

L a calibration d'antenne

Calibration d'une antenne linéaire par l'utilisation d'une source coopérante

Line Array Calibration Using Cooperative Source

par **P. GOUNON, B. FAURE, S. BOURENNANE**

*Centre d'Etude des Phénomènes Aléatoires et Géophysiques
CEPHAG ENSIEG
Domaine Universitaire,
BP 46, 38402 Saint Martin d'Hères Cedex.*

Résumé

Cet article traite de l'estimation de la déformation d'une antenne linéaire de grande dimension. Nous présentons les résultats obtenus en mettant en œuvre sur des données expérimentales différents traitements adaptés à la nature du signal coopérant. Nous présentons aussi trois techniques permettant de séparer les différentes contributions de la déformation observée.

Mots clés : antenne linéaire, calibration, données expérimentales, acoustique sous-marine.

Abstract

This paper deal with the estimation of the line array deformation. We present the results obtained on experimental data. We implement various treatments depending on the kind of cooperative signal. We present also three methods to separate the different contributions of the observed deformation.

Key words : Line array, Calibration, Experimental data, Under-water acoustic.

1. Introduction

Les méthodes classiques de traitement d'antenne 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 pétrolière.

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.

Dans le cas d'une expérimentation en mer comme celle qui a servi de support à cette étude, on peut dissocier le traitement en deux étapes :

- Une phase d'apprentissage ayant pour but l'obtention de la forme de l'antenne.

- Une phase de traitement (détection et/ou localisation).

Nous nous intéressons ici à la phase d'apprentissage. Celle-ci a été possible dans la campagne de mesure citée grâce à la présence d'une source connue émettant un signal connu. Le second chapitre de cet article rappelle les conditions expérimentales de la campagne de mesure. Nous présentons dans les chapitres 3 et 4 les méthodes utilisées pour estimer la forme de l'antenne dans les cas où les signaux émis sont à bande étroite puis à bande large. Le chapitre 5 est consacré aux méthodes de séparation des différentes contributions de la surface d'onde observée.

2. Présentation de l'expérimentation

Initialement, l'objectif des deux campagnes de mesure, effectuées en mars 1984 et aout 1985 sous la maîtrise du GERDSM, était de recueillir un maximum de résultats expérimentaux pour l'étude de la propagation de très basses fréquences (20 à 120 Hz) à grande distance (jusqu'à 2000 km) pour les aspects suivants [Froidevaux84] [Plaisant84] [Brac85] [Raigniac85] :

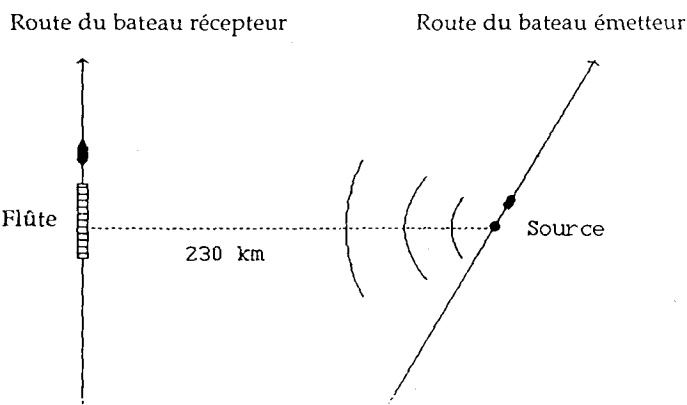
- pertes énergétiques
- dispersion fréquentielle
- cohérence horizontale des fronts d'onde
- fluctuations.

Pour réaliser cet objectif, on a disposé :

- de sources acoustiques TBF de très grande puissance.
- d'un réseau de capteurs en réception suffisamment étendu pour pouvoir bénéficier d'un gain de directivité en très basses fréquences et permettre les mesures de cohérence spatiale sur un grand nombre de longueurs d'onde.

Pour assurer cette dernière fonction, on a utilisé une flûte pétrolière immergée à 40 mètres, constituée de 96 traces ou centres de phase indépendants espacés de 25 mètres, ce qui donne à l'antenne une longueur de 2400 m. Ce qui a conduit tout naturellement à l'étude de la déformation d'une antenne aussi longue.

Dans les deux campagnes, l'expérimentation met en œuvre deux bâtiments, l'un porteur de l'émetteur, l'autre de la flûte de réception. Les deux bateaux se déplaçaient à vitesse constante, de telle façon que la distance de propagation Emetteur-Récepteur augmente de façon constante à la vitesse de 7 km par heure. Les caps de navigation et les vitesses des bateaux porteurs étaient tels que la source devait rester sur la normale à l'antenne (cf figure 1). Quant à la distance de propagation, elle a évolué de quelques km à 2000 km environ.



1. - Dispositif d'ensemble de l'expérimentation.

Au cours de l'expérimentation, l'émission était continue, suivant un séquençement spécifique des signaux à émettre. Ceux-ci étaient :

- des fréquences pures (45, 65, 82 et 115 Hz)
- des peignes de raies (indépendantes ou harmoniques)
- des signaux large bande de type BPSK

Une synthèse des travaux effectués avec ces données a été réalisée dans [Faure90].

3. Signaux mono ou multi-fréquences

3.1. PHASE DE LA TF DES SIGNAUX REÇUS

Les premiers résultats obtenus à partir de ces signaux ont été présentés dans [Faure86a] et [Faure86b]. Le traitement proposé ici repose sur l'interprétation de la phase de la transformée de Fourier du signal reçu.

Le signal émis $s(t)$ est de la forme :

$$s(t) = a \cdot \exp(2i\pi\nu_0 t)$$

avec ν_0 : fréquence du signal émis.

Le signal reçu sur le capteur m s'écrit alors :

$$r_m(t) = a' \cdot \exp(2i\pi\nu_1 t + \varphi_m) + b_m(t)$$

avec :

$\nu_1 = \nu_0 + \Delta\nu$: fréquence reçue, différente de celle émise par suite du doppler relatif entre les bateaux qui naviguent en éloignement.

φ_m : retard de phase lié à la durée de propagation.

Après transformée de fourier, il est possible de visualiser la phase du signal reçu à la fréquence ν_1 pour chacun des capteurs de l'antenne. En première approximation, on considère que le rapport signal sur bruit des signaux que l'on traite est suffisamment fort pour négliger le terme $b_m(t)$. La phase calculée est alors caractéristique de la surface d'onde au niveau de l'antenne.

Cette courbe de phase peut présenter d'un capteur à l'autre des variations très importantes correspondant principalement à l'azimuth de la source. Dans la plupart des cas, ces variations masquent la déformation de l'antenne. Il est donc nécessaire de compenser les déphasages en corrigeant la valeur de l'azimuth. Il faut de plus corriger les possibles retards de phases liés au procédé d'acquisition des données. Les phases ainsi obtenues sont calculées entre -180° et $+180^\circ$. Pour obtenir une image simple de la forme de l'onde, il faut effectuer une dernière correction en supprimant les sauts de phase de $\pm 360^\circ$ (déroulement de la phase).

Sur les figures 2 et 3, nous donnons un exemple de tracé de la phase le long de l'antenne avant et après corrections et déroulement.

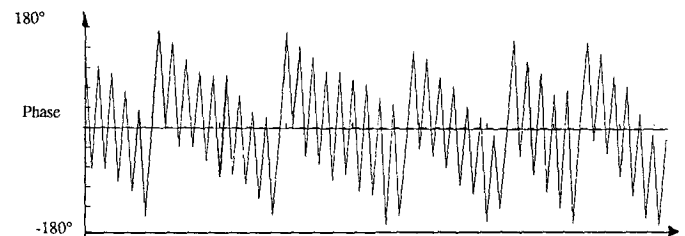


Figure 2. - Répartition de la phase le long de l'antenne avant toute correction.

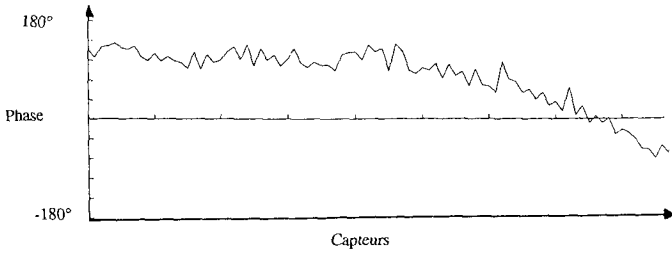


Figure 3. – Répartition de la phase le long de l'antenne après correction.

Avec un rapport signal sur bruit voisin de 20 dB comme c'est le cas ici, l'écart-type de l'estimation de la phase est approximativement égal à 5 degrés. La précision est alors suffisante pour estimer correctement la déformation de l'antenne. Mais cet écart-type passe à 50 degrés si le rapport signal sur bruit est égal à 0 dB. La méthode présentée, bien que très simple à mettre en œuvre, est donc limitée par l'hypothèse d'un bon rapport signal sur bruit.

Dans le cas des signaux émis multifréquences il est possible de déterminer simultanément les fronts d'onde reçues sur l'antenne pour plusieurs fréquences [Vial87]. Ultérieurement nous utiliserons cet aspect multi-excitation simultanée afin d'améliorer la connaissance de la forme de l'antenne.

3.2. VECTEURS PROPRES DE LA MATRICE INTERSPECTRALE

La limitation concernant le rapport signal sur bruit peut être levée en utilisant la décomposition en éléments propres de la matrice interspectrale [Faure87d].

Les hypothèses effectuées ici sont les suivantes :

- Le bruit additif est blanc spatialement.
- La source est unique (à la fréquence considérée).

La matrice interspectrale est estimée par :

$$\Gamma(\nu_1) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{x}_k(\nu_1) \mathbf{x}_k^*(\nu_1)$$

avec :

K : nombre de réalisations indépendantes, K étant déterminé par la résolution fréquentielle voulue (Δf) et par la durée du signal émis (T) : $K = \Delta f \cdot T$

$\mathbf{x}_k(\nu_1)$: vecteur du signal reçu à la fréquence ν_1 (fréquence omise par la suite)

La décomposition spectrale de Γ est :

$$\Gamma = \mathbf{V} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^*$$

avec :

$\mathbf{V} = [\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_n]$: matrice des vecteurs propres de Γ .

et $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_n)$: matrice des valeurs propres de Γ .

En tenant compte des hypothèses précédentes, on peut montrer que l'information relative à la forme de la surface d'onde est portée par les phases du premier vecteur propre \mathbf{v}_1 [Faure87d]. De même que pour la méthode précédente, les phases brutes doivent être corrigées afin de rendre compte de la forme de l'antenne.

La figure 4 donne un exemple du tracé de la phase obtenue par cette méthode. Cette figure permet de comparer les résultats issus des deux méthodes décrites. Le tracé obtenu avec le premier vecteur propre de Γ est beaucoup plus lisse que celui obtenu avec la phase de la transformée de Fourier. Ceci s'explique par le fait que les fluctuations rapides sont liées au bruit additif, terme sensiblement plus faible avec la seconde méthode qu'avec la première.

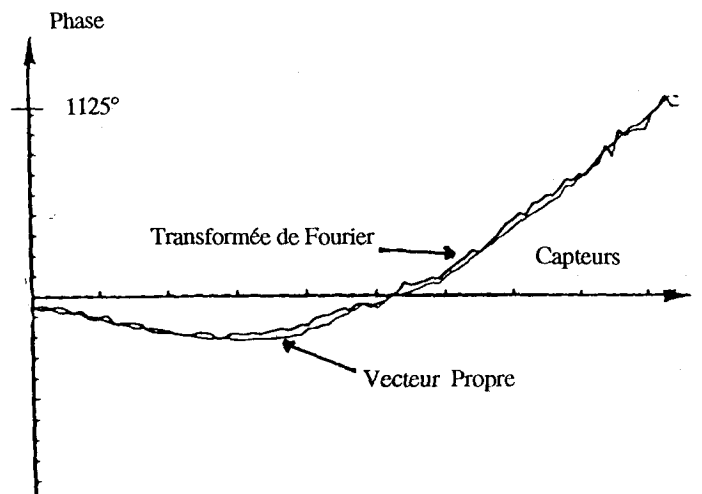


Figure 4. – Surface d'onde obtenue avec le premier vecteur propre (courbe lisse) et avec la phase de la transformée de Fourier.

4. Signaux à bande large

4.1. INTERCORRÉLATION SIGNAL REÇU - SIGNAL ÉMIS

De façon générale, lorsque l'on s'intéresse à l'identification active du milieu marin, on modélise celui-ci par un filtre linéaire F de réponse impulsionnelle $h(t)$ auquel se superpose du bruit $b(t)$. Ainsi, si l'on dispose du signal d'excitation $e(t)$ (ou de sa copie), on obtient sur un récepteur après propagation dans le milieu, le signal :

$$x(t) = (h * e)(t) + b(t)$$

En connaissant $e(t)$ et $x(t)$, on sait que le filtre $h(t)$ qui minimise l'erreur quadratique de sortie doit satisfaire la relation :

$$C_{xe}(\tau) = (h * C_e)(\tau)$$

avec :

$C_e(\tau)$ et $C_{xe}(\tau)$: fonctions d'auto et d'intercorrélation de $e(t)$ et $x(t)$.

Cela conduit à utiliser des signaux $e(t)$ tels que :

$$C_e(\tau) \approx \delta(\tau)$$

Dans ce cas, l'intercorrélation $C_{re}(\tau)$ fournit directement, à une constante près, la réponse impulsionnelle cherchée $h(t)$ du filtre.

Dans le cas de l'utilisation d'un réseau de réception constitué de M capteurs, on estime simultanément les M réponses $h_m(t)$ des M filtres Emetteur - Capteur _{m} et on obtient ainsi le vecteur $\mathbf{h}(t)$ qui est la réponse spatio-temporelle du milieu.

Lors de l'expérimentation d'Août 85, le signal large bande émis était un signal BPSK constitué d'une séquence binaire de longueur maximale de produit $BT = 255$. Celle-ci module la phase de la fréquence porteuse de 82 Hz à raison de 4 périodes par pas élémentaire du code. Le traitement proposé consiste à réaliser, pour chaque trace, l'intercorrélation (ou filtrage adapté) avec le signal émis. Ceci est réalisé selon le schéma classique présenté sur la figure 5.

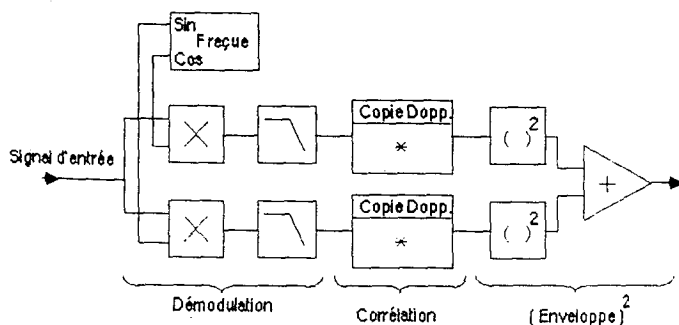


Figure 5. – Synoptique de traitement des signaux BPSK.

Un tel traitement conduit à l'obtention de la réponse spatio-temporelle du milieu que l'on exploite dans divers buts :

- la connaissance du milieu qui conduit à un modèle paramétrique de type trajets multiples.
- la connaissance du front d'onde reçu sur l'antenne.

En ce qui concerne l'allure du front d'onde, nous avons proposé [Faure86c] [Faure87a] une méthode basée sur le groupement de traces et la formation de voies en faisant l'hypothèse que la source est fixe, à l'infini et que le trajet principal arrive de façon simultanée sur toutes les traces.

L'antenne étant segmentée en sous-réseaux, il s'agit d'estimer la direction d'arrivée de l'onde sur chacun des sous-réseaux. Ceci permet d'obtenir l'orientation des sous-réseaux par rapport à la source et donc de retrouver, par continuité, la forme de l'antenne. L'estimation de la direction d'arrivée s'obtient de la façon suivante : après avoir effectué des formations de voies correspondant à divers angles de visée, on calcule l'intercorrélation entre le signal émis et le signal de chaque voie. Le contraste entre les pics de

l'intercorrélation (traduisant la présence du signal émis) et le bruit est alors maximal lorsque la voie est orientée dans la direction de la source.

En présence de trajets multiples, l'intérêt de cette méthode est de permettre une estimation sélective de la forme de l'antenne pour chacun des trajets.

La figure 6 illustre les résultats obtenus par cette méthode. Dans cet exemple, les formations de voies sont effectuées en décalant les signaux de -2, -1, 0, +1 et +2 échantillons par traces, ce qui correspond, compte tenu de la fréquence d'échantillonnage et des distances intercapteurs, aux directions -13°, -6.8°, 0°, +6.8° et +13°. Les sous-réseaux sont constitués de 6 capteurs, ce qui correspond à une directivité de 7°.

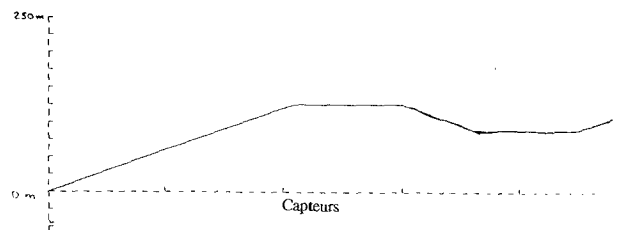


Figure 6. – Forme de l'antenne dans le cas d'une émission BPSK.

La déformation du front d'onde ainsi estimée peut être suivie au cours du temps. Il est par ailleurs très intéressant de noter que l'on a estimé la déformation pour 3 trajets résultant d'une même excitation [Faure87b]. Même à grande distance (730 km) et malgré le rapport signal à bruit très faible, nous avons pu déterminer la forme de l'antenne [Vial88].

4.2. PHASE DE LA FONCTION D'INTERCORRÉLATION

A partir de la fonction spatio-temporelle obtenue comme décrit précédemment, il est possible de visualiser l'allure générale du front d'onde reçu, en suivant spatialement la position du module du pic de la fonction d'intercorrélation. Toutefois la quantification temporelle et le rapport S/B ne permet pas une estimation précise de cette surface d'onde. Aussi nous avons proposé de suivre la phase de la fonction d'intercorrélation [Faure87c].

On obtient ainsi, pour chaque capteur de l'antenne, la phase de la porteuse du signal émis, ce qui fournit une image des variations relatives fines des distances de propagation source-récepteurs du réseau. Il est alors aisé de transformer ces écarts de phase en écarts de distance et reconstituer ainsi la surface d'onde reçue.

Nous montrons à titre d'exemple sur la figure 7, 3 surfaces d'onde obtenues à des dates différentes (correspondant aux séquences d'émission 3139, 3130, 3121).

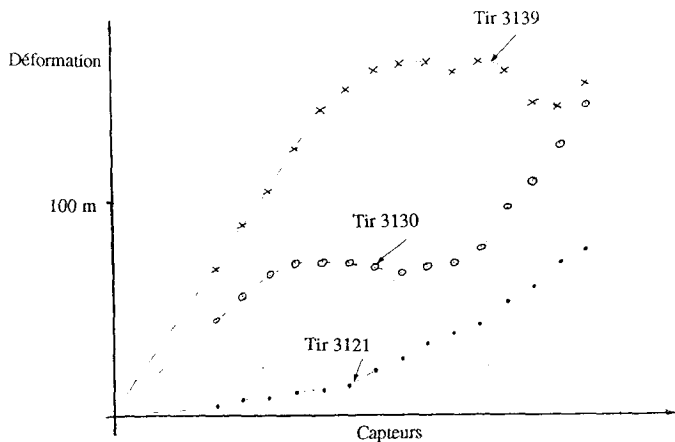


Figure 7. – Surface d'onde obtenue par la phase de l'intercorrélacion.

5. Séparation des différentes contributions de la surface d'onde

5.1. MODÈLE DE SÉPARATION DES DIFFÉRENTES CONTRIBUTIONS

Dès que l'on a déterminé l'allure de la surface d'onde, il est fondamental de chercher à séparer les différentes contributions, à savoir : le défaut de pointé ou azimut de la source, la déformation de l'antenne et les fluctuations propres du milieu de propagation (figure 8).

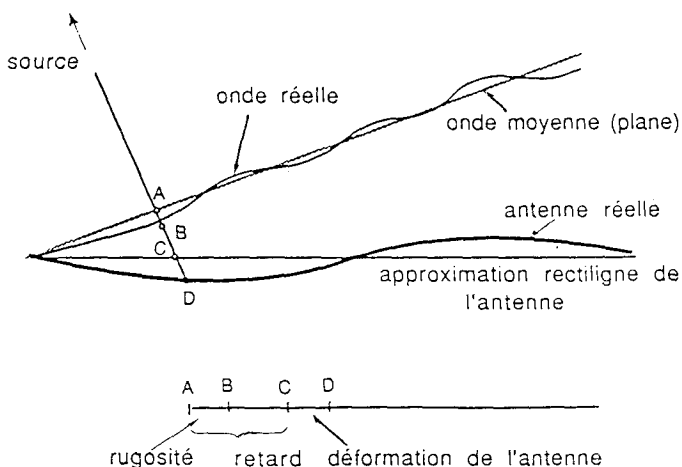


Figure 8. – Modèle des contributions du front d'onde.

On s'intéresse donc au terme de phase que l'on peut transformer en terme de retard indépendant de la fréquence et constitué de 3 termes :

$$\tau = \tau_L + \tau_A + \tau_M$$

- Le terme τ_L est dû à l'écart angulaire entre la direction moyenne de l'onde (supposée plane) et l'antenne (supposée rectiligne). Ce terme varie linéairement en fonction des capteurs.
- Le terme τ_A correspond à la déformation de l'antenne.
- Le terme τ_M est un terme résiduel aléatoire dû à la rugosité de l'onde incidente.

5.2. EXTRACTION DE LA FORME DE L'ANTENNE, DE L'AZIMUT ET DU BRUIT

5.2.1. filtrage spatial

L'antenne étant souple, tractée et quasiment libre à une extrémité, il est évident qu'elle se déforme. Toutefois si l'on tient compte des contraintes mécaniques, il semble logique que ces déformations ne puissent être que basse-fréquence. C'est ce raisonnement qui a conduit, dès les premiers résultats de la connaissance de la surface d'onde, à appliquer un filtre spatial simple [Faure86b]. Ce filtre est réalisé en ne conservant, après transformée de fourier (spatiale), que la composante basse fréquence de la déformation de l'antenne. Pour les quatre séquences traitées de l'expérimentation de 1984, la forme d'antenne a été obtenue en effectuant un filtrage spatial très simple. Cela est rendu possible sous l'hypothèse que la flûte ne peut pas se déformer mécaniquement de façon sensible durant les 32 secondes d'analyse. De façon arbitraire nous avons choisi pour largeur équivalente du filtre la distance de 200 m, ce qui correspond sensiblement à 10 traces. Cet ordre de grandeur a été ensuite confirmé dans [Bourennane86] et [Faure87d].

Il résulte de ce traitement que l'ordre de grandeur des déformations que l'on attribue à l'antenne est sensiblement le même pour les quatre séquences étudiées, soit environ 18 m, ce qui est de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde du signal émis (rappelons que l'antenne a une étendue de 130 longueurs d'onde environ). Ces résultats sont illustrés sur les figures 9, 10, 11 et 12 où l'on a représenté l'évolution de la forme de l'antenne au cours du temps pour chacune des séquences.

Associée à la forme de l'antenne, nous avons également déterminé l'angle de pointé de la source et pour les quatre séquences traitées, nous avons chiffré après régression linéaire sur la longueur de l'antenne, les valeurs de l'azimut de la source par rapport à la normale au réseau. On obtient des valeurs qui pourraient surprendre surtout en début d'expérimentation (jusqu'à 330 km). En effet, la source est vue sous un angle de 22 degrés. Toutefois, il s'agit d'une séquence pour laquelle les conditions de prises de données étaient très difficiles (mer grosse, mauvais positionnement des bateaux, zone de courant). Par contre en fin de campagne, les résultats sont plus conformes à notre attente, les conditions s'étant bien améliorées.

On peut noter sur la figure 10 un déplacement de la déformation le long de l'antenne au cours du temps à la vitesse de déplacement du bateau récepteur.

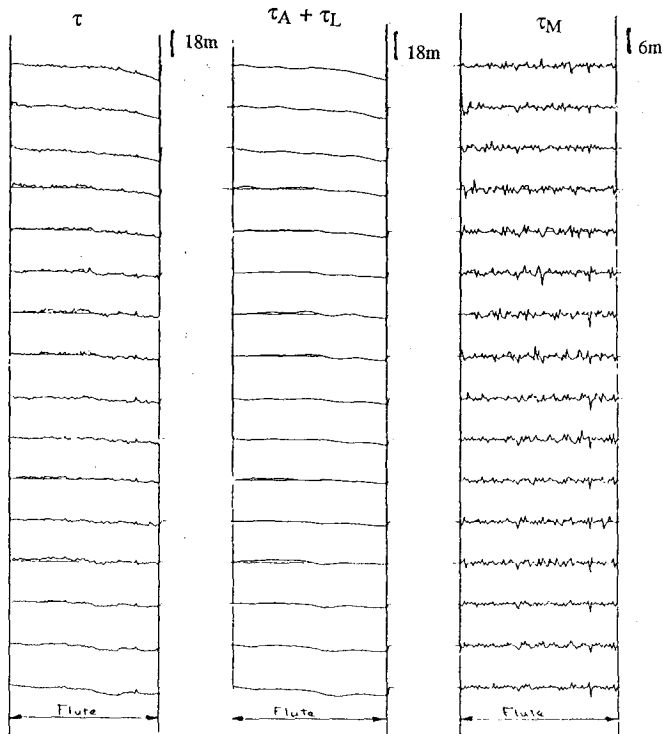


Figure 9. – Filtrage spatiale de la forme de l'antenne. Séquence 330 km.

Cette déformation est probablement liée à un changement de cap du bateau récepteur.

En ce qui concerne le "bruit résiduel" obtenu après soustraction à la surface d'onde calculée de l'azimut moyen et de la forme estimée de l'antenne, quelques remarques s'imposent :

- Nous constatons sur la séquence à 1200 km une perturbation qui se déplace le long de l'antenne à la vitesse du bateau.
- Nous constatons également que le bruit résiduel augmente en fonction de la distance de propagation.

Ainsi les fluctuations de phase qui en découlent, ramenées en fluctuations de distance d'un capteur à l'autre le long de l'antenne, sont de l'ordre de 1 à 2 m pour les séquences à 330, 1200 et 1600 km, et augmentent jusqu'à 4 m pour la séquence à 2000 km.

Cette méthode de filtrage spatial simple donne une indication de la forme estimée de l'antenne avec une certaine erreur. En effet, les contributions hautes fréquences liées au milieu sont également filtrées et le terme résiduel n'est pas l'image exacte de la contribution du milieu. Cette remarque a incité à utiliser une méthode statistique pour séparer la forme d'antenne de la contribution du milieu.

5.2.2. Traitement statistique

En reprenant la décomposition des contributions comme présenté précédemment et à partir de τ obtenu en considérant des durées d'analyse courtes, on peut statistiquement estimer les valeurs moyennes des retards τ_A et τ_L [Chamaillard87], [Faure88] et [Faure89].

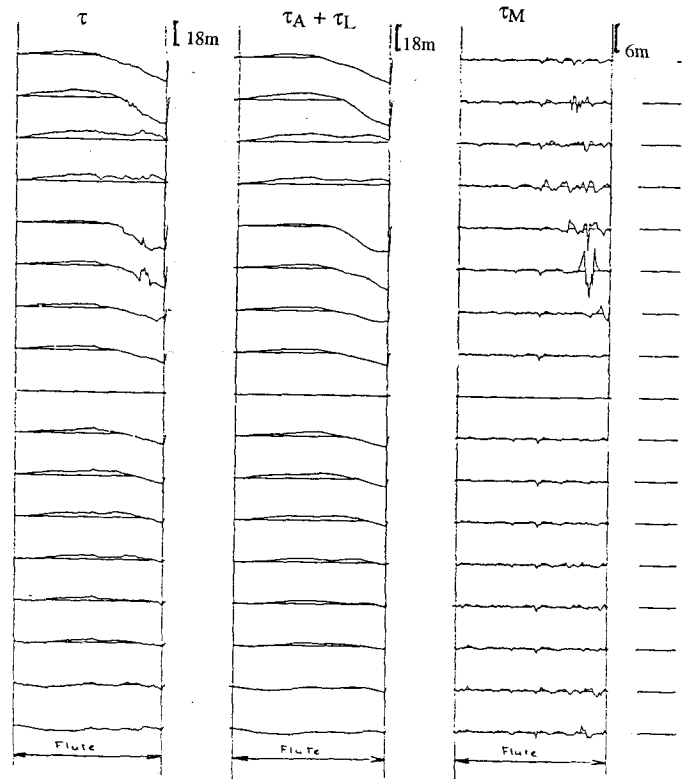


Figure 10. – Filtrage spatiale de la forme de l'antenne. Séquence 1200 km.

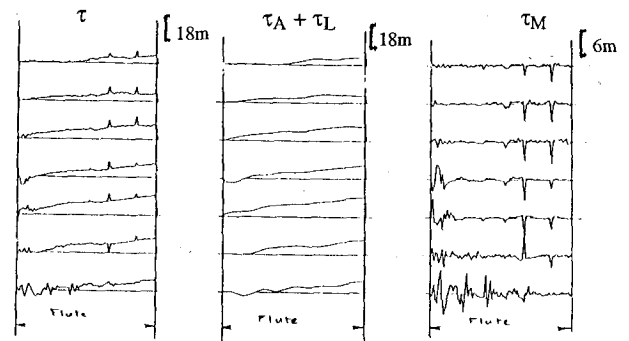


Figure 11. – Filtrage spatiale de la forme de l'antenne. Séquence 1600 km.

Si l'on considère que la valeur moyenne de la rugosité du front d'onde est nulle sur K réalisations, on peut écrire :

$$\begin{aligned} \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \tau_k &= \hat{\tau}_A + \hat{\tau}_L + \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \tau_{Mk} \\ &= \hat{\tau}_A + \hat{\tau}_L + \varepsilon \end{aligned}$$

On estime alors conjointement la forme moyenne de l'antenne et l'azimut moyen de la source.

En effectuant une régression linéaire sur la longueur de l'antenne, on estime le terme τ_L représentatif de l'azimut de la source puis par différence on accède à τ_A .

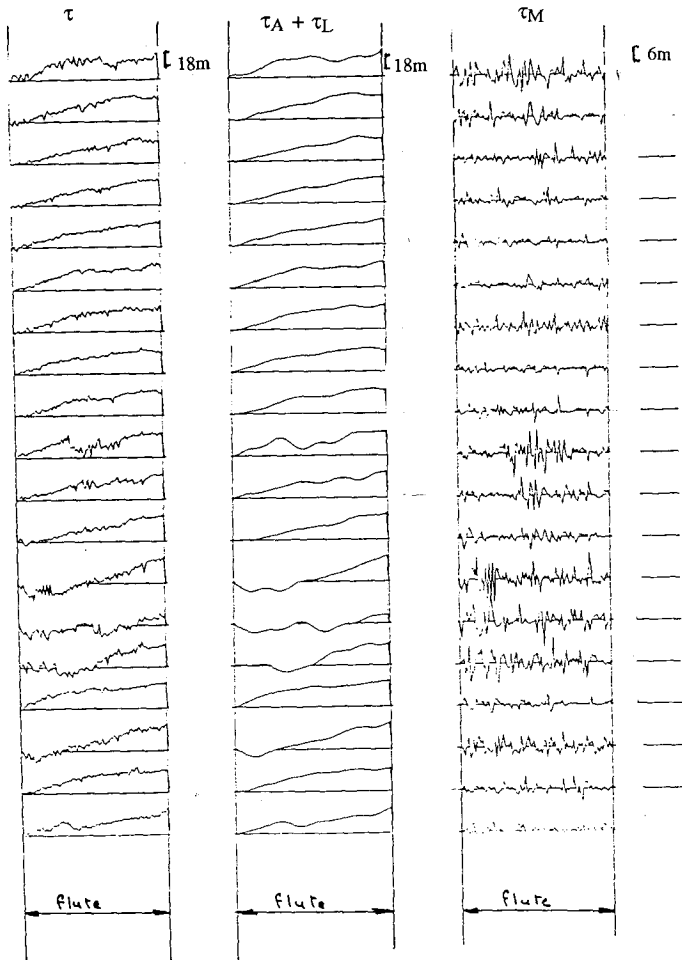


Figure 12. – Filtrage spatiale de la forme de l'antenne. Séquence 2000 km.

Remarque : il est possible, toujours sous les mêmes hypothèses d'obtenir l'estimation de la forme de l'antenne en moyennant les observations par rapport aux différentes fréquences d'analyse.

5.2.3. Filtrage de Wiener

Sur les données de l'expérimentation 1985, lorsque l'émission est multifréquence, nous obtenons autant de surfaces d'onde au même instant qu'il y a de fréquences analysées; tout en sachant que l'information "forme d'antenne" est unique et est présente dans chaque résultat. C'est ce qui a été exploité et présenté dans [Bourennane86] et [Faure87d].

On dispose ici de quatre observations :

$$\tau_1 = \tau_A + \tau_{M1}$$

$$\tau_2 = \tau_A + \tau_{M2}$$

$$\tau_3 = \tau_A + \tau_{M3}$$

$$\tau_4 = \tau_A + \tau_{M4}$$

(on néglige le terme τ_L qui peut être estimé par ailleurs ou confondu avec le terme τ_A)

La forme du terme τ_A est imposée par l'hypothèse sur l'invariance du retard sur chaque capteur en fonction de la fréquence. Ce terme τ_A donne l'image de l'antenne pendant la durée T d'analyse. Afin de séparer les deux contributions principales (milieu et antenne) nous appliquons le filtre linéaire optimal en moyenne quadratique estimant au mieux τ_A à partir des observations τ_i bruité par τ_{Mi} , en considérant que les composantes τ_{Mi} sont centrées, décorrélées, de même puissance et décorrélées de τ_A .

Le calcul du gain complexe de ce filtre (en fonction de la fréquence spatiale) est présenté dans [Faure87d]. Il a été montré que ce filtre tend, lorsque le rapport signal à bruit est fort, vers l'estimateur naturel obtenu en moyennant les quatre observations. Lorsque le rapport signal sur bruit est faible, l'estimateur proposé tend vers 0. L'application d'un tel filtre conduit, à titre d'exemple, aux résultats de la figure 13 où l'on montre les fluctuations bruitées du retard aux quatre fréquences et l'estimation de la forme de l'antenne au cours du temps.

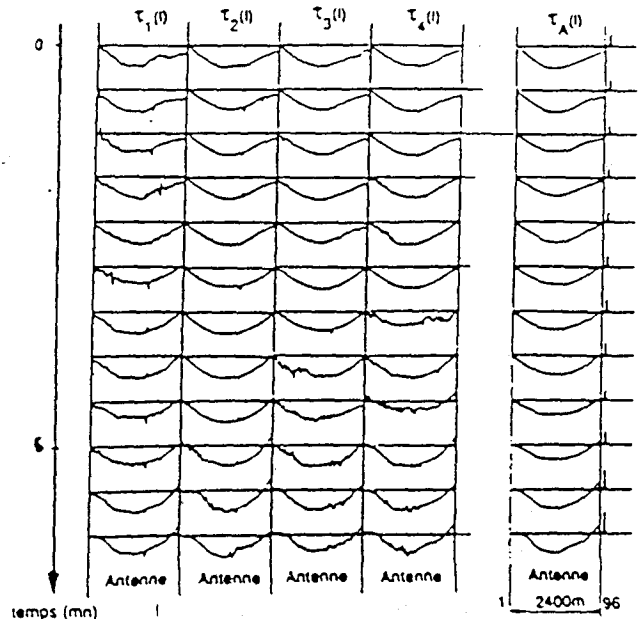


Figure 13. – Fluctuations brutes du retard aux 4 fréquences émises et estimation de la forme de l'antenne au cours du temps.

6. Conclusion

Testés sur des données expérimentales, les traitements proposés ici ont montré leur efficacité à estimer la surface de l'onde reçue sur l'antenne en utilisant une source coopérante. Cette estimation a pu être réalisée quel que soit la nature du signal émis. Nous avons ainsi pu chiffrer l'ordre de grandeur de la déformation et suivre celle-ci au cours du temps.

L'utilisation d'un modèle simple de séparation des différentes contributions de l'onde reçue a révélé le comportement propre de

l'antenne, ses déformations pouvant atteindre quelque dizaines de mètres pour une longueur de l'antenne de 2400 mètres.

Nous n'avons pas présenté ici l'influence de cette déformation dans les traitements classiques. Signalons simplement que cette déformation, de l'ordre de quelques longueurs d'onde du signal entraîne de sévères dégradations [Faure90], [Bourennane89].

BIBLIOGRAPHIE

- [Froidevaux84] P. FROIDEVAUX, Compte rendu de la mission GERDSM à bord du "Résolution" du 15 Mars au 30 Mars 1984. Rapport IFP réf. 32353
- [Plaisant84] A. PLAISANT, B. De RAIGNIAC, J.Y. JOURDAIN, R. GRAS, Déroulement de la campagne flûte pétrolière Mars 1984. Note technique GERDSM numero 44587
- [Brac85] J. BRAC, Compte rendu de la mission GERDSM 2 du "Résolution" du 17 Août au 5 Septembre 1985. Rapport IFP réf. 33687
- [Raigniac85] B. de RAIGNIAC, Campagne flûte pétrolière 85. Compte rendu de l'expérimentation. Rapport GERDSM numero 49077 ET/LD du 05/12/85
- [Faure86a] B. FAURE, Analyse temporelle et spatiale de l'onde reçue sur une grande antenne à longue distance en ASM. 7ème JESPA à Lyon Juin 86.
- [Faure86b] B. FAURE, Expérimentation flûte pétrolière IFP 84. Premiers résultats relatifs à l'étude de la surface d'onde pour une émission monochromatique et pour 4 situations différentes. Rapport CEPHAG 32/86
- [Vial87] F. VIAL, B. FAURE, Comparaison d'émissions multi-raies. Rapport Cephag 22/87
- [Faure86c] B. FAURE, F. VIAL, Traitement des signaux PSK de la campagne de mesures "Flûte pétrolière IFP 85". Rapport Cephag 53/86
- [Faure87a] B. FAURE, G. JOURDAIN, F. VIAL, Traitement et analyse spatio-temporelle de signaux large bande reçus sur une antenne longue en ASM. Colloque GRETSI 87
- [Faure87b] B. FAURE, F. VIAL, Traitement des signaux PSK de l'expérimentation IFP 85. Tracé des surfaces d'onde relatives à différents trajets. Rapport Cephag 4/87
- [Vial88] F. VIAL, B. FAURE, Expérimentation flûte pétrolière IFP 85, Traitement des signaux PSK reçus à grandes distances. Rapport Cephag 37/88
- [Faure87c] B. FAURE, F. VIAL, Suivi de la phase de la fonction d'intercorrélation pour l'émission de PSK. Rapport Cephag 64/87
- [Bourennane86] S. BOURENNANE, Analyse spatio-temporelle de l'onde reçue sur une antenne longue en ASM dans le cas d'une excitation multi-fréquences. Stage de DEA. Rapport Cephag 45/86
- [Faure87d] B. FAURE, S. BOURENNANE, J.L. LACOUME, Analyse temporelle et spatiale de l'onde reçue sur une grande antenne à longue distance en ASM. Revue TS volume 4 numero 4 1987 pp 341-352
- [Chamaillard87] S. CHAMAILLARD, Elaboration d'un logiciel spécifique au traitement des données de l'expérimentation "Flûte pétrolière IFP 85". Rapport Cephag 51/87
- [Faure88] B. FAURE, G. JOURDAIN, F. VIAL, Etude stochastique de la surface d'onde reçue sur une grande antenne en acoustique sous-marine. Rapport Cephag 39/88
- [Faure89] B. FAURE, G. JOURDAIN, F. VIAL, Etude stochastique de la surface d'onde reçue sur une grande antenne en acoustique sous-marine. Colloque GRETSI 89
- [Faure90] B. FAURE, Rapport de synthèse des travaux CEPHAG relatif aux expérimentations "Flûte Pétrolière IFP 84-85". Rapport Cephag 54/90
- [Bourennane89] S. BOURENNANE, B. FAURE, P. GOUNON, J.L. LACOUME, Localisation de source avec estimation de la forme d'antenne. Revue TS volume 6 numero 1 1989 pp 27-35