

SEPTIEME COLLOQUE SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS



NICE du 28 MAI au 2 JUIN 1979

REPÉRAGE ANGULAIRE DE DEUX SOURCES PONCTUELLES NON-CORRÉLÉES AU MOYEN DE CAPTEURS ALIGNÉS ÉQUIDISTANTS.

G. CORDELLIS, B. FAURE ET J. MUNIER

CEPHAG (Equipe de Recherche associée au CNRS), B.P. 46, 38402 ST. MARTIN D'HERES

RESUME

Une campagne d'expérimentation en acoustique sous-marine a été réalisée afin de tester diverses méthodes de repérage angulaire de deux sources ponctuelles non-corrélées de directions très voisines.

On a utilisé un réseau de 12 hydrophones parmi lesquels des groupements de 2, 4 ou 8 capteurs ont été constitués, de manière à former trois voies interférométriques pointées dans la même direction.

Les signaux des trois voies ont été traités :

a/ par une méthode de résolution non-linéaire pour estimer les paramètres des sources,

b/ par filtrage adapté spatial discret pour réaliser une analyse angulaire continue.

Le pouvoir séparateur angulaire obtenu apparaît comme étant essentiellement limité par les irrégularités de propagation. Il est cependant très supérieur à celui d'une voie préformée classique.

SUMMARY

A campaign of experiments has been gone through in submarine acoustics with the aim of testing some methods for direction finding of two closely-spaced uncorrelated point-sources.

An array of 12 hydrophones was used, among which groups of 2, 4 or 8 sensors were taken, in such a way to form an interferometric system of three directional sub-arrays orientated in the same bearing.

The three output signals of the system were subjected to two different processings :

a/ a non-linear algebraic resolution method to estimate the sources parameters,

b/ a discrete angular matched filtering to carry out a continuous angular analysis.

It appeared that the obtainable angular resolving power is mainly bounded by the propagation irregularities. It nevertheless is significantly better than the one obtained with a conventional directional antenna.



REPERAGE ANGULAIRE DE DEUX SOURCES PONCUTEELLES NON-CORRELEES
AU MOYEN DE CAPTEURS ALIGNES EQUIDISTANTS.

G. CORDELLIS, B. FAURE et J. MUNIER

1. BUT ET CONDITIONS DE L'EXPERIMENTATION REALISEE.

Nous avons effectué en Juin 1978 une campagne de mesure en acoustique sous-marine (en eau douce) ; le but était de tester diverses méthodes de résolution destinées à repérer en direction, dans un plan horizontal, deux sources sonores ponctuelles non-corrélées situées à grande distance et à estimer leurs intensités relatives de rayonnement à une fréquence donnée.

Le principal objectif était d'évaluer les possibilités de séparation de sources de directions voisines, présentant un écart angulaire sensiblement inférieur à la largeur du lobe de directivité réalisable au moyen du réseau de capteurs utilisé.

Nous avons opéré avec un réseau de douze hydrophones immergé à une profondeur de 20 mètres, par fond de plus de 60 mètres, et deux sources à la même profondeur, à une distance d'environ 20 mètres. Le réseau était légèrement incurvé de manière à être focalisé au voisinage des sources, afin de simuler les conditions de l'infini.

Les principales données étaient les suivantes :

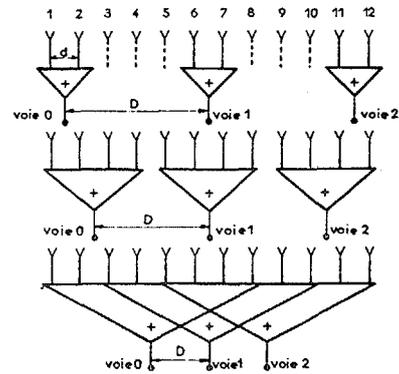
- espacement des capteurs du réseau : $d = 0,163$ m
- longueur totale du réseau : $L = 1,793$ m.
- fréquence de travail : 5 kHz
- longueur d'onde (valeur moyenne estimée) : $\lambda = 0,287$ m.
- espacement des capteurs compté en longueurs d'onde :
 $d/\lambda = 0,568$
- longueur du réseau compté en longueurs d'onde :
 $L/\lambda = 6,25$

La courbe (12) de la figure 1.b représente le diagramme de directivité en puissance qu'aurait l'antenne formée par addition des signaux des 12 capteurs, supposés identiques ; le premier zéro du diagramme est à 8,44 degrés de la direction du maximum.

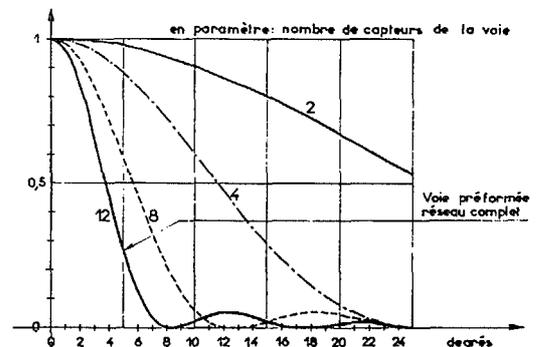
En ce qui concerne les signaux émis par les sources, nous avons principalement utilisé des bruits approximativement blancs occupant une bande d'environ 200 Hz centrée sur 5 kHz ; il s'agit donc de signaux quasi-monochromatiques.

Etant donné que trois capteurs suffisent théoriquement pour repérer deux sources dans un plan, nous avons constitué des groupements de 2, 4 ou 8 capteurs (fig. 1.a) pris parmi les 12 capteurs du réseau, de façon à former trois voies. Chaque voie agit comme un capteur unique dont le centre de phase est approximativement au centre géométrique du groupement correspondant, la "distance interférométrique" D entre centres de phase valant respectivement $5d$, $4d$ et $2d$ pour

les configurations de la figure 1.a.



1a - Exemples de groupements.



1B - Diagrammes de directivité des voies ($d/\lambda=0,568$)

FIG. 1 - Caractéristiques de l'antenne (réseau de 12 capteurs)

Ces voies ont une directivité propre (fig. 1b) qui limite le champ d'observation angulaire et permet donc d'éliminer une bonne partie des sources parasites éventuelles. Il convient cependant de remarquer que, plus les voies sont directives, plus la distance interférométrique D diminue, à longueur totale fixée pour le réseau, ce qui réduit obligatoirement le pouvoir séparateur angulaire.

2. SOURCES NON-CORRELEES. METHODE DE RESOLUTION.

Le problème du repérage angulaire de sources non-corrélées dont on veut, en outre, évaluer les intensités relatives de rayonnement à une fréquence f donnée, peut se traiter par diverses méthodes qui conduisent toutes à considérer comme observables les densités interspectrales entre signaux de sortie des capteurs.

Le modèle de propagation que nous utilisons est celui d'une antenne rectiligne et d'ondes incidentes planes en moyenne (à l'échelle de l'antenne). Les observables définis ci-dessus résultent alors d'une transformation de FOURIER appliquée à la fonction à valeurs réelles positives $S(\nu)$ décrivant le champ de sources à corrélation angulaire microscopique, $\nu = (\sin \theta) / c$ étant la variable directionnelle (θ : angle repéré par rapport à la normale à l'antenne ; c : vitesse

de propagation dans le milieu) ; pour des sources ponctuelles, cette fonction est en fait composée d'impulsions de DIRAC.

Une méthode connue [1] d'imagerie spatio-fréquentielle du champ de sources consiste à appliquer aux observables une transformation linéaire inverse (du type transformation de FOURIER) ; la réponse angulaire obtenue à la fréquence f pour une source ponctuelle isolée est alors le diagramme de directivité du réseau de capteurs pris dans son ensemble, d'où il résulte que le pouvoir séparateur angulaire, au sens de RAYLEIGH, est de l'ordre de λ/L radians, L étant la longueur totale de l'antenne et λ la longueur d'onde correspondant à f . De fait, deux sources ponctuelles donnent deux maximums distincts si leur écart angulaire est d'au moins $4\lambda/3L$.

Afin de permettre la séparation de sources sensiblement plus rapprochées, nous avons appliqué deux méthodes essentiellement différentes, conçues pour pouvoir localiser les sources à une fréquence f . En réalité, on opère sur des signaux limités à une bande B étroite, centrée sur f , en considérant que les intensités des sources sont caractérisées par les valeurs moyennes de leurs densités spectrales dans la bande B . La mesure des densités interspectrales entre signaux de sortie des capteurs se ramène alors pratiquement à celle des énergies complexes d'interaction entre ces signaux, dans la bande B et sur la durée T d'observation choisie. Pour avoir une bonne estimation de ces grandeurs, il faut opérer avec un produit BT de valeur élevée (au moins égal à 100).

La bande B est limitée par la condition que les déphasages de propagation entre capteurs ne varient pas sensiblement dans la bande, ce qui revient à dire que le retard de propagation maximal entre capteurs doit être négligeable devant l'inverse de la bande B . On a donc à respecter la double inégalité :

$$(1) \quad T \gg \frac{1}{B} \gg \frac{L}{c} \sin \theta_{\max}$$

θ_{\max} étant l'écart angulaire maximal des sources par rapport à la normale au réseau, en pratique limité par la directivité des voies (cf. fig.1b).

3. METHODE D'ESTIMATION NON-LINEAIRE DE PARAMETRES.

Postulant que le champ d'observation délimité par le diagramme de directivité des voies ne contient que deux sources A et B de directions θ_a et θ_b et d'intensités s_a et s_b (à la fréquence f choisie), on a quatre inconnues, ou même seulement

trois, si l'on se contente du rapport s_a/s_b . La mesure des densités interspectrales γ_{kl} (scalaires complexes) entre les signaux des trois voies de la figure 1 (notées 0,1 et 2) fournit neuf données, à savoir trois réelles γ_{00} , γ_{11} et γ_{22} et trois complexes γ_{01} , γ_{02} et γ_{12} . En pratique, il est impossible de rendre exactement égaux les gains complexes de voies et on a donc intérêt à utiliser comme observable, non pas la matrice $\Gamma = [\gamma_{kl}]$ des densités interspectrales, mais la matrice $C = [C_{kl}]$ des coefficients de cohérence complexe définis par :

$$(2) \quad C_{kl} = \frac{\gamma_{kl}}{\sqrt{\gamma_{kk} \gamma_{ll}}} ; (C_{kk} = 1, \forall k).$$

On montre [3] que ceci a pour effet d'éliminer l'influence des modules des gains de voies ; il reste seulement à égaliser les déphasages des voies, ce qui est relativement aisé dans une bande B étroite, surtout si les capteurs sont à large bande.

On dispose donc de trois données complexes : C_{01} , C_{02} et C_{12} , c'est-à-dire de six données réelles, qui sont des fonctions non-linéaires des inconnues, lesquelles sont, par exemple $(\sin \theta_a + \sin \theta_b)/2$ quantité qui caractérise la direction moyenne des deux sources, $(\sin \theta_a - \sin \theta_b)/2$, qui caractérise leur écart angulaire, et le rapport s_a/s_b .

On est donc en présence d'un système non-linéaire comportant plus d'équations que d'inconnues, qu'on peut résoudre par les moindres carrés au moyen d'un algorithme de recherche itératif, ou par les moindres carrés pondérés par l'inverse de la matrice de covariance des erreurs, si on peut en avoir une estimation (méthode du maximum de vraisemblance).

Dans l'hypothèse "capteurs équidistants et ondes planes" on a théoriquement $C_{01} = C_{12}$ et, plus généralement pour un nombre quelconque de voies, on a $C_{kl} = C_{l-k}$ (la matrice C est de type TOEPLITZ). L'expression générale de C_{kl} est :

$$(3) \quad C_{kl} = \sum_{p=1}^n s_p \exp \left[j 2\pi (l-k) \frac{D}{\lambda} \sin \theta_p \right],$$

où n est le nombre des sources, dont les intensités normalisées respectives sont notées s_p et les directions θ_p .

Notons que les intensités normalisées des sources apparaissant dans l'expression des cohérences complexes satisfont la relation :

$$(4) \quad \sum_{p=1}^n s_p = 1 ; \text{ pour deux sources : } s_a + s_b = 1.$$



Le même type d'équations se rencontre dans l'analyse de raies spectrales à partir de valeurs équidistantes de la fonction de corrélation ; PISARENKO [4] a donné une méthode de résolution d'un tel système d'équations.

Dans le cas de deux sources et de trois voies, on montre [2, 3] qu'il existe une solution directe qui présente l'avantage considérable de fournir le résultat en un temps très court (inférieur à 1 seconde avec le calculateur de bureau HP. 9815 que nous avons utilisé pour traiter les données en temps réel).

Si on pose

$$(5) \begin{cases} C_{01} = x_{01} + jy_{01} = C_{12} & , C_{02} = x_{02} + jy_{02} \\ \alpha = \frac{\pi D}{\lambda} (\sin \theta_a + \sin \theta_b) & , \beta = \frac{\pi D}{\lambda} (\sin \theta_a - \sin \theta_b) \end{cases}$$

(α est le déphasage moyen de propagation des deux sources entre deux voies successives et β le demi-écart de phase), la solution directe est

$$(6) \begin{cases} \operatorname{tg} 2\alpha = \frac{2x_{01}y_{01} - y_{02}}{x_{01}^2 - y_{01}^2 - x_{02}} \\ \cos 2\beta = x_{02} \cos 2\alpha + y_{02} \sin 2\alpha \\ A_a = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{y_{02} \cos 2\alpha - x_{02} \sin 2\alpha}{\sin 2\beta} \right) \end{cases}$$

En fait, les quantités complexes C_{01} et C_{12} mesurées expérimentalement ne sont jamais égales pour diverses raisons ; en particulier, les centres de phase des groupements de capteurs ne sont pas parfaitement connus, ni la longueur d'onde qui, de plus, varie d'un point à un autre, car le milieu est rarement homogène. On améliore la précision en prenant pour C_{01} la moyenne entre C_{01} et C_{12} .

L'étude du système d'équations à résoudre (du type de l'équation (3)) montre qu'on peut aussi prendre comme inconnue supplémentaire le rapport de la quantité $(D/\lambda)_{01}$ relative à la paire de voies 0-1 à la quantité $(D/\lambda)_{12}$ relative à la paire 1-2. Cependant, la résolution du système exige alors l'emploi d'une méthode de recherche itérative des solutions (nous avons utilisé avec succès celle de NEWTON, utilisant les dérivées partielles des données C_{kl} par rapport aux inconnues).

La théorie montre [5] que le pouvoir séparateur angulaire caractérisant une telle méthode d'estimation de paramètres dépend essentiellement du niveau de bruit ou d'incertitudes de mesure. Ce pouvoir séparateur peut être défini comme étant la valeur particulière τ_0 de l'écart angulaire $\tau = \theta_a - \theta_b$, telle que le carré de cet écart égale la variance de l'estimation de τ . On montre que cette variance varie comme $1/\tau^2$.

Si on applique les formules de résolution (6), on trouve [3], dans l'hypothèse où les erreurs affectant les données sont décorréelées et de même écart-type σ , un pouvoir séparateur angulaire valant :

$$(7) \quad \tau_0 = \frac{\lambda}{2\pi D} \sqrt{\sigma} \quad (\text{radians}).$$

Pour la configuration à 3x4 capteurs de la fig. 1a, pour laquelle $D/\lambda = 2,27$, ceci donne $\tau_0 \approx 4\sqrt{\sigma}$ en degrés. Supposons que les cohérences complexes C_{kl} , dont le module est peu différent de 1, soient estimées avec un écart-type $\sigma = 0,05$, le pouvoir séparateur vaut alors $\tau_0 = 0,2$ degré.

4. METHODE DU FILTRAGE ADAPTE DISCRET.

Contrairement à la méthode précédente, on cherche à réaliser une analyse continue du champ angulaire observé, décrit par une fonction $A(\nu)$ à valeurs réelles positives (cf. par. 2), sans faire l'hypothèse que ce champ ne contient que des sources ponctuelles en nombre fini. En pratique, on échantillonne le champ angulaire en un certain nombre de directions rapprochées, dans lesquelles on cherche à estimer l'intensité du rayonnement incident.

Pour chaque direction, on applique au vecteur formé par les signaux de sortie des voies (quantités complexes mesurées à la fréquence f) un filtrage adapté discret dont le but est de favoriser au mieux la direction d'analyse au détriment de toutes les autres, considérées comme parasites ; c'est la méthode connue qui a été proposée par MERMOZ [6] pour le traitement optimal d'antenne en détection. Dans le cas présent, il s'agit non pas de détecter, mais d'estimer l'intensité du rayonnement (énergie, puissance moyenne ou variance) provenant de la direction d'analyse ; on fait donc suivre le filtrage linéaire adapté d'une opération de quadrature-intégration.

On peut montrer que [7] que l'ensemble du traitement revient à calculer, pour chaque direction analysée, l'inverse d'une forme quadratique selon la formule suivante:

$$(8) \quad \hat{A}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{u}^T(\theta) \mathbf{T}^{-1} \mathbf{u}(\theta)}$$

où $\hat{A}(\theta)$ est l'estimation de l'intensité dans la direction θ , \mathbf{T} la matrice interspectrale mesurée, à la fréquence f , à la sortie des voies, et $\mathbf{u}(\theta)$ le vecteur unitaire directionnel correspondant à cette direction. Pour K voies dont les centres de phase sont espacés de D , ce vecteur s'écrit

$$(9) \quad \mathbf{u}(\theta) = \frac{1}{\sqrt{K}} \left[\exp(j2\pi k \frac{D}{\lambda} \sin \theta) \right]_{K \times 1}, \quad k \in [0, K-1].$$

Les données expérimentales sont contenues dans la matrice



Γ , qui n'est à inverser qu'une fois et qui peut être avantageusement remplacée par la matrice C des cohérences complexes (cf. § 3).

La formule (8) est, en fait, celle qu'a établie LACOSS [8] pour l'analyse spectrale sous le nom "d'estimateur du maximum de vraisemblance".

Il est clair que cette méthode n'est pas particulièrement bien adaptée au repérage de sources ponctuelles, lesquelles risquent de passer inaperçues si l'échantillonnage angulaire n'est pas assez fin ; on la réservera donc plutôt à l'analyse de champs continus ou composés d'un grand nombre de sources. Il est néanmoins intéressant d'évaluer la finesse d'analyse qu'elle procure en étudiant la réponse angulaire qu'elle donne en présence d'une source ponctuelle unique ; dans ce cas, la matrice Γ est de rang 1 et ses éléments diagonaux représentent "l'intensité" μ_s du rayonnement de la source à la fréquence f (ou dans une bande B étroite autour de f), telle qu'on l'observe à la sortie des voies (supposées identiques). Supposons l'existence d'un bruit parasite décorrélé entre voies, se traduisant par une "intensité" μ_B s'ajoutant aux termes μ_s de la diagonale principale et définissons un rapport signal à bruit $R = \mu_s / \mu_B$. Alors on montre [7] que la réponse angulaire $\Delta_{FA}(\theta)$ du filtre adapté s'exprime en fonction de la réponse $\Delta_{VP}(\theta)$ de la voie préformée classique réalisée avec les mêmes capteurs, par la relation

$$(10) \quad \Delta_{FA}(\theta) = \frac{1}{1 + R [1 - \Delta_{VP}(\theta)]}$$

Ainsi, lorsque la réponse de la voie préformée vaut 1/2 (niveau -3 dB du diagramme de directivité), la réponse du filtre adapté vaut $2/(2+R)$, ce qui montre que cet estimateur est beaucoup plus directif que l'antenne classique, pour peu que le bruit parasite soit faible. Lorsque le bruit parasite tend vers zéro (plus généralement lorsque la matrice Γ tend vers une matrice de rang 1), la réponse du filtre adapté tend vers un DIRAC. Cependant, si le bruit est faible, la matrice Γ est très mal conditionnée et difficile à inverser.

5. DISPOSITIFS DE TRAITEMENT.

Comme indiqué au § 2, la mesure des densités interspectrales entre signaux de voies à la fréquence f est ramenée à celle des énergies complexes d'interaction dans une bande B étroite centrée sur f , ce qui simplifie notablement le traitement. Le schéma de principe d'un module de traitement pour une paire de voies

est donné par la figure 2 ; ce module fournit la partie réelle et la partie imaginaire de l'énergie d'interaction. Les signaux sont supposés à bande limitée B , ou qu'ils le soient naturellement à l'émission, ou qu'on ait équipé chaque voie d'un filtre de bande.

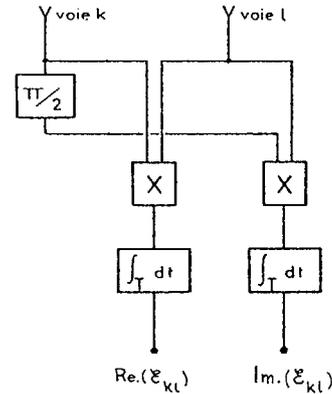


FIG. 2 - Module de traitement pour la mesure des énergies complexes d'interaction entre voies (signaux supposés filtrés à bande étroite)

Enfait, il est difficile de réaliser des filtres de voies rigoureusement identiques. C'est pourquoi la solution plus complexe représentée sur la figure 3 peut paraître préférable : elle consiste à extraire tout d'abord les composantes BF en quadrature par détecteurs synchrones. La bande passante HF est alors limitée par les filtres passe-bas placés en sortie des multiplieurs et la fréquence centrale f peut être aisément modifiée au moyen de l'oscillateur de référence. En procédant par échantillonnage et multiplexage des signaux, on réduit notablement le nombre d'éléments tels que filtres ou multiplieurs et on garantit une meilleure similitude des voies.

Le dispositif d'ensemble que nous avons utilisé [9]

est représenté sur la figure 4 ; il comportait :

- douze préamplificateurs d'hydrophones, munis de réglages de gain et de phase afin de rendre les canaux aussi identiques que possible ;
- trois sommateurs pour la formation des voies, spécialement étudiés pour assurer l'identité des voies ;
- trois convertisseurs analogique-numérique de 12 bits dont les sorties multiplexées en temps étaient connectées aux éléments de déphasage, de multiplication et d'intégration, conformément au schéma de principe de la figure 2.

En choisissant une fréquence d'échantillonnage quatre fois supérieure à la fréquence centrale $f = 5$ kHz des signaux reçus, il a été possible de réaliser, avec une approximation suffisante pour la bande de 200 Hz utilisée, le déphasage de $\pi/2$ par simple retard d'un



pas d'échantillonnage.

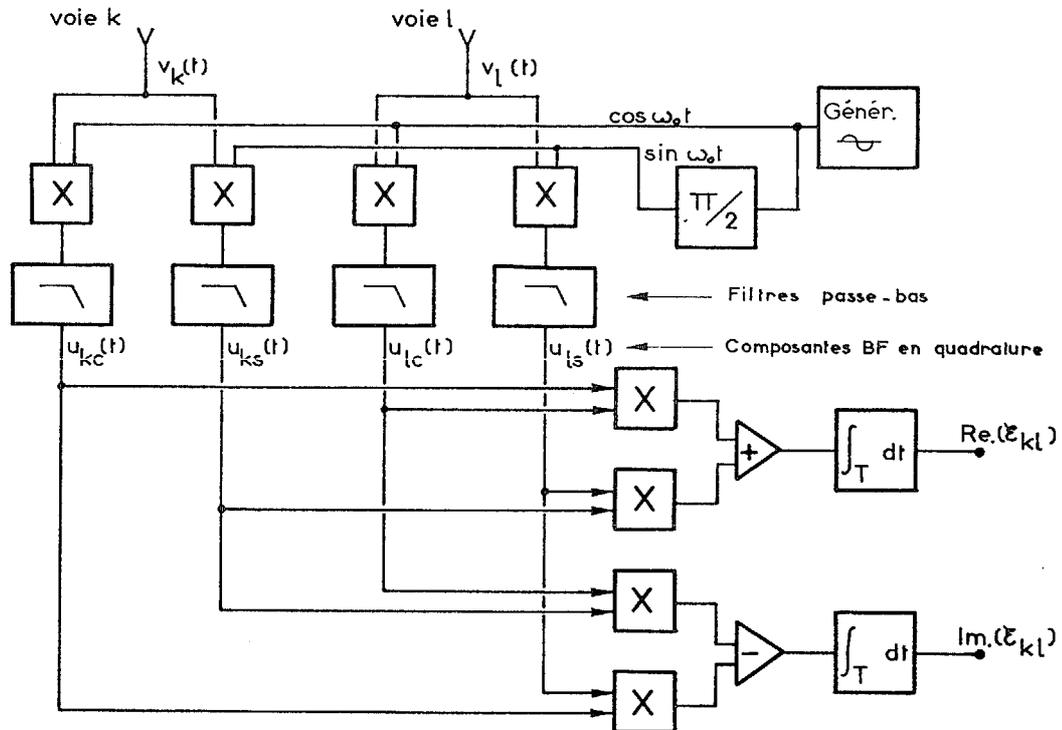


FIG. 3 - Module de traitement opérant au moyen des composantes BF en quadrature des signaux de voies.

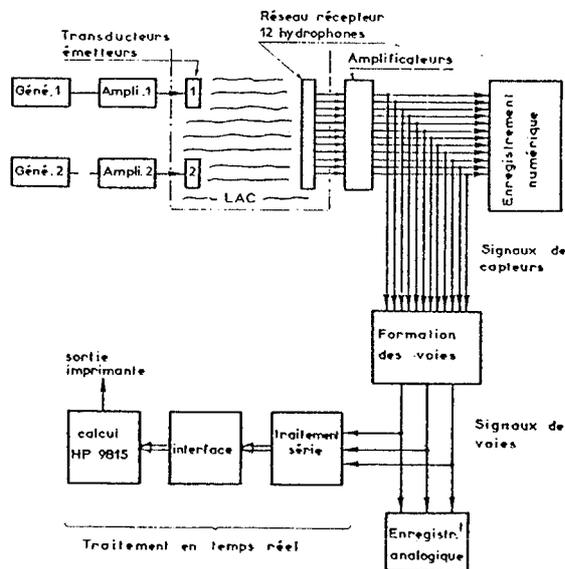


FIG. 4 - Schéma d'ensemble du dispositif expérimental.

L'ensemble des traitements numériques subséquents (multiplications et accumulations temporelles pour obtenir les neuf éléments réels caractérisant la matrice interspectrale hermitienne) ont été réalisés au moyen des modules de traitement à transmission - série imaginée par LIENARD [10].

Les neuf données obtenues étaient traitées en temps réel par la méthode de résolution du § 3 au moyen d'une

calculatrice programmable HP.9815.

Enfin, les douze signaux de capteurs et les trois signaux de voies ont été enregistrés pour traitements en temps différé.

6. RESULTATS EXPERIMENTAUX.

Parmi un grand nombre d'essais effectués dans diverses conditions [11], nous choisissons un exemple typique montrant que deux sources, dont l'écart angulaire (environ 2 degrés) est sensiblement inférieur à la largeur du lobe de directivité qu'aurait l'antenne formée avec l'ensemble des capteurs (près de 8 degrés à -3 dB) peuvent facilement être séparées.

Dans cet exemple, la configuration du réseau était celle de trois groupements de quatre capteurs représentée fig. 1, avec $D/\lambda = 2,27$. Les signaux émis étaient des bruits blancs limités à une bande de 200 Hz et le temps d'intégration était de 1 seconde ; la double condition (1) était donc assez bien respectée. Les sources étaient à $9^{\circ}17'$ et $7^{\circ}06'$ de l'axe du réseau.

La figure 5 indique les résultats obtenus par la méthode d'estimation de paramètres du § 3 (résolution directe par les équations 4 et 5) en prenant pour C_{01}

la moyenne entre C_{01} et C_{12} . Afin d'éviter l'ambiguïté relative à l'angle α (qui n'est connue que par la valeur de $\tan 2\alpha$), cet angle a été minimisé en "pré-orientant" l'antenne dans la direction 8° , par application d'une transformation numérique adéquate aux cohérences complexes. Cela implique, en fait, que l'on procède à un repérage grossier des sources avant d'appliquer les formules de résolution.

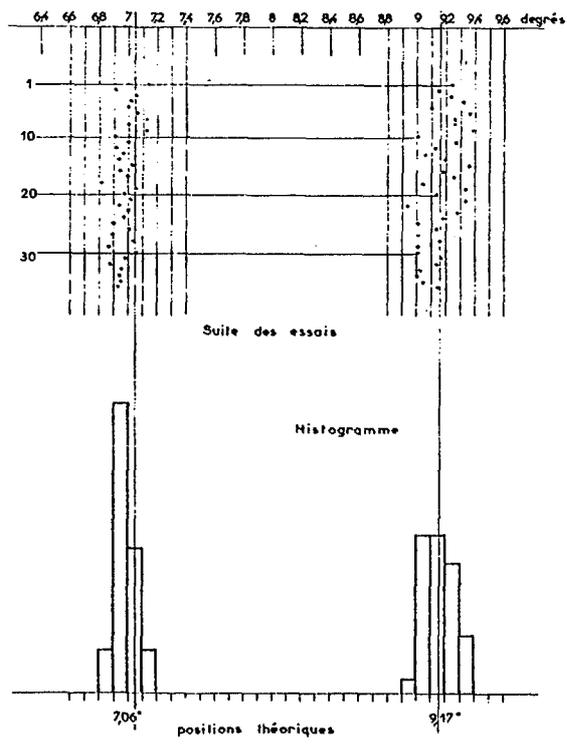


FIG. 5 - Repérage de deux sources de bruit non-corrélées au moyen de trois voies de quatre capteurs. Résultats de 36 essais successifs de 1 seconde (bande passante : 200 Hz).

Sur un ensemble de 36 épreuves, on a obtenu :

- pour la source A, une direction moyenne de $9^\circ,16$ avec un écart-type de $0^\circ,13$;
- pour la source B, une direction moyenne de $6^\circ,98$ avec un écart-type de $0^\circ,08$;
- un écart-type de 0,05 pour l'intensité relative de la source A (voisine de 0,5).

Par une méthode de résolution itérative incluant comme inconnue supplémentaire le rapport $k = (D/\lambda)_{01} / (D/\lambda)_{12}$ on a observé une légère réduction des écarts-types ($0^\circ,10$ pour la source A et $0^\circ,07$ pour la source B) et on a trouvé pour k une moyenne de 1,074 avec un écart-type de 0,085 (alors que k devrait théoriquement être égal à 1).

Ces résultats et d'autres similaires nous amènent à conclure :

- que les centres de phase des groupements de capteurs ne sont pas exactement connus (ils ne se confondent avec les centres géométriques que si les capteurs ont exactement le même gain complexe et si le milieu est homogène) ;
- que la longueur d'onde moyenne varie au cours du temps, mais que, de plus, elle varie d'un point à l'autre du réseau (le milieu est manifestement inhomogène) ;
- qu'une valeur de 200 pour le produit BT est apparue suffisante pour estimer correctement les énergies d'interaction, les fluctuations résiduelles provenant des irrégularités de propagation.

Avec un temps d'intégration beaucoup plus court, (0,05 seconde, donnant un produit BT de 10), les écarts-types étaient nettement plus grands, mais les sources encore nettement séparables.

Avec un temps d'intégration beaucoup plus long, on moyenne les fluctuations du milieu, mais l'optimum reste à déterminer et la difficulté est d'estimer correctement la longueur d'onde moyenne pendant la durée de l'essai.

La fig. 6 donne, pour l'une des épreuves de la figure 5, la réponse angulaire obtenue par filtrage adapté discret, comparativement à celle que donnerait la voie préformée constituée avec les douze capteurs (courbe en tiretés).

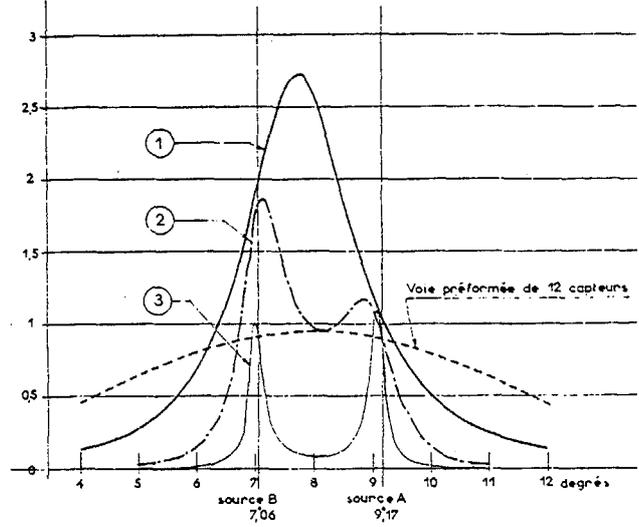


FIG. 6 - Traitement de l'une des épreuves de la fig. 5 par filtrage adapté discret des trois voies.

La courbe (1), obtenue en utilisant la matrice C telle qu'elle était observée, dénote une finesse d'analyse insuffisante. Ceci prouve que la matrice n'est pas de rang 2, comme elle devrait l'être théoriquement pour deux sources ponctuelles (donc que le niveau de



bruit est trop élevé). Le calcul de ses valeurs propres a donné les résultats suivants :

$$\lambda_1 = 2,867 \quad ; \quad \lambda_2 = 0,1212 \quad ; \quad \lambda_3 = 0,0113.$$

On vérifie aisément que le vecteur propre associé à λ_1 caractérise approximativement la direction moyenne des deux sources. La deuxième valeur propre est représentative de leur écart angulaire ; on constate par simulation numérique qu'elle diminue simultanément avec cet écart, ce qui donne une évaluation du pouvoir séparateur angulaire limite. On peut estimer, en effet, que les sources ne sont plus séparables lorsque cette deuxième valeur propre tend à être du même ordre de grandeur que la troisième, qui est parasite. Dans l'exemple ci-dessus, on est donc encore loin de la limite de résolution.

Afin d'améliorer la finesse d'analyse, nous avons traité la matrice C de manière à la rapprocher d'une matrice de rang 2. Par exemple, la courbe (2) a été obtenue en retranchant la quantité 0,011 (presque égale à λ_3) des éléments de la diagonale principale, ce qui a pour effet de réduire d'autant les trois valeurs propres. La courbe (3) correspond à une matrice C de laquelle on a retranché la matrice de rang 1 : $\lambda_3 u_3 u_3^+$, u_3 étant le vecteur propre unitaire associé à λ_3 . La matrice résultante aurait dû être de rang 2 ; en fait, les erreurs d'arrondis ont laissé subsister une valeur de λ_3 de l'ordre de 10^{-11} . Dans ce dernier cas, les hauteurs des maximums sont entachées d'erreur, car la matrice est très mal conditionnée.

CONCLUSION.

Des deux méthodes que nous avons testées pour repérer deux sources non-corrélées au moyen de trois groupements de capteurs, celle consistant à estimer les paramètres des sources à partir de la matrice interspectrale 3×3 , par résolution d'un système d'équations non-linéaires, est manifestement la mieux adaptée au problème posé. Le pouvoir séparateur angulaire n'est limité que par la dispersion des estimations angulaires, due essentiellement aux inhomogénéités et à la turbulence du milieu ; de plus, des erreurs de biais résultent d'incertitudes sur la position exacte des centres de phase des groupements et sur la valeur moyenne de la longueur d'onde, qui varie dans le temps. Ces effets perturbateurs pourraient être compensés dans une certaine mesure si on disposait à tout instant d'une estimation des espacements entre centres de phase, évalués en longueurs d'onde, ce qui est concevable à l'aide d'un signal de référence auxiliaire.

Pour un réseau d'environ 6λ et deux sources espacées de 2° , nous avons relevé des écarts-types angulaires de l'ordre de $0^\circ,1$, d'où il résulte que la limite de résolution se situait aux environs de $0^\circ,5$, puisque l'écart-type varie comme l'inverse de l'espacement angulaire des sources.

La méthode d'analyse angulaire par filtrage adapté discret, bien que convenant assez mal au cas de sources ponctuelles, donne néanmoins des résultats assez satisfaisants, si on traite la matrice d'ordre 3 de manière à la rendre pratiquement de rang 2. Le temps de calcul est cependant beaucoup plus long, car il faut balayer tout le champ pour trouver les sources. De toute manière, si les perturbations sont modérées, elle donne une directivité angulaire nettement meilleure qu'une voie préformée classique.

BIBLIOGRAPHIE.

- [1] A. HELLION, J. LARCHER, P. NINGRE - Traitement spatio-fréquentiel des signaux reçus en acoustique aérienne, contraintes imposées par la propagation aléatoire du son dans l'atmosphère : application à l'imagerie acoustique des bruiteurs. 6è Coll. GRETSI, Nice, Avril 1977, 41/1-41/8.
- [2] J. MUNIER - Imagerie acoustique de sources ponctuelles. Résolution de sources rapprochées. Coll. EUROMECH 94, Marseille, 1977 (Rap. CEPHAG 42/77)
- [3] J. MUNIER - Repérage angulaire de deux sources ponctuelles non-corrélées au moyen de trois capteurs alignés équidistants. Rapport CEPHAG 28/78.
- [4] V.F. PISARENKO - The retrieval of harmonics from a covariance function. Geophys. J.R. Astr. Soc., 33, 1973, 347-366
- [5] J. MUNIER - Pouvoir séparateur en estimation non-linéaire en présence de bruit faible. 6è Colloque GRETSI, Nice, Avril 1977, 20/1-20/8.
- [6] H. MERMOZ - Essai de synthèse sur les antennes de détection optimales et adaptatives. Ann. Télécomm., 25, Juil.-Août 1970, 269-280 (Cette référence contient la bibliographie antérieure de l'auteur sur le même sujet).
- [7] J. MUNIER - Le filtrage adapté discret. Application à l'analyse de signaux vectoriels composites. Rapport CEPHAG 7/79.
- [8] R.T. LACOSS - Data adaptive spectral analysis methods. Geophysics, 36, Aug. 1971, 661-675.
- [9] J. MUNIER, B. FAURE, G. CORDELLIS, C. BARD - Programme d'essais de repérage angulaire de deux sources en acoustique sous-marine. Rapport CEPHAG 17/78
- [10] J. LIENARD - Conception d'un ensemble modulaire de traitement numérique du signal. 7è Colloque GRETSI, Nice, 1979.
- [11] B. FAURE - Repérage angulaire de deux sources en acoustique sous-marine. Compte rendu et premiers résultats. Rapport CEPHAG 26/78.