

# Analyse temporelle et spatiale

## de l'onde reçue

### sur une grande antenne à longue distance

### en acoustique sous-marine <sup>(1)</sup>

Temporal and spatial analysis of the wave surface

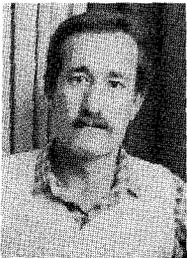
received on a large array far away in the sea



#### **Bernard FAURE**

CEPHAG, B.P. 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.



#### **Salah BOURENNANE**

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

Né le 13 février 1961 à Aokas. Diplôme d'ingénieur d'état en électronique de l'Université de Sétif 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 intéressent l'analyse spectrale et le traitement d'antenne.



#### **Jean-Louis LACOUME**

CEPHAG, B.P. 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.

<sup>(1)</sup> La première partie de cette étude a été présentée aux 7<sup>es</sup> Journées d'Études Sur la Propagation Acoustique, École Centrale de Lyon, 3-6 juin 1986.

## RÉSUMÉ

Nous étudions les signaux reçus à grande distance sur une antenne longue, lors de l'émission en mer d'un signal monochromatique puis d'un signal multichromatique basse fréquence. L'analyse des modules et des phases de la transformée de Fourier, pour une fréquence du signal reçu sur les différents capteurs, donne une information sur la nature de la surface d'onde. Nous présentons ici le cadre expérimental, la méthode de traitement ainsi que des résultats obtenus pour différentes situations et pour des durées d'analyse distinctes dans le cas d'une émission monochromatique. L'utilisation d'émission multifréquence permet d'améliorer les résultats en effectuant un filtrage linéaire spatial du type Wiener. Nous donnons le développement théorique d'un tel filtrage puis nous présentons les résultats obtenus.

## MOTS CLÉS

Propagation, antenne, traitement du signal, analyse spatiale, surface d'onde, filtrage.

## SUMMARY

We study the signals received on a large array far away in the sea for transmitted signals low frequency wave. The amplitude and phase analysis of the Fourier Transform, at the signal frequency on every receiver, points out the characteristics of the wave surface. We describe here the experiment and present some results for various distances and analysis durations. In the case of multifrequencies emission, we use a spatial Wiener filtering to greatly improve the results. Theoretical developments and experimental results of the processing are given in this paper.

## KEY WORDS

Propagation, array, signal processing, spatial analysis, wave surface, filtering.

## I. Introduction

Cette étude repose sur une expérimentation en mer organisée par le GERDSM en mars 1984, dans un contexte marin calme. Une source immergée émet un signal monochromatique basse fréquence. Après propagation dans le milieu marin, ce signal est reçu sur une antenne longue remorquée. Nous cherchons à connaître la surface d'onde reçue, en vue de tenir compte ultérieurement des mouvements de l'antenne et :

- d'en utiliser au mieux le gain;
- d'observer avec précision les fluctuations du milieu;
- de suivre finement la direction de la source.

Nous avons réalisé cette étude pour différentes situations expérimentales, soit pour des distances émission-réception de 330, 1 200, 1 600 et 2 000 km.

## II. Expérimentation

Deux bateaux suivent des routes à cap constant, faisant un angle de 45° entre elles. L'un tracte une antenne de type flûte sismique longue de 2400 m et constituée de 96 groupements de capteurs ou traces dont les centres de phase équidistants sont à 25 m. Le réseau est immergé à 40 m. Le deuxième bâtiment traîne la source sonore émettant pendant 30 minutes toutes les 2 heures, un signal monochromatique basse fréquence (82 Hz). Cette source est immergée à 60 m. La course des bateaux est telle que la source sonore doit toujours se trouver sur la normale à la route du récepteur issue du réseau récepteur. Quant à la dis-

tance de propagation entre l'émetteur et les récepteurs, elle évolue jusqu'à 2 000 km à raison de 7 km par heure (fig. 1).

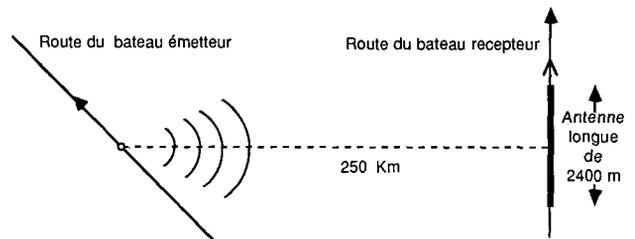


Fig. 1. - Schéma de l'expérimentation.

## III. Traitement

Le traitement proposé dans cette étude repose sur le tracé et l'interprétation du module et de la phase de la transformée de Fourier à la fréquence  $F$  correspondant à la fréquence du signal émis reçu sur les 96 traces de l'antenne. Soit un signal émis de la forme

$$s(t) = a e^{2i\pi\nu_0 t}$$

Sous l'hypothèse d'un milieu non dispersif, le signal reçu sur une trace  $l$  du réseau, s'écrit :

$$r_l(t) = [a_l' e^{i(2\pi F t + \phi_l)} + b_l(t)] \cdot \pi_{T/2}(t - T/2)$$

avec :

$F = \nu_0 - \Delta\nu$  : fréquence reçue, différente de celle émise par suite du Doppler relatif entre les bateaux qui sont en éloignement.

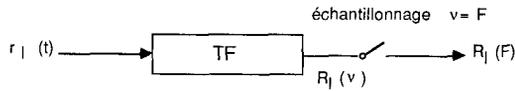
$\pi_{T/2}(t - T/2)$  : fenêtre temporelle d'analyse de durée T définie par

$$\pi_T(t) = 1 \quad \text{si } t \in [-T, +T]$$

$b_l(t)$  : bruit additif complexe lié à la propagation dans le milieu.

$\varphi_l$  : retard de phase lié à la durée de propagation.

Après Transformation de Fourier et échantillonnage fréquentiel à  $\nu = F$ ,



On obtient :

$$R_l(\nu) = [a'_l \delta(\nu - F) e^{i\varphi_l} + \bar{b}_l(\nu)] * [T \text{sinc}(\pi \cdot \nu T) e^{-i\nu T}]$$

$$R_l(\nu) = a'_l \delta(\nu - F) e^{i\varphi_l} * T \text{sinc}(\pi \cdot \nu T) e^{-i\nu T} + \bar{b}_l(\nu) * T \text{sinc}(\pi \nu T) e^{-i\nu T}$$

$$R_l(\nu) = T a'_l e^{i\varphi_l} \text{sinc}[\pi(\nu - F) T] e^{-i\nu(\nu - F) T} + \bar{b}_l(\nu)$$

Pour

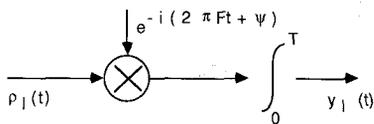
$$\nu = F \Rightarrow \text{sinc}[\pi(\nu - F) T] = 1$$

$$R_l(F) = T a'_l e^{i\varphi_l} + \bar{b}_l(F)$$

Toutefois, le rapport signal/bruit des signaux que l'on traite est suffisamment grand pour justifier que l'on ne tienne pas compte du terme  $\bar{b}_l(F)$ , correspondant à la contribution du bruit à la fréquence F.

Il est naturellement possible d'obtenir la même quantité  $R_l(F)$  en utilisant la méthode de démodulation complexe à la fréquence F.

Soit le schéma :



avec  $\rho_l(t) = a'_l e^{i(2\pi Ft + \varphi_l)} + b_l(t)$ .

Après l'opération produit, on intègre les résultats sur un temps T identique à la fenêtre d'analyse temporelle de la méthode de Fourier :

$$y_l(t) = \int_0^T e^{-i(2\pi Ft + \psi)} [a'_l e^{i(2\pi Ft + \varphi_l)} + b_l(t)] dt$$

On obtient une expression de la forme :

$$T \alpha a'_l e^{-i(\psi - \varphi_l)} + \bar{b}_l(t)$$

avec  $\bar{b}_l(t)$  négligeable comme précédemment.

On tracera alors  $T \alpha a'_l$  et  $\varphi_l - \psi$  pour tous les capteurs l de l'antenne. Aux constantes  $\alpha$  et  $\psi$  près, les deux méthodes donnent les mêmes résultats.

#### IV. Traitement sur les signaux réels et résultats [1]

##### IV. 1. SCHÉMA DE TRAITEMENT

Le schéma de traitement proposé est donc le suivant (fig. 2).

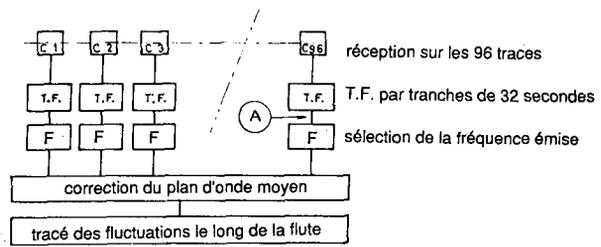


Fig. 2. — Synoptique du traitement réalisé.

##### IV. 2. RÉSULTATS POUR DES ANALYSES TEMPORELLES DE 32 SECONDES

Afin d'avoir une résolution fréquentielle très fine en TF, il est nécessaire de travailler sur des durées d'analyse grandes. Toutefois, pour des raisons techniques liées aux conditions d'acquisition des données, nous avons utilisé des tranches d'analyse distinctes de 32 secondes. Cela conduit à une résolution fréquentielle de 31 mHz.

Nous présentons figure 3, le module et la phase du spectrogramme (obtenu en A, fig. 2) du signal reçu sur une trace après la Transformée de Fourier sur une tranche temporelle de 32 secondes.

On retient uniquement les valeurs du spectrogramme (module et phase) à la fréquence F et ceci pour chaque trace.

Sur les figures 4 et 5, nous avons porté respectivement les valeurs du module et de la phase en F, en fonction du numéro de la trace, obtenues pour l'analyse de tranches temporelles de 32 secondes, dans une configuration où les bateaux sont distants de 330 km.

Nous nous intéresserons par la suite uniquement aux évolutions de la phase. Plusieurs corrections sont alors pratiquées :

- (a) on compense les sauts de phase de  $\pm 180^\circ$ ;
- (b) on compense les retards de phase connus liés au procédé d'acquisition;
- (c) on retire la valeur de la pente moyenne de façon à ce que les fluctuations soient comprises dans un intervalle de  $360^\circ$ .

Cette dernière correction conduit à définir l'angle  $\theta$  que l'on peut considérer comme étant l'angle du réseau avec le plan d'onde, illustré par la figure 7. (Théoriquement, si les conditions de navigation sont respectées, cet angle doit être voisin de 0.)

Compte tenu de toutes ces corrections, on obtient le tracé de la phase donné figure 6.

Nous avons traité quatre séquences différentes correspondant à quatre configurations d'éloignement des bateaux. Dès à présent, pour ces quatre séquences, il est possible de définir la position relative de la source par rapport au réseau. Ainsi,

- pour la situation d'éloignement E-R = 330 km,  $\theta = 22^\circ$ ;
- pour la situation d'éloignement E-R = 1 200 km,  $\theta = 2^\circ$ ;
- pour la situation d'éloignement E-R = 1 600 km,  $\theta = 0^\circ$ ;
- pour la situation d'éloignement E-R = 2 000 km,  $\theta = 0,6^\circ$ .

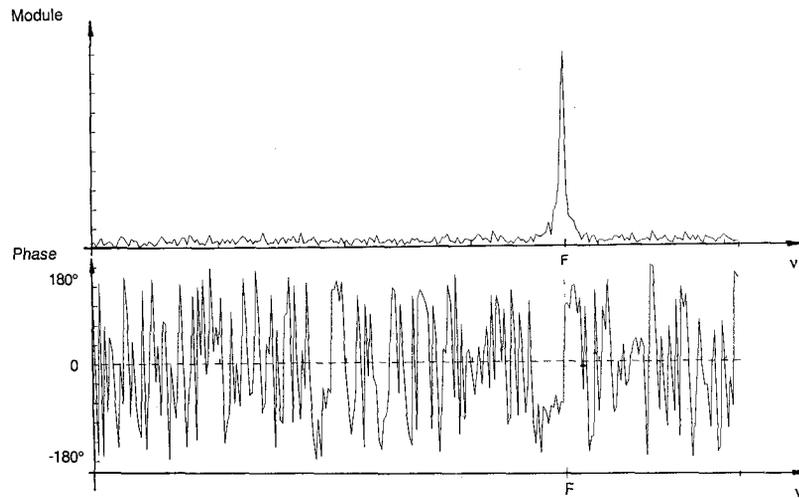


Fig. 3. — Exemple de module et phase du spectrogramme du signal reçu sur un capteur.

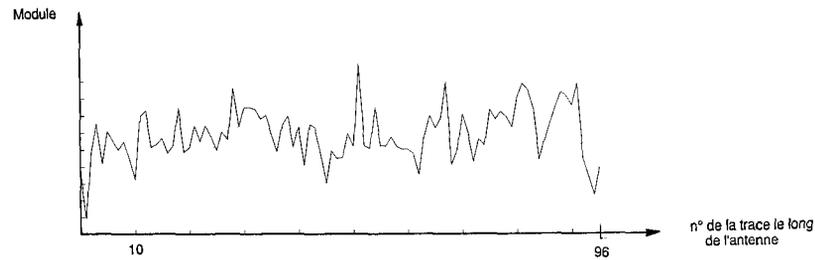


Fig. 4. — Exemple d'évolution du module tout au long de l'antenne.

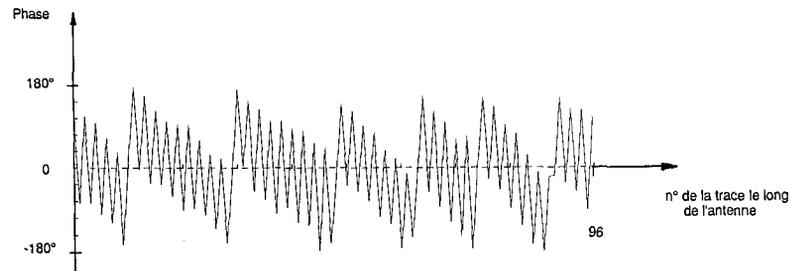


Fig. 5. — Exemple d'évolution de la phase brute tout au long de l'antenne.

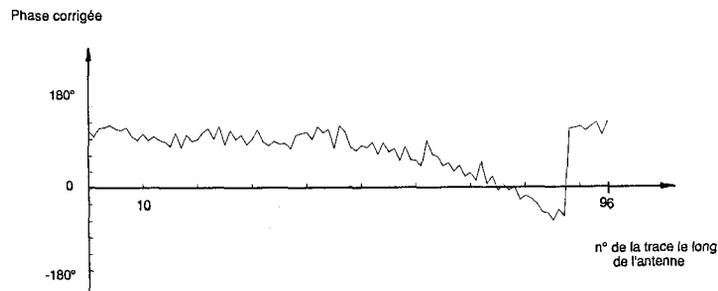


Fig. 6. — Exemple de tracé de la phase le long de l'antenne après les différentes corrections.

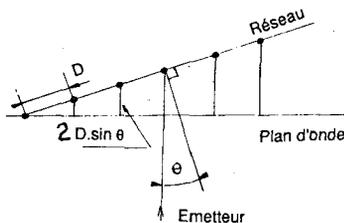


Fig. 7. — Définition de l'angle  $\theta$ .

$$\varphi_1 = + \frac{2 \pi f D}{c} \sin \theta$$

$$\varphi_1 = + 2 \pi \frac{D}{\lambda} \sin \theta$$

$$\theta = \text{Arc sin} \frac{\lambda \varphi_1}{2 \pi D}$$

*Remarque.* — La valeur excessive de  $\theta$  trouvée à 330 km, s'explique par des conditions expérimentales très difficiles : mauvais positionnement des bateaux, mer grosse, zone de courants...).

Nous avons traité successivement toutes les tranches de 32 secondes de signal relatif à une séquence d'une demi-heure d'émission. Cela est présenté figures 8 et 9 pour les séquences à 330 et 1200 km.

La colonne de gauche donne les fluctuations brutes de la phase de la TF sur les différentes traces au cours du temps pour des tranches d'analyse temporelle de 32 secondes. Toutes les corrections précédemment mentionnées ont été effectuées. De chaque tracé brut, nous avons extrait par filtrage, une partie « basse fréquence » (colonne du milieu) et une partie « haute fréquence » (colonne de droite). Il apparaît, pour la séquence à 330 km (fig. 8) que la partie HF est relativement stable. Cela est également visible sur la séquence 1 200 km (fig. 9) pour les réalisations repérées 16746 à 16752. Durant ces zones stables, les fluctuations sont liées au moins en partie à des défauts technologiques des traces. Par contre pour les réalisations 16736 à 16745 (fig. 9), une perturbation est visible et se propage tout au long de l'antenne au cours du temps à la vitesse de déplacement de l'antenne. La partie BF rend compte des fluctuations du front d'onde et simultanément des déformations lentes de l'antenne.

Afin d'obtenir des « clichés » de l'évolution du milieu à des intervalles de temps inférieurs à 32 secondes, nous réduisons la durée d'analyse des signaux.

#### IV. 3. ANALYSE SUR DES DURÉES DE 2 SECONDES

La figure 10 montre selon la même présentation que précédemment, l'évolution de la phase brute de la TF,

à la fréquence du signal reçu, sur toutes les traces, pour des tranches temporelles d'analyse de deux secondes.

La partie BF est stable d'une analyse à l'autre. Cela est en effet normal, puisque l'antenne a une inertie telle qu'elle ne peut se déformer sur des temps aussi courts. La partie HF, obtenue comme précédemment en retranchant la partie BF de la phase brute, a un écart type de l'ordre de  $14^\circ$  pour chaque analyse.

Par ailleurs, faisons maintenant une analyse statistique en moyennant les différentes valeurs de phase brute obtenue. Cette valeur moyenne  $E\{\varphi\}$  est donnée figure 11 (colonne de gauche, tracé du bas). Cette courbe est tout à fait comparable au tracé obtenu, lors de l'analyse sur des durées de 32 secondes (voir fig. 9, réalisation 16771). Puis retranchons à chaque phase brute analysée sur 2 secondes cette valeur moyenne  $E\{\varphi\}$ ; les résultats apparaissent figure 11 : colonne de gauche : phases brutes et  $E\{\varphi\}$ ; colonne de droite : fluctuations centrées. Nous constatons que les tracés obtenus sont tout à fait comparables aux tracés HF de la figure 10.

Cela indique que les fluctuations spatiales lentes le long de l'antenne (fig. 10) sont comparables aux fluctuations temporelles intégrées sur des durées de 32 secondes. Par ailleurs, les fluctuations résiduelles plus rapides, soit spatiales d'un côté soit temporelles de l'autre côté, sont également du même ordre de grandeur.

repérage des réalisations

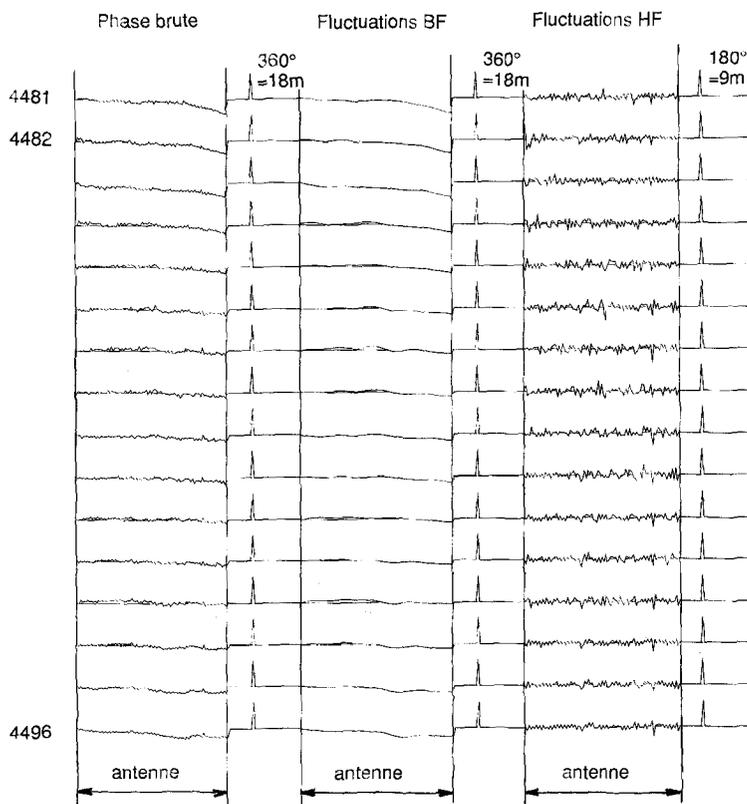


Fig. 8. — Tracé de la phase brute et des fluctuations BF et HF, tout le long de l'antenne pour  $F=82$  Hz et après correction du plan d'onde moyen de  $22,6^\circ$ . Séquence 330 km.

ANALYSE DE L'ONDE REÇUE SUR UNE GRANDE ANTENNE

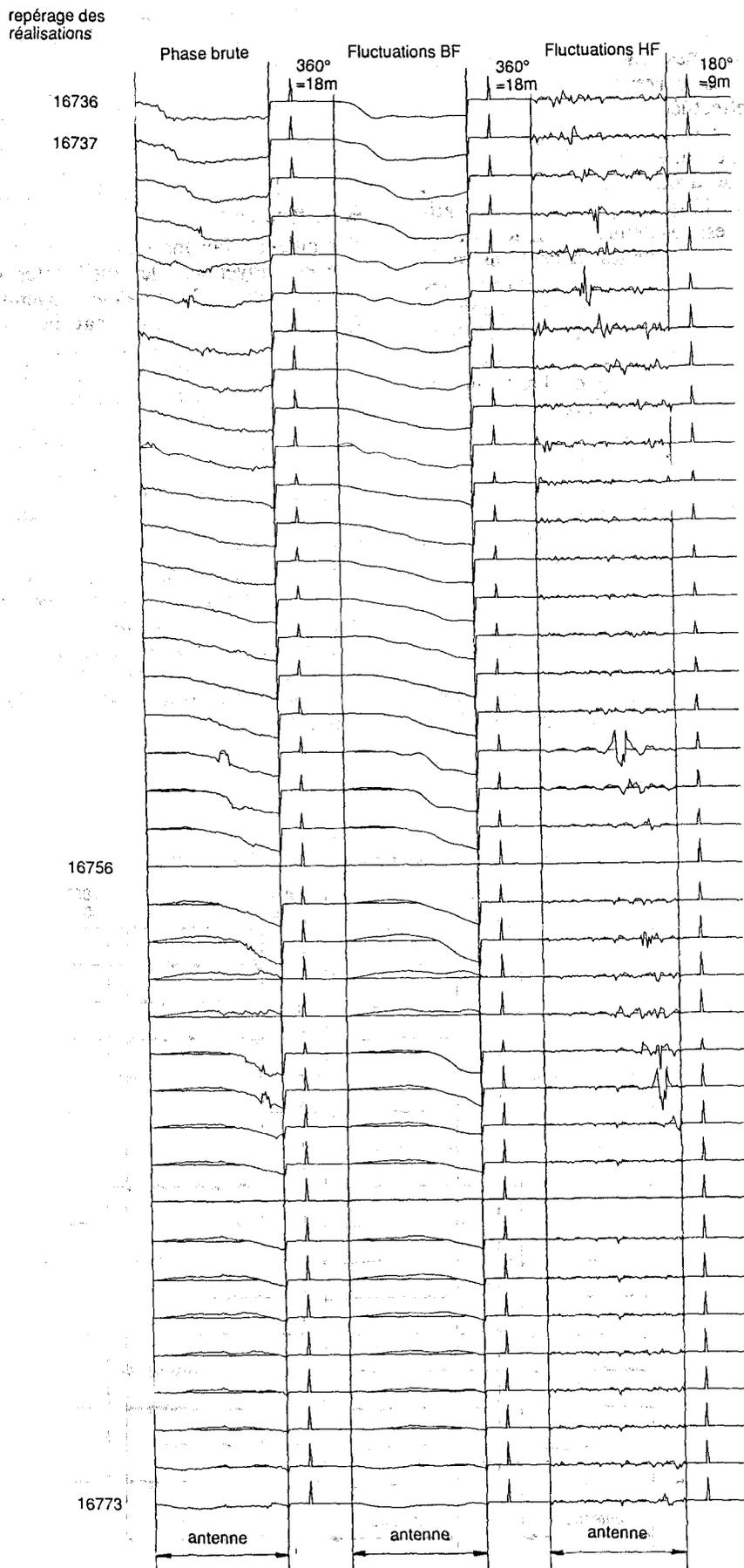
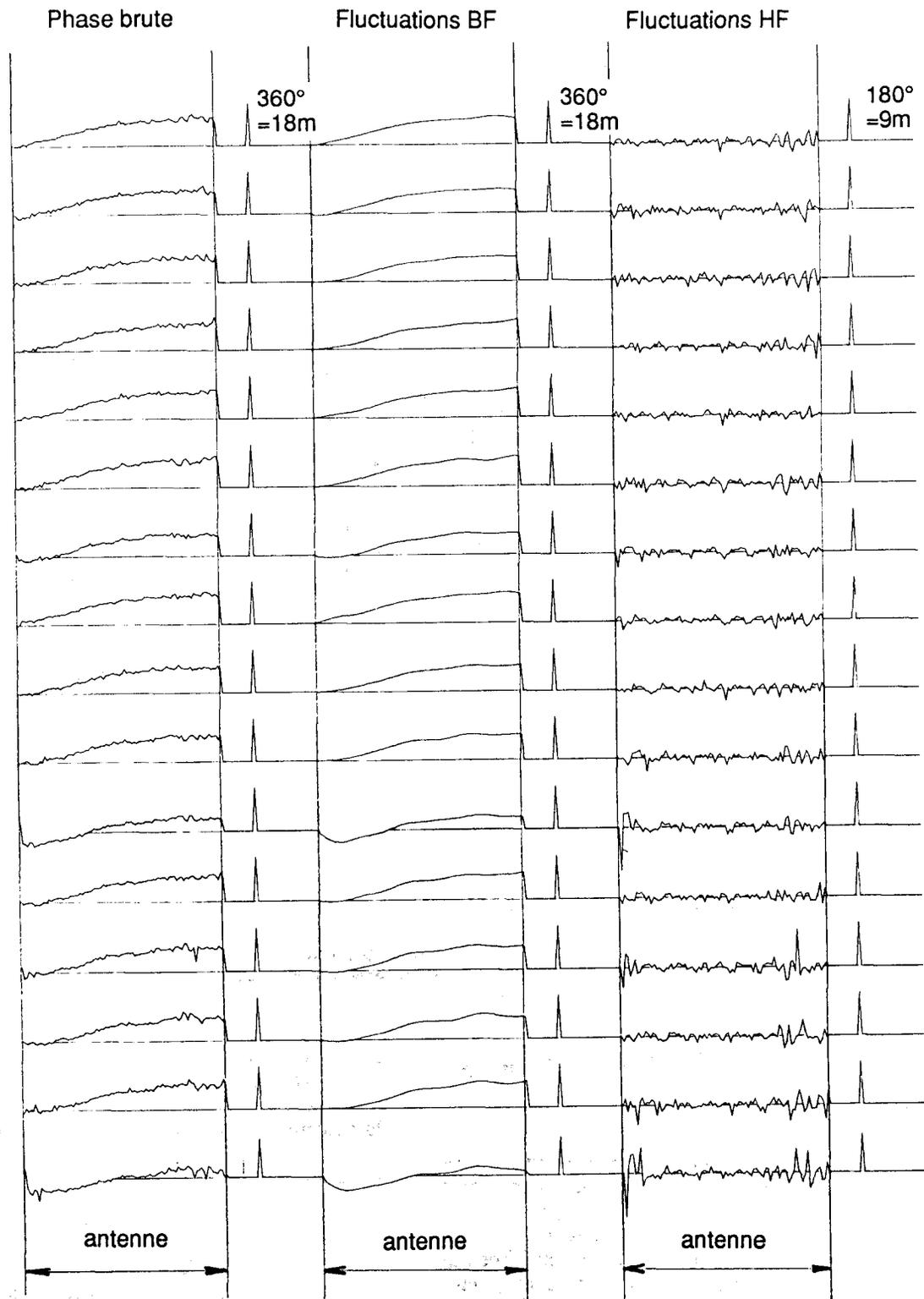


Fig. 9. — Tracé de la phase brute et des fluctuations BF et HF tout au long de l'antenne après corrections du plan d'onde moyen de  $2^\circ$ . Séquence 1200 km.



Traitement de la réalisation 16771

Fig. 10. — Analyse sur des tranches temporelles de 2 secondes. Représentation de la phase brute et des fluctuations HF et BF tout au long de l'antenne pour une situation expérimentale, émission-réception = 1 200 km.

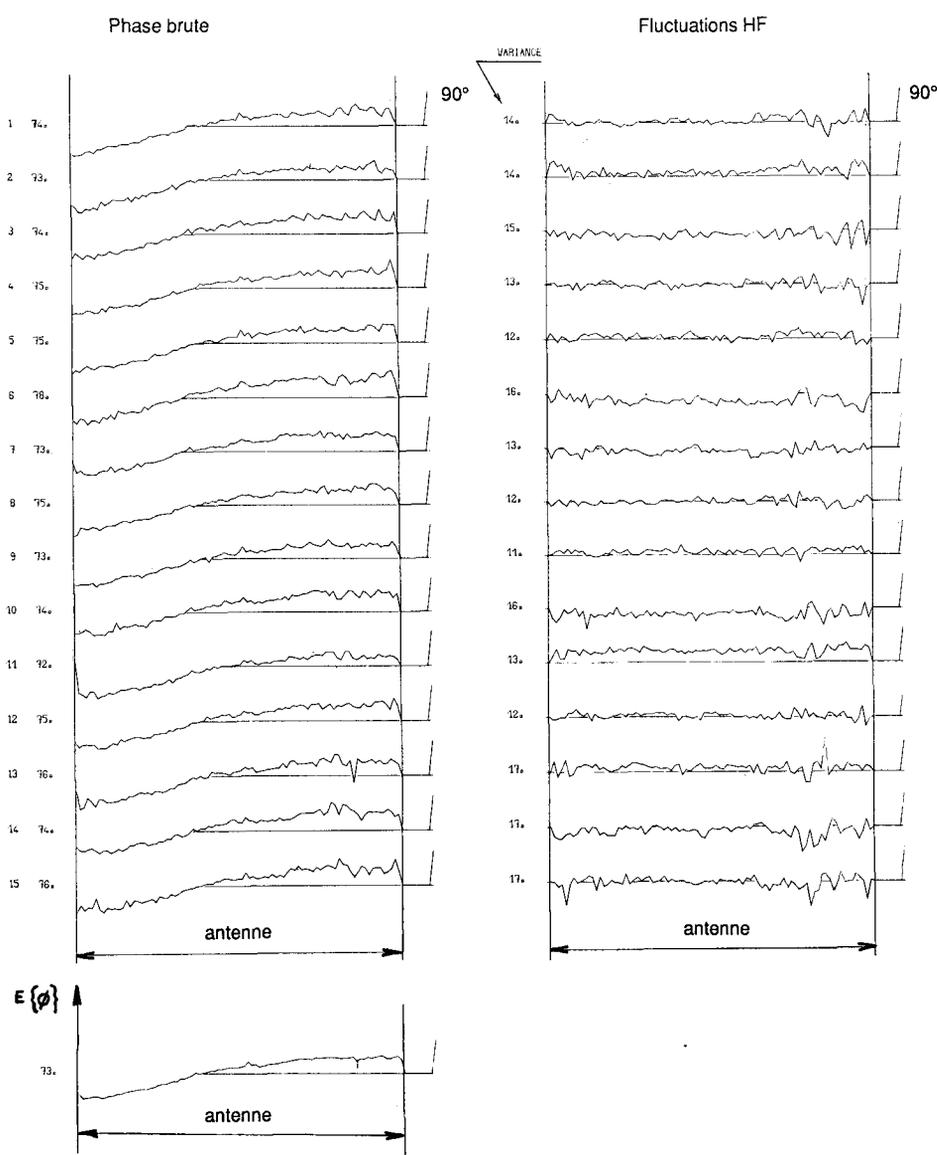


Fig. 11. — Analyse sur des tranches temporelles de 2 secondes. Répartition de la phase brute tout au long de l'antenne pour chaque analyse, ainsi que la valeur moyenne statistique et tracé des fluctuations centrées.

## V. Étude relative à l'émission multifréquence

### V. 1. GÉNÉRALITÉS

Une expérimentation similaire à celle décrite précédemment a été organisée avec les mêmes intervenants en 1985. La différence réside dans le lieu géographique des mesures (en Atlantique Nord) et dans la nature des signaux émis. Lors de cette seconde expérimentation, des signaux monochromatiques, multichromatiques et large bande (de type PSK) ont été émis. Toutefois, dans cette étude nous nous intéressons uniquement aux signaux multifréquentiels. Ceux-ci sont constitués de la somme de quatre fréquences pures (45, 65, 82 et 115 Hz).

Compte tenu des résultats obtenus par l'étude précédente, on peut considérer que les fluctuations de phase le long de l'antenne sont dues d'une part au milieu de propagation et d'autre part à la déformation de l'antenne de réception qui est unique, pour les quatre

fréquences reçues pendant une même durée d'observation  $T$ . L'objectif de cette étude est de présenter une méthode permettant de séparer au mieux la contribution du milieu de celle de l'antenne.

### V. 2. PRÉSENTATION THÉORIQUE DU TRAITEMENT PROPOSÉ [6]

Soit un signal émis de la forme :

$$e(t) = \sum_{j=1}^4 a_j \cos(2\pi\nu_j t - \psi_j)$$

$\nu_j$ ,  $a_j$ ,  $\psi_j$  sont respectivement la fréquence, l'amplitude et la phase de la composante  $j$ .

Sous les hypothèses suivantes :

- milieu de propagation non dispersif et homogène;
- distance de propagation très grande;
- antenne constituée de traces identiques, alignées et équidistantes.

Le signal reçu sur un capteur  $l$  pendant une durée  $T$  est :

$$r_l(t) = \left[ \sum_{j=1}^4 a'_{jl} \cos(2\pi F_j t - \psi_{jl} - \psi_j) + b_l(t) \right] \pi_{T/2}(t - T/2)$$

$\psi_{jl}$  : déphasage dû à la propagation émetteur/capteur  $l$  ;

$F_j = v_j - \Delta v_j$  : fréquence reçue, différente de celle émise par suite du Doppler relatif entre les bateaux qui sont en éloignement ;

$b_l(t)$  : bruit additif complexe lié à la propagation dans le milieu.

Après transformation de Fourier on obtient :

$$(1) \quad R_l(v) = \left\{ \sum_{j=1}^4 \frac{a'_{jl}}{2} [\cos \varphi_{jl} [\delta(v - F_j) + \delta(v + F_j)] - i \sin \varphi_{jl} [\delta(v - F_j) - \delta(v + F_j)]] + B_l(v) \right\} * T \operatorname{sinc}(\pi v T) e^{-i\pi v T}$$

L'écart entre deux fréquences émises est toujours nettement supérieur à  $1/T$ .

A la fréquence  $v = F_j$  l'expression (1) devient :

$$(2) \quad R_l(F_j) = A_{jl} e^{-i\varphi_{jl}} + B'_l(F_j)$$

où

$$\varphi_{jl} = \psi_{jl} + \psi_j, \quad A_{jl} = \frac{T}{2} a'_{jl}$$

et

$$B'_l(F_j) = T B_l(F_j) * \operatorname{sinc}(\pi F_j T) e^{-i\pi F_j T}$$

l'indice  $j=1$  à 4 désigne les fréquences ;

l'indice  $l=1$  à 96 désigne les capteurs.

Le rapport signal à bruit des signaux que l'on traite est suffisamment grand pour justifier que l'on ne tienne pas compte du terme  $B'_l(F_j)$ , l'expression (2) devient alors :

$$(3) \quad R_l(F_j) \cong A_{jl} e^{-i\varphi_{jl}}$$

L'expression (3) résume toutes les informations sur l'amplitude et sur la phase du signal reçu sur le capteur  $l$  à la fréquence  $F_j$ .

Intéressons-nous seulement à la phase :

$$\varphi_{jl} = \psi_{jl} + \psi_j$$

$j=1$  à 4 (fréquences) ;

$l=1$  à 96 (capteurs).

Le terme  $\psi_{jl}$  nous fournit toutes les informations utiles, à savoir les fluctuations de phase dues au milieu de propagation et à la déformation de l'antenne de réception.

Du fait que les phases initiales ( $\psi_j$ ) sont quelconques d'une tranche de durée  $T$  à une autre nous avons choisi la phase du signal reçu sur le premier capteur comme référence à valeur nulle. (Ce choix est arbitraire.)

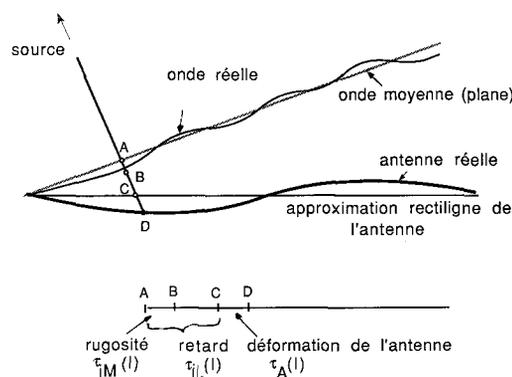
En appliquant la méthode de traitement décrite au paragraphe IV.1, nous avons obtenu les évolutions de phase de la TF tout au long de l'antenne à chacune des fréquences émises, sur lesquelles nous avons porté en plus des corrections déjà mentionnées (§ IV.2) une autre correction afin d'obtenir des fluctuations de retard indépendantes de la fréquence.

Ce traitement nous fournit la suite  $\tau_j(l)$  des retards entre le capteur 1 et le capteur  $l$  à la fréquence  $j$  :

$$\tau_j(l) = \frac{\psi_{jl} - \psi_{j1}}{2\pi v_j}$$

Nous admettons que le retard  $\tau_j(l)$  est formé de trois termes :

- un terme linéaire en  $l$   $\tau_{jL}(l)$  dû à l'écart angulaire entre la direction moyenne de l'onde (supposée plane) et l'antenne (supposée rectiligne) ;
- une correction  $\tau_A(l)$  indépendante de la fréquence, due à la déformation de l'antenne ;
- un terme résiduel aléatoire  $\tau_{jM}(l)$  dû à la rugosité de l'onde incidente.



En appliquant la méthode décrite au paragraphe IV.2, nous supprimons le terme linéaire  $\tau_{jL}(l)$  et en regroupant les mesures effectuées sur chaque capteur aux quatre fréquences nous pouvons écrire :

$$\underline{\tau}(l) = \tau_A(l) \underline{1} + \underline{\tau}_M(l)$$

avec :

$$\underline{\tau}^T(l) = [\tau_1(l) \quad \tau_2(l) \quad \tau_3(l) \quad \tau_4(l)]$$

$$\underline{1}^T = [1 \quad 1 \quad 1 \quad 1]$$

et

$$\underline{\tau}_M^T(l) = [\tau_{1M}(l) \quad \tau_{2M}(l) \quad \tau_{3M}(l) \quad \tau_{4M}(l)]$$

La forme du terme  $\tau_A(l) \underline{1}$  est imposée par notre hypothèse sur l'invariance du retard sur chaque capteur en fonction de la fréquence.

Ce terme  $\tau_A(l)$  nous donne l'image de l'antenne pendant la durée  $T$ . Pour séparer les deux contributions principales (milieu et antenne) appliquons le filtre linéaire optimal en moyenne quadratique estimant au mieux  $\tau_A(l)$  à partir de l'observation vectorielle  $\underline{\tau}(l)$  bruitée par  $\underline{\tau}_M(l)$ .

V.3. FILTRE DE WIENER MULTIDIMENSIONNEL [5, 7]

Pour chaque durée d'observation T on a :

$$\begin{cases} \underline{\tau}(l) = \tau_A(l) \underline{1} + \underline{\tau}_M(l) : \text{signal observé} \\ x(l) = \tau_A(l) : \text{signal à mesurer} \end{cases}$$

Nous supposons que :

- $x(l)$  et  $\underline{\tau}(l)$  sont stationnaires au second ordre;
- les composantes de  $\underline{\tau}_M(l)$  sont centrées, indépendantes, de même puissance  $N_0$  et indépendantes de  $x(l)$ .

Par transformée en fréquences réduites [9] nous nous plaçons dans le domaine des fréquences  $k$  (qui sont ici des fréquences spatiales) parce que le signal est fonction de la distance le long de l'antenne échantillonné par la suite des capteurs.

Les hypothèses faites entraînent que :

$$\underline{\Gamma}_{\tau M}(l_1 - l_2) = E \{ \underline{\tau}_M(l_1) \underline{\tau}_M^T(l_2) \} = N_0 \underline{1} \delta_{l_1, l_2}$$

avec

$$\delta_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } i=j \\ 0 & \text{si } i \neq j \end{cases}$$

$\underline{1}$  : matrice identité.

Soit :

$$\begin{aligned} \underline{\gamma}_{\tau M}(k) &= \text{TF}_r[\underline{\Gamma}_{\tau M}(l_1 - l_2)] = N_0 \underline{1} \\ \underline{\Gamma}_{\tau x}(l_1 - l_2) &= E \{ x(l_1) \underline{\tau}(l_2) \} \\ &= E \{ \tau_A(l_1) \tau_A(l_2) \} \underline{1} = \Gamma_{\tau A}(l_1 - l_2) \underline{1} \\ \underline{\gamma}_{\tau x}(k) &= \gamma_A(k) \underline{1} \end{aligned}$$

$\gamma_A(k)$  est la d. s. p. de  $\tau_A(l)$ .

Le gain complexe  $\underline{H}(k)$  du filtre linéaire optimal en moyenne quadratique (filtre de Wiener) estimant  $\tau_A(l)$  est :

$$\underline{H}(k) = \underline{\gamma}_{\tau}^{-1}(k) \underline{\gamma}_{\tau x}(k)$$

Avec :

$$\begin{aligned} \underline{\gamma}_{\tau}(k) &= \gamma_A(k) \underline{1} \underline{1}^T + \underline{\gamma}_M(k) \\ \underline{\gamma}_{\tau x}(k) &= \gamma_A(k) \underline{1} \end{aligned}$$

On obtient, en utilisant le lemme de Woodbury

$$\underline{H}(k) = \frac{\gamma_A(k)}{N_0 + 4 \gamma_A(k)} \underline{1}$$

En introduisant le coefficient de cohérence entre deux composantes  $\tau_i(l)$  et  $\tau_j(l)$  de  $\underline{\tau}(l)$  avec :

$$C_{ij}(k) = \frac{|\gamma_{ij}(k)|}{[\gamma_i(k) \gamma_j(k)]^{1/2}}$$

le gain complexe du filtre devient :

$$\underline{H}(k) = \frac{C(k)}{1 + 3 C(k)} \underline{1}$$

$$C_{ij}(k) = C(k), \quad \forall i, j$$

La meilleure estimée de  $\tau_A(l)$  au sens de l'erreur

quadratique moyenne minimale est :

$$\hat{\tau}_A(k) = \underline{H}^+(k) \cdot \underline{\tau}(k)$$

Soit :

$$(4) \quad \hat{\tau}_A(k) = \frac{4 C(k)}{1 + 3 C(k)} \left[ \frac{1}{4} \sum_{j=1}^4 \tau_j(k) \right]$$

Il est intéressant de comparer cet estimateur (4) à l'estimateur naturel obtenu par simple moyennage :

$$\hat{\tau}_{ANat}(k) = \frac{1}{4} \sum_{j=1}^4 \tau_j(k)$$

$$\hat{\tau}_A(k) = G(k) \hat{\tau}_{ANat}(k)$$

Cela montre que l'estimateur proposé est une filtrée de l'estimateur naturel avec

$$G(k) = \frac{4 C(k)}{1 + 3 C(k)} = \frac{4 \gamma_A(k)}{N_0 + 4 \gamma_A(k)}$$

$$G(k) = \frac{4 R(k)}{1 + 4 R(k)}$$

$R(k) = \gamma_A(k)/N_0$  est le rapport signal/bruit par capteur à la fréquence spatiale  $k$ .

On note que :

$$0 < G(k) < 1 \quad \forall k$$

et que

$$G(k) \rightarrow 1 \quad \text{quand } R(k) \rightarrow \infty$$

et

$$G(k) \rightarrow 0 \quad \text{quand } R(k) \rightarrow 0$$

Ainsi, en fort rapport signal à bruit ( $R(k) \rightarrow \infty$ ), on obtient l'estimateur naturel. En faible rapport signal à bruit ( $R(k) \rightarrow 0$ ) l'estimateur proposé tend vers 0.

Finalement le schéma de traitement proposé enchaîne l'estimateur naturel (moyennage) et le filtre de gain complexe  $G(k)$  soit la figure 12.

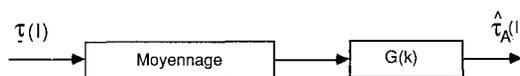


Fig. 12. - Schéma de traitement proposé.

V.4. MISE EN ŒUVRE DU FILTRE DE WIENER

En pratique, on ne reçoit que des observations bruitées et l'on ne dispose pas d'une copie du signal attendu  $\tau_A(l)$ , pour cette raison l'exploitation directe des résultats théoriques présente des difficultés et on remplace la valeur du coefficient de cohérence par une estimée [8].

L'estimée du gain complexe du filtre linéaire est alors :

$$\hat{G}(k) = \frac{4 \hat{C}(k)}{1 + 3 \hat{C}(k)}$$

avec

$$\hat{C}(k) = \frac{|\hat{\gamma}_{ij}(k)|}{[\hat{\gamma}_i(k) \hat{\gamma}_j(k)]^{1/2}} \frac{|\hat{\gamma}_{ij}(k)|}{\hat{\gamma}_i(k)}$$

estimée du coefficient de cohérence,

$$\hat{\gamma}_i(k) = \hat{\gamma}_j(k) = \frac{1}{4} \sum_{p=1}^4 \hat{\gamma}_p(k)$$

estimée de la d. s. p,

$$\hat{\gamma}_{ij}(k) = \frac{1}{6} \sum_{n=1}^3 \sum_{m=n+1}^4 \hat{\gamma}_{nm}(k)$$

estimée de la d. s. p. i.

Les différentes densités spectrales et interspectrales estimées sont obtenues par la méthode du corrélogramme [9].

V. 5. RÉSULTATS

Sur la figure 13, nous donnons un exemple de gain complexe  $\hat{G}(k)$ . On remarque que : de 0 à la fréquence spatiale  $k_{max}$ ,  $\hat{G}(k)$  est voisin de 1 (donc le traitement est un simple moyennage). Au-delà de  $k_{max}$ ,  $\hat{G}(k)$  tend vers 0.

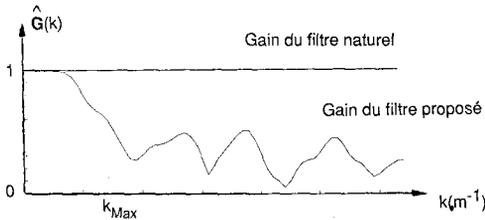


Fig. 13

Le signal utile  $\tau_A(l)$  est concentré dans les basses fréquences alors que le bruit est supposé blanc en fréquence spatiale  $k$ ; ceci explique la forme du filtre optimal obtenu.

Sur les figures 14 et 15 sont présentées les estimées de  $\tau_A(l)$  respectivement pour l'estimateur proposé et pour l'estimateur naturel, ce dernier laisse passer toutes les fréquences ce qui conduit à des résultats plus irréguliers et non conformes aux déformations que permet de prévoir un modèle mécanique de l'antenne.

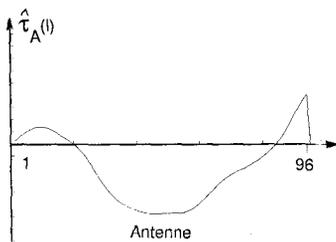


Fig. 14

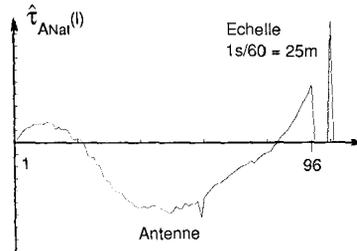


Fig. 15

Pour les signaux expérimentaux, nous avons traité une série de 19 tranches successives, de durée  $T=32$  secondes chacune, des signaux reçus sur l'antenne à une situation d'éloignement émetteur/récepteur égale à 230 km.

La figure 16 montre les résultats obtenus. Nous avons présenté sur les colonnes décrites de gauche à droite :  
 - les fluctuations brutes du retard aux fréquences :  $F1=45, F2=65, F3=82, F4=115$  Hz;  
 - les fluctuations dues à la déformation de l'antenne. Dans le cas de figure étudié, les fluctuations dues à la déformation de l'antenne sont supérieures à celles dues au milieu de propagation (voir fig. 17).

On constate que cette déformation atteint dans certains cas un rayon de courbure de 40 m environ, ce

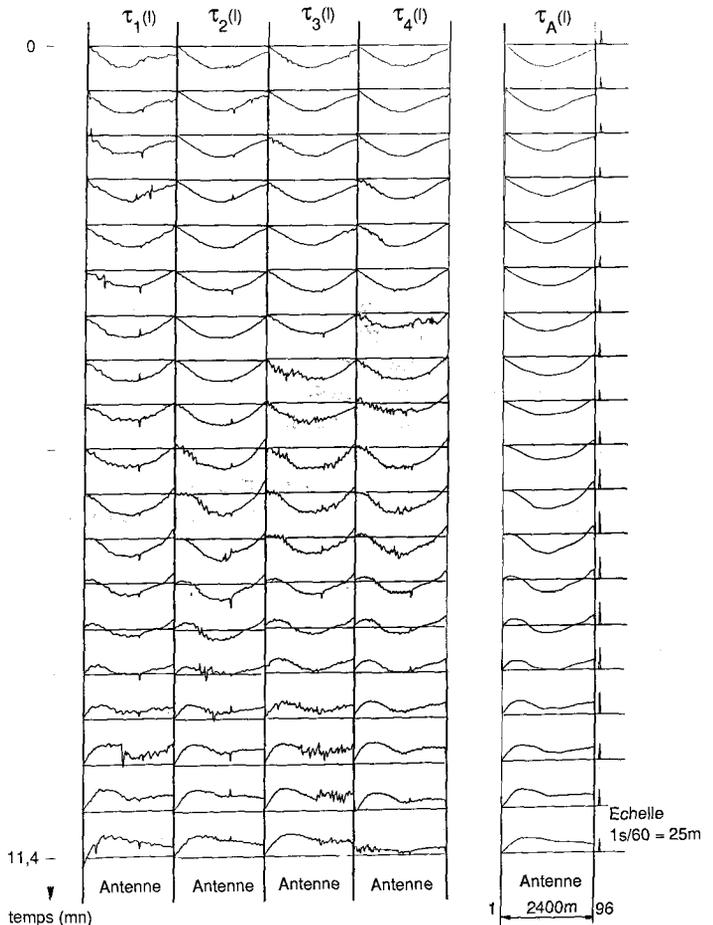


Fig. 16. - Fluctuations brutes du retard aux quatre fréquences et estimation de la forme de l'antenne au cours du temps.

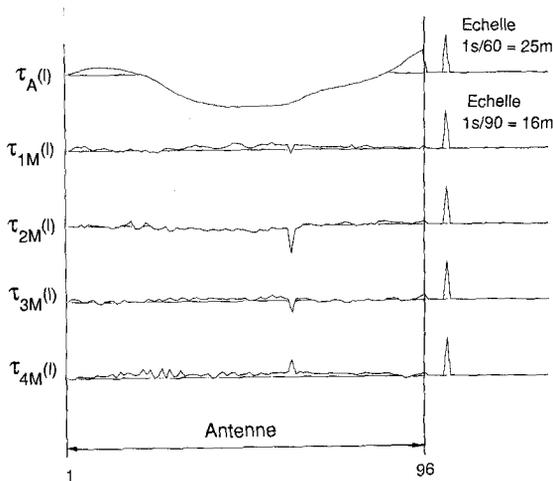


Fig. 17. — Fluctuations de retards attribuées à l'antenne et au milieu pour les différentes fréquences.

qui est physiquement possible puisque cette antenne est construite à base d'un tube cylindrique souple. Parmi les causes principales de cette déformation, il y a les changements de route du bateau tracteur (ceci est visible sur les tirs n<sup>os</sup> 12 à 16 où la propagation de la déformation de la tête vers la queue de l'antenne se fait à la même vitesse que celle du bateau tracteur). Les fluctuations dues au milieu de propagation qui sont fonction de la fréquence émise figure 17 peuvent être imputées d'une part aux trajets multiples, d'autre part aux variations de la célérité du son dans la mer dues aux changements de valeurs de la température, de la salinité et de la profondeur.

## VI. Conclusion

Cette étude, basée sur une expérimentation en mer, a consisté à faire l'analyse des signaux réels. Elle a permis d'obtenir les fluctuations spatio-temporelles de la surface d'onde lors de l'émission de signaux monochromatiques et multifréquences et d'estimer au mieux les déformations de l'antenne au cours du temps.

Cette estimation s'avère très intéressante puisqu'elle permettra par la suite, entre autres applications de

restituer le gain d'antenne. Il sera également possible à partir des fluctuations de la surface d'onde de connaître les fluctuations propres du milieu en lui retranchant celles dues à la forme de l'antenne.

Cette étude est complémentaire à des études entreprises par ailleurs sur la cohérence des signaux le long de l'antenne [3]...

## Remerciements

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

Manuscrit reçu le 21 novembre 1986.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] A. PLAISANT et B. DE RAIGNAC, Long range low frequency propagation measurements in deep water using a seismic towed array, *Colloque Ocean Seismic Acoustic*, La Spezia, juin 1985.
- [2] J. MUNIER, *Modèle stochastique de vecteur source*, Rapport CEPHAG, n<sup>o</sup> 66/83.
- [3] A. PLAISANT et S. LEROY, Cohérence spatiale de signaux à très basse fréquence reçus sur une antenne sismique remorquée après propagation sur de grandes distances. 7<sup>es</sup> JESPA, Lyon, juin 1986.
- [4] B. FAURE, Analyse temporelle et spatiale de l'onde reçue sur une grande antenne à longue distance en a. s. m. 7<sup>es</sup> JESPA, Lyon, juin 1986.
- [5] A. PAPOULIS, *Probability, Random variables and stochastic Processes*, 1965.
- [6] S. BOURENNANE, *Analyse spatio-temporelle de l'onde reçue sur une antenne longue en a. s. m. dans le cas d'une excitation multifréquences*. Rapport CEPHAG, n<sup>o</sup> 45/86.
- [7] F. DE COULON, *Théorie et Traitement des signaux*, 1984.
- [8] P. COMON et J. L. LACOUME, Noise reduction for an estimated Wiener filter using noise references, *IEEE Trans. on Information theory*, 32, n<sup>o</sup> 2, March 1986.
- [9] J. L. LACOUME, *Théorie du signal, Que sais-je?*, P.U.F., juin 1983.