

INTERCEPTION ET LOCALISATION PASSIVE EN DISTANCE D'EMETTEURS SONAR

F. FLORIN

THOMSON-SINTRA ACTIVITES SOUS-MARINES - ROUTE DE STE ANNE DU PORTZIC - 29601 BREST Cédex

RÉSUMÉ

Dans cet article, on s'intéresse au cas de l'interception sonar très basse fréquence et plus précisément au problème de la localisation en distance des émetteurs sonar. Diverses méthodes de télémétrie sont passées en revue et on juge de leur pertinence dans ce cas d'application. Du point de vue théorique, on examine certaines particularités liées au formalisme de l'interception.

I. RAPPELS SUR L'INTERCEPTION SONAR

L'interception sonar (IS) est un aspect particulier de l'écoute passive dans lequel les signaux d'intérêt sont les signaux sonar. L'intercepteur est chargé de détecter, identifier et localiser les émissions sonar dont la particularité, vis à vis des signaux généralement considérés en écoute passive, réside dans leur durée finie, courte ("non stationnarité").

Le présent article s'intéresse à la troisième fonctionnalité des intercepteurs (la localisation), qui porte non seulement sur la mesure angulaire (site, gisement ou azimut) mais aussi la distance qui, conjointement à la fonction identification est un aspect essentiel de l'évaluation de la menace. Plus précisément, on examine le cas de l'écoute Très Basse Fréquence (TBF) (de 100 Hz à 3 KHz) qui exige des antennes de dimensions importantes.

Dans cette gamme de fréquence en effet, les dimensions des longueurs d'onde (0,5 m à 15 m) nécessitent l'emploi d'une antenne remorquée filiforme (flûte), en plus des antennes de bord, de dimensions plus réduites. Les nécessités de la navigation imposent une position horizontale à la flûte qui est à l'origine des difficultés rencontrées pour la séparation des trajets sonores en site. Dans la suite on examine les principes et précisions de diverses méthodes de mesure de la distance et on juge de leur pertinence en ISTBF.

II - PRINCIPES

II.1 - Trajectographie Multi-Plateformes (TMP)

La TMP consiste à "triangler" les mesures d'azimuts obtenues sur deux bases séparées. Dans le cas d'un intercepteur isolé, la précision relative théorique sur la distance obtenue par cette méthode appliquée entre base de coque et flûte est donnée par $\Delta\rho/\rho = \Delta\beta \rho/R$ avec ρ = distance source antenne, R = distance flûte - base de coque, $\Delta\beta$ = précision de mesure de l'azimut en radians.

ABSTRACT

This paper deals with very low frequency sonar interception and more precisely with the problem of sonar transmitter's distance estimation. Various methods are under investigation to examine whether or not they are useful in this peculiar case of application. On the theoretical point of view, we are interested in some features concerning interception formalism.

Appliquée à deux tronçons d'une même base (flûte), la TMP aurait une précision relative valant $\Delta\rho/\rho \approx 0,8 \rho/D_F$ avec D_F = distance de Fresnel apparente = $L^2 \cos^2\beta/\lambda$ (L longueur de la base, β gisement, λ longueur d'onde)

II.2 - Télémétrie par mesure de Courbure du Front d'Onde (TCFO)

Cette méthode consiste à utiliser l'information contenue dans la courbure de l'onde pour "mesurer" la distance de la source. Appliquée au cas de la flûte, elle peut être mise en oeuvre sous la forme d'une formation de voies focalisées, les voies étant fonctions du pseudo-gisement et de la distance.

En pratique, il est généralement admis que la distance de Fresnel D_F est un bon critère d'évaluation des possibilités de mesure de la courbure d'une onde inconnue. 100 mètres d'antenne à 500 Hz donnent $D_F \approx 3$ km.

II.3 - Télémétrie sur Trajet Multiples (TTM)

Dans son principe, cette méthode est liée à la présence au sein du milieu de nombreux trajets sonores qui, émis d'un même point de l'espace sous des sites différents arrivent en un autre point sous des sites et à des instants différents (habituellement sous un même gisement).

Originellement cette méthode est envisagée à partir des mesures de site et instants d'arrivées. Connaissant ainsi la "structure" (ie site + instants) d'arrivée du signal, on peut remonter à la source soit en rétropropageant sites et retards, soit en identifiant les paramètres (distance-immersion) correspondant aux valeurs sites + retards mesurés.

Malheureusement dans le cas d'une flûte, la mesure des sites (φ) n'est pas directement accessible (ambiguïté conique).



La flûte mesure les pseudo-gisements θ , liés aux gisements (β) et aux sites (φ) par : $\sin \theta = \sin \beta \cos \varphi$ (β et θ sont référencés par rapport au travers).

Les méthodes de TTM devront donc tenir compte de ce fait. Le problème essentiel de ce type de méthode utilisant directement les mesures de θ et τ (retards) sont les biais des appareils de mesures. Dans ce cas en effet, les fonctions de coût du type $\text{Min}_{\eta} ||\theta(\eta) - \theta_{\text{mesure}}||^2$ ne sont pas justifiées.

II.4 - Estimation par Maximum de vraisemblance (EMV)

Il s'agit de l'expression théorique de la TTM. On considère non pas les mesures d'angle et de temps qui peuvent être biaisées mais directement le signal reçu sur les capteurs, en sortie d'analyse spectrale $\mathbf{X}(f)$.

Soit η le vecteur $(\beta, D, Z_s)^T$ du triplet des paramètres gisement, distance, immersion de la source.

La vraisemblance de l'observation \mathbf{X} relativement au paramètre η et au signal S s'écrit sous hypothèse de bruit gaussien blanc spatialement et temporellement :

$$p(\mathbf{X}/\eta, S) = |\Gamma|^{-1} \pi^{-K} \exp[-\mathbf{X} - S\mu(\eta)]^* \Gamma^{-1} (\mathbf{X} - S\mu(\eta)) \quad (1)$$

avec $\Gamma = \gamma_b \text{Id}$
 γ_b = DSP du bruit (supposée connue)
 Id = Matrice identité
 $\mu(\eta)$ = Vecteur fonction du paramètre η
 S = Scalaire complexe.

L'estimation du maximum de vraisemblance est la recherche de S et η qui maximisent $p(\mathbf{X}/\eta, S)$ à \mathbf{X} fixé.

Si les dimensions d'antenne ne sont pas trop importantes, on peut considérer que les phénomènes de propagation varient peu d'un capteur à l'autre. On pose :

$$\mu(f) = \sum_i H_{on}(f) \underline{d}_n(f) \quad (2)$$

avec $S(f)$ = composante de Fourier du signal à la fréquence f

$$\underline{d}_n(f) = [\exp(-2i\pi f \tau_{kn})]_{k=1, \dots, N}$$

τ_{kn} = retard entre le $k^{\text{ième}}$ capteur et le centre de l'antenne pour le $n^{\text{ième}}$ trajet

$H_{on}(f)$ = gain complexe du filtre constitué par le $n^{\text{ième}}$ trajet reçu au centre de l'antenne

Dans le cas où les $H_{on}(f)$ qui prennent en compte les retards et les atténuations le long des trajets sont inconnus, maximiser la vraisemblance revient à maximiser $\sum_f ||\Pi(f, \eta)\mathbf{X}(f)||$ où

$\Pi(f, \eta)$ est le projecteur associé aux vecteurs sources $\underline{d}_n(f)$ des principaux trajets. (3)

Dans le cas où les $H_{on}(f)$ sont modélisables, maximiser la vraisemblance revient à maximiser :

$$\sum_f \frac{||\mu^* \mathbf{X}||^2}{\mu^* \mu} \quad (4)$$

III - PRECISION

III.1 - Mesures d'angles

La précision ultime de mesure sur les angles, donnée par la formule de Woodward est en pratique limitée par les phénomènes de distorsions qui induisent des biais de mesure (il est difficile de rejeter le bruit au delà de -20 dB à -30 dB du signal).

Dans un souci de simplification, on considère que la précision de mesure ultime du gisement vaut : $2\theta_3/10$ ($2\theta_3$ = largeur à 3dB du diagramme de directivité).

Ainsi il apparaît clairement que pour une antenne de coque utilisée en très basse fréquence, la précision de mesure du gisement reste relativement limitée : pour $\lambda = 2$ m, $L = 10$ m, on ne peut espérer une précision meilleure que le degré.

III.2 - Mesure des retards

On s'intéresse à la mesure du retard τ entre deux canaux décrits par les équations :

$$\begin{aligned} x_1(t) &= s(t) + b_1(t) \\ x_2(t) &= \alpha s(t-\tau) + b_2(t) \end{aligned} \quad (5)$$

que l'on écrit sous forme spectrale : $X(f) = \int_{-T/2}^{T/2} dt x(t) e^{-2i\pi ft}$

et vectorielle :

$$\mathbf{X}(f) = S(f)\mu(f) + \mathbf{B}(f) \text{ avec } \mu(f) = [1, \alpha e^{-2i\pi f \tau}]^T \quad (6)$$

On suppose le bruit blanc spatialement et temporellement gaussien complexe centré.

Les $\mathbf{X}(f)$ sont ainsi des variables complexes gaussiennes circulaires, de moyenne $S(f)\mu(f)$ et de covariance $\Gamma(f) = \gamma_b \text{Id}$ (les canaux de fréquences sont espacés de $1/T$ et en nombre fini N_o , dans la bande d'analyse).

Maximiser la vraisemblance revient à minimiser

$$J = \sum_f |X_1(f) - S(f)|^2 + |X_2(f) - \alpha S(f) \exp(2i\pi f \tau)|^2 \quad (7)$$

$S(f)$ n'étant soumis à aucune contrainte (*), on peut lui attribuer les valeurs :

$$\hat{S}(f, \tau) = \frac{1}{1 + \alpha^2} (X_1(f) + \alpha \exp(2i\pi f \tau) X_2(f)) \quad (8)$$

qui rendent J minimale (***) à l'exception d'être asymptotiquement continue et impaire, condition vérifiée par les $\hat{S}(f, \tau)$.

Minimiser J revient alors à maximiser :

$$J(\tau) = \sum_f \text{Re} \{X_1(f)^* X_2(f) \exp(2i\pi f \tau)\} \quad (9)$$

$J(\tau)$ n'est autre que l'intercorrélateur :

L'estimateur du maximum de vraisemblance de τ n'est autre que l'intercorrélateur (résultat classique pour un signal stationnaire que l'on vient d'établir dans le cas d'un signal de durée finie, inconnu).

Il convient maintenant de calculer la précision d'estimation de τ dont la valeur asymptotique est donnée par la borne de Cramer-Rao du problème.

Le calcul est fait en annexe. On trouve :

$$\sigma_{\tau \text{CR}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{BT} \sqrt{f_0^2 + \frac{B^2}{12} \sqrt{S}}} \sqrt{\frac{1 + \alpha^2}{\alpha^2}} \quad (10)$$

(Borne de Cramer-Rao)

$$\sigma_d = \frac{1}{2\pi\sqrt{BT} \sqrt{f_0^2 + \frac{B^2}{12}}} \sqrt{\frac{1 + \alpha^2 + \frac{2}{\alpha^2}}{S}} \quad (11)$$

(Intercorrélateur)

Dans le cas où les trajets sont confondus spatialement, le problème d'estimation est celui de l'estimation du retard au sein d'un seul canal :

$$x(t) = s(t) + \alpha s(t - \tau) + b(t) \quad (12)$$

ou encore $X(f) = S(f) (1 + \alpha \exp(-2i\pi f\tau)) + B(f)$ dans le domaine des fréquences.

Dans ce cas, il est clair que :

En l'absence de toute information sur $S(f)$, il existe une infinité de couples (α, τ) maximisant la vraisemblance, de sorte que l'estimateur du maximum de vraisemblance n'est pas unique et donc inefficace.

On peut montrer (mais la place manque ici) que :

L'autocorrélateur est généralement biaisé, même en l'absence de bruit, que son biais d'estimation de τ est équivalent à $-\tau$ lorsque τ tend vers zéro, et que son biais tend vers zéro lorsque τ tend vers $+\infty$ (à α fixé).

Lorsque α tend vers $+\infty$ (ou vers 0) à τ fixé, ce biais vaut :

$$\frac{-\sum f \sin(2\pi f\tau)}{2\pi \sum f^2 \cos(2\pi f\tau)}$$

III.3 - Prévisions ultimes de mesure de distance (EMV)

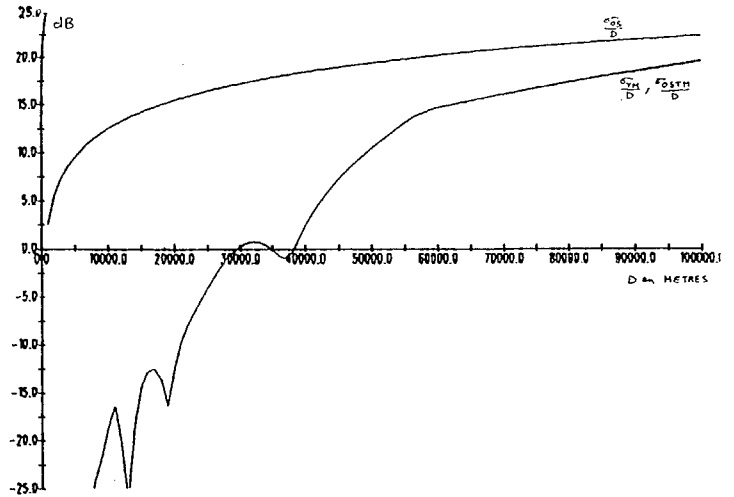
On s'est intéressé au calcul de la borne de Cramer-Rao sur R dans le cas d'une bathy isocélère en présence de trois trajets (Direct, réfléchi fond, réfléchi surface), sous hypothèse onde plane σ_{TM} ou onde sphérique σ_{OSTM} et en présence d'un seul trajet (direct) sous hypothèse onde sphérique σ_{OS} .

On a tracé $\frac{\sigma_{TM}}{D}$, $\frac{\sigma_{OSTM}}{D}$, $\frac{\sigma_{OS}}{D}$ en fonction de la

distance pour un cas particulier.

$N = 32$ capteurs, $f_0 = 450$ Hz, $B = 100$ Hz S/B sur les différents trajets de 23 dB ; 21.5 dB ; 18 dB ; gisement 80 degrés ; profondeur source = profondeur récepteur = 200 m, $d = 1.04$ m = distance inter capteurs. Hauteur d'eau 450 m.

On obtient la figure :



Il est clair qu'à distance finie, la présence de trajets multiples permet une précision ultime de mesure de R bien meilleure qu'en présence d'un seul trajet (les énergies transmises étant égales!). Ceci signifie que l'essentiel de l'information en distance est contenue dans les trajets multiples et non dans la courbure de l'onde, (c'est confirmé par le fait que σ_{OSTM} et σ_{TM} sont confondus). Lorsque D croît, les écarts entre trajets (sites, retards) diminuent et les précisions ultimes σ_{OS} , σ_{TM} , σ_{OSTM} , se confondent.

IV - CONCLUSION

Pour l'ISTBF, la mise en oeuvre de méthodes classiques de télémétrie TMP, TCFO, TTM semble a priori vouée à l'échec: La TMP pose des problèmes d'encombrement et de navigation dus à la taille des antennes et à leur séparation spatiale exigées. La TCFO semble a priori inutile, ses performances étant médiocres. La TTM à l'inverse devrait permettre une bonne exploitation de l'information en distance contenue dans les trajets, mais les mesures d'angles et d'écart de temps peuvent être inaccessibles ou très imprécises, rendant la méthode peu fiable.

On pense qu'une exploitation meilleure de l'information contenue dans les trajets peut être obtenue par implantation de l'EMV, qui utilise l'information des trajets sans tenter de les séparer. Cette méthode requiert toutefois une excellente modélisation des phénomènes acoustiques (comme la TTM) sur de grandes distances.

VI - REMERCIEMENTS

Les travaux présentés ont été en grande partie réalisés sous contrat GERDSM.

VII - BIBLIOGRAPHIE :

[1] L. Kopp., D. Thubert, "Bornes de Cramer-Rao en traitement d'antenne. Première partie : Formalisme", Traitement du signal vol.3, No 3, 1986.

ANNEXE

Les calculs de borne font l'hypothèse d'une paramétrisation du signal $S(f)$, mais celui-ci est inconnu. Toutefois $S(f)$ étant étudié sur un domaine borné, et étant (asymptotiquement)



continu en f , on peut l'approcher uniformément par $S_N(f) = \rho_N(f) \exp(i\psi_N(f))$ (A.1) où ρ_N et ψ_N sont des polynômes en f de degrés respectifs $2N$ et $2N-1$ et respectivement pair et impair. (On rappelle que $s(t)$ étant réel $S(-f) = S(f)^*$ et on fait remarquer que l'intervalle d'analyse porte uniquement sur des fréquences positives (observations asymptotiquement indépendantes). N.B. On suppose que $\rho_N(f)$ ne s'annule pas sur l'intervalle afin de ne pas être gêné par des sauts de phase qui obligeraient à définir ψ_N par intervalles).

Soit $J(S, \underline{\theta})$ la vraisemblance relative à S et aux paramètres $\underline{\theta}$. Si on note $\hat{\underline{\theta}}$ l'EMV de $\underline{\theta}$ sans contrainte sur S et $\hat{\underline{\theta}}_N$ l'EMV de $\underline{\theta}$ sous la contrainte S de type S_N , alors $\lim_{N \rightarrow +\infty} \hat{\underline{\theta}}_N = \hat{\underline{\theta}}$ (à condition que J soit continue et bornée ce qui est le cas ici).

Calcul de borne sur l'estimation du retard :

Le terme générique de la matrice de Fisher se rapportant aux paramètres θ_k, θ_l s'écrit :

$$F_{kl} = \sum_{f \in B} \frac{2}{\gamma_b} \operatorname{Re} \left\{ \frac{\delta}{\delta \theta_k} (S_N(f) \mu(f))^* \frac{\delta}{\delta \theta_l} (S_N(f) \mu(f)) \right\}$$

Les paramètres sont $\alpha, \tau, \{a_i\}, \{b_i\}$ où les a_i sont les coefficients polynomiaux de $\rho(f)$ et les b_i ceux de $\psi_N(f)$. (Le fait de ne pas connaître γ_b ne change rien, γ_b est un terme "passif pur" voir [1]).

Un rapide calcul montre que le problème est scindé en deux groupes indépendants, mis en valeur par la structure bloc de la matrice de Fisher : $(\alpha, \{a_i\})$ d'une part et $(\tau, \{b_i\})$ d'autre part. (Ce dernier bloc est noté F).

En posant $h_{2m} = \sum_f f^{2m} |S_N|^2, c = \frac{(1 + \alpha^2)}{\alpha^2}$, on a

$$F = \begin{pmatrix} 2\alpha^2 cH & 2\pi \underline{u} \\ \gamma_b 2\pi \underline{u}^T & 4\pi^2 h_2 \end{pmatrix}$$

où H est une matrice de Hankel, \underline{u} est un vecteur colonne correspondant à la 1^{ère} colonne (ou 1^{ère} ligne) de H et de premier terme h_2 .

La matrice inverse de F a pour dernier coefficient (en bas à droite) le terme

$$\sigma_{\tau N}^2 = \frac{\gamma_b}{2\alpha^2} \left(4\pi^2 h_2 - \frac{4\pi^2}{C} \underline{u}^T H^{-1} \underline{u} \right)^{-1} = \frac{\gamma_b (1 + \alpha^2)}{8\pi^2 \alpha^2 h_2}$$

On en déduit par passage à la limite, la BCR du problème d'estimation de τ , qui, si $|S(f)|^2$ est constant ($=\gamma_s$) dans la bande $[f_0 - B/2; f_0 + B/2]$

$$\text{donne } \sigma_\tau = \frac{1}{2\pi \sqrt{f_0^2 + \frac{B^2}{12}}} \sqrt{\frac{1 + \alpha^2}{\alpha^2}}$$

avec $S = 2 \frac{\gamma_s}{\gamma_b} = \text{rapport signal sur bruit}$

On peut calculer σ_τ de façon différente en utilisant l'expression de l'intercorrélateur.

En notant $\hat{G}(f) = X_1^*(f) X_2(f)$ et $G(f) = \alpha S(f)^* S(f) \exp(-2i\pi f \tau)$, l'estimateur $\hat{\tau}$ de τ cherche à maximiser la quantité :

$$R(q) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_f \hat{G}(f) \exp(2i\pi f q) \right\}$$

Un développement à l'ordre 3 de $\hat{R}(q)$ autour de τ mène à l'expression :

$$\Delta\tau = \frac{\operatorname{Re} \left\{ \sum_f i f \Delta G(f) \exp(2i\pi f \tau) \right\}}{-2\pi \alpha \operatorname{Re} \left\{ \sum_f f^2 |S(f)|^2 \right\}} \quad (\text{si } \Delta G(f) \text{ petit})$$

avec $\Delta G(f) = \hat{G}(f) - G(f)$ et $\Delta\tau = \hat{\tau} - \tau$

or

$$\begin{aligned} E(\Delta G(f)) &= 0 \\ E(\Delta G(f) \Delta G(f)^*) &= 0 \\ E(\Delta G(f) \Delta G(f)^*) &= \delta(f-f') [(\alpha^2+1)\gamma_b |S(f)|^2 + \gamma_b^2] \\ \operatorname{Re} \{Z_1\} \operatorname{xRe} \{Z_2\} &= \frac{1}{2} \operatorname{Re} \{Z_1 Z_2^* + Z_1^* Z_2\} \end{aligned}$$

d'où

$$E(\Delta\tau) = 0 \text{ biais nul}$$

$$E(\Delta\tau^2) = \frac{1}{8\pi^2 \alpha^2 h_2^2} \operatorname{Re} \left\{ \sum_f f^2 ((\alpha^2+1)\gamma_b |S(f)|^2 + \gamma_b^2) \right\}$$

$$= \frac{(\alpha^2+1)\gamma_b h_2 + \gamma_b^2 (\sum_f f^2)}{8\pi^2 \alpha^2 h_2^2}$$

avec $h_2 = \sum_f f^2 |S(f)|^2$

d'où en posant $|S(f)|^2 = \gamma_s = \text{constante}$ on a :

$$\begin{aligned} h_2 &= \gamma_s \operatorname{BT} \left(f_0^2 + \frac{B^2}{12} \right) \\ S &= 2 \frac{\gamma_s}{\gamma_b} \\ E(\Delta\tau^2) &= \frac{2}{4\pi^2 \alpha^2 S h_2 \operatorname{BT}} \end{aligned}$$

Remarquons que lorsque l'on dispose d'un grand nombre de mesures par intégration des spectres, on a $S \rightarrow +\infty$ et $E(\Delta\tau^2) \rightarrow \text{BCR}$.