



ESTIMATION DE PARAMETRES DE CIBLES EN SONAR ACTIF LARGE BANDE : TECHNIQUES ET PERFORMANCES

P. GRAFFOULIERE, J.P. HENRIOUX, G. JOURDAIN

E-mail graffou@cephag.observ-gr.fr CEPHAG (URA CNRS 346), ENSIEG

BP46 F-38402 Saint Martin d'Hères FRANCE Téléphone : 76 82 71 07 fax: 76 82 63 84

RÉSUMÉ

ABSTRACT

On veut estimer l'ensemble des paramètres caractérisant une source en sonar actif avec antenne à la réception. L'estimateur optimal MV conjoint des paramètres (amplitude, retard, phase, direction) est le filtre adapté sur chaque capteur suivi d'une formation de voies large bande et d'une recherche conjointe de maximum. On donne la borne de Cramér Rao de cet estimateur, et on en propose une adaptation plus précise. On a proposé par ailleurs une méthode n'utilisant que deux capteurs (ou sous antennes). On compare théoriquement les performances de celle-ci à l'optimal et on montre l'efficacité des deux méthodes sur des simulations.

Using multisensors broadband active sonar, one wants to estimate the parameters which characterise one source. The optimal ML estimator of the parameters (amplitude, phase, delay and direction) is the matched filter applied to each sensor, with a broadband beamforming, and a joint search for a maximum. The Cramér Rao bounds of this estimator are given, and an algorithm is suggested to compute this estimator more precisely. An algorithm that uses only two sensors or subarrays has been proposed. The theoretical and simulated performances of the different methods are compared.

I. ESTIMATEURS DE PARAMETRES EN SONAR ACTIF

Modèle et notations

On utilise dans tout l'article des signaux complexes, analytiques ou enveloppes complexes.

Un signal connu $s(t)$ est émis par le sonar puis reçu par une antenne linéaire composée de K capteurs, après réflexion sur les cibles. On suppose que ce signal est large bande autour de sa porteuse à $\omega_0 = 2\pi/T_0$.

Le signal reçu sur le $k^{\text{ième}}$ capteur est noté $r_k(t)$. Les signaux étant échantillonnés aux instants t_m , il est possible d'écrire les signaux reçus sous la forme d'un vecteur \mathbf{r} :

$$\mathbf{r} = (r_1(t_1), \dots, r_1(t_M), \dots, r_K(t_1), \dots, r_K(t_M))^T$$

Nous définissons de même un vecteur "modèle" des données reçues, correspondant à un signal réfléchi possédant un retard τ et une direction θ , ainsi qu'une phase nulle et une amplitude 1 :

$$\mathbf{s}(\theta, \tau) = (s(t_1, \theta, \tau_1), \dots, s(t_M, \theta, \tau_1), \dots, s(t_1, \theta, \tau_K), \dots, s(t_M, \theta, \tau_K))^T$$

$$\text{avec : } \tau_k = \tau + \frac{d_k}{c} \sin \theta$$

d_k est la distance séparant le capteur k du centre de l'antenne, c est la célérité du son.

Sur chaque cible, les signaux subissent aussi une atténuation a et un déphasage ϕ . On note $A = a e^{j\phi}$ de sorte que le signal réfléchi par une cible s'exprime :

$$\mathbf{r} = A\mathbf{s}(\theta, \tau) + \mathbf{b}$$

\mathbf{b} est le vecteur du bruit reçu sur l'antenne. Le bruit est supposé blanc gaussien et décorréolé d'un capteur à l'autre, les échantillons contenus dans \mathbf{b} sont donc décorréolés.

On veut estimer au mieux l'ensemble des paramètres caractérisant les sources. Le cas de sources multiples proches conduit à un problème plus difficile [7]. Dans la suite on étudie le cas d'une source.

2. ESTIMATION DE PARAMETRES

La méthode optimale d'estimation des paramètres d'une source consiste à trouver les paramètres maximis-



sant la vraisemblance des observations [2]. Ces estimateurs atteignent la **Borne Inférieure de Cramér Rao (BICR)**.

La vraisemblance de l'observation \mathbf{r} conditionnée par les paramètres s'écrit donc :

$$p(\mathbf{r}/a, \phi, \tau, \theta) = K \exp(-\mathbf{b}^H \mathbf{Q} \mathbf{b}) \text{ où } \mathbf{Q} = E(\mathbf{b} \mathbf{b}^H)^{-1}$$

Ici, $\mathbf{Q} = \sigma^2 \mathbf{I}$. Quelle que soit la variance du bruit σ^2 , maximiser la vraisemblance équivaut à minimiser la fonctionnelle :

$$l(\mathbf{r}/A, \tau, \theta) = -\mathbf{b}^H \mathbf{b} = \|\mathbf{b}\|^2 = \|\mathbf{r} - A\mathbf{s}(\theta, \tau)\|^2$$

$$l(\mathbf{r}/A, \tau, \theta) = \mathbf{r}^H \mathbf{r} - A \mathbf{r}^H \mathbf{s}(\theta, \tau) - A^* \mathbf{r} \mathbf{s}^H(\theta, \tau) + |A|^2 \mathbf{s}^H \mathbf{s}$$

La valeur de A minimisant l est $A = (\mathbf{s}^H \mathbf{s})^{-1} \mathbf{s}^H \mathbf{r}$, alors :

$$\text{Max}_A l(\mathbf{r}/A, \tau, \theta) = \mathbf{r}^H \mathbf{r} - \frac{\|\mathbf{r}^H \mathbf{s}(\theta, \tau)\|^2}{\|\mathbf{s}^H \mathbf{s}(\theta, \tau)\|}$$

L'énergie du signal reçu est constante, de même que l'énergie des copies du signal \mathbf{s} . On maximisera donc par rapport aux paramètres (θ, τ) la fonctionnelle L :

$$L(\mathbf{r}/\tau, \theta) = \|\mathbf{r}^H \mathbf{s}(\theta, \tau)\|^2 \quad (1)$$

Si on partitionne les vecteurs \mathbf{r} et \mathbf{s} en vecteurs de données reçues sur chaque capteur :

$$\mathbf{s}(\theta, \tau) = (\underline{s}(\tau_1), \dots, \underline{s}(\tau_K)), \text{ } L \text{ s'écrit :}$$

$$L(\mathbf{r}/\tau, \theta) = \left\| \sum_{k=1}^K \mathbf{r}_k^H \underline{s}(\tau_k) \right\|^2 = \left\| \sum_{k=1}^K \Gamma_{rs}(\tau_k) \right\|^2 \quad (2)$$

où Γ_{rs} est la sortie du filtre adapté à $\mathbf{s}(t)$ appliqué à $\mathbf{r}(t)$. La méthode consiste donc à effectuer l'opération de filtrage adapté, suivie d'une formation de voies large bande, et d'une recherche du maximum sur (θ, τ) conjointement.

Pratiquement, la méthode utilisant (2) impose une quantification en temps et en direction, c'est pourquoi lorsqu'une grande précision de résultats est attendue, il est préférable de maximiser directement la fonctionnelle (1) à l'aide d'un algorithme d'optimisation (gradient, quasi Newton, simplexe...).

Remarque : Notons que les formules (1) et (2) sont valables également dans le cas de plusieurs cibles mais lorsque celles-ci sont séparées (en retard de plus de l'inverse de la largeur de bande, ou en θ de plus du pouvoir de résolution de l'antenne).

Mise en oeuvre de la méthode de maximum de vraisemblance (MV) itérative

Les signaux utilisés étant à fort produit BT, l'opération de filtrage adapté fournit une forte compression du support temporel des signaux [4]. A l'issue de la formation de voies large bande appliquée aux signaux filtrés,

on a séparé les différentes cibles (hypothèse de travail), et donc assuré la détection. Les paramètres (τ_i, θ_i) mesurés avec ce traitement sont peu précis mais suffisent à initialiser l'algorithme d'optimisation utilisé pour maximiser (1).

Méthode d'estimation de direction par mesure de déphasage

Une méthode rapide d'estimation de direction permettant d'obtenir des résultats non quantifiés a été proposée [1]. Nous rappelons cette méthode en l'étendant à des signaux démodulés.

La première étape consiste à effectuer le filtrage adapté au signal émis des signaux reçus. Puis, on cherche une estimation approximative θ_i de la direction de la source en formant quelques voies sur toute l'antenne. Pour θ_i , on associe les capteurs en deux centres de phase, pour se ramener à deux capteurs (figure 1). Rappelons que la direction est liée à la différence de retard $\Delta\tau = \tau_2 - \tau_1$ du signal entre deux capteurs :

$$\Delta\tau = \frac{d}{c} \sin\theta$$

ici d est la distance entre les centres de phase des demi-antennes.

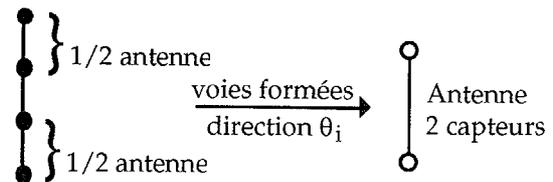


figure 1

On effectue ensuite l'estimation $\Delta\hat{\tau}_{(1)}$ de $\Delta\tau$, mesurée à partir de l'enveloppe des intercorrélations sur les 2 capteurs. Cette mesure étant quantifiée par le pas d'échantillonnage de l'enveloppe complexe, sa précision est insuffisante. Il est nécessaire d'effectuer au préalable une interpolation des fonctions d'intercorrélations.

On procède alors à la recherche des maximums sur les deux fonctions d'intercorrélations, obtenus pour les retards τ_1 et τ_2 respectivement pour chacun des capteurs. Nous pouvons alors effectuer une estimation $\Delta\hat{\tau}_{(1)} = \tau_2 - \tau_1$ quantifiée par le nouveau pas d'échantillonnage T_e . Il est possible d'avoir une mesure aussi précise que possible en augmentant le facteur de suréchantillonnage, mais il est plus simple d'affiner la mesure quantifiée par une mesure de déphasage entre les maximums des intercorrélations sur chacun des capteurs. Cette mesure étant comprise entre $-\pi$ et π , il apparaît que l'écart entre l'abscisse du maximum de chaque intercorrélations et son estimée doit être plus petit qu'un quart de la longueur d'onde, ce qui impose la condition sur le suréchantillonnage : $T_e < T_0 / 4$. On estime alors plus précisément $\Delta\tau$ en mesurant les phases ϕ_1 et ϕ_2 des 2 enveloppes complexes aux instants τ_1 et τ_2 (figure 2). Compte tenu de

la phase introduite par la démodulation, le véritable déphasage s'exprime :

$$\Delta\phi = (\phi_2 - \phi_1 + \omega_0(\tau_2 - \tau_1)) \frac{2\pi}{\underbrace{[-\pi, \pi]}_{\text{intervalle}}}$$

Ce qui permet d'obtenir l'estimateur $\Delta\hat{\tau}_{(2)}$ non quantifié :

$$\Delta\hat{\tau}_{(2)} = \omega_0^{-1} (\phi_2 - \phi_1 + \omega_0(\tau_2 - \tau_1)) \frac{2\pi}{\underbrace{[-\pi, \pi]}_{\text{intervalle}}} + \tau_2 - \tau_1$$

On peut montrer que cet estimateur de direction n'est optimal que dans le cas de deux capteurs, et atteint donc la BICR dans cette configuration.

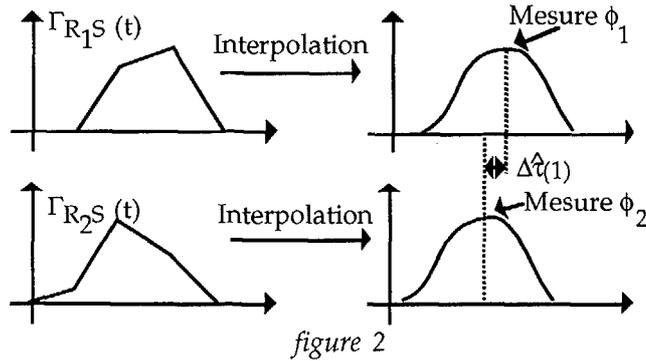


figure 2

3. VARIANCE DES ESTIMATEURS

Nous avons effectué le calcul des bornes de Cramér Rao minorant les variances des estimateurs de direction par maximum de vraisemblance itératif et par mesure de déphasage. Il est nécessaire de calculer J_{kl} la matrice de Fisher des paramètres $\theta_{1...Q}$:

$$J_{kl} = E\left(\frac{\partial^2 l(\mathbf{r} / \theta_{1...Q})}{\partial \theta_k \partial \theta_l}\right)$$

$$J_{kl} = \frac{2}{\gamma_0} \Re\left(\frac{\partial A^* s(\tau_0, \theta_0)^H}{\partial \theta_k} \frac{\partial A s(\tau_0, \theta_0)}{\partial \theta_l}\right)$$

où l est la log vraisemblance des paramètres $\theta_{1...Q}$, et (τ_0, θ_0) désigne le couple des paramètres exacts de l'écho. Les termes de la matrice de Fisher font apparaître des quantités propres au signal émis, son énergie E , sa bande efficace B_s et sa fréquence centrale ω_c , ainsi que la DSP du bruit blanc réel reçu $\gamma_0/2$.

$$E = A^2 \|\dot{s}\|^2$$

$$B_s^2 = A^2 \|\dot{s}\|^2 / E$$

$$\omega_c = A^2 \Re(-j \dot{s}^H \dot{s}) / E, \text{ avec } \dot{s} = \frac{\partial s(\tau_0, \theta_0)}{\partial \tau}$$

Soit $D^2 = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^K d_k^2$ un paramètre lié à l'antenne, et le

rapport signal sur bruit sur chaque capteur $R = \frac{2E}{\gamma_0}$.

Le calcul donne :

$$J_{aa} = KR / A^2; J_{a\theta} = J_{a\tau} = J_{a\phi} = 0$$

$$J_{\tau\tau} = KRB_s^2; J_{\tau\phi} = -KR\omega_c; J_{\theta\tau} = 0$$

$$J_{\theta\theta} = KR D^2 B_s^2 \cos^2(\theta_0) / c^2; J_{\theta\phi} = 0; J_{\phi\phi} = KR$$

Les variances des estimateurs de retard et de direction sont minorées par les termes de l'inverse de la matrice de Fisher :

$$\text{Var}(\hat{\theta}) \geq J^{\theta\theta} = \frac{c^2}{KR D^2 B_s^2 \cos^2(\theta_0)}$$

$$\text{Var}(\hat{\tau}) \geq J^{\tau\tau} = \frac{1}{KR(B_s^2 - \omega_c^2)}$$

Ces résultats sont comparables à ceux de [6].

Cas d'antennes remarquables

Nous allons exprimer le coefficient D^2 dans le cas d'antennes particulières.

Antenne composée de deux capteurs

Si d est la distance séparant les capteurs, alors

$$D^2 = \frac{d^2}{4}$$

Antenne linéaire uniforme

Si l désigne la distance entre capteurs, et K est le nombre total de capteurs :

$$D^2 = \frac{(K^2 - 1)l^2}{12}$$

Antenne linéaire composée de deux antennes uniformes identiques

Si l désigne la distance entre capteurs, d la distance entre les barycentres des deux antennes, et K est le nombre total de capteurs :

$$D^2 = \frac{d^2}{4} + \frac{((K/2)^2 - 1)l^2}{12}$$

La méthode de mesure de direction par mesure de déphasage utilise la sortie de voies formées sur chacune des demi antennes composée de $K/2$ capteurs. On observera un effet de filtrage du signal reçu, dépendant de la différence entre l'angle de pointage des antennes et la direction de la source. En première approximation, on négligera cet effet et considèrera que la méthode utilise la sortie de 2 capteurs non directifs séparés d'une distance d . Le rapport signal à bruit R' en sortie de chacun de ces deux capteurs est alors $R' = KR/2$.

Il est alors possible de quantifier la perte de performance entre l'estimateur θ_{mv} utilisant tous les capteurs,



et l'estimateur θ_ϕ mesurant la phase entre les deux demi-antennes.

$$\frac{Var(\theta_\phi)}{Var(\theta_{mv})} = K \left(\frac{d^2}{4} + \frac{((K/2)^2 - 1)l^2}{12} \right) / \left(\frac{Kd^2}{4} \right)$$

Dans le cas d'une antenne linéaire uniforme :

$$\frac{Var(\theta_\phi)}{Var(\theta_{mv})} = \frac{4(K^2 - 1)}{3K^2}$$

On obtient un rapport de 1 dans le cas de deux capteurs, et une valeur limite de 4/3 pour K tendant vers l'infini.

4. SIMULATIONS

Nous avons simulé la réception d'un signal BPSK de BT 127 modulant une porteuse de 25 kHz à raison de 5 périodes de porteuse par pas de code. La cible simulée se trouve dans une direction orthogonale à l'axe de l'antenne (figure 3).

L'antenne de réception est linéaire uniforme composée de 7 capteurs espacés de 25 mm. Les 7 capteurs sont utilisés pour le traitement MV. Les trois capteurs situés à chaque extrémité de l'antenne composent les deux demi-antennes. En vue d'utiliser l'estimateur par mesure de phase, les sorties des capteurs composant chaque demi-antenne sont sommées afin de former une voie dans la direction de la cible.

Voici la configuration de la simulation (avec $\theta=0$) :

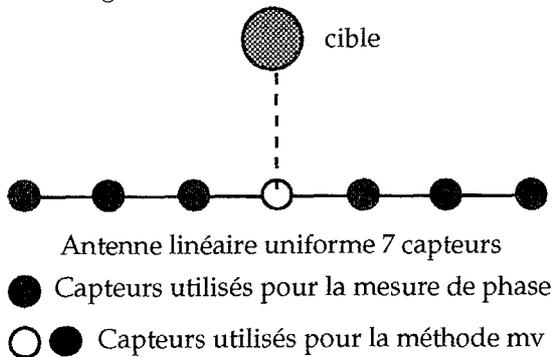


figure 3

Les grandeurs caractéristiques de notre signal BPSK, calculées numériquement, sont :

$$B_s = 156340 \text{ rad/s}$$

$$\omega_c = 155940 \text{ rad/s}$$

$$B_c = \sqrt{B_s^2 - \omega_s^2} = 11200 \text{ rad/s}$$

Ces paramètres permettent de calculer les écarts type théoriques σ_{th} des estimateurs par mesure de phase θ_ϕ (en degrés) et par maximum de vraisemblance θ_{mv} . Nous les avons comparés, pour différentes valeurs de rapport signal à bruit (R , sur chaque capteur), à l'écart type σ_{sim} de ces estimateurs, estimé en simulation sur 1000 réalisations.

R	272	545	1090	2180
$\sigma_{th}(\theta_{mv})$	0,25°	0,18°	0,12°	0,089°
$\sigma_{sim}(\theta_{mv})$	0,25°	0,08°	0,12°	0,088°
$\sigma_{th}(\theta_\phi)$	0,27°	0,19°	0,13°	0,096°
$\sigma_{sim}(\theta_\phi)$	0,027°	0,20°	0,13°	0,096°

On notera que les résultats de simulation se conforment aux prédictions théoriques, aux erreurs d'estimation près. Les R sont volontairement élevés, de façon à rester dans le domaine de validité de la BICR.

5. CONCLUSION

Nous pouvons conclure à la validité des méthodes proposées, puisqu'elles donnent des résultats conformes aux valeurs théoriques.

L'application de ces méthodes peut se faire également après ambiguïté retard doppler, en travaillant sur la coupe doppler correspondant au déplacement de la cible.

Ajoutons que le fonctionnement sur signaux réels a été testé et ne pose pas de problème particulier.

6. BIBLIOGRAPHIE

- [1] J.P. Henrioux G. Jourdain, E. Collet, E. Lecoq "Estimation de paramètres de cibles mobiles en sonar actif large bande" GRETSI 93, p. 265.
- [2] Van Trees H. "Detection, estimation, and modulation theory part I" John Wiley & sons.
- [3] Altes R. "Target position estimation in radar and sonar, and generalized ambiguity analysis for maximum likelihood parameter estimation" Proceedings of the IEEE, vol 67, n°6, juin 1979.
- [4] J.P. Henrioux G. Jourdain "Use of large bandwidth duration BPSK signals for active sonar classification and bearing measurements" JASA, Vol 97, n°3, march 95..
- [5] Tochon Laruz P. "Etude d'une nouvelle méthode de localisation en sonar actif utilisant la phase de la fonction d'interambiguïté en compression" Rapport CEPHAG n°25/93.
- [6] Schultheiss P. et Wagner K. "Active and passive localisation : similarities and differences" Y.T. Chen (Ed.), Underwater Acoustic Data Processing, 215-232. 1989 Kluwer Academic Publishers.
- [7] Graffoulière P., Essebbat A. " Multi Target Parametric Identification in Active Broadband Sonar Array Processing" UDT 95.