

LOCALISATION DE BRUTEURS A LARGE BANDE EN ACOUSTIQUE AERIEENNE

Philippe Forster et Philippe Morgand

THOMSON SINTRA ASM, 1 Av. A. Briand, 94117 Arcueil CEDEX (France)

RÉSUMÉ

Dans le cadre de l'acoustique aérienne, cet article s'intéresse au problème de la localisation de plusieurs mobiles en mouvement, émettant un bruit à large bande, à partir des signaux mesurés par deux microphones. Les méthodes de type "corrélateur généralisé" sont adaptées dans leur principe au cas mono-bruiteur. Dans le cas multi-bruiteurs, leur application ne permet pas de résoudre des retards de propagation inférieurs à l'inverse de la largeur de bande. Pour remédier à ce problème dans le contexte de l'application envisagée (spectres des bruiteurs identiques, fort rapport S/B), nous avons adapté une méthode développée à l'origine pour la détection de points brillants en sonar actif; [1].

ABSTRACT

In the framework of aerial acoustics, this paper deals with the localization of multiple broad band moving sources from the signals collected by two microphones. Generalized correlation methods are well suited to the single source case. In the multiple sources case, they cannot resolve propagation delays less than the reciprocal of the signals bandwidth. To overcome this problem within the framework of our application (sources with identical spectra, high SNR), we have adapted a method that was originally developed for resolving closely spaced echoes in active sonar [1].

I- Introduction

Considérons le problème standard suivant. Soit $s(t)$ le signal large bande, stationnaire, émis par un bruiteur et $x_0(t)$, $x_1(t)$ les signaux mesurés par deux microphones avec:

$$\begin{aligned} x_0(t) &= s(t) + n_0(t) \\ x_1(t) &= \alpha s(t+D) + n_1(t), \end{aligned}$$

- où:
- . tous les signaux sont à bande limitée dans la plage de fréquence normalisée $[-1/2, 1/2]$;
 - . $t = \dots, -1, 0, 1, \dots$;
 - . $s(t)$ a pour spectre $\gamma(f)$;
 - . $n_0(t)$ et $n_1(t)$ sont indépendants et ont pour spectres $B(f)$;
 - . D est le retard à estimer;
 - . α est un coefficient d'atténuation.

Si l'on suppose α , $\gamma(f)$ et $B(f)$ connus, toute l'information concernant le seul paramètre D est contenue dans l'interspectre $G_{01}(f)$ et l'on a:

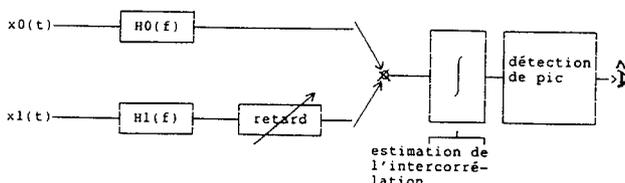
$$G_{01}(f) = \alpha \gamma(f) e^{-2i\pi f D},$$

où $G_{01}(f)$ désigne la transformée de Fourier de l'intercorrélacion

$$R_{01}(\tau) = E[x_0(t)x_1(t-\tau)]$$

entre les microphones 0 et 1.

L'estimation du retard D par corrélation généralisée [2] consiste à filtrer les données issues des deux microphones et estimer le pic d'intercorrélacion après filtrage selon le schéma classique de la figure suivante:



Plus formellement, le retard estimé est la valeur de τ qui maximise:

$$R(\tau) = \int_{-W}^W \psi(f) G_{01}(f) e^{2i\pi f \tau} df,$$

où $\psi(f) = H_0(f) H_1^*(f)$. En pratique, $G_{01}(f)$ est inconnu et doit être remplacé dans le formule ci-dessus par une estimée $\hat{G}_{01}(f)$ de l'interspectre obtenue par exemple par lissage du périodogramme. Plusieurs choix ont été proposés dans la littérature pour $\psi(f)$ avec en particulier [2-4]:

- le processeur SCOT;
- le processeur de Wiener;
- le processeur du maximum de vraisemblance.

Le filtre Eckart est aussi populaire, mais il nécessite la connaissance du spectre des signaux. Ces processeurs sont connus pour donner de bons résultats dans le cas mono-cible. Dans le cas multicible, leurs performances sont limitées:

- le pouvoir de résolution de deux retards proches est de l'ordre de $1/2W$ où W désigne la largeur de bande des signaux émis par les sources;
- les pics de l'intercorrélacion correspondant aux sources faibles sont masqués par les lobes secondaires de l'intercorrélacion correspondant aux sources fortes.

Le paragraphe suivant développe une méthode adéquate qui tente de remédier à ces problèmes.

II- Estimation haute résolution de retards

Considérons le problème multicible passif suivant. Soit $s_1(t), \dots, s_P(t)$ les signaux large bande, stationnaires, émis par P



bruiteurs et $x_0(t)$, $x_1(t)$ les signaux mesurés par deux microphones avec:

$$x_0(t) = \sum_{p=1}^P \alpha_p s_p(t) + n_0(t),$$

$$x_1(t) = \sum_{p=1}^P \beta_p s_p(t+D_p) + n_1(t),$$

où: . les signaux $s_p(t)$ émis par les sources ont même spectre $\gamma(f)$;
 . D_1, \dots, D_p sont les retards à estimer;
 . $\alpha_1, \dots, \alpha_p, \beta_1, \dots, \beta_p$ sont des coefficients d'atténuation inconnus.

L'hypothèse de base que les signaux émis par les bruiteurs ont le même spectre est réaliste dans l'application visée: les bruiteurs sont constitués d'unités du même type qui se déplacent approximativement à la même vitesse.

Dans ces conditions, les spectres $G_0(f)$ et $G_1(f)$ des signaux microphoniques et l'interspectre $G_{01}(f)$ sont donnés par:

$$G_0(f) = \sum_{p=1}^P \alpha_p^2 \gamma(f) + B(f),$$

$$G_1(f) = \sum_{p=1}^P \beta_p^2 \gamma(f) + B(f),$$

$$G_{01}(f) = \gamma(f) \sum_{p=1}^P \alpha_p \beta_p e^{-2i\pi f D_p}.$$

Dans l'hypothèse d'un rapport signal à bruit constant dans la bande traitée (ou d'un fort rapport signal à bruit), la fonction de cohérence $C(f)$ définie par

$$C(f) = G_{01}(f) (G_0(f)G_1(f))^{-1/2}$$

s'écrit simplement:

$$C(f) = \sum_{p=1}^P a_p e^{-2i\pi f D_p}, \quad (1)$$

où a_p est une fonction simple des α_p, β_p , et du rapport signal à bruit.

Considérons maintenant l'estimée $\hat{C}(k)$ de la fonction de cohérence à la fréquence k/K obtenue classiquement à partir d'un lissage temporel de N périodogrammes (la résolution de l'analyse spectrale vaut $1/K$):

$$\hat{C}(k) = \hat{G}_{01}(k) (\hat{G}_0(k) \hat{G}_1(k))^{-1/2},$$

- où:
- . $\hat{G}_i(k) = N^{-1} \sum_{n=0}^{N-1} |x_i^{(n)}(k)|^2$ pour $i=0,1$;
 - . $\hat{G}_{01}(k) = N^{-1} \sum_{n=0}^{N-1} x_0^{(n)}(k) \overline{x_1^{(n)}(k)}$;
 - . $x_i^{(n)}(k) = K^{-1/2} \sum_{t=0}^{K-1} x_i(nK+t) e^{-2i\pi kt/K}$
 = $k^{i \cdot m \cdot}$ bin de FFT sur la $n^{i \cdot m \cdot}$ tranche temporelle;

. $k = 0, \dots, K/2$ (K pair).

Alors, pour K et N suffisamment grands, on a:

$$\hat{C}(k) = C(k/K) + e(k) \text{ pour } 0 \leq k \leq K/2,$$

$$= \sum_{p=1}^P a_p e^{-2i\pi (D_p/K)k} + e(k), \quad (2)$$

où les erreurs d'estimation $e(k)$ sont complexes, gaussiennes (mais non circulaires), de variance $1/N$, non corrélées pour $0 \leq k \leq K/2$.

Ainsi, compte tenu de (2), le problème de l'estimation des retards D_p à partir des échantillons $\hat{C}(k)$ de la cohérence estimée est formellement identique à l'estimation des fréquences de P exponentielles complexes (de fréquences D_p/K) dans un bruit blanc de variance $1/N$. En pratique, l'égalité (2) n'est valable qu'aux bins K_1, \dots, K_2 correspondant à la bande de fréquence pour laquelle le rapport S/B est élevé.

Une méthode adaptée à la résolution de ce problème est la méthode de Kumaresan et Tufts [5]. Considérons les matrices \underline{A} et \underline{b} suivantes:

$$\underline{A} = \begin{bmatrix} \hat{C}(L-1) & \dots & \hat{C}(0) \\ \hat{C}(L) & \dots & \hat{C}(1) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \hat{C}(K/2-1) & \dots & \hat{C}(K/2-L) \\ \hat{C}(1) & \dots & \hat{C}(L) \\ \hat{C}(2) & \dots & \hat{C}(L+1) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \hat{C}(K/2-L+1) & \dots & \hat{C}(K/2) \end{bmatrix}, \quad \underline{b} = \begin{bmatrix} \hat{C}(L) \\ \hat{C}(L+1) \\ \vdots \\ \hat{C}(K/2) \\ \hat{C}(0) \\ \vdots \\ \hat{C}(K/2-L) \end{bmatrix}$$

où $L=3/4(K/2+1)$ (plus généralement L =trois quarts du nombre de bins traités). Dans l'hypothèse où le nombre de sources est inférieur à $K/2$, la méthode consiste à:

- . calculer la SVD de $\underline{A} = \underline{U} \underline{\Sigma} \underline{V}^*$;
- . déterminer les valeurs singulières $\underline{\Sigma}$ et vecteurs singuliers \underline{U} et \underline{V} associés à l'espace signal;
- . calculer $[g_1, \dots, g_L]^T = -\underline{V}^* \sum_{r=1}^L \underline{U}^* \underline{b}$;
- . estimer les retards aux pics de la fonction

$$f(D) = \frac{1}{|1 + \sum_{p=1}^L g_p e^{2i\pi(D/K)p}|^2}. \quad (3)$$

Une autre solution pour déterminer les retards consiste à procéder comme suit. D'après l'équation (2), on remarque que l'on est dans la même situation qu'en traitement d'antenne avec des sources parfaitement corrélées. Soit alors \underline{C} le vecteur d'ordre $K_2 - K_1 + 1$ dont les composantes sont égales à $\hat{C}(k)$ (2) et où k varie de K_1 (premier bin traité) à K_2 (dernier bin traité). Considérons la matrice $\underline{\Gamma}$ définie par:

$$\underline{\Gamma} = \text{Toeplitz} [\underline{C} \underline{C}^*],$$

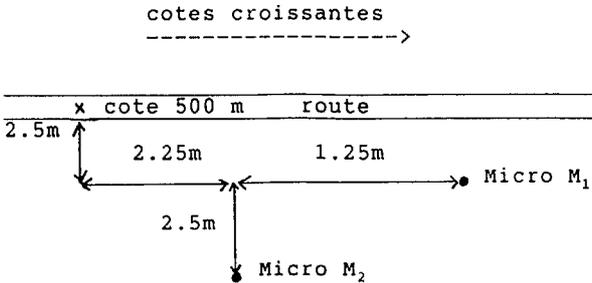
obtenue en rectifiant la matrice de rang 1 $\underline{C} \underline{C}^*$ par moyennage le long de ses diagonales, la rectification étant connue en traitement d'antenne pour décorréler les sources. On procède alors en appliquant le goniomètre à vecteurs propres à la matrice $\underline{\Gamma}$. Soit N_s le nombre supposé de sources, $\underline{\Pi}$ le projecteur sur l'espace source engendré par les N_s plus "grands" vecteurs propres, et $\underline{\Pi}^\perp = \underline{I} - \underline{\Pi}$ le projecteur sur l'espace bruit. Les retards sont estimés aux maxima de la fonction

$$g(D) = \frac{1}{\underline{d}^*(D) \underline{\Pi}^\perp \underline{d}(D)}, \quad (4)$$

- où:
- . $\underline{d}(D) = [1, e^{-2i\pi(D/K)}, \dots, e^{-2i\pi(D/K)(K_2-K_1)}]^T$
 - . K est la longueur des FFT dans l'analyse spectrale;
 - . K_1 et K_2 désignent respectivement le premier et le dernier bin traité.

III- Essais

Les résultats présentés ci-dessous ont été obtenus à partir de signaux réels. Un schéma sommaire du dispositif expérimental est présenté sur la figure suivante:



Les signaux ont été échantillonnés à 6 KHz. Le mobile effectue un passage de la cote 0 à la cote 700 à une vitesse d'environ 45 Km/h. L'origine des temps est prise approximativement au départ de la cote 0.

La Figure 1 donne le spectre du bruit sur le microphone 1 lorsque le mobile est à l'arrêt à la cote 0.

Les figures 2 et 3 donnent respectivement le spectre sur le microphone 1 et la fonction de cohérence entre les microphones M₁ et M₂ à l'instant t=65 s: ces résultats, de même que ceux qui suivent, ont obtenus selon la méthode WOSA par FFT de 512 points avec pondération de Hamming et moyennage de 20 périodogrammes avec recouvrement de 50%. On remarque une forte cohérence entre les deux microphones entre 100 Hz et 500 Hz (cf. figure 3). Dans cette bande de fréquence, le rapport S/B est supérieur à 20 dB (cf. figures 1 et 2).

La figure 4 donne l'évolution du retard estimé (compté en périodes d'échantillonnage) par la méthode SCOT dans la bande 100-400 Hz en fonction du temps (compté en secondes). Le mobile est détecté à t=30 s, et l'évolution du retard en fonction du temps est conforme à la trajectoire du mobile et à la disposition des microphones.

La figure 5 montre dans les mêmes conditions les résultats fournis par la méthode haute résolution décrite précédemment (dans sa version goniomètre à vecteurs propres) selon la formule (4). La dimension de l'espace source est fixée arbitrairement à 1.

Enfin, la figure 6 montre l'évolution en fonction du temps des deux plus grandes valeurs propres de la matrice Γ en fonction du temps: la seconde valeur propre reste à peu près constante (un seul bruiteur présent) et l'évolution de la première valeur propre met en évidence les variations de la cohérence des signaux issus de M₁ et M₂. La perte de cohérence à l'instant t=55 s correspond au passage du mobile au CPA des microphones.

Ces résultats préliminaires démontrent la validité de la méthode proposée.

Références

- [1] "Classification de signaux de sonar en mode actif", Y. Ammirati, D. Neveu, Actes du 12-eme Colloque GRETSI 1989, pp. 391-394
- [2] "The generalized correlation method for estimation of time delay", C.H. Knapp and G.C. Carter, IEEE Trans. on ASSP, Aug. 1976, PP. 320-327
- [3] "Coherence and time delay estimation", G.C. Carter, Proc. of the IEEE, Feb. 1987, pp. 236-255
- [4] "A new generalized cross correlator", A.O. Hero and S.C. Schwartz, IEEE trans. on ASSP, Feb. 1985, pp.38-45
- [5] "Estimation of Frequencies of multiple sinusoids", D.W. Tufts and R. Kumaresan, Proc. of the IEEE, Sept. 1982, pp.975-989

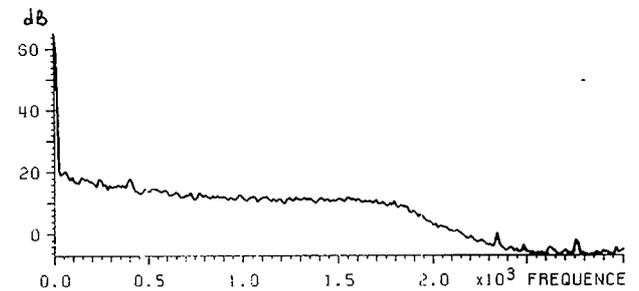


Figure 1

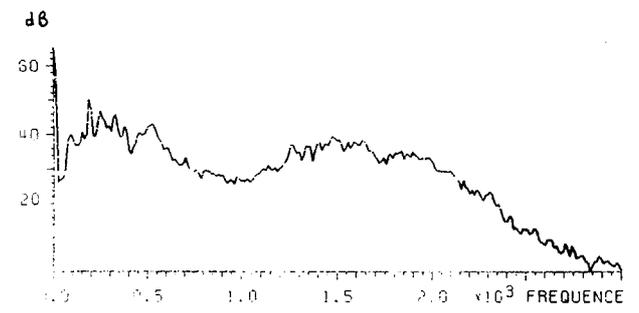


Figure 2

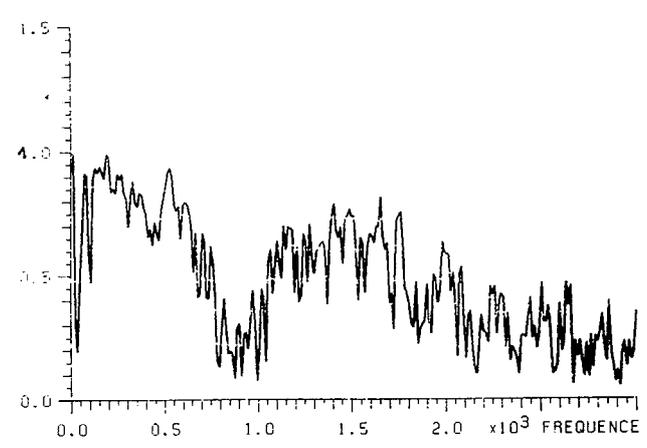


Figure 3

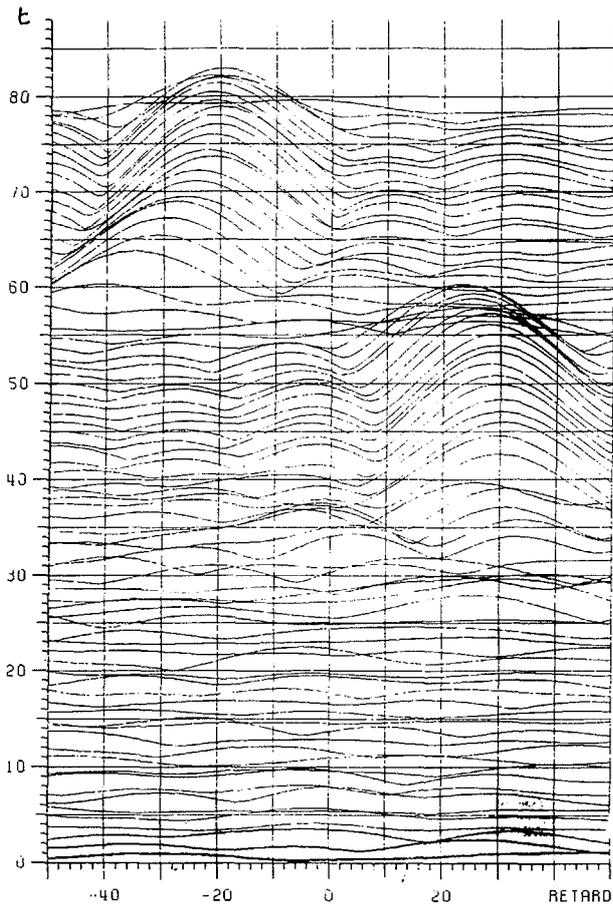


Figure 4

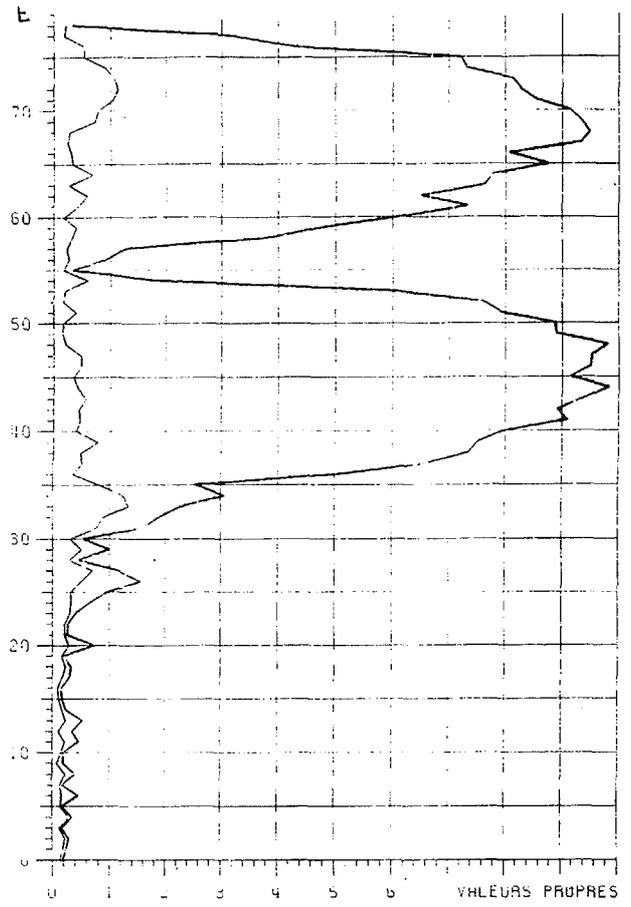


Figure 6

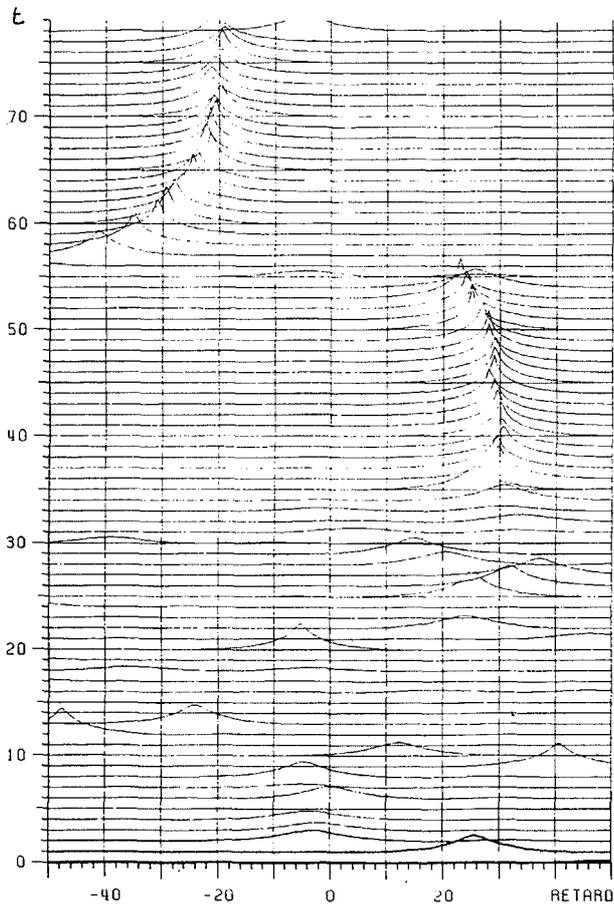


Figure 5