

# Mesure de retard De l'acoustique sous-marine à la tomographie acoustique océanique

Delay measurement.

From submarine acoustics to oceanic acoustic tomography

**Jean-Louis Lacoume**

GIPSA-DIS, domaine universitaire BP 46 38402 Saint-Martin-d'Hères cedex,  
Jean-Louis.Lacoume@gipsa-lab.inpg.fr

Manuscrit reçu le 17 juillet 2007

Résumé et mots clés

La mesure de retard est un thème central du traitement du signal. Geneviève Jourdain a apporté des contributions importantes à cette thématique. Les recherches qu'elle a menées ont été inspirées par l'étude du milieu marin dans le cadre de l'acoustique sous-marine et de la tomographie acoustique océanique. Elle a appliqué l'expertise acquise dans l'identification des trajets multiples aux systèmes de communications mobiles. Je présente ici une vue panoramique de l'évolution de la mesure de retard : méthodes actives par corrélation, super résolution en temps et suivi de retards proches, en relation avec les études menées par Geneviève Jourdain dans ces différents domaines de recherche et d'application.

Mesures de retard, acoustique sous-marine, tomographie océanique.

Abstract and key words

Time delay estimation is a central topic in signal processing. Geneviève Jourdain has made important contributions in that field. Her work has been supported by applications in submarine acoustics and ocean acoustics tomography. She has applied her deep expertise in multipaths propagation to mobile systems communications.

I present here a panoramic view of the evolution of delays measurement : correlation, time super resolution and pursuit of evolutive close delays, in relations with Geneviève Jourdain work in this domain of research and application.

Delay measurement, submarine acoustics, oceanic tomography.

## 1. Introduction : La mesure de retard une question centrale en traitement du signal

La mesure du temps d'arrivée d'un signal, de son retard, est une thématique importante du traitement du signal. Apparue avec le radar et le sonar pour la détection et la localisation d'une cible, et avec la prospection sismique pour imager les couches géolo-

giques du sous-sol cet axe de recherche a contribué au développement du traitement du signal par :

- La détection conduisant au *filtre adapté*,
- La mesure de la distance, par la mesure du retard, conduisant à la *fonction de corrélation*,
- La mesure conjointe du retard et de la vitesse, par l'effet Doppler induit par une cible mobile, conduisant aux *représentations temps-fréquence*.

La mesure de retard, question posée dès le début du traitement du signal, est restée un sujet actif de recherche<sup>1</sup>. Cette recherche

1. La mesure de retard est utilisée en contrôle non destructif (CND) pour la localisation de défauts, en tomographie médicale et dans de nombreux autres domaines d'application...

a été alimentée par la mise en oeuvre de modèles de plus en plus précis et par les progrès de la théorie de l'estimation. Le développement de méthodologies de mesure a été impulsé par la révolution apportée aux moyens de traitement par l'électronique et l'informatique.

À ce domaine central du traitement du signal Geneviève Jourdain a apporté une contribution importante dont le point de départ est l'identification des multi-trajets en Acoustique Sous Marine (ASM). Elle a appliqué ces techniques et les a affinées en Tomographie Acoustique Océanique (TAO). Elle a développé un nouveau champ d'application des mesures de retard en présence de multi trajets dans les communications ASM. L'expérience acquise dans les communications ASM lui a donné une position de pointe dans la mise au point et la normalisation des systèmes de communication numériques. Cet axe de recherche et développement a connu un essor considérable avec la révolution des systèmes mobiles de communication. Cet axe récent et porteur a bénéficié des progrès méthodologiques et techniques apportés par le traitement du signal.

## 2. Les fondements de la mesure de retard

### 2.1. Méthodes actives : la corrélation estimateur optimal

Les méthodes actives sont les techniques de mesure de retard mises en oeuvre lorsque le signal, dont on veut mesurer le retard, est connu.

La mesure active de retard a été développée dans le radar et le sonar pour la détermination de la distance d'une cible. En prospection sismique, cette mesure permet de déterminer la profondeur des réflecteurs constitués par les couches du sous-sol. Dans ces différentes situations, un émetteur envoie un signal connu  $s(t)$ . Le signal est une onde électromagnétique dans le cadre du radar, une onde acoustique pour le sonar et une onde élastique en prospection sismique. Le signal émis est réfléchi par l'objet étudié. Le récepteur, confondu avec l'émetteur dans les systèmes mono statiques ou distinct pour les systèmes bi statiques, reçoit un écho retardé additionné à des parasites ou bruits. Dans le modèle le plus simple, nous reviendrons sur la modélisation, le signal reçu est :

$$R(t) = \alpha \cdot s(t - \tau_0) + B(t) \quad 0 < t < D \quad (1)$$

Dans cette relation

- $\alpha$  est l'atténuation due à la propagation
- $\tau$  le retard, que l'on cherche à mesurer,
- $B(t)$  est un signal aléatoire représentant les parasites ou bruits,
- $D$  est la durée du signal.

Lorsque le bruit  $B(t)$  est blanc la projection du signal reçu sur l'ensemble des copies translattées en temps,  $s_\tau = s(t - \tau)$  du signal attendu, contient toutes les informations sur le signal

utile. Cette projection, qui est une statistique suffisante, est la sortie du filtre adapté au signal attendu  $s(t)$  :

$$\begin{aligned} \langle s_\tau | R \rangle &= \alpha * \int s(t - \tau)s(t - \tau_0)dt + \int s(t - \tau)B(t)dt \\ &= \alpha * C_s(\tau - \tau_0) + B_s(\tau) \end{aligned} \quad (2)$$

Les informations sur la présence ou l'absence du signal retardé dans l'écho et sur le retard sont portées par la corrélation du signal émis  $C_s(\tau - \tau_0)$ .

$B_s(\tau)$  est la projection du bruit sur le signal émis.  $B_s(\tau)$  est une variable aléatoire de Gauss centrée. La variance de  $B_s(\tau)$  est  $N_0 C_s(0)$ ,  $N_0$  étant la densité spectrale de puissance du bruit.

Pour détecter la présence ou de l'absence d'une cible, on compare la sortie du filtre adapté, corrélation du signal reçu avec le signal attendu, à un seuil.

L'estimation du retard est la date du maximum de la sortie du filtre adapté.

L'estimation du retard est non-biaisée.

La variance de l'estimateur de  $\tau_0$  :

$$Var(\hat{\tau}_0) = \frac{1}{4\pi^2} \frac{N_0}{E_s} \frac{1}{B_{p,s}^2} \quad (3)$$

est fixée par :

- le rapport signal sur bruit : rapport entre la DSP du bruit  $N_0$  et l'énergie du signal  $E_s = \alpha^2 \int |s(t)|^2 dt = \alpha^2 C_s(0)$
- la bande passante du signal,

$$B_{p,s} = \sqrt{\frac{\int (v - v_c)^2 S(v) dv}{\int S(v) dv}}$$

$v_c$  étant la fréquence centrale (porteuse) et  $S(v)$  la transformée de Fourier de  $s(t)$ .

La relation (3) donnant la variance de la mesure du retard sert de guide pour la conception de signaux performants pour la mesure de retard. Les « bons » signaux pour la mesure de retard doivent présenter un bon rapport signal sur bruit et occuper une large bande de fréquence. Pour améliorer le rapport signal sur bruit dans un contexte de bruit donné, on peut

- augmenter l'énergie du signal soit
  - par un accroissement de l'amplitude du signal. La limite est fixée par les capacités de l'émetteur et la physique de la propagation. En ASM, la puissance du signal acoustique émis est limitée par la cavitation. Actuellement, il apparaît une autre limitation « écologique » qui est le souci de ne pas atteindre des niveaux de pollution sonore sous marine susceptibles de perturber les mammifères marins, dauphins, baleines, dotés d'un sonar biologique.
  - par un accroissement de la durée du signal. Les limitations sont ici les contraintes opérationnelles et la stationnarité du canal de propagation.

- utiliser des signaux large bande. C'est dans ce but qu'ont été développé initialement les signaux modulés en fréquence. Ici la limitation est imposée par la bande passante de l'émetteur.

## 2.2. Extensions

Cette méthode optimale de détection et-ou de mesure de retard a été étendue

- à des situations plus complexes,
- au cas d'un bruit non-blanc.

### 2.2.1. Signaux présentant plusieurs retards

Dans certaines situations (milieux dispersifs) les propriétés de la propagation dépendent de la fréquence. Dans le cas d'un signal affecté par plusieurs retards dépendant de la fréquence la méthode précédente n'est pas applicable. Dans cette situation, on mesure les différents retards en se plaçant dans le domaine des fréquences [1].

Par transformation de Fourier (TF), sur la variable retard  $\tau$ , la relation (2) devient :

$$TF[\alpha * C_s(\tau - \tau_0) + B_s(\tau)] = S_{\text{émis, reçu}}(\nu) = \alpha \cdot S_s(\nu) e^{-2\pi j \nu \tau_0} + B_s(\nu) \quad (4)$$

Dans cette relation

- $S_{\text{émis, reçu}}(\nu)$  est la densité spectrale de puissance d'interaction des signaux émis et reçus,
- $S_s(\nu)$  est la densité spectrale de puissance du signal émis,
- $B_s(\nu)$  est une variable aléatoire de Gauss centrée de variance,  $N_0 C_s(0)$ ,  $N_0$  étant la DSP du bruit.

La phase de  $S_{\text{émis, reçu}}(\nu)$ ,  $-2\pi j \nu \tau_0$ , porte l'information sur le retard.

Le retard est donné par la pente de la variation de la phase en fonction de la fréquence.

Pour un signal présentant plusieurs retards dépendant de la fréquence, on obtient les différents retards en évaluant la pente de la phase dans chacune des bandes de fréquence concernées.

Dans cette approche en fréquence, la détection des bandes de fréquence contenant un écho est faite en utilisant la cohérence entre le signal émis et le signal reçu.

*La cohérence des signaux  $s(t)$  – signal émis – et  $R(t)$  – signal reçu – est l'interspectre normé de ces signaux*

$$c_{s,R}(\nu) = \frac{|S_{s,R}(\nu)|^2}{S_s(\nu) S_R(\nu)}$$

*La cohérence est comprise entre 0 et 1. La cohérence est voisine de 1 aux fréquences pour lesquelles le signal reçu contient une copie décalée du signal émis. Dans les gammes de fréquence où le signal reçu ne présente pas d'écho la cohérence tend vers 0.*

Les bandes de fréquences dans lesquelles existe un écho sont celles où la cohérence est supérieure à un seuil dont la valeur, comprise entre 0 et 1, est fixée par le nombre de degrés de liberté (BT) utilisé pour estimer l'interspectre  $S_{\text{émis, reçu}}(\nu)$  entre les signaux émis et reçus.

La mesure des retards, dans le cas d'un signal présentant plusieurs retards dépendant de la fréquence, se déroule en deux étapes.

- dans la première étape, en comparant la cohérence à un seuil, on détermine (détecte) les bandes de fréquence dans lesquelles un écho existe.
- dans la seconde étape, on mesure le retard dans chacune des bandes de fréquence, par régression linéaire sur la phase de l'interspectre entre les signaux émis et reçus.

### 2.2.2. Bruit coloré

En présence d'un bruit gaussien coloré avant de calculer l'intercorrélation il faut appliquer au signal attendu et au signal reçu un filtre blanchissant le bruit avant d'estimer leur intercorrélation.

## 2.3. Méthodes passives de mesure de temps : la cohérence

Cette approche et les différents estimateurs qui s'en déduisent sont développés dans [2] où est mis en évidence le rôle central de la cohérence.

Dans ce cas, dit passif, le signal  $s(t)$  dont on veut mesurer le retard entre deux capteurs *n'est pas connu*. Les signaux reçus sur les deux capteurs sont

$$x_1(t) = s(t) + B_1(t) \quad (5)$$

$$x_2(t) = s(t - \tau) + B_2(t) \quad (6)$$

Le signal  $s(t)$  et les bruits  $B_1(t)$  et  $B_2(t)$  sont des signaux aléatoires, stationnaires, gaussiens et indépendants.

La cohérence des signaux  $x_1(t)$  et  $x_2(t)$  est [1]:

$$c_{1,2}(\nu) = \frac{|S_{1,2}(\nu)|^2}{S_1(\nu) S_2(\nu)} \quad (7)$$

Comme nous l'avons indiqué en 2-2, la cohérence est comprise entre 0 et 1. Lorsque la cohérence est proche de 1 le rapport signal sur bruit est bon. Une cohérence proche de 0 indique un mauvais rapport signal sur bruit. Par ailleurs la mesure de temps est d'autant plus précise que la bande passante du signal est large comme l'indique la variance de la mesure de retard donnée en (3).

Ces remarques donnent les principes de la mesure développée dans [2]. D'une part, on applique aux deux signaux un opérateur qui favorise les gammes de fréquence dans lesquelles la cohérence est proche de 1 et atténue les gammes de fréquence pour lesquelles le rapport signal sur bruit est voisin de 0. D'autre part

on cherche à élargir au maximum la bande passante utile. Ces deux objectifs sont antagonistes, il faut arbitrer entre eux. C'est pourquoi plusieurs estimateurs du retard ont été proposés.

Dans [2] il est montré que l'estimateur du retard est donné par le maximum de

$$\widetilde{K}_{1,2}(\tau) = \int \widehat{S}_{1,2}(\nu)H(\nu)e^{2\pi j\nu\tau}d\nu \quad (8)$$

Dans cette relation :

- $\widehat{S}_{1,2}(\nu)$  est une estimation de l'interspectre des deux signaux observés.
- $H(\nu)$  est une pondération qui arbitre le compromis entre la maximisation de la bande passante et celle du rapport signal sur bruit.

À partir de la relation (8) plusieurs estimateurs du retard ont été proposés dans la littérature. Ils sont donnés dans le tableau 1.

Tableau 1. Estimateurs proposés pour la mesure passive de retard.

Méthode	Pondération $H(\nu)$
CC Classic correlation	1
ROTH	$\frac{1}{S_{1,1}(\nu)}$
WIENER	$c_{1,2}(\nu)$
SCOT Smoothed coherence transform	$\frac{1}{\sqrt{S_{1,1}(\nu)S_{2,2}(\nu)}}$
PHAT Phase transform	$\frac{1}{ S_{1,2}(\nu) }$
ML Maximum likelihood	$\frac{c_{1,2}(\nu)}{[1 - c_{1,2}(\nu)] S_{1,2}(\nu) }$

Avec  $H(\nu) = 1$ , estimateur CC, l'estimation est la date du maximum de

$$\widehat{C}_{1,2}(\tau) = \int \widehat{S}_{1,2}(\nu)e^{2\pi j\nu\tau}d\nu$$

intercorrélation des deux signaux observés. On retrouve l'estimateur de retard de la méthode active.

L'estimateur ROTH blanchit le signal émis. Cet estimateur élargit la bande passante et améliore ainsi le pouvoir de résolution en temps. Cependant, il amplifie le bruit qui peut devenir très important si le rapport signal sur bruit est faible dans certaines bandes de fréquence.

L'estimateur de WIENER est basé sur la minimisation de l'erreur quadratique moyenne. Il atténue l'effet du bruit, mais il ne favorise pas la résolution.

L'estimateur SCOT est la transformée de Fourier de la cohérence : il amplifie les gammes de fréquence ayant un bon rapport signal sur bruit.

L'estimateur PHAT « blanchit » l'interspectre, comme ROTH il améliore le pouvoir de résolution mais il amplifie le bruit.

L'estimateur ML est l'estimateur de maximum de vraisemblance en présence de bruit gaussien.

### 3. L'origine des études sur la mesure de retard menées par Geneviève Jourdain : l'acoustique sous-marine (ASM)

En acoustique sous-marine la variation de la célérité des ondes en fonction de la profondeur et les réflexions sur le fond et la surface conduisent dans les communications entre deux points à la possibilité de trajets multiples.

La physique de ce phénomène est illustrée sur la figure 1 qui donne un tracé de rayons acoustiques pour un profil de célérité donné. Cette figure illustre la possibilité des trajets multiples. Cette particularité de la propagation doit être prise en compte dans la conception des systèmes de détection ou de communication en acoustiques sous marine. L'optimisation de ces systèmes ASM passe par une identification des propriétés de la propagation dans le canal marin et donc par la mesure des retards. Une illustration de l'existence des trajets multiples et de la mesure des retards par corrélation est donnée sur la figure 2 qui présente le résultat du traitement d'une séquence d'émissions successives réalisées en mer entre un émetteur immergé à 30 mètres et un récepteur situé à une distance horizontale de 140 Km immergé à 60 mètres.

Dans cette expérience, les signaux utilisés sont des séquences BPSK (de 30 Hz de largeur de bande avec une fréquence porteuse de 1000 Hz). Les séquences BPSK ont été choisies en raison de leur pouvoir de résolution en temps et fréquence. La figure 2 montre les sorties du traitement par intercorrélation entre le signal reçu et le signal émis. Ce traitement réalise la compression d'impulsion en temps et permet une mesure du retard d'une précision de l'ordre de 10 ms.

Le signal émis est obtenu en modulant une fréquence porteuse, qui adapte le signal au canal de propagation, par une séquence BPSK. Ce signal est donc plus complexe que le signal introduit dans la modélisation présentée en (1). Pour bien maîtriser cette situation, on doit affiner la modélisation du signal et de l'effet de la propagation sur ce signal. Les étapes de cette modélisation sont présentées dans le paragraphe suivant.

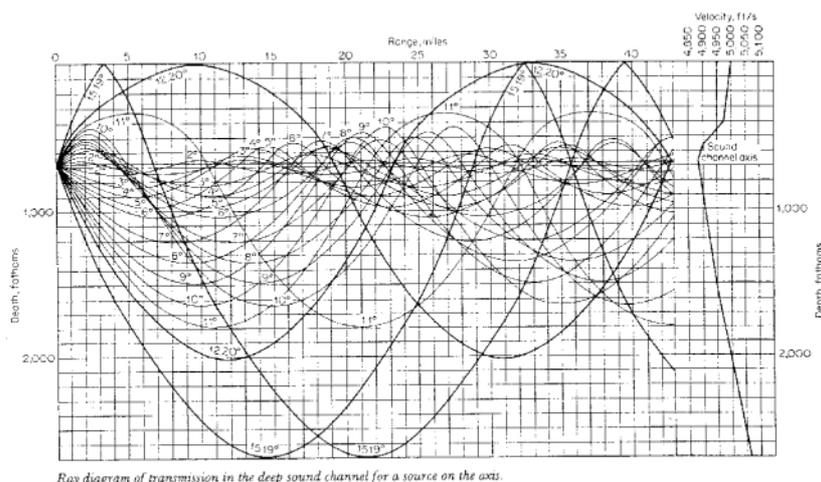


Figure 1. Tracé de rayons en acoustique sous marine.

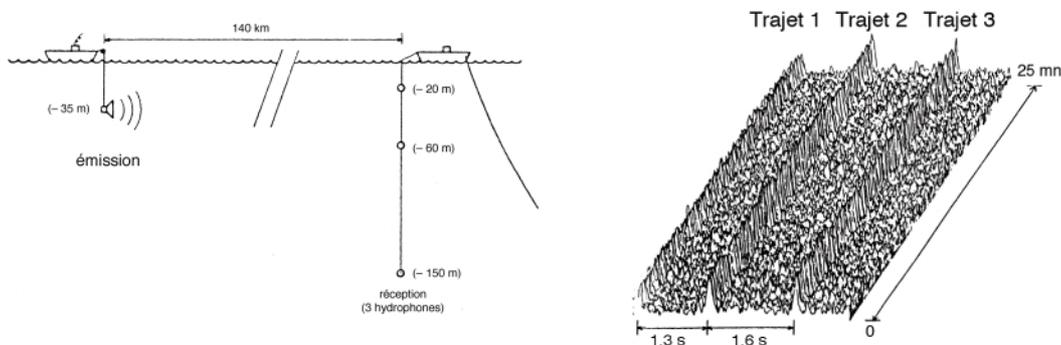


Figure 2. Schéma du dispositif expérimental et signaux propagés dans la mer en sortie du filtre adapté.

## 4. Le modèle du signal et de la propagation

Le point central dans la détermination des traitements optimaux ou sous optimaux dans la mesure des retards est la définition du modèle du signal. Ce modèle dont dépendent les performances du traitement, doit être mis au point en tenant compte de tous les éléments que peuvent apporter la physique de la propagation et l'analyse et l'interprétation des expérimentations. En schématisant on peut dire que lorsque le modèle du signal est établi le problème est résolu. Cette modélisation ne se déroule pas d'une manière linéaire. Les différentes étapes de la mise au point d'une méthodologie de mesure sont revisitées et adaptées en fonction du résultat obtenu lorsque le système issu de la modélisation est confronté à des données réelles. D'où l'importance des mesures qui permettent de confronter la théorie du système à la réalité de l'expérience.

Sur la base de ces principes, le modèle mis au point par Geneviève Jourdain, qui a été le coeur du développement des méthodes qu'elle a proposées, était assez précis pour approcher au mieux la réalité expérimentale tout en conservant une assez

large souplesse lui permettant de s'adapter aux exigences de la réalité.

### Le modèle: le retard, l'absorption et la phase

Le signal émis  $s(t)$  formé d'une porteuse modulée est:

$$s(t) = c(t) \cos(2\pi \nu_0 t) \tag{9}$$

$c(t)$  est la modulation et  $\nu_0$  la fréquence porteuse.

Après propagation dans un canal à  $p$  trajets le signal reçu est:

$$r(t) = \sum \alpha_k \cdot c(t - \tau_k) \cos[2\pi \nu_0(t - \tau_k) + \varphi_k] + B(t) \tag{10}$$

L'amplitude complexe du signal reçu est

$$A(t) = \sum \alpha_k \cdot e^{j\varphi_k} c(t - \tau_k) + B_c(t) \tag{11}$$

Le modèle du signal après propagation est caractérisé par trois familles de paramètres

- les retards  $\tau_k$  qui sont les grandeurs que l'on se propose de mesurer,

- l'atténuation d'amplitude de chaque trajet  $\alpha_k$ ,
- le déphasage apporté par chacun des trajets  $\varphi_k$ .

et par les propriétés du bruit analytique  $B_c(t)$ .

Pour compléter ce modèle on doit affecter à chacune des familles de paramètres des propriétés permettant de représenter la propagation.

Les retards sont les paramètres à mesurer. En l'absence d'informations supplémentaires on les considérera comme des variables déterministes inconnues. Dans les applications à la poursuite de retards lentement variables on lissera les mesures successives.

L'atténuation sera considérée soit comme une variable déterministe inconnue soit comme une variable aléatoire.

La phase  $\varphi_k = -2\pi\nu\tau_k + \Phi_k$  est la somme de 2 termes. Le premier terme est le déphasage de la porteuse induit par le retard. En première approximation, la célérité des ondes acoustiques dans la mer est constante. Dans un tel milieu, non-dispersif, le second terme est théoriquement nul:  $\Phi_k = 0$ . L'expérience a montré qu'il n'en était pas ainsi et que ce terme était généralement non nul. La raison physique de cette non-nullité de  $\Phi_k$  a été longtemps recherchée. Plusieurs pistes ont été envisagées :

- réflexions sur la surface: ces réflexions engendrent un déphasage de  $\pi$ . cette possibilité n'explique pas les valeurs trouvées expérimentalement qui peuvent être différentes de  $\pi$ .

• passage de l'onde acoustique par un foyer ou une caustique. Là aussi l'explication n'est pas satisfaisante car ces focalisations de l'onde causent des déphasages de  $\pi$  ou  $\pi/2$  de non observés expérimentalement.

• dans la mer, les ondes acoustiques sont « légèrement » absorbées. Les relations de Bode-Bayard entraînent l'existence d'une relation entre les parties réelles et imaginaires de la vitesse. À partir de ces relations, on montre qu'un milieu absorbant est forcément dispersif [3]. La légère dispersion induite par l'absorption pourrait être à l'origine de ce déphasage supplémentaire. Cette hypothèse permet d'affecter à  $\Phi_k$  une valeur quelconque. Elle n'est pas en contradiction avec les observations. Cette hypothèse n'a cependant pas pu être vérifiée expérimentalement car elle nécessite des mesures très précises qui ne peuvent être conduites dans la mer « réelle » par suite de la variabilité spatiale de la célérité.

Finalement il a été convenu de retenir ce déphasage supplémentaire dont l'existence est imposée par l'expérience.

La modélisation de la phase a été également un sujet de discussion. Deux écoles s'affrontaient. D'un côté, les tenants de la grande variabilité de la phase qui proposaient de considérer la phase comme « la plus aléatoire possible » et donc de la représenter par une variable aléatoire équipartie entre 0 et  $2\pi$ . D'un autre, les partisans d'une phase inconnue mais déterminée qui proposaient de la considérer comme une variable déterministe inconnue.

Dans les mesures de retard, ces deux modélisations conduisent à deux systèmes différents.

Une phase aléatoire équipartie conduit à utiliser l'enveloppe de la sortie du filtre adapté pour réaliser la détection et la mesure

de retard. Une phase déterministe inconnue conduit à estimer conjointement la phase et le filtre adapté. Ces deux hypothèses ont été utilisées dans les dispositifs de traitement proposés par Geneviève Jourdain.

Les modélisations physiques de la propagation par tracés de rayon et les expérimentations dans le milieu marin ont fait apparaître un nouveau défi: la mesure de retards proches.

## 5. Mesures de retards proches

La notion de retards proches est relative au signal utilisé pour faire la mesure. Un signal, il s'agit ici de la modulation, de bande passante  $B$  a, en temps, un pouvoir de résolution de Rayleigh de l'ordre de  $\Delta t_R = \frac{1}{B}$ . Lorsque 2 trajets induisent des retards dont l'écart est plus petit que  $\Delta t_R$  ils ne peuvent être séparés directement par corrélation. La sortie du filtre adapté fait apparaître un seul maximum. Le détecteur conclut donc à l'existence d'un seul retard et lui affecte comme valeur la date du maximum. Vis-à-vis de la réalité expérimentale, présence de deux retards, ces deux conclusions sont erronées. Deux retards sont vus comme un seul retard et la valeur affectée au retard ne représente en général aucun des deux « vrais » retards.

Pour préciser plaçons nous dans les conditions de mesure de la tomographie acoustique sous-marine que nous présenterons plus loin. Dans cette application, la fréquence porteuse est de l'ordre de 300 Hz et la bande de la modulation de l'ordre de 100 Hz. Dans ces conditions, 2 trajets dont les retards sont distants de moins de 10 ms ne peuvent être séparés. On montre, par tracé de rayons avec des modèles de vitesse réalistes que ce type d'écart se rencontre assez fréquemment.

Pour identifier un canal marin il est nécessaire de réaliser des mesures de retards proches. Cette mesure, comme nous venons de l'indiquer, ne peut se faire avec le traitement classique: il faut mettre au point des méthodes de super résolution en temps. Dans [5] deux méthodes de super résolution sont proposées: une méthode en temps et une méthode en fréquence.

### 5.1. Super résolution en temps

La méthode en temps s'inspire des méthodes de super résolution développées en traitement d'antenne: le goniomètre [7] et MUSIC [8].

À partir du modèle de signal donné en (11):

$$A(t) = \sum_{k=1}^p \alpha_k \cdot e^{j\varphi_k} c(1 - \tau_k) + B_c(t) \quad (12)$$

observé sur une série de retards  $t_0, t_1 \dots t_{N-1}$ , le nombre des instants considérés,  $N$ , est supposé supérieur au nombre de tra-

jets  $p$ . On construit les vecteurs colonnes

$$A = \begin{pmatrix} A(t_0) \\ A(t_1) \\ \dots \\ A(t_{N-1}) \end{pmatrix} \quad C_i(\bar{\tau}) = \begin{pmatrix} c(t_i - \tau_1) \\ c(t_i - \tau_2) \\ \dots \\ c(t_i - \tau_p) \end{pmatrix}$$

$$H = \begin{pmatrix} \alpha_1 \cdot e^{j\varphi_1} \\ \alpha_2 \cdot e^{j\varphi_2} \\ \dots \\ \alpha_p \cdot e^{j\varphi_p} \end{pmatrix} \quad B = \begin{pmatrix} B(t_0) \\ B(t_1) \\ \dots \\ B(t_{N-1}) \end{pmatrix}$$

et la matrice  $p \times N$ :  $C = (C_0, C_2, \dots, C_{N-1})$ .

Appliqué au vecteur  $A$ , le modèle du signal reçu s'écrit

$$A = C \cdot H + B \quad (13)$$

Dans cette représentation, le modèle du signal reçu est semblable au modèle des signaux reçus sur un réseau de capteurs. Dans le modèle appliqué à un réseau de capteurs, la matrice  $C$ , formée des vecteurs sources, décrit la propagation, la matrice  $H$  regroupe les amplitudes des sources. La matrice  $B$  décrit le bruit.

En traitement d'antenne et donc par suite de l'analogie entre les deux situations, dans la détermination des retards, la matrice de covariance du vecteur des mesures  $A$  permet de déterminer le sous-espace bruit et d'en déduire une méthode de super résolution pour la détermination de la direction des sources [7, 8]. Cette méthode de traitement peut être étendue, comme cela a été fait dans [4, 5], à la mesure de retards proches par super résolution en temps.

La matrice de covariance du vecteur des observations  $A$  est:

$$R = E[A^+ \cdot A] = C^+ \cdot D \cdot C + C_B \quad (14)$$

$C_B$  est la matrice de covariance du bruit:  $C_B = N_0 I$ : le bruit est blanc.

La matrice  $D = E[H^+ \cdot H]$  est la matrice de covariance des amplitudes et des phases des différents trajets. Cette matrice dépend de la modélisation adoptée pour les amplitudes et les phases des trajets. L'analogie avec le traitement d'antenne est établie si on suppose que les amplitudes et les phases des différents trajets sont des variables aléatoires indépendantes dont la phase est équipartie sur  $[0, 2\pi]$ . Dans cette hypothèse, la matrice  $D$  est diagonale et l'on se retrouve dans la situation du traitement d'antenne où l'on suppose que les sources sont des variables aléatoires indépendantes.

On voit à ce stade de la présentation toute l'importance de la modélisation. La validité des hypothèses sera vérifiée lors de l'application du traitement à des données réelles. Sans données réelles, toutes les propositions de traitement sont équivalentes. Les données réelles distinguent les méthodes conformes à la réalité expérimentale...

La méthode de super résolution en temps se termine par la diagonalisation de la matrice  $R$ . Le nombre de valeurs propres « dominantes » indique le nombre de trajets. Les retards de ces

trajets sont donnés, comme dans le goniomètre ou MUSIC par les maxima de la fonction du vecteur des retards  $\bar{\tau}$ :

$$f(\bar{\tau}) = \frac{C^+(\bar{\tau})C(\bar{\tau})}{\sum |C(\bar{\tau})V_k|^2} \quad (15)$$

où,

- $C(\bar{\tau})$  est le vecteur  $C$  en fonction du vecteur des retards,
- $C^+(\bar{\tau})C(\bar{\tau})$  est le carré de la norme du vecteur  $C(\bar{\tau})$ ,
- et  $\sum_{k=m}^p |C^+(\tau)V_k|^2$  est le carré de la projection du vecteur  $C(\bar{\tau})$  sur le sous-espace bruit.

Lorsque la valeur de  $\bar{\tau}$  est égale aux retards le dénominateur de  $f(\bar{\tau})$  est nul, ou voisin de 0 par suite des incertitudes de mesure et la fonction  $f(\bar{\tau})$  présente un maximum qui détermine la valeur des retards.

Un exemple d'application de cette méthode, en simulation, est donné sur la figure 3, extraite de [5], pour deux retards « proches » égaux respectivement à  $0.8 \cdot \Delta t_R$  (panneaux de gauche) et  $0.25 \cdot \Delta t_R$  (panneaux de droite),  $\Delta t_R$  étant la limite de résolution de la mesure de retards par intercorrélacion. La sortie du filtre adapté, corrélation, est à la limite de la détection des 2 retards pour  $0.8 \cdot \Delta t_R$ , cet estimateur ne sépare pas 2 retards distants de  $0.25 \cdot \Delta t_R$ . La super résolution en temps détecte ces 2 retards et les estime correctement. Cette technique est « robuste » à la surestimation du nombre de sources.

La méthode de super résolution en temps que nous venons de présenter s'applique lorsque les amplitudes et les phases des trajets sont des variables aléatoires indépendantes. La méthode alternative que nous allons présenter est applicable lorsque les amplitudes et les phases des trajets sont des variables déterministes inconnues.

## 5.2. Super résolution en fréquence

Dans cette méthode de super résolution, on applique le filtre adapté au signal analytique (11)

$$A(t) = \sum_{k=1}^p \alpha_k \cdot e^{j\varphi_k} c(t - \tau_k) + B_c(t) \quad (16)$$

La sortie du filtre adapté est

$$C_{Ac}(t) = \int A(\theta)c(t - \theta)d\theta = \sum_{k=1}^p \alpha_k e^{j\varphi_k} C_c(t - \tau_k) + \beta(t) \quad (17)$$

$C_{Ac}(t)$  est l'intercorrélacion du signal reçu et du signal émis. Par transformation de Fourier on obtient l'interspectre du signal reçu et du signal émis:

$$S_{Ac}(v) = \sum \alpha_k e^{j\varphi_k} S_c(v) e^{-2j\pi v \tau_k} + B_1(v) \quad (18)$$

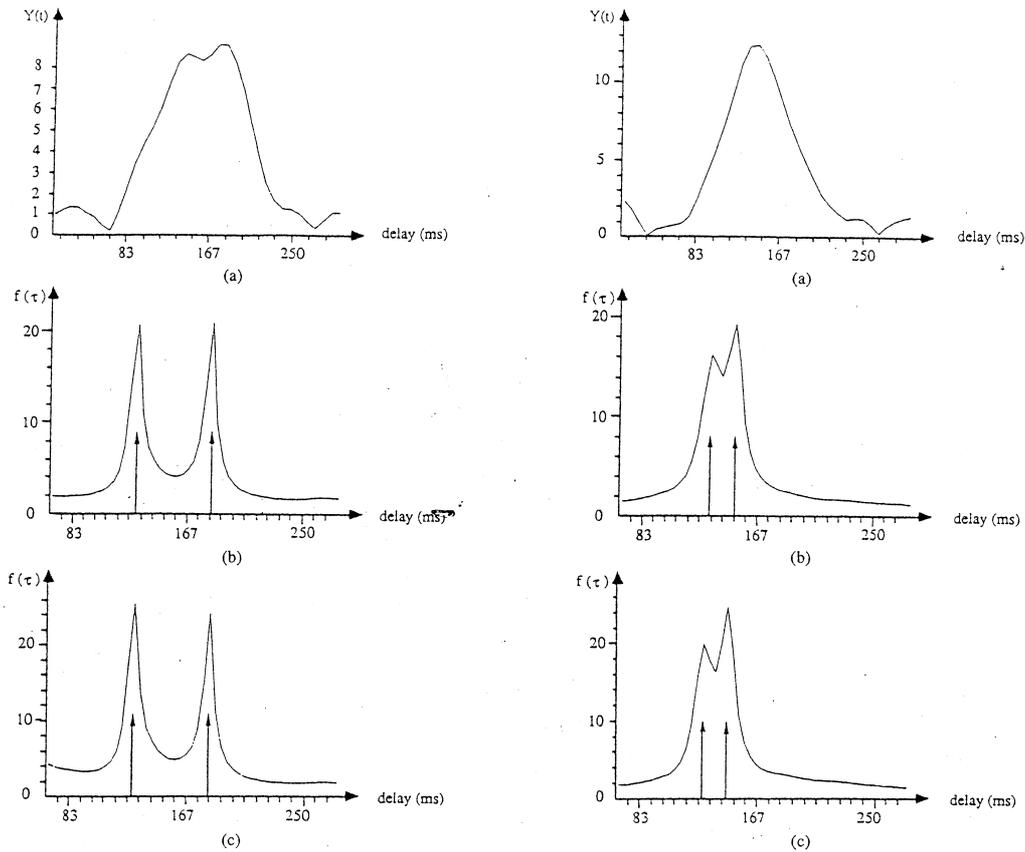


Figure 3. (extraite de [5])  
 Détection et mesure de retards proches  
 (a) sortie du corrélateur, (b) l'estimateur « super résolvent » en postulant l'existence de 2 sources,  
 (c) l'estimateur « super résolvent » en postulant l'existence de 3 sources

En divisant par le spectre du signal émis, on réalise un blanchiment de l'entrée :

$$S_{Blanchi}(v) = \frac{S_{Ac}(v)}{S_c(v)} = \sum \alpha_k e^{j\varphi_k} e^{-2j\pi v\tau_k} + B_2(v) \quad (19)$$

En commutant le temps et la fréquence l'interspectre blanchi  $S_{Blanchi}(v)$  est une somme de « fréquences pures », d'amplitudes complexes  $\alpha_k e^{j\varphi_k}$ . Les méthodes de super résolution développées en analyse spectrale permettent de déterminer les fréquences qui sont ici les retards  $\tau_k$  et les amplitudes complexes  $\alpha_k e^{j\varphi_k}$ .

Dans cette méthode, les amplitudes et les phases des trajets sont considérés comme des variables déterministes inconnues et leurs valeurs sont estimées.

## 6. Suivi de retards, application à la Tomographie Acoustique Océanique (TAO)

Dans les canaux de communications ASM et dans la Tomographie Acoustique Océanique (TAO) on est conduit à mesurer des retards lentement variables au cours du temps. Dans ces conditions les variations lentes du retard à mesurer sont une donnée *a priori* qu'il est utile de prendre en compte.

### 6.1. La tomographie acoustique océanique (TAO)

En 1979 W. Munk et C. Wunsch [9] présentent le concept de tomographie acoustique océanique (TAO) pour étudier la circulation océanique à grande échelle. Cette méthode d'observation des océans est inspirée par le développement des techniques de

détection acoustique sous-marines. Les spécialistes du sonar avaient constaté l'influence des variations de la célérité du son sur la propagation des ondes acoustiques. Les ondes acoustiques propagées dans le milieu marin portent des informations sur le milieu marin et peuvent donc être utilisées pour le « tomographe ». L'émergence de ce nouveau concept d'observation des océans a également bénéficié de l'expérience acquise en prospection sismique. Dans ce domaine, on utilise des ondes élastiques propagées dans le sous-sol pour déterminer la profondeur des couches du sous-sol et contribuer ainsi à l'établissement de coupes géologiques renseignant sur la probabilité de présence d'hydrocarbures.

L'objectif observationnel de la TAO était la détermination de la position et le suivi de l'évolution des courants marins qui ont un impact important sur l'évolution du climat à long terme.

Les courants marins sont des masses de fluide en mouvement qui ne se mélangent pas. Ils sont caractérisés par leurs paramètres physiques : température, salinité... La célérité des ondes acoustiques est fonction de ces paramètres physiques. L'objectif est donc de déterminer la célérité des ondes acoustiques en fonction de la position sur des bassins marins de quelques centaines de kilomètres d'étendue (méso échelle). Connaissant les relations reliant les paramètres physiques à la célérité, on peut déduire ces paramètres de la mesure de la célérité. Les systèmes d'observations mis en place sont formés d'un réseau d'émetteurs et de récepteurs (ou d'émetteurs-récepteurs) immergés, maintenus par des bouées, répartis à la périphérie de la zone à étudier (figure 4). L'émission est constituée de signaux à fort pouvoir de résolution en temps émis à intervalle régulier. Ce système de tomographie permet d'insonifier le milieu marin selon un ensemble de plans couvrant au mieux toutes les directions de l'espace. Dans cette technique de sondage, l'existence des trajets multiples est un facteur positif car ils permettent de sonder l'océan à différentes profondeurs.

La mesure permettant d'atteindre la célérité est la mesure des temps de trajets sur les différents rayons acoustiques suivis par les signaux acoustiques. Un exemple de mesure de retards par corrélation est donné figure 5.

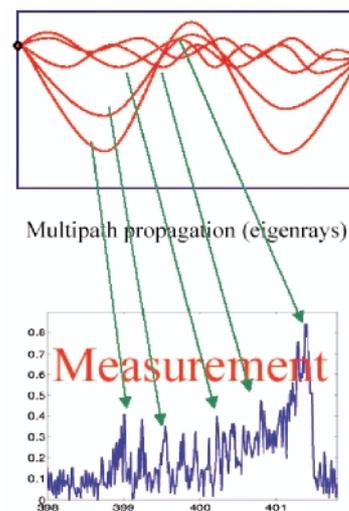


Figure 5 . Tracé de rayons et mesure des retards par corrélation.

Pour suivre l'évolution des célérités on utilise des émissions répétées régulièrement (toutes les 30 minutes par exemple) afin de suivre l'évolution des retards sur les différents trajets.

La démonstration de la faisabilité de la TAO a été effectuée en 1979 [10] par un groupe de chercheurs appartenant au Woods Hole Oceanographic Institution (WHOI au Massachusset) à la Scripps Institution of Oceanography (SIO en Californie), au Massachusset Institute of Technology (MIT) dans une campagne menée dans l'Atlantique Nord-Est sur un bassin océanique de 300 Km par 300 Km. Cette campagne de mesure a établi la possibilité de mesurer les retards des différents trajets.

Cette présentation sommaire de la TAO<sup>2</sup> montre que le problème essentiel de mesure posé par la TAO est une mesure de retard, éventuellement de retards proches, et de l'évolution des retards au cours du temps. Les techniques de mesure de retard et de retards proches qui avaient été mises au point dans le cadre de l'ASM par Geneviève Jourdain se retrouvent ainsi au coeur de la problématique des mesures réalisées en TAO. Elle a été ainsi naturellement amenée à participer à la recherche en TAO développée en France sous l'égide de l'IFREMER dans les années 80. Cet effort de recherche a donné lieu à plusieurs campagnes de mesure dont l'historique a été synthétisé dans [13]

- TOMOTEST, BORD-EST en méditerranée qui permet de tester les équipements et les technologies,
- GASTOM pour l'étude des variations méso échelle du golfe de Gascogne provoquées par les échanges de masses d'eau avec la Méditerranée,
- THETIS-1 et OCTOPUS dans le cadre du projet MAST de l'Union Européenne pour étudier la formation de l'eau profonde en hiver dans la Méditerranée.

Ces études ont conduit à la mise en place des moyens et des protocoles de mesure dédiés à la TAO dans TOMOLAB.

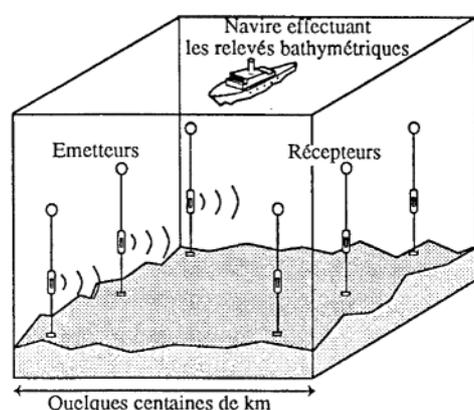


Figure 4. Représentation schématique du réseau d'émetteurs et de capteurs.

2. Une présentation complète est faite dans [11].

La recherche en TAO s'est poursuivie par des études auprès des côtes par petits fonds. Une ère nouvelle de cette technique d'observation de l'environnement marin est en cours de développement, la Tomographie Acoustique Océanique Passive (TOAP) qui utilise des signaux naturels: bruit ambiants ou sources d'opportunité (trafic maritime, sonars biologiques...) [13]. Cette nouvelle approche ouvre la voie à des systèmes de sondage respectant l'environnement en ne créant pas dans le milieu marin de pollution acoustique. Dans le cadre de la thèse [13] Geneviève Jourdain a participé à la définition et à la caractérisation d'un système de TAOP [14].

L'article [6] reproduit dans ce numéro spécial illustre une des contributions de Geneviève Jourdain à la TAO pour le suivi de retards proches.

**6.2. Suivi de retards et de retards proches: application à l'ASM et à la TAO.**

Après propagation dans la mer le signal émis  $s(t)$  est convolué par la réponse impulsionnelle du canal  $h(t)$ . Un bruit additif se superpose au signal propagé pour donner le signal reçu

$$y(t) = (h * s) + b(t) \tag{20}$$

La mesure des retards, qui revient à l'identification du canal, peut se faire en estimant la réponse impulsionnelle du canal dans le domaine du temps, ou son gain complexe dans le domaine des fréquences, par les méthodes classiques d'identification des systèmes linéaires et stationnaires [1].

Dans [6] on tire partie des connaissances apportées par la physique de la propagation en utilisant la représentation parcimonieuse de la réponse impulsionnelle  $h(t)$  issue du modèle des trajets multiples (11) réécrit ici :

$$h(t) = \sum a_i s(t - \tau_i) + b(t) \tag{21}$$

Cette représentation de la réponse impulsionnelle contient  $p$  retards d'amplitude complexe  $a_i = \rho_i e^{j\theta_i}$  induisant un retard  $\tau_i$ . Avec ce modèle de réponse impulsionnelle le retard et l'amplitude des trajets peuvent être estimés selon la méthode de corrélation. Pour les retards proches on peut utiliser des méthodes de super résolution en temps présentées en 5.

En TAO ou en ASM, on réalise des émissions successives. Entre deux émissions il est logique de considérer que les paramètres (amplitude, retard) de la propagation ont peu évolué. Une technique Bayésienne d'estimation fondée sur un critère associant l'attache aux données et le lissage des variations des paramètres entre les émissions successives est présentée dans [6].

Sur la figure 6 on présente une application de la méthode combinant la super résolution et le suivi par lissage des estimations successives. Le panneau de gauche donne la sortie du traitement classique par corrélation sur une série de tirs ASM utilisant une Séquence Binaire Pseudo Aléatoire de 1000 Hz de bande passante dont la pouvoir de résolution est de 1 ms. Les corrélations successives montrent la présence de retards. Les fluctuations assez marquées de la sortie du filtre adapté laissent présumer de l'existence de plusieurs trajets. Sur le panneau de droite, les deux lignes pointillées réalisent le suivi de 2 retards distants de 0,7 ms. Ce suivi est rendu possible par la mise en œuvre d'une

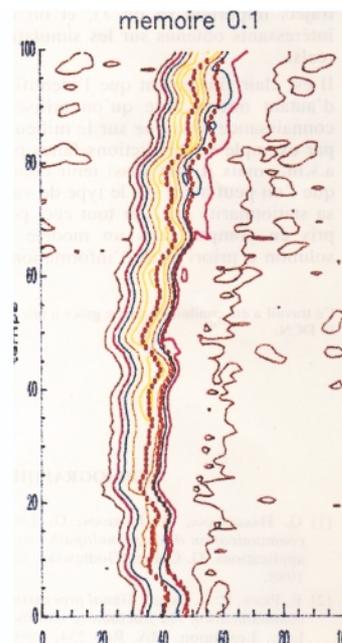
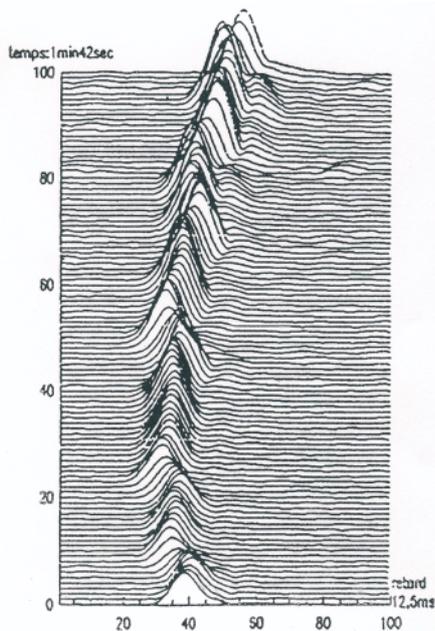


Figure 6. Suivi de retards proches (issu de [5]).

3. Comme nous l'avons indiqué plus haut les signaux sont formés d'une porteuse modulée il est plus simple de représenter les signaux analytiques. Tous les signaux considérés ici sont des signaux analytiques.

méthode de super résolution associée à un lissage des mesures successives tenant compte de la variation lente des 2 retards. Dans cette expérience, le profil de célérité des ondes acoustiques en fonction de la profondeur avait été relevé. Le tracé de rayons confirmait la possibilité de 2 trajets distants de 0,7 ms environ. Cette étude qui associe le développement de méthodes « pointues » de traitement du signal, leur mise en œuvre sur des données réelles et la validation physique du résultat est un bel exemple de recherche associant le traitement du signal et la modélisation physique.

La description de ces expérimentations réelles, TOMOTEST en TAO et Saint Jean Cap Ferrat en ASM est donnée dans l'article joint. La qualité des résultats et leur fidélité aux connaissances physiques du milieu qu'apportent des évaluations des retards par tracés de rayons montrent la puissance de cette méthode de séparation et de suivi de retards proches.

## 7. Conclusion

La mesure de retard a été et demeure un thème de recherche très actif en traitement du signal. Dans cet exposé, j'ai replacé le travail de Geneviève Jourdain dans le cadre général des recherches sur la détection des échos et la mesure des retards. J'ai découvert, à travers cette présentation, une attitude de recherche qui me paraît exemplaire. En suivant le cheminement des études menées par Geneviève Jourdain en mesure des retards, j'ai retrouvé les liens étroits qui associaient dans sa démarche les avancées théoriques, les illustrations par simulation et la validation sur des données réelles. J'ai également rencontré dans sa démarche de chercheur la force d'inspiration et d'innovation qu'apportent l'analyse et l'interprétation des données issues de campagnes de mesure sur le terrain. J'ai ressenti la joie de ses découvertes après un long cheminement, initié par les défis que lance l'expérience, éclairé par la maîtrise des progrès de la théorie et de la modélisation, débouchant sur une parfaite harmonie.

Geneviève Jourdain nous apprend l'humilité du chercheur à l'écoute de la nature. Elle nous montre la nécessité d'une ouverture constante sur les progrès de la science. Elle nous guide sur la voie du développement des connaissances qui est un des piliers de notre mission d'enseignants chercheurs.

## Références

- [1] J. MAX et J.L. LACOUME, *Méthodes et techniques de traitement du signal et application aux mesures physiques*, 5<sup>e</sup> édition, Masson 1996.
- [2] G.C. CARTER, *Coherence and time delay estimation*, J.L. Lacoume, T.S. Durrani and R. Stora Eds. Les Houches session XLV, Elsevier Science Publisher B.V., 1985, tomer II, pp. 517-571
- [3] J.L. LACOUME et G. LOUBET, *Sur le déphasage entre l'enveloppe et la porteuse en acoustique sous-marine*, GRETSI, Juin 1989.
- [4] A.M. BRUCKSTEIN, T.J. SHAN and T. KAILATH, *The resolution of overlapping echoe*, IEEE Trans. Acoust. Speech and Signal Processing Vol ASSP-33, n° 6, pp. 1357-1367, Dec 1985
- [5] MA PALLAS et G. JOURDAIN, *Active high resolution time delay estimation for large BT signals*, IEEE Trans. ASSP, Vol. 39, n° 4, pp. 781-788, avril 1991.
- [6] V. NIMIER et G. JOURDAIN, *Estimation active d'un canal de propagation à trajets multiples par une méthode Bayésienne*, Traitement du Signal, Vol. 10, n° 3, pp. 201-213, 1994.
- [7] G. BIENVENU and L. KOOP, *Optimality of high-resolution array processing using the eigensystem approach*, IEEE Trans. ASSP, Vol. 31, n° 5, pp. 1235-1248, Oct. 1983.
- [8] R.O. SCHMIDT, *Multiple emitter location and signal parameter estimation*, IEEE Trans. AP, vol. 34, n° 3, pp. 276-280, March 1986.
- [9] W. MUNK and C. WUNCH, *Ocean acoustic tomography: a scheme for large scale monitoring*, *Deep-sea research*, Vol. 26A, 1979.
- [10] W. MUNK and C. WUNCH, *Ocean acoustic tomography: rays and modes*, *Rev. Geophys. Space Phys.* Vol. 21, pp. 777-793, 1983.
- [11] W. MUNK, P. WORCESTER and C. WUNCH, *Ocean acoustic tomography*, Cambridge monographs on mechanics, Cambridge University Press, 1995.
- [12] J.L. LACOUME, *Tomographie passive, observer avec du bruit*, GRETSI'07.
- [13] D. GAUCHER, *Étude des potentialités de la tomographie acoustique océanique passive*, Thèse de l'Université de Bretagne Occidentale, 19 janvier 2005.
- [14] D. GAUCHER, C. GERVAISE and G. JOURDAIN, *Contribution to passive ocean tomography, Part 1: performances prediction*, JASM, Brest, Octobre 2004.



