

NEUVIEME COLLOQUE SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

905



NICE du 16 au 20 MAI 1983

MODELES ET MILIEUX

J.Y. JOURDAIN
Attaché au Service Technique des Armées

C.E.P.H.A.G. (Laboratoire Associé au CNRS 346), B.P. 46, 38402 Saint-Martin-d'Hères. Tél. (76) 44.82.45

RESUME

Après l'introduction de variables spatiales dans la réponse percussive d'un filtre aléatoire à paramètres variables représentant la transmission acoustique entre deux points, on montre comment on peut faire intervenir un modèle de propagation, on évoque la possibilité de traiter des problèmes de sources étendues ou mobiles ainsi que les problèmes liés au traitement d'antenne.

SUMMARY

It is possible to insert spatial variables in the impulse response of a random and time variable filter in such a way that propagation models for submarine acoustic transmission can be taken into account. Spatio-temporal or mobile acoustic sources can be filtered. It is useful for the medium characterization and array processing.

INDEXATION

Rubrique COSATI 0903

Descripteurs

TRAITEMENT DU SIGNAL
ACOUSTIQUE SOUS-MARINE
ANTENNE
SCATTERING FUNCTIONS
FILTRAGE SPATIAL

Identificateurs

MODELE STOCHASTIQUE
FILTRAGE LINEAIRE
CEPHAG
PROPAGATION TRAJET MULTIPLE
MILIEU TURBULENT



1) INTRODUCTION

Depuis 1970, G. JOURDAIN [1] a étudié, pour représenter l'influence des inhomogénéités du milieu sur la transmission des signaux, des modèles en termes de filtrages linéaires aléatoires à paramètres variables. Le milieu est représenté par une réponse impulsionnelle dépendant du temps et/ou aléatoire. G. et J.Y. JOURDAIN [2] ont proposé et appliqué des méthodes d'identification et les ont utilisées pour estimer de multiples réponses dans des cas réels [3]. Ces modèles ont aussi servi à évaluer des systèmes de communication [4] et [5] et à concevoir des récepteurs optimaux, par exemple, pour lutter contre la réverbération [6], ou contre les intermodulations dues aux trajets multiples [7]. Des résultats originaux de G. TZIRITAS [8] ont permis de lier les performances de ces récepteurs à la forme du signal émis dans le milieu (et non à celle du signal reçu, comme dans [9]) permettant aussi l'optimisation d'une transmission vis-à-vis des signaux à émettre dans un milieu fluctuant [10].

Parallèlement à ces recherches, les études en imagerie acoustique portent sur des méthodes superrésolutives qui bénéficient de tous les efforts réalisés en analyse spectrale (J.L. LACOUME [11] et G. BIENVENU). H. MERMOZ [12],[13] a bien mis en évidence l'importance du choix du modèle, en particulier l'implication de sa complexité sur l'estimation des paramètres décrivant les sources. Tous les résultats acquis le sont dans le cadre de modèles linéaires vis-à-vis des signaux, ne dépendant pas du temps et non aléatoires. Les signaux sur différents capteurs sont supposés parfaitement cohérents entre eux ce qui, dans la réalité, n'est pas le cas.

La nécessité de représenter ces pertes de cohérence d'un capteur à l'autre conduit R. LAVAL à proposer, dès 1975, l'introduction des positions de la source et du capteur dans le gain complexe du filtre aléatoire à paramètres variables (F.A.P.V.) représentant une transmission point à point [14]. G. BONNET, qui avait été à l'origine des travaux de G. JOURDAIN, a dans le domaine de l'optique, mis en évidence l'intérêt de représentations spatio-temporelles [16]. Les filtres qui représentent le transfert d'une surface source à une surface objet sont homogènes et non aléatoires. L'optique fournit le modèle spatial ; l'apport de la représentation est essentiel grâce à la prise en compte simple et élégante de l'aspect temporel.

Dans ce qui suit, nous conservons la notion de sources spatio-temporelles. Les filtres, par contre, ne sont plus homogènes. Les variables d'espaces sont la position du point de réception (\vec{r}) et la distance (\vec{d}) entre le point de réception et un point émetteur. Ceci se prête bien à l'introduction des modèles classiques de propagation.

2) FILTRAGE A PARAMETRES VARIABLES (FPV)

2.1) Fluctuation temporelle

La réponse du milieu à l'instant t à une impulsion émise à l'instant t_0 est représentée par :

$$R(t, t_0) = F[\delta(t-t_0)]$$

On écrit plutôt :

$$h(t, \tau) = R(t, t-\tau)$$

C'est la réponse bi-temporelle d'un filtre, réponse à l'instant t (date) à une impulsion émise τ secondes avant.

Le filtre est dit homogène si : $h(t, \tau) = h(\tau) \forall t$
C'est un modulateur si : $h(t, \tau) = h(\tau) \cdot \delta(t)$

2.2) Transposition spatiale

La réponse en un point récepteur \vec{r} à une source ponctuelle en \vec{m}_0 est :

$$R(\vec{r}, \vec{m}_0) = F[\delta(\vec{r}-\vec{m}_0)]$$

que l'on écrit :

$$h(\vec{r}, \vec{d}) = R(\vec{r}, \vec{r}-\vec{d})$$

réponse au point \vec{r} à un point source en $\vec{r}-\vec{d}$.

La convolution donne la sortie $y(\vec{r})$ du filtre excité par $s(\vec{r})$:

$$y(\vec{r}) = \int h(\vec{r}, \vec{d}) \cdot s(\vec{r}-\vec{d}) \cdot d\vec{d}$$

Cette relation fait correspondre à un champ source un autre champ filtré du précédent.

2.3) Généralisation

On écrit la réponse à la date t et au point \vec{r} à une impulsion émise τ secondes avant par un point source distant de \vec{d} :

$$h(t, \vec{r}, \tau, \vec{d}) = R(t, \vec{r}, t-\tau, \vec{r}-\vec{d})$$

Un point source en \vec{m}_0 émettant une impulsion à la date t_0 s'écrit $\delta(t-t_0, \vec{r}-\vec{m}_0)$ et une source quelconque :

$$s(t, \vec{r}) = \int s(\tau, \vec{d}) \cdot \delta(t-\tau, \vec{r}-\vec{d}) \cdot d\tau \cdot d\vec{d}$$

La réponse du milieu à une telle source est :

$$y(t, \vec{r}) = \int h(t, \vec{r}, \tau, \vec{d}) \cdot s(t-\tau, \vec{r}-\vec{d}) \cdot d\tau \cdot d\vec{d}$$

3) LES PARAMETRES VARIABLES t ET \vec{r}

Cette introduction des variables spatiales est naturelle dans le cadre du formalisme employé ; elle permet de prendre en compte les sources étendues, puisque le filtre s'applique au signal $s(t, \vec{r})$, et les sources mobiles, en introduisant une relation $\vec{r}(t)$ dans la définition de la source. Une relation $\vec{r}(t)$ introduite dans la réponse du filtre permet d'étudier la réception en un point mobile. Les rôles de t et de \vec{r} sont comparables : ce sont les paramètres variables qui donnent la dépendance du filtre au lieu et à la date. Le filtre est dit homogène pour le temps, l'espace lorsqu'il ne dépend pas de la date, de l'espace. Un filtre aléatoire peut être homogène en moyenne ; on aura par exemple pour un tel filtre homogène pour le temps et l'espace :

$$h(t, \vec{r}, \tau, \vec{d}) = h_0(\tau, \vec{d})$$

Cette notion est différente de la stationnarité qui signifie que le moment du second ordre de la réponse du filtre ne dépend que de la différence des dates ou des lieux.

$$\begin{aligned} &\langle h(t_1, \vec{r}_1, \tau, \vec{d}) \cdot h(t_2, \vec{r}_2, \tau', \vec{d}') \rangle \\ &= \int_h \langle h(t_1-t_2, \vec{r}_1-\vec{r}_2, \tau, \tau', \vec{d}, \vec{d}') \rangle \\ &\langle h(t, \vec{r}_1, \tau, \vec{d}) \cdot h(t', \vec{r}_2, \tau', \vec{d}') \rangle \\ &= \int_h \langle h(t, t', \vec{r}_1-\vec{r}_2, \tau, \tau', \vec{d}, \vec{d}') \rangle \end{aligned}$$

La covariance centrée du signal de sortie est alors stationnaire si l'entrée est une fonction aléatoire centrée.

4) LA PROPAGATION

S'étant placé dans le cas d'émissions monochromatiques ponctuelles, R. LAVAL a introduit les variables spatiales en paramétrant le gain complexe avec les positions \vec{s} et \vec{r} des sources.

Considérons une source monochromatique ponctuelle :

$$s(t, \vec{r}) = e^{2\pi i \nu t} \delta(\vec{r} - \vec{m}_0)$$

La relation de filtrage s'écrit :

$$y(t, \vec{r}) = \int h(t, \vec{r}, \vec{z}, d) e^{2\pi i \nu (t-z)} \delta(\vec{r} - d - \vec{m}_0) d\vec{z} \cdot d\vec{d}$$

soit : $y(t, \vec{r}) = e^{2\pi i \nu t} h_3(t, \vec{r}, \nu, \vec{r} - \vec{m}_0)$

avec : $h_3(t, \vec{r}, \nu, \vec{d}) \rightleftharpoons h(t, \vec{r}, \tau, \vec{d})$

Si la source n'est plus ponctuelle, elle s'écrit :

$$s(t, \vec{r}) = g(\vec{r}) e^{i\varphi(\vec{r})} \cdot e^{2\pi i \nu t}$$

Alors :

$$y(t, \vec{r}) = e^{2\pi i \nu t} \int h_3(t, \vec{r}, \nu, \vec{d}) g(\vec{r} - \vec{d}) e^{i\varphi(\vec{r} - \vec{d})} d\vec{d}$$

C'est toute l'intégrale qui est équivalente au gain complexe de la représentation temporelle.

Le gain complexe comme la réponse percussionnelle ne servent qu'à exprimer le passage d'un champ source à un champ signal reçu sans s'appuyer sur la notion de propagation. \vec{d} exprime un déplacement entre le point du champ source considéré et le point \vec{r} à la réception (de la même façon que τ exprime un écart de temps). Introduire un modèle de propagation consiste à établir une liaison entre le déplacement \vec{d} et l'écart de temps τ . Cette liaison peut dépendre de \vec{r} et de t .

4.1) Modèle des retards fluctuants

Un exemple simple dans le cadre de la théorie des rayons permet de montrer comment introduire un modèle de propagation.

Supposons des hétérogénéités de célérité de petites dimensions comparées à la zone de Fresnel : l'effet prédominant est alors une fluctuation du retard de propagation.

Ecrivons la célérité :

$$C(t, \vec{r}) = C_0 \left(1 + \frac{\Delta C(z)}{C_0} \right) + \mathcal{M}(\vec{r}, t)$$

Dans la mer, C_0 vaut 1 500 mètres par seconde, $\Delta C(z)$ est de l'ordre de quelques mètres par seconde, \mathcal{M} fluctue en prenant des valeurs de l'ordre de 10^{-4} . Le calcul classique conduit à la détermination d'un rayon en ne prenant en compte que $C_0(1 + \Delta C(z)/C_0)$. On définit un retard de propagation sur un rayon reliant un point source à un point de réception par :

$$\theta(t, \vec{r}, \vec{d}) = \int_{\vec{r}-\vec{d}}^{\vec{r}} \frac{d\vec{s}}{C(t, \vec{r})}$$

rayon

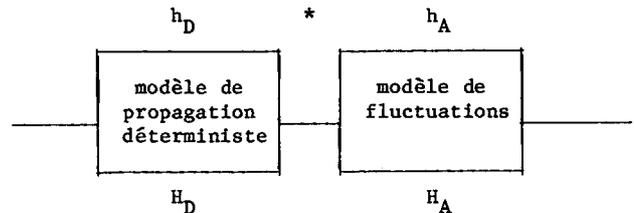
La notion de retard de propagation exprime qu'en \vec{r} , à l'instant t , on reçoit le signal issu d'un point décalé de \vec{d} avec un retard $\tau = \theta$.

$$\theta(t, \vec{r}, \vec{d}) = \int_{\text{rayon}} \frac{d\vec{s}}{C_0 + \Delta C(z)} - \frac{1}{C_0} \int_{\text{rayon}} \mathcal{M}(\vec{s}, t) d\vec{s} = \theta_D + \theta_A$$

Calculons le gain complexe. C'est la transformée de Fourier de $\delta(\tau - \theta_D(t, \vec{r}, \vec{d}) - \theta_A(t, \vec{r}, \vec{d}))$:

$$h_3(t, \vec{r}, \nu, \vec{d}) = e^{-2\pi i \nu \theta_D} \cdot e^{-2\pi i \nu \theta_A}$$

Il se factorise en une partie déterministe qui représente le modèle de propagation homogène en t (calcul des rayons) et une partie aléatoire qui prend en compte les fluctuations du milieu. On peut donc représenter la transmission par deux filtres en série.



Dans la partie déterministe, on peut introduire, en plus du déphasage dû au retard de propagation, un affaiblissement représentant les pertes en fonction de la fréquence.

La nouvelle réponse impulsionnelle s'obtient en prenant la transformée de Fourier inverse de h_3 . Si par exemple :

$$h_3(t, \vec{r}, \nu, \vec{d}) = \frac{G(\nu)}{|\vec{d}|^2} e^{-2\pi i \nu (\theta_D + \theta_A)} \quad \text{et} \quad g(t) \rightleftharpoons G(\nu)$$

Alors :

$$h(t, \vec{r}, \tau, \vec{d}) = \frac{1}{|\vec{d}|^2} g(\tau - (\theta_D + \theta_A))$$

Au lieu de :

$$h(t, \vec{r}, \tau, \vec{d}) = \delta(\tau - \theta_D) * \delta(\tau - \theta_A) = \delta(\tau - (\theta_D + \theta_A))$$

4.2) Effet Doppler

L'utilisation du modèle de retard pur (aléatoire) avec une source mobile permet de retrouver simplement l'expression de l'effet Doppler.

Soit une source mobile sur un axe ox :

$$s(t, x) = s(t - t_0) \cdot \delta(x - (x_0 + vt))$$

ce qui signifie que $s(t - t_0)$ est émis lorsque $x = x_0 + vt$

Pour le milieu, nous prendrons :

$$h(\tau, \xi) = \delta(\tau - \frac{\xi}{c} - \theta_A)$$

avec θ_A variable aléatoire et $\xi = |\vec{d}|$

La réception en un point x de l'axe ox , à la date t , est :

$$y(t, x) = \int s(t - \tau) \cdot \delta(x - \xi - (x_0 + v(t - \tau))) \cdot \delta(\tau - \frac{\xi}{c} - \theta_A) d\tau \cdot d\xi$$

Soit :

$$y(t, x) = \frac{c}{v - c} \cdot s(\frac{c}{c - v} (t - \theta_A) - \frac{x - x_0}{c - v})$$

Nous retrouvons la compression en $c/(c - v) \approx 1 + v/c$ qui affecte le temps mais aussi le retard aléatoire si bien que la loi du signal reçu dépend de la vitesse.



4.3) Loi des retards, moments de H_A

Pour le type de milieu que nous avons considéré, nous avons exprimé le retard aléatoire :

$$\theta_A(t, \vec{r}, \vec{d}) = \frac{1}{c_0} \int_{\text{rayon}} \mathcal{M}(t, \vec{s}) d\vec{s}$$

On peut raisonnablement faire l'hypothèse que \mathcal{M} est une variable gaussienne centrée, il en est donc de même de θ_A . Les moments de $H_A = \exp(-2\pi i \nu \theta_A)$ se calculent facilement à partir des fonctions caractéristiques des lois normales à 1 et 2 dimensions.

Si on suppose que : $\langle \theta^2(\vec{r}, \vec{d}) \rangle = \sigma^2, \forall r$
 et que : $\langle \theta(\vec{r}_1, \vec{d}) \cdot \theta(\vec{r}_2, \vec{d}') \rangle = \rho(\vec{r}_1 - \vec{r}_2) \cdot \sigma^2$

$\langle H_A \rangle = e^{-2\pi^2 \sigma^2 \nu^2}$ tend vers 0 si σ est grand.

$$\begin{aligned} \gamma_{H_A}(\nu, \vec{r}_1 - \vec{r}_2) &= \langle H_A(\vec{r}_1, \nu, \vec{d}) \cdot H_A^*(\vec{r}_2, \nu, \vec{d}) \rangle \\ &= e^{-4\pi^2 \nu^2 \sigma^2 (1-\rho)} \end{aligned}$$

et $\langle |H_A|^2 \rangle = 1$ bien sûr.

Il faut remarquer que, même dans le cas de fluctuations des retards non corrélées : $\rho = 0$, il se peut que γ_H ne soit pas nul : il suffit que σ reste petit devant $1/\nu$. Dans ce cas, la valeur moyenne n'est pas nulle : $\langle H_A \rangle = m$ et $\gamma_{H_A} = m^2$.

R. LAVAL caractérise cette situation par le facteur de cohérence m^2/σ^2 .

5) TRAITEMENT D'ANTENNE

5.1) Formation de voie

Examinons dans le cadre du modèle du paragraphe 4.1 le cas de deux capteurs et d'une source ponctuelle :

$$s(t, \vec{r}) = s(t) \cdot \delta(\vec{r} - \vec{m}_0)$$

Toujours dans l'hypothèse où θ_A est une variable aléatoire (les évolutions temporelles de θ_A sont lentes à l'échelle de la durée des signaux) :

$$\begin{aligned} h(\vec{r}, \vec{r}, \vec{d}) &= \delta(\tau - \theta_D(\vec{r}, \vec{d}) - \theta_A(\vec{r}, \vec{d})) \\ y(t, \vec{r}) &= s(t - \theta_D(\vec{r}, \vec{r} - \vec{m}_0) - \theta_A(\vec{r}, \vec{r} - \vec{m}_0)) \end{aligned}$$

On écrira $\theta(\vec{r})$ pour $\theta(\vec{r}, \vec{r} - \vec{m}_0)$ et même θ_1 pour $\theta_A(\vec{r}_1)$.

On forme la voie qui pointe vers la source en sommant les signaux reçus en \vec{r}_1 et \vec{r}_2 après compensation des retards $\theta_D(\vec{r}_1)$ et $\theta_D(\vec{r}_2)$:

$$w(t, \vec{r}_1, \vec{r}_2) = s(t - \theta_A(\vec{r}_1)) + s(t - \theta_A(\vec{r}_2))$$

Calculons la covariance de $w(t, \vec{r}_1, \vec{r}_2)$, $s(t)$ et $\theta_A(\vec{r})$ sont aléatoires.

$$\Gamma_w(\tau, \vec{r}_1, \vec{r}_2) = \iint E_s \left\{ (s(t - \theta_1) + s(t - \theta_2)) \cdot (s(t - \tau - \theta_1) + s(t - \tau - \theta_2)) \right\} p(\theta_1, \theta_2) d\theta_1 \cdot d\theta_2$$

$$\Gamma_w(\tau, \vec{r}_1, \vec{r}_2) = \iint [2 \cdot \Gamma_s(\tau) + \Gamma_s(\tau + \theta_1 - \theta_2) + \Gamma_s(\tau + \theta_2 - \theta_1)] p(\theta_1, \theta_2) d\theta_1 \cdot d\theta_2$$

Ce qui peut s'écrire après Transformée de Fourier en faisant apparaître la fonction caractéristique de (θ_1, θ_2) :

$$\gamma_w(\nu, \vec{r}_1, \vec{r}_2) = 2 \gamma_s(\nu) \cdot [1 + R_e \left\{ \iint e^{2\pi i \nu (\theta_1 - \theta_2)} p(\theta_1, \theta_2) d\theta_1 d\theta_2 \right\}]$$

Dans le cas d'une loi normale (modèle du paragraphe 4.3) :

$$\gamma_w(\nu, \vec{r}_1, \vec{r}_2) = 2 \gamma_s(\nu) \cdot [1 + e^{-4\pi^2 \nu^2 \sigma^2 (1-\rho(\vec{r}_1, \vec{r}_2))}]$$

Si on considère un bruit additif $n(t, \vec{r})$ non corrélé avec le signal $s(t, \vec{r})$, on aura de la même façon en sortie de la formation de voie une contribution du bruit telle que :

$$\gamma_B(\nu, \vec{r}_1, \vec{r}_2) = 2 |N(\nu)|^2 \cdot [1 + R_e \left\{ \gamma_{B_1 B_2}(\nu, \vec{r}_1, \vec{r}_2) \right\}]$$

On peut définir à chaque fréquence un rapport S/B (Signal sur Bruit) sur chaque capteur :

$$(S/B)_{\vec{r}_1} = (S/B)_{\vec{r}_2} = \gamma_s(\nu) / |N(\nu)|^2$$

et un gain d'antenne en le comparant au rapport signal sur bruit en sortie. On trouve :

$$G(\nu) = \frac{1 + e^{-4\pi^2 \nu^2 \sigma^2 (1-\rho)}}{1 + R_e \left\{ \gamma_{B_1 B_2}(\nu) \right\}}$$

On voit que l'on gagne dès que le signal est plus corrélé que le bruit. La formule se généralise à N capteurs et pour des formations de voies plus complexes. En particulier pour des réseaux d'antennes éloignées, le bruit ambiant est décorréolé d'un point à un autre et même si, pour le signal, les fluctuations de temps de propagation sont non corrélées, tant qu'elles restent faibles devant la période du signal (ce qui est d'autant moins contraignant que le signal est en TBF), le gain du réseau croît avec le nombre des points de réception [15].

5.2) Modèle de retard en régime saturé

Lorsque la distance émetteur-récepteur augmente, l'hypothèse d'hétérogénéité de taille supérieure à la zone de Fresnel ne reste plus valable. On n'a plus un seul trajet perturbé, mais une multitude de micro-trajets différents entre eux d'à peine plus d'un quart de longueur d'onde d'abord corrélés puis décorréolés. Le modèle de retard fluctuant reste valable, mais la phase du gain complexe, au lieu d'être gaussienne autour d'une valeur, devient équirépartie sur $(0, 2\pi)$ et l'amplitude suit une loi de Rayleigh.

Le problème de l'imagerie en ASM confrontée à ces modèles est double :

- En imagerie, une source est définie comme étant une composante indépendante (associée à une valeur propre de la matrice interspectrale de signaux recueillis par les capteurs). Dans la réalité on a tendance à admettre une indépendance entre les contributions d'une même source physique associées à des trajets différents, ce qui risque de multiplier le nombre de sources vues par l'antenne si elle ne peut trier les trajets.
- Le modèle des transmissions entre source physique et capteur est homogène et non-aléatoire.

A l'heure actuelle, on connaît mal la sensibilité des traitements d'antennes les plus évolués à l'écart entre la réalité et les hypothèses. On commence, bien que tout ne soit acquis, à disposer de nombreux éléments sur les paramètres intéressants du milieu. Plusieurs approches sont possibles ensuite :

- étude de la robustesse des méthodes ;
- généralisation prenant en compte les nouvelles hypothèses ;
- recherche de méthodes sous-optimales robustes.

5.3) Modèle simplifié de J. Munier

En partant du principe que dans le modèle des retards fluctuants, les fluctuations pour un trajet pouvaient être fortes sur un capteur, mais réduites pour la différence des temps de parcours vers deux capteurs voisins ($\rho \sim 1$), J. Munier considère une représentation en un filtre aléatoire qui représente la transmission entre la source et la proximité de l'antenne, son centre de phase par exemple, suivi de filtres, certains représentant un retard fixe entre ce point et chaque capteur (et qui décrivent la surface d'onde).

Pour tenir compte des fluctuations de phases et d'amplitude différentes observées sur les capteurs, il introduit des bruits non corrélés au niveau de chaque capteur. Cette démarche lui permet, après avoir défini un plan d'onde moyen, d'être dans des hypothèses compatibles avec les traitements d'antennes superrésolutive qu'il propose.

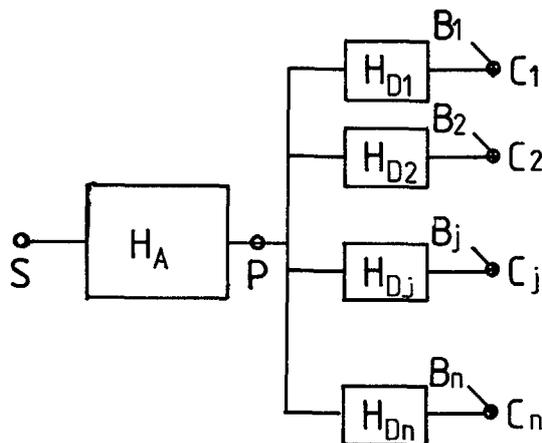


FIGURE 1
Modèle de J. MUNIER

6) CONCLUSION

Ce qui fait l'intérêt des modèles développés par G. JOURDAIN, l'utilisation du langage du traitement du signal et des systèmes, reste plus que jamais valable. L'introduction de variables d'espace peut être plus qu'une simple paramétrisation pour traiter des sources étendues ou mobiles. La référence à la physique du milieu et sa prise en compte peuvent être réalisées, ce qui permet de ne pas rester dans des modèles généraux. On peut espérer ainsi mieux décrire le milieu pour mieux le découvrir et mieux l'utiliser ce qui reste le but de toute recherche de modèles.

REFERENCES

[1] JOURDAIN (G)
Filtres linéaires aléatoires et non stationnaires. Modèles, simulations et applications. Thèse de Doctorat d'Etat, INPG/USMG, Sept. 76.

[2] JOURDAIN (G), JOURDAIN (JY)
Méthodes et techniques d'estimation de la fonction de diffusion. Colloque GRETSI (*), pp. 9/1-9/8, Nice, 1977.

[3] JOURDAIN (G), JOURDAIN (JY)
Characterisation of Submarine Acoustic Transmission Channels. Colloque NATO ASI, Copenhagen, 1980 Underwater Acoustics and Signal Processing, Leif Björnö Ed., Nato Advanced Study Inst. Series, pp. 623-628, 1981, ISBN 90-277 - 0949-1, 1981.

[4] HENRIOUX (JP), JOURDAIN (G)
Probabilités d'erreurs et débits dans une transmission acoustique sous-marine. Revue du CETHEDC, 17e année, 2e trimestre 1980, NS 80-1.

[5] JOURDAIN (G), HENRIOUX (JP)
FSK Diversity Communication systems using unequal signals and noise powers. Colloque IEEE, Théorie de l'Information, Grignano, 25-29 Juin 1979.

[6] JOURDAIN (G), LOUBET (G)
Détection optimale et sous-optimale en présence de réverbération. Colloque GRETSI (*), Nice, pp. 19/1-19/7, 1979.

[7] JOURDAIN (G), MARTIN (J)
Récepteur optimal en présence de trajets multiples Colloque GRETSI (*), Nice, 1983.

[8] TZIRITAS (G)
Approximation de la probabilité d'erreur des récepteurs à traitement quadratique. Colloque GRETSI (*), Nice, pp. 171-177, 1981.

[9] KENNEDY (R)
Fading dispersive communication channels J. WILEY, N.Y., 1969.

[10] JOURDAIN (G), TZIRITAS (G)
Communication in a Fluctuating Channel Models and Use of Explicit or Implicit Diversity Proceedings of ICASSP82, Vol. 1, pp. 113-116, Mai 1982.

[11] LACOUME (JL), BOUTHEMY (B), GLANGEAUD (F), LATOMBE (C)
Use of Spectral Matrix for Sources Identification Proceedings of the Inst. of Acoustics "Spectral Analysis and its Use in Underwater Acoustics" : UAG Conf., Londres, Avril 1982.

[12] MERMOZ (H)
Imagerie, corrélation et modèles Ann. des Télécommunications, T. 31, n° 1-2, 1976.

[13] MERMOZ (H)
Spatial Processing beyond adaptive beam forming JASA, Vol. 70n n° 1, pp. 74-79, July 1981.

[14] LAVAL (R)
Cohérence spatio-temporelle et fonction de diffusion généralisée Coll. GRETSI, 8/1-8/7, 1981.



-
- [15] HABER (F)
Research in distributed Underwater Acoustics
Arrays
Final Report O.N.R., Contrat n° N00014-77-C-0252,
Avril 1980.
- [16] BONNET (G)
Introduction à l'optique métaxiale :
(I)
Diffraction métaxiale dans un espace homogène ;
trilogie structurale ; dioptré sphérique.
Ann. des Télécomm., 33, 5-6, pp. 143-166, 1978.
(II)
Système dioptriques centrés (non diaphragmés et
non aberrants).
Ann. des Télécomm., 33, 7-8, pp. 225-243, 1978.

(*) Edité par le Secrétariat du Colloque GRETSI
BP 85, 06802 Cagnes sur Mer.