

Méthode Haute Résolution Large Bande pour la Localisation d'Objets Enfouis

Zineb SAIDI¹, Salah BOURENNANE²

¹IRENav (EA 3634)

Ecole Navale, Lanvéoc Poulmic, BP600, 29240 Brest—Armées, France

²Institut Fresnel, UMR CNRS 6133-EGIM,

D.U. de saint Jérôme, 13 397 Marseille Cedex 20, France

saidi@ecole-navale.fr, salah.bourennane@fresnel.fr

Résumé – Cette étude traite le problème de la localisation d'objets enfouis en utilisant une source acoustique. Nous proposons une nouvelle méthode qui incorpore la solution exacte du champ réfléchi dans la méthode MUSIC et qui utilise le lissage fréquentiel pour décorréler les signaux afin d'estimer les directions d'arrivée des signaux réfléchis et les distances obliques entre l'antenne et les objets à localiser. Les performances de la méthode proposée sont validées sur des données expérimentales enregistrées durant des expériences d'acoustique sous-marine.

Abstract – This study deals with the bearing and the range estimation for buried objects problem. We propose a new method that incorporates the exact solution for the scattered field in the MUSIC method, uses the frequential smoothing to decorrelate the signals to estimate the range and the bearing objects. Finally, the performances of the proposed method are validated on experimental data recorded during an underwater acoustics experiments.

1 Introduction

La méthode MUSIC est couramment employée dans le domaine de l'acoustique sous-marine pour l'estimation des directions d'arrivée des signaux réfléchis sur les objets (sources). Cette méthode est fondée sur l'hypothèse que le modèle de propagation est connu et les objets considérés sont situés en champ lointain de l'antenne. En conséquence, l'approximation de front d'onde plan est possible [1]. Pour les applications, où cette approximation n'est pas vérifiée, la localisation d'objets a besoin d'estimer, à la fois, la direction d'arrivée (θ) et la distance oblique (r). Il existe plusieurs techniques pour estimer ces deux paramètres [2],[3],[4],[5],...,etc. Certaines de ces techniques ne tiennent pas compte des interactions entre les objets, ou elles sont appliquées seulement à des signaux à bande étroite, et souvent ces méthodes sont validées seulement sur des données simulées. Dans cette étude, nous avons développé une méthode qui résout le problème de localisation d'objets en présence de signaux corrélés à large bande et nous présentons des résultats obtenus sur des données expérimentales. Cette méthode est basée sur l'incorporation de la solution exacte du champ réfléchi par une coque cylindrique, dans l'algorithme MUSIC et utilise le lissage fréquentiel pour décorréler les signaux. Les structures d'objets sont supposées connues.

Nous commençons cette étude par un petit rappel sur la méthode MUSIC, présenté dans la section 2. Une version modifiée de la méthode MUSIC, pour les signaux à bande étroite et à large bande, est développée, respectivement, dans les sections 3 et 4. La méthode développée est validée sur des données expérimentales. La configuration de l'expérience est décrite dans la section 5 et les résultats obtenus sont présentés et discutés dans la section 6. La conclusion est décrite dans la section 7.

2 Formulation du problème

Considérons K objets enfouis et insonifiés par une source acoustique. Les signaux réfléchis sont reçus sur une antenne rectiligne, composée de N capteurs, équidistants et de gain unitaire. Le signal de sortie du $n^{\text{ème}}$ capteur est donné par,

$$r_n(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t - \tau_{n,k}) + b_n(t), \quad n = 1, 2, \dots, N, \quad (1)$$

où $s_k(t)$ est le signal lié au $k^{\text{ème}}$ front d'onde ($k = 1, 2, \dots, K$), $\tau_{n,k}$ est le retard lié au temps de propagation de signal entre le $k^{\text{ème}}$ objet et le $n^{\text{ème}}$ capteur, $b_n(t)$ est un bruit additif reçu sur le $n^{\text{ème}}$ capteur. On suppose que les bruits sont non-corrélés avec les signaux, non-corrélés entre eux, et ont une même variance σ^2 .

Lorsque l'objet est dans la région du champ lointain de l'antenne, on peut supposer que le front d'onde est plan et la méthode MUSIC nous permet d'estimer l'angle θ de ce front d'onde associé à cet objet. Le spectre spatial de la méthode de MUSIC est donné par

$$\mathbf{P}_{\text{MUSIC}}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}(\theta) + \mathbf{V}_b \mathbf{V}_b^+ \mathbf{a}(\theta)}, \quad (2)$$

où le symbole $[\cdot]^+$ désigne le transposé conjugué et $\mathbf{a}(\theta) = \left[1, e^{-2j\pi f \frac{d \sin \theta}{c}}, \dots, e^{-2j\pi f (N-1) \frac{d \sin \theta}{c}} \right]^T$ est le vecteur de direction d'onde plane, et $[\cdot]^T$ représente le transposé, \mathbf{V}_b est la matrice des vecteurs propres associés aux plus faibles valeurs propres et qui constituent le sous-espace bruit, c est la vitesse de propagation dans le milieu, d est la distance intercapteurs, f est la fréquence du signal.

3 Localisation d'objets enfouis à l'aide d'une source bande étroite

Dans cette section, le problème de localisation d'objets est résolu pour les signaux à bande étroite sous l'hypothèse que les objets sont dans un espace libre. Ces objets sont tous supposés cylindriques.

3.1 Solution exacte

Considérons une coque cylindrique infinie, de rayon externe a , de rayon interne b , placée à (r_1, θ_1) la distance oblique et la direction d'arrivée, respectivement, associées au premier capteur (figure 1). Les deux fluides en dehors et à l'intérieur de la coque sont indexés par 1 et 3, respectivement, les vitesses du son $c_{1,3}$, les vecteurs d'onde $k_{1,3}$. Le champ incident est une onde plane avec un angle θ_{inc} . Afin de calculer la solution exacte du champ réfléchi $p_s(r_1, \theta_1)$ une décomposition des différents champs en fonction de Bessel (J_m , N_m) et de Hankel (H_m) [6], est utilisée. Nous adoptons des coordonnées cylindriques.

Dans le milieu 1, la pression est prise comme $p = p_i + p_s$, où la pression incidente est

$$p_i(r_1, \theta_1) = p_0 \sum_{m=0}^{\infty} j^m \epsilon_m J_m(k_1 r_1) \cos(m(\theta_1 - \theta_{inc})), \quad (3)$$

où p_0 une constante et la pression réfléchi est

$$p_s(r_1, \theta_1) = p_0 \sum_{m=0}^{\infty} j^m \epsilon_m b_m H_m^{(1)}(k_1 r_1) \cos(m(\theta_1 - \theta_{inc})), \quad (4)$$

on utilise $\epsilon_0 = 1, \epsilon_1 = \epsilon_2 = \dots = 2$, b_m, \dots, g_m sont des coefficients et m le nombre de modes.

Dans le milieu 2, le vecteur de déplacement \mathbf{u} est donné par

$$\mathbf{u} = -\nabla\psi + \nabla\phi, \quad (5)$$

où ψ le potentiel scalaire et ϕ est le potentiel vectoriel,

$$\psi = p_0 \sum_{m=0}^{\infty} j^m \epsilon_m [c_m J_m(k_l r_1) + d_m N_m(k_l r_1)] \cos(m(\theta_1 - \theta_{inc})), \quad (6)$$

$$\phi = p_0 \sum_{m=0}^{\infty} j^m \epsilon_m [e_m J_m(k_t r_1) + f_m N_m(k_t r_1)] \cos(m(\theta_1 - \theta_{inc})), \quad (7)$$

où k_t et k_l sont respectivement le vecteur d'onde transversal et longitudinal.

Dans le milieu 3, le champ de pression est donné par

$$p_z(r_1, \theta_1) = p_0 \sum_{m=0}^{\infty} j^m \epsilon_m g_m J_m(k_3 r_1) \cos(m(\theta_1 - \theta_{inc})). \quad (8)$$

Les coefficients b_m, \dots, g_m sont calculés à partir des conditions aux limites, pour $r_1 = a$ et $r_1 = b$ [6].

3.2 Modification apportée à la méthode MUSIC

Le modèle du champ réfléchi, développé dans la sous-section précédente, est incorporé dans la méthode MUSIC au lieu du

modèle d'onde plane. Le spectre spatial de la méthode MUSIC modifiée est donné par

$$PMUSIC_{nb}(r, \theta) = \frac{1}{\mathbf{p}_s(r, \theta) + \mathbf{V}_b \mathbf{V}_b^+ \mathbf{p}_s(r, \theta)}, \quad (9)$$

où $\mathbf{p}_s(r, \theta) = [p_s(r_1, \theta_1), p_s(r_2, \theta_2), \dots, p_s(r_N, \theta_N)]^T$, représente le vecteur de direction et $p_s(r_n, \theta_n)$ est le champ réfléchi associé au $n^{ème}$ capteur. On a utilisé le théorème de pythagore généralisé pour calculer le couple (r_n, θ_n) associé au $n^{ème}$ capteur (figure 1). Les r_n et θ_n obtenus sont donnés par

$$r_n = \sqrt{r_{n-1}^2 - d^2 - 2r_{n-1}d \cos(\frac{\pi}{2} + \theta_{n-1})} \quad (10)$$

$$\theta_n = \cos^{-1}\left[\frac{d^2 + r_n^2 - r_{n-1}^2}{2r_{n-1}d}\right], \quad n = 2, \dots, N. \quad (11)$$

Les équations (10) et (11) sont incorporées dans l'équation (4) pour obtenir $p_s(r_n, \theta_n)$ en remplaçant r_1 par r_n et θ_1 par θ_n .

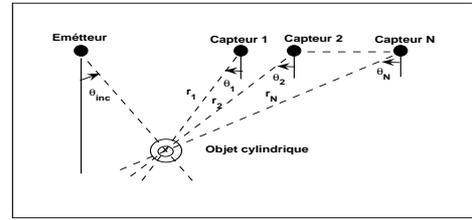


FIG. 1 – Configuration du problème.

4 Localisation d'objets enfouis à l'aide d'une source large bande: algorithme proposé

Dans la section précédente, la méthode modifiée de MUSIC a été développée pour les signaux à bande étroite. Dans cette section, les signaux utilisés sont à large bande. Ce choix est fait pour décorréler les signaux en effectuant un lissage fréquentiel en utilisant des opérateurs de focalisation. Par conséquent les objets peuvent être localisés même si les signaux reçus sont totalement corrélés. Ce n'aurait pas été possible avec les signaux à bande étroite et sans lissage spatial. Nous proposons d'appliquer l'opérateur de focalisation bilinéaire [7], cette technique consiste à diviser la bande de fréquence en L bandes étroites. Elle transforme les signaux reçus dans les L bandes à la fréquence de focalisation f_0 puis moyennées d'une façon cohérente et par conséquent décorréle les signaux [8] [9]. f_0 est la fréquence centrale du spectre du signal reçu et elle est choisie comme la fréquence de focalisation.

Les étapes principales de la méthode développée sont:

1. utilisation d'une méthode classique comme la formation de voie pour trouver une estimation initiale de r, θ et le nombre d'objets K ,
2. calcul de la matrice de direction,

$$\hat{\mathbf{P}}_s(f_i) = [\mathbf{p}_{s1}(r, \theta, f_i), \mathbf{p}_{s2}(r, \theta, f_i), \dots, \mathbf{p}_{sK}(r, \theta, f_i)],$$

où chaque composante du vecteur de direction $\mathbf{p}_{\mathbf{s}k}(\mathbf{r}, \theta, f_l)$, $1 \leq k \leq K$, est calculée en utilisant l'équation (4), $1 \leq l \leq L$,

3. estimation de la matrice interspectrale des signaux reçus $\mathbf{\Gamma}(f_l)$ pour chaque fréquence f_l ,
4. calcul de la matrice interspectrale $\mathbf{\Gamma}_s(f_l)$,

$$\mathbf{\Gamma}_s(f_l) = (\hat{\mathbf{P}}_s^+(f_l) \hat{\mathbf{P}}_s(f_l))^{-1} \hat{\mathbf{P}}_s^+(f_l) [\mathbf{\Gamma}(f_l) - \hat{\sigma}^2(f_l) \mathbf{I}] \hat{\mathbf{P}}_s(f_l) (\hat{\mathbf{P}}_s^+(f_l) \hat{\mathbf{P}}_s(f_l))^{-1}, \quad (12)$$

où \mathbf{I} est une matrice identité et $\hat{\sigma}^2$ la variance du bruit estimée.

5. calcul de la matrice interspectrale moyenne,

$$\mathbf{\Gamma}_s(f_0) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{\Gamma}_s(f_l), \quad (13)$$

6. calcul de $\hat{\mathbf{\Gamma}}(f_0) = \hat{\mathbf{P}}_s(f_0) \mathbf{\Gamma}_s(f_0) \hat{\mathbf{P}}_s^+(f_0)$ et $\hat{\mathbf{\Gamma}}(f_l) = \mathbf{\Gamma}(f_l) - \hat{\sigma}^2(f_l) \mathbf{I}$,
La variance du bruit est estimée par

$$\hat{\sigma}^2(f_l) = \frac{1}{N - K} \sum_{i=K+1}^N \lambda_i(f_l), \quad (14)$$

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

7. estimation de l'opérateur de focalisation bilinéaire

$$\mathbf{T}(f_0, f_l) = \mathbf{V}(f_0) \mathbf{V}^+(f_l), \quad (15)$$

où $\mathbf{V}(f_0)$ et $\mathbf{V}(f_l)$ sont les matrices des vecteurs propres de $\hat{\mathbf{\Gamma}}(f_0)$ et $\hat{\mathbf{\Gamma}}(f_l)$, respectivement,

8. calcul de la matrice interspectrale focalisée,

$$\hat{\mathbf{\Gamma}}(f_0) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{T}(f_0, f_l) \hat{\mathbf{\Gamma}}(f_l) \mathbf{T}^+(f_0, f_l), \quad (16)$$

9. utilisation d'une méthode de détection (AIC ou MDL) pour estimer le nombre d'objets [10].

Le spectre spatial modifié de la méthode MUSIC dans le cas de signaux corrélés est donné par

$$\mathbf{p}_{\text{MUSIC}wb}(r, \theta) = \frac{1}{\mathbf{p}_s(r, \theta, f_0)^+ \mathbf{V}_{\mathbf{b}0} \mathbf{V}_{\mathbf{b}0}^+ \mathbf{p}_s(r, \theta, f_0)}, \quad (17)$$

où $\mathbf{V}_{\mathbf{b}0}$ est la matrice des vecteurs propres de $\hat{\mathbf{\Gamma}}(f_0)$ associés aux plus petites valeurs propres.

5 Configuration expérimentale

5.1 Conditions expérimentales

Des mesures expérimentales ont été réalisées dans une cuve pour évaluer les performances de la méthode développée. La configuration expérimentale établie est montrée sur la figure 2 où toutes les dimensions indiquées sont en mètre. Le fond de la cuve est rempli de sable fin et homogène, dans lequel sont enfouis, entre 0 et 0.005 m, six coques cylindriques, de dimensions différentes (tableau 1). Nous avons réalisé six expériences. L'émetteur est fixé à un angle d'incidence de 60° et le récepteur se déplace horizontalement de la position initiale à la position finale avec un pas de déplacement $d = 0.002$ m. La

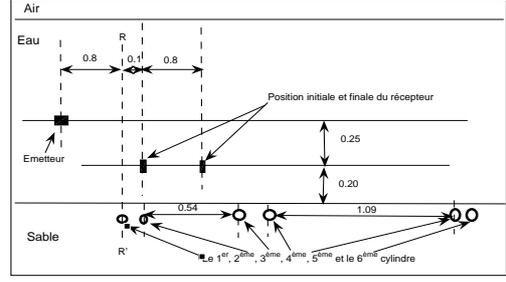


FIG. 2 – Configuration expérimentale

| | 1 ^{er} couple | 2 ^{me} couple | 3 ^{me} couple |
|-----------------------|------------------------|------------------------|------------------------|
| rayon interne a (m) | 0.01 | 0.018 | 0.02 |
| rempli de | air | eau | air |
| espaces de (m) | 0.13 | 0.16 | 0.06 |

TAB. 1 – caractéristiques des différents cylindres (le rayon externe $b = a - 0.001$ m)

distance, entre l'émetteur, l'axe RR' et le récepteur, demeure la même pour toutes les expériences. Pour les trois premières expériences, nous avons fixé l'axe de récepteur à 0.2 m du fond de la cuve et l'axe RR' est placé d'abord sur le premier, ensuite sur le second et enfin sur le troisième couple de cylindres. Pour les trois dernières expériences, l'axe de récepteur est fixé à 0.4 m et nous avons répété les mêmes expériences que pour les trois premières.

5.2 Données expérimentales

Les signaux reçus sont réfléchis par des objets enfouis ainsi ces signaux sont totalement corrélés. Il s'avère nécessaire d'appliquer un prétraitement pour décorréler ces signaux. Nous proposons d'appliquer l'opérateur de focalisation bilinéaire. Le signal typique reçu sur un capteur correspondant à une expérience est montré sur la figure 3. Le rapport signal sur bruit est de 22 db. La bande de fréquence est $[f_{min} = 150, f_{max} = 250]$ kHz, la fréquence centrale $f_0 = 200$ kHz et la fréquence d'échantillonnage est $f_e = 2$ MHz.

6 Résultats et discussions

Le sable, dans lequel nos objets sont enfouis, représente un demi espace et l'eau représente l'autre moitié mais, le sable considéré a des caractéristiques géoacoustiques proches de celles de l'eau, et par conséquent l'hypothèse d'espace libre reste valable dans ce cas de figure.

Les principales étapes de la méthode développée, listées ci-dessus, sont appliquées à toutes les données expérimentales. Un balayage sur r et sur θ a été appliqué ($[0.2, 1.5]$ m pour r et $[-90^\circ, 90^\circ]$ pour θ) et le nombre de positions du récepteur est $N = 10$. Nous avons appliqué l'opérateur de focalisation sur les signaux en divisant la bande de fréquences $B = [150, 250]$ kHz en 100 bandes étroites. Pour chaque expérience, seulement un couple de cylindres est insonifié par l'émetteur. Le Tableau 2 donne les valeurs attendues et esti-

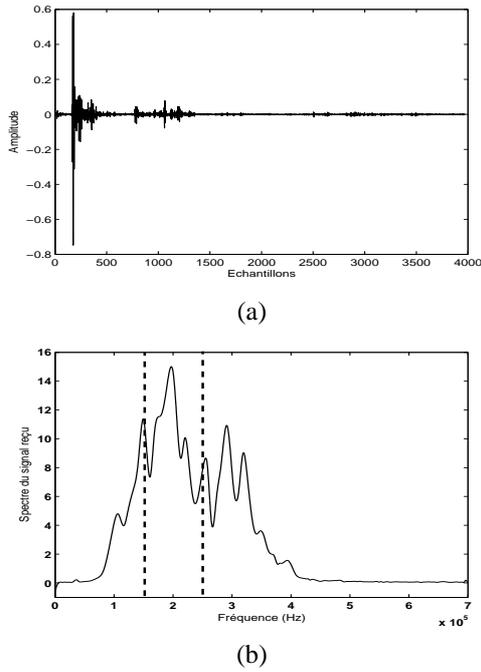


FIG. 3 – *signal typique reçu durant l'expérience. (a) Signal temporel. (b) Signal fréquentiel*

mées de r et de θ obtenues avec la méthode MUSIC classique, la méthode MUSIC bande étroite (sans lissage fréquentiel) et la méthode MUSIC large bande (avec lissage fréquentiel). Les indices 1 et 2 dans le tableau 2 sont associés aux 1^{er} et $2^{ème}$ cylindre de chaque couple, respectivement. La différence entre la valeur estimée ($r_{1,2est}, \theta_{1,2est}$) et la valeur attendue ($r_{1,2att}, \theta_{1,2att}$) est très petite et seulement deux objets qui n'ont pas été détectés dans Exp.4 et Exp.6, parce que, l'écho reçu, associé à ces cylindres, est plutôt faible.

| | Exp.1 | Exp.4 | Exp.2 | Exp.5 | Exp.3 | Exp.6 |
|-----------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| r_{1att} (m) | 0.24 | 0.65 | 0.26 | 1.24 | 0.26 | 0.65 |
| θ_{1att} (°) | -25 | -50 | -34 | -70 | -34 | -50 |
| r_{2att} (m) | 0.22 | 0.56 | 0.24 | 1.17 | 0.22 | 0.64 |
| θ_{2att} (°) | 8 | -41 | -22 | -69 | 4 | -49 |
| MUSIC | | | | | | |
| θ_{1est} (°) | -30 | 25 | -40 | -40 | -22 | - |
| θ_{2est} (°) | -38 | -40 | -48 | -45 | -32 | - |
| MUSIC BE | | | | | | |
| $\theta_{1,2est}$ (°) | -12 | -45 | -28 | -70 | -10 | -50 |
| $r_{1,2est}$ (m) | 0.23 | 0.63 | 0.25 | 1.2 | 0.24 | 0.65 |
| MUSIC LB | | | | | | |
| r_{1est} (m) | 0.25 | 0.63 | 0.29 | 1.21 | 0.28 | 0.63 |
| θ_{1est} (°) | -23 | -52 | -33 | -70 | -32 | -52 |
| r_{2est} (m) | 0.25 | - | 0.25 | 1.2 | 0.23 | - |
| θ_{2est} (°) | 9 | - | -20 | -65 | 6 | - |

TAB. 2 – *Valeurs (r, θ) attendues (att) et estimées (est) par la méthode développée (θ est positive dans le sens contraire des aiguilles d'une montre par rapport à l'axe vertical, BE: Bande Étroite, LB: Large Bande)*

7 Conclusion

Les approches de traitement d'antenne, comme la méthode MUSIC et le lissage fréquentiel, sont combinés avec la solution exacte du champ réfléchi afin d'estimer les paramètres r et θ et de localiser des objets. 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 par rapport aux méthodes conventionnelles, que les objets soient placés dans une région de champ lointain ou de champ proche de l'antenne. Les bons résultats de l'estimation des paramètres r et θ des objets enfouis sont encourageants et très prometteurs.

Références

- [1] P. S. Naidu, *sensor array signal processing*, CRC press, 2001.
- [2] N.Chapman and A.Tolstoy, "Benchmarking geoacoustic inversion methods," *special issue, J. Conf. Acous.*, vol. 6, no. 1 and 2, pp. 289, 1998.
- [3] D.J.Edwards and 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*, ISBN 3-540-62021-4, 1996.
- [4] R. N. Challa M. Haardt and S. Shamsunder, "improved bearing and range estimation via high-order subspace based unitary esprit," *IEEE computer society press*, november 1996.
- [5] A. Sahin and E. L. Miller, "object-based localization of buried objects using high resolution array processing techniques," in *proceeding of SPIE-AeroSense*, vol. 2765, may 1996.
- [6] R.D.Doolittle and H.Uberall, "Sound scattering by elastic cylindrical shells," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 39, no. 2, pp. 272-275, 1996.
- [7] S. Valaee and P. Kabal, "wideband array processing using a two-sided correlation transformation," *IEEE Transaction On signal Processing*, vol. 43, no. 1, 1995.
- [8] H. Wang and M. Kaveh, "Coherent signal-subspace processing for the detection and estimation of angles of arrival of multiple wideband sources," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. 33, no. 4, 1985.
- [9] M.A.Doron and J.Weiss, "On focusing for wideband array processing," *IEEE Transaction On signal Processing*, vol. 40, no. 6, 1992.
- [10] M. Wax and T. Kailath, "detection of signals information theoretic criteria," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal processing*, vol. 33, no. 2, 1985.