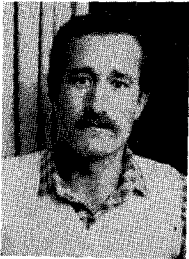


# Localisation de sources avec estimation

## de la forme d'antenne

Localization of sources with estimation

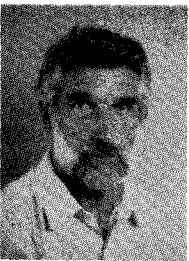
of the antenna shape



### Salah BOURENNANE

CEPHAG, BP n° 46, 38402 SAINT-MARTIN-D'HÈRES.

Diplôme d'ingénieur d'état en électronique de l'Université de Sétif (Algérie) en 1985, DEA en Automatique et Traitement du Signal de l'INPG en 1986, prépare actuellement une thèse de Doctorat nouveau régime à l'INPG. Ses travaux de recherche concernent l'analyse spectrale et le traitement d'antenne.



### Bernard FAURE

CEPHAG, BP n° 46, 38402 SAINT-MARTIN-D'HÈRES.

Études supérieures à l'Université de Grenoble. Docteur d'Université. Travaille au CEPHAG dans le domaine du traitement numérique des signaux appliqués essentiellement à l'acoustique sous-marine. S'intéresse actuellement à la modélisation des surfaces d'onde.



### Patrick GOUNON

CEPHAG, BP n° 46, 38402 SAINT-MARTIN-D'HÈRES.

Né en 1962. Maîtrise de Géophysique, DEA de Géophysique en 1985 à Grenoble. Prépare actuellement une thèse de Doctorat nouveau régime à l'INPG. Ses travaux de recherche concernent la sismique, l'acoustique sous-marine et le traitement d'image.



### Jean-Louis LACOUME

CEPHAG, BP n° 46, 38402 SAINT-MARTIN-D'HÈRES.

Ancien élève de l'École Normale Supérieure, Agrégé de Physique (1964), Docteur ès Sciences (1969), Professeur à l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Directeur du CEPHAG. Domaine de recherche : Géophysique : étude de l'environnement ionisé de la terre par sondage électromagnétique, Traitement du Signal : Analyse spectrale et interspectrale, applications en Instrumentation, Acoustique Sous-Marine, Géophysique.

## RÉSUMÉ

On s'intéresse dans cette étude à la détection et à la localisation de sources en acoustique sous-marine à l'aide d'une antenne longue tractée.

Nous présentons tout d'abord un traitement permettant d'estimer la surface d'onde du signal reçu sur le réseau. Si au cours de l'expérimentation on utilise une source forte connue, on peut en déduire la forme d'antenne. Cette information permet de redonner à l'antenne son gain maximal par exemple en reconstituant une antenne rectiligne, ce qui facilite l'utilisation des méthodes de traitement d'antenne classiques.

Cette phase d'apprentissage effectuée, il est alors possible de détecter et de localiser des sources secondaires. Pour cela, nous rappelons les critères de détection AIC et MDL utilisés afin de déterminer le nombre de sources présentes à la fréquence d'analyse. Puis nous décrivons brièvement la méthode de localisation de type MUSIC utilisée pour identifier ces sources supposées à bande étroite et situées à grande distance du réseau de réception.

Nous appliquons cette suite de traitements sur des signaux expérimentaux. Les résultats obtenus sont comparés à ceux provenant de la transformée de Fourier bidimensionnelle. Les résultats de ce mode de représentation spatio-temporel, dont on donne rapidement un rappel théorique, confirment l'importance de la connaissance de la forme d'antenne.

## MOTS CLÉS

Localisation, détection, surface d'onde, gain, antenne rectiligne, déformations d'une antenne, transformation de Fourier bidimensionnelle.

## SUMMARY

*This paper deals with the problem of detecting multiple narrow-band sources and estimating their angles of arrival using the signals received on a large moving array in underwater acoustic passive listening.*

*We describe a preliminary process leading to estimate the array deformation during the experiment, in the case where a dominant known source is available. This result provides the antenna with its maximum gain and permits to reconstruct the line-array antenna underlying most array processing methods.*

*Afterwards we can estimate the number of secondary sources and their location. After recalling the AIC and MDL detection criteria, we briefly describe the MUSIC algorithm that we use to identify the sources supposed narrow-band and far from the reception array.*

*Finally, we apply this processing to experiment data. The results are compared with those, provided by the two-dimensional-Fourier Transform. This spatio-temporal representation points out that knowledge of the geometry of the receiving antenna is very important.*

## KEY WORDS

*Locating, detection, wave surface, gain, line array, flexible antenna, two-dimensional Fourier transform.*

## 1. Introduction

Les méthodes classiques de traitement d'antenne [MUNIER87], imposent en général des hypothèses sur le milieu de propagation d'une part et sur l'antenne de réception d'autre part. Celle-ci est supposée très souvent rectiligne tout au long de l'expérimentation. Ceci n'est pas forcément vérifié lorsqu'il s'agit d'une antenne longue, souple et tractée de type flûte sismique. Il est donc important, dans ce cas, de pouvoir estimer la forme de l'antenne. Si cela est possible, on peut compenser les retards relatifs entre capteurs de manière à obtenir une antenne rectiligne ou bien les utiliser dans les traitements ultérieurs.

Les traitements classiques sont alors plus correctement menés. Dans le cas d'une expérimentation en mer, telle que celle qui a servi de support à cette étude, on peut dissocier le traitement en deux étapes : (a) une phase d'apprentissage ayant pour but l'obtention de la forme de l'antenne; ceci a été possible, dans la campagne de mesures citée, grâce à la présence d'une source connue émettant un signal connu dans

la bande 40 à 125 Hz et située pratiquement sur la normale au réseau à une distance de 250 km.

(b) une phase de détection et de localisation des sources secondaires (autres que la source connue).

Nous mettons en évidence l'intérêt de la connaissance de la forme d'antenne en chiffrant le gain du traitement. Pour cela on utilise d'une part les méthodes classiques de traitement d'antenne et d'autre part la représentation spatio-temporelle donnée par la Transformée de Fourier bidimensionnelle. Ces deux méthodes sont alors appliquées soit directement sur les signaux reçus, soit sur les signaux recalés de façon à compenser la forme de l'antenne.

Pour les différentes étapes des traitements proposés, nous avons utilisé entre autres les éléments propres de la matrice interspectrale des signaux reçus.

## 2. Utilisation de la matrice interspectrale

### 2.1. RAPPEL DE LA MATRICE INTERSPECTRALE

Soit  $\underline{r}(t) = [r_1(t) \dots r_N(t)]^T$  les signaux reçus sur les N capteurs de l'antenne

$$\text{TF} [\underline{r}(t)] = \underline{R}(v) = [R_1(v) \dots R_N(v)]^T$$

que l'on peut écrire :

$$(1) \quad \underline{R}(v) = \underline{A}(v) \underline{E}(v) + \underline{B}(v)$$

où  $\underline{E}(v) = \text{TF} [e(t)]$  représente les signaux émis par  $p$  sources;  $\underline{A}(v) = [\underline{A}_1(v) \dots \underline{A}_p(v)]$  la matrice de transfert entre les  $p$  sources et les  $N$  capteurs; et  $\underline{B}(v) = \text{TF} [b(t)]$  est le vecteur des bruits additifs dus au milieu de propagation.

Nous supposons que :

- Les  $p$  sources ( $p < N$ ) sont situées à grande distance de l'antenne de réception pour justifier le modèle onde plane.
- Les signaux émis sont à bande étroite, stationnaires au second ordre, centrés et indépendants des bruits additifs dus au milieu.
- Les bruits additifs sont stationnaires au second ordre, indépendants entre eux et de même puissance.
- $e(t)$  et  $b(t)$  sont des vecteurs aléatoires.

En multipliant (1) par son transposé conjugué puis en prenant l'espérance mathématique de cette nouvelle expression, on obtient :

$$\underline{\gamma}(v) = \underline{A}(v) \underline{\gamma}_e(v) \underline{A}^+(v) + \underline{\gamma}_b(v) \\ = \underline{A}(v) \underline{\gamma}_e(v) \underline{A}^+(v) + N_0(v) \underline{I}$$

où les matrices  $\underline{\gamma}(v)$ ,  $\underline{\gamma}_e(v)$  et  $\underline{\gamma}_b(v)$  sont respectivement les matrices interspectrales des signaux reçus, des signaux émis et des bruits additifs,  $\underline{I}$  est la matrice identité et  $N_0(v)$  la densité spectrale des bruits sur chaque capteur.

## 2.2. ESTIMATION DE LA SURFACE D'ONDE REÇUE SUR L'ANTENNE

Dans le cas de la connaissance d'une source suffisamment puissante pour la considérer comme unique, il est possible d'estimer la surface d'onde relative à cette source principale reçue sur l'antenne, en considérant les phases du vecteur propre associé à la plus grande valeur propre de la matrice interspectrale des signaux reçus.

On se place dans les mêmes hypothèses que précédemment et l'on suppose que le rapport signal sur bruit à la fréquence  $F$  correspondant à la source principale est grand.

Dans ces conditions, la matrice  $\underline{\gamma}(v)$  est estimée par :

$$\underline{\gamma}(v) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \underline{R}_1(v) \underline{R}_1^+(v); \text{ matrice hermitienne}$$

+ désigne le vecteur complexe transposé conjugué.  $L$  représente le nombre de réalisations indépendantes. La décomposition spectrale de  $\underline{\gamma}(v)$  est :

$$\underline{\gamma}(v) = \underline{V}(v) \underline{\Lambda}(v) \underline{V}^+(v) \\ \underline{V}(v) = [v_1(v) \dots v_N(v)]$$

la matrice des vecteurs propres normés de  $\underline{\gamma}(v)$ ;

$$\text{et } \underline{\Lambda}(v) = \text{diag} [\lambda_1(v) \dots \lambda_N(v)]$$

la matrice des valeurs propres réelles de  $\underline{\gamma}(v)$ .

L'ensemble des vecteurs propres constitue une base orthonormée sur laquelle la projection du vecteur des observations s'écrit [LACOUME87] :

$$\underline{R}(v) = \sum_{i=1}^N \underline{V}_i^+(v) \underline{R}(v) \underline{V}_i(v).$$

Si l'on tient compte des hypothèses faites précédemment :

(a) une source dominante à  $v=F$

$$\underline{R}(F) = \underline{V}_1^+(F) \underline{R}(F) \underline{V}_1(F) + \sum_{i=2}^N \underline{V}_i^+(F) \underline{R}(F) \underline{V}_i(F) \\ \underline{R}(F) = \underline{R}_s(F) + \underline{R}_b(F)$$

où

$\underline{R}_s(F)$  : composante de l'observation vectorielle associée au signal.

$\underline{R}_b(F)$  : composante de l'observation vectorielle associée au bruit.

(b) Le rapport signal sur bruit est suffisamment grand à la fréquence émise  $v=F$  pour pouvoir négliger le terme associé au bruit  $\underline{R}_b(F)$

$$\underline{R}(F) \sim \underline{V}_1^+(F) \underline{R}(F) \underline{V}_1(F)$$

$$(2) \quad \underline{R}(F) \sim S \underline{V}_1(F)$$

$S$  : Amplitude du signal reçu sur l'antenne et porté par le vecteur  $\underline{V}_1$ , à la fréquence  $F$ .

L'expression (2) montre que toutes les informations sur la phase à la fréquence  $F$  du signal reçu sur les  $N$  capteurs données par la TF sont les mêmes (à une phase près) que celles des différentes composantes du vecteur principal de la matrice interspectrale.

Une étude antérieure [FAURE87], basée sur le tracé de la phase de la TF des signaux reçus sur chaque capteur, conduisait à la connaissance du front d'onde reçu sur l'antenne.

Nous présentons sur les figures 1 et 2 les résultats comparatifs obtenus par les deux méthodes. Celles-ci sont appliquées à des tranches temporelles de signal de durée 32 secondes chacune. Les deux exemples traités sont espacés de 21 minutes. Les résultats présentés concernent la surface d'onde reçue sur l'antenne.

Nous admettons que le retard de phase estimé est formé de trois termes :

- un terme linéaire en distance dû à l'écart angulaire entre la direction moyenne de l'onde (supposée plane) et l'antenne (supposée rectiligne);
- une correction due à la déformation de l'antenne;
- un terme résiduel aléatoire dû à la rugosité de l'onde incidente.

Dans [FAURE87] une méthode permettant de séparer ces diverses contributions a été présentée.

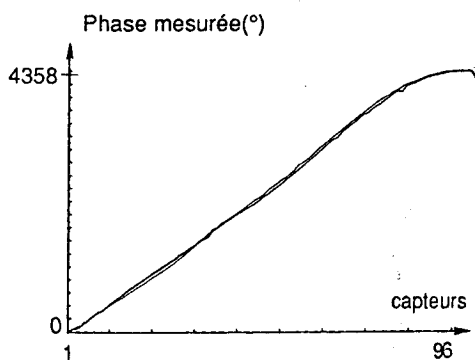


Fig. 1. - Surface d'onde reçue à l'instant  $t_0$ .

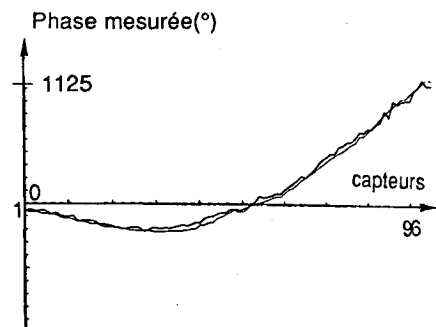
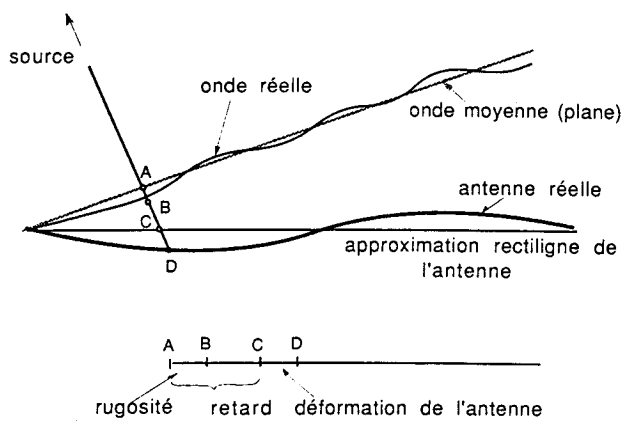


Fig. 2. - Surface d'onde reçue à l'instant  $t_0 + 21$  minutes.



2.3. DÉTECTION ET LOCALISATION DES SOURCES SECONDAIRES

(a) Critères de détection

Plusieurs critères de détection peuvent être utilisés mais nous ne retiendrons ici que les critères AIC et MDL [WAX85] qui permettent de détecter le nombre  $p$  de sources ou le rang de la matrice  $\underline{\gamma}_e(\nu)$ .

Ceux-ci ont pour expressions :

(i) critère AIC (Akaike Information Criterion) :

Il estime le nombre  $p$  de sources en minimisant par rapport à  $p$  l'expression

$$(3) \quad AIC(p) = L(N-p) \log \left[ \frac{MA}{MG} \right] + p(2N-p)$$

dans laquelle :

$$MA = \frac{1}{N-p} \sum_{i=p+1}^N \lambda_i(\nu)$$

$$MG = \left( \prod_{i=p+1}^N \lambda_i(\nu) \right)^{1/(N-p)}$$

MG et MA sont respectivement les moyennes géométrique et arithmétique des  $(N-p)$  dernières valeurs propres de  $\underline{\gamma}(\nu)$ .

(ii) critère MDL (Minimum Description Length) :

$$(4) \quad MDL(p) = L(N-p) \log \left[ \frac{MA}{MG} \right] + \frac{1}{2} p(2N-p) \log L.$$

L'expression (4) ne diffère de (3) que par le deuxième terme. Cela permet au critère MDL d'être plus consistant [WAX85] que le critère AIC. [Il converge vers le nombre  $p$  exact quand  $L$  devient grand alors que le critère AIC tend à surestimer le nombre  $p$  ( $p \rightarrow N-1$ ).].

(b) Localisation

Plusieurs méthodes de localisation peuvent être utilisées. Toutefois, nous avons retenu la méthode du goniomètre (MUSIC); [BIENVENU83] a présenté cette méthode qui utilise le sous-espace constitué de  $(N-p)$  derniers vecteurs propres associés aux  $(N-p)$  dernières valeurs propres de  $\underline{\gamma}(\nu)$  appelé sous-espace « bruit », et exploite la propriété d'orthogonalité entre ce sous-espace et son complément appelé sous-espace « signal ».

Soit

$$\underline{A}(\nu, \theta) = \frac{1}{\sqrt{N}} [1 e^{-j\varphi} \dots e^{-j(N-1)\varphi}]^T$$

avec  $\varphi = 2\pi\nu \frac{d}{c} \sin \theta$

le modèle théorique du vecteur directionnel des sources; à chaque fois que l'on a  $\theta = \theta_j$  avec  $j \in [1, p]$  (directions des  $p$  sources) l'inverse de la norme de sa projection sur le sous-espace bruit est maximale :

$$(5) \quad Q(\nu, \theta) = \left( \sum_{i=p+1}^N |\underline{Y}_i^+(\nu) \underline{A}(\nu, \theta)|^2 \right)^{-1}$$

Si, comme nous l'avons dit précédemment, le front d'onde n'est pas plan à cause de la forme de l'antenne, il est possible de corriger cette expression par une matrice de rotation  $\underline{C}(\nu)$  définie comme suit :

$$\underline{C}(\nu) = \text{diag} [e^{j 2\pi\nu\tau_i(\theta)}]$$

avec  $\tau_i(\theta)$  = retard de propagation du signal reçu sur le capteur  $i$  dû à la déformation d'antenne; il est une fonction de la direction.

Ce qui conduit à l'expression :

$$Q'(\nu, \theta) = \left( \sum_{i=p+1}^N |\underline{Y}_i^+(\nu) [\underline{C}(\nu) \underline{A}(\nu, \theta)]|^2 \right)^{-1}$$

## 3. Exploitation de l'étude et traitement des signaux expérimentaux

### 3.1. GAIN DU TRAITEMENT

Si l'on connaît les retards relatifs entre capteurs liés à la déformation de l'antenne, il est possible par compensation de les remettre en phase d'un bout à l'autre du réseau. Ceci contribue à l'amélioration du gain en détection. En effet, pour l'exemple traité, dont la surface d'onde reçue est présentée figure 1, après avoir séparé les trois contributions [FAURE87], on obtient la forme estimée de l'antenne dans le plan horizontal présentée figure 3.

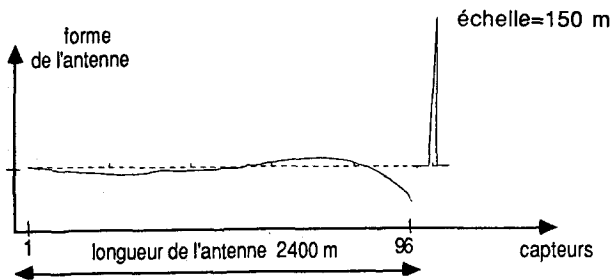


Fig. 3. — Forme de l'antenne.

Afin de chiffrer l'amélioration apportée par la connaissance de la forme de l'antenne, nous avons comparé le rapport signal sur bruit mesuré à la sortie de la formation de voies classique [BURDIC84] dans les deux cas suivant : tout d'abord sans connaissance de la forme de l'antenne, puis après avoir tenu compte de cette forme en traitant plus ou moins les signaux reçus. Les deux traitements peuvent être schématisés comme présenté figure 4. Dans les deux cas nous définissons le rapport signal sur bruit comme étant le rapport entre la puissance du signal observé en sortie de la formation de voies à la fréquence du signal émis (45 Hz) et la puissance moyenne du bruit mesurée au même instant sur une bande fréquentielle de 1 Hz (43, 44 Hz).

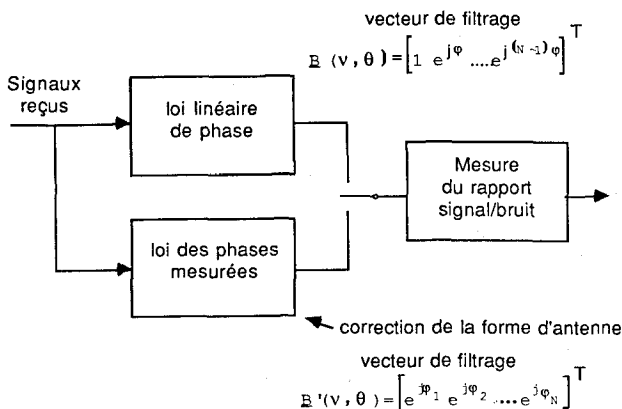


Fig. 4. — Synoptique des traitements.

Résultats obtenus : pour une analyse spatiale comprise entre  $-3$  et  $10^\circ$ , la formation de voies directe conduit à un rapport signal sur bruit maximal de

34 dB voir figure 5. Par contre, si en plus de la formation de voies, on compense les retards entre capteurs dus à la déformation de l'antenne, on obtient pour la même gamme d'analyse, un rapport signal sur bruit de 37 dB.

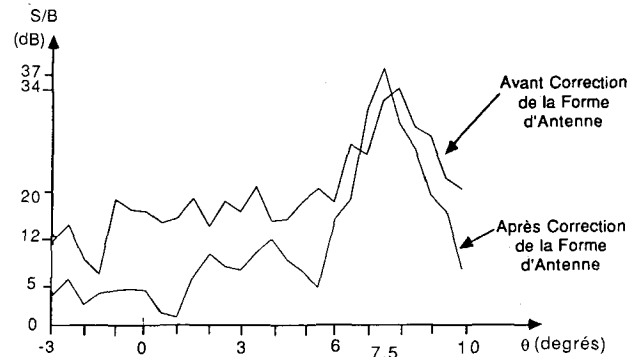


Fig. 5. — Variations du rapport signal sur bruit en fonction de l'azimut en utilisant la formation de voies pour  $F=45$  Hz.

Nous constatons donc que la prise en compte de la forme de l'antenne conduit à une amélioration du rapport signal sur bruit, dans l'axe de la source, de 3 dB. Mais elle conduit également à une amélioration de la directivité de l'antenne. En effet, si l'on associe les azimuts pour lesquels le rapport signal sur bruit est élevé, au lobe principal de la fonction de directivité, nous constatons une sensible amélioration.

### 3.2. CRITÈRES DE DÉTECTION

Lors de l'expérimentation décrite précédemment, l'antenne de réception utilisée est constituée de 96 groupements de capteurs (ou macro-capteurs) dont les centres de phase sont équidistants de 25 m. Chaque macro-capteur a une directivité intrinsèque de  $2\theta_{3\text{dB}} = 61^\circ$  à 30 Hz. La bande fréquentielle totale des signaux était de 125 Hz. De façon à respecter la condition de Shannon pour l'échantillonnage spatial, nous avons choisi une bande d'analyse de 8 Hz entre 16 et 24 Hz.

En considérant les signaux reçus (ou les signaux corrigés par la forme de l'antenne) nous avons estimé la matrice spectrale en utilisant la méthode du périodogramme lissé avec une fonction de pondération de Tuckey caractérisée par un produit bande équivalente d'analyse et temps d'intégration du traitement égal à 6.2. En appliquant les critères de détection décrits précédemment, on constate figure 6 qu'à la fréquence  $F_0 = 19,5$  Hz, les deux critères utilisés indiquent la présence de trois sources.

### 3.3. LOCALISATION

En utilisant la méthode de localisation présentée en paragraphe 2.3, nous avons estimé les angles d'arrivées de ces trois sources détectées voir figures 7 et 8.

Figure 7 : il s'agit du résultat obtenu à partir de l'expression (5), soit l'analyse des signaux directement reçus.

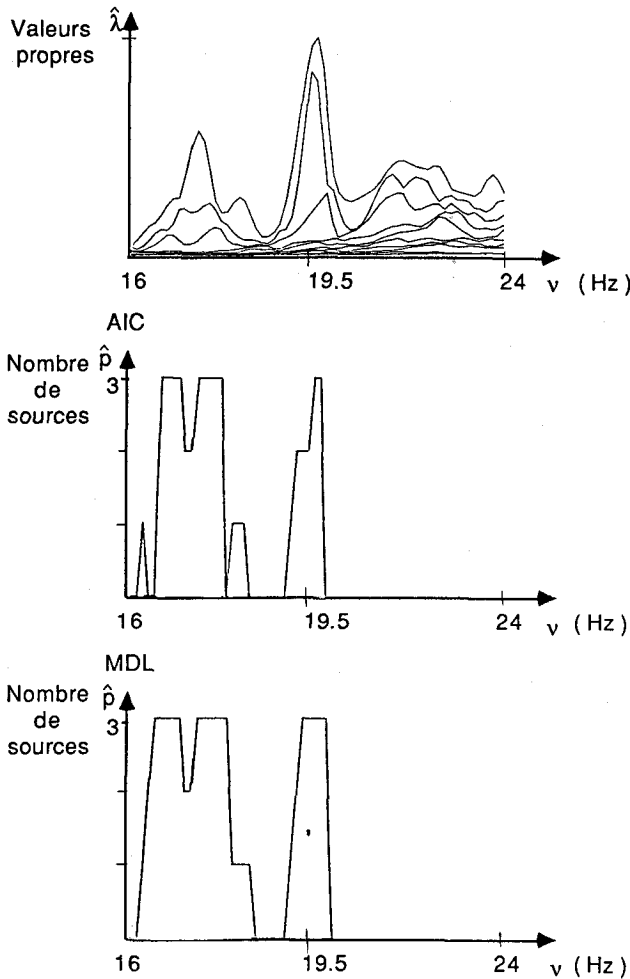


Fig. 6. - Critères de détection.

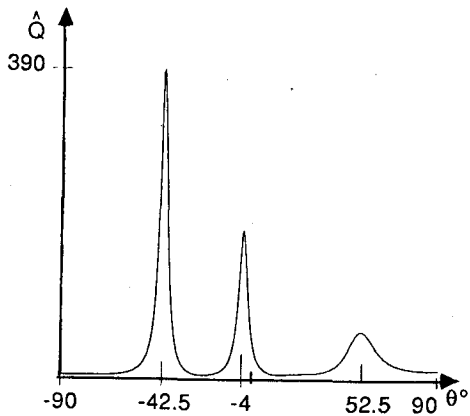


Fig. 7. - Azimuts des sources avant correction d'antenne.

Figure 8 : nous avons effectué le même traitement mais après avoir corrigé les signaux reçus de la forme de l'antenne.

Théoriquement les sources étant ponctuelles, en sortie du dispositif de localisation (goniomètre dans le cas traité), les sources doivent être présentes dans des directions bien définies. C'est effectivement ce que l'on observe figure 8. Par contre sur la figure 7 bien

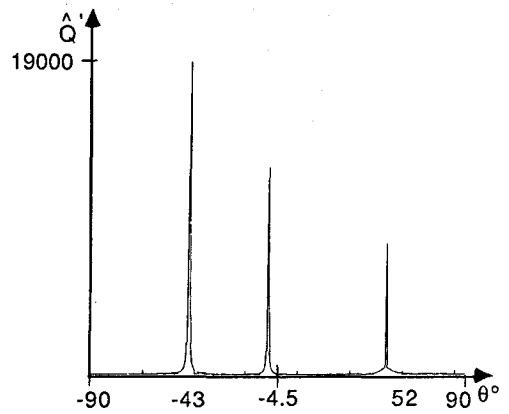


Fig. 8. - Azimuts des sources après correction d'antenne.

que les sources soient toujours ponctuelles nous constatons un élargissement de la zone angulaire dans laquelle il y a présence du signal.

Nous avons pu confirmer les résultats obtenus en les comparant à ceux donnés par la représentation de la Transformée de Fourier bidimensionnelle (TF2D).

#### 4. Transformée de Fourier bidimensionnelle

##### 4.1. RAPPEL

Soit  $f(x, y)$  une fonction continue et intégrable de deux variables  $x$  et  $y$ . La Transformée de Fourier bidimensionnelle (TF2D) de  $f(x, y)$  est définie par :

$$F(v_x, v_y) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} f(x, y) e^{-2j\pi(xv_x + yv_y)} dx dy$$

$v_x$  et  $v_y$  représentent les fréquences associées respectivement aux variables  $x$  et  $y$ .

Si  $f(x, t)$  représente une onde plane enregistrée par une série de capteurs équidistants sur un axe  $X$ , on peut écrire :

$$f(x, t) = e\left(t - \frac{x}{V_a}\right)$$

$e(t)$  est l'onde plane se propageant à la vitesse apparente  $V_a$  sur la flûte.

La TF2D de  $f(x, t)$  s'écrit alors :

$$F(v_x, v_t) = \delta(v_t - V_a v_x) \cdot E(v_t).$$

Le spectre d'une onde plane s'organise donc dans le plan des fréquences spatiales-fréquences temporelles le long d'une droite de pente  $1/V_a$ . Il est donc possible en observant le spectre bidimensionnel des signaux reçus de retrouver le spectre de l'onde initiale ainsi que sa vitesse apparente sur la flûte. De là, on peut retrouver la direction de la source. Cette propriété a été utilisée antérieurement dans l'étude de signaux d'acoustique aérienne [BEROUJON75]. Notons qu'elle est couramment utilisée en traitement de signaux sismiques [CLEMENT73, MARCH83] afin de déterminer la vitesse des ondes et d'éliminer certaines d'entre elles.

# APPLICATIONS

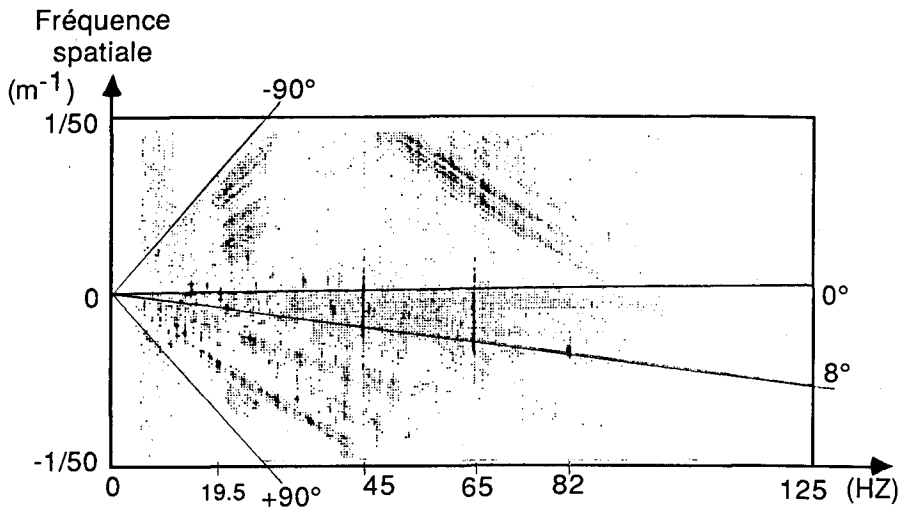


Fig. 9. - Spectre 2-D (visualisation des bas niveaux d'énergie).

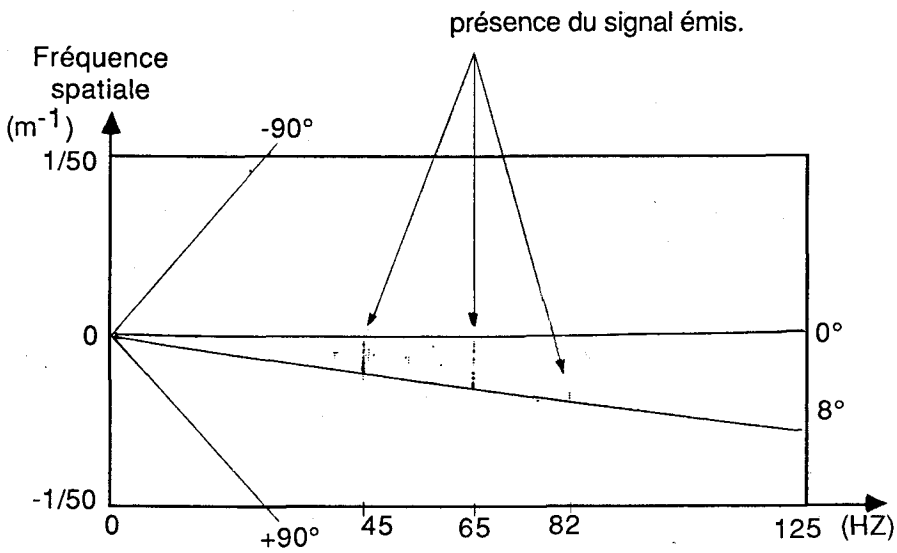


Fig. 10. - Spectre bidimensionnel (Spectre 2-D).

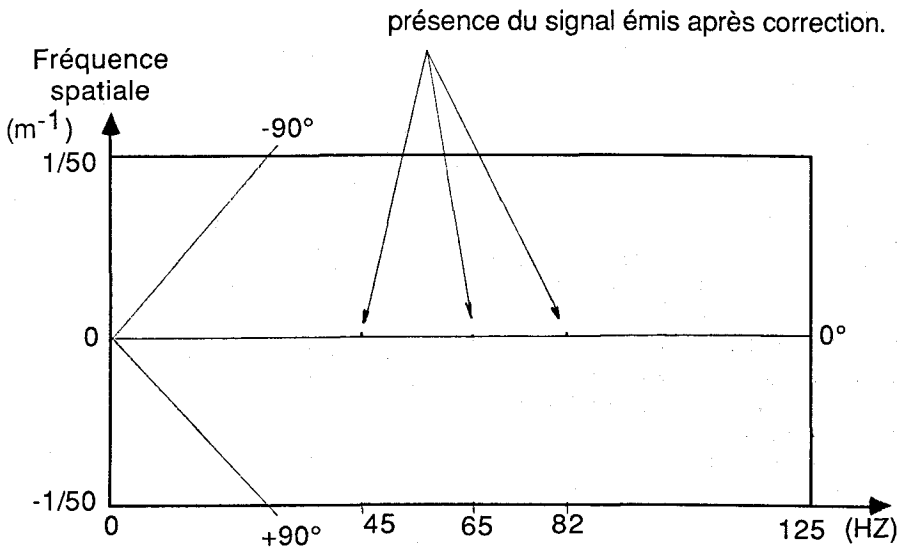


Fig. 11. - Spectre 2-D après correction de la forme de l'antenne et de l'azimut moyen.

4.2. APPLICATION AUX SIGNAUX EXPÉRIMENTAUX TRAITÉS PRÉCÉDEMMENT

(a) *Interprétation globale du spectre bidimensionnel*

Nous avons calculé à l'aide de la TF2D le spectre des signaux reçus sur l'antenne. Sur la figure 9, nous présentons l'image de la répartition de l'énergie reçue dans le plan émetteur-récepteur.

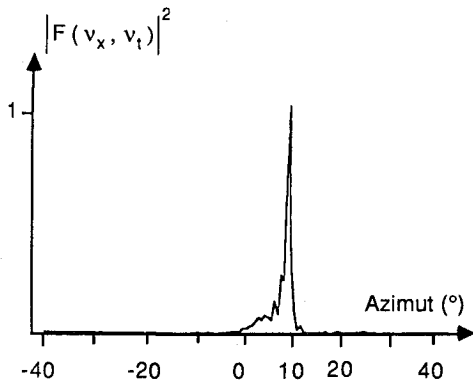
On retrouve entre autres, le signal émis constitué d'un peigne de raies à 45, 65 et 82 Hz, que l'on met en évidence en modifiant la dynamique de l'image du spectre figure 10. La direction de la source visible dans le spectre est voisine de 8°.

(b) *Analyse autour des fréquences émises*

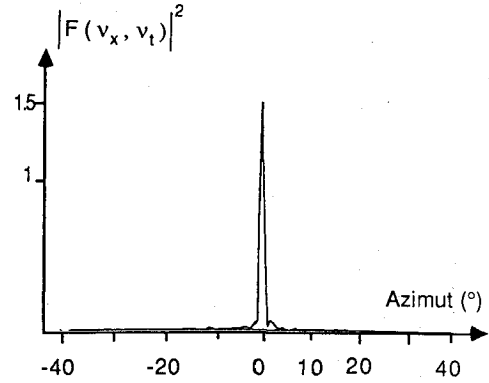
Après avoir observé globalement les représentations TF2D, il est possible d'étudier plus en détail certaines zones intéressantes. On peut, par exemple, effectuer diverses coupes :

- Une coupe à une fréquence temporelle qui donne la répartition azimutale de l'énergie à cette fréquence.
- Une coupe dans la direction d'une source qui fournit une estimation de son contenu spectral.

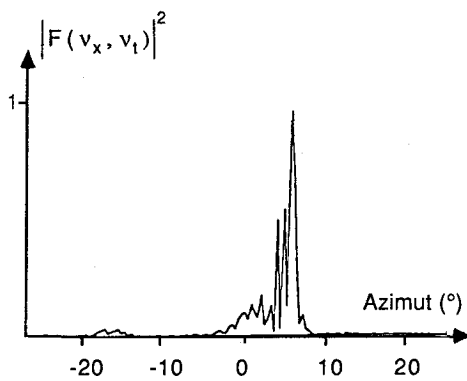
Pour l'exemple étudié, nous avons représenté figure 12 des coupes du spectre bidimensionnel aux fréquences 45 et 65 Hz. Les figures 12a et 12b correspondent aux coupes avant correction des signaux. Les



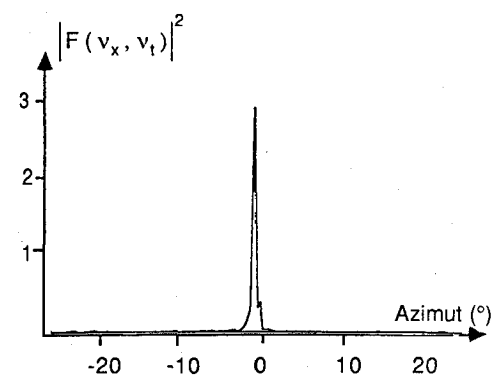
a. Coupe du spectre 2-D à  $v_t=45$  Hz avant correction.



c. Coupe du spectre 2-D à  $v_t=45$  Hz après correction.



b. Coupe du spectre 2-D à  $v_t=65$  Hz avant correction.



d. Coupe du spectre 2-D à  $v_t=65$  Hz après correction.

Fig. 12.

Sur la figure 11, en conservant la même dynamique qu'à la figure 10, nous avons corrigé les signaux reçus à la fois par la forme de l'antenne et par l'azimut moyen avant de calculer le spectre bidimensionnel.

On constate une amélioration en directivité, en effet sur la figure 10, pour les fréquences émises (45, 65, 82 Hz), la dispersion spatiale de l'énergie du signal reçu est importante (0, 8°), par contre sur la figure 11 on voit que l'énergie est rigoureusement présente dans une seule direction 0°.

On note aussi la rotation d'ensemble du spectre due à la correction du plan d'onde moyen.

figures 12c et 12d montrent les résultats obtenus après que l'on ait corrigé les signaux de la forme de l'antenne.

L'influence de la correction est tout à fait visible comme sur les figures 10 et 11 présentées précédemment.

En conclusion, cette analyse basée sur la représentation de la TF2D est très complémentaire à l'analyse précédente du paragraphe 3.1 et conduit aux mêmes constatations à savoir que si l'on compense la forme de l'antenne, celle-ci devient beaucoup plus directive comme nous l'avons déjà constaté figures 5, 7 et 8.



## Conclusion

L'objectif principal de cette étude, utilisant des signaux expérimentaux, est de montrer l'intérêt de la connaissance de la forme d'antenne dans le cas d'une antenne longue, souple et tractée.

La première phase de cette étude a consisté à estimer la surface d'onde reçue, ce qui conduit à la forme d'antenne à partir d'un signal déterminé émis par une source connue.

Dans la seconde étape de cette étude nous avons déterminé d'une part le rapport signal sur bruit et d'autre part les angles d'arrivées de certaines sources secondaires présentes dans le milieu de propagation. Pour cela, nous avons utilisé deux méthodes de traitement différentes. Tout d'abord les méthodes de traitement d'antenne de haute résolution, puis une présentation basée sur la Transformée de Fourier bidimensionnelle. Les deux méthodes montrent l'intérêt de la connaissance de la forme d'antenne. En effet, lorsque l'on utilise les signaux reçus, corrigés de la forme d'antenne dans les directions de visées, nous avons constaté :

(1) Un rapport signal sur bruit de 37 dB, alors que la formation de voies classique sur les signaux non corrigés conduisait à un rapport signal sur bruit de 34 dB.

(2) La dispersion spatiale de l'énergie du signal reçu visible sur le spectre bidimensionnel est beaucoup plus faible lorsque l'on effectue la correction de la forme d'antenne; ce qui s'interprète par une amélioration de la directivité de l'antenne.

Toutes ces améliorations sont pleinement justifiées par le fait qu'après avoir corrigé les signaux reçus par la forme d'antenne, les signaux obtenus sont remis en phase sur toute l'antenne. Le modèle choisi : antenne rectiligne, est alors vérifié.

## Remerciements

Cette étude a été réalisée avec le concours de la Direction Navales dans le cadre de la convention DCN/CEPHAG.

Manuscrit reçu le 21 juin 1988.

## BIBLIOGRAPHIE

- [BEROUJON75] M. BEROUJON, B. ESCUDIE, L. FRIN et HEL-LION, Traitement spatio-temporel en acoustique aérienne, imagerie spatiale et fréquentielle des bruiteurs, *Colloque national sur le Traitement du Signal et ses applications*, Nice, 16 au 26 juin 1975, p. 521-529
- [BIENVENU83] G. BIENVENU et L. KOPP, Optimality of high resolution array processing using the eigensystem approach, *IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process.*, ASSP-31, n° 5, October 1983, p. 1235-1247.
- [BURDIC84] W. S. BURDIC, *Underwater acoustic system analysis*, Prentice-Hall, 1984.
- [CLEMMENT73] W. G. CLÉMENT, Basic principle of two dimensional digital filtering, *Geophysical prospecting*, n° 21, 1973, p. 125-145.
- [FAURE87] B. FAURE, S. BOURENNANE et J. L. LACOUME, Analyse temporelle et spatiale de l'onde reçue sur une grande antenne à longue distance en acoustique sous-marine, *Revue Traitement du Signal*, vol. 4, n° 4, 1987, p. 341-352.
- [LACOUME87] J. L. LACOUME, Modèles et traitements de signaux multidimensionnels, 11<sup>e</sup> *Colloque GRETSI*, Nice, 1<sup>er</sup> au 5 juin 1987, p. 1F-14F.
- [MARCH83] D. W. MARCH et A. D. BAILEY, A review of the two dimensional transforms and its use in seismic processing, *First break*, January 1983, p. 9-21.
- [MUNIER87] J. MUNIER et G. Y. DELISLE, Spatial analysis in passive listening using adaptive techniques, *IEEE Proc.*, vol. 75, n° 11, November 1987, p. 1458-1471.
- [WAX85] M. WAX et T. KAILATH, Detection of signals by information theoretic criteria, *Trans. on Acoust. Speech and Signal Process.*, vol. ASSP-33, n° 2, April 1985, p. 387-392.