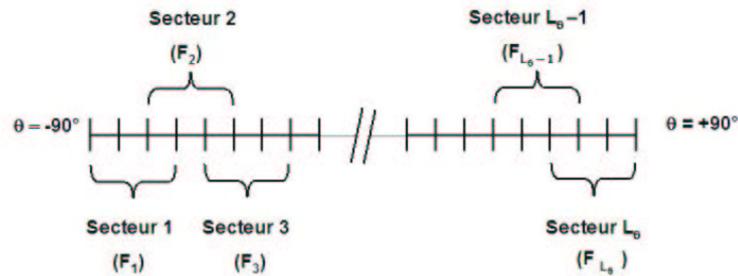
où,

$$\mathbf{g}(f, \theta) = [1, e^{-j2\pi f \frac{d \sin(\theta)}{c}}, \dots, e^{-j(N-1)2\pi f \frac{d \sin(\theta)}{c}}],$$

et,

$$\mathbf{D}(\phi) = \text{diag}[1, e^{j\phi_1}, \dots, e^{j\phi_{N-1}}].$$

Le sous-espace signal et le sous-espace bruit sont orthogonaux. Les colonnes de la matrice  $\mathbf{V}_b(f)$  forment le sous-espace bruit. Pour que le système  $(\mathbf{g}, \mathbf{D}, \mathbf{V}_b)$  forme bien un système orthogonal, il faut que la matrice  $\mathbf{D}$  contienne les déphasages compensant ceux introduits par la déformation de l'antenne. D'autre part, il faut que le vecteur  $\mathbf{g}$  contienne bien l'angle  $\theta$  correspondant à une source. En d'autres termes, il suffit de trouver un angle  $\theta$  et les déphasages  $\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_{N-1}$  qui minimisent la fonctionnelle définie par l'équation (III.4).


 Figure III.2 — Découpage de l'intervalle des  $\theta$  en  $L_\theta$  secteurs.

### III.2.1.2 Algorithme de minimisation : DIRECT (DIviding RECTangles)

L'algorithme DIRECT (DIviding RECTangles) a été introduit par Jones et al. [8], [33], [50] pour l'optimisation de fonctionnelles à plusieurs variables dans un espace continu et borné. L'algorithme DIRECT est une méthode qui ne nécessite ni la connaissance du gradient de la fonctionnelle à minimiser, ni la constante de Lipschitz et qui utilise peu de paramètres dans le processus d'optimisation [50]. DIRECT normalise l'espace de recherche dans un hypercube et évalue la solution qui se trouve au centre de cet hypercube. Ensuite, des solutions sont évaluées dans les plus grandes dimensions du problème et l'hypercube est divisé en plus petits cubes en favorisant les zones où les évaluations sont faibles. Un sous-ensemble de cubes optimaux est sélectionné à chaque itération et le processus de division est réalisé récursivement sur chaque bloc comme le montre la figure III.3. La sélection des blocs optimaux est basée sur un compromis

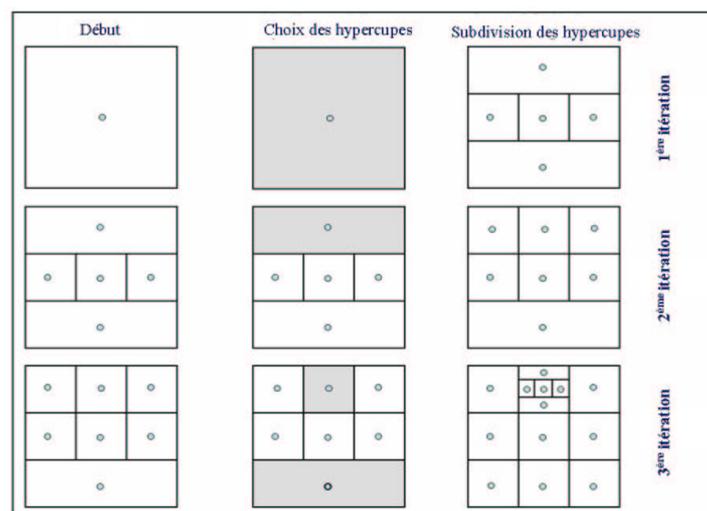


Figure III.3 — Subdivision des hypercubes.

entre la taille et l'évaluation du centre du bloc. Ainsi, on sélectionne d'une part des petits blocs possédant une évaluation intéressante et d'autre part de grands blocs peu performants au sens du critère. Dans le premier cas, l'algorithme DIRECT se com-

porte comme une méthode de recherche locale et dans le second comme une méthode de recherche globale. L'organigramme de la figure III.4 résume les principales étapes de l'algorithme DIRECT.

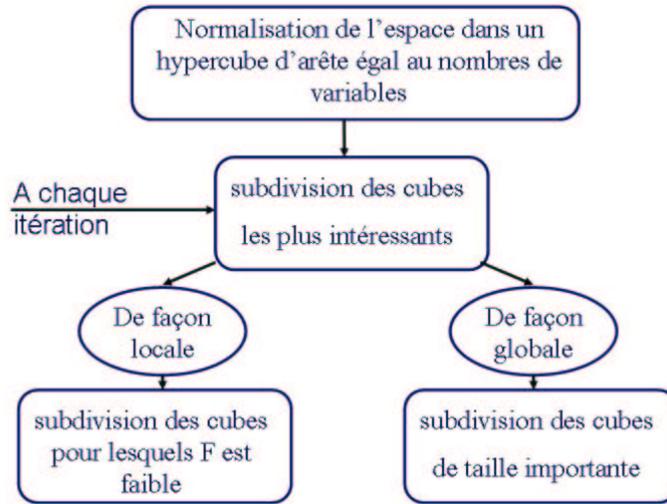


Figure III.4 — Organigramme résumant les principales étapes de l'algorithme DIRECT.

Les étapes suivantes résument l'algorithme de localisation de sources en présence de déphasages [85] :

- diviser l'intervalle des angles en  $L_\theta$  secteurs de longueur  $\Delta\theta$  comme le montre la figure III.2 ;
- former la fonctionnelle pour chaque secteur :

$$F_i(\theta, \phi) = |\mathbf{g}_i(f, \theta)\mathbf{D}_i(\phi)\mathbf{V}_b(f)|^2,$$

où  $i = 1, \dots, L_\theta$  ;

- estimer  $\theta$  et  $\phi$  qui minimisent la fonctionnelle dans chaque intervalle en utilisant l'algorithme DIRECT défini précédemment avec un nombre d'itérations  $it$  fixe pour tous les secteurs.

La longueur des secteurs  $\Delta\theta$  ainsi que le nombre d'itérations seront discutés dans la section III.5.

Pour les intervalles où se situent des sources, les fonctionnelles correspondantes atteindront des minima beaucoup plus importants que les fonctionnelles correspondant aux intervalles ne contenant pas de sources et ce pour le même nombre d'itérations pour tous les secteurs. L'idée est donc de faire un seuillage pour ne garder que les fonctionnelles comportant les plus petits minima. Cette notion de seuillage sera expliquée dans la section III.5.

Notons que cette méthode pose des problèmes lorsque les sources appartiennent aux extrémités de l'axe  $\theta$  ( $\theta = -90^\circ$  et  $\theta = 90^\circ$ ).

### III.3 Localisation géographique des objets en présence de déphasages

Dans cette section, nous considérons la localisation géographique des objets en présence de déphasages. Le vecteur des signaux reçus, dans ce cas, s'écrit :

$$\mathbf{r}(f, \theta, \rho, \phi) = \mathbf{A}(f, \theta, \rho, \phi)\mathbf{s}(f) + \mathbf{b}(f), \quad (\text{III.5})$$

où  $\mathbf{A}(f, \theta, \rho, \phi)$  est la matrice de transfert qui s'écrit sous la forme :

$$\mathbf{A}(f, \theta, \rho, \phi) = [\mathbf{a}(f, \theta_1, \rho_1, \phi), \mathbf{a}(f, \theta_2, \rho_2, \phi), \dots, \mathbf{a}(f, \theta_K, \rho_K, \phi)], \quad (\text{III.6})$$

Le vecteur directionnel  $\mathbf{a}(f, \theta_k, \rho_k, \phi)$  est donné par :

$$\mathbf{a}(f, \theta_k, \rho_k, \phi) = \left[ a(f, \theta_{k1}, \rho_{k1}), e^{-j\phi_1} a(f, \theta_{k2}, \rho_{k2}), \dots, e^{-j\phi_{N-1}} a(f, \theta_{kN}, \rho_{kN}) \right]^T, \quad (\text{III.7})$$

où  $k = 1, \dots, K$ ,  $\phi = [0, \phi_1, \dots, \phi_{N-1}]^T$ , où  $\phi_i$  représente toujours le déphasage dû au déplacement du capteur  $i$  par rapport à sa position initiale. Comme précédemment, nous prenons le premier capteur de l'antenne comme référence et nous considérons que la forme de l'antenne est la même pour tous les fronts d'onde reçus.  $\theta_k$  et  $\rho_k$  sont respectivement l'angle et la distance objet-capteur du  $k^{\text{ème}}$  objet par rapport au premier capteur de l'antenne, ainsi,  $\theta_k = \theta_{k1}$  et  $\rho_k = \rho_{k1}$ .

$a(f, \theta_{ki}, \rho_{ki})$  est la solution exacte du champ acoustique diffusé par un objet de forme cylindrique ou sphérique, développée dans le chapitre précédent :

$$a(f, \theta_{ki}, \rho_{ki}) = \begin{cases} P_{\text{cylindre-s}}(\theta_{ki}, \rho_{ki}), & \text{pour un tube cylindrique en champ libre,} \\ P_{\text{sphère-s}}(\theta_{ki}, \rho_{ki}), & \text{pour une sphère creuse en champ libre,} \end{cases}, \quad (\text{III.8})$$

La matrice interspectrale  $\mathbf{\Gamma}(f, \theta, \rho, \phi)$  dans ce cas est donnée par :

$$\mathbf{\Gamma}(f, \theta, \rho, \phi) = \mathbf{A}(f, \theta, \rho, \phi)\mathbf{\Gamma}_s(f)\mathbf{A}^+(f, \theta, \rho, \phi) + \sigma^2(f)\mathbf{I}, \quad (\text{III.9})$$

où  $\mathbf{\Gamma}_s(f)$  est la matrice interspectrale associée aux signaux sources et  $\mathbf{I}$  la matrice identité.

Comme dans le cas précédent la décomposition en éléments propres de la matrice  $\mathbf{\Gamma}(f, \theta, \rho, \phi)$  permet de déterminer les vecteurs propres associés au sous-espace signal  $\mathbf{V}_s(f)$  et au sous-espace bruit  $\mathbf{V}_b(f)$ .

### III.3.1 Algorithme de localisation géographique des objets en présence de déphasages

Nous présentons dans cette partie un algorithme qui va estimer les déphasages aléatoires ainsi que les paramètres  $\theta$  et  $\rho$  des objets à localiser [82]. Pour ce faire, nous définissons à nouveau la fonctionnelle basée sur la propriété d'orthogonalité entre les sous-espaces signal et bruit.

La fonctionnelle à minimiser dans ce cas est donnée par [82] :

$$F(\theta, \rho, \phi) = |\mathbf{g}(f, \theta, \rho)\mathbf{D}(\phi)\mathbf{V}_b(f)|^2, \quad (\text{III.10})$$

où

$$\mathbf{g}(f, \theta, \rho) = [g(f, \theta_1, \rho_1), \dots, g(f, \theta_N, \rho_N)],$$

avec :

$$g(f, \theta_i, \rho_i) = \begin{cases} P_{\text{cylindre-}s}(\theta_i, \rho_i), & \text{pour un tube cylindrique en champ libre,} \\ P_{\text{sphère-}s}(\theta_i, \rho_i), & \text{pour une sphère creuse en champ libre,} \end{cases}$$

et

$$\mathbf{D}(\phi) = \text{diag}[1, e^{j\phi_1}, \dots, e^{j\phi_{N-1}}].$$

Les étapes suivantes résument l'algorithme de localisation géographique des objets en présence de déphasages [82] :

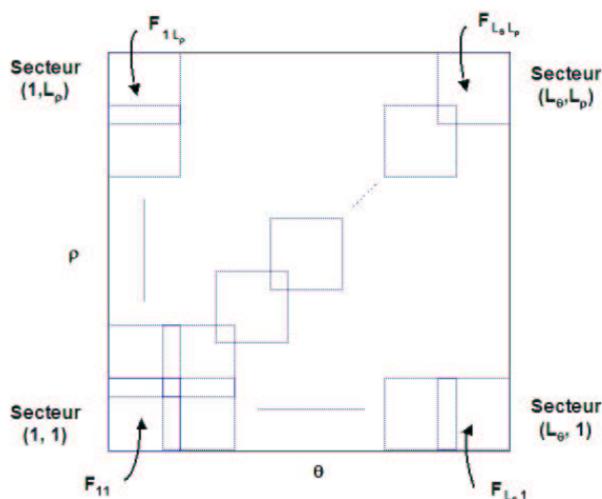
- diviser l'intervalle des angles en  $L_\theta$  secteurs de longueur  $\Delta\theta$  comme le montre la figure III.3 ;
- diviser l'intervalle des distances objets-capteurs en  $L_\rho$  secteurs de longueur  $\Delta\rho$  comme le montre la figure III.3 ;
- former la fonctionnelle pour chaque secteur :

$$F_{ij}(\theta, \rho, \phi) = |\mathbf{g}_{ij}(f, \theta, \rho)\mathbf{D}_{ij}(\phi)\mathbf{V}_b(f)|^2,$$

où  $i = 1, \dots, L_\theta$  et  $j = 1, \dots, L_\rho$  ;

- estimer  $\theta, \rho, \phi$  qui minimisent la fonctionnelle dans chaque intervalle  $(i, j)$  en utilisant l'algorithme DIRECT, toujours avec un nombre d'itérations  $it$  fixe pour tous les secteurs.

De la même manière, nous utilisons un seuillage pour ne garder que les fonctionnelles donnant les plus petits minima. Cette notion de seuillage ainsi que la longueur des secteurs et le nombre d'itérations seront discutés dans la section III.5.

Figure III.5 — Découpage des intervalles des  $\theta$  et  $\rho$  en secteurs.

### III.4 Cas d'un signal large bande

Jusqu'à présent le traitement a été réalisé à une seule fréquence,  $f$ . Lorsque le signal émis est large bande, les fréquences de la bande ne subissent pas les mêmes déphasages. Cependant, compenser ces retards de phase pour chaque fréquence s'avère très lourd puisque le problème se transformera de  $(1 \times K) \times (N - 1)$  à  $(L \times K) \times (N - 1)$ , où  $L$  est le nombre de fréquences contenues dans la bande de fréquences.

Pour pallier à ce problème, nous proposons [82] de compenser ces déphasages à une fréquence  $f_0$ . Le choix de cette fréquence peut être fait en analysant le spectre du signal émis et en choisissant la fréquence la plus énergétique du spectre. Nous transformons alors les déphasages estimés à cette fréquence  $f_0$  en un retard, sachant que dans le domaine temporel c'est le même retard qui s'appliquera à toutes les fréquences. Les retards obtenus sont appliqués sur les données dans le domaine temporel pour corriger toutes les fréquences en même temps et avec le même retard. Après correction, nous retrouvons le cas d'étude de l'antenne rectiligne où la méthode de localisation géographique des objets présentée au deuxième chapitre peut être appliquée. Les principales étapes pour corriger les erreurs de phase dans le cas d'un signal large bande sont résumées dans l'organigramme de la figure III.4.

### III.5 Simulations numériques

Pour tester les performances des algorithmes d'estimation des paramètres  $\theta$ ,  $\rho$  et  $\phi$ , nous allons d'abord simuler des données synthétiques, puis nous leur rajouterons des déphasages en utilisant une distribution aléatoire. Cette illustration nous permettra d'abord de montrer l'effet de ces déphasages sur la méthode de localisation d'objets. Ensuite nous évaluerons les performances de la méthode de minimisation basée sur l'algorithme DIRECT que nous avons présenté précédemment.

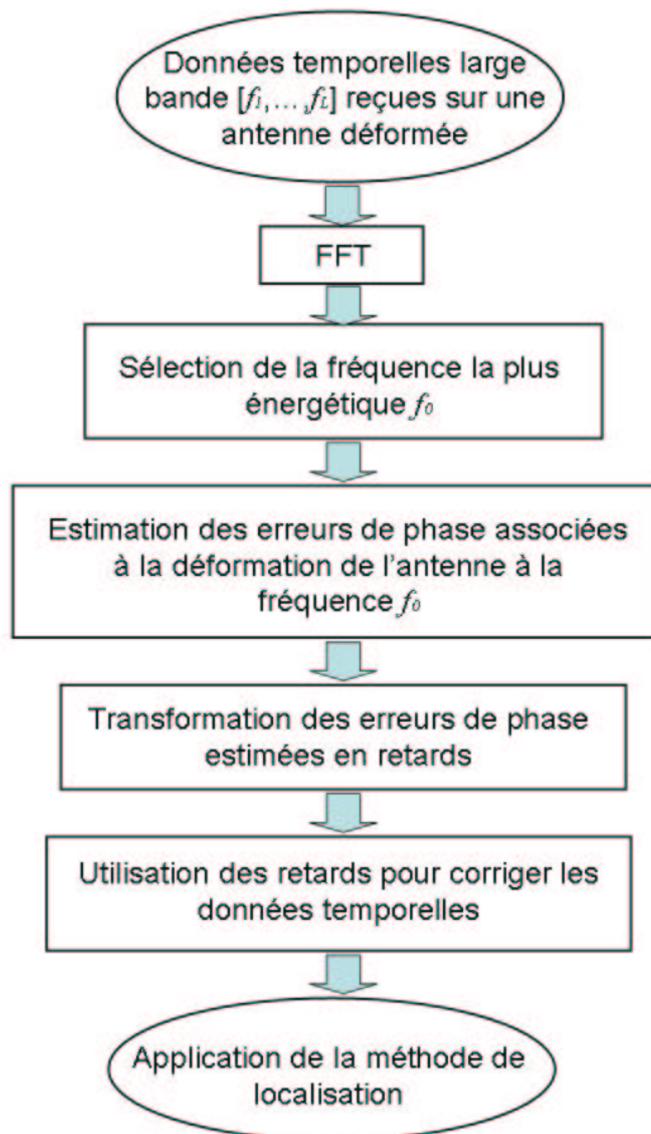


Figure III.6 — Organigramme résumant les principales étapes de compensation des déphasages dans le cas de signaux large bande.

### III.5.1 Données synthétiques

Dans cette section nous allons simuler des données synthétiques pour illustrer les deux cas suivants :

1<sup>er</sup> cas : localisation d'objets en présence de déphasages

Nous considérons deux objets placés en champ lointain de l'antenne et supposés comme des sources ponctuelles. Les directions de ces deux objets sont :  $\theta_1 = 20^\circ$  et  $\theta_2 = 35^\circ$ .

2<sup>ème</sup> cas : localisation géographique des objets en présence de déphasages

Nous considérons :

- deux tubes cylindriques en champ libre de coordonnées :  $\theta_1 = 30^\circ$ ,  $\rho_1 = 0.3$  m et  $\theta_2 = 35^\circ$ ,  $\rho_2 = 0.35$  m ;
- trois sphères creuses en champ libre de coordonnées :  $\theta_1 = 10^\circ$ ,  $\rho_1 = 0.2$  m,  $\theta_2 = 15^\circ$ ,  $\rho_2 = 0.4$  m et  $\theta_3 = 25^\circ$ ,  $\rho_3 = 0.3$  m ;

Tous ces objets ont des caractéristiques physiques et géométriques semblables à celles présentées dans l'exemple de référence au deuxième chapitre. Nous rajoutons à ces données simulées, un bruit blanc gaussien de variance  $\sigma^2 = 100$  ( $RSB = 30$  dB) et la matrice interspectrale est estimée en utilisant  $L_r = 20$  réalisations.

### III.5.2 Modélisation des déphasages

Une distribution aléatoire selon la loi normale de moyenne  $m_d$  et d'écart type  $v_d$  est utilisée pour simuler les déphasages que nous allons rajouter par la suite à la phase due aux retards que met l'onde pour atteindre les capteurs.

Nous rappelons que ces déphasages peuvent être regroupés dans un vecteur  $\phi = [0, \phi_1, \dots, \phi_{N-1}]^T$ , où chaque composante du vecteur  $\phi$  est définie par une variable aléatoire suivant la loi normale.

On définit également la déformation maximale de l'antenne, associée à ces déphasages, mesurée en fonction de la longueur d'onde  $\lambda$  et donnée par :

$$x_{max} = c.t_{max} = \frac{\lambda}{2\pi}\phi_{max},$$

où  $c$  est la vitesse de propagation de l'onde,  $t_{max}$  est le temps maximal correspondant au déphasage  $\phi_{max}$  qui est la plus grande composante du vecteur  $\phi$ .

Nous considérons une antenne composée de  $N = 10$  capteurs avec  $d = 0.002$  m et  $f = 200$  kHz. Le tableau III.1 résume les déphasages de différentes moyennes et écarts type que nous avons simulés et rajoutés aux phases des signaux reçus sur les 10 capteurs.

$m_d$	$v_d$	$\phi_1$	$\phi_2$	$\phi_3$	$\phi_4$	$\phi_5$	$\phi_6$	$\phi_7$	$\phi_8$	$\phi_9$
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0.03	0.06	0.2	0.25	0.37	0.22	0.1	-0.05	-0.14	-0.28	-0.35
-0.24	0.26	0.1	0.27	0.41	0.15	-0.22	-0.5	-0.73	-1.11	-0.6
-0.69	0.21	-0.28	-0.33	-0.5	-0.8	-1.2	-1.57	-0.9	-0.42	-0.25
1.34	0.24	0.5	0.67	1.1	1.4	1.8	1.95	1.56	1.6	1.48
1.36	2.20	-0.6	-0.2	0.1	0.52	1.22	2.1	2.9	3.12	3.1

Tableau III.1 — Valeurs des déphasages simulés suivant la loi normale de moyenne  $m_d$  et d'écart type  $v_d$  (toutes les valeurs de ce tableau sont données en radian)

### III.5.3 Effet des déphasages sur la méthode de localisation

Pour illustrer l'effet des déphasages sur l'estimation de  $\theta$  seul et sur l'estimation simultanée de  $\theta$  et de  $\rho$ , nous rajoutons aux phases des signaux synthétiques, les différents déphasages aléatoires dont le tirage suit la loi normale (cf. tableau III.1). Les spectres spatiaux de la méthode de localisation des objets, obtenus à partir des données synthétiques définies au 1<sup>er</sup> cas de la section III.5.1 (deux objets placés en champ lointain de l'antenne) sont présentés à la figure III.7 pour les déphasages suivants : ( $m_d = 0, v_d = 0$ ), ( $m_d = -0.69, v_d = 0.21$ ) radian, et ( $m_d = 1.36, v_d = 2.20$ ) radians. La figure III.7 (a) correspond aux déphasages de moyenne et d'écart type nuls et sera utilisée comme référence pour pouvoir comparer l'effet de ces différents déphasages. En effet, à la figure III.7 (b) nous distinguons deux maximums difficilement exploitables pour déterminer les directions d'arrivée des sources à cause de leurs étalements angulaires. Lorsque l'écart type des déphasages est important comme dans le cas de la figure III.7 (c) où l'écart types est égal à  $v_d = 2.2$  radians, la localisation des objets devient insignifiante.

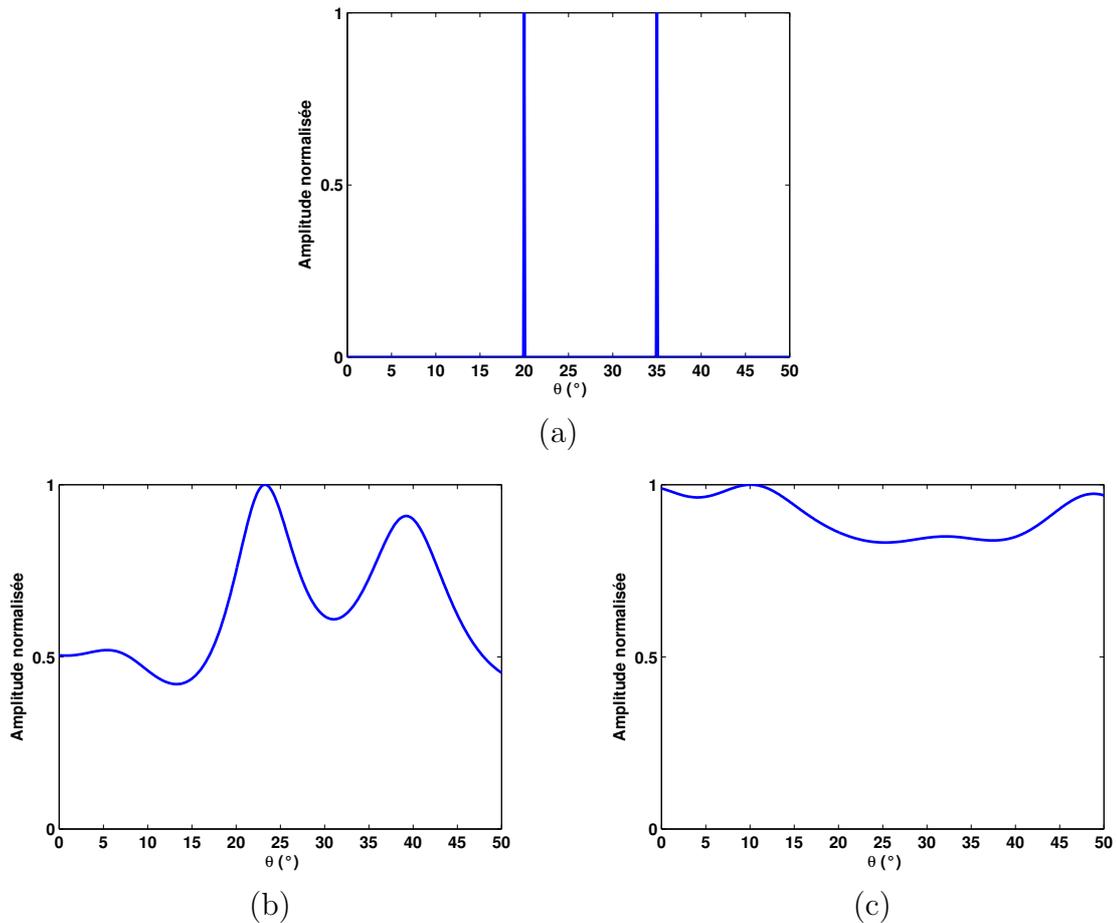


Figure III.7 — Effet des déphasages sur la méthode de localisation d'objets. (a)  $m_d = 0$ ,  $v_d = 0$ ,  $x_{max} = 0$ . (b)  $m_d = -0.69$  radian,  $v_d = 0.21$  radian,  $x_{max} = \frac{\lambda}{4}$  m. (c)  $m_d = 1.36$  radians,  $v_d = 2.2$  radians,  $x_{max} = \frac{\lambda}{2}$  m

Les spectres spatiaux obtenus à partir des données synthétiques associées au 2<sup>ème</sup> cas de la section III.5.1 sont représentés à la figure III.8. Nous avons quatre données synthétiques différentes dans ce 2<sup>ème</sup> cas et à chacune de ces données nous rajoutons des déphasages de moyenne et d'écart type différents. Plus l'écart type des déphasages est important et plus la dégradation de la méthode de localisation géographique est importante aussi, ce qui entraîne une estimation erronée des coordonnées des objets qu'ils soient en champ libre ou enfouis de forme cylindrique ou sphérique. Une compensation de ces déphasages s'avère nécessaire pour une estimation correcte des coordonnées des objets ou des directions d'arrivée des sources.

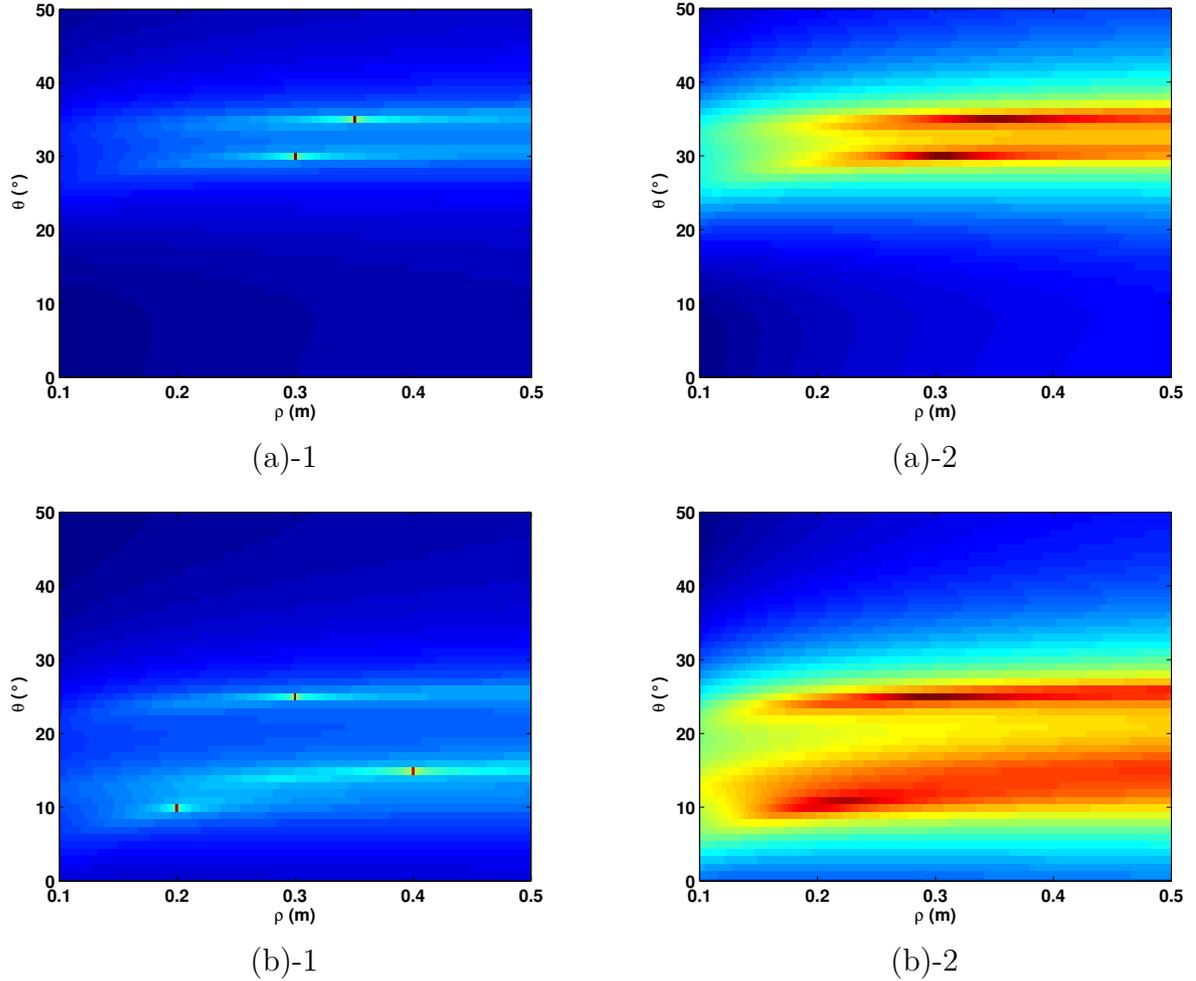


Figure III.8 — Effet des déphasages sur la méthode de localisation géographique des objets. (a) 2 cylindres en champ libre. -1  $m_d = 0$ ,  $v_d = 0$ ,  $x_{max} = 0$ , -2  $m_d = 0.03$  radian,  $v_d = 0.06$  radian,  $x_{max} = \frac{\lambda}{20}$  m. (b) 3 sphères en champ libre. -1  $m_d = 0$ ,  $v_d = 0$ ,  $x_{max} = 0$ , -2  $m_d = -0.69$  radian,  $v_d = 0.21$  radian,  $x_{max} = \frac{\lambda}{4}$  m.

### III.5.4 Traitement des déphasages

Avant d'appliquer les algorithmes développés dans les sections précédentes, nous avons besoin de découper l'intervalle des  $\theta$  ( $\theta \in [-90^\circ, 90^\circ]$ ) en  $L_\theta$  secteurs de longueur  $\Delta\theta$  et l'intervalle des  $\rho$  ( $\rho \in [0.1, 0.5]$  m) en  $L_\rho$  secteurs de longueur  $\Delta\rho$ .

Pour déterminer la longueur des secteurs adéquate et le nombre d'itérations nécessaire nous allons fixer dans un premier temps la longueur des secteurs à  $\Delta\theta = 12^\circ$  et  $\Delta\rho = 0.05$  m et nous ferons varier le nombre d'itérations. Pour des raisons d'échelle, nous préférons représenter l'inverse de la fonctionnelle en dB pour une meilleure lecture des valeurs minimales de cette dernière (c'est-à-dire les valeurs maximales de l'inverse de la fonctionnelle). Le résultat obtenu est présenté à la figure III.9. A chaque itération deux groupes de valeurs de la fonctionnelle se forment ; le groupe 1 qui contient les valeurs de la fonctionnelle associées aux secteurs contenant des sources et le groupe 2 contenant les autres valeurs comme le montre la figure III.9. Notons l'écart entre ces

deux groupes par  $y$ . Nous constatons que plus le nombre d'itérations est élevé et plus cet écart est important. Le seuil qui permet de séparer alors ces deux groupes sera choisi dans l'intervalle séparant ces deux groupes.

Dans un deuxième temps, nous étudions la variation de  $y$  en fonction du nombre d'itérations et en fonction de la longueur des secteurs comme le montre la figure III.10. L'abscisse de la figure III.10 (b) représente des coefficients  $C_{coef}$  définis par :  $C_{coef} \times (\Delta\theta = 12^\circ, \Delta\rho = 0.05 \text{ m})$ . L'écart  $y$  augmente avec le nombre d'itérations (séparation des deux groupes plus facile et un temps de calcul élevé) et diminue lorsque la longueur des secteurs augmente. En répétant cette simulation sur plusieurs exemples, un choix de 10 itérations et une longueur de  $2 \times (\Delta\theta = 12^\circ, \Delta\rho = 0.05 \text{ m})$  nous semble un bon compromis entre le temps de calcul et la séparation des deux groupes.

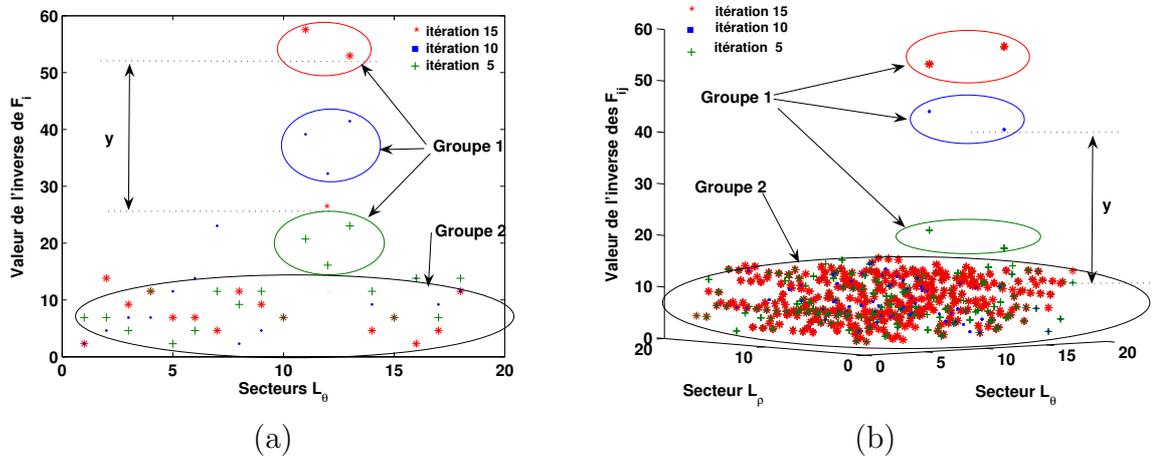


Figure III.9 — Valeur de la fonctionnelle pour chaque secteur (a) 1<sup>er</sup> cas : localisation d'objets (b) 2<sup>ème</sup> cas : localisation géographique des objets

Pour chaque donnée synthétique nous avons formé une fonctionnelle par secteur. Chaque fonctionnelle est minimisée par l'algorithme DIRECT. Le tableau III.2 résume pour chaque donnée synthétique, l'écart  $y$  ainsi que les valeurs préestimées de  $\theta$  et de  $\rho$ , notées  $\theta^{pe}$  et de  $\rho^{pe}$  pour les secteurs appartenant au groupe 1 ainsi que leur nombre ( $N_{s-groupe1}$ ), leurs fonctionnelles ( $F$ ) et le secteur sélectionné  $S_r$ . Nous avons constaté que les valeurs de  $\theta^{pe}$  et de  $\rho^{pe}$  peuvent être inexploitables si le nombre d'itérations n'est pas assez élevé (dans notre cas  $it > 15$ ) cette valeur limite est déterminée par des simulations intensives en augmentant à chaque fois le nombre d'itérations jusqu'à convergence de la valeur de la fonctionnelle.

Le tableau III.3 résume l'Écart Quadratique Moyen ( $EQM$ ) entre les déphasages estimés  $\phi_i^e$  avec  $i = 1, \dots, N - 1$  dans le secteur ayant la valeur de l'inverse de la fonctionnelle la plus élevée et les déphasages théoriques  $\phi_i$  avec  $i = 1, \dots, N - 1$ . l' $EQM$  est défini par :

$$EQM_{\phi^e-\phi} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{N-1} (\phi_i - \phi_i^e)^2}{N-1}}, \quad (\text{III.11})$$

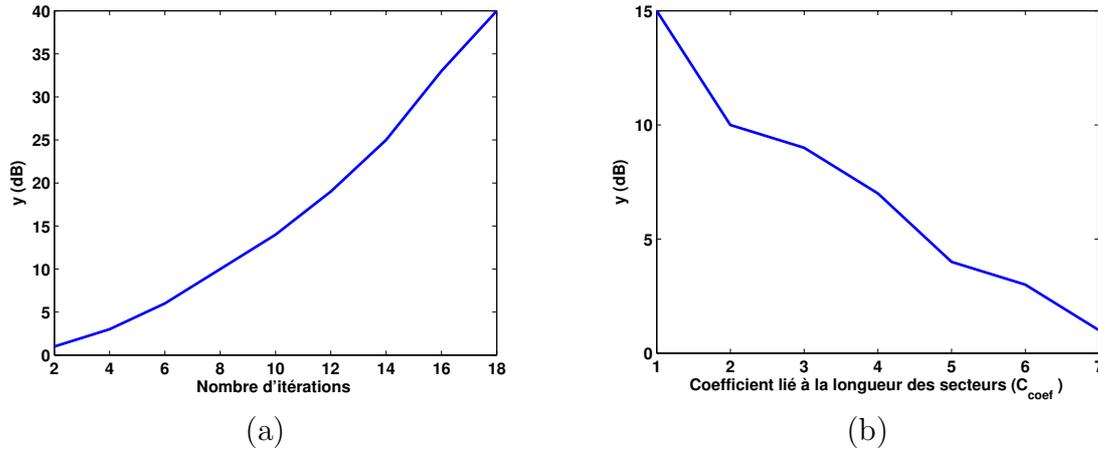


Figure III.10 — Évolution de  $y$ . (a)  $y$  en fonction du nombre d'itérations (la longueur des secteurs étant fixée à  $\Delta\theta = 12^\circ$  et  $\Delta\rho = 0.05$  m). (b)  $y$  en fonction de la taille des secteurs (le nombre d'itérations étant fixé à  $it = 10$ ).

	$y$ (dB)	$N_{s\text{-groupe}2}$	$F$ (dB)	$\theta^{pe}$ ( $^\circ$ ), $\rho^{pe}$ (m)	$S_r$
Deux objets en champ lointain	15	2	35	$\theta^{pe} = 34$	X
			34	$\theta^{pe} = 18$	
Deux cylindres en champ libre	11.5	2	30	$\theta^{pe} = 35, \rho^{pe} = 0.28$	X
			30	$\theta^{pe} = 35, \rho^{pe} = 0.36$	
Trois sphères en champ libre	12	4	32	$\theta^{pe} = 14, \rho^{pe} = 0.2$	X
			31	$\theta^{pe} = 14, \rho^{pe} = 0.41$	
			25	$\theta^{pe} = 20, \rho^{pe} = 0.27$	
			27	$\theta^{pe} = 26, \rho^{pe} = 0.27$	

Tableau III.2 — Valeurs obtenues lors de la minimisation de la fonctionnelle ( $N_{s\text{-groupe}2}$  est le nombre de secteurs dans le groupe 1 et  $S_r$  est le secteur retenu, représenté par une croix dans le tableau)

	(a)	(b)	(c)	(d)	(e)	(f)
$EQM_{\phi^e - \phi}$ (radian)	0.0065	0.007	0.0071	0.008	0.01	0.01

Tableau III.3 —  $EQM$  entre les déphasages estimés  $\phi^e$  et les déphasages théoriques  $\phi$

L' $EQM$  entre les déphasages estimés  $\phi^e$  et les déphasages théoriques  $\phi$  reste assez faible même pour des déphasages importants. Dans chaque secteur nous estimons un vecteur de déphasages et les coordonnées de l'objets. Cependant seul le vecteur des déphasages est exploitable par la suite pour compenser les phases des signaux reçus. En effet, les coordonnées des objets estimées à cette phase de traitement resteront approximatives car le nombre d'itérations n'est pas suffisamment élevé. C'est pourquoi nous réestimons une deuxième fois ces coordonnées par la méthode de localisation géographique des objets après compensation de ces déphasages.

## III.5.5 Résultats des simulations

Les spectres spatiaux de la méthode de localisation d'objets et de la méthode de localisation géographique des objets après compensation des déphasages sont présentés respectivement sur les figures III.11 et III.12 où les directions d'arrivée des sources et les coordonnées des objets sont représentées par des maximums. Ainsi le nombre de maximums correspond aux nombre d'objets pour chaque donnée synthétique. Les valeurs de  $\theta$  et de  $\rho$  sont correctement estimées. En effet nous retrouvons après compensation des déphasages des résultats semblables à ceux obtenus en absence de déphasages (cf. figures III.7 et III.8). Le tableau III.4 montre les valeurs de  $\theta$  et de  $\rho$  estimées après compensation des déphasages ainsi que l'erreur d'estimation sur  $\theta$ , notée  $E_\theta$  et sur  $\rho$ , notée  $E_\rho$ . Ces erreurs d'estimation sont plus faible si on s'intéresse qu'à la localisation de sources.

	Coordonnées des objets	$E_\theta$ (°)	$E_\rho$ (m)
Deux objets en champ lointain	$\theta_1^e = 20.1$	0.1	—
	$\theta_2^e = 35.1$	0.1	—
Deux cylindres en champ libre	$\theta_1^e = 29.7, \rho_1^e = 0.302$	0.3	0.002
	$\theta_2^e = 34.6, \rho_2^e = 0.352$	0.4	0.002
Trois sphères en champ libre	$\theta_1^e = 9.1, \rho_1^e = 0.204$	0.9	0.004
	$\theta_2^e = 15.5, \rho_2^e = 0.403$	0.5	0.003
	$\theta_3^e = 25.2, \rho_3^e = 0.299$	0.2	0.001

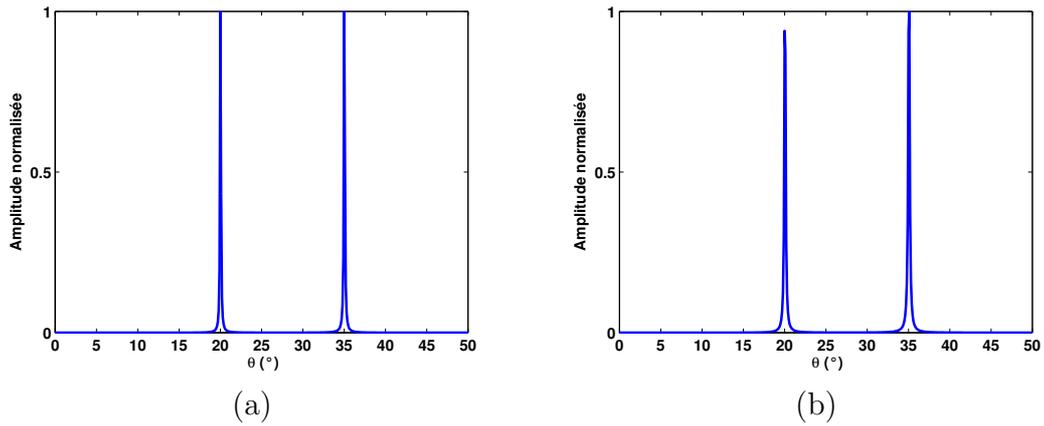
Tableau III.4 — Estimation de  $\theta^e$  et de  $\rho^e$  après compensation des déphasages

Figure III.11 — Estimation des directions d'arrivée des sources après compensation des déphasages. (a)  $m_d = -0.69$  radian,  $v_d = 0.21$  radian,  $x_{max} = \frac{\lambda}{4}$  m. (b)  $m_d = 1.36$  radians,  $v_d = 2.2$  radians,  $x_{max} = \frac{\lambda}{2}$  m.

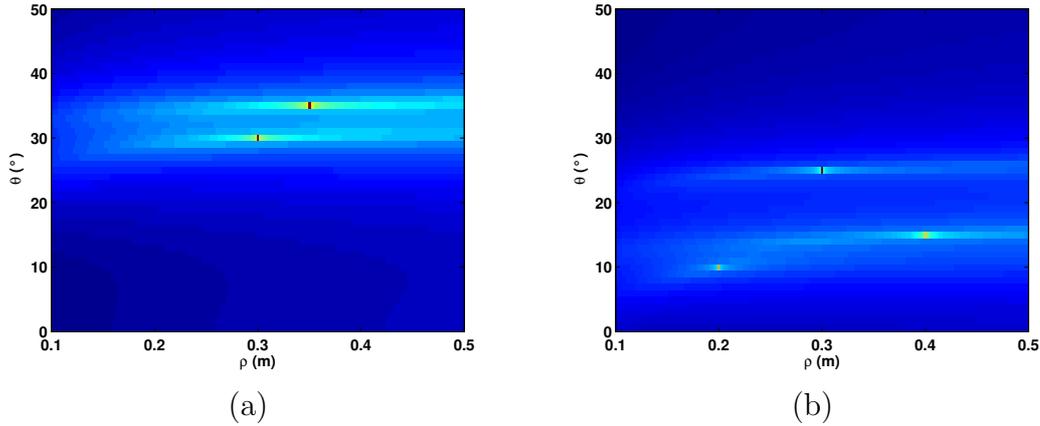


Figure III.12 — Méthode de localisation géographique des objets après compensation des déphasages. (a) Deux tubes cylindriques en champ libre ( $m_d = 0.03$  radian,  $v_d = 0.06$  radian,  $x_{max} = \frac{\lambda}{20}$  m). (b) Trois sphères creuses en champ libre ( $m_d = -0.69$  radian,  $v_d = 0.21$  radian,  $x_{max} = \frac{\lambda}{4}$  m).

### III.6 Conclusion

Nous avons étudié dans ce chapitre l'effet des déphasages sur la méthode de localisation géographique des objets.

Les déplacements des capteurs de l'antenne par rapport à leurs positions initiales (antenne souple) se traduit par des déphasages supplémentaires qui viennent s'ajouter à la phase des signaux reçus sur les différents capteurs due au dépointage de la source. Nous avons développé d'abord une méthode de localisation de sources en présence de déphasages. Ensuite, nous avons traité le cas de la localisation géographique des objets, toujours en présence de déphasages. Pour ce faire, nous avons divisé le plan (angle, distance objet-capteur) en plusieurs secteurs. Pour chaque secteur nous avons défini une fonctionnelle en utilisant la propriété d'orthogonalité entre le sous-espace signal et le sous-espace-bruit. Pour chaque fonctionnelle nous estimons des déphasages et les coordonnées de l'objet qui minimisent cette fonctionnelle en utilisant l'algorithme DIRECT et ce pour chaque secteur et en utilisant un nombre d'itérations égale à 10. Nous retenons que les secteurs où la fonctionnelle a la valeur la plus petites. Ainsi, les déphasages estimés sont exploités pour compenser les signaux reçus.

Ce chapitre s'achève par des simulations numériques pour illustrer les effets des déphasages sur l'estimation des paramètres des objets. Les résultats obtenus valident la méthode de localisation d'objets, présentée dans le deuxième chapitre, en présence des déphasages aléatoires suivant la loi normale.

## Chapitre IV



## Sommaire

---

IV.1 Formulation du problème . . . . .	50
IV.2 Décorrélation des signaux par le lissage spatial . . . . .	50
IV.2.1 Lissage spatial direct . . . . .	50
IV.2.2 Lissage spatial direct et rétrograde . . . . .	51
IV.3 Décorrélation des signaux par le lissage fréquentiel . . . . .	52
IV.4 Opérateurs de focalisation . . . . .	53
IV.4.1 Opérateur de focalisation adaptatif . . . . .	54
IV.4.2 Opérateur de focalisation bilinéaire . . . . .	54
IV.5 Algorithme de localisation géographique des objets en présence de signaux corrélés . . . . .	54
IV.6 Simulations numériques . . . . .	57
IV.7 Conclusion . . . . .	60

---

La corrélation des signaux provient de l'utilisation d'un seul capteur pour émettre l'ensemble des signaux. Cette corrélation dégrade fortement les performances des méthodes haute résolution appliquées lors de la localisation de sources. La matrice interspectrale devient, dans ce cas là, de rang inférieur aux nombres de sources, ce qui rend la localisation erronée. Pour y remédier, un prétraitement de décorrélation des signaux est nécessaire.

Deux types de méthodes de décorrélation des signaux ont été proposées dans la littérature. Il s'agit du lissage spatial, basé principalement sur une moyenne spatiale et du lissage fréquentiel, basé sur le nombre de fréquences contenues dans la bande de fréquences. Ces méthodes donnent de bons résultats d'estimation des directions d'arrivée des sources. Il reste à confirmer leurs performances pour la localisation d'objets enfouis.

Dans ce chapitre, nous présentons d'abord les méthodes de décorrélation, employées principalement pour la localisation de sources (estimation de directions d'arrivée). Nous étudierons ensuite l'influence de la corrélation des signaux sur la localisation d'objets en angle et en distance.

Nous terminerons le chapitre, par notre contribution, qui consiste à adapter une méthode largement utilisée en localisation de sources, à notre problématique.

## IV.1 Formulation du problème

Nous considérons toujours une antenne rectiligne composée de  $N$  capteurs recevant des signaux large bande réfléchis par  $K$  objets ( $N > K$ ) en présence d'un bruit additif blanc gaussien de variance  $\sigma^2$ .

La matrice interspectrale associée aux signaux reçus sur les  $N$  capteurs, s'écrit de la façon suivante :

$$\mathbf{\Gamma}(f) = \mathbf{A}(f)\mathbf{\Gamma}_s(f)\mathbf{A}^+(f) + \sigma^2\mathbf{I}_N, \quad (\text{IV.1})$$

Selon le rang de la matrice (noté  $\text{rang}[\cdot]$ ) spectrale  $\mathbf{\Gamma}(f)$ , égal au rang de la matrice spectrale  $\mathbf{\Gamma}_s(f)$ , on peut distinguer trois cas de figures :

- Cas 1 :  $\text{rang}[\mathbf{\Gamma}_s(f)] = K \Rightarrow$  signaux non corrélés,
- Cas 2 :  $\text{rang}[\mathbf{\Gamma}_s(f)] = 1 \Rightarrow$  signaux totalement corrélés,
- Cas 3 :  $\text{rang}[\mathbf{\Gamma}_s(f)] \in \{1, \dots, K\} \Rightarrow$  signaux partiellement corrélés.

Ce sont ces deux derniers cas qui vont nous intéresser dans ce chapitre. Nous allons étudier les différentes méthodes permettant d'augmenter le rang de la matrice  $\mathbf{\Gamma}_s(f)$  et de décorréler ainsi les signaux.

## IV.2 Décorrélation des signaux par le lissage spatial

### IV.2.1 Lissage spatial direct

Cette méthode utilise la technique des sous-réseaux pour simuler plusieurs antennes à partir d'une seule par simple recouvrement.

Cette méthode a été développée dans les années 1980 par J.Evans [71]. Le lissage spatial consiste à diviser l'information reçue et à créer une matrice interspectrale de rang  $K$  [71]. On divise pour cela l'antenne constituée de  $N$  capteurs en  $N_r$  réseaux (figure IV.1). Ces réseaux qui peuvent se chevaucher sont tous constitués du même nombre  $N_c$  de capteurs.

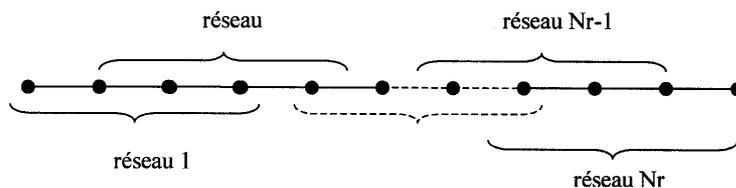


Figure IV.1 — Schématisation de la division de l'antenne en sous-réseaux de capteurs.

Le vecteur des signaux reçus sur le  $i^{\text{ème}}$  réseau s'écrit :

$$\mathbf{r}_i^f(f) = \mathbf{A}(f)\mathbf{D}_p^{i-1}(f)\mathbf{s}(f) + \mathbf{b}_i(f), \quad (\text{IV.2})$$

où  $\mathbf{D}_p^{i-1}(f)$  est la puissance  $i^{\text{ème}}$  de la matrice diagonale de dimension  $K \times K$ . Le  $i^{\text{ème}}$  élément de cette matrice est donné par :  $e^{-(i-1)j\varphi_i}$ . On remarque que la dimension de  $\mathbf{A}(f)$  est  $N_c \times K$ .

On note les signaux du  $i^{\text{ème}}$  sous-réseau par  $\mathbf{r}_i^f(f)$ . L'exposant  $[.]^f$  signifiant *forward* indique que les capteurs sont considérés en décalant les sous-réseaux dans le sens direct.

Ainsi la matrice interspectrale du  $i^{\text{ème}}$  sous-réseau devient :

$$\mathbf{\Gamma}_i^f(f) = \mathbf{A}(f)\mathbf{D}_p^{i-1}(f)\mathbf{\Gamma}_s(f)(\mathbf{D}_p^{i-1}(f))^+\mathbf{A}^+(f) + \sigma^2\mathbf{I}_{N_c}. \quad (\text{IV.3})$$

On obtient la matrice interspectrale des signaux reçus après lissage direct en faisant la moyenne des  $N_r$  matrices obtenues à partir de l'équation (IV.3) :

$$\mathbf{\Gamma}^f(f) = \frac{1}{N_r} \sum_{i=1}^{N_r} \mathbf{\Gamma}_i^f(f). \quad (\text{IV.4})$$

La matrice interspectrale obtenue (IV.4) est ensuite utilisée par les méthodes de localisation. Il faut néanmoins pour cette méthode avoir à disposition  $2K$  capteurs au minimum pour avoir une matrice de rang  $K$  [71].

#### IV.2.2 Lissage spatial direct et rétrograde

Cette méthode [71] consiste à réduire le nombre de capteurs utilisés en effectuant un double lissage. Le principe est de réaliser un lissage dans le sens inverse du lissage direct : on parle de lissage rétrograde (figure IV.2). On notera par un exposant  $[.]^b$  pour *backward* le sous-réseau de capteurs parcouru dans le sens inverse de l'antenne. Le vecteur des signaux reçus du  $i^{\text{ème}}$  sous-réseau se note :

$$\mathbf{r}_i^b(f) = [r_{N-i+1}^*(f) \cdots r_{N-i+1}^*(f)]^T. \quad (\text{IV.5})$$

De même que pour (IV.3), la matrice interspectrale du sous-réseau rétrograde  $i$ , s'exprime par :

$$\mathbf{\Gamma}_i^b(f) = \mathbf{A}(f)\mathbf{D}_p^{i-N}(f)\mathbf{\Gamma}_s(f)(\mathbf{D}_p^{i-N}(f))^+\mathbf{A}^+(f) + \sigma^2\mathbf{I}_{N_c}. \quad (\text{IV.6})$$

La matrice interspectrale des signaux reçus en sens rétrograde est obtenue en faisant la moyenne des  $N_r$  matrices obtenues dans l'équation (IV.6) :

$$\mathbf{\Gamma}^b(f) = \frac{1}{N_r} \sum_{i=1}^{N_r} \mathbf{\Gamma}_i^b(f). \quad (\text{IV.7})$$

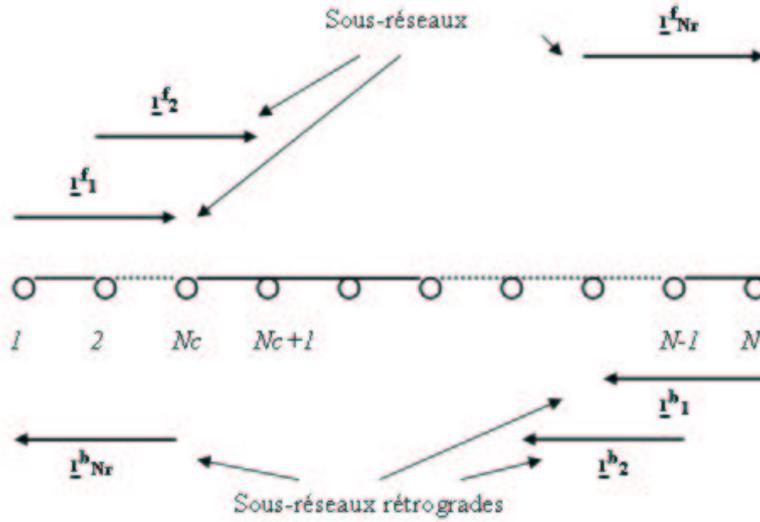


Figure IV.2 — Lissages spatiaux direct et rétrograde.

La matrice interspectrale globale est la moyenne des matrices interspectrales (IV.4) et (IV.7), issues respectivement du lissage spatial direct et rétrograde, soit :

$$\tilde{\Gamma}(f) = \frac{\Gamma^b(f) + \Gamma^f(f)}{2}. \quad (\text{IV.8})$$

Les lissages spatiaux direct et rétrograde permettent d'optimiser le nombre de capteurs nécessaires car on utilise seulement  $\frac{3K}{2}$  capteurs [71].

L'intérêt d'utiliser un lissage spatial est certain. Néanmoins en présence de bruit perturbant les mesures, les résultats obtenus sont moins probants [36]. Il faut également ajouter à cela, la dépendance vis-à-vis du nombre de capteurs. Par conséquent, il est nécessaire de recourir à des méthodes plus performantes. Ces méthodes sont appelées méthodes de traitement large bande nécessitant la focalisation ou lissage fréquentiel.

### IV.3 Décorrélation des signaux par le lissage fréquentiel

Une attention particulière doit être portée à l'exploitation de la bande du signal reçu car le traitement d'antenne en bande étroite trouve rapidement ses limites en milieu bruité. En effet, le rapport signal sur bruit est plus faible dans la réalité et ainsi les interprétations des résultats sont beaucoup moins aisées lorsque l'on privilégie une fréquence particulière. Nous allons étudier la détection et la localisation de sources émettant des signaux à large bande afin d'exploiter les informations contenues dans cette bande de fréquences. Pour cela nous allons traiter le signal reçu canal par canal et moyenner sur toute la bande de fréquences avant la localisation : on parle de focalisation.

Plusieurs méthodes ont été proposées utilisant soit le sous-espace signal incohérent, soit le sous-espace signal cohérent engendré par les vecteurs propres de la matrice interspectrale [6], [73], [103], [107].

Nous nous proposons d'estimer le sous-espace signal cohérent à partir de la technique

de focalisation. Divers opérateurs de focalisation ont été développés [6], [73], [103], [107] et ceux que nous avons étudiés utilisent les vecteurs propres des matrices interspectrales. Nous présentons donc le principe de la focalisation.

L'utilisation d'opérateurs de focalisation [46], [106], [101] permet de rendre cohérent le sous-espace signal. Cet opérateur compense les variations de la matrice  $\mathbf{A}(f)$  avec la fréquence et permet ainsi de moyenner d'une manière cohérente les informations contenues dans toute la bande du signal. Il est possible alors d'effectuer les traitements bande étroite classiques [12].

## IV.4 Opérateurs de focalisation

Afin de compenser les variations de phase de la fréquence, des matrices de transformations ou opérateurs sont utilisés. Ces opérateurs vérifient le système d'équations suivant [6], [73], [103], [107] :

$$\mathbf{T}(f_0, f_n)\mathbf{A}(f_n) = \mathbf{A}(f_0) \quad (\text{IV.9})$$

où  $n = 1, \dots, L$ , avec  $L$  le nombre de fréquences contenues dans la bande de fréquences.

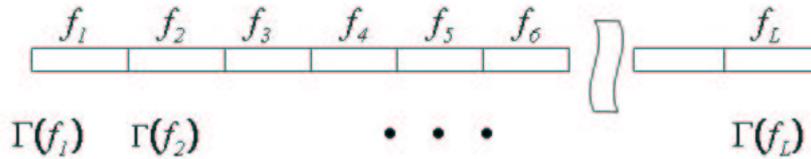


Figure IV.3 — Principe de la focalisation.

Dans le système d'équations (IV.9),  $\mathbf{T}(f_0, f_n)$  est une matrice  $N \times N$ . Les éléments de cette matrice sont les inconnues du système. Pour les calculer, nous disposons de  $N \times K$  équations. Compte tenu de la condition  $N > K$ , le système d'équations est sous-déterminé, ce qui conduit à la non-unicité de la solution. Plusieurs solutions ont été proposées sous les deux contraintes [37] :

$$\min_{\mathbf{T}(f_0, f_n)} \|\mathbf{A}(f_0) - \mathbf{T}(f_0, f_n)\mathbf{A}(f_n)\|_F,$$

$$\mathbf{T}(f_0, f_n)\mathbf{T}^+(f_0, f_n) = \mathbf{I}_N.$$

$\|\cdot\|_F$  désigne la norme de Frobenius et  $\mathbf{I}_N$  la matrice identité de dimension  $N \times N$ . Les solutions du système d'équations qui nous intéressent sont basées sur les vecteurs

propres des matrices interspectrales des signaux reçus. Nous pouvons présenter les différents types de ces opérateurs.

#### IV.4.1 Opérateur de focalisation adaptatif

La matrice de focalisation est unitaire et est basée sur la rotation de l'espace engendré par les vecteurs propres de la matrice interspectrale à la fréquence  $f_n$  vers l'espace engendré par les vecteurs propres de la matrice interspectrale à la fréquence  $f_0$ . L'opérateur de focalisation est alors donné par [36] :

$$\mathbf{T}(f_0, f_n) = \mathbf{V}(f_0)\mathbf{V}^+(f_n) \quad (\text{IV.10})$$

où  $\mathbf{V}(f_0)$  et  $\mathbf{V}(f_n)$  désignent les matrices des vecteurs propres des matrices interspectrales des signaux reçus aux fréquences respectives  $f_0$  et  $f_n$ . La mise en oeuvre de cette méthode peut être résumée de la manière suivante :

1. estimation des matrices interspectrales en bande étroite,
2. construction des opérateurs de focalisation en utilisant les éléments propres des matrices interspectrales,
3. construction de la matrice interspectrale moyenne pour détecter et localiser les sources.

#### IV.4.2 Opérateur de focalisation bilinéaire

On peut utiliser une transformation bilinéaire [103], [101] qui permet de ramener la matrice interspectrale des signaux reçus sans bruit à chaque fréquence d'analyse à la matrice interspectrale des signaux reçus sans bruit à la fréquence de focalisation. Soit la matrice  $\mathbf{\Gamma}(f_n) = \mathbf{A}(f_n)\mathbf{\Gamma}_s(f_n)\mathbf{A}^+(f_n)$ . Cette matrice est définie comme la matrice interspectrale des signaux reçus sur un réseau de capteurs en absence du bruit. L'opérateur de focalisation est donné par :

$$\mathbf{T}(f_0, f_n) = \mathbf{V}(f_0)\mathbf{V}^+(f_n). \quad (\text{IV.11})$$

$\mathbf{V}(f_0)$  et  $\mathbf{V}(f_n)$  sont respectivement les matrices des vecteurs propres des matrices  $\mathbf{\Gamma}(f_0)$  et  $\mathbf{\Gamma}(f_n)$ . La particularité de cet opérateur est que la matrice  $\mathbf{\Gamma}(f_0)$  est reconstituée à partir de la moyenne des matrices  $\mathbf{\Gamma}_s(f_n)$ . C'est cet opérateur que nous allons adapter à la localisation géographique des objets. Ainsi, les principales étapes de la construction de l'opérateur de focalisation seront résumées dans la section IV.5.

### IV.5 Algorithme de localisation géographique des objets en présence de signaux corrélés

Après avoir présenté les différentes méthodes de décorrélation des signaux, nous allons étudier la faisabilité d'adaptation des opérateurs de focalisation au cas de localisation d'objets [79]. Les opérateurs étudiés précédemment sont formés à partir des

éléments propres de la matrice interspectrale. Cependant, la modification à apporter réside au niveau du modèle de propagation qui dans notre cas s'écrit en fonction de  $\theta$  et de  $\rho$ .

Les opérateurs de focalisation appliqués au domaine de localisation d'objets enfouis, garderont le même formalisme mathématique que celui utilisé en localisation de sources. La matrice de transfert sera formée en utilisant les modèles acoustiques développés au deuxième chapitre.

Les étapes suivantes résument l'algorithme d'estimation de l'angle et de la distance en présence de signaux corrélés [79], [84], [86] :

1. estimation initiale des  $\theta_i$ , où  $i = 1, \dots, p$  ( $p < K$ ), en utilisant la formation de voies,
2. estimation initiale de  $\rho_i$  en utilisant la formule suivante,

$$\rho_i = \frac{h}{\cos(\theta_i)},$$

où  $h$  représente la distance entre l'axe horizontal de l'antenne et le fond marin,

3. estimation de la matrice de transfert  $\hat{\mathbf{A}}(f_n, \theta, \rho)$  en utilisant,

$$\hat{\mathbf{A}}(f_n, \theta, \rho) = [\mathbf{a}(f_n, \theta_1, \rho_1), \mathbf{a}(f_n, \theta_2, \rho_2), \dots, \mathbf{a}(f_n, \theta_p, \rho_p)],$$

$$\mathbf{a}(f_n, \theta_i, \rho_i) = [a(f_n, \theta_{i1}, \rho_{i1}), \dots, a(f_n, \theta_{iN}, \rho_{iN})]^T,$$

où chaque composante du vecteur  $\mathbf{a}(f_n, \theta_i, \rho_i)$  est formée en utilisant les modèles acoustiques développés au deuxième chapitre :

$$a(\theta_{ik}, \rho_{ik}) = \begin{cases} P_{cylindre-s}(\theta_{ik}, \rho_{ik}), & \text{pour un tube cylindrique en champ libre,} \\ P_{sphère-s}(\theta_{ik}, \rho_{ik}), & \text{pour une sphère creuse en champ libre,} \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

4. formation de la matrice interspectrale  $\mathbf{\Gamma}(f_n, \theta, \rho)$  des données reçues sur les  $N$  capteurs ainsi que sa décomposition en éléments propres,
5. calcul de  $\mathbf{\Gamma}_s(f_n, \theta, \rho)$ , donnée par :

$$\mathbf{\Gamma}_s(f_n, \theta, \rho) = (\hat{\mathbf{A}}^+(f_n, \theta, \rho) \hat{\mathbf{A}}(f_n, \theta, \rho))^{-1} \hat{\mathbf{A}}^+(f_n, \theta, \rho) [\mathbf{\Gamma}(f_n, \theta, \rho) - \hat{\sigma}^2(f_n) \mathbf{I}] \hat{\mathbf{A}}(f_n, \theta, \rho) (\hat{\mathbf{A}}^+(f_n, \theta, \rho) \hat{\mathbf{A}}(f_n, \theta, \rho))^{-1}, \quad (\text{IV.13})$$

où  $\mathbf{I}$  est la matrice identité et  $\hat{\sigma}^2(f_n)$  est la variance du bruit estimée par :

$$\hat{\sigma}^2(f_n) = \frac{1}{N-p} \sum_{i=p+1}^N \lambda_i(f_n),$$

où  $\lambda_i(f_n)$  est la  $i^{\text{ème}}$  valeur propre de la matrice  $\mathbf{\Gamma}(f_n, \theta, \rho)$ ,

6. calcul de la matrice interspectrale moyenne des matrices  $\mathbf{\Gamma}_s(f_n, \theta, \rho)$ , donnée par :

$$\mathbf{\Gamma}_s(f_0, \theta, \rho) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{\Gamma}_s(f_l, \theta, \rho), \quad (\text{IV.14})$$

7. calcul de :

$$\hat{\mathbf{\Gamma}}(f_0, \theta, \rho) = \hat{\mathbf{A}}(f_0, \theta, \rho) \mathbf{\Gamma}_s(f_0, \theta, \rho) \hat{\mathbf{A}}^+(f_0, \theta, \rho),$$

et,

$$\hat{\mathbf{\Gamma}}(f_n, \theta, \rho) = \mathbf{\Gamma}(f_n, \theta, \rho) - \hat{\sigma}^2(f_n) \mathbf{I},$$

8. estimation de l'opérateur de focalisation bilinéaire :

$$\mathbf{T}(f_0, f_n) = \mathbf{V}(f_0) \mathbf{V}^+(f_n), \quad (\text{IV.15})$$

où  $\mathbf{V}(f_0)$  et  $\mathbf{V}(f_n)$  sont respectivement les matrices des vecteurs propres issus de la décomposition en éléments propres des matrices  $\hat{\mathbf{\Gamma}}(f_0, \theta, \rho)$  et  $\hat{\mathbf{\Gamma}}(f_n, \theta, \rho)$ ,

9. calcul de la moyenne des matrices focalisées,

$$\bar{\mathbf{\Gamma}}(f_0, \theta, \rho) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{T}(f_0, f_l) \hat{\mathbf{\Gamma}}(f_l, \theta, \rho) \mathbf{T}^+(f_0, f_l). \quad (\text{IV.16})$$

10. estimation du nombre d'objets  $K$  en appliquant la méthode AIC ou MDL [108] à la matrice des valeurs propres issue de la décomposition en éléments propres de la matrice  $\bar{\mathbf{\Gamma}}(f_0, \theta, \rho)$ ,

Le spectre spatial qui permet d'estimer les angles et les distances objets-capteurs est donné par [84], [86], [79] :

$$Z(f_0, \theta_k, \rho_k) = \frac{1}{|\mathbf{a}^+(f_0, \theta_k, \rho_k) \bar{\mathbf{V}}_{\mathbf{b}}(f_0)|^2}, \quad (\text{IV.17})$$

où  $\bar{\mathbf{V}}_{\mathbf{b}}(f_0)$  est la matrice des vecteurs propres de la matrice  $\bar{\mathbf{\Gamma}}(f_0, \theta, \rho)$  associés aux plus petites valeurs propres.

## IV.6 Simulations numériques

Pour évaluer l'effet de la corrélation des signaux sur la méthode de localisation géographique des objets, nous avons simulé cette corrélation en modifiant à chaque fois le rang de la matrice des signaux reçus  $\mathbf{\Gamma}(f)$ . En effet, dans le cas où les signaux sont totalement ou partiellement corrélés, comme dans le cas de trajets multiples, la matrice interspectrale  $\mathbf{\Gamma}$  n'est plus de rang  $K$  mais de rang inférieur au nombre d'objets (pour des signaux totalement corrélés, le rang de la matrice  $\mathbf{\Gamma}$  est égale à 1). Le rang de la matrice  $\mathbf{\Gamma}$  est égal au rang de la matrice  $\mathbf{\Gamma}_s$ .

Considérons le cas d'un signal large bande défini comme suit :

- $f_{min}$  : la fréquence minimale de la bande de fréquences ( $f_{min} = 150$  kHz),
- $f_{max}$  : la fréquence maximale de la bande de fréquence ( $f_{max} = 250$  kHz),
- $f_0$  : la fréquence centrale de la bande de fréquences ( $f_0 = 200$  kHz).

Pour montrer l'effet de la corrélation sur la localisation géographique des objets, nous simulons des signaux large bande avec différents rang de la matrice  $\mathbf{\Gamma}_s$  :

- le premier exemple correspond à 3 tubes cylindriques placés en champ libre et dans un seul milieu qui est l'eau. Les caractéristiques géoacoustiques des objets et du milieu sont semblables à celles de l'exemple 1 du deuxième chapitre. Les coordonnées sont :  $(\theta_1 = 30^\circ, \rho_1 = 0.25 \text{ m})$ ,  $(\theta_2 = 20^\circ, \rho_2 = 0.35 \text{ m})$  et  $(\theta_3 = 15^\circ, \rho_3 = 0.45 \text{ m})$ . On prend pour cet exemple  $\text{rang}[\mathbf{\Gamma}_s] = \{1, 3\}$  ;
- le deuxième exemple correspond à 4 sphères creuses placées en champ libre et dans un seul milieu qui est l'eau. Les caractéristiques géoacoustiques des objets et du milieu sont semblables à celles de l'exemple 1 du deuxième chapitre. Les coordonnées sont :  $(\theta_1 = 10^\circ, \rho_1 = 0.4 \text{ m})$ ,  $(\theta_2 = 15^\circ, \rho_2 = 0.3 \text{ m})$ ,  $(\theta_3 = 30^\circ, \rho_3 = 0.15 \text{ m})$  et  $(\theta_4 = 40^\circ, \rho_4 = 0.25 \text{ m})$ . On prend pour cet exemple  $\text{rang}[\mathbf{\Gamma}_s] = \{2, 4\}$ .

Nous formons la matrice interspectrale des signaux simulés pour chaque exemple en considérons un bruit blanc gaussien de variance  $\sigma^2 = 100$  ( $RSB = 30$  dB) et un nombre de réalisations  $L_r = 20$ . Les spectres spatiaux des signaux non corrélés sont présentés respectivement sur les figures IV.4 (a) pour l'exemple 1 ( $\text{rang}[\mathbf{\Gamma}_s] = 3$ ) et IV.4 (b) pour l'exemple 2 ( $\text{rang}[\mathbf{\Gamma}_s] = 4$ ). L'emplacement de chaque objet est représenté par un maximum sur ces figures. Ainsi la localisation géographique des objets pour ce cas là est réalisée sans ambiguïté.

Le spectre spatial correspondant aux signaux partiellement corrélés (exemple 2,  $\text{rang}[\mathbf{\Gamma}_s] = 2$ ) est présenté à la figure IV.4 (d). Nous distinguons sur cette figure deux maximums au lieu de quatre maximums et leurs emplacements ne correspondent à aucun emplacement des quatre objets. Il y a une confusion sur le nombre d'objets et sur l'emplacement de ces derniers.

Le spectre spatial des signaux totalement corrélés (exemple 1,  $\text{rang}[\mathbf{\Gamma}_s] = 1$ ) est présenté à la figure IV.4 (c) où nous distinguons qu'un seul maximum. Là encore il y a une confusion sur le nombre et les positions géographiques des objets.

Les résultats représentés sur les figures IV.4 (c) et IV.4 (d) montrent que la décorrélation des signaux est nécessaire. Pour ce faire, nous appliquons les étapes de l'algorithme de localisation géographique des objets en présence de signaux corrélés :

- en appliquant la méthode de formation de voies, nous obtenons :
  - exemple1 :  $\theta_1 = 17^\circ$  ( $p = 1$ ),
  - exemple2 :  $\theta_1 = 33^\circ$ ,  $\theta_2 = 12^\circ$  ( $p = 2$ ).
- nous calculons les  $\rho_i$  à partir des  $\theta_i$  ( $i = 1, \dots, p$ ) :
  - exemple1 :  $\rho_1 = 0.52$  m,
  - exemple2 :  $\rho_1 = 0.59$  m,  $\rho_2 = 0.51$  m.
- nous choisissons  $L = 50$  fréquences pour les deux exemples (les fréquences d'amplitudes supérieures à  $-3$  dB sur le spectre des signaux simulés) ;
- la matrice des signaux simulés  $\mathbf{\Gamma}(f_n, \theta, \rho)$  ( $n = 1, \dots, L$ ) est calculée en utilisant un nombre de réalisations  $L_r = 20$  pour les deux exemples ;
- pour estimer l'opérateur de focalisation bilinéaire, nous choisissons la fréquence centrale  $f_0 = 200$  kHz comme fréquence de focalisation ;
- en appliquant le critère AIC, nous obtenons :
  - exemple1 :  $K = 3$  objets,
  - exemple2 :  $K = 4$  objets.

Notons que le choix de la fréquence de focalisation ainsi que le nombre de fréquences choisies dans la bande de fréquences sont des paramètres essentiels pour une bonne transformation [12], [46], [101]. En effet, plusieurs études [12], [46], [101], ont montré que pour le choix de la fréquence de focalisation, la fréquence centrale  $f_0$  représente la fréquence optimale. Quant au nombre de fréquences choisies, plus ce nombre est grand, plus le rang de la matrice interspectrale des signaux s'approchera de  $K$  donc les signaux sont décorrélés [12], [46], [101].

Les résultats obtenus après décorrélation des signaux sont montrés sur la figure IV.4 (e) pour le premier exemple et sur la figure IV.4 (f) pour le deuxième exemple. Ces dernières figures montrent les performances de la méthode de localisation géographique en présence de signaux corrélés. En effet, sur ces figures nous retrouvons quasiment le même résultat que dans le cas de signaux non corrélés.

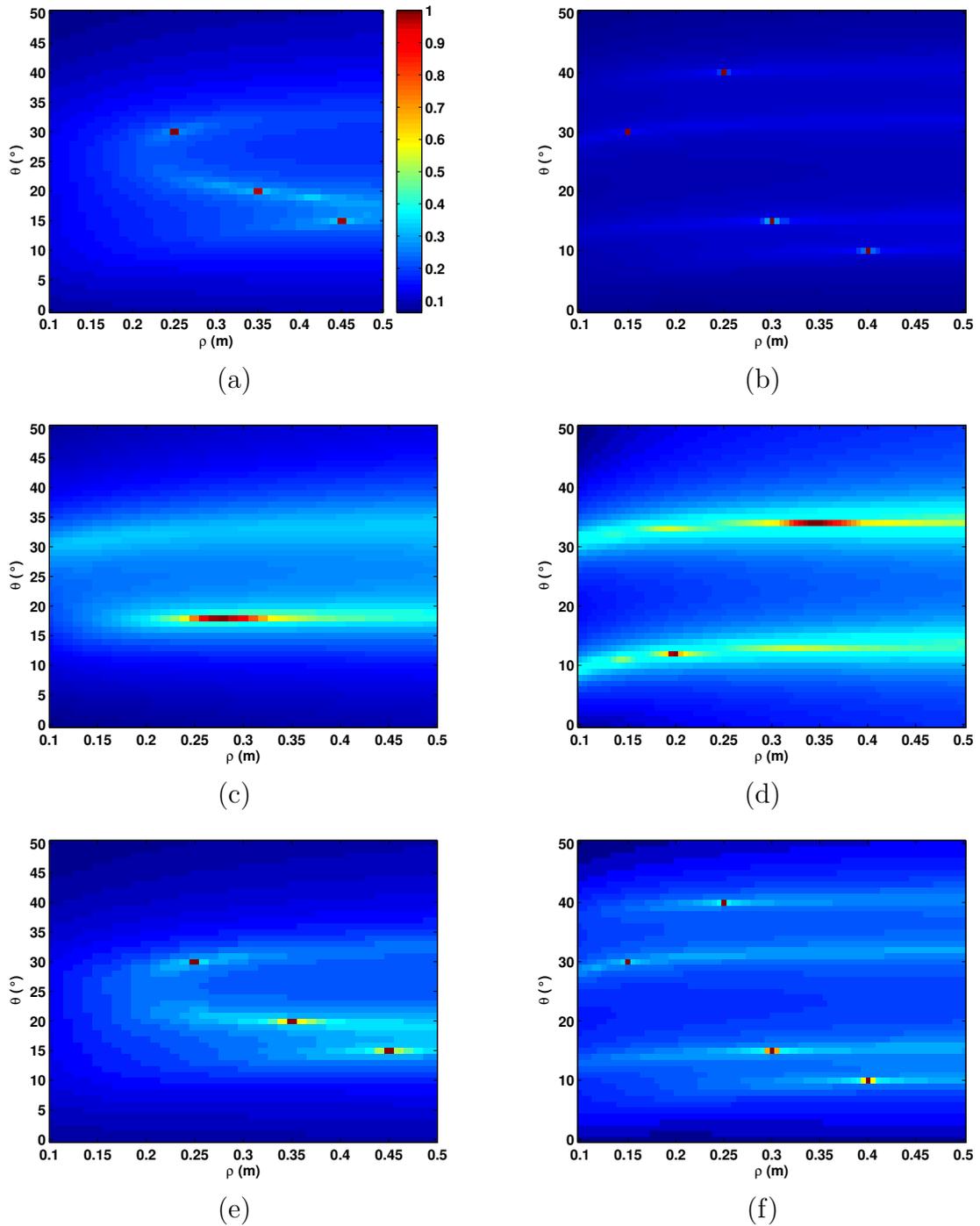


Figure IV.4 — Effet de la corrélation des signaux sur la méthode de localisation. (a) Signaux non corrélés associés à 3 cylindres en champ libre. (b) Signaux non corrélés associés à 4 sphères en champ libre. (c) Signaux totalement corrélés associés à 3 cylindres. (d) Signaux partiellement corrélés associés à 4 sphères. (e) Signaux décorrélés en utilisant l'opérateur de focalisation bilinéaire associés à 3 cylindres. (f) Signaux décorrélés en utilisant l'opérateur de focalisation bilinéaire associés à 4 sphères.

## IV.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'effet de la corrélation des signaux sur la méthode de localisation géographique des objets et proposé une solution pour réduire cet effet. En effet, sans décorréler les signaux, nous n'avons pas la possibilité d'estimer les directions d'arrivée des objets ainsi que les distances objets-capteurs.

Les méthodes de lissage spatial ont été les premières méthodes que nous avons envisagées. Ces méthodes utilisent une moyenne spatiale pour décorréler les signaux. Cependant, l'efficacité de ces méthodes est liée au nombre de capteurs utilisés (relatif au nombre de sources) et à la forme de l'antenne. En effet, ces méthodes donnent un bon résultat si l'antenne est rectiligne ce qui n'est pas toujours vérifié en pratique.

Nous avons ensuite exploité les méthodes du lissage fréquentiel qui sont basées sur la moyenne fréquentielle. C'est l'opérateur de focalisation bilinéaire que nous avons choisi et adapté pour procéder à l'estimation des directions d'arrivée des objets et des distances objets-capteurs.

Ce chapitre s'achève par des simulations numériques qui ont permis d'illustrer l'effet de la corrélation des signaux sur la localisation géographique des objets. Les résultats obtenus après décorrélation des signaux par le lissage fréquentiel sont quasiment les mêmes que ceux obtenus dans le cas des signaux non corrélés.

# Chapitre V



---

# Localisation géographique des objets en présence du bruit

## Sommaire

---

V.1	Formulation du problème . . . . .	64
V.2	Traitement du bruit par les statistiques d'ordre deux . . . . .	64
V.2.1	Méthode de soustraction de la matrice du bruit . . . . .	65
V.2.2	Méthode de blanchiment du bruit . . . . .	65
V.3	Traitement du bruit par les cumulants . . . . .	66
V.3.1	Définition de la matrice des cumulants . . . . .	66
V.4	Algorithme de localisation géographique des objets en présence du bruit . . . . .	68
V.4.1	Cas d'un signal large bande . . . . .	68
V.5	Simulations numériques . . . . .	70
V.6	Conclusion . . . . .	76

---

Nous exploitons dans ce chapitre les méthodes de traitement du bruit gaussien pour améliorer la méthode de localisation géographique des objets. Dans les chapitres précédents, nous avons supposé que ce bruit soit blanc ce qui n'est pas toujours vérifié en pratique.

Nous présenterons d'abord les méthodes exploitant les statistiques d'ordre deux du bruit, nous citerons la méthode de soustraction et la méthode de blanchiment du bruit en pointant leurs avantages et leurs inconvénients. Ensuite, nous présenterons une méthode exploitant les propriétés statistiques d'ordre quatre (cumulants) du bruit. Cette méthode sera détaillée un peu plus que les précédentes car c'est cette dernière que nous avons retenue et intégré à la méthode de localisation géographique des objets. Nous traiterons aussi, dans ce chapitre, le cas d'un signal large bande car nous rappelons que dans le quatrième chapitre nous avons retenu la méthode du lissage fréquentiel, qui nécessite des signaux large bande, pour la décorrélation des signaux reçus.

Nous terminerons ce chapitre par des simulations numériques pour illustrer l'effet du bruit sur la méthode de localisation géographique des objets, ainsi que l'amélioration apportée par l'utilisation des cumulants.

## V.1 Formulation du problème

Nous considérons toujours une antenne rectiligne composée de  $N$  capteurs recevant des signaux large bande réfléchis par  $K$  objets ( $N > K$ ) en présence d'un bruit additif gaussien. Les signaux reçus temporels sont regroupés dans un vecteur, qui sera noté, dans le domaine fréquentiel,  $\mathbf{r}(f, \theta, \rho)$  et écrit sous la forme suivante [6], [39], [63] :

$$\mathbf{r}(f, \theta, \rho) = \mathbf{A}(f, \theta, \rho)\mathbf{s}(f) + \mathbf{b}(f), \quad (\text{V.1})$$

où

$$\mathbf{r}(f, \theta, \rho) = [r_1(f, \theta, \rho), r_2(f, \theta, \rho), \dots, r_N(f, \theta, \rho)]^T$$

$$\mathbf{A}(f, \theta, \rho) = [\mathbf{a}(f, \theta_1, \rho_1), \mathbf{a}(f, \theta_2, \rho_2), \dots, \mathbf{a}(f, \theta_K, \rho_K)],$$

$$\mathbf{s}(f) = [s_1(f), s_2(f), \dots, s_K(f)]^T,$$

$$\mathbf{b}(f) = [b_1(f), b_2(f), \dots, b_N(f)]^T.$$

Le vecteur signal  $\mathbf{s}(f)$  est supposé stationnaire sur toutes les observations, le vecteur  $\mathbf{b}(f)$  contient les bruits gaussiens, supposés statistiquement indépendants des signaux,  $\mathbf{A}(f, \theta, \rho)$  est la matrice de transfert. Chaque composante du vecteur  $\mathbf{a}(f, \theta_i, \rho_i)$  ( $i = 1, \dots, K$ ) est formée en utilisant les modèles de diffusion acoustique développés dans le deuxième chapitre :

$$a(\theta_{ik}, \rho_{ik}) = \begin{cases} P_{\text{cylindre-s}}(\theta_{ik}, \rho_{ik}), & \text{pour un tube cylindrique en champ libre,} \\ P_{\text{sphère-s}}(\theta_{ik}, \rho_{ik}), & \text{pour une sphère creuse en champ libre,} \end{cases} \quad (\text{V.2})$$

où  $k = 1, \dots, K$ .

Par la suite, les paramètres de l'objet  $(\theta, \rho)$  seront omis pour alléger l'écriture.

Nous nous intéressons dans ce chapitre à réduire voire éliminer le bruit supposé gaussien  $\mathbf{b}(f)$ . Ce bruit a été considéré dans les chapitres précédents comme un bruit blanc. Dans les trois premiers chapitres nous n'avons appliqué aucun prétraitement pour ce bruit. Cependant dans le quatrième chapitre, la matrice interspectrale du bruit a été estimée puis par soustraction (cf. section V.2.1) nous avons éliminé ce bruit. Dans la suite de ce chapitre, nous envisageons des méthodes de traitement du bruit  $\mathbf{b}(f)$  basées sur l'utilisation des statistiques d'ordre deux puis celles utilisant les statistiques d'ordre quatre.

## V.2 Traitement du bruit par les statistiques d'ordre deux

Dans cette section, nous présentons deux méthodes de traitement du bruit basées sur l'utilisation des statistiques d'ordre deux.

### V.2.1 Méthode de soustraction de la matrice du bruit

La matrice interspectrale relative au bruit est estimée puis soustraite à la matrice interspectrale des observations. Le procédé est simple à mettre en oeuvre numériquement [84], [86]. Cependant, une mauvaise estimation de la matrice interspectrale du bruit, notée  $\hat{\Gamma}_b(f)$  peut conduire à une matrice interspectrale  $\tilde{\Gamma}(f)$  négative. Les méthodes de localisation sont alors appliquées sur la matrice interspectrale "propre" des signaux reçus :

$$\tilde{\Gamma}(f) = \Gamma(f) - \hat{\Gamma}_b(f),$$

où  $\Gamma(f)$  est la matrice interspectrale des signaux reçus qui s'écrit :

$$\Gamma(f) = \mathbf{A}(f)\Gamma_s(f)\mathbf{A}^+(f) + \Gamma_b(f) \quad (\text{V.3})$$

### V.2.2 Méthode de blanchiment du bruit

Cette méthode permet de transformer un bruit coloré (pas blanc) en un bruit blanc. Nous considérons que la matrice interspectrale du bruit est connue. Le prétraitement par blanchiment des données s'obtient en appliquant de part et d'autre de la matrice  $\Gamma(f)$ , l'opérateur  $\hat{\Gamma}_b^{-\frac{1}{2}}(f)$ , nous obtenons [36] :

$$\begin{aligned} \hat{\Gamma}_b^{-\frac{1}{2}}(f)\Gamma(f)\hat{\Gamma}_b^{-\frac{1}{2}}(f) &= \hat{\Gamma}_b^{-\frac{1}{2}}(f)\mathbf{A}(f)\Gamma_s(f)\mathbf{A}^+(f)\hat{\Gamma}_b^{-\frac{1}{2}}(f) \\ &+ \hat{\Gamma}_b^{-\frac{1}{2}}(f)\Gamma_b(f)\hat{\Gamma}_b^{-\frac{1}{2}}(f), \end{aligned} \quad (\text{V.4})$$

$$\tilde{\Gamma}(f) \cong \tilde{\mathbf{A}}(f)\Gamma_s(f)\tilde{\mathbf{A}}^+(f) + \mathbf{I}, \quad (\text{V.5})$$

où,

$$\tilde{\mathbf{A}}(f) = \hat{\Gamma}_b^{-\frac{1}{2}}(f)\mathbf{A}(f), \quad (\text{V.6})$$

et  $\mathbf{I}$  la matrice identité. Nous retrouvons donc le modèle du bruit blanc. En effet la matrice  $\tilde{\Gamma}(f)$  obtenue après blanchiment contient un bruit blanc de variance égale à 1 représenté par la matrice identité  $\mathbf{I}$ . Cependant, le blanchiment modifie la matrice interspectrale des signaux reçus tout comme la méthode de soustraction de la matrice interspectrale du bruit.

Les deux méthodes de traitement du bruit basées sur l'utilisation des statistiques d'ordre deux, citées ci-dessus, ne seront pas exploitées dans la suite du chapitre car elles peuvent détériorer les performances de la matrice interspectrale des signaux reçus (la rendre négative ou introduire des erreurs) malgré qu'elles soient faciles à mettre en oeuvre mathématiquement et moins coûteuses en terme de temps de calcul.

### V.3 Traitement du bruit par les cumulants

Dans cette partie, nous allons étudier une méthode de traitement du bruit exploitant les propriétés statistiques d'ordre quatre (cumulants) du bruit. Dans ce qui va suivre nous allons définir la matrice des cumulants des signaux reçus et voir comment cela modifiera le bruit

#### V.3.1 Définition de la matrice des cumulants

Le cumulants d'ordre quatre associée aux signaux reçus est défini par [13], [14] :

$$\begin{aligned} \text{Cum}(r_{k_a}(f), r_{k_b}(f), r_{k_c}(f), r_{k_d}(f)) = & \quad \text{E}[r_{k_a}(f)r_{k_b}(f)r_{k_c}^*(f)r_{k_d}^*(f)] \\ & - \text{E}[r_{k_a}(f)r_{k_c}^*(f)]\text{E}[r_{k_b}(f)r_{k_d}^*(f)] \\ & - \text{E}[r_{k_a}(f)r_{k_d}^*(f)]\text{E}[r_{k_b}(f)r_{k_c}^*(f)], \end{aligned}$$

où  $r_{k_a}(f)$ ,  $r_{k_b}(f)$ ,  $r_{k_c}(f)$  et  $r_{k_d}(f)$  sont, respectivement, les éléments  $k_a$ ,  $k_b$ ,  $k_c$  et  $k_d$  du vecteur  $\mathbf{r}(f)$ , avec  $k_a, k_b, k_c, k_d = 1, \dots, N$ .  $\text{E}[\cdot]$  représente l'espérance mathématique.  $\text{Cum}(\cdot)$  représente le cumulants. La matrice globale des cumulants composée de toutes les permutations possibles des quatre indices  $\{k_a, k_b, k_c, k_d\}$  est donnée par [112] :

$$\begin{aligned} \mathbf{C}(f) = & \sum_{k=1}^K \left( \mathbf{a}(f, \theta_k, \rho_k) \otimes \mathbf{a}^*(f, \theta_k, \rho_k) \right) u_k(f) \\ & \left( \mathbf{a}(f, \theta_k, \rho_k) \otimes \mathbf{a}^*(f, \theta_k, \rho_k) \right)^+, \end{aligned} \quad (\text{V.7})$$

où  $\otimes$  est le produit de Kronecker et  $u_k(f)$  représente le Kurtosis de la  $k^{\text{ème}}$  source, défini par :

$$u_k(f) = \text{Cum}(s_k(f), s_k^*(f), s_k(f), s_k^*(f)), \text{ avec } k = 1, \dots, K.$$

$\mathbf{C}(f)$  a une dimension  $(N^2 \times N^2)$ . Les lignes de  $\mathbf{C}(f)$  sont repérées par l'indice  $(k_a - 1)N + k_c$ , et les colonnes par  $(k_d - 1)N + k_b$ .

Les éléments de la matrice  $\mathbf{C}(f)$  sont donnés alors par :

$$c_{(k_a-1)N+k_c, (k_d-1)N+k_b} = \text{Cum}(r_{k_a}(f), r_{k_b}(f), r_{k_c}(f), r_{k_d}(f)). \quad (\text{V.8})$$

Le calcul de cette matrice cumulants  $\mathbf{C}(f)$  est coûteux en terme de temps de calcul [39], [112], [17]. Pour pallier à ce problème, plutôt que de considérer la matrice des cumulants  $\mathbf{C}(f)$ , nous définissons la matrice tranche cumulants de dimension  $(N \times N)$ . Cette nouvelle matrice a les mêmes propriétés algébriques que la précédente et elle est

notée  $\mathbf{C}_t(f)$  [17], [39], [112] :

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_t(f) &\triangleq \text{Cum}(r_1(f), r_1^*(f), \mathbf{r}(f), \mathbf{r}^+(f)) \\ &= \begin{bmatrix} c_{1,1} & c_{1,N+1} & \cdots & c_{1,N^2-N+1} \\ c_{1,2} & c_{1,N+2} & \cdots & c_{1,N^2-N+2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ c_{1,N} & c_{1,2N} & \cdots & c_{1,N^2} \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{A}(f) \mathbf{U}_s(f) \mathbf{A}^+(f) \end{aligned} \quad (\text{V.9})$$

où  $c_{1,j}$  est l'élément  $(1, j)$  de la matrice cumulant  $\mathbf{C}(f)$  et  $\mathbf{U}_s(f)$  est la matrice diagonale de Kurtosis des sources où son  $i^{\text{ème}}$  élément est défini par :  $\text{Cum}(s_i(f), s_i^*(f), s_i(f), s_i^*(f))$  avec  $i = 1, \dots, K$ .

Notons que la matrice  $\mathbf{C}_t(f)$  obtenue ne contient pas du bruit donc l'utilisation des cumulants permet d'éliminer le bruit d'une manière plus sûre comparée aux méthodes de soustraction et de blanchiment du bruit. En effet, Les cumulants d'un bruit gaussien sont nuls.

Par ailleurs, la matrice  $\mathbf{C}_t(f)$  est comparable à la matrice interspectrale des signaux reçus,

$$\begin{aligned} \mathbf{\Gamma}(f) &= \text{E}[\mathbf{r}(f)\mathbf{r}^+(f)] \\ &= \mathbf{A}(f)\mathbf{\Gamma}_s(f)\mathbf{A}^+(f) + \mathbf{\Gamma}_b(f) \end{aligned}$$

où  $\mathbf{\Gamma}_b(f)$  est la matrice interspectrale du vecteur bruit :

$$\mathbf{\Gamma}_b(f) = \text{E}[\mathbf{b}(f)\mathbf{b}^+(f)],$$

et  $\mathbf{\Gamma}_s(f)$  est la matrice interspectrale du vecteur des signaux sources  $\mathbf{s}(f)$ , donnée par :

$$\mathbf{\Gamma}_s(f) = \text{E}[\mathbf{s}(f)\mathbf{s}^+(f)]$$

Dans le cas d'un bruit blanc,  $\mathbf{\Gamma}_b(f)$  s'écrit :

$$\mathbf{\Gamma}_b(f) = \sigma^2(f)\mathbf{I},$$

où  $\sigma^2(f)$  est la variance du bruit et  $\mathbf{I}$  est la matrice identité de dimension  $(N \times N)$ . Le sous espace signal sera engendré par les  $K$  plus grands vecteurs propres correspondants aux  $K$  plus grandes valeurs propres de la matrice interspectrale  $\mathbf{\Gamma}(f)$ . Cependant en pratique, le bruit n'est pas toujours blanc ou ses caractéristiques statistiques ne sont pas connues, d'où l'intérêt d'utiliser les statistiques d'ordre supérieur, comme le montre l'équation (V.9), dans laquelle la matrice tranche cumulants  $\mathbf{C}_t$  n'est pas affectée par le bruit.

## V.4 Algorithme de localisation géographique des objets en présence du bruit

Après avoir défini la matrice tranche cumulants dans la section précédente, nous allons présenter dans cette section comment l'intégrer dans la méthode de localisation géographique des objets à la place de la matrice interspectrale des signaux reçus puisque nous avons déclaré précédemment que les deux matrices sont comparables.

En décomposant la matrice tranche cumulants  $\mathbf{C}_t(f)$  en éléments propres nous obtenons :

$$\mathbf{C}_t(f) = \sum_{i=1}^N \lambda_i(f) \mathbf{v}_i(f) \mathbf{v}_i^+(f) \quad (\text{V.10})$$

où  $\lambda_i(f)$  et  $\mathbf{v}_i(f)$  avec  $i = 1, \dots, N$ , représentent, respectivement les valeurs propres et leurs vecteurs propres correspondants de la matrice tranche cumulants  $\mathbf{C}_t(f)$ .

Soit, en représentation matricielle,

$$\mathbf{C}_t(f) = \mathbf{V}(f) \mathbf{\Lambda}(f) \mathbf{V}^+(f) \quad (\text{V.11})$$

où

$$\mathbf{V}(f) = [\mathbf{v}_1(f), \dots, \mathbf{v}_N(f)]$$

et

$$\mathbf{\Lambda}(f) = \text{diag}(\lambda_1(f), \dots, \lambda_N(f)).$$

Nous supposons que les colonnes de  $\mathbf{A}(f)$  sont différentes et non colinéaires, ce qui implique une matrice  $\mathbf{C}_t(f)$  non singulière et le rang de  $\mathbf{A}(f) \mathbf{U}_s(f) \mathbf{A}^+(f)$  est  $K$ . Cette hypothèse implique que :

- les  $(N - K)$  plus petites valeurs propres,
 
$$\lambda_{K+1}(f) = \dots = \lambda_N(f) \cong 0.$$
- les vecteurs propres, correspondant aux plus petites valeurs propres, sont orthogonaux aux colonnes de la matrice  $\mathbf{A}(f)$  :

$$\mathbf{V}_b(f) \triangleq \{\mathbf{v}_{K+1}(f) \dots \mathbf{v}_N(f)\} \perp \{\mathbf{a}(f, \theta_1, \rho_1) \dots \mathbf{a}(f, \theta_K, \rho_K)\}$$

Finalement le spectre spatial, à la fréquence  $f$ , qui nous permet d'estimer les coordonnées spatiales des objets en présence d'un bruit gaussien quelconque est donné par :

$$Z(f, \theta_k, \rho_k) = \frac{1}{|\mathbf{a}^+(f, \theta_k, \rho_k) \mathbf{V}_b(f)|^2} \quad (\text{V.12})$$

### V.4.1 Cas d'un signal large bande

Dans le cas d'un signal large bande, nous pouvons combiner l'utilisation de la matrice des cumulants avec l'opérateur de focalisation bilinéaire développé dans le chapitre

précédent.

Nous résumons ci-après les différentes étapes de l'algorithme de localisation d'objets en présence du bruit [78] :

1. estimation initiale de  $\theta_i$ , où  $i = 1, \dots, p$ , en utilisant la formation de voies.  $p$  représente le nombre de sources estimé initialement,
2. estimation initiale de  $\rho_i$  en utilisant la formule suivante,

$$\rho_i = \frac{h}{\cos(\theta_i)},$$

où  $h$  représente la distance entre l'axe horizontal de l'antenne et le fond marin ,

3. estimation de la matrice de transfert  $\hat{\mathbf{A}}(f_n)$  pour chaque fréquence de la bande de fréquences ( $n = 1, \dots, L$ ,  $L$  est le nombre de fréquences dans la bande de fréquences) en utilisant :

$$\hat{\mathbf{A}}(f_n) = [\mathbf{a}(f_n, \theta_1, \rho_1), \mathbf{a}(f_n, \theta_2, \rho_2), \dots, \mathbf{a}(f_n, \theta_p, \rho_p)],$$

$$\mathbf{a}(f_n, \theta_i, \rho_i) = [a(f_n, \theta_{i1}, \rho_{i1}), \dots, a(f_n, \theta_{iN}, \rho_{iN})]^T,$$

où chaque composant du vecteur  $\mathbf{a}(f_n, \theta_p, \rho_p)$  est calculé en utilisant les modèles acoustiques développés au deuxième chapitre :

$$a(\theta_{ik}, \rho_{ik}) = \begin{cases} P_{cylindre-s}(\theta_{ik}, \rho_{ik}), & \text{pour un tube cylindrique en champ libre,} \\ P_{sphère-s}(\theta_{ik}, \rho_{ik}), & \text{pour une sphère creuse en champ libre,} \end{cases} \quad (\text{V.13})$$

4. estimation de la matrice tranche cumulants des signaux reçus  $\mathbf{C}_t(f_n)$  puis décomposition en éléments propres,
5. calcul de la matrice diagonale des kurtosis pour chaque fréquence  $f_n$  pour obtenir :

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_s(f_n) &= (\hat{\mathbf{A}}^+(f_n) \hat{\mathbf{A}}(f_n))^{-1} \hat{\mathbf{A}}^+(f_n) \\ &\quad [\mathbf{C}_t(f_n)] \hat{\mathbf{A}}(f_n) \\ &\quad (\hat{\mathbf{A}}^+(f_n) \hat{\mathbf{A}}(f_n))^{-1}, \end{aligned} \quad (\text{V.14})$$

6. calcul de la matrice moyenne des matrices diagonales des kurtosis :

$$\bar{\mathbf{U}}_s(f_0) = \frac{1}{L} \sum_{n=1}^L \mathbf{U}_s(f_n), \quad (\text{V.15})$$

7. calcul de  $\hat{\mathbf{C}}_t(f_0) = \hat{\mathbf{A}}(f_0) \bar{\mathbf{U}}_s(f_0) \hat{\mathbf{A}}^+(f_0)$ ,
8. formation de l'opérateur de focalisation en utilisant les matrices des vecteurs propres :

$$\mathbf{T}(f_0, f_n) = \hat{\mathbf{V}}(f_0) \mathbf{V}^+(f_n) \quad (\text{V.16})$$

où  $\mathbf{V}(f_n)$  et  $\hat{\mathbf{V}}(f_0)$  sont les matrices des vecteurs propres issues respectivement de la décomposition en éléments propres des matrices des cumulants  $\mathbf{C}_t(f_n)$  et  $\hat{\mathbf{C}}_t(f_0)$ ,

9. formation de la matrice moyenne tranche cumulants  $\bar{\mathbf{C}}_t(f_0)$  ainsi que sa décomposition en éléments propres :

$$\bar{\mathbf{C}}_t(f_0) = \frac{1}{L} \sum_{n=1}^L \mathbf{T}(f_0, f_n) \mathbf{C}_t(f_n) \mathbf{T}^+(f_0, f_n) \quad (\text{V.17})$$

10. estimation du nombre d'objets  $K$  en appliquant la méthode AIC ou MDL [108] sur la matrice des valeurs propres  $\bar{\mathbf{C}}_t(f_0)$ ,
11. formation du spectre spatial de la méthode de localisation géographique pour estimer la distance objet-capteur  $\rho$  et l'angle  $\theta$  :

$$Z(f_0, \theta_k, \rho_k) = \frac{1}{|\mathbf{a}^+(f_0, \theta_k, \rho_k) \bar{\mathbf{V}}_b(f_0)|^2}, \quad (\text{V.18})$$

où  $\bar{\mathbf{V}}_b(f_0)$  est la matrice des vecteurs propres de la matrice  $\bar{\mathbf{C}}_t(f_0)$  associée aux  $(N - K)$  plus petites valeurs propres.

La matrice tranche cumulants  $\mathbf{C}_t(f)$  est utilisée exactement de la même façon que la matrice interspectrale des signaux reçus. L'avantage est que la matrice  $\mathbf{C}_t(f)$  est une matrice "propre" (sans bruit) donc l'estimation des directions d'arrivée des objets et des distances objets-capteurs est nettement améliorée par l'utilisation de cette matrice et c'est ce que nous allons illustrer par des simulations numériques qui feront l'objet de la section suivante.

## V.5 Simulations numériques

Pour évaluer l'effet du bruit sur la méthode de localisation géographique des objets, nous avons simulé un bruit gaussien avec un rapport signal sur bruit ( $RSB$ ) défini par :

$$RSB = 10 \log_{10} \frac{S_i}{\sigma^2}, \quad (\text{V.19})$$

où  $S_i$  représente la puissance du signal reçu, associé à l'objet  $i$  et  $\sigma^2$  est la variance du bruit sur tous les capteurs. Nous choisirons des  $\sigma$  et des  $S_i$  de telle sorte à obtenir des  $RSB$  entre 0 et 10 dB.

Nous considérons les deux exemples suivants :

- exemple 1 : un tube cylindrique placé en champ libre de caractéristiques géoacoustiques semblables à celles de l'exemple de référence présenté au deuxième chapitre ;
- exemple 2 : trois sphères creuses placées en champ libre de caractéristiques géoacoustiques semblables à celles de l'exemple de référence présenté au deuxième chapitre ;

Les valeurs simulées des directions d'arrivée des objets ainsi que les distances objets-capteurs sont notées respectivement par  $\theta^s$  et  $\rho^s$ . Ces valeurs sont résumées dans le tableau V.1.

	$\theta^s$ (°), $\rho^s$ (m)
Un cylindres en champ libre	$\theta^s = 15, \rho^s = 0.3$
Trois sphères en champ libre	$\theta_1^s = 20, \rho_1^s = 0.35$ $\theta_2^s = 15, \rho_2^s = 0.4$ $\theta_3^s = 40, \rho_3^s = 0.3$

Tableau V.1 — Valeurs simulées  $\theta^s$  et  $\rho^s$  des objets.

Les signaux simulés pour cette étude sont large bande avec :

- $f_{min}$  : la fréquence minimale de la bande de fréquences ( $f_{min} = 150$  kHz),
- $f_{max}$  : la fréquence maximale de la bande de fréquence ( $f_{max} = 250$  kHz),
- $f_0$  : la fréquence centrale de la bande de fréquences ( $f_0 = 200$  kHz).

Nous simulons des données synthétiques pour chaque exemple puis nous rajoutons à ces données un bruit gaussien de  $RSB = \{0, \dots, 10\}$  dB. Ensuite, pour étudier l'effet du bruit sur l'estimation simultanée des directions d'arrivée des objets et des distance objets-capteurs, nous appliquons dans un premier temps, la méthode de localisation géographique des objets, développée au deuxième chapitre, qui n'intègre pas de prétraitement pour réduire le bruit. Ainsi, la matrice interspectrale des signaux simulés est formée à la fréquence centrale  $f_0 = 200$  kHz et en utilisant  $L_r = 20$  réalisations.

Le spectre spatial de la méthode de localisation géographique des objets est représenté à la figure V.1 pour l'exemple 1 et à la figure V.2 pour l'exemple 2. D'après ces deux figures, nous constatons que le bruit a plus d'effet sur l'estimation des distances objets-capteurs  $\rho$  que sur l'estimation des directions d'arrivée des objets  $\theta$ . En effet, la valeur estimée de  $\rho$  s'étend pratiquement sur un intervalle de 0.33 m pour des  $RSB > 6$  dB. Cependant, l'estimation de  $\theta$  est moins affectée par le bruit, sa valeur s'étend sur un intervalle de  $3^\circ$  toujours pour des  $RSB > 6$  dB. A partir d'un  $RSB < 6$  dB les performances de l'estimateur de  $\theta$  et de  $\rho$  sont considérablement dégradées comme nous le montre les deux exemples.

Pour traiter ce bruit gaussien, nous allons appliquer les étapes de l'algorithme présenté à la section V.4.1 :

- en appliquant la méthode de formation de voies, nous obtenons :
  - exemple1 :  $\theta_1 = 12^\circ$  ( $p = 1$ ),
  - exemple2 :  $\theta_1 = 18^\circ, \theta_2 = 45^\circ$  ( $p = 2$ ).
- nous calculons les  $\rho_i$  à partir des  $\theta_i$  ( $i = 1, \dots, p$ ) :
  - exemple1 :  $\rho_1 = 0.51$  m,
  - exemple2 :  $\rho_1 = 0.178$  m,  $\rho_2 = 0.24$  m.
- nous choisissons  $L = 50$  fréquences pour les deux exemples (les fréquences d'amplitudes supérieures à  $-3$  dB sur le spectre des signaux simulés) ;

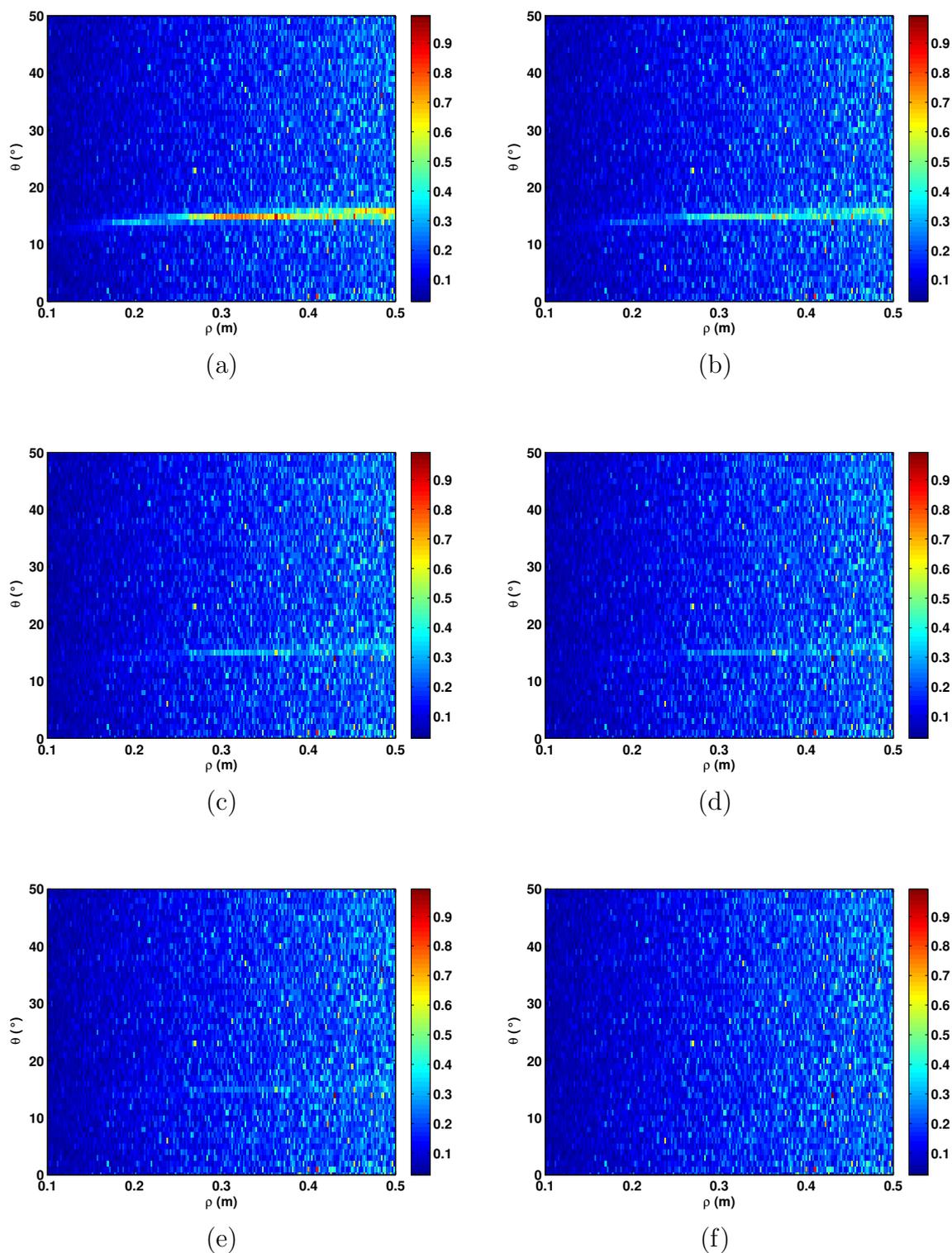


Figure V.1 — Effet du bruit sur la méthode de localisation géographique pour 1 cylindre en champ libre. (a)  $RSB = 10$  dB. (b)  $RSB = 8$  dB. (c)  $RSB = 6$  dB. (d)  $RSB = 4$  dB. (e)  $RSB = 2$  dB. (f)  $RSB = 0$  dB.

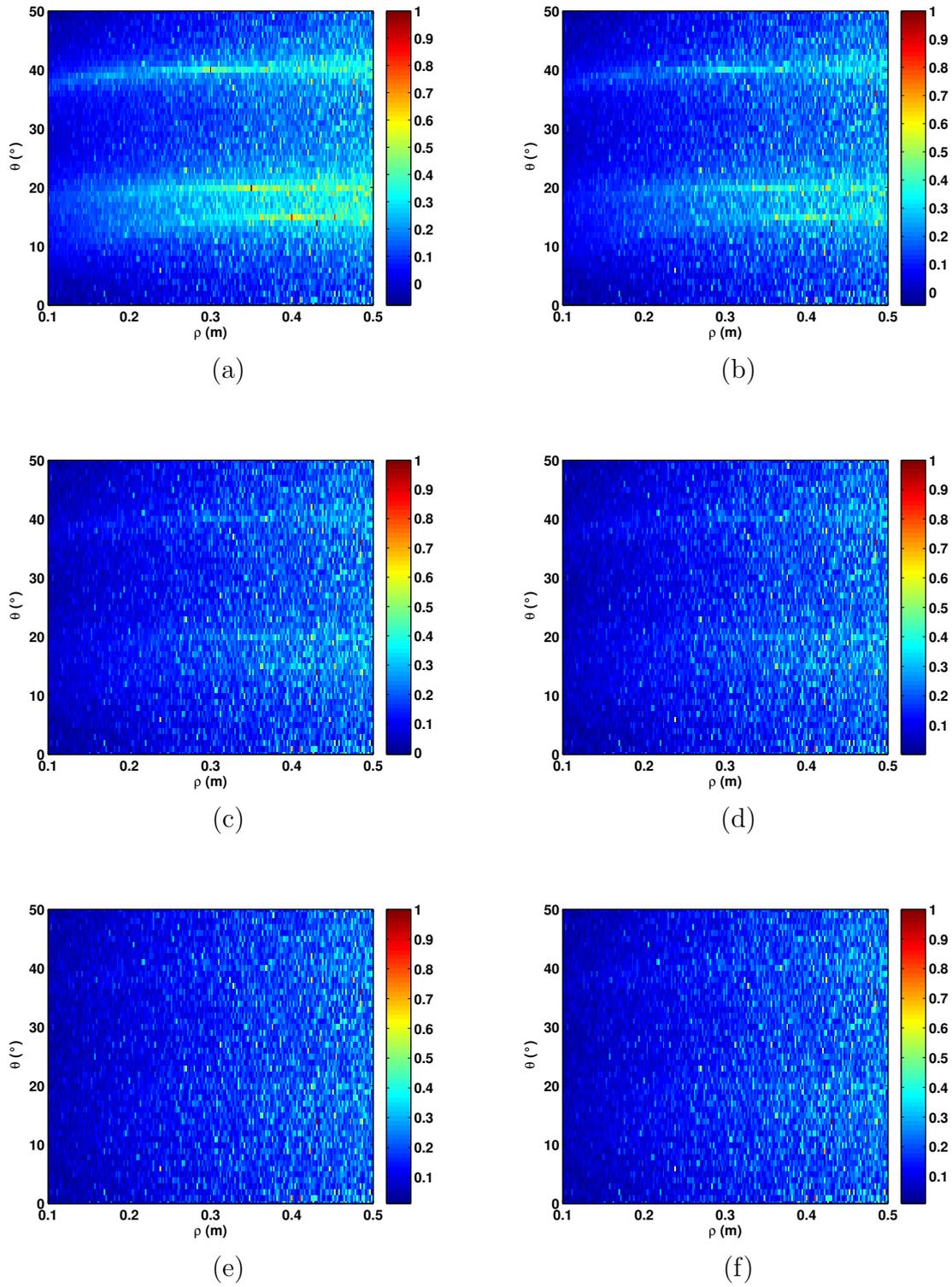


Figure V.2 — Effet du bruit sur la méthode de localisation géographique pour 3 sphères creuses en champ libre. (a)  $RSB = 10$  dB. (b)  $RSB = 8$  dB. (c)  $RSB = 6$  dB. (d)  $RSB = 4$  dB. (e)  $RSB = 2$  dB. (f)  $RSB = 0$  dB.

- la matrice tranche cumulants des signaux simulés  $\mathbf{C}_t$  est calculer en utilisant un nombre de réalisation  $L_r = 20$  pour les deux exemples ;
- pour estimer l’opérateur de focalisation bilinéaire, nous choisissons la fréquence centrale  $f_0 = 200$  kHz comme fréquence de focalisation ;
- en appliquant le critère AIC, nous obtenons :
  - exemple1 :  $K = 1$  objets,
  - exemple2 :  $K = 3$  objets.

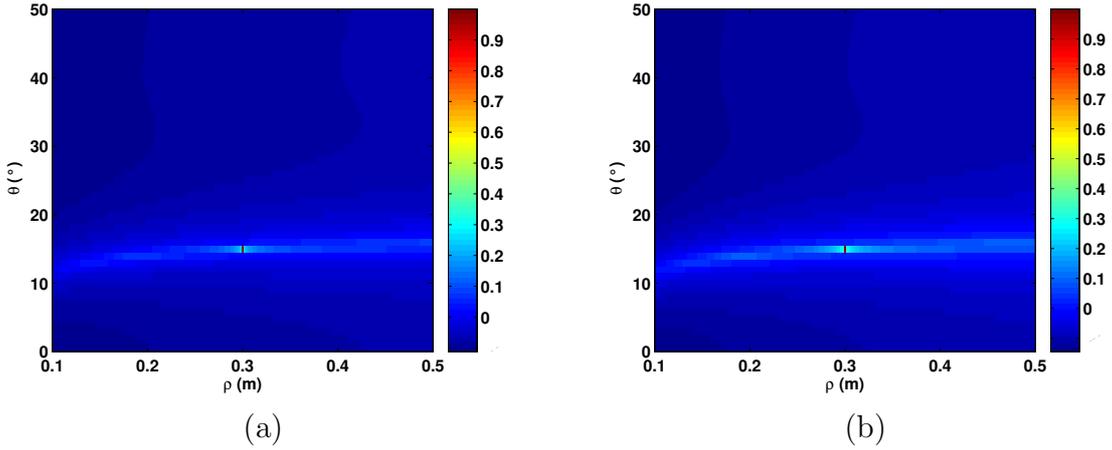


Figure V.3 — Traitement du bruit par les cumulants appliqués aux signaux simulés de l’exemple 1 : un cylindre en champ libre. (a)  $RSB = 10$  dB. (b)  $RSB = 0$  dB.

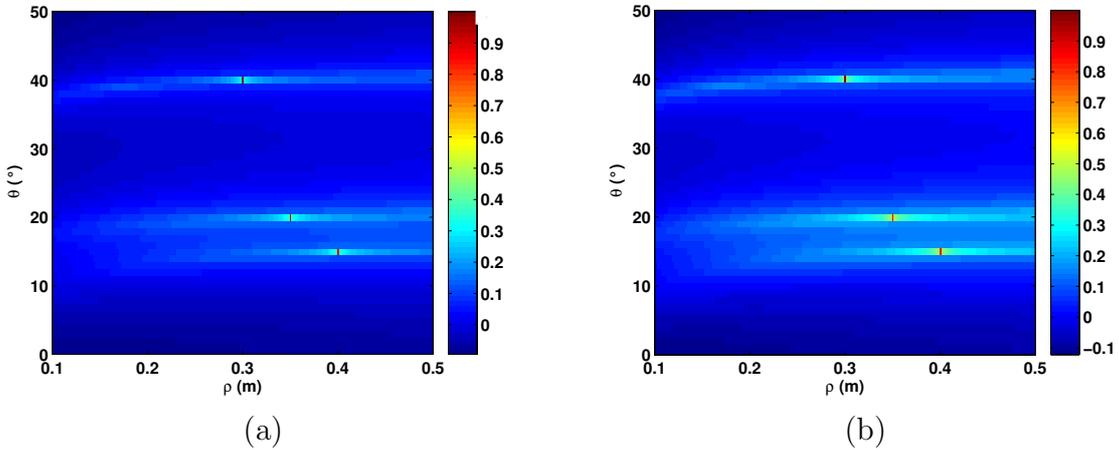


Figure V.4 — Traitement du bruit par les cumulants appliqués aux signaux simulés de l’exemple 2 : trois sphères en champ libre. (a)  $RSB = 10$  dB. (b)  $RSB = 0$  dB.

Le spectre spatiale de la méthode de localisation géographique des objets, après traitement du bruit par les cumulants est présenté à la figure V.3 pour l’exemple 1 et à la figure V.4 pour l’exemple 2. Nous avons représenté sur ces deux figures que les cas correspondant aux valeurs du  $RSB$  les plus extrêmes, à savoir  $RSB = 0$  dB et  $RSB = 10$  dB. En faisant une première analyse des valeurs de  $\theta$  et de  $\rho$  estimées, basée sur les les figures V.3 et V.4, nous constatons que ces valeurs sont bien distinguées et

pour les deux exemples. Cependant, le spectre spatial est plus étalé pour  $\rho$  par rapport à  $\theta$  et cet étalement est plus accentué pour l'exemple 2.

Afin de quantifier l'estimation des directions d'arrivée des objets et des distances objets-capteurs après traitement du bruit par les cumulants, nous donnons les valeurs estimées, notées  $\theta^e$  et  $\rho^e$  ainsi que l'erreur commise sur l'estimation de  $\theta$  notée par  $E_\theta = |\theta^s - \theta^e|$  et sur l'estimation de  $\rho$  notée  $E_\rho = |\rho^s - \rho^e|$ . Les valeurs obtenues sont résumées dans le tableau V.2.

<i>RSB</i> (dB)	Exemple N°	$\theta^e$ (°), $\rho^e$ (m)	$E_\theta$ (°)	$E_\rho$ (m)
10	1	$\theta^e = 14.9, \rho^e = 0.3$	0.1	0
10	2	$\theta_1^e = 20.2, \rho_1^e = 0.349$	0.2	0.001
		$\theta_2^e = 15.1, \rho_2^e = 0.401$	0.1	0.001
		$\theta_3^e = 39.9, \rho_3^e = 0.3$	0.1	0
8	1	$\theta^e = 15.2, \rho^e = 0.3$	0.2	0
8	2	$\theta_1^e = 19.9, \rho_1^e = 0.348$	0.1	0.002
		$\theta_2^e = 14.9, \rho_2^e = 0.399$	0.1	0.001
		$\theta_3^e = 40.1, \rho_3^e = 0.299$	0.1	0.001
6	1	$\theta^e = 15.2, \rho^e = 0.302$	0.2	0.002
6	2	$\theta_1^e = 19.7, \rho_1^e = 0.348$	0.3	0.002
		$\theta_2^e = 14.8, \rho_2^e = 0.402$	0.2	0.002
		$\theta_3^e = 39.8, \rho_3^e = 0.299$	0.2	0.001
4	1	$\theta^e = 14.9, \rho^e = 0.299$	0.1	0.001
4	2	$\theta_1^e = 20.2, \rho_1^e = 0.351$	0.2	0.001
		$\theta_2^e = 15.3, \rho_2^e = 0.398$	0.3	0.002
		$\theta_3^e = 40.2, \rho_3^e = 0.302$	0.2	0.002
2	1	$\theta^e = 14.8, \rho^e = 0.298$	0.2	0.002
2	2	$\theta_1^e = 20.2, \rho_1^e = 0.342$	0.2	0.002
		$\theta_2^e = 15.2, \rho_2^e = 0.398$	0.2	0.002
		$\theta_3^e = 39.7, \rho_3^e = 0.299$	0.3	0.001
0	1	$\theta^e = 14.8, \rho^e = 0.301$	0.2	0.001
0	2	$\theta_1^e = 20.3, \rho_1^e = 0.342$	0.3	0.002
		$\theta_2^e = 14.7, \rho_2^e = 0.402$	0.3	0.002
		$\theta_3^e = 39.8, \rho_3^e = 0.298$	0.2	0.002

Tableau V.2 — Valeurs estimées  $\theta^e$  et  $\rho^e$  pour les différents *RSB* après traitement du bruit

La comparaison des erreurs  $E_\theta$  et  $E_\rho$  pour toutes les valeurs du *RSB* données dans les tableaux V.2 montre que ces erreurs restent relativement faibles,  $E_\theta < 0.3^\circ$  et  $E_\rho < 0.002$  m, ce qui est encourageant. Néanmoins, ces erreurs sont d'autant plus faible que *RSB* est élevé. Comme nous nous intéressons à la localisation géographique des objets et non pas des points ponctuels, des erreurs de cet ordre là ne gênent pas la localisation. En effet, tant les valeurs estimées  $\theta^e$  et  $\rho^e$  correspondent toujours à un point de l'objet, nous considérons que ces erreurs sont négligeables.

## V.6 Conclusion

Nous avons étudié dans ce chapitre les méthodes permettant de traiter le bruit gaussien. Des méthodes utilisant les propriétés statistiques d'ordre deux en l'occurrence la matrice interspectrale du bruit ont été les premières méthodes que nous avons envisagées. Ces méthodes sont la soustraction et le blanchiment du bruit. Cependant, ces méthodes ont été vite mises de côté car elles dépendent principalement de l'estimation de la matrice interspectrale du bruit. Cette estimation n'est pas toujours évidente car une mauvaise estimation peut conduire à l'obtention d'une matrice interspectrale débruitée qui soit négative ce qui n'est pas correct physiquement.

Nous nous sommes intéressés par la suite aux statistiques d'ordre quatre (cumulants) du bruit et comme ce dernier est gaussien sa matrice cumulants est nulle. C'est cette propriété, que nous avons exploitée et intégrée dans la méthode de localisation géographique des objets. Dans un premier temps, nous avons calculé la matrice cumulants des signaux reçus ensuite par souci de réduire le temps de calcul nous avons envisagé d'utiliser la matrice tranche cumulants à la place de la matrice interspectrale des signaux reçus. Pour compléter cette étude, nous avons traité le cas des signaux corrélés et en présence du bruit, en proposant un algorithme assez simple qui combine l'utilisation à la fois de la matrice tranche cumulants et l'opérateur de focalisation bilinéaire. Cet algorithme nous permet d'estimer simultanément les directions d'arrivée des objets et les distances objets-capteurs.

Pour illustrer les avantages de l'utilisation de la matrice des cumulants, nous avons présenté quelques simulations numériques. En effet, nous avons simulé d'abord des données synthétiques correspondant à plusieurs objets de forme cylindrique et sphérique. Ensuite, nous avons simulé des bruits gaussiens avec des rapport signal sur bruit différents que nous avons rajouté aux données synthétiques. L'estimation des directions d'arrivée des objets et des distances objets-capteurs a été réalisée d'abord en utilisant la matrice interspectrale des signaux simulés sans prétraitement du bruit. Dans un deuxième temps, c'est la matrice tranche cumulants des signaux simulés qui a été utilisée. Les directions d'arrivée des objets et des distances objets-capteurs ont été estimées avec une erreur relativement faible devant les dimensions des objets considérés c'est-à-dire que les valeurs estimées correspondent toujours à un point de l'objet.

Les résultats obtenus sont encourageant et valident notre méthode de localisation géographique des objets en présence de bruit. Cependant, cette validation a été réalisée sur des données synthétiques. La validation, de la méthode de localisation géographique des objets, sur des données expérimentales fera l'objet du chapitre suivant.

# Chapitre VI



# CHAPITRE VI Applications à des données expérimentales

---

## Sommaire

---

VI.1 Conditions expérimentales . . . . .	80
VI.2 Définition et positionnement des objets . . . . .	81
VI.3 Configuration des séries de mesures . . . . .	86
VI.4 Données expérimentales . . . . .	87
VI.4.1 Rajout de déphasages aux signaux reçus . . . . .	89
VI.4.2 Rajout du bruit aux signaux reçus . . . . .	91
VI.5 Traitements appliqués aux données expérimentales . . . . .	91
VI.5.1 Choix du modèle de diffusion acoustique . . . . .	91
VI.5.2 Traitement des déphasages . . . . .	93
VI.5.3 Traitement des signaux corrélés . . . . .	93
VI.5.4 Traitement du bruit . . . . .	93
VI.6 Résultats et discussions . . . . .	94
VI.6.1 Résultats obtenus en présence de déphasages . . . . .	94
VI.6.2 Résultats obtenus en présence de signaux corrélés . . . . .	96
VI.6.3 Résultats obtenus en présence du bruit . . . . .	98
VI.7 Conclusion . . . . .	99

---

Dans ce chapitre une étude expérimentale est menée afin de valider la méthode de localisation géographique des objets dans un environnement le plus réaliste possible, en prenant en compte les paramètres suivants : les déphasages dûs aux déplacements des capteurs par rapport à leurs positions d'origines, les signaux corrélés et le bruit. Ces phénomènes dégradent fortement les performances de la méthode de localisation géographique des objets comme présenté lors des chapitres précédents.

Jusqu'à présent, les différents traitements ont été appliqués et validés séparément sur des données synthétiques et les résultats obtenus sont très encourageants. Cependant, une validation sur des données expérimentales s'avère indispensable. Pour ce faire, nous avons effectué au sein du Laboratoire de Mécanique et d'Acoustique à Marseille, plusieurs séries de mesures dans la cuve expérimentale. Cette cuve représente un environnement proche d'un environnement naturel à une échelle plus réduite.

Nous présentons, dans ce chapitre, les conditions expérimentales des séries de mesures effectuées ainsi que les données expérimentales acquises. Ensuite, nous appli-

quons la chaîne de traitement établie à partir des algorithmes développés dans les chapitres précédents. Cette chaîne de traitement nous permet de réduire voire éliminer les dégradations causées par les déphasages, les signaux corrélés et le bruit. Enfin, nous exposons les résultats expérimentaux obtenus lors de ces différents tests.

## VI.1 Conditions expérimentales

Nous avons effectué plusieurs séries de mesures dans une cuve expérimentale représentée à la figure VI.1. Cette cuve est remplie d'eau douce sur une hauteur de 60 cm et son fond est recouvert d'une couche de sable fin de 15 cm d'épaisseur.

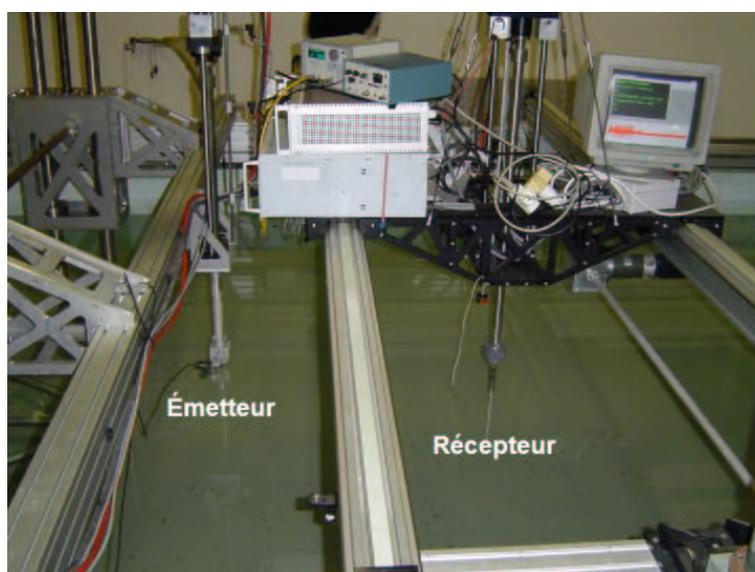


Figure VI.1 — Cuve expérimentale

Les caractéristiques physiques des deux milieux qui composent cette cuve expérimentale, à savoir l'eau et le sable fin, sont résumées dans le tableau VI.1. La célérité des ondes acoustiques dans le sable dépend des caractéristiques physiques et acoustiques de ce dernier. Une classification granulométrique permet de déterminer ces caractéristiques. Le sable utilisé est très fin et d'après le tableau fourni dans l'annexe C, tableau résumant les caractéristiques des sédiments selon une classification granulométrique, la vitesse de propagation dans le sable fin est de 1661 m/s.

	Eau	Sable
Masse volumique ( $\text{Kg}/\text{m}^3$ )	$D_1 = 1000$	$D_2 = 1990$
Célérité (m/s)	$c_1 = 1480$	$c_2 = 1661$

Tableau VI.1 — Caractéristiques physiques de l'eau et du sable qui composent la cuve expérimentale

Cette cuve est surmontée de deux chariots mobiles. Le premier supporte un transducteur émetteur et le second chariot supporte un transducteur récepteur ; il est piloté par l'ordinateur embarqué. Les impulsions sont envoyées par un générateur commandé par cet ordinateur embarqué.

Caractéristiques du transducteur émetteur :

- angle d'incidence  $\theta_{inc} = 60^\circ$  (l'angle critique est de  $63^\circ$ ),
- diamètre du transducteur : 0.03 m,
- ouverture du lobe principale du transducteur à  $-3$  dB :  $5^\circ$ ,
- bande de fréquences du signal émis :  $[f_{min} = 150, f_{max} = 250]$  kHz,
- fréquence centrale du signal émis :  $f_0 = 200$  kHz,
- durée du signal émis :  $15 \mu s$ .

Caractéristiques du transducteur récepteur :

- transducteur omnidirectionnel,
- diamètre du transducteur : 0.005 m,
- durée du signal reçu :  $750 \mu s$ ,
- fréquence d'échantillonnage du signal reçu :  $f_e = 2$  MHz.

Pour simuler une antenne rectiligne composée de  $N$  capteurs, le transducteur récepteur (capteur) est déplacé horizontalement ( $N - 1$ ) fois avec un pas de déplacement  $d = 0.002$  m. Une acquisition est effectuée à chaque position du récepteur.

## VI.2 Définition et positionnement des objets

Le choix des objets a été effectué en prenant en compte les modèles de diffusion acoustique étudiés au deuxième chapitre. En effet, nous avons étudié les modèles de diffusion acoustique par un tube cylindrique et par une sphère creuse. Les objets choisis pour la partie expérimentale sont des tubes cylindriques ou des sphères creuses en dural Aluminium comme le montre la figure VI.2 :

- deux sphères creuses remplies d'air :  $O_1$  et  $O_2$ ,
- six tubes cylindriques :  $O_3$  et  $O_4$  sont remplis d'air,  $O_5$  et  $O_6$  sont remplis d'eau,  $O_7$  et  $O_8$  sont remplis d'air mais de diamètre plus grand.

Les caractéristiques physiques de ces différents objets sont résumées dans le tableau VI.2.



Figure VI.2 — Objets utilisés pour l'étude expérimentale de la méthode de localisation géographique des objets

	Objets	Fluide à l'intérieure des objets
Masse volumique (Kg/m <sup>3</sup> )	$D_{objet} = 2700$	$D_3 = \begin{cases} 1000 & (eau) \\ 1.2 & (air) \end{cases}$
Célérité (m/s)	$\begin{cases} c_l = 6300 \\ c_t = 3200 \end{cases}$	$c_3 = \begin{cases} 1480 & (eau) \\ 340 & (air) \end{cases}$

Tableau VI.2 — Caractéristiques physiques des différents objets.

Les rayons externe et interne des objets sont notés  $\alpha_a$  et  $\alpha_b$  respectivement. Les tubes cylindriques admettent une longueur  $l_{O_k}$  ( $k = 3, \dots, 8$ ). Les dimensions des différents objets sont résumées dans le tableau VI.3. La longueur  $l_{O_k}$  est considérée infinie si celui-ci se trouve dans la première zone de Fresnel [95]. En d'autres termes, la longueur du tube cylindrique doit satisfaire la condition suivante :

$$l_{O_k} > l_{O_k-min}, \quad (VI.1)$$

avec  $l_{O_k-min}$  représentant la longueur minimale que le tube cylindrique doit avoir pour être considéré de longueur infinie. Il s'écrit [95] :

$$l_{O_k-min} = 2\sqrt{\rho_{kexp}\lambda_{max}}, \quad (VI.2)$$

où  $\rho_{kexp}$  est la distance expérimentale qui sépare le récepteur du  $k^{ième}$  tube cylindrique (cf. tableau VI.4) et  $\lambda_{max}$  est la longueur d'onde maximale.

Ainsi, pour chaque tube cylindrique considéré dans cette étude, nous avons calculé la longueur minimale que nous résumons dans le tableau VI.3.

Nous avons enfoui, par la suite, ces quatre couples d'objets dans le sable fin, au fond de la cuve expérimentale, à une profondeur  $y_c = 5$  mm (distance qui sépare

	1 <sup>er</sup> couple Sphères ( $O_1, O_2$ )	2 <sup>ème</sup> couple Cylindres ( $O_3, O_4$ )
rayon externe (m)	$\alpha_{aO_{1,2}} = 0.03$	$\alpha_{aO_{3,4}} = 0.01$
Longueur (m)	-	$l_{O_3} = 0.258$ $l_{O_4} = 0.69$
Longueur minimale (m)	-	$l_{O_3-min} = 0.16$ $l_{O_4-min} = 0.14$
$Dist_{objets}$ (m)	0.33	0.13
	3 <sup>ème</sup> couple Cylindres ( $O_5, O_6$ )	4 <sup>ème</sup> couple Cylindres ( $O_7, O_8$ )
Rayon externe (m)	$\alpha_{aO_{5,6}} = 0.018$	$\alpha_{aO_{7,8}} = 0.02$
Longueur (m)	$l_{O_5} = 0.372$ $l_{O_6} = 0.396$	$l_{O_7} = 0.63$ $l_{O_8} = 0.24$
Longueur minimale (m)	$l_{O_5-min} = 0.16$ $l_{O_6-min} = 0.16$	$l_{O_7-min} = 0.22$ $l_{O_8-min} = 0.21$
$Dist_{objets}$ (m)	0.16	0.06

Tableau VI.3 — Caractéristiques des différents objets ( le rayon interne  $\alpha_{bO_k} = \alpha_{aO_k} - 0.001$  m, pour  $k = 1, \dots, 8$  et  $Dist_{objets}$  est la distance séparant deux objets du même couple)

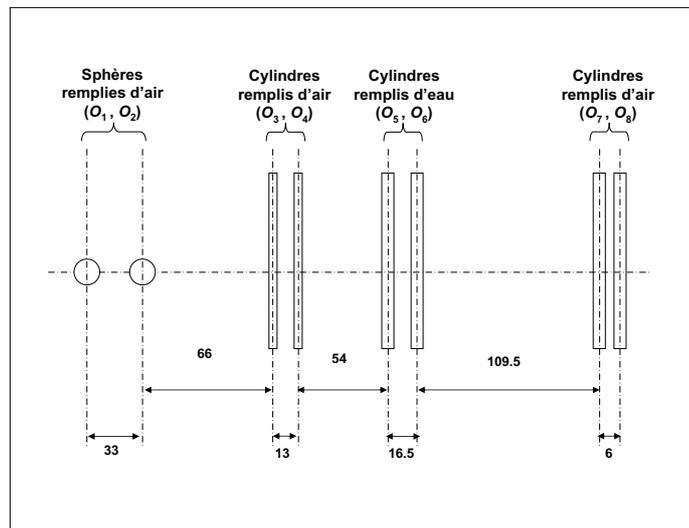


Figure VI.3 — Dépôt des objets dans la cuve : vue de dessus (les grandeurs données sur cette figure sont en cm).

les surfaces des objets de l'interface eau-sable). Dans la figure VI.3, nous présentons une vue de dessus de la cuve expérimentale qui illustre bien le positionnement des différents objets par couple. Une fois que les objets sont enfouis, un râtelier couplé au chariot est utilisé pour obtenir un fond plan.

La distance séparant chaque couple d'objets est choisie de telle sorte qu'elle soit suffisamment grande pour que l'émetteur ne voit qu'un seul couple d'objets à la fois dans son lobe principal durant une série de mesures donnée comme l'illustre la figure VI.4. Pour vérifier cette condition, nous avons tout d'abord calculé le diagramme de

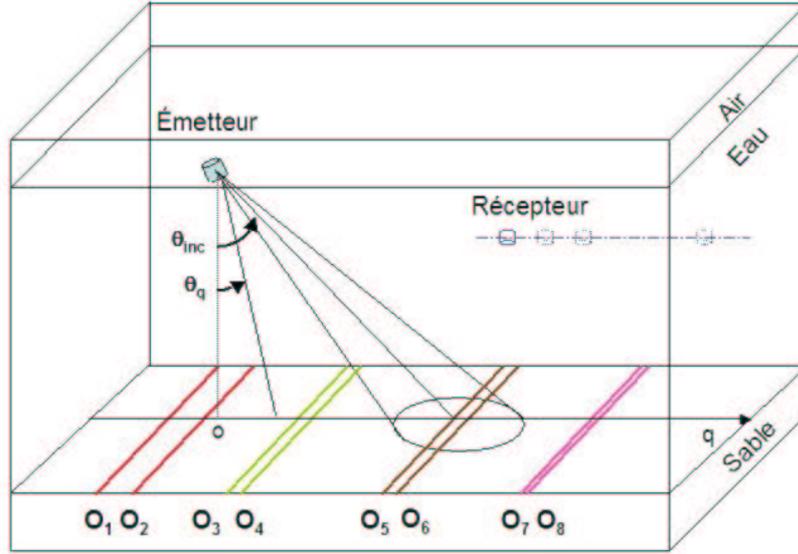


Figure VI.4 — Représentation 3D de la configuration expérimentale.

directivité du transducteur émetteur. Puis, nous avons projeté ce diagramme de directivité sur l'axe ( $oq$ ) (cf. figure VI.4), pour mieux voir la zone insonifiée sur le fond de la cuve. L'intensité du diagramme de directivité projeté sur l'axe ( $oq$ ) s'écrit :

$$I_{dir}(q) = 20 \log D_{dir}(\theta_q - \theta_{inc}) - 20 \log \left[ \frac{\cos \theta_{inc}}{\cos \theta_q} \right], \quad (\text{VI.3})$$

où  $\theta_q$  est l'angle que fait la droite qui passe par l'émetteur et le point  $q$  appartenant à l'axe  $oq$ , par rapport à la verticale (cf. figure VI.4) et  $D_{dir}(\theta_q - \theta_{inc})$  est la directivité, définie par :

$$D_{dir}(\theta_q - \theta_{inc}) = \frac{2J_1(k\alpha_{émetteur} \sin(\theta_q - \theta_{inc}))}{k\alpha_{émetteur} \sin(\theta_q - \theta_{inc})}, \quad (\text{VI.4})$$

où  $k$  est le vecteur d'onde,  $\alpha_{émetteur}$  est le rayon du transducteur émetteur et  $J_1(k\alpha_{émetteur} \sin \theta_q)$  est la fonction de Bessel d'ordre 1.

Pour insonifier chaque couple d'objets séparément, l'émetteur prend quatre positions différentes sur son axe horizontal : une position pour chaque couple d'objets. Le tracé des intensités des diagrammes de directivité projetés sur l'axe  $oq$  pour chaque couple d'objets, est montré sur la figure VI.5 où le 0 sur l'axe des abscisses représente l'emplacement horizontal de l'émetteur par rapport au premier objet de chaque couple.

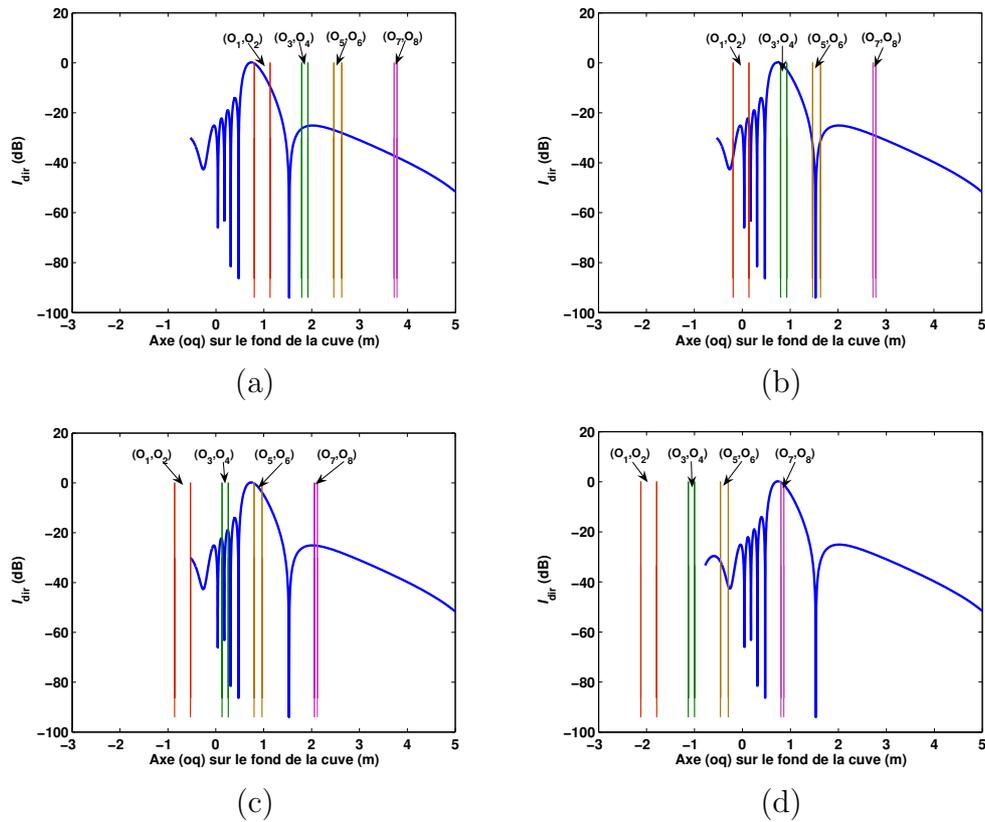


Figure VI.5 — Positions des objets par rapport au lobe principal de l'émetteur. (a) Couple de sphères creuses ( $O_1, O_2$ ). (b) Couple de tubes cylindriques remplis d'air ( $O_3, O_4$ ). (c) Couple de tubes cylindriques remplis d'eau ( $O_5, O_6$ ). (d) Couple de tubes cylindriques remplis d'air ( $O_7, O_8$ ).

Les coordonnées géographiques expérimentales des différents objets sont résumées dans le tableau VI.4. Comme les objets sont placés par couple, le premier objet d'un couple d'objets est indexé par 1 et le deuxième par 2. Par exemple, pour toutes les séries de mesures, les objets  $O_1$ ,  $O_3$ ,  $O_5$  et  $O_7$  sont considérés comme les premiers objets dans les couples auxquels ils appartiennent. Dans le tableau VI.4 nous avons nommé ces coordonnées  $\rho_{iexp}$  et  $\theta_{iexp}$  ( $i = 1, 2$ ) pour chaque couple d'objets et pour chaque série de mesures. Notons que  $\rho_{iexp}$  et  $\theta_{iexp}$  sont donnés par rapport à la première position du capteur récepteur.

	$E_{1(O_1,O_2)}$	$E_{2(O_3,O_4)}$	$E_{3(O_5,O_6)}$	$E_{4(O_7,O_8)}$
$\theta_{1exp}(\text{°})$	-26.5	-23	-33.2	-32.4
$\rho_{1exp}(\text{m})$	0.24	0.24	0.26	0.26
$\theta_{2exp}(\text{°})$	44	9.2	-20	5.8
$\rho_{2exp}(\text{m})$	0.31	0.22	0.24	0.22
	$E_{5(O_1,O_2)}$	$E_{6(O_3,O_4)}$	$E_{7(O_5,O_6)}$	$E_{8(O_7,O_8)}$
$\theta_{1exp}(\text{°})$	-50	-52.1	-70	-51.6
$\rho_{1exp}(\text{m})$	0.65	0.65	1.24	0.65
$\theta_{2exp}(\text{°})$	-22	-41	-65.3	-49
$\rho_{2exp}(\text{m})$	0.45	0.56	1.17	0.64

Tableau VI.4 — Coordonnées géographiques expérimentales  $\theta$  et de  $\rho$  de tous les objets. Le sens positif de  $\theta$  est dans le sens des aiguilles d'une montre

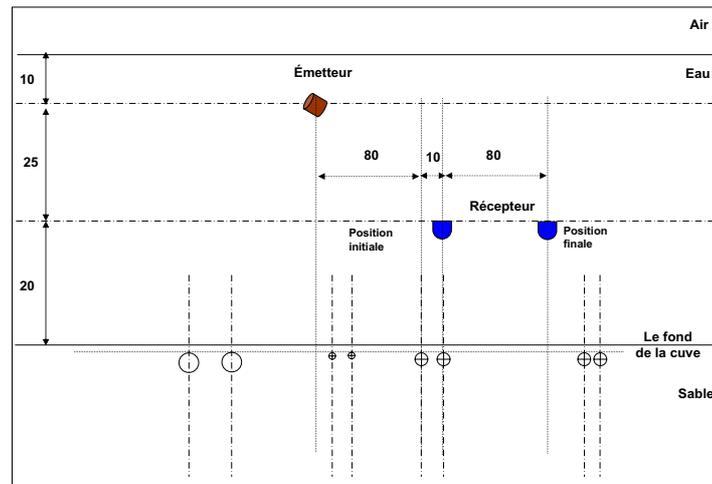
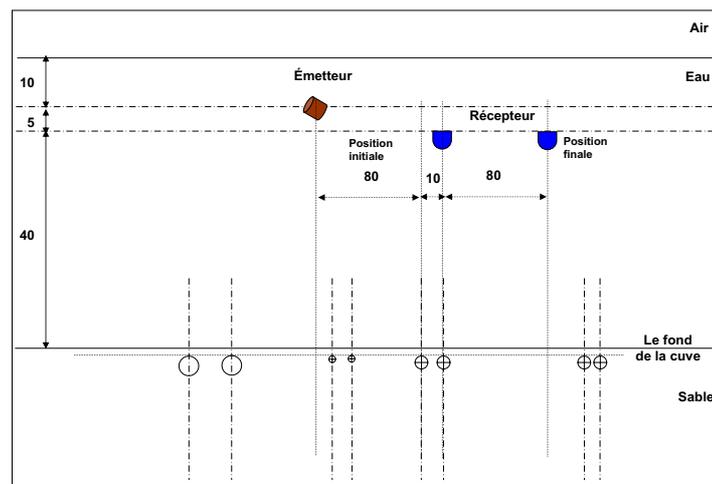
### VI.3 Configuration des séries de mesures

Nous avons effectué huit séries de mesures, chacune avec une configuration différente. Nous notons chaque série de mesures par  $E_{i(O_{ii},O_{iii})}$  avec  $i$  représentant le numéro de la série de mesures ( $i = 1, \dots, 8$ ),  $ii$  et  $iii$  sont les indices des objets ( $\{ii, iii\} = 1, \dots, 8$ ), en d'autres termes,  $E_{i(O_{ii},O_{iii})}$  représente la série de mesures numéro  $i$ , insonifiant le couple d'objets  $(O_{ii}, O_{iii})$ . Pour chaque série de mesures, nous avons effectué quatre séries de mesures, une par couple d'objets.

Pour chaque série de mesures, l'émetteur est positionné sur son axe horizontal à 80 cm à gauche du premier objet de chaque couple (figure VI.6 et figure VI.7). Ainsi, le lobe principal de l'émetteur ne doit contenir qu'un seul couple d'objets à la fois pour chaque série de mesures (figure VI.4 et figure VI.5). Le récepteur est déplacé horizontalement avec un pas  $d = 2$  mm et occupe 400 positions successives pour former une antenne rectiligne composée de  $N = 400$  capteurs lors de chaque série de mesures.

En résumé, les configurations des séries de mesures sont les suivantes :

- pour les quatre premières séries de mesures,  $E_{1(O_1,O_2)}$ ,  $E_{2(O_3,O_4)}$ ,  $E_{3(O_5,O_6)}$  et  $E_{4(O_7,O_8)}$  : l'axe horizontal du récepteur est placé à 20 cm du fond de la cuve expérimentale. La figure VI.6 illustre cette configuration lors de la série de mesures  $E_{3(O_5,O_6)}$ .
- pour les quatre dernières séries de mesures,  $E_{5(O_1,O_2)}$ ,  $E_{6(O_3,O_4)}$ ,  $E_{7(O_5,O_6)}$  et  $E_{8(O_7,O_8)}$  : l'axe horizontal du récepteur est placé à 40 cm du fond de la cuve expérimentale. La figure VI.7 correspondant à la configuration de la série de mesures  $E_{7(O_5,O_6)}$ .

Figure VI.6 — Configuration de la série de mesures  $E_{3(O_5, O_6)}$ .Figure VI.7 — Configuration de la série de mesures  $E_{7(O_5, O_6)}$ .

## VI.4 Données expérimentales

Nous rappelons que pour chaque mesure, une acquisition de 400 signaux relatifs aux 400 positions du récepteur (déplacement du capteur sur 0.8 m avec un pas de 0.002 m) a été effectuée.

Par ailleurs, le nombre d'objets à localiser, associé à chaque série de mesures, est  $K = 2$ . Ainsi pour pouvoir localiser ces  $K$  objets, nous avons besoin de  $N$  capteurs avec  $N > K$ . En considérant alors les signaux reçus sur les 10 premières positions du récepteur, la condition sera largement satisfaite.

La représentation temporelle de ces signaux reçus lors de la mesure  $E_{1(O_1, O_2)}$ , est donnée

à la figure VI.8 (pour les autres mesures, la représentation temporelle est donnée en annexe A). Les signaux reçus sont composés d'un mélange de l'écho de surface eau-air, l'écho de fond eau-sable, l'écho des objets enfouis et le bruit comme l'illustre la figure VI.8.

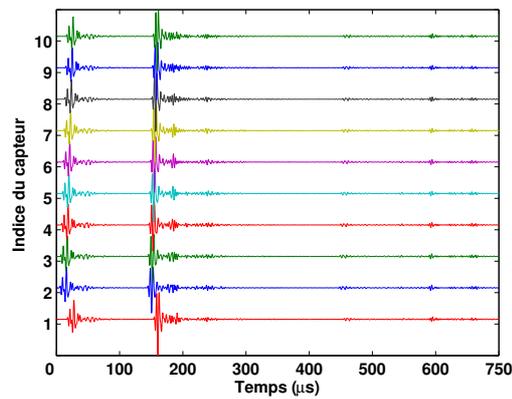


Figure VI.8 — Représentation temporelle des données expérimentales associées à la série de mesures  $E_{1(O_1, O_2)}$ . (Signaux reçus sur les 10 premières positions du capteur).

La représentation spectrale du signal reçu lors de la mesure sur la première position du capteur, toujours pour la série de mesures  $E_{1(O_1, O_2)}$ , est donnée sur la figure VI.9 (pour les autres séries de mesures, la représentation temporelle est donnée en annexe A). Cette figure illustre l'aspect large bande du signal reçu. En effet nous retrouvons la même bande fréquentielle que celle du signal émis à savoir la fréquence  $f_{min} = 150$  kHz, la fréquence  $f_{max} = 250$  kHz et la fréquence centrale  $f_0 = 200$  kHz.

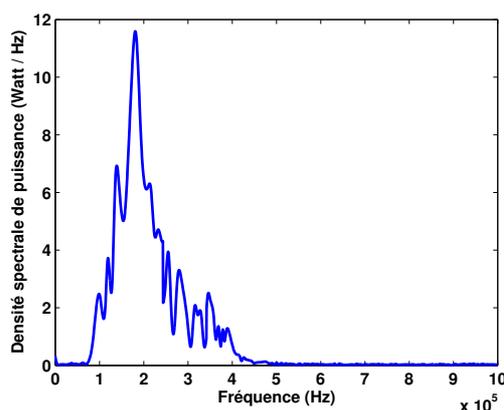


Figure VI.9 — Représentation spectrale du signal reçu sur la première position du capteur (série de mesures  $E_{1(O_1, O_2)}$ ).

#### VI.4.1 Rajout de déphasages aux signaux reçus

Dans la configuration expérimentale utilisée, le récepteur est déplacé pas à pas pour simuler une antenne rectiligne composée de  $N$  capteurs équidistants. Afin de se rapprocher d'un contexte expérimental réaliste (milieu marin), nous rajoutons volontairement des déphasages aléatoires aux phases des signaux reçus pour étudier leurs effets sur la méthode de localisation géographique des objets. Ces déphasages ont été définis au troisième chapitre par :

$$\phi = [0, \phi_1, \phi_2, \dots, \phi_{N-1}]^T, \quad (\text{VI.5})$$

où  $\phi_i$  (avec  $i = 1, \dots, N - 1$ ) est une variable aléatoire selon la loi normale de moyenne  $m_d$  et d'écart type  $v_d$  (cf. chapitre III).

Nous rajoutons aux phases des signaux reçus les déphasages aléatoires suivants :

- déphasages aléatoires de faible amplitude :  $m_d = 0.2$  radian,  $v_d = 0.39$  radian et  $x_{max} = \frac{\lambda_0}{20}$  m ( $x_{max}$  est la déformation maximale de l'antenne, associée à ces déphasages),
- déphasages aléatoires de forte amplitude :  $m_d = 2.5$  radian,  $v_d = 2.70$  radian et  $x_{max} = \frac{\lambda_0}{2}$  m,

Nous appliquerons ces deux cas de déphasages à toutes les données expérimentales de toutes les séries de mesures afin de générer des données expérimentales semblables à celles qu'on aurait obtenues en utilisant une antenne souple. La figure VI.10 a montré un exemple de l'effet de déphasages aléatoires de faibles amplitudes appliqués aux

données expérimentales issues de la série de mesures  $E_{1(0_1, O_2)}$ . La figure VI.10 b illustre quant à elle, l'effet de déphasages aléatoires de fortes amplitudes appliqués toujours aux données expérimentales de la série de mesures  $E_{1(0_1, O_2)}$ .

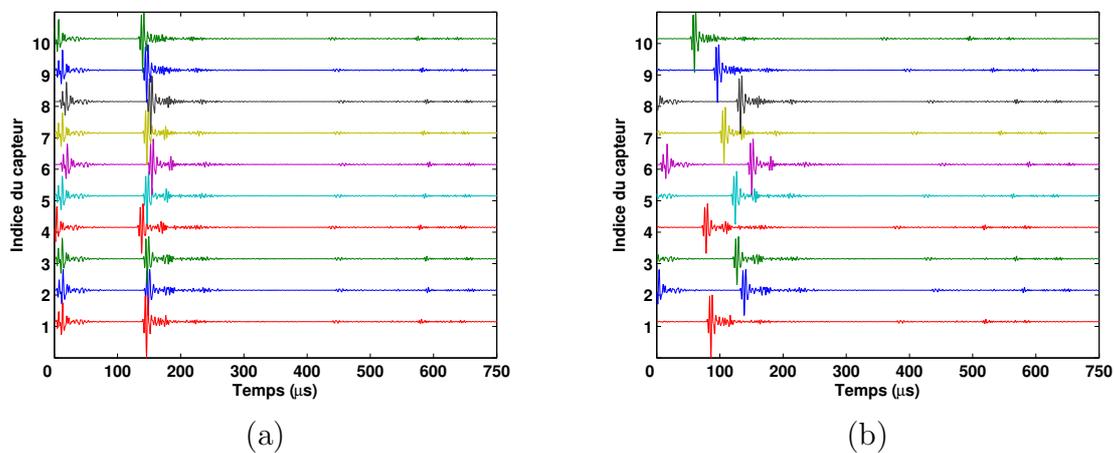


Figure VI.10 — Déphasages aléatoires rajoutés aux phases des signaux reçus (la série de mesures  $E_{1(0_1, O_2)}$ ). (a)  $m_d = 0.2$  radian,  $v_d = 0.39$  radian,  $x_{max} = \frac{\lambda_0}{20}$  m. (b)  $m_d = 2.5$  radian,  $v_d = 2.70$  radian,  $x_{max} = \frac{\lambda_0}{2}$  m.

### VI.4.2 Rajout du bruit aux signaux reçus

L'environnement expérimental de la cuve n'est pas très bruité (rapport signal sur bruit  $RSB = 20$  dB). Nous rajoutons volontairement un bruit gaussien aux signaux reçus pour atteindre un  $RSB = 0$  dB. L'idée est de générer de nouvelles données correspondant à un environnement bruité.

La figure VI.11 représente un exemple de l'effet de ce bruit rajouté aux données expérimentales de la série de mesures  $E_{1(0_1, O_2)}$ . Pour un  $RSB = 0$  dB l'écho des objets est noyé dans le bruit, pareil pour l'écho de fond et de surface.

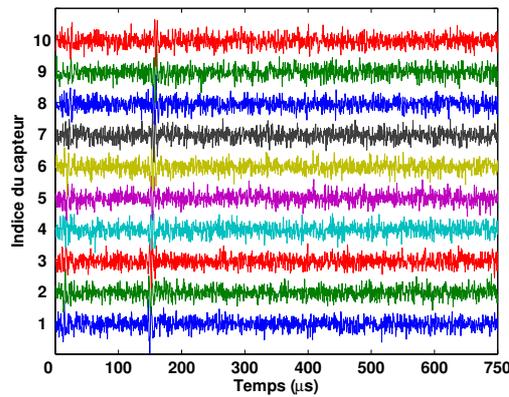


Figure VI.11 — Bruit gaussien de  $RSB = 0$  dB, rajouté aux signaux reçus (série de mesures  $E_{1(0_1, O_2)}$ )

## VI.5 Traitements appliqués aux données expérimentales

L'organigramme de localisation géographique d'objet, résumant les traitements appliqués aux données expérimentales est représenté à la figure VI.12.

### VI.5.1 Choix du modèle de diffusion acoustique

Pour toutes les séries de mesures, nous rappelons que les objets sont enfouis dans un sable fin dont les caractéristiques géoacoustiques sont proches de celles de l'eau (voir l'annexe C). On peut considérer que les objets sont finalement dans un seul milieu : l'eau. Nous pouvons alors utiliser le modèle de diffusion acoustique par un objet en champ libre, étudié dans le deuxième chapitre, pour localiser géographiquement les objets considérés.

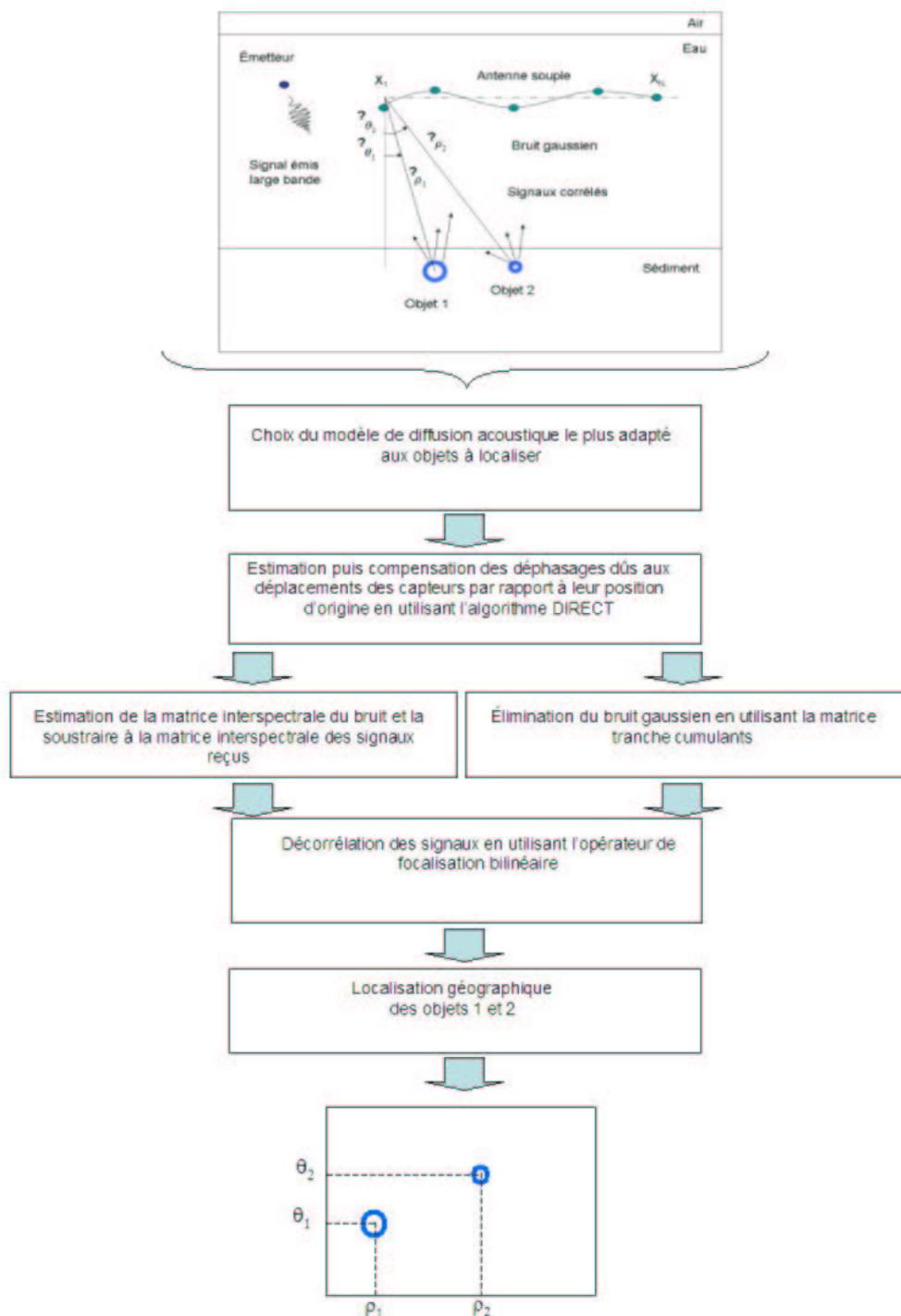


Figure VI.12 — Organigramme de localisation géographique d'objets

### VI.5.2 Traitement des déphasages

Les signaux reçus sont large bande. Cependant, les déphasages que nous avons rajoutés volontairement aux phases des signaux reçus, sont différents pour chaque fréquence. Le problème d'estimation de ces déphasages à toutes les fréquences est un problème à  $((N - 1) \times L)$  variables à déterminer. Nous proposons d'estimer ces déphasages pour une fréquence (la fréquence centrale  $f_0$ ) en utilisant l'algorithme DIRECT, étudié au cours du troisième chapitre. Puis, nous transformons ces déphasages en retards temporels qui seront utilisés par la suite pour compenser les signaux reçus dans le domaine temporel.

### VI.5.3 Traitement des signaux corrélés

Les signaux reçus sur les différentes positions du récepteur sont issus du même émetteur. En conséquence, les signaux sources sont corrélés (partiellement ou totalement corrélés). Pour décorrélérer ces signaux nous avons proposé dans le quatrième chapitre d'utiliser le lissage fréquentiel. Ce dernier ne dépend pas du nombre de capteurs comme le lissage spatial mais plutôt du nombre de fréquences. Les signaux reçus sont large bande comme le montre la figure VI.9. Pour cela, nous allons utiliser les paramètres suivants :

1. en appliquant la méthode de formation de voies, nous obtenons les  $\theta_i$  ( $i = 1, \dots, p$ ) résumées dans le tableau VI.5.  $h = 20$  cm pour les quatre premières séries de mesures et  $h = 40$  pour les dernières ;
2. nous calculons les  $\rho_i$  à partir des  $\theta_i$  ( $i = 1, \dots, p$ ). Les  $\rho_i$  obtenus sont résumés dans le tableau VI.5 ;
3. nous choisissons  $L = 50$  fréquences pour toutes les séries de mesures (les fréquences d'amplitudes supérieures à  $-3$  dB sur le spectre présenté à la figure VI.9) ;
4. la matrice des signaux reçus  $\Gamma(f_n, \theta, \rho)$  ( $n = 1, \dots, L$ ) est calculé en utilisant un nombre de réalisations  $L_r = 50$  pour toutes les séries de mesures ;
5. pour estimer l'opérateur de focalisation bilinéaire, nous choisissons la fréquence centrale  $f_0 = 200$  kHz comme fréquence de focalisation ;
6. en appliquant le critère AIC, nous obtenons les valeurs de  $K$  regroupées dans le tableau VI.5.

Dans un premier temps, la matrice interspectrale du bruit est estimée en utilisant la valeur moyenne des plus petites valeurs propres. Le bruit est ensuite traité par un autre moyen comme nous allons le voir dans la section suivante.

### VI.5.4 Traitement du bruit

Pour traiter le bruit gaussien rajouté aux signaux reçus, nous proposons d'appliquer la technique étudiée dans le cinquième chapitre. Cette technique consiste à calculer la

	$E_{1(O_1, O_2)}$	$E_{2(O_3, O_4)}$	$E_{3(O_5, O_6)}$	$E_{4(O_7, O_8)}$
$\theta_1(^{\circ})$	-30	-12	-27	-14
$\rho_1(\text{m})$	0.23	0.2	0.22	0.2
$\theta_2(^{\circ})$	-35	—	—	—
$\rho_2(\text{m})$	0.24	—	—	—
$p$	2	1	1	1
$K$	2	2	2	2
	$E_{5(O_1, O_2)}$	$E_{6(O_3, O_4)}$	$E_{7(O_5, O_6)}$	$E_{8(O_7, O_8)}$
$\theta_1(^{\circ})$	-40	-48	-68	-50
$\rho_1(\text{m})$	0.52	0.59	1.06	0.62
$\theta_2(^{\circ})$	—	-45	—	—
$\rho_2(\text{m})$	—	0.4	—	—
$p$	1	2	1	1
$K$	2	2	2	2

Tableau VI.5 — Paramètres utilisés pour appliquer l'algorithme de traitement des signaux corrélés

matrice des cumulants à la place de la matrice interspectrale des signaux reçus. Sachant que la matrice des cumulants d'un vecteur signal gaussien est nulle, nous obtenons alors une matrice "propre". Nous répétons la même opération à toutes les fréquences de la bande de fréquences. Puis nous appliquons l'opérateur de focalisation bilinéaire par la suite, pour décorrélérer ces signaux par la même occasion. La matrice des cumulants focalisée obtenue, sera décomposée en éléments propres pour séparer le sous-espace signal du sous-espace bruit. Ce dernier sera à nouveau utilisé dans la formation du spectre spatial de la méthode de localisation géographique des objets pour estimer les coordonnées des objets  $\rho$  et  $\theta$ . Nous utilisons les mêmes paramètres décrits à la sections VI.5.3 sauf pour la matrice interspectrale qui sera remplacée cette fois-ci par la matrice tranche cumulants.

## VI.6 Résultats et discussions

### VI.6.1 Résultats obtenus en présence de déphasages

Pour estimer les déphasages, nous découpons l'axe des  $\theta$  en  $L_\theta = 18$  secteurs qui se chevauchent, de longueur  $\Delta\theta = 15^{\circ}$  chacun, pour  $\theta \in [-90^{\circ}, 90^{\circ}]$  et l'axe des  $\rho$  en  $L_\rho = 18$  secteurs qui se chevauchent de longueur  $\Delta\rho = 0.1$  m chacun, pour  $\rho \in [0.1, 1.5]$  m.

Nous formons ensuite une fonctionnelle pour chaque secteur. Les valeurs de la fonctionnelle obtenues après  $it = 10$  itérations (cf. troisième chapitre) et ce pour chaque secteur sont montrées à la figure VI.13 pour les déphasages de faible et de forte amplitudes appliqués aux signaux issus de la série de mesures  $E_{1(O_1, O_2)}$ . Pour des raisons d'échelle, nous avons représenté l'inverse de la fonctionnelle sur une échelle logarithmique pour

une meilleure lecture des valeurs minimales de cette dernière (valeurs maximales de l'inverse de la fonctionnelle).

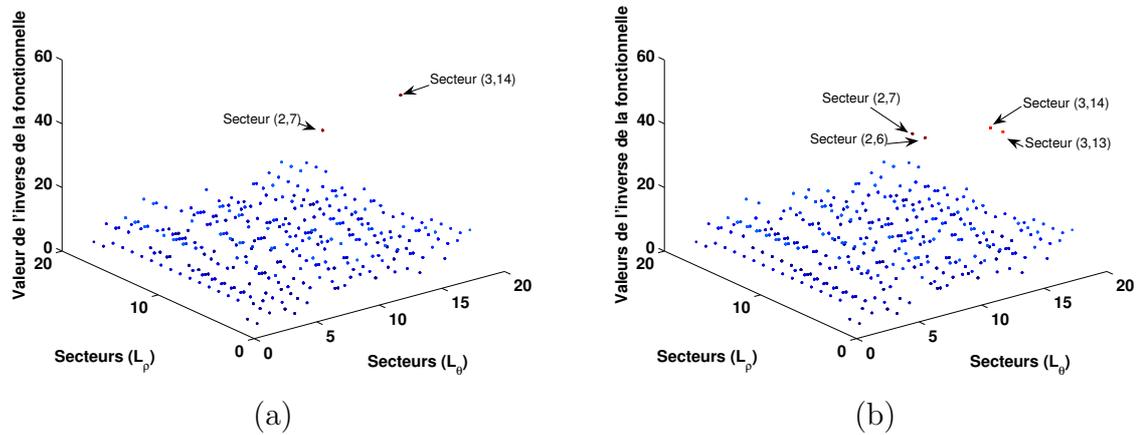


Figure VI.13 — Valeur de la fonctionnelle pour chaque secteur (série de mesures  $E_{1(O_1, O_2)}$ ). (a) Déphasages de faibles amplitudes. (b) Déphasages de fortes amplitudes

Nous remarquons que les valeurs maximales de la fonctionnelle se distinguent facilement pour les déphasages de faible amplitude comme le montre la figure VI.13 (a). Cependant, pour les déphasages de forte amplitude, nous distinguons 4 secteurs (figure VI.13 (b)) où la valeur de la fonctionnelle est importante. Les secteurs (2,6) et (2,7) donnent respectivement les coordonnées suivantes :  $(-28^\circ, 0.25 \text{ m})$  et  $(-27^\circ, 0.242 \text{ m})$ . Les valeurs de ces deux secteurs correspondent au même objet car ces valeurs sont très proches. Nous retenons le secteur (2,7) car il contient la valeur de la fonctionnelle la plus élevée. Nous appliquons le même raisonnement pour les secteurs (3,13) et (3,14) et nous retenons le secteur (3,14) toujours pour une valeur de fonctionnelle la plus élevée. Les déphasages associés aux secteurs que nous avons retenus seront utilisés par la suite pour compenser les données expérimentales.

Le tableau VI.6 résume l'Écart Quadratique Moyen ( $EQM$ ) entre les déphasages estimés  $\phi_i^e$  avec  $i = 1, \dots, N - 1$  par l'algorithme DIRECT et les déphasages simulés  $\phi_i$  avec  $i = 1, \dots, N - 1$ , associés à toutes les mesures. Cet  $EQM$  est défini par :

$$EQM_{\phi^e - \phi} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{N-1} [(\phi_i - \phi_i^e)^2]}{N - 1}}, \quad (\text{VI.6})$$

L'EQM entre les déphasages estimés  $\phi^e$  et les déphasages théoriques  $\phi$  reste assez faible que ce soit pour les déphasages de faible ou de forte amplitude. Nous rappelons que dans chaque secteur nous estimons un vecteur de déphasages et les coordonnées de l'objets mais seul le vecteur des déphasages est exploité pour compenser les phases des signaux reçus.

	$E_{1(O_1,O_2)}$	$E_{2(O_3,O_4)}$	$E_{3(O_5,O_6)}$	$E_{4(O_7,O_8)}$
$EQM_{\phi^e-\phi}$ (radian) déphasages de faibles amplitudes	0.012	0.01	0.011	0.01
$EQM_{\phi^e-\phi}$ (radian) déphasages de fortes amplitudes	0.013	0.015	0.01	0.012
	$E_{5(O_1,O_2)}$	$E_{6(O_3,O_4)}$	$E_{7(O_5,O_6)}$	$E_{8(O_7,O_8)}$
$EQM_{\phi^e-\phi}$ (radian) déphasages de faibles amplitudes	0.01	0.011	0.009	0.01
$EQM_{\phi^e-\phi}$ (radian) déphasages de fortes amplitudes	0.015	0.013	0.013	0.014

Tableau VI.6 — Erreur quadratique moyenne entre les déphasages estimés  $\phi^e$  et les déphasages simulés  $\phi$

## VI.6.2 Résultats obtenus en présence de signaux corrélés

Pour appliquer le traitement approprié aux signaux corrélés, nous obtenons les coordonnées des objets estimées par la méthode de localisation géographique des objets. Ces coordonnées sont données dans le tableau VI.7 pour toutes les séries de mesures.

	$E_{1(O_1,O_2)}$	$E_{2(O_3,O_4)}$	$E_{3(O_5,O_6)}$	$E_{4(O_7,O_8)}$
$\theta_{1est}$ (°)	-26	-23	-33	-32
$\rho_{1est}$ (m)	0.22	0.25	0.29	0.28
$\theta_{2est}$ (°)	43	9	-20	6
$\rho_{2est}$ (m)	0.34	0.25	0.25	0.23
	$E_{5(O_1,O_2)}$	$E_{6(O_3,O_4)}$	$E_{7(O_5,O_6)}$	$E_{8(O_7,O_8)}$
$\theta_{1est}$ (°)	-49	-52	-70	-52
$\rho_{1est}$ (m)	0.65	0.63	1.21	0.63
$\theta_{2est}$ (°)	-22	-40	-65	-50
$\rho_{2est}$ (m)	0.44	0.53	1.2	0.63

Tableau VI.7 — Valeurs estimées de  $\theta$  et de  $\rho$  par la méthode de localisation géographique des objets, après décorrélation des signaux par l'opérateur de focalisation

Pour une quantification globale de l'estimation des coordonnées des objets, nous calculons l' $EQM$  entre les valeurs estimées et les valeurs expérimentales pour toutes les séries de mesures confondues, en utilisant l'équation suivante :

$$EQM_{x_{exp}-x_{est}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{16} [(x_{iexp} - x_{iest})^2]}{16}}, \quad (VI.7)$$

où  $x = \{\theta, \rho\}$ . Les valeurs de l' $EQM$  sont données dans le tableau VI.8.

$EQM_{\theta_{exp}-\theta_{est}} (^\circ)$	$EQM_{\rho_{exp}-\rho_{est}} (m)$
0.43	0.008

Tableau VI.8 — Valeurs de l'erreur quadratique moyenne : en présence de signaux corrélés

Un exemple du spectre spatial de la méthode de localisation géographique des objets après application de l'opérateur de focalisation lors des série de mesures  $E_{2(O_3, O_4)}$  et  $E_{5(O_3, O_4)}$  est représenté à la figure VI.14. L'emplacement de chaque objet est représenté sous forme d'une tache dans le plan (angle, distance objets-capteur) sur la figure VI.14. Ainsi nous distinguons deux taches pour chaque mesure qui correspondent à un couple d'objets dont les coordonnées sont déterminées sans ambiguïté.

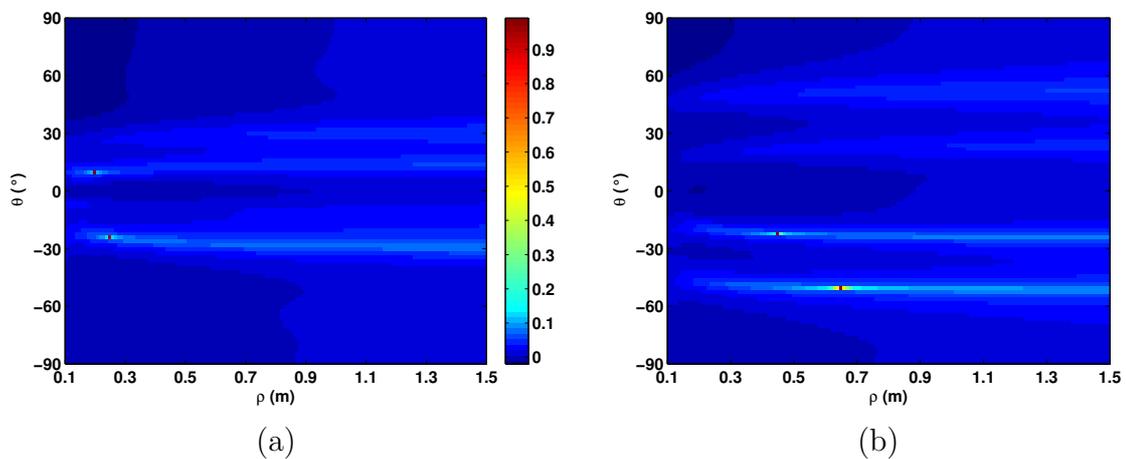


Figure VI.14 — Spectre spatial de la méthode de localisation géographique des objets, après application de l'opérateur de focalisation bilinéaire (a) série de mesures  $E_{2(O_3, O_4)}$  (b) série de mesures  $E_{5(O_3, O_4)}$

### VI.6.3 Résultats obtenus en présence du bruit

Le bruit gaussien, rajouté aux signaux reçus avec un  $RSB = 0$  dB est traité en utilisant les cumulants. Nous rappelons que la matrice des cumulants d'un vecteur bruit gaussien est nulle. A cause de la corrélation des signaux, nous ne pouvons pas mesurer l'intérêt de l'application de la matrice des cumulants sans décorrélérer au préalable les signaux reçus. Ainsi nous appliquerons la matrice des cumulants focalisée pour réduire voire éliminer en même temps l'effet de la corrélation des signaux ainsi que le bruit gaussien.

Le tableau VI.9 résume les coordonnées des objets estimées par la méthode de localisation géographique des objets en présence de bruit gaussien et de signaux corrélés.

	$E_{1(O_1, O_2)}$	$E_{2(O_3, O_4)}$	$E_{3(O_5, O_6)}$	$E_{4(O_7, O_8)}$
$\theta_{1est} (^\circ)$	-27	-23	-33	-32
$\rho_{1est} (m)$	0.25	0.24	0.27	0.27
$\theta_{2est} (^\circ)$	43	9	-21	6
$\rho_{2est} (m)$	0.32	0.22	0.25	0.22
	$E_{5(O_1, O_2)}$	$E_{6(O_3, O_4)}$	$E_{7(O_5, O_6)}$	$E_{8(O_7, O_8)}$
$\theta_{1est} (^\circ)$	-49	-52	-70	-51
$\rho_{1est} (m)$	0.65	0.66	1.25	0.64
$\theta_{2est} (^\circ)$	-22	-41	-64	-48
$\rho_{2est} (m)$	0.44	0.54	1.19	0.63

Tableau VI.9 — Valeurs estimées de  $\theta$  et de  $\rho$  par la méthode de localisation géographique des objets, après élimination du bruit en utilisant la matrice des cumulants

Comme pour la section précédente, nous calculons l' $EQM$  entre les valeurs estimées et les valeurs expérimentales pour toutes les séries de mesures confondues, en utilisant la même équation utilisée précédemment. Les valeurs obtenues sont données dans le tableau VI.10.

$EQM_{\theta_{exp}-\theta_{est}} (^\circ)$	$EQM_{\rho_{exp}-\rho_{est}} (m)$
0.11	0.004

Tableau VI.10 — Valeurs de l'erreur quadratique moyenne : en présence du bruit

Nous proposons un exemple du spectre spatial de la méthode de localisation géographique des objets en présence de bruit gaussien et de signaux corrélés sur la figure VI.15 pour les séries de mesures  $E_{1(O_1, O_2)}$  et  $E_{8(O_7, O_8)}$ .

Finalement en comparant les valeurs de  $EQM_{\theta_{exp}-\theta_{est}}$  et  $EQM_{\rho_{exp}-\rho_{est}}$  données dans les tableaux VI.8 et VI.10, nous constatons que le traitement du bruit gaussien par l'utilisation de la matrice des cumulants améliore nettement l'estimation des coordonnées des objets.

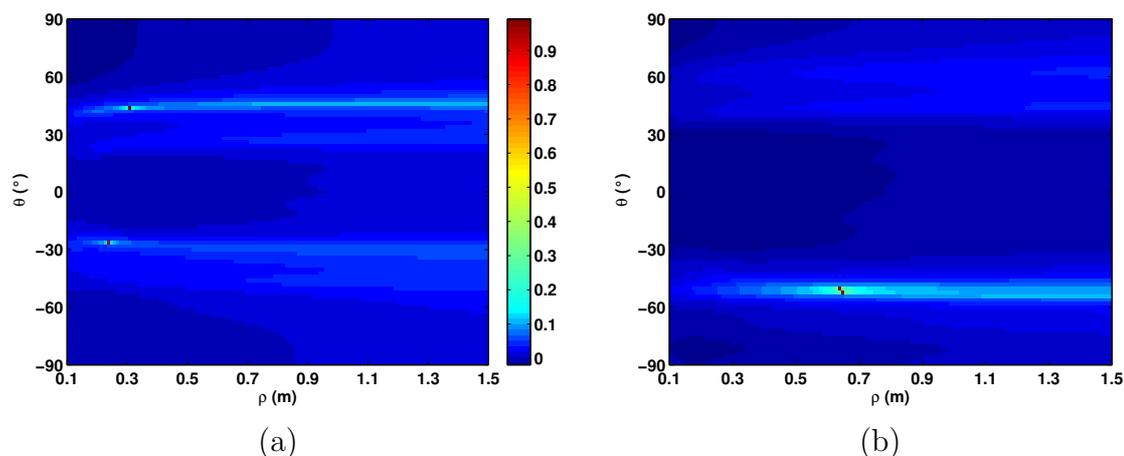


Figure VI.15 — Spectre spatial de la méthode de localisation géographique des objets, en utilisant la matrice de cumulants focalisée (a) série de mesures  $E_{1(O_1, O_2)}$  (b) série de mesures  $E_{8(O_7, O_8)}$

## VI.7 Conclusion

Une étude expérimentale de la méthode de localisation géographique des objets a été présentée dans ce chapitre. En effet, après une première phase de validation sur des données synthétiques, présentées dans les chapitres précédents, une validation sur des données expérimentales s'avérait nécessaire.

Nous avons commencé par une description des conditions expérimentales. Nous avons effectué plusieurs séries de mesures dans une cuve expérimentale remplie d'eau douce et de sable fin au LMA/CNRS, Marseille. L'échelle de la cuve permet de passer à l'échelle réelle tout en gardant des dimensions raisonnables. Nous avons choisi des objets de formes simples (tubes cylindriques et sphères creuses), que nous avons enfouis dans ce sable.

Les caractéristiques géoacoustiques du sable, utilisé dans la cuve expérimentale, sont très proches de celles de l'eau. Par conséquent, nous avons considéré que les objets se trouvent dans le même milieu que l'émetteur et le récepteur. Nous avons alors utilisé le modèle de diffusion acoustique par un objet en champ libre, développé dans le deuxième chapitre.

Nous avons rajouté, volontairement, des déphasages aléatoires et du bruit aux signaux reçus pour simuler un environnement réel. Nous avons alors traité ces signaux par l'algorithme DIRECT pour estimer ces déphasages et la matrice des cumulants focalisée pour décorréler les signaux et réduire l'effet du bruit.

Les résultats expérimentaux obtenus sont encourageants et valident par là même, la méthode de localisation géographique des objets que nous avons développée.



## Conclusion



---

## Conclusion générale

Le but de ce travail était de détecter et de localiser des objets enfouis dans le sédiment marin en utilisant des méthodes de traitement d'antenne et d'acoustique. Nous avons, ainsi développé une méthode haute résolution qui permet d'estimer simultanément les directions d'arrivée et les distances objets-capteurs des objets. La méthode que nous avons développée prend en compte la corrélation des signaux reçus, les caractéristiques du bruit ainsi que la non planéité des fronts d'onde qui peut être due aux déplacements des capteurs de l'antenne lors de l'expérimentation.

Les objets considérés dans ce travail sont de formes simples, à savoir des tubes cylindriques (coques cylindriques) et des sphères creuses (coques sphériques), enfouis ou en champ libre. Afin de détecter et de localiser géographiquement les objets, Nous avons proposé un nouveau modèle du vecteur directionnel des sources qui dépend des directions d'arrivée des signaux réfléchis sur les objets et des distances objets-capteurs. Pour cela, nous nous sommes intéressés tout d'abord aux modèles de diffusion acoustique par un objet en champ libre puis enfoui dans le sédiment marin car ces modèles ne sont pas contraignants en terme de champ proche ou champ lointain. Ensuite, nous avons formé un vecteur directionnel à partir de ces modèles de diffusion acoustique pour l'intégrer dans l'algorithme de localisation que nous avons retenu dans notre étude. La détection des objets c'est-à-dire l'estimation du nombre d'objets a été effectuée en utilisant le critère AIC. Quant à la localisation, c'est-à-dire l'estimation simultanée des directions d'arrivée des objets et les distances objets-capteurs, elle est obtenue par l'algorithme MUSIC avec le modèle de propagation que nous avons proposé. Nous avons étudié les performances de cette nouvelle méthode en fonction de la profondeur d'enfouissement des objets et de l'angle d'orientation des tubes cylindriques. Pour le premier paramètre plus l'objet est enfoui profondément plus l'atténuation des ondes est importante et par conséquent les performances de la méthode sont diminuées en fonction de cette atténuation. Concernant le deuxième paramètre nous avons constaté qu'une erreur de quelques degrés sur l'angle d'orientation du tube cylindrique n'influence pas les performances de la méthode de localisation géographique des objets.

La réception des données se fait souvent à l'aide d'une antenne souple ou par un capteur qui se déplace pas à pas pour former une antenne rectiligne. Pour ces deux configurations les capteurs formant l'antenne peuvent se retrouver déplacés par rapport à leurs positions initiales et ceci d'une manière aléatoire. Ces distorsions se traduisent alors par des déphasages supplémentaires qui viennent s'ajouter à la phase des signaux reçus sur les différents capteurs. Nous nous sommes intéressés à l'effet de ces déphasages

sur notre méthode de localisation géographique des objets. Pour cela nous avons simulé des déphasages aléatoires obtenus selon une loi normale. Nous avons traité plusieurs situations en faisant varier la valeur moyenne et l'écart type de la loi normale. Les résultats obtenus ont montré la dégradation des performances de notre méthode en fonction de l'importance des valeurs des déphasages introduits. Pour estimer la distribution de ces déphasages le long de l'antenne de réception à partir des signaux reçus, nous avons adopté l'algorithme DIRECT qui permet une minimisation globale et qui n'est pas sensible à l'initialisation. Les déphasages ainsi que les directions d'arrivée des objets et les distances objets-capteurs sont estimés avec une erreur relativement faible.

Concernant la configuration que nous avons choisie, d'une part le signal émis est large bande pour avoir une meilleure résolution spatiale et un contenu fréquentiel riche en terme d'information par rapport à un signal bande étroite. D'autre part, les signaux reçus sont réfléchis par les objets et donc forcément corrélés. Nous avons cité la méthode de lissage spatial qui permet de décorréler les signaux. Cependant, nous ne l'avons pas adoptée car cette méthode exige que l'antenne soit rectiligne. Pour pallier cette condition contraignante, nous avons appliqué le lissage fréquentiel. De nombreuses études ont montré qu'une moyenne cohérente des matrices interspectrales estimées aux différentes fréquences permet de décorréler les signaux reçus. Ainsi nous avons intégré le lissage fréquentiel dans la méthode de localisation géographique des objets et les résultats obtenus sont très encourageants.

Nous avons aussi étudié les performances de notre méthode de localisation en fonction du bruit. Nous avons considéré un bruit gaussien et nous avons étudié d'abord son influence sur la méthode de localisation géographique des objets. Pour cela, nous avons étudié l'erreur d'estimation de la localisation en fonction du rapport signal sur bruit. Ensuite nous avons envisagé quelques méthodes de prétraitement pour éliminer la contribution du bruit. Nous avons appliqué la méthode de blanchiment et la méthode de soustraction de la matrice du bruit estimée auparavant. L'inconvénient de cette dernière est la dégradation des traitements que pourrait engendrer une mauvaise estimation de la matrice interspectrale du bruit. En effet, elle peut conduire à l'obtention d'une matrice interspectrale des signaux négative. Ensuite nous avons exploité une méthode plus performante, en l'occurrence l'utilisation de la matrice tranche cumulants. En effet, le bruit étant gaussien, la matrice des cumulants de ce bruit est donc nulle. La robustesse de cette méthode au bruit a été vérifiée dans de nombreuses applications. La matrice tranche cumulants intégrée dans la méthode de localisation géographique des objets permet d'éliminer l'effet du bruit même avec un rapport signal sur bruit très faible.

Après avoir étudié les paramètres dégradant les performances de la méthode de localisation géographique des objets et proposé des solutions pour chaque problème, des tests sur de données expérimentales s'avéraient nécessaires. Au sein du Laboratoire de Mécanique et d'Acoustique de Marseille, nous avons effectué plusieurs séries de mesures dans une cuve expérimentale. Nous avons d'abord sélectionné des objets de forme cylindrique et sphérique de différentes dimensions. Ensuite, nous avons enfoui ces objets par couple dans un sable fin et homogène au fond de la cuve expérimentale remplie d'eau douce. Nous avons configuré l'émission et la réception des signaux de telle sorte à insonifier un couple d'objets pour chaque série de mesures. Pour chaque série de mesures l'émetteur reste fixe et le récepteur est déplacé automatiquement

avec un pas régulier pour simuler une antenne rectiligne. Cependant, l'environnement de cette cuve expérimentale est un environnement peu bruité et comme le pas de déplacement du récepteur est régulier les signaux reçus ne présentent pas de déphasages supplémentaires. Nous avons alors rajouté volontairement des déphasages supplémentaires et du bruit aux signaux reçus pour se rapprocher d'un environnement naturel. Par ailleurs, les caractéristiques géoacoustiques du sable utilisées dans la cuve expérimentale sont très proches de celles de l'eau. Nous avons alors considéré que les objets se trouvaient eux aussi dans ce milieu qui est l'eau. C'est donc le modèle acoustique de diffusion en champ libre qui a été retenu pour traiter les données expérimentales. Enfin, nous avons traité ces signaux en appliquant les différents algorithmes décrits précédemment. Les résultats obtenus ont montré l'efficacité de la méthode de localisation proposée sur des données expérimentales.

Malgré les bonnes performances de nos méthodes, des améliorations peuvent encore être apportées. En effet, dans l'étude effectuée, seule la réverbération de volume assimilée à un bruit gaussien a été éliminée en utilisant les cumulants. Cependant les réverbérations de surface et de fond doivent également être prises en compte pour se rapprocher au mieux de l'environnement naturel. Pour ce faire, l'utilisation de méthodes basées sur l'analyse en composantes principales semble appropriée. Celles-ci considèrent que la réverbération est plus énergétique que le signal utile et le bruit gaussien. Toutefois, elles procèdent à un seuillage afin de séparer la réverbération du signal utile de celle du bruit, ce qui peut s'avérer inefficace.

Si notre modèle de diffusion acoustique pour des objets enfouis avec prise en compte de l'interface eau / sédiment a été validé sur des données simulées, sa validation expérimentale n'a pas pu être effectuée car nos données expérimentales ne satisfont pas toutes les conditions. Ainsi, le produit de la distance parcourue par l'onde dans le sédiment par le vecteur d'onde associé au sédiment, doit être suffisamment grand [23], critère non vérifié dans notre cas.

Par ailleurs, une étude théorique et expérimentale de l'effet de l'interaction entre les objets sur la méthode de localisation géographique des objets enfouis complétera notre étude.

Notre étude est basée principalement sur la méthode MUSIC. Il serait bon d'envisager l'emploi d'autres méthodes de localisation de sources comme la méthode du propagateur, méthode de Capon, la norme minimale, etc. [60], [36] et de comparer les résultats obtenus en terme de précision, de temps de calcul, etc.

Enfin, l'aspect focalisation pourrait être complété. En effet, à ce jour seul l'opérateur de focalisation bilinéaire a pu être adapté à la localisation d'objets enfouis et validé sur des données expérimentales. Une étape d'initialisation des paramètres de l'objet (l'angle et la distance objet-capteur) est nécessaire. Le développement d'une approche ne nécessitant pas d'initialisation, comme celle proposée par F. Sellone [90] serait tout à fait appréciable.



## Références bibliographiques



---

# Bibliographie

- [1] H. Ammari, E. Iakovleva et H. Kang : Reconstruction of a small inclusion in a 2-d open waveguide. SIAM, Journal on Applied Mathematical, 65(6):2107–2127, 2005.
- [2] H. Ammari, E. Iakovleva, H. Kang et K. Kim : Direct algorithms for thermal imaging of small inclusions. SIAM, Multiscale Modeling and Simulation, 4(4): 1116–1136, 2005.
- [3] H. Ammari, E. Iakovleva et D. Lesselier : A music algorithm for locating small inclusions buried in a half-space from the scattering amplitude at a fixed frequency. SIAM, Multiscale Modeling and Simulation, 3(3):597–628, 2005.
- [4] H. Ammari, E. Iakovleva et D. Lesselier : Two numerical methods for recovering small inclusions from the scattering amplitude at a fixed frequency. SIAM, Journal on Scientific Computing, 27(1):130–158, 2005.
- [5] APL-UW : Ocean environmental acoustic models handbook. Technical report [APL-UW TR 9407], 1994.
- [6] A. Bendjama, S. Bourennane et M. Fritel : Direction finding after blind identification of source steering vectors. In Proceedings IASTED International Conference Signal and Image Processing, Las Vegas, USA, October 28-31, 1998.
- [7] G. Bienvenu : Méthode haute résolution pour la localisation de sources rayonnantes. Onde Electrique, 64(4):28–37, 1984.
- [8] M. Bjorkman et K. Holmstrom : Global optimization using the direct algorithm in matlab. Advanced Modeling and Optimization, 1(2):17–37, 1999.
- [9] A.O. Boudraa, J.C. Cexus, K. Abed-Meriam et Z. Saidi : Interaction measure of am-fm signals by cross- $\psi_b$ -energy operator. In Proceedings IEEE Eighth International Symposium on Signal Processing and its Applications, pages 775–778, 2005.
- [10] A.O. Boudraa, J.C. Cexus et Z. Saidi : Emd-based signal noise reduction. International Journal of Signal Processing, 1:11–15, 2004.
- [11] A.O. Boudraa, C. Pollet, J.C. Cexus et Z. Saidi : Caractérisation des fonds marins par décomposition modale empirique. In Proceedings GRETSI, pages 559–562, Louvain-La-Neuve, Belgique, 2005.
- [12] S. Bourennane : Traitement d’antenne à large bande de fréquence. Thèse de Doctorat de l’INPG de Grenoble, Mai, 1990.

- 
- [13] S. Bourennane et A. Bendjama : Locating wide band acoustic sources using higher order statistics. *Applied Acoustics*, 63:235–251, March 2002.
- [14] S. Bourennane, A. Benjama et M. Frikel : Seismic wave separation based on higher order statistics. *Proceedings IEEE International Conference on Digital Signal Processing and its Applications*, Moscow, Russia, June 1998.
- [15] S. Bourennane, B. Faure et P. Gounon : Amélioration des performances en détection et localisation de sources en asm en utilisant la connaissance de la forme d’antenne. *La calibration d’antenne*, 10(5-6), 1993.
- [16] S. Bourennane et M. Frikel : Localization of wideband sources with estimation of an antenna shape. *Proceedings 8th IEEE Signal Processing Workshop on Statistical Signal and Array Processing*, page 97, Corfou, Greece, June 24-26 1996.
- [17] S. Bourennane, M. Frikel et A. Bendjama : Fast wide band source separation based on higher order statistics. *Proceedings IEEE Signal Processing Workshop on Higher-Order Statistics*, pages 21–23, Banff, Canada, July 1997.
- [18] W. Brandenburg : A point mechanical model for the dynamics of towed arrays. In *Proceedings IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP’84*, San Diego, USA, March 1984.
- [19] L.-W. Cai : Scattering of antiplane shear waves by layered circular elastic cylinder. *Journal of the Acoustical Society of America*, 115(2):515–522, February 2004.
- [20] P. Chargé et Y. Wang : A root-music-like direction finding method for cyclostationary signals. In *Proceedings IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP’2004*, volume 2, pages 225–228, Montreal, Quebec, Canada, May 2004.
- [21] P. Chargé, Y. Wang et J. Saillard : A non circular sources direction finding method using polynomial rooting. *Signal Processing*, 81(8):1765–1770, August 2001.
- [22] P. Chargé, Y. Wang et J. Saillard : An extended cyclic music algorithm. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 51(7):1695–1701, July 2003.
- [23] A. Coatanhay : Diffusion acoustique par un objet cylindrique à proximité d’une interface plane. 2000. Thèse de Doctorat de l’Université du Havre, Janvier, 2000.
- [24] A. Coatanhay et J.-M. Conoir : Scattering by an elastic cylinder embedded in a sedimentary medium. generalized method of images (gmi) approach. à paraître, 2006.
- [25] T. Do-Hong, F. Demmel et P. Russer : A method for wideband direction-of-arrival estimation using frequency-domain frequency-invariant beamformers. *Proceedings IEEE International Symposium on Antennas and Propagation Digest*, 3:244–247, Columbus, USA, June 2003.
- [26] T. Do-Hong et P. Russer : Spatial signal processing for wideband beamforming. *Proceedings XIIth ISTET’03*, pages 73–76, Warsaw, Poland, July 2003.
- [27] R. D. Doolittle et H. Uberall : Sound scattering by elastic. *Journal of the Acoustical Society of America*, 39(2), 1966.

- [28] D.J. Edwards et A.J. Keane : Numerical techniques for efficient sonar bearing and range searching in the near field using genetic algorithms. in *Evolutionary Algorithms in Engineering Applications*, ed. D. Dasgupta and Z. Michalewicz, Springer-Verlag, pages 1–32, 1997.
- [29] J. Ehrlich, Ch. Fiedler et H. Peine : Scattering from proud and buried spherical targets in the time domain. In *Proceedings 7th European Conference on Underwater Acoustics, ECUA 2004, Delft, The Netherlands, July 2004*.
- [30] E.J. Eidem : Matched field localization of broadband explosive sources using a vertical array. In *Proceedings 7th European Conference on Underwater Acoustics, ECUA 2004, Delft, The Netherlands, July 2004*.
- [31] J. A. Fawcett, W. L. J. Fox et A. Maguer : Modeling of scattering by objects on the seabed. *Journal of the Acoustical Society of America*, 104(6):3296–3304, December 1998.
- [32] C. Feuillade, R.W. Meredith, N.P. Chotiros et C.S. Clay : Time domain investigation of transceiver functions using a known reference target. *Journal of the Acoustical Society of America*, 112(6):2702–2712, December 2002.
- [33] D.E. Finkel : Direct optimization algorithm user guide. Technical Report CRSC-TR03-11, pages 1–14, March 2 2003.
- [34] B.P. Flanagan et K.L. Bell : Array self calibration with large sensor position errors. *Signal Processing*, 81(10):2201–2214, October 2001.
- [35] B. Friedlander et A. J. Weiss : Direction finding using spatial smoothing with interpolated arrays. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 28(2):574–587, 1992.
- [36] M. Frikel : Traitement d’antenne en présence d’un bruit coloré. Thèse de Doctorat de l’Université de Corse, Décembre, 1996.
- [37] M. Frikel et S. Bourennane : Fast algorithm for the wideband array processing using two-sided correlation transformation. *Proceedings VIIIth EUSIPCO’96*, pages 959–962, Trieste, Italy, September 10-13 1996.
- [38] G.C. Gaunard et M.F. Werby : Sound scattering by resonantly excited, fluid-loaded, elastic spherical shells. *Journal of the Acoustical Society of America*, 90(5):2536–2550, November 1991.
- [39] E. Gönen et J.M. Mendel : Applications of cumulants to array processing - part iii : Blind beamforming for coherent signals. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 45(9):2252–2264, September 1997.
- [40] R. Goodman et R. Stern : Reflection and transmission of sound by elastic spherical shells. *Journal of the Acoustical Society of America*, 34(3):338–344, March 1962.
- [41] M. Granara, A. Pescetto, F. Repetto, G. Tacconi et A. Trucco : Statistical and neural techniques to buried target detection and classification. In *Proceedings OCEANS’98*, volume 3, pages 1269–1273, Nice, France, September28- October 1 1998.
- [42] R. Guillermin, P. Lasaygues, J. Sessarego et A. Wirgin : Characterization of buried objects by a discretized domain integral equation inversion method

- using born approximation. Proceedings 5th European Conference on Underwater Acoustics (ECUA'2000), pages 863–868, Lyon, France, July 2000.
- [43] G. Haralabus, A. Baldacci, R. Laterveer et M.van Velzen : Broadband active detection in reverberation-limited conditions. In Proceedings 7th European Conference on Underwater Acoustics, ECUA 2004, Delft, The Netherlands, July 2004.
- [44] A. Hetet, L. Pigois, A. Salaun, I.N. Goh, C.K. Lim et C.S. Chia : Buried mines detection and classification with low frequency sas : two experiments using rail facilities in very shallow water. In Proceedings 5th international symposium on technology and the mine problem, pages 22–25, Monterey, California, USA, April 2002.
- [45] S.L. Hobbs : Asymptotic statistics for location estimates of acoustic signals. *Journal of the Acoustical Society of America*, 91(3):1538–1544, March 1992.
- [46] H. Hung et M. Kaveh : Focusing matrices for coherent signal-subspace processing. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 36(8):1272–1281, August 1988.
- [47] M. Jansson, A.L. Swindlehurst et B. Ottersten : Weighted subspace fitting for general array error models. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 46(9):2484–2498, September 1998.
- [48] Anton Nagl J.D. Murphy, Jacob George et Herbert Überall : Isolation of the resonant component in acoustic scattering from fluid-loaded elastic spherical shells. *Journal of the Acoustical Society of America*, 65(2):368–373, February 1979.
- [49] T. Jenserud : Single hydrophone localization of broadband explosive sources. Proceedings 7th European Conference on Underwater Acoustics, ECUA 2004, Delft, The Netherlands, July 2004.
- [50] D.R. Jones, C.D. Pertunen et B.E. Stuckman : Lipschitzian optimisation without the lipschitz constant. *Journal of Optimization Theory and Applications*, 79(1):157–181, October 1993.
- [51] M. C. Junger : Sound scattering by thin elastic shells. *Journal of the Acoustical Society of America*, 24(4):366–373, July 1952.
- [52] I. Karasalo et P. Skogqvist : Transient scattering from submerged and buried objects, chapitre Proceedings 7th European Conference on Underwater Acoustics, ECUA 2004. Delft, The Netherlands, July 2004.
- [53] S.G. Kargl et P.L. Marston : Ray synthesis of lamb wave contributions to the total scattering cross section for an elastic spherical shell. *Journal of the Acoustical Society of America*, 88(2):1103–1113, August 1990.
- [54] R. Kumaresan et D. W. Tufts : Estimating the angles of arrival of multiple source plane waves. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 19:134–139, Janvier 1983.
- [55] J. L. Lacoume : Différentes approches de l'analyse spectrale. *Anales des télécommunications*, 1979.
- [56] F. Leon, F. Chati et J.-M. Conoir : Modal theory applied to the acoustic scattering by elastic cylinders of arbitrary cross section. *Journal of the Acoustical Society of America*, 116(2):686–692, August 2004.

- [57] C.W. Lim, K.M. Liew et S. Kitipornchai : Vibration of open cylindrical shells : A three-dimensional elasticity approach. *Journal of the Acoustical Society of America*, 104(3):1436–1443, September 1998.
- [58] R. Lim, J. L. Lopes, R. H. Hackman et D. G. Todoroff : Scattering by objects buried in underwater sediments : Theory and experiment. *Journal of the Acoustical Society of America*, 93(4):1762–1783, April 1993.
- [59] S. Marcos : Calibration of a distorted towed array using a propagation operator. *Journal of the Acoustical Society of America*, 93(4):1987–1994, April 1993.
- [60] S. Marcos : Les méthodes à haute résolution (traitement d’antenne et analyse spectrale). *Hermès*, 1998.
- [61] F. Maussang, J. Chanussot et A. Hétet : Higher order statistics for the detection of underwater mines in sas imagery. *Proceedings 7th European Conference on Underwater Acoustics, ECUA 2004*, pages 1115 – 1120, Delft, The Netherlands, July 2004.
- [62] M.L. McCloud et L.L. Scharf : A new subspace identification algorithm for high-resolution doa estimation. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 50(10):1382–1390, October 2002.
- [63] J.M. Mendel : Tutorial on higher order statistics (spectra) in signal processing and system theory : Theoretical results and some applications. *Proceedings IEEE*, 79:277–305, 1991.
- [64] T.G. Muir, D.E. Smith et P.S. Wilson : Seismo-acoustic sonar for buried object detection. *Proceedings Symposium Technology on mine and the mine problem*, Naval Postgraduate school, Monterey, California, USA, 1995.
- [65] P. S. Naidu : *Sensor array signal processing*. CRC press, JULY 2000.
- [66] N. Nejjar : *Utilisation du propagateur en traitement d’antenne. application en acoustique sous-marine*. Thèse de Doctorat de l’INPG de Grenoble, 1991.
- [67] W. Ng, J.P. Reilly et J.-R. Larocque : Sequential mcmc for spatial signal separation and restoration from an array of sensors. In *Proceedings American Institute of Physics Conference, AIP2002*, pages 89–108, Baltimore, Maryland, USA, May 2002.
- [68] W. Ng, J.P. Reilly et T.Kirubarajan : Wideband array signal processing using mcmc methods. In *Proceedings IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP’03*, pages 6–10, Hong kong, China, April 2003.
- [69] W. Ng, J.P. Reilly, T.Kirubarajan et J.-R. Larocque : Wideband array signal processing using mcmc methods. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 53(2): 411–426, February 2005.
- [70] G. Nicq et M. Brussieux : A time-frequency method for classifying objects at low frequencies. In *Proceedings OCEANS’98*, volume 1, pages 148–152, Nice, France, September 28- October 1 1998.
- [71] U.S. Pillai et B.H. Kwon : Forward/backward spatial smoothing technique for coherent signal identification. *IEEE Transactions on acoustics speech and signal processing*, 37:8–15, 1989.

- [72] C. Prada et M. Fink : Separation of interfering acoustic scattered signals using the invariants of the time reversal operator. application to lamb waves characterization. *Journal of the Acoustical Society of America*, 104(2):801–807, August 1998.
- [73] K.Maheswara Reddy et V.U. Reddy : Further results in spatial smoothing. *Signal processing*, 48(3):217–224, February 1996.
- [74] P. Roux et M. Fink : Time-reversal in a waveguide : Study of the temporal and spatial focusing. *Journal of the Acoustical Society of America*, 107(5):2418–2429, May 2000.
- [75] J. C. Sabel, , J. Groen, M.E.G.G Colin, B.A.J. Quesson, A. Hetet, B. Zerr, M. Brussieux et M. Legris : Experiments with a ship-mounted low frequency sas for the detetction of buried objects. *Proceedings 7th European Conference on Underwater Acoustics, ECUA 2004, Delft, The Netherlands, July 2004.*
- [76] A. Sahin et E. L. Miller : object-based localization of buried objects using high resolution array precessing techniques. In *Proceedings SPIE AeroSense Symposium, Detection Technologies for Mines and Minelike Targets II*, volume 2765, April 1996. Orlando, Florida, USA,.
- [77] Z. Saidi, A.O. Boudraa, J.C. Cexus et S. Bourenane : Time-dealy estimation using cross- $\psi_b$ -energy operator. *International Journal of Signal Processing*, 1:6–10, 2004.
- [78] Z. Saidi et S. Bourenane : Cumulant-based coherent signal subspace method for bearing and range estimation. *Applied Signal Processing*. à paraître.
- [79] Z. Saidi et S. Bourenane : Buried object localization in presence of correlated signals. In *Proceedings 13th IEEE workshop Statistical Signal Processing, SSP'05, Bordeaux, France, July 2005.*
- [80] Z. Saidi et S. Bourenane : Méthode haute résolution large bande pour la localisation d'objets enfouis. In *Proceedings 20e colloque GRETSI sur le traitement du signal et des images, Louvain-la-Neuve, Belgique, 6-9 septembre 2005.*
- [81] Z. Saidi et S. Bourenane : Méthode music large bande pour la localisation d'objets enfouis dans les sédiments marins. In *Proceedings TAIMA'05*, pages 33–38, Hammamet - Tunisie,septembre 2005.
- [82] Z. Saidi et S. Bourenane : Bearing and range estimation of buried cylindrical shell in presence of sensor phase errors. In *Proceedings 14th European Signal Processing Conference, EUSIPCO'06, Florence, Italy, September 2006.*
- [83] Z. Saidi et S. Bourenane : Detection and localization of buried objects. *Applied Acoustics*, 2006. en révision.
- [84] Z. Saidi et S. Bourenane : Localization of buried spherical shells based on wide-band signals. In *Proceedings 31st IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP'06*, pages 917–920, Toulouse, France, May 2006.
- [85] Z. Saidi, S. Bourenane, A.O. Boudraa et D. Dare : Estimation de direction d'arrivées en présence de distorsions de phase. In *Proceedings 20e colloque GRETSI sur le traitement du signal et des images*, pages 77–80, Louvain-La-Neuve, Belgique, Septembre 2005.

- [86] Z. Saidi, S. Bourennane, L. Guillon et P. Sanchez : Bearing and range estimation using wideband music method. In Proceedings 13th European Signal Processing Conference, EUSIPCO'05, Antalya , Turkey, September 2005.
- [87] T. Sato et O. Ikeda : Sequential synthetic aperture sonar system - a prototype of a synthetic aperture sonar system. IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics, 24(4):253–259, July 1977.
- [88] T. Sato, M. Ueda et S. Fukuda : Synthetic aperture sonar. Journal of the Acoustical Society of America, 54(3):799–802, September 1973.
- [89] H. Schmidt, I. Veljkovic et M. Zampolli : Bistatic scattering from buried targets in shallow water-experiment and modeling. In Proceedings 7th European Conference on Underwater Acoustics, ECUA 2004, Delft, The Netherlands, July 2004.
- [90] F. Sellone : Robust auto-focusing wideband doa estimation. Signal Processing, 86(1):17–37, January 2006.
- [91] J. Sellschopp : Target localisation in a shallow multipath environment. In Proceedings 7th European Conference on Underwater Acoustics, ECUA 2004, Delft, The Netherlands, July 2004.
- [92] J.-P. Sessarego et J. Sageloli : Plane wave scattering from a shallowly buried sphere. In Proceedings 3rd European Conference on Underwater Acoustics, ECUA'1996, volume 1, page 75, Heraklion, Greece, June 1996.
- [93] J.-P. Sessarego, J. Sageloli, R. Guillermin et H. Überall : Elastic wave scattering from a sphere. Journal of the Acoustical Society of America, 104(3):1755, September 1998.
- [94] J.-C. Sindt et P.A.M.de Theije : Target localisation with multistatic systems. In Proceedings 7th European Conference on Underwater Acoustics, ECUA 2004, Delft, The Netherlands, July 2004.
- [95] T. K. Stanton : Sound scattering by cylinders of finite length. ii. elastic cylinders. Journal of the Acoustical Society of America, 83(1):64–67, January 1988.
- [96] P. Stoica, O. Besson et A.B. Gershman : Direction-of-arrival estimation of an amplitude-distorted wavefront. IEEE Transactions on Signal Processing, 49(2): 269–276, February 2001.
- [97] E.J. Sullivan et B.J. Myers : Processing techniques for buried mine localization. In Proceedings 7th European Conference on Underwater Acoustics, ECUA 2004, Delft, The Netherlands, July 2004.
- [98] A. Tesei, A. Maguer, W.L.J. Fox, R. Lim et H. Schmidt : Measurements and modeling of acoustic scattering from partially and completely buried spherical shells. Journal of the Acoustical Society of America, 112(5):1817–1830, November 2002.
- [99] A. Trucco : A pattern recognition strategy for detection of buried objects. In Proceedings 5th European Conference on Underwater Acoustics, volume 2, pages 1097–1102, Lyon, France, July 2000.
- [100] R. J. Urick : Principles of underwater sound. ISBN : 0932146627. Peninsula Pub ; Reprint edition (August 1996), Los Atlos, California, USA.

- [101] S. Valaee : Array processing for detection and localization of narrowband, wideband and distributed sources. Ph.D. McGill University, Montreal, May, 1994.
- [102] S. Valaee, B. Champagne et P. Kabal : Parametric localization of distributed sources. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 43(9):2144–2153, septembre 1995.
- [103] S. Valaee et P. Kabal : wideband array processing using a two-sided correlation transformation. *IEEE trans. on Signal Processing*, 43(1), 1995.
- [104] V. Valeau, J. Sabatier, R.D. Costley et N. Xiang : Development of a time-frequency representation for acoustic detection of buried objects. *Journal of the Acoustical Society of America*, 116(5):2984–2995, November 2004.
- [105] N. D. Veksler : *Resonance Acoustic Spectroscopy*. Springer-Verlag, January 1993.
- [106] H. Wang et M. Kaveh : Coherent signal-subspace processing for the detection and estimation of angles of arrival of multiple wideband sources. *IEEE transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 33(4):823–831, August 1985.
- [107] Y. Wang : Localisation de sources dans le domaine temporel. Thèse de Doctorat de l'Université de Rennes 1, 1989.
- [108] M. Wax et T. Kailath : Detection of signals information theoretic criteria. *IEEE transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 33(2):387–392, April 1985.
- [109] A.J. Weiss : Direct position determination of narrowband radio frequency transmitters. *IEEE Signal Processing Letters*, 11(5):513 – 516, May 2004.
- [110] M.J. Wilmut et N.R. Chapman : Experimental matched-field source localization sensitivity to ambient noise and geoacoustic mismatch. In *Proceedings 7th European Conference on Underwater Acoustics, ECUA 2004*, Delft, The Netherlands, July 2004.
- [111] Z. Ye : Recent developments in underwater acoustics : Acoustic scattering from single and multiple bodies. *Proceedings of the National Science Council ROC(A)*, 25(3):137–150, 2001.
- [112] N. Yuen et B. Friedlander : Doa estimation in multipath : an approach using fourth order cumulants. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 45(5):1253 – 1263, May 1997.
- [113] M. Zakharia et J. Chatillon : Interaction of interface waves with a buried object. In *Proceedings 3rd European Conference on Underwater Acoustics, ECUA'96*, volume 1, pages 39–44, Heraklion, Crete, June 1996.
- [114] L.G. Zhang, N.H. Sun et P.L. Marston : Midfrequency enhancement of the backscattering of tone bursts by thin spherical shells. *Journal of the Acoustical Society of America*, 91(4):1862–1874, April 1992.

# Annexes



# A

---

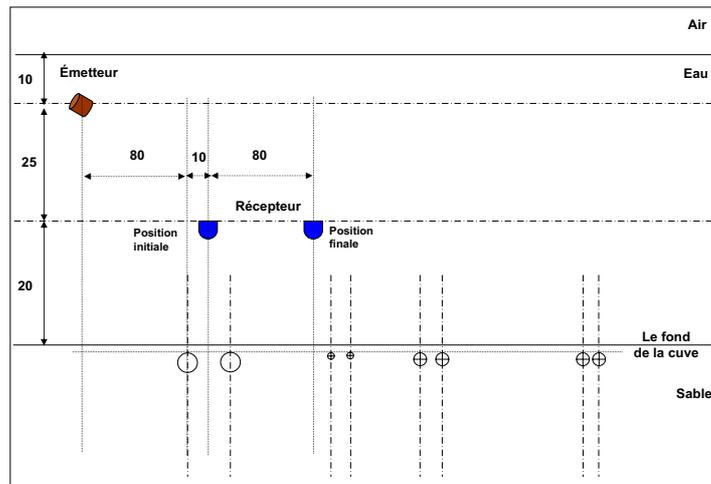
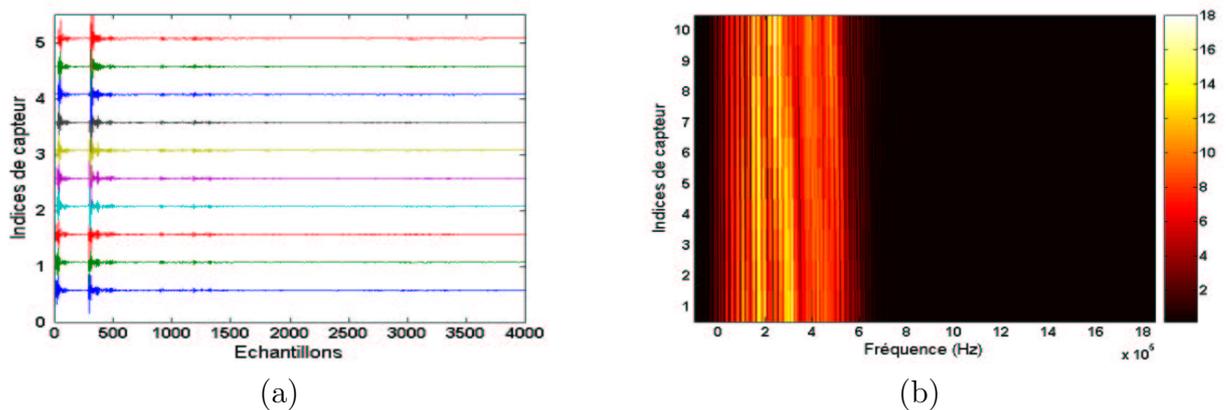
## Données expérimentales

Dans cette annexe nous présentons d'abord les configurations des séries de mesures réalisées qui ont fait l'objet du sixième chapitre "étude expérimentale de la méthode de localisation géographique des objets". Nous rappelons qu'une acquisition de 10 signaux associés aux 10 premières positions du récepteur a été effectuée pour chaque série de mesures. Ainsi, une représentation temporelle de ces signaux reçus est donnée pour chaque série de mesures. Ensuite, une application de la transformée de Fourier à tous les signaux reçus de chaque série de mesures est réalisée pour passer de la représentation temporelle à une présentation fréquentielle.

Nous rappelons également que nous avons choisi deux configurations différentes. Pour la première configuration nous avons placé l'axe horizontal du récepteur à 20 cm du fond de la cuve expérimentale et pour la deuxième, nous l'avons placé à 40 cm.

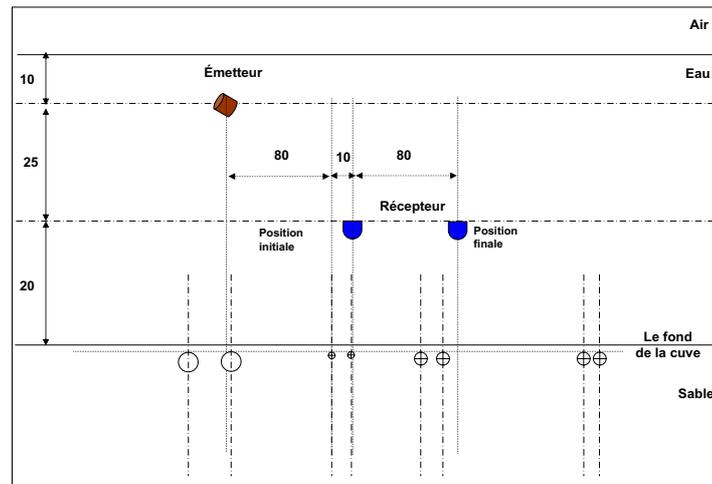
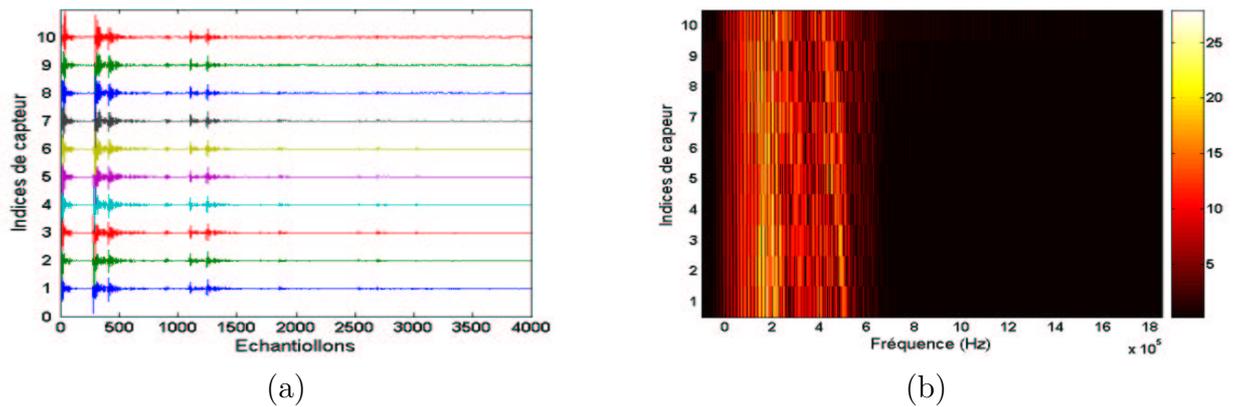
### A.1 Série de mesures $E_{1(O_1, O_2)}$

Cette série de mesures correspond au couple de coques sphériques remplies d'air. L'axe horizontal du récepteur est placé à 20 cm du fond de la cuve expérimentale comme le montre la figure A.1. Les représentations temporelle et fréquentielle des signaux reçus sont montrées respectivement sur les figures A.2 a et A.2 b.

Figure A.1 — Configuration de la série de mesures  $E_{1(O_1,O_2)}$ .Figure A.2 — Représentation temporelle (a) et fréquentielle (b) des signaux reçus.  
Série de mesures  $E_{1(O_1,O_2)}$ 

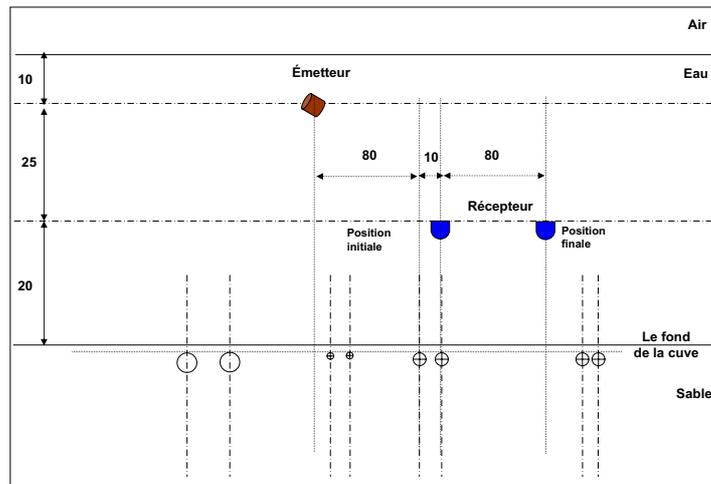
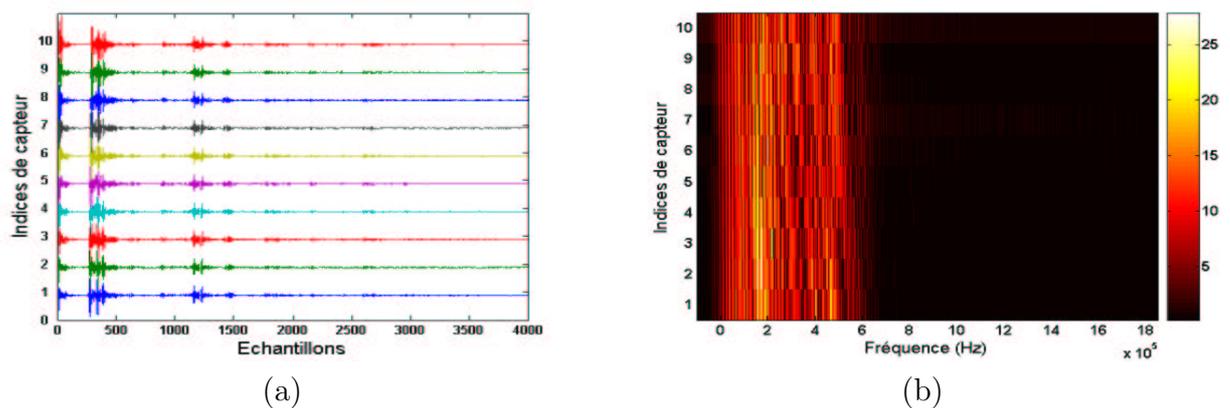
## A.2 Série de mesures $E_{2(O_3,O_4)}$

Cette série de mesures correspond au couple de petites coques cylindriques remplies d'air. L'axe horizontal du récepteur est placé à 20 cm du fond de la cuve expérimentale comme le montre la figure A.3. Les représentations temporelle et fréquentielle des signaux reçus sont montrées respectivement sur les figures A.4 a et A.4 b.

Figure A.3 — Configuration de la série de mesures  $E_2(O_3, O_4)$ .Figure A.4 — Représentation temporelle (a) et fréquentielle (b) des signaux reçus.  
Série de mesures  $E_2(O_3, O_4)$ 

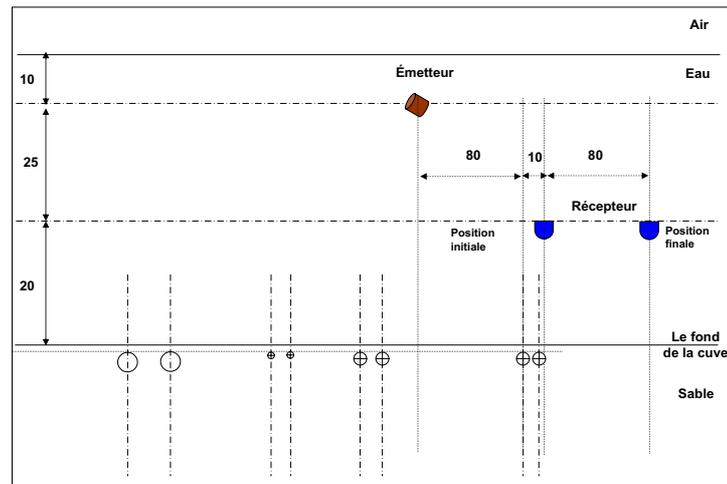
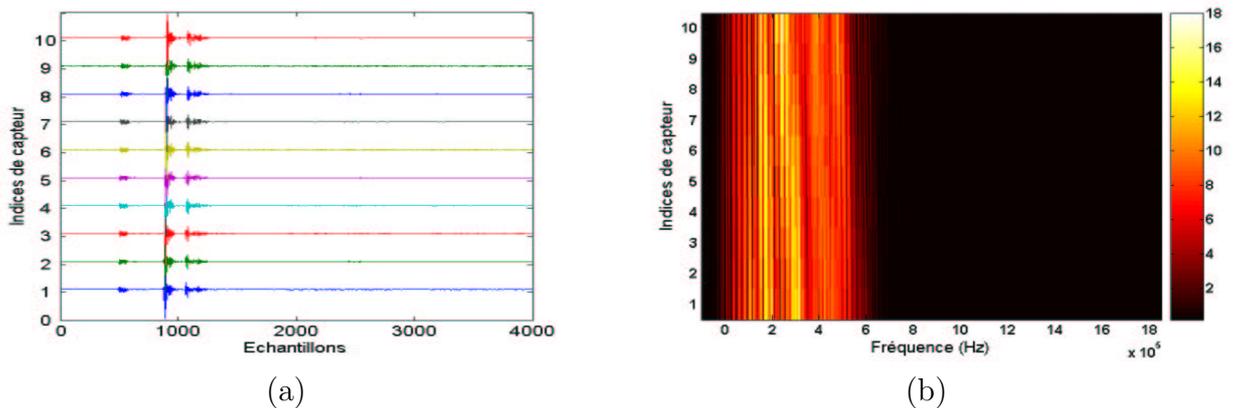
### A.3 Série de mesures $E_3(O_5, O_6)$

Cette série de mesures correspond au couple de grosses coques cylindriques remplies d'eau. L'axe horizontal du récepteur est placé à 20 cm du fond de la cuve expérimentale comme le montre la figure A.5. Les représentations temporelle et fréquentielle des signaux reçus sont montrées respectivement sur les figures A.6 a et A.6 b.

Figure A.5 — Configuration de la série de mesures  $E_{3(O_5, O_6)}$ .Figure A.6 — Représentation temporelle (a) et fréquentielle (b) des signaux reçus.  
Série de mesures  $E_{3(O_5, O_6)}$ 

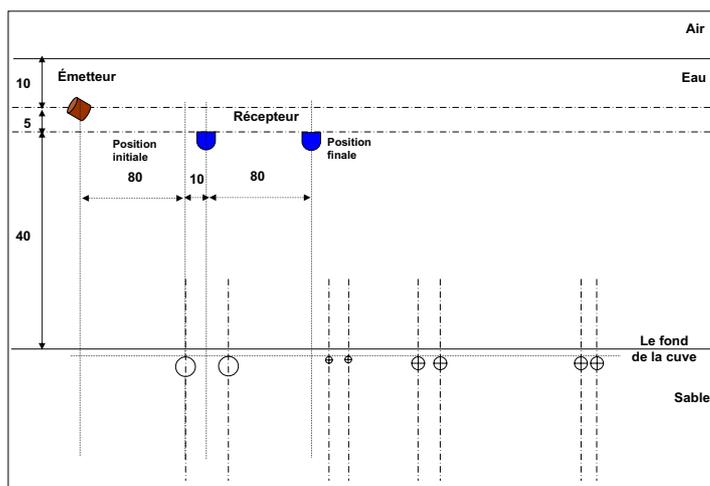
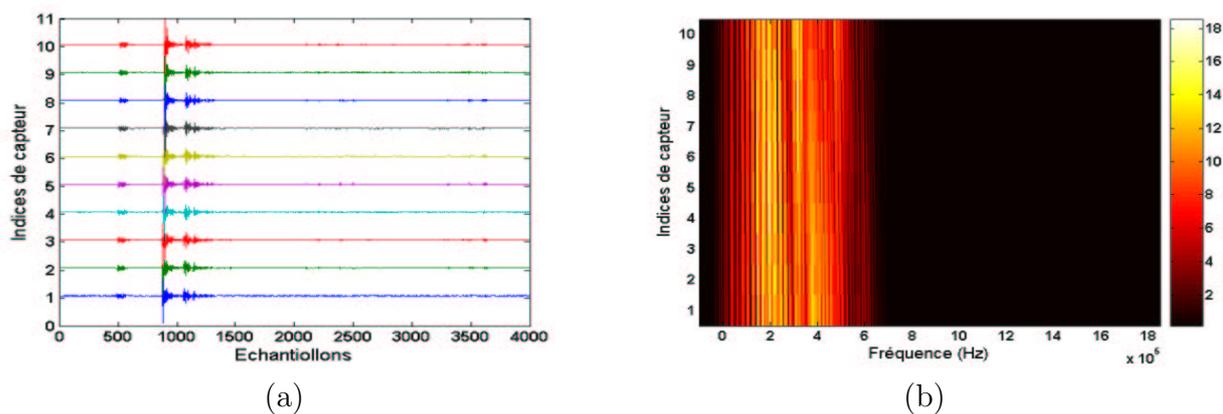
#### A.4 Série de mesures $E_{4(O_7, O_8)}$

Cette série de mesures correspond au couple de grosses coques cylindriques remplies d'air. L'axe horizontal du récepteur est placé à 20 cm du fond de la cuve expérimentale comme le montre la figure A.7. Les représentations temporelle et fréquentielle des signaux reçus sont montrées respectivement sur les figures A.8 a et A.8 b.

Figure A.7 — Configuration de la série de mesures  $E_4(O_7, O_8)$ .Figure A.8 — Représentation temporelle (a) et fréquentielle (b) des signaux reçus.  
Série de mesures  $E_4(O_7, O_8)$ 

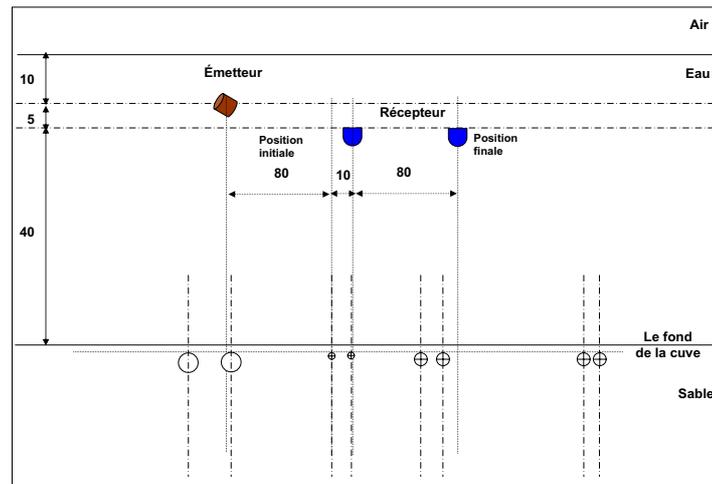
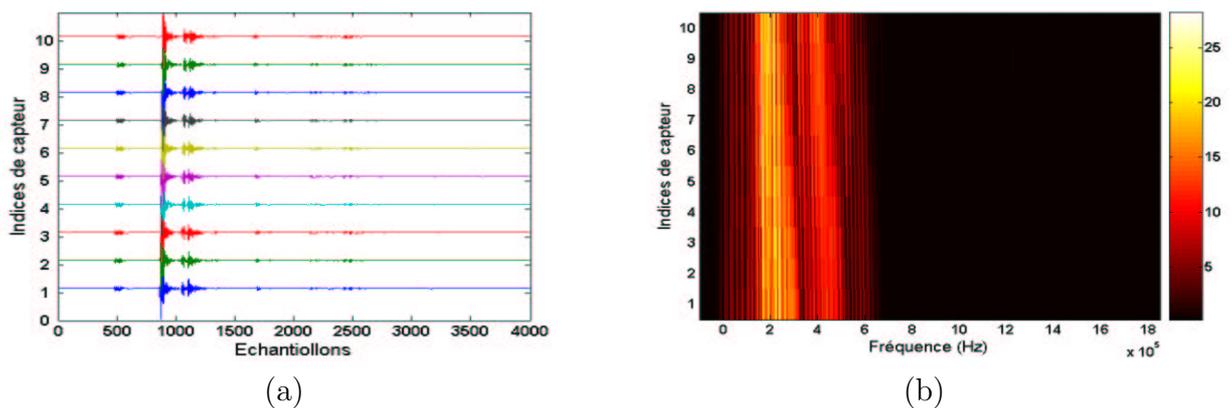
## A.5 Série de mesures $E_5(O_1, O_2)$

Cette série de mesures correspond au couple de coques sphériques remplies d'air. L'axe horizontal du récepteur est placé à 40 cm du fond de la cuve expérimentale comme le montre la figure A.9. Les représentations temporelle et fréquentielle des signaux reçus sont montrées respectivement sur les figures A.10 a et A.10 b.

Figure A.9 — Configuration de la série de mesures  $E_{5(O_1, O_2)}$ .Figure A.10 — Représentation temporelle (a) et fréquentielle (b) des signaux reçus.  
Série de mesures  $E_{5(O_1, O_2)}$ 

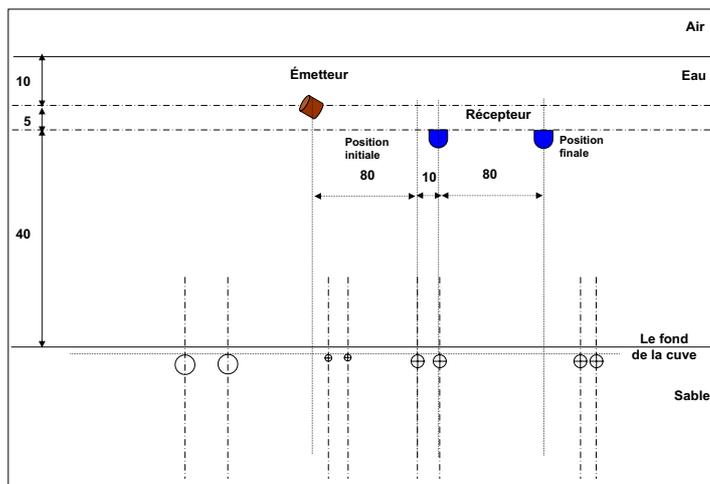
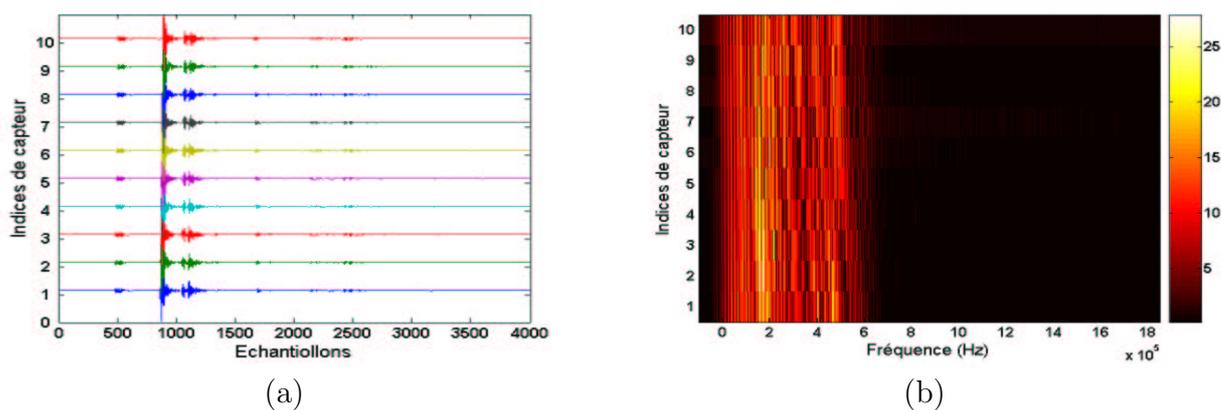
## A.6 Série de mesures $E_{6(O_3, O_4)}$

Cette série de mesures correspond au couple de petites coques cylindriques remplies d'air. L'axe horizontal du récepteur est placé à 40 cm du fond de la cuve expérimentale comme le montre la figure A.11. Les représentations temporelle et fréquentielle des signaux reçus sont montrées respectivement sur les figures A.12 a et A.12 b.

Figure A.11 — Configuration de la série de mesures  $E_{6(O_3, O_4)}$ .Figure A.12 — Représentation temporelle (a) et fréquentielle (b) des signaux reçus.  
Série de mesures  $E_{6(O_3, O_4)}$ 

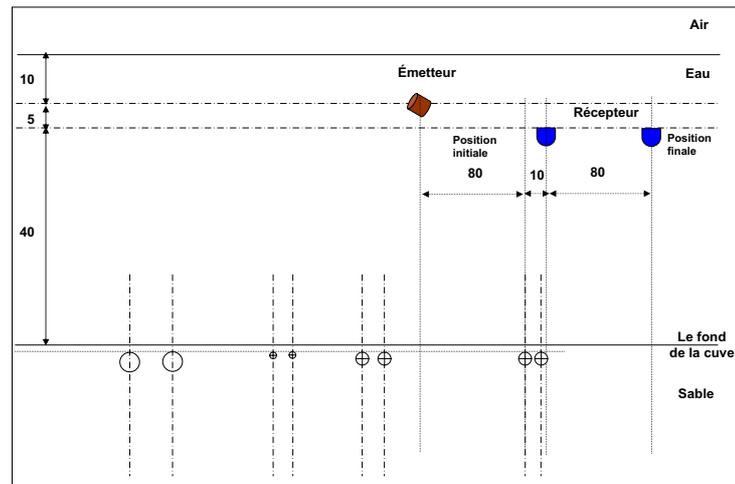
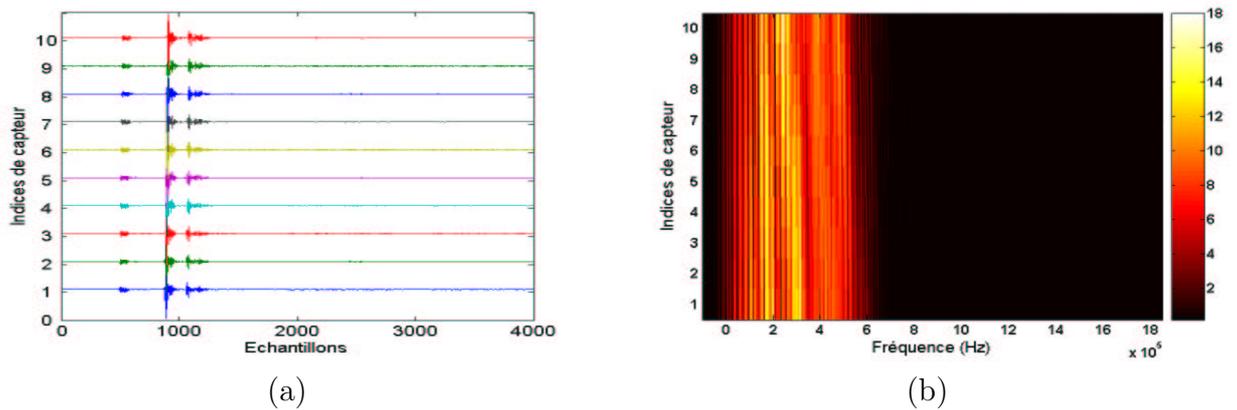
## A.7 Série de mesures $E_{7(O_5, O_6)}$

Cette série de mesures correspond au couple de grosses coques cylindriques remplies d'eau. L'axe horizontal du récepteur est placé à 40 cm du fond de la cuve expérimentale comme le montre la figure A.13. Les représentations temporelle et fréquentielle des signaux reçus sont montrées respectivement sur les figures A.14 a et A.14 b.

Figure A.13 — Configuration de la série de mesures  $E_{7(O_5,O_6)}$ .Figure A.14 — Représentation temporelle (a) et fréquentielle (b) des signaux reçus.  
Série de mesures  $E_{7(O_5,O_6)}$ 

## A.8 Série de mesures $E_{8(O_7,O_8)}$

Cette série de mesures correspond au couple de grosses coques cylindriques remplies d'air. L'axe horizontal du récepteur est placé à 40 cm du fond de la cuve expérimentale comme le montre la figure A.15. Les représentations temporelle et fréquentielle des signaux reçus sont montrées respectivement sur les figures A.16 a et A.16 b.

Figure A.15 — Configuration de la série de mesures  $E_{8(O_7,O_8)}$ .Figure A.16 — Représentation temporelle (a) et fréquentielle (b) des signaux reçus.  
Série de mesures  $E_{8(O_7,O_8)}$ 

## A.9 Quelques photos de la cuve expérimentale



Figure A.17 — Photo de la cuve expérimentale avant remplissage



Figure A.18 — Photo de la cuve expérimentale : râseau

## B.1 Tube cylindrique

B.1.1 Calcul du coefficient  $b_m$ 

Les coefficients  $b_m, c_m, d_m, e_m, f_m$  et  $g_m$  sont déterminés en utilisant les conditions aux limites [27], [105] en  $\rho_1 = \alpha_a$  et  $\rho_1 = \alpha_b$ .

On en déduit alors :

- pour  $m = 0$ ,  $b_m = c_m = d_m = e_m = f_m = 0$ .
- pour  $m \neq 0$ , le problème se résume au système linéaire  $6 \times 6$  suivant :

$$\mathbf{M}_c \cdot \begin{pmatrix} b_m \\ c_m \\ d_m \\ e_m \\ f_m \\ g_m \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -(k_t \alpha_a)^2 J_m(k_1 \alpha_a) \\ \frac{D_{\text{objet}}}{D_1} J_m(k_1 \alpha_a) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad (\text{B.1})$$

où  $\mathbf{M}_c$  est donnée par :

$$\mathbf{M}_c = \begin{pmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} & \alpha_{13} & \alpha_{14} & \alpha_{15} & \alpha_{16} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} & \alpha_{23} & \alpha_{24} & \alpha_{25} & \alpha_{26} \\ \alpha_{31} & \alpha_{32} & \alpha_{33} & \alpha_{34} & \alpha_{35} & \alpha_{36} \\ \alpha_{41} & \alpha_{42} & \alpha_{43} & \alpha_{44} & \alpha_{45} & \alpha_{46} \\ \alpha_{51} & \alpha_{52} & \alpha_{53} & \alpha_{54} & \alpha_{55} & \alpha_{56} \\ \alpha_{61} & \alpha_{62} & \alpha_{63} & \alpha_{64} & \alpha_{65} & \alpha_{66} \end{pmatrix} \quad (\text{B.2})$$

où les paramètres  $\alpha_{ij}$  sont donnés par :

$$\begin{aligned} \alpha_{11} &= x_T^2 H_m^1(x_1) \\ \alpha_{21} &= -\frac{D_2}{D_1} x H_m^{(1)}(x) \\ \alpha_{31} &= \alpha_{41} = \alpha_{51} = \alpha_{61} = 0 \\ \alpha_{12} &= (x_T^2 - 2m^2) J_m(x_L) + 2x_L J_m^{(1)}(x_L) \\ \alpha_{22} &= -x_L J_m'(x_L) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\alpha_{32} &= 2m(x_L J'_m(x_L) - J_m(x_L)) \\
\alpha_{42} &= (y_T^2 - 2m^2)J_m(y_L) + 2x_L J'_m(y_L) \\
\alpha_{52} &= -y_L J_m^{(1)}(y_L) \\
\alpha_{62} &= 2m(y_L J_m^{(1)}(y_L) - J_m(y_L)) \\
\alpha_{13} &= (x_T^2 - 2m^2)N_m(x_L) + 2x_L N_m^{(1)}(x_L) \\
\alpha_{23} &= -x_L N_m^{(1)}(x_L) \\
\alpha_{33} &= 2m(x_L N_m^{(1)}(x_L) - N_m(x_L)) \\
\alpha_{43} &= (y_T^2 - 2m^2)N_m(y_L) + 2x_L N_m^{(1)}(y_L) \\
\alpha_{53} &= -y_L N_m^{(1)}(y_L) \\
\alpha_{63} &= 2m(y_L N_m^{(1)}(y_L) - N_m(y_L)) \\
\alpha_{14} &= 2m(x_T J'_m(x_T) - J_m(x_T)) \\
\alpha_{24} &= x_T J'_m(x_T) \\
\alpha_{34} &= (x_T^2 - 2m^2)J_m(x_T) + 2x_T J_m^{(1)}(x_T) \\
\alpha_{44} &= 2m(y_T J_m^{(1)}(y_T) - J_m(y_T)) \\
\alpha_{54} &= y_T J'_m(y_T) \\
\alpha_{64} &= (y_T^2 - 2m^2)J_m(y_T) + 2y_T J_m^{(1)}(y_T) \\
\alpha_{15} &= 2m(x_T N_m^{(1)}(x_T) - N_m(x_T)) \\
\alpha_{25} &= x_T N_m(x_T) \\
\alpha_{35} &= (x_T^2 - 2m^2)N_m(x_T) + 2x_T N_m^{(1)}(x_T) \\
\alpha_{45} &= 2m(y_T N_m^{(1)}(y_T) - N_m(y_T)) \\
\alpha_{55} &= y_T N_m(x_T) \\
\alpha_{64} &= (y_T^2 - 2m^2)N_m(y_T) + 2y_T N_m^{(1)}(y_T) \\
\alpha_{16} &= \alpha_{26} = \alpha_{36} = \alpha_{66} = 0 \\
\alpha_{46} &= y_T^2 J'_m(y_3) \\
\alpha_{56} &= -\frac{D_2}{D_3} y J'_m(y_3)
\end{aligned}$$

où  $x = k_1 \alpha_a$ ,  $x_T = k_t \alpha_a$ ,  $x_L = k_l \alpha_a$ ,  $y = k_1 \alpha_a$ ,  $y_T = k_t \alpha_a$ ,  $y_L = k_l \alpha_a$ ,

Après résolution du système d'équations, les coefficients  $b_m, c_m, d_m, e_m, f_m$  seront déterminés. Cependant, seule le coefficient  $b_m$ , nous intéresse car dans l'équation (II.4) que nous cherchons à calculer,  $b_m$  était la seule inconnue. Ainsi  $b_m$  est donné par la relation [105] :

$$b_m = \frac{\mathbf{Det}_{m_c}^1}{\mathbf{Det}_{m_c}}, \quad (\text{B.3})$$

où  $\mathbf{Det}_{m_c}$  est le déterminant de la matrice  $\mathbf{M}_c$  et  $\mathbf{Det}_{m_c}^1$  le déterminant de  $\mathbf{M}_c$  dont on a remplacé la première colonne par le second membre de l'équation B.1.

## B.2 Sphère creuse

### B.2.1 Calcul du coefficient $B_m$

Les coefficients  $B_m, C_m, D_m, E_m, F_m$  et  $G_m$  sont toujours déterminés par les conditions aux limites en  $\rho_1 = \alpha_a$  et  $\rho_1 = \alpha_b$  [40], [105]. On en déduit alors que pour  $m = 0$ ,

$C_m = D_m = 0$  et  $\forall m \neq 0$ , le problème se résume au système linéaire  $6 \times 6$  suivant,

$$\mathbf{M}_s \cdot \begin{pmatrix} B_m \\ C_m \\ D_m \\ E_m \\ F_m \\ G_m \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -(k_t \alpha_a)^2 J_m(k_1 \alpha_a) \\ \frac{D_{\text{objet}}}{D_1} j_m(k_1 \alpha_a) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad (\text{B.4})$$

où  $\mathbf{M}_s$  est la matrice donnée par :

$$\mathbf{M}_s = \begin{pmatrix} a_{11} & \alpha_{12} & \alpha_{13} & \alpha_{14} & \alpha_{15} & 0 \\ a_{21} & \alpha_{22} & \alpha_{23} & \alpha_{24} & \alpha_{25} & 0 \\ 0 & \alpha_{32} & \alpha_{33} & \alpha_{34} & \alpha_{35} & 0 \\ 0 & \alpha_{42} & \alpha_{43} & \alpha_{44} & \alpha_{45} & \alpha_{46} \\ 0 & \alpha_{52} & \alpha_{53} & \alpha_{54} & \alpha_{55} & \alpha_{56} \\ 0 & \alpha_{62} & \alpha_{63} & \alpha_{64} & \alpha_{65} & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{B.5})$$

où les paramètres  $\alpha_{ij}$  sont donnés par :

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= j_m(x) \frac{D_1}{D_2} \\ \alpha_2 &= x j_m^{(1)}(x) \\ \alpha_{11} &= h_m^1(x) \frac{D_1}{D_2} \\ \alpha_{21} &= x h_m^{(1)1}(x) \\ \alpha_{31} &= \alpha_{41} = \alpha_{51} = \alpha_{61} = 0 \\ \alpha_{12} &= [\lambda_2 j_m(x_L) - 2\mu_2 j_m^{(2)}(x_L)] / (\lambda_2 + 2\mu_2) \\ \alpha_{22} &= x_L j_m^{(1)}(x_L) \\ \alpha_{32} &= 2(x_L j_m^{(1)}(x_L) - j_m(x_L)) \\ \alpha_{42} &= [\lambda_2 j_m(y_L) - 2\mu_2 j_m^{(2)}(y_L)] / (\lambda_2 + 2\mu_2) \\ \alpha_{52} &= y_L j_m^{(1)}(y_L) \\ \alpha_{62} &= 2(y_L j_m^{(1)}(y_L) - j_m(y_L)) \\ \alpha_{13} &= -2m(m+1)x_T^{-2} [x_T j_m^{(1)}(x_T) - j_m(x_T)] \\ \alpha_{23} &= m(m+1)j_m(x_T) \\ \alpha_{33} &= x_T^2 j_m^{(2)}(x_T) + (m+2)(m-1)j_m(x_T) \\ \alpha_{43} &= -2m(m+1)y_T^{-2} [y_T j_m^{(1)}(y_T) - j_m(y_T)] \\ \alpha_{53} &= m(m+1)j_m(y_T) \\ \alpha_{63} &= y_T^2 j_m^{(2)}(y_T) + (m+2)(m-1)j_m(y_T) \\ \alpha_{14} &= [\lambda_2 N_m(x_L) - 2\mu_2 N_m^{(2)}(x_L)] / (\lambda_2 + 2\mu_2) \\ \alpha_{24} &= x_L N_m(x_L) \\ \alpha_{34} &= 2(x_L N_m^{(1)}(x_L) - N_m(x_L)) \\ \alpha_{44} &= [\lambda_2 N_m(y_L) - 2\mu_2 N_m^{(2)}(y_L)] / (\lambda_2 + 2\mu_2) \\ \alpha_{54} &= y_L N_m^{(1)}(y_L) \\ \alpha_{64} &= 2(y_L N_m^{(1)}(y_L) - N_m(y_L)) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\alpha_{15} &= -2m(m+1)x_T^{-2} \left[ x_T N_m^{(1)}(x_T) - N_m(x_T) \right] \\
\alpha_{25} &= m(m+1)N_m(x_T) \\
\alpha_{35} &= x_T^2 N_m^{(2)}(x_T) + (m+2)(m-1)N_m(x_T) \\
\alpha_{45} &= -2m(m+1)y_T^{-2} \left[ y_T N_m^{(1)}(y_T) - N_m(y_T) \right] \\
\alpha_{55} &= m(m+1)N_m(y_T) \\
\alpha_{65} &= y_T^2 N_m^{(2)}(y_T) + (m+2)(m-1)N_m(y_T) \\
\alpha_{16} &= \alpha_{26} = \alpha_{36} = \alpha_{66} = 0 \\
\alpha_{46} &= j_m(y) \frac{D_3}{D_2} \\
\alpha_{56} &= y j_m^{(1)}(y)
\end{aligned}$$

où  $x = k_1 \alpha_a$ ,  $x_T = k_t \alpha_a$ ,  $x_L = k_l \alpha_a$ ,  $y = k_1 \alpha_a$ ,  $y_T = k_t \alpha_a$ ,  $y_L = k_l \alpha_a$ ,

Nous ne retenons que le coefficient  $B_m$  toujours pour les mêmes raisons explicités pour le cas du cylindre.  $B_m$  est donné par la relation :

$$B_m = -j^m(2m+1) \frac{\mathbf{Det}_{m_s}^1}{\mathbf{Det}_{m_s}}, \quad (\text{B.6})$$

où  $\mathbf{Det}_{m_s}$  est le déterminant de la matrice  $\mathbf{M}_s$  et  $\mathbf{Det}_{m_s}^1$  le déterminant de  $\mathbf{M}_s$  dont on a remplacé la première colonne par le second membre de l'équation B.4.

## C.1 Paramètres des sédiments marins

Les sédiments marins peuvent être caractérisés selon les paramètres suivants :

- les paramètres géophysiques, tels que :
  - la densité,
  - la porosité,
  - la taille des grains.
- les paramètres acoustiques, tels que :
  - la célérité,
  - l'atténuation,
  - le coefficient de réflexion.

Pour la classification des sédiments, on distingue la classification minéralogique qui donne la composition chimique des grains et la classification granulométrique qui répartit les sédiments en fonction de la taille des grains.

Le tableau de la figure C.1, résume les caractéristiques des sédiments selon une classification granulométrique.

La taille des grains  $M_Z$ , dans le tableau, est spécifiée en unité ( $\phi$ ). Pour un diamètre moyen des grains  $d_g$  en  $mm$  et par rapport à un diamètre de référence  $d_0$  de 1 mm,  $M_Z$  s'écrit : [5]

$$M_Z = \log\left(\frac{d_g}{d_0}\right) = 3.32 \log_{10}\left(\frac{d_g}{d_0}\right). \quad (\text{C.1})$$

Type de sédiment	Taille des grains Mz ( $\phi$ )	Densité	Densité effective ( $\text{kg/m}^3$ )	Vitesse relative du son ( $v$ )	vitesse (m/s)
Rough Rock	---	2.5	2500	2.5	3750
Rock	---	2.5	2500	2.5	3750
Cobble, Gravel, Pebble	---	2.5	2500	1.8	2700
Sandy Gravel	-1	2.492	2492	1.3370	2005
Very Coarse Sand	-0,5	2.401	2401	1.3.67	1960
Muddy Sandy Gravel	0	2.314	2314	1.2778	1917
Coarse Sand, Gravelly Sand	0,5	2.231	2231	1.2503	1875
Gravelly Muddy Sand	1	2.151	2151	1.2241	1836
Medium Sand	1,5	1.845	1845	1.1782	1767
Muddy Gravel	2	1.615	1615	1.1396	1709
Fine Sand, Silty Sand	2,5	1.451	1451	1.1073	1661
Muddy Sand	3	1.339	1339	1.0800	1620
Very Fine Sand	3,5	1.268	1268	1.0568	1585
Clayey Sand	4	1.224	1224	1.0364	1555
Coarse Silt	4,5	1.195	1195	1.0179	1527
Sandy Silt, Gravelly Mud	5	1.169	1169	0.9999	1500
Medium silt, Sand-silt-Clay	5,5	1.149	1149	0.9885	1483
Sandy Mud	6	1.149	1149	0.9873	1481
Fine Silt /Clayey Silt	6.5	1.148	1148	0.9861	1479
Sandy Clay	7	1.147	1147	0.9849	1477
Very Fine Silt	7.5	1.147	1147	0.9837	1475
Silty Clay	8	1.146	1146	0.9824	1473
Clay ( all grades )	9	1.145	1145	0.9800	1470
Type de sédiment	Paramètre de pertes ( $\delta$ )	de Paramètre volumique ( $\sigma_2$ )	Exposant spectral ( $\gamma$ )	( $\omega_2$ )( $\text{cm}^4$ )	Atténuation (dB/m/kHz)
Rough Rock	0.01374	0.002	3.25	0.20693	?
Rock	0.01374	0.002	3.25	0.01862	?
Cobble, Gravel, Pebble	0.01374	0.002	3.25	0.01600	?
Sandy Gravel	0.01705	0.002	3.25	0.012937	0,4556
Very Coarse Sand	0.01667	0.002	3.25	0.010573	0,4556
Muddy Sandy Gravel	0.01630	0.002	3.25	0.008602	0,4556
Coarse Sand, Gravelly Sand	0.01638	0.002	3.25	0.006957	0,4679
Gravelly Muddy Sand	0.01645	0.002	3.25	0.005587	0,4801
Medium Sand	0.01624	0.002	3.25	0.004446	0,4924
Muddy Gravel	0.01610	0.002	3.25	0.003498	0,5046
Fine Sand, Silty Sand	0.01602	0.002	3.25	0.002715	0,5169
Muddy Sand	0.01728	0.002	3.25	0.002070	0,5713
Very Fine Sand	0.01875	0.002	3.25	0.001544	0,6336
Clayey Sand	0.02019	0.002	3.25	0.001119	0,6958
Coarse Silt	0.02158	0.002	3.25	0.000781	0,7571
Sandy Silt, Gravelly Mud	0.01261	0.002	3.25	0.000518	0,4504
Medium silt, Sand-silt-Clay	0.00676	0.001	3.25	0.000518	0,2441
Sandy Mud	0.00386	0.001	3.25	0.000518	0,1397
Fine Silt /Clayey Silt	0.00306	0.001	3.25	0.000518	?
Sandy Clay	0.00242	0.001	3.25	0.000518	?
Very Fine Silt	0.00194	0.001	3.25	0.000518	?
Silty Clay	0.00163	0.001	3.25	0.000518	?
Clay ( all grades )	0.00148	0.001	3.25	0.000518	?

Figure C.1 — Paramètres des sédiments marins.

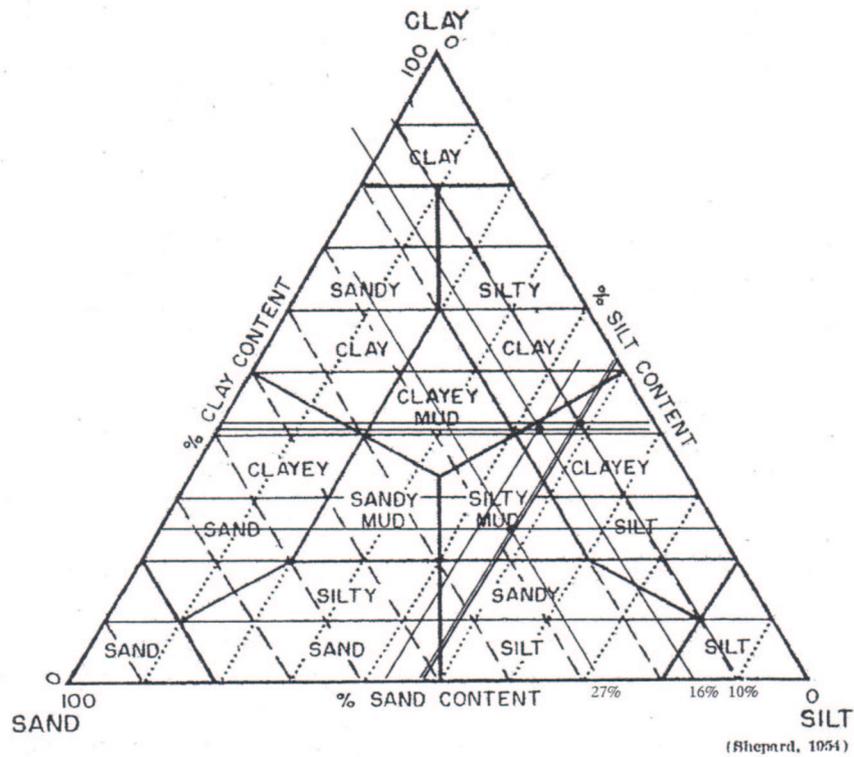


Figure C.2 — Méthode de classification des sédiments.

Il existe aussi d'autres moyens pour analyser des échantillons de sédiment selon leurs granulométrie tels que la pyramide de Shepard [100] qui représente un système de coordonnées triangulaires comme le montre la figure C.2.



---

# Notions élémentaires de propagation acoustique sous-marine

Cet annexe présente de manière simplifiée quelques notions de propagation acoustique sous-marine.

## D.1 Ondes acoustiques

Les ondes acoustiques sont provoquées par la propagation d'une vibration mécanique du milieu ; les équations de base en sont établies à partir de celles de la mécanique des milieux continus. Elles correspondent à un mouvement vibratoire de la matière constituant le milieu de propagation, et nécessitent donc un support matériel élastique pour pouvoir se propager. La vibration est caractérisée par un déplacement particulaire local  $a(t)$  du milieu de propagation, par la vitesse particulaire  $v(t)$  correspondante, et par la pression acoustique  $p(t)$  (variation autour de la pression statique moyenne) qui en résulte. C'est cette dernière, directement mesurable (les hydrophones sont des capteurs de pression), qui est le support physique du signal en acoustique sous-marine.

La propagation de l'onde acoustique est régie de manière générale par l'équation des ondes :

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

L'équation des ondes, exprimée ici pour la pression  $p$  d'une onde se déplaçant au cours du temps  $t$  dans l'espace  $(x.y.z)$ , et où  $c$  est la célérité de propagation de l'onde.

Si la propagation est restreinte à la seule direction  $x$ , l'équation devient :

$$\frac{\partial^2 p}{\partial x^2} = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} \quad (\text{D.2})$$

La solution de cette dernière équation est une onde plane :

$$p(t) = p_0 \exp(j(\omega t - kx)) \quad (\text{D.3})$$

La propagation s'effectuant ici selon la seule direction  $x$ , les fronts d'onde sont des plans orthogonaux à  $x$ .

L'amplitude de l'onde plane reste constante lors de la propagation.

La vitesse particulaire  $v$  est reliée à la pression par la relation :

$$\frac{\partial p}{\partial x} = -\rho \frac{\partial v}{\partial t} \quad (\text{D.4})$$

Dans le cas d'une onde plane, cette dernière équation s'écrit :

$$p_0 = \rho c v_0 = \rho c \omega a_0 \quad (\text{D.5})$$

Le produit  $\rho c$  ainsi mis en évidence est appelé impédance acoustique ; il traduit le rapport entre le niveau de pression acoustique et l'amplitude du mouvement particulaire.

La célérité de l'onde acoustique dans l'eau de mer a une valeur voisine de  $c = 1500$  m/s (généralement entre 1450 et 1550 m/s, dépendant de la pression, de la salinité et de la température). La masse volumique de l'eau de mer est de l'ordre de  $\rho = 1030$  kg/m<sup>3</sup>. Dans un sédiment, la célérité vaut typiquement entre 1500 et 2500 m/s, et la masse volumique de 1300 à 2000 kg/m<sup>3</sup>. Les valeurs correspondantes dans l'air, à titre de comparaison, sont d'environ 340 m/s et 1.3 kg/m<sup>3</sup>.

## D.2 Fréquences utilisées en acoustique sous-marine

La fréquence utile des ondes acoustiques sous-marine est (toutes applications confondues, voir figure D.1) en gros comprise entre 10 Hz et 1 MHz ; soit des longueurs d'ondes ( $\lambda = c/f$ ) comprises entre 150 m et 1.5 mm. Ces valeurs très variées de la fréquence correspondent évidemment à des phénomènes physiques assez différents ; les principales contraintes sont :

- l'amortissement du son dans l'eau, qui augmente très rapidement avec la fréquence,
- la taille des sources sonores, qui devient prohibitive en basses fréquences,
- la résolution spatiale, d'autant meilleure que la fréquence est élevée.

Le choix d'une fréquence pour une application donnée résulte d'un compromis entre ces diverses contraintes.

## D.3 Intensité et puissance acoustiques

A la propagation de l'onde sonore correspond une énergie acoustique, que l'on peut décomposer en une partie cinétique (liée au mouvement particulaire) et une partie potentielle (liée à l'élasticité du milieu).

Fréquence (kHz)	0.1	1	10	100	1000
Distances Maximales (km)	1000	100	10	1	0.1
Sondeurs multifaisceaux .....				■	■
Sonars latéraux .....				■	■
Transmission & positionnement .				■	■
Sonars militaires actifs .....		■	■	■	■
Sonars militaires passifs .....	■	■	■	■	■
Sondeurs et sonars de pêche .....				■	■
Océanographie acoustique .....	■	■			
Sondeurs de sédiments .....		■	■		
Sismique .....	■	■			

Figure D.1 — Gammes de fréquences des différents systèmes acoustiques sous-marine et distances maximales d'utilisation

L'intensité acoustique ( $I$ ) est la valeur moyenne du flux d'énergie par unité de surface et de temps. Elle est mesurée en (watts/m<sup>2</sup>). On montre qu'elle est égale à la moyenne du produit de la pression acoustique par la vitesse particulière ; soit pour une onde plane :

$$I = pv = \frac{p^2}{\rho c} = \frac{p_0^2}{2\rho c} \quad (\text{D.6})$$

La puissance acoustique ( $P$ ) reçue par une surface ( $S$ ) est l'intensité correspondant à la surface considérée (en Watts), soit :

$$P = I \times S = \frac{p^2 S}{\rho c} = \frac{p^2}{Z} \quad (\text{D.7})$$

La puissance rayonnée par une source peut ainsi être exprimée en fonction du niveau de pression rayonné : à la distance  $R$  de la source la surface insonifiée est  $4\pi R^2$ , et la puissance vaut donc :

$$P = \frac{p^2(R)}{\rho c} 4\pi R^2 \quad (\text{D.8})$$

soit en se ramenant à la distance de référence (1 m) :

$$P = \frac{p_{1m}^2}{\rho c} 4\pi R^2 \quad (\text{D.9})$$

Les ordres de grandeur des puissances acoustiques rayonnées sont très variables. Un sonar actif peut émettre plusieurs dizaines de kW, alors qu'une balise acoustique ne produira que quelques W.





## DÉTECTION ET LOCALISATION D'OBJETS ENFOUIS DANS LE SÉDIMENT MARIN

### RÉSUMÉ

Cette étude propose une nouvelle méthode pour estimer l'angle et la distance afin de localiser des objets reposants sur le fond ou enfouis dans les sédiments marins. L'originalité de cette méthode réside en l'estimation simultanée de l'angle et la distance dans un environnement bruité et en présence de signaux corrélés. Les statistiques d'ordre supérieur ont été utilisées pour pallier au problème du bruit et ceci en formant la matrice des cumulants pour chaque fréquence. Ensuite, un lissage fréquentiel est appliqué pour former la matrice des cumulants focalisée afin d'estimer le sous-espace signal cohérent. C'est ce dernier traitement qui permet de décorrélérer les signaux. Ainsi, pour estimer les paramètres des objets, la matrice interspectrale est remplacée par la matrice des cumulants focalisée et le modèle du champ acoustique diffusé est utilisé au lieu du modèle d'onde plane dans la méthode MUSIC (MUltiple Signal Classification). D'autre part, les déphasages des signaux dus aux déformations de l'antenne ont été estimés en utilisant l'algorithme DIRECT (DIviding RECTangles).

Les performances de cette méthode ont été évaluées sur des données réelles mesurées dans une cuve expérimentale où plusieurs objets ont été enfouis sous le sable. La méthode proposée est supérieure en terme de performances comparée aux méthodes classiques. Cette supériorité est vérifiée qu'elle que soit la position de l'objet, champ lointain ou de champ proche de l'antenne. Les bons résultats de la localisation des objets sont encourageants et très prometteurs.

*Mots-clés: localisation d'objets enfouis, traitement d'antenne, champ acoustique diffusé, lissage fréquentiel, statistiques d'ordre supérieur, méthodes de sous-espace, méthodes d'optimisation*

## DETECTION AND LOCALIZATION OF BURIED OBJECTS IN MARIN SEDIMENT

### ABSTRACT

This study proposed a new method to estimate both the bearing and the range of objects in a noisy environment and in presence of correlated signals. Higher-order statistics were used to cope with the noise problem, thus the slice cumulant matrices at each frequency bin were formed. Then, the coherent subspace method which consisted in a frequential smoothing was applied in order to cope with the signal correlation problem and in forming the focusing slice cumulant matrix. To estimate the range and the bearing objects, the focusing slice cumulant matrix was used instead of using the spectral matrix and the acoustic scattered field model was used instead of the plane wave model, in the MUSIC method (MUltiple Signal Classification). Signal phase uncertainties also have been treated in this study by using the DIRECT algorithm (DIviding RECTangles).

The performances of this method were investigated through scaled tank tests associated with many spherical and cylindrical shells buried in an homogenous fine sand. The obtained results show that the proposed method is superior in terms of bearing and range estimation compared with the classical MUSIC algorithm. The range and the bearing objects were estimated with a significantly good accuracy thanks to the free space assumption.

*Keywords: buried objects localization, array processing, acoustic scattered field, frequential smoothing, high order statistics, subspace method, optimisation methods.*