

EXTENSION DES METHODES DE TRAITEMENT D'ANTENNE AU CAS DE FRONTS D'ONDES ARBITRAIRES

N. NEJJAR et I. TAS

CEPHAG, INPG/ENSIEG, URA 346 CNRS, BP 46, 38402 St Martin d'Hères Cedex

RÉSUMÉ

La localisation de sources rayonnantes nécessite un modèle de propagation. Le plus communément utilisé est celui de fronts d'ondes plans et d'une antenne rectiligne à capteurs équidistants. Cependant, dans de nombreux cas en pratique, ce modèle est non conforme avec celui observé. Nous traitons dans cet article le cas de fronts d'ondes arbitraires (modules des capteurs inégaux-phases distordues). Nous exposons une technique qui exploite soit les deux sous-espaces source ou bruit, soit un partitionnement de la matrice spectrale et nous présentons des résultats obtenus avec des signaux d'acoustique sous-marine. Le champ d'application des méthodes de traitement d'antenne est alors étendu.

SUMMARY

Localization of impinging sources needs the knowledge of a theoretical propagation model. Usually, the most used one is the plan wave model and linear array with equispaced sensors. However, in several cases in practice, discrepancies occur with the observed model. We deal in this paper with arbitrary wavefronts (unequal sensors gains and distorted phasis). We present an algorithm wich uses either the signal or noise subspace, or the partitionning of the cross-spectral matrix of the data. Results on underwater acoustic signals are then displayed.

INTRODUCTION

Le traitement d'antenne cherche à caractériser des sources rayonnantes (nombre, puissance, position géographique ...) à partir des signaux enregistrés sur un réseau de capteurs. Ces dernières années, des méthodes plus performantes, appelées méthodes à haute résolution, ont été proposées et leurs applications sont devenues de plus en plus nombreuses (radar, sonar, sismique, acoustique sous-marine ...). Ces méthodes, basées sur les propriétés des éléments propres de la matrice interspectrale des signaux reçus ou, plus récemment, sur un partitionnement de cette dernière, reposent sur des hypothèses contraignantes qui ne sont généralement pas respectées en pratique. Il s'agit notamment des hypothèses de planéité des fronts d'ondes et d'identité des gains des capteurs. Nous nous intéressons dans ce papier au cas de fronts d'ondes arbitraires (modules inégaux et phases distordues). Nous exposons une technique qui exploite soit le sous-espace source, soit un partitionnement de la matrice interspectrale et nous présentons des résultats obtenus avec des signaux enregistrés au cours d'une expérience en acoustique sous-marine.

I. GENERALITES ET RAPPELS

La plupart des méthodes de traitement d'antenne, en spatial, utilisent les éléments propres de la matrice interspectrale notée Γ mesurée en sortie des N capteurs constituant l'antenne de réception.

Soient $(\lambda_i, \underline{v}_i)$ les éléments propres de Γ à une fréquence donnée, qui s'écrit :

$$(1) \quad \Gamma = \Gamma_s + \Gamma_B$$

où Γ_s est la matrice interspectrale des n sources supposées non corrélées (Γ_s de rang maximal n) et Γ_B celle des bruits. L'hypothèse habituellement admise sur les bruits est qu'ils sont non corrélés entre eux et de même puissance β sur tous les capteurs ($\Gamma_B = \beta \mathbf{I}_N$).

Γ étant une matrice hermitienne, définie non négative par construction, on a :

-les $\lambda_i, i \in [1, N]$, sont réelles positives ou nulles ; on les range par ordre décroissant $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_N$.

-les vecteurs propres correspondants $\underline{v}_i, i \in [1, N]$, forment une



base orthonormée dans C^N et définissent deux sous-espaces :

1) le sous-espace source engendré par les n premiers vecteurs propres $\underline{v}_j, j \in [1, n]$, correspondants aux n plus grandes valeurs propres.

2) le sous-espace bruit ou sous-espace orthogonal engendré par les $(N-n)$ vecteurs propres $\underline{v}_k, k \in [n+1, N]$, associés aux $(N-n)$ plus petites valeurs propres. Ils forment une base orthonormée et sont orthogonaux aux n vecteurs directionnels des sources :

$$(2) \quad \underline{v}_k^+ \underline{u}_i = 0 \quad k \in [n+1, N] \text{ et } i \in [1, n]$$

$^+$ désigne le transposé-conjugué.

Etant donné un vecteur modèle de propagation \underline{u} , le goniomètre (ou MUSIC) exploite la propriété ci-dessus qui s'écrit sous une forme matricielle :

$$(3) \quad \mathbf{V}_B^+ \underline{u} = \mathbf{I} - \mathbf{V}_S^+ \underline{u} = 0$$

$\mathbf{V}_B = [\underline{v}_{n+1}, \dots, \underline{v}_N]$ est la base du sous-espace bruit ou sous-espace orthogonal et $\mathbf{V}_S = [\underline{v}_1, \dots, \underline{v}_n]$ la base du sous-espace source.

J. MUNIER, ([2] et [3]), propose, au lieu d'utiliser les éléments propres de la matrice interspectrale, d'utiliser un partitionnement de celle-ci. Γ étant partitionnée comme suit :

$$(4) \quad \Gamma = [\mathbf{G} \mid \mathbf{H}]$$

avec \mathbf{G} une matrice $(N, N-n)$ et \mathbf{H} une matrice (N, n)

On définit une matrice \mathbf{P} $(n \times n)$ appelée propagateur comme suit [3] :

$$(5) \quad \mathbf{P} = (\mathbf{H}^+ \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^+ \mathbf{G}$$

Puis la matrice \mathbf{Q} par :

$$(6) \quad \mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \\ & -\mathbf{P} \end{bmatrix} \begin{matrix} (N-n) \\ (n) \end{matrix}$$

La matrice \mathbf{Q} vérifie alors ([2] et [3]) :

$$(7) \quad \mathbf{Q}^+ \underline{u} = 0$$

Nous pouvons aussi exploiter directement le sous-espace source (MERMOZ [1]). En effet, il suffit d'écrire que tout front d'onde (vecteur source) appartient au sous-espace source engendré par les n premiers vecteurs propres de Γ :

$$(8) \quad \underline{u} = \sum_{i=1}^n \alpha_i \underline{v}_i$$

α_i est un scalaire complexe (amplitude apparente de la $i^{\text{ème}}$ source). Nous pouvons alors écrire :

$$\underline{u} = \mathbf{V}_S \underline{\alpha} \quad \text{ou} \quad \mathbf{V}_S \underline{\alpha} - \underline{u} = 0$$

Avec :

$$\underline{\alpha} = [\alpha_1, \dots, \alpha_n]^T$$

où T désigne le transposé.

Ce qui s'écrit sous une forme matricielle comparable à (3 et 7)

$$(9) \quad \mathbf{A}^+ \underline{z} = 0$$

où :

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_S^+ & \\ & -\mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{matrix} (n, N) \\ (N, N) \end{matrix} \quad \text{et} \quad \underline{z} = \begin{bmatrix} \underline{\alpha} \\ \underline{u} \end{bmatrix} \begin{matrix} (n, 1) \\ (N, 1) \end{matrix}$$

Pour la localisation de sources non corrélées, des hypothèses sur le modèle de propagation \underline{u} sont alors nécessaires. Le modèle le plus communément utilisé est celui de fronts d'ondes plans et d'une antenne rectiligne à capteurs équidistants.

\underline{u} s'écrit alors, en prenant la phase sur le premier capteur nulle et en le normalisant :

$$(10) \quad \underline{u} = (1/N)^{1/2} [1, e^{j\varphi}, \dots, e^{j(N-1)\varphi}]^T$$

Rappelons que, pour l'application de ces méthodes de traitement d'antenne, la connaissance du nombre de sources non corrélées n est nécessaire ; il existe plusieurs critères de détection pour l'estimer (AIC-MDL, Chi-deux [6]). Nous le supposons ici connu.

II. ESTIMATION DE FRONTS D'ONDES ARBITRAIRES

Soit \underline{u} un vecteur source de la forme :

$$(11) \quad \underline{u} = [1, a_2 e^{j\varphi_2}, \dots, a_N e^{j\varphi_N}]^T$$

Il s'agit alors de résoudre numériquement le système suivant :

$$(12) \quad \mathbf{R}^+ \underline{u} = 0 \quad \text{avec} \quad \mathbf{R} = \mathbf{V}_B \text{ ou } \mathbf{Q} \text{ ou } \mathbf{A} \text{ en remplaçant } \underline{u} \text{ par } \underline{z}.$$

Dans le cas de modules égaux, G. VEZZOSI [7] a utilisé le goniomètre ($\mathbf{R} = \mathbf{V}_B$) avec la méthode du gradient comme algorithme de minimisation et J. MUNIER [2] la méthode \mathbf{Q} ($\mathbf{R} = \mathbf{Q}$) avec un algorithme basé sur les moindres carrés.

Il est aussi possible d'étendre directement la méthode du gradient avec un modèle du type (11) ([4]). Cependant on se heurte au problème de sources "fantômes". En effet, si \underline{u}_1 et \underline{u}_2 sont solutions de (12), $(\lambda_1 \underline{u}_1 + \lambda_2 \underline{u}_2)$ l'est aussi (λ_1 et $\lambda_2 \in C$). On diminue drastiquement le nombre de ces sources parasites en imposant l'identité des gains des capteurs, c'est à dire en passant par la matrice de cohérence ou réduite \mathbf{C} ([4] et [5]) dont le terme général s'écrit :

$$(13) \quad C_{ij} = \Gamma_{ij} / (\Gamma_{ii} \Gamma_{jj})^{1/2}$$

Sous l'hypothèse que la distribution des a_i est la même pour toutes les sources, on vérifie aisément que les éléments C_{ij} de \mathbf{C} ne dépendent pas des modules des gains des capteurs a_i .

Nous présentons ci-dessous l'algorithme d'estimation des modules des gains des capteurs à partir de la matrice spectrale, les phases ayant déjà été estimées en utilisant la matrice de cohérence ([2] et [4]).

On choisit un vecteur de départ \underline{u}_0 et on calcule :

$$(14) \quad \underline{w}_0 = \mathbf{R}^+ \underline{u}_0$$

L'accroissement différentiel $d\underline{u}$ à appliquer à \underline{u}_0 qui annule \underline{w}_0 s'écrit :

$$(15) \quad d\underline{u} = \begin{bmatrix} 0 \\ \Delta d\underline{a} \end{bmatrix}$$

avec :

$$\Delta = \begin{bmatrix} e^{j\varphi_2} & 0 \\ 0 & e^{j\varphi_N} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad d\underline{a} = \begin{bmatrix} da_2 \\ da_N \end{bmatrix}$$

On partitionne \mathbf{R} sous la forme :

$$(16) \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}^+ \\ \mathbf{R}_1 \end{bmatrix} \quad \begin{matrix} (1,N) \\ (N-1,N) \end{matrix}$$

Alors :

$$(17) \quad \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{R}_1^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \Delta d\underline{a} \end{bmatrix} = -\underline{w}_0$$

Soit $\mathbf{T} = \mathbf{R}_1^+ \Delta$

$$(18) \quad \begin{matrix} \mathbf{T}_3 & d\underline{a} \\ (M,N-1) & (N-1,1) \end{matrix} = \begin{matrix} -\underline{w}_3 \\ (M,1) \end{matrix} ; \quad M = 2(N-1)$$

avec :

$$(19) \quad \mathbf{T}_3 = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_1 \\ \mathbf{T}_2 \end{bmatrix} ; \quad \underline{w}_3 = \begin{bmatrix} \underline{w}_1 \\ \underline{w}_2 \end{bmatrix}$$

\mathbf{T}_1 , \mathbf{T}_2 et \underline{w}_1 , \underline{w}_2 sont respectivement les parties réelles et imaginaires de \mathbf{T} et \underline{w} , d'où :

$$(20) \quad d\underline{a} = -\text{PI}(\mathbf{T}_3) \underline{w}_3$$

$\text{PI}(\mathbf{T}_3) = (\mathbf{T}_3^T \mathbf{T}_3)^{-1} \mathbf{T}_3^T$ est la Pseudo-Inverse.
La solution s'écrit alors :

$$(21) \quad \underline{a} = \underline{a}_0 + \begin{bmatrix} 0 \\ d\underline{a} \end{bmatrix}$$

L'algorithme converge généralement en peu d'itérations.
L'estimation simultanée des phases et des amplitudes apparentes des sources (α_i) est similaire sauf que le vecteur source \underline{u} est de la forme

$$(22) \quad \underline{u} = [1, e^{j\varphi_2}, \dots, e^{j\varphi_N}, \alpha_1, \dots, \alpha_n]$$

Rappelons que n est le nombre de sources non corrélées et N celui des capteurs.

III. APPLICATION EN ASM

Dans ce paragraphe, nous appliquons l'algorithme à un cas pratique de signaux expérimentaux issus d'une expérience en acoustique sous-marine. Avant de présenter les résultats, nous décrivons brièvement l'expérience ([4] et [5]).

III.1 Description de l'expérience

Dans cette expérience, deux bâtiments s'éloignaient à vitesse

constante dans deux directions faisant un angle de 45° environ. Le premier bateau était porteur de la base d'émission immergée à 60 mètres, et le second traînait une antenne longue de type "flûte pétrolière" immergée à 30 mètres. Cette flûte est constituée d'une antenne rectiligne longue de 2300 mètres et de 96 hydrophones espacés de 25 mètres. Chaque hydrophone est constitué de 12 capteurs équidistants de 2.08 mètres (le signal reçu sur l'hydrophone i est la somme des signaux reçus sur les 12 capteurs le constituant).

La distance émetteur-récepteur augmentait jusqu'à 2000 kilomètres à raison de 7km par heure. Les déplacements des deux bateaux étaient tels que la source restait quasiment sur la normale au réseau des capteurs (fig.1). Plusieurs signaux ont été émis (PSK et fréquences pures) ; nous présenterons ici les résultats obtenus avec la fréquence pure 65Hz à une distance émetteur récepteur de 230 Km.

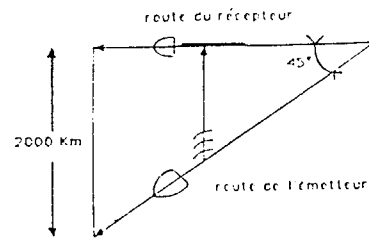


fig.1 : Schéma de l'expérience

III.2 Résultats et Commentaires

Nous utilisons directement des matrices interspectrales (96X96) avec les 96 voies du réseau de réception, obtenues par périodogramme lissé. Le produit "Bande équivalente" par "Le temps d'intégration" du traitement (BeT) est pris égal à 5 (ce qui est suffisant pour traiter une fréquence pure).

A la fréquence 65Hz, on présente, fig.2, l'azimétrie des sources effectuée par la méthode MUSIC (sous-espace orthogonal) et par la méthode Q (partitionnement de la matrice interspectrale) en prenant un modèle plan pour le modèle de propagation.

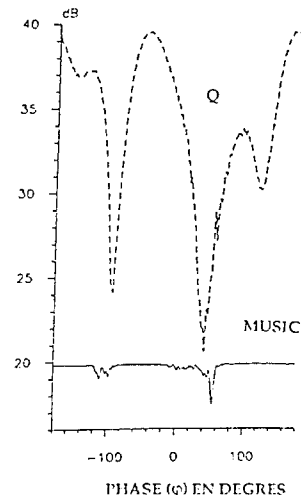


fig.2 : Analyse angulaire par les méthodes MUSIC et Q

Les sources sont localisées par les minima des courbes. On constate conformément à des études déjà faites, qu'on est en présence de deux sources émettrices : l'une prépondérante (émise par le bateau-émetteur) qui arrive presque normalement au réseau de réception, et l'autre de faible puissance qui peut être attribuée soit à un trajet secondaire probablement réfléchi



sur le fond sous-marin, soit à l'existence d'un deuxième bruiteur de faible puissance. Ces deux phases obtenues seront prises avec un modèle plan comme initialisation de l'algorithme.

La fig.3a et la fig.3b présentent les estimations des phases des fronts d'ondes arbitraires respectivement par la méthode de partitionnement et par celle du sous-espace source en utilisant la matrice de cohérence. Par différences entre ces dernières et leurs droites des moindres carrés plus un changement d'unités, on obtient les déformations de l'antenne.

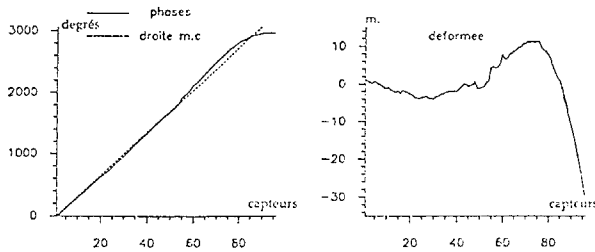


fig.3a : Phases estimées et déformation d'antenne méthode Q

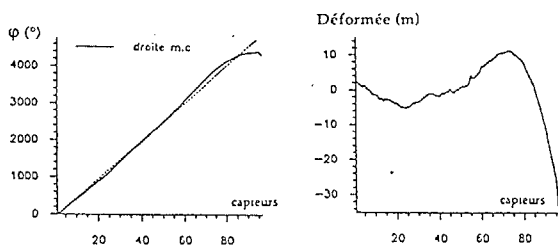


fig.3b : Phases estimées et déformation d'antenne sous-espace source

Les déformations de l'antenne sont conformes aux résultats obtenus lors d'une étude faite dans le cas d'une seule source. Les petites différences entre les déformations d'antenne relatives aux deux méthodes sont explicables par le fait que ces dernières ne sont pas perturbées de la même façon par les bruits et aussi par les erreurs numériques : les deux méthodes n'utilisent pas les mêmes données; l'une les éléments propres et l'autre la pseudo-inverse.

La fig.4 présente l'estimation des modules des gains complexes des 96 capteurs constituant l'antenne obtenus avec la matrice spectrale une fois les phases estimées.

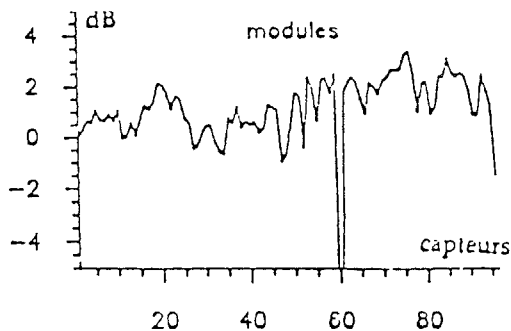


fig.4 : Modules des gains complexes des capteurs

Pendant l'expérience IFP-85, on a constaté la défaillance du capteurs n° 60 (fig.4). On note aussi que les valeurs des modules des gains complexes des capteurs sont proches (écart ± 2 dB), ce qui peut justifier l'hypothèse, souvent utilisée dans ce cas, de leur égalité.

D'après les résultats obtenus, nous pouvons affirmer que les hypothèses de planéité des fronts d'ondes et d'antenne rectiligne à capteurs équidistants et à gains égaux ne sont nullement vérifiées dans ce cas pratique.

IV. CONCLUSION

Les méthodes de traitement d'antenne cherchent à caractériser des sources rayonnantes, mais ne disposant que de peu d'informations à priori, des hypothèses supplémentaires sont alors introduites parmi lesquelles celle de planéité des fronts d'ondes et d'égalité des gains des capteurs.

Nous avons traité dans cet article le cas de fronts d'ondes arbitraires (modules des gains des capteurs inégaux, phases distordues) et nous avons vu que le problème se ramène à une minimisation d'une fonctionnelle (solution numérique) en utilisant soit les éléments propres de la matrice spectrale (sous-espace source ou sous-espace orthogonal), soit directement un partitionnement de cette dernière. Une façon adéquate de s'affranchir des difficultés dues à l'apparition de sources "fantômes" est de découpler l'estimation des phases et des modules en utilisant soit la matrice de cohérence, soit la matrice spectrale (pour l'estimation des modules, les phases étant déjà estimées). Nous avons appliqué l'algorithme basé sur les moindres carrés à des signaux expérimentaux d'acoustique sous-marine et nous en avons déduit les déformations de l'antenne, longue de 2300 mètres, et aussi la disparité des gains des capteurs. Ces résultats confirment et complètent ceux déjà obtenus par ailleurs [5].

Pour terminer, soulignons le problème de sources corrélées qui reste encore posé.

REFERENCES

- [1] H. MERMOZ ; Imagerie, Corrélation et Modèles, Annales des Télécomm., 31, Janv-Fév. 1976, 17-36.
- [2] J. MUNIER ; Identification de Fronts d'Ondes Corrélés et Distordus, Trait. du Signal, 4, n°4 (1987) 281-296.
- [3] J. MUNIER, G. JOURDAIN and G.Y DELISLE ; A New Algorithm for the Identification of Distorted Wavefronts, NATO-ASI, Underwater Acoustics (July 1988)Kingston
- [4] N. NEJJAR ; Identification de Fronts d'Ondes Distordus. Déformée d'Antenne, Rapport CEPHAG (1988), n°50/88.
- [5] I. TAS, N. NEJJAR et J.L LACOUME ; Identification de Fronts d'Ondes Arbitraires. Déformée d'Antenne, soumis aux annales des Télécom.
- [6] I. TAS et C. LATOMBE ; Detection multiple par les valeurs propres de la matrice spectrale, TS, 3,n°2, (1986) 79-90.
- [7] G. VEZZOSI ; Estimation of Phases Angles from the Cross-Spectral Matrix, IEEE Trans., Acoust. Speech, Signal Process., ASSP-34, (June 1986) 405-422.

Remerciements

Cette étude est réalisée avec le concours de la Direction des Constructions Navales dans le cadre d'une convention DCN/CEPHAG.