

DIXIEME COLLOQUE SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

NICE du 20 au 24 MAI 1985

TRAITEMENT OPTIMAL LINEAIRE DE SIGNAUX
DE COMMUNICATION SOUS-MARINE EXPERIMENTE
DANS UN CANAL A DEUX TRAJETS DE PROPAGATION

H. BOUCARD - G. JOURDAIN* - G. LOUBET*

SINTRA - 1 Av. Ar. BRIAND 94117 ARCUEIL CEDEX

*CEPHAG - BP 46, 38402 ST MARTIN D'HERES CEDEX

RESUME

Nous étudions un cas expérimental de transmission acoustique sous-marine, caractérisée par deux trajets prépondérants de propagation. Nous mettons en oeuvre un récepteur linéaire minimisant l'erreur quadratique moyenne d'estimation du signal émis, dans le but d'augmenter le débit d'information.

Nous rappelons les méthodes d'estimation issues de la théorie de WIENER et les simplifications résultant d'un modèle de communication à deux trajets.

Les chemins multiples souvent mis en évidence en acoustique sous-marine se caractérisent non seulement par des atténuations mais aussi par des déphasages. Ceci nous conduit à introduire une modélisation complexe du milieu en bande de base.

Nous donnons pour deux trajets la structure récursive et les performances théoriques de l'estimateur (généralement appelé égaliseur) optimal complexe.

Les résultats d'estimation des paramètres d'une expérimentation en lac privilégiant un trajet direct et un trajet réfléchi-surface sont présentés. Ils montrent une bonne stabilité du milieu qui justifie l'étude d'un traitement non auto-adaptatif, un renouvellement à cadence lente (supérieur à 1 mn) de l'apprentissage s'avérant suffisant.

Les résultats expérimentaux de l'égaliseur et les performances (erreur quadratique moyenne, taux d'erreur) sont donnés pour diverses conditions expérimentales d'immersions de fréquences porteuses et de rapport signal à bruit. On étudie aussi la robustesse du récepteur vis à vis des écarts entre les paramètres du milieu et leurs valeurs estimées : retard, amplitude et phase des trajets, rapport signal à bruit.

Nous comparons enfin cette réalisation récursive avec la réalisation transversale complexe calculée par FFT qui est applicable pour plus de deux trajets.

SUMMARY

An experimental underwater sound transmission characterized by two main propagation paths is reported. An optimal linear receiving filter is implemented in order to increase information rate. This filter estimates the transmitted signal using the minimum mean-square error criterion.

Estimation methods issued from WIENER theory and simplifications resulting from a two paths communication model are summarized.

Multiple paths, often met in underwater sound, are characterized not only by attenuation but also by phase shifts. This led us to use a base-band model in the complex field.

We develop for the two paths case the recursive structure and the theoretic performances of the complex optimal filter. The results of a parameter estimation from a lake experiment limited to direct and surface-reflected paths are provided. These results show a good stability of the channel which justify the study of a non autoadaptive processing, refreshing the learning phase at a slow but sufficient rate (over 1 mn).

The experimental results of the equalizer and its performances (mean square error, error rate) are given for some experimental conditions of depth, carrier frequency, and signal to noise ratio. We also study the robustness of the receiver versus differences between medium's parameters and their estimated values : delay amplitude and phase of the paths, signal to noise ratio.

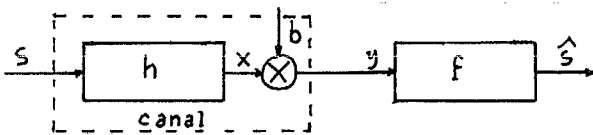
We finally compare this recursive realization with the transversal complex one computed with FFT which can be applied to more than two paths.



TRAITEMENT OPTIMAL LINEAIRE DE SIGNAUX
DE COMMUNICATION SOUS-MARINE EXPERIMENTE
DANS UN CANAL A DEUX TRAJETS DE PROPAGATION

1. INTRODUCTION

L'objet de cet article est l'étude de transmissions de signaux dans un milieu caractérisé par l'existence de plusieurs trajets, cas très fréquent non seulement en acoustique sous-marine mais également lors des communications ionosphériques, radio-urbaines... Dans le canal marin, la présence de chemins multiples a maintes fois été mise en évidence, non seulement dans des propagation à courtes distances comportant des trajets réfléchis surface ou sol mais aussi à très longues distances (200 à 300 Km, cf. [2]). Une telle situation oblige à réduire considérablement le débit d'information. Le problème se présente donc ainsi :



Les signaux émis s sont aléatoires, stationnaires, centrés, réels, de puissance moyenne σ_s^2 . Le canal de transmission à trajets multiples est caractérisé par une réponse impulsionnelle h et il est perturbé par du bruit additif b centré, réel, blanc, stationnaire indépendant de s et de puissance σ_b^2 . Ce canal est supposé certain, invariant ou lentement variable. Un tel type de milieu est assez délicat à estimer, exigeant une connaissance très fine de ses paramètres, notamment au niveau de la phase. C'est pourquoi, une partie de cette étude a consisté à caractériser avec précision le modèle de propagation.

A la réception, on étudie le filtre f linéaire qui minimise l'erreur quadratique relative moyenne d'estimation (EQM) :

$$\varepsilon^2 / \sigma_s^2 = \frac{1}{\sigma_s^2} E \{ (s - \hat{s})^2 \} \quad (1)$$

Ce problème classique de filtrage linéaire optimal de WIENER conduit à la solution bien connue non causale donnée dans le cas de signaux continus :

$$f(v) = \frac{\gamma_{sy}(v)}{\gamma_{yy}(v)} \quad (2)$$

où $\gamma_{sy}(v)$ est la densité spectrale d'interaction entre s et y et $\gamma_{yy}(v)$ la densité spectrale de puissance moyenne du signal reçu y . Nous étudierons dans la partie 6. un tel filtre qui correspondrait à une structure transversale à mémoire infinie. En pratique, on introduit une erreur due à la troncature de la réponse impulsionnelle. La contrainte de causalité peut être levée en utilisant un retard, ce qui conduit également à tronquer le support temporel du filtre.

Si l'on considère des signaux à temps discret correspondant à une cadence d'émission régulière de données s_n , l'équation (2) prend la forme matricielle :

$$\underline{\Gamma}_{-sy} = \underline{\Gamma}_{yy} \underline{f} \quad (3)$$

où $\underline{\Gamma}_{sy}$ est le vecteur d'intercorrélation émission-réception et $\underline{\Gamma}_{yy}$ la matrice de covariance à la réception.

Ce filtre optimal est lourd à mettre en oeuvre. Si l'on veut suivre les variations du milieu,

il faut périodiquement estimer la matrice $\underline{\Gamma}_{yy}$ et l'inverser. C'est pourquoi, on emploie en général, particulièrement en télécommunication où le traitement s'appelle alors "égalisation", un filtrage simplifié sous-optimal réalisé par l'algorithme du gradient stochastique à pas constant [3].

$$\underline{f}_{n+1} = \underline{f}_n + \mu \underline{y}_n (s_n - \hat{s}_n) \quad (4)$$

Ce dernier exige l'utilisation d'une séquence d'apprentissage. Par ailleurs, les hypothèses sur s et sur le traitement diffèrent : les valeurs s_n sont obtenues par décision (non linéaire) sur \hat{s}_n , s ne comportant qu'un nombre fini d'états. Il y a convergence de \underline{f}_n vers $\underline{f}_{optimal}$ [3].

Cet algorithme n'est qu'asymptotiquement optimal. D'autre part, il repose sur une structure transversale nécessairement à mémoire finie donc introduisant une erreur de troncature. Par ailleurs, il existe des structures à la fois récursives et transversales (donc sans erreur de troncature) utilisant un double gradient [4].

Dans le cas d'un milieu comportant des trajets multiples il a paru intéressant de rechercher le filtre optimal linéaire et récursif (à mémoire infinie) minimisant l'EQM (1), qu'on conviendra d'appeler égaliseur par la suite. J. MARTIN [1] a développé l'étude d'un tel filtre dans le cas fréquent en acoustique sous-marine de deux trajets prépondérants de propagation.

L'adaptativité ne peut être réalisée que par renouvellement périodique de la réponse h du milieu, par exemple à partir d'émissions périodiques de séquences connues à fort pouvoir de résolution en temps type SBLM (séquence binaire de longueur maximale). Le travail présenté ici est la généralisation à un modèle de milieu complexe et son application à un cas réel de transmission sous-marine.

2. MODELE COMPLEXE DE MILIEU

Les filtres optimaux récursifs [1] ou transversaux [5] satisfaisant l'équation (1), s'il marchent très bien en simulation, s'avèrent inopérants dans des cas réels de propagation (courte ou longue distance) si l'on ne considère que l'amplitude des différents trajets. Les déphasages introduits par le milieu sur chacun des trajets doivent être pris en compte. Soit un signal émis $s(t) = C(t) \cos 2\pi \nu_0 t$ correspondant à un message $C(t)$ modulant la porteuse ν_0 . La bande de fréquence de $C(t)$ est supposée inférieure à ν_0 . Le signal reçu, sans tenir compte du bruit, est dans le cas de deux trajets :

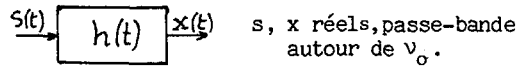
$$x(t) = |\alpha_0| C(t - t_0) \cos [2\pi \nu_0 (t - t_0) + \phi_0] + |\alpha_L| C(t - t_L) \cos [2\pi \nu_0 (t - t_L) + \phi_L]$$

t_0, t_L sont des retards purs, $|\alpha_0|, |\alpha_L|$ les atténuations, ϕ_0, ϕ_L les déphasages dus au milieu (globaux, tenant compte des capteurs). La réponse impulsionnelle réelle prend donc la forme :

$$h(t) = |\alpha_0| \cos \phi_0 \delta(t - t_0) + |\alpha_L| \cos \phi_L \delta(t - t_L) - |\alpha_0| \sin \phi_0 Q(t - t_0) - |\alpha_L| \sin \phi_L Q(t - t_L)$$

TRAITEMENT OPTIMAL LINEAIRE DE SIGNAUX
DE COMMUNICATION SOUS-MARINE EXPERIMENTE
DANS UN CANAL A DEUX TRAJETS DE PROPAGATION

Q étant le filtre de quadrature.



s, x réels, passe-bande autour de ν_0 .

Il est difficile d'égaliser dans ce cas le signal reçu avec sa porteuse. On traitera donc le problème en bande de base. En désignant par \bar{x} l'amplitude complexe du signal analytique, relative à ν_0 :

$$x(t) = \text{Re} \{ \bar{x}(t) e^{2\pi i \nu_0 t} \}$$

le signal reçu après démodulation peut s'écrire ($s(t) = c(t)$) :

$$\bar{x}(t) = |\alpha_0| C(t - t_0) e^{-i(2\pi \nu_0 t_0 - \phi_0)} + |\alpha_L| C(t - t_L) e^{-i(2\pi \nu_0 t_L - \phi_L)}$$

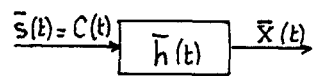
$\text{Re}\{\bar{x}(t)\}$ et $\text{Im}\{\bar{x}(t)\}$ correspondent aux deux composantes obtenues après multiplication par $2 \cos 2\pi \nu_0 t$ et $-2 \sin 2\pi \nu_0 t$ et filtrage passe-bas. Le milieu peut donc être représenté par une réponse impulsionnelle complexe (entre \bar{s} et \bar{x}) :

$$\bar{h}(t) = \alpha_0 \delta(t - t_0) + \alpha_L \delta(t - t_L) \quad (5)$$

$$\alpha_0 = |\alpha_0| e^{i\psi_0} \text{ avec } \psi_0 = \phi_0 - 2\pi \nu_0 t_0$$

$$\alpha_L = |\alpha_L| e^{i\psi_L} \text{ avec } \psi_L = \phi_L - 2\pi \nu_0 t_L$$

Soit $\Delta t = t_L - t_0$ le retard entre les deux trajets.



Pour estimer au mieux $\bar{s}(t)$ à partir de $\bar{x}(t)$ il faut bâtir un "égaliseur complexe" qui ne dépende que de Δt , et des complexes α_0 et α_L . Notons également qu'un déphasage constant ou lentement variable introduit lors de la démodulation se traduit par un terme additionnel dans ψ_0 et ψ_L . Ceci affecte l'estimation du milieu réel (déterminé par ϕ_0, ϕ_L, t_0, t_L) mais nullement l'égalisation.

3. ETUDE THEORIQUE DE L'EGALISEUR OPTIMAL COMPLEXE A STRUCTURE RECURSIVE

3.1. Rappel de la méthode de calcul du filtre de WIENER causal

Par la suite, on notera simplement x le signal complexe \bar{x} . La solution en z au problème d'estimation linéaire optimale, $F(z) = S_{yy}(z)/S_{yy}(z)$, où S_{yy} et S_{yy} sont les transformées en z (TZ) associées aux densités spectrales de (2), n'est généralement pas à la fois causale et stable. On cherche une forme récursive qui, pour être réalisable, doit être causale stable.

Dans le cas où S_{yy} et S_{yy} sont des fractions rationnelles en z, elle s'obtient par des transformations simples sur ces fractions [6]. La méthode consiste à factoriser d'abord S_{yy} en :

$$S_{yy}(z) = kA^+(z)A^{+*}(z^{*-1})$$

(factorisation spectrale)

$A^+(z)$ a ses pôles et zéros strictement inclus dans le cercle unité (C1), de sorte que $1/A^+(z)$,

qui est le filtre blanchisseur, soit causal et causalement inversible. k est une constante arbitraire.

Ensuite, on décompose $S_{yy}(z)/kA^{+*}(z^{*-1})$ en la somme de deux fractions dont l'une $B^+(z)$, est causale (pôles intérieurs à (C1)).

Enfin, le filtre stable et causal s'écrit : $F_c = B^+/A^+.$ (6)

3.2. Structure de l'égaliseur à deux trajets complexes

Le filtre à temps discret modélisant le milieu à deux trajets s'écrit (d'après (5)) :

$$\bar{h}(k) = \alpha_0 \delta_k + \alpha_L \delta_{k-L} \xrightarrow{\text{TZ}} H(z) = \alpha_0 + \alpha_L z^{-L} \quad (7)$$

Avec $L T_e = \Delta t$, $T_e =$ période d'échantillonnage. α_0 et α_L sont deux constantes complexes.

En s'autorisant un retard d'estimation d, on limite la dégradation des performances qu'entraîne la contrainte de causalité. On estime la suite (S_{n-d}) à partir de la suite reçue (y_n). On pose (S'_n) = (S_{n-d}).

Les densités spectrales de puissances en z valent : $S_{s'y}(z) = H^*(z^{*-1}) S_{ss}(z) z^{-d}$

$$S_{yy}(z) = H^*(z^{*-1}) H(z) S_{ss}(z) + S_{bb}(z) \quad (8)$$

(indépendance supposée entre signal émis et bruit).

On suppose d'autre part, que le signal émis S et le bruit B sont blancs, de covariance σ_s^2 et σ_b^2 . Le problème a été précédemment traité [1] [7], dans le cas particulier où α_0 et α_L sont réels. Les résultats sont similaires sans cette hypothèse. On montre que les pôles de S_{yy} sont nuls (d'ordre L) et que ses zéros sont les racines L ième de Z1 et les racines L ième de $Z1^{*-1}$, Z1 étant donné par la relation :

$$2 \frac{Z1}{R} = -(1 + 1/|R|^2)(1 + 1/\rho_s) + 1/|R|^2 \sqrt{(1 + |R|^2)^2 (1 + 1/\rho_s)^2 - 4|R|^2} \quad (9)$$

avec $R = \frac{\alpha_0}{\alpha_L}$, $\rho_s = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_b^2} |\alpha_0|^2 (1 + |R|^2) =$

rapport signal a bruit du signal reçu. On établit facilement que $|Z1| < 1$ et $|Z1^{*-1}| > 1$. La décomposition spectrale, détaillée en annexe 7, revient à éliminer les pôles instables de F(z) (qui sont les racines Lième de $Z1^{*-1}$). On aboutit à la solution de forme récursive suivante : A retard d'estimation nul (d = 0) :

$$\hat{S}_n = -\frac{1}{\alpha_0} \frac{Z1}{R} Y_n + Z1 \hat{S}_{n-L}$$

Pour d différent de 0 :

$$\hat{S}_{n-kL} = -\frac{1}{\alpha_0} \left[\left(1 + \frac{Z1}{R}\right) \sum_{j=0}^{k-1} Z1^{*k-j} Y_{n-jL} + \frac{Z1}{R} Y_{n-kL} \right] + Z1 \hat{S}_{n-(k+1)L} \quad (10)$$



TRAITEMENT OPTIMAL LINEAIRE DE SIGNAUX
DE COMMUNICATION SOUS-MARINE EXPERIMENTE
DANS UN CANAL A DEUX TRAJETS DE PROPAGATION

On note que les retards d'estimation effectifs sont des multiples de L , et que seuls les termes retardés d'un multiple de L sont non nuls, ce qui confère une grande simplicité au filtre.

3.3. Calcul de l'erreur quadratique relative moyenne d'estimation

On montre que, compte-tenu de nos hypothèses statistiques sur le signal émis et sur le bruit, l'EQM définie en (1) s'exprime comme suit $|1|$:

$$EQM = 1 - \sum_{j=0}^{\infty} f_c(j) h(d-j) = 1 - \alpha_L f_c(d-L) - \alpha_0 f_c(d)$$

$f_c(d)$ et $f_c(d-L)$ se calcule facilement en développant le gain $F_c(z)$ en une série convergente pour $|z| > |z_1|^{1/L}$

On trouve, dans le cas sans retard d'estimation :

$$EQM = 1 + \frac{Z_1}{R}$$

et avec un retard d'estimation de kL :

$$EQM = \left(1 + \frac{Z_1}{R}\right) \left(1 + |R|^2 \frac{Z_1}{R} \left(1 + \frac{Z_1}{R}\right) \frac{1 - |Z_1|^{2k}}{1 - |Z_1|^2}\right)$$

Remarquons que l'EQM ne dépend que de Z_1/R et $|R|$, donc, vu l'expression de Z_1/R (9), que de $|R|$ et ρ_s . Elle ne dépend pas de $\text{Arg}(R)$ donc un déphasage entre trajets introduit par le milieu est compensé en totalité.

Un réseau de courbes théoriques est donné en Fig. 3.1. représentant l'évolution de l'EQM en fonction de $|R|$ pour différents retards d'estimation à 10 dB.

Il apparaît qu'un retard de L au minimum est nécessaire pour $|R|$ plus grand que 1, et qu'au delà de $2L$ l'EQM s'améliore très peu, surtout pour $|R|$ non voisin de 1. D'autres résultats sont présentés en [1]. On y remarque que l'EQM devient élevée ($> 30\%$) pour $\rho_s < 5$ dB. La méthode est également moins favorable pour $|R|$ un peu supérieur à 1, où l'EQM devient maximale.

Dans les paragraphes suivants, nous allons donner une application à une transmission expérimentée en milieu réel. On doit préalablement estimer les paramètres du milieu nécessaires au calcul des coefficients de l'estimateur, c'est-à-dire : α_0, α_L, L et ρ_s .

4. PARAMETRES D'UN MILIEU DE PROPAGATION REEL

La manipulation exploitée ici a eu lieu en lac. Le dispositif comprenait un émetteur et un récepteur distants de 10 mètres, immergés à 10 ou 5 mètres. Cette géométrie mettait en présence deux trajets de propagation : un direct et un réfléchi-surface. Les signaux émis étaient des fréquences pures ou modulées (ici 2 ou 5 kHz). La modulation est du type PSK (modulation à sauts de phase) et le signal basse-fréquence est une séquence binaire de longueur maximale (255 ou 63). Le rapport signal à bruit est variable de 0 à 50 dB.

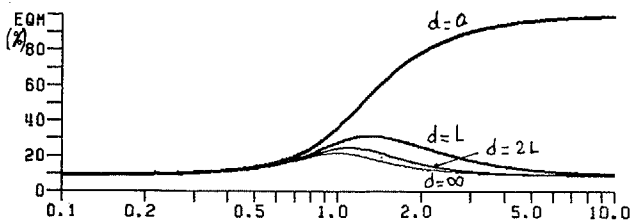


FIG 3.1 : EQM EN FONCTION DU RAPPORT D'AMPLITUDE DES TRAJETS POUR DIFFERENTS RETARDS D'ESTIMATION

L'estimation des paramètres du milieu s'effectue comme suit :

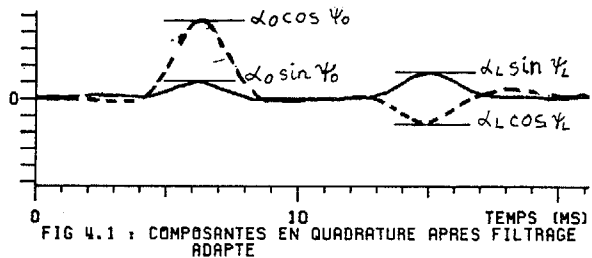
Le signal reçu est démodulé en deux composantes basse-fréquence, puis subit un filtrage adapté au signal BF (FIG. 4.1). Les amplitudes des pics d'intercorrélation sont proportionnelles aux amplitudes des trajets α_0 et α_L . Le retard Δt est estimé sur la distance des pics apparaissant sur le module.

La stabilité est une condition de bon fonctionnement de l'estimateur. La manipulation présente des paramètres relativement stables.

Des exemples d'évolution au cours du temps des phases de α_0 et α_L sont donnés en [9]. Le tableau 4.1 résume, pour un exemple, les valeurs moyennes (VM), écart maximum autour de la valeur moyenne (EM), et écart-type (ET) des paramètres $\psi_0, |R|, \text{Arg}(R)$ et Δt .

	ψ_0	$ R $	$\text{Arg}(R)$	$\Delta t(\text{ms})$
VM :	30°	0,64	148°	2,91
EM :	9°	0,06	14°	0,09
ET :	4°	0,03	7°	0,03

Tableau 4.1 : quelques ordres de grandeurs sur les paramètres du canal.



Sur toutes les données traitées, nous avons constaté un déphasage entre trajets ($\text{Arg}(R)$) introduit par le milieu. La modélisation complexe de la partie 2 est donc nécessaire.

5. RESULTATS EXPERIMENTAUX DE L'EGALISATION

Le filtrage récursif du 3. a été simulé sur calculateur à partir des signaux SBLM décrits en 4. Sur les figures 5.1 sont présentées les composantes BF reçues (y) et celles après égalisation (\hat{s}) pour un exemple. On y voit les deux niveaux émis (code rectangulaire en superposition) et les quatre niveaux du signal reçu (dédoublément des niveaux dû au double trajet). Après égalisation, les deux niveaux sont reconstitués sur la composante directe et un signal quasi-nul est restitué sur la composante en quadrature. Les conditions sont celles du tableau 4.1 : 45 dB, porteuse à 2 kHz.

Quelques chiffres d'EQM sont résumés à la fig. 5.2 et comparés aux valeurs théoriques. L'accord est bon, la perte enregistrée par rapport aux résultats prévus étant due aux imperfections du modèle théorique : les deux trajets ne sont pas idéaux et le milieu n'est pas rigoureusement stable. On trouvera les résultats pour d'autres tranches de signaux en [10]. (TE = taux d'erreur)

Remarque : le calcul de l'EQM ne peut se faire sans normer s et \hat{s} . Il faut égaliser le signal



TRAITEMENT OPTIMAL LINEAIRE DE SIGNAUX
DE COMMUNICATION SOUS-MARINE EXPERIMENTE
DANS UN CANAL A DEUX TRAJETS DE PROPAGATION

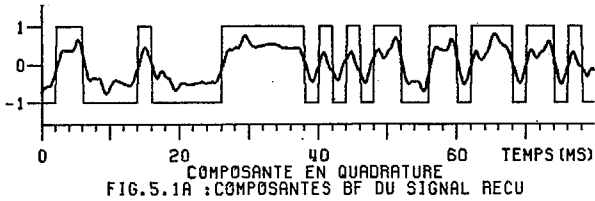
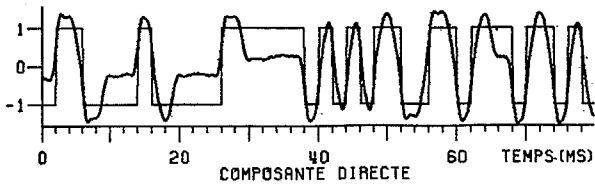


FIG. 5.1A : COMPOSANTES BF DU SIGNAL RECU

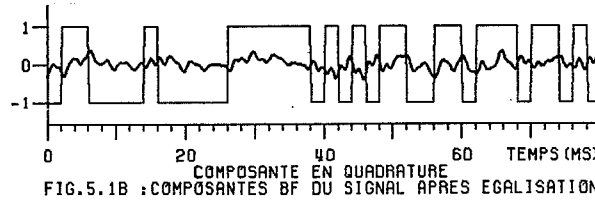
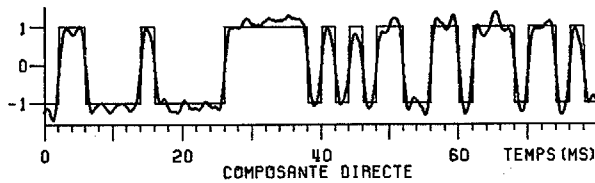


FIG. 5.1B : COMPOSANTES BF DU SIGNAL APRES EGALISATION

K_y , K étant une constante convenablement choisie. On a pris arbitrairement $\sigma_s^2 = 1$ et $|\alpha_0|^2 + |\alpha_1|^2 = 1$. Le milieu non bruité est donc supposé conserver les puissances : $\sigma_s^2 = \sigma_y^2 = 1$. Cette égalité conduit à $K = \sqrt{1 + 1/\rho_s} / \sigma_y$. Le calcul de TE s'obtient en comptant les erreurs de décision à seuil nul. Pour toutes les courbes 5., le retard d'estimation d a été pris égal à L .

La robustesse du filtre vis-à-vis des variations de l'amplitude ($|R|$) et de la position des chemins multiples (L) a été étudiée dans [1]. Ces variations peuvent résulter soit des fluctuations du milieu de transmission, soit d'une erreur d'estimation de ces paramètres. On donne ici quelques résultats sur signaux réels concernant l'estimation de ρ_s (fig. 5.3), L (fig. 5.4) et $\text{Arg}(R)$ (fig. 5.5). L'estimateur supporte une erreur sur $\text{Arg}(R)$ d'une vingtaine de degrés, mais est très sensible aux erreurs sur L (données en % d'un bit, ici de durée $\theta = 12$). En fig. 5.3, on note que l'estimateur permet une erreur sur la mesure de ρ_s de quelques dB, mais qu'au delà, l'EQM se détériore très vite. Dans toutes ces courbes, TE est stable : le deuxième trajet est trop faible ($|R| = 0,6$) ainsi que ρ_s pour perturber significativement le signal reçu. Une simple décision sans égalisation suffit à reconstituer convenablement les bits émis. Ceci est loin d'être généralisable : dès que $|R|$ se rapproche de 1, et que ρ_s devient inférieur à 15 dB, une égalisation s'impose avant décision.

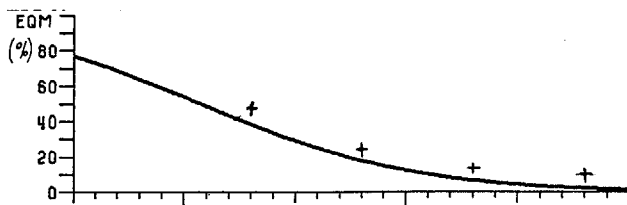


FIG. 5.2 : EQM POUR DIFFERENTS RAPPORTS SIGNAL A BRUIT
— : COURBE THEORIQUE ; + : POINTS EXPERIMENTAUX

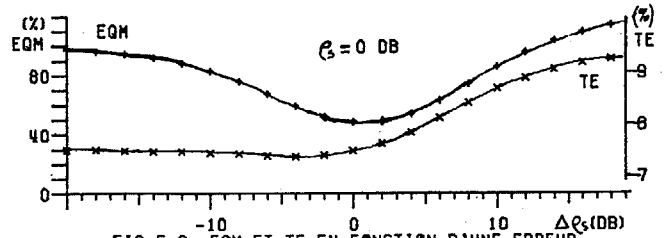


FIG. 5.3 : EQM ET TE EN FONCTION D'UNE ERREUR D'ESTIMATION DU RAPPORT SIGNAL A BRUIT

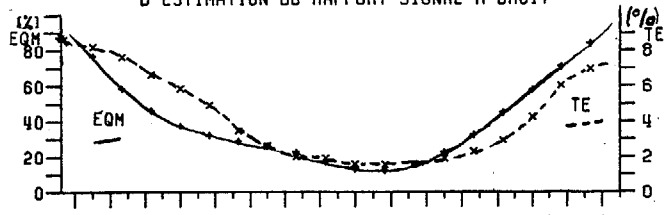


FIG. 5.4 : EQM ET TE EN FONCTION D'UNE ERREUR D'ESTIMATION DU RETARD ENTRE TRAJETS

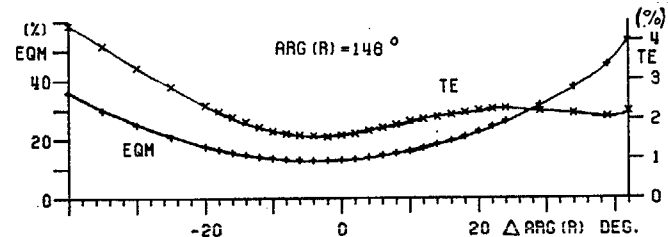


FIG. 5.5 : EQM ET TE EN FONCTION D'UNE ERREUR D'ESTIMATION DU DEPHASAGE ENTRE TRAJETS

6. COMPARAISON AVEC UN FILTRE TRANSVERSAL CALCULE PAR FFT

Dans le cas d'un milieu présentant plus de deux trajets de propagation, le calcul du filtre récursif précédent s'avère difficile. Celui du filtre transversal solution de l'équation (3) est très long car l'inversion matricielle ne peut être simplifiée facilement à partir de 3 trajets. Nous avons utilisé pour obtenir ce filtre transversal une méthode fréquentielle consistant à calculer le filtre "continu" $F(v)$ donné par (2) :

$$F(v) = \frac{H^*(v)}{|H(v)|^2 + \gamma_B(v)/\gamma_S(v)}$$

Cette technique est détaillée en [5] pour un milieu général $H(v)$ ($\rightleftharpoons h(t)$). Dans le cas de 2 trajets, $F(v)$ se calcule facilement, même pour un rapport signal à bruit faible (filtre inverse) car le support fréquentiel de $H(v)$ est infini (milieu modélisé, par des Dirac). Comme nous l'avons déjà signalé, se pose le problème de la troncature obligatoire au support temporel de $f(t)$. Plus grave est le fait que les calculs étant exécutés par transformée de Fourier rapide discrète, la réponse obtenue correspond à une réponse impulsionnelle périodisée. On a pris un support de calcul très large pour éviter les recouvrements temporels. On pourrait ensuite tronquer

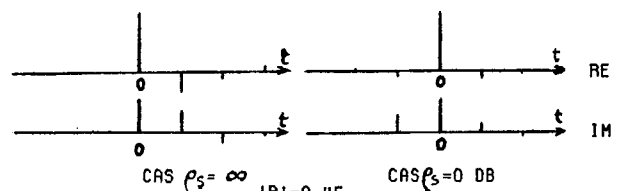


FIG. 6.1 : REPONSES IMPULSIONNELLES DU FILTRE DE WIENER TRANSVERSAL COMPLEXE



TRAITEMENT OPTIMAL LINEAIRE DE SIGNAUX
DE COMMUNICATION SOUS-MARINE EXPERIMENTE
DANS UN CANAL A DEUX TRAJETS DE PROPAGATION

à nouveau sévèrement la durée de $f(t)$ sans dommage dans cette expérimentation car le rapport des amplitudes $|R|$ est voisin de 0,45 ou 0,6. En fait, plus les amplitudes des trajets sont voisines ($|R| \approx 1$) plus le support de $f(t)$ sera étendu, et plus les erreurs de troncature et de recouvrements apparaîtront. Nous donnons en fig. 6.1 l'allure du filtre inverse complexe obtenu pour $|R| = 0,45$ ($F(v) = 1/H(v)$) :

Nous remarquons que ce filtre est causal, ce qui est toujours le cas si $|R| < 1$. En effet un rapide calcul nous montre qu'il s'écrit :

$$f(t) = \frac{e^{-i\psi_0}}{\alpha_0} \sum_{n=0}^{\infty} R^n \delta(t-n\Delta t) \quad \text{avec } t_0=0 \text{ et } |R| < 1$$

Nous avons constaté que, même pour $|R| = 0,6$ nous pouvions n'utiliser qu'un nombre restreint de coefficients non nuls du filtre transversal (3 à 4) sans pratiquement diminuer les performances du filtre. Pour des rapports signal à bruit plus faibles, nous avons calculé le filtre non causal. Nous donnons en fig. 6.1 l'allure du filtre transversal obtenu, dans le même cas que précédemment et avec un rapport signal à bruit de 0 dB.

On remarque que les coefficients décroissent rapidement, ce qui justifie qu'un faible retard d'estimation ($d = 2L$) du filtre récursif soit suffisant. En fait, ce filtre est sous-optimal car les échantillons que nous traitons sont corrélés ($\gamma_s(v) \neq \text{cte}$). Pour des SBLM bouclées, la densité spectrale $\gamma_s(v)$ est la transformée de Fourier d'un signal triangulaire de largeur 2θ , représentant la durée d'un bit. Dans [5], nous avons calculé $F(v)$ optimal pour cette densité spectrale. Pratiquement, nous n'avons observé que peu d'amélioration voire une détérioration pour des tranches courtes de signal émis, $\gamma_s(v)$ étant alors mal estimée. Les résultats obtenus sur les signaux réels traités au chapitre 5. sont analogues à ceux obtenus avec le filtre récursif. En effet, nous avons calculé $f(t)$ sur un support temporel suffisamment large et de plus les conditions de manipulation ($|R|$ bien différent de 1) ne permettent pas de voir l'amélioration apportée par la mémoire infinie du filtre récursif, ni celle apportée par le caractère non causal du filtre transversal.

7. ANNEXE : CALCUL DE L'EGALISEUR A DEUX TRAJETS COMPLEXES

On a vu en 3.2. que les pôles de S_{yy} sont nuls (d'ordre L) et que ses zéros sont les racines L ième de Z_1 et les racines L ième de Z_1^{*-1} , Z_1 étant donné par la relation (9). En regroupant les pôles et zéros de $S_{yy}(z)$, on peut poser :

$$A^+(z) = \frac{z^L - Z_1}{z^L}$$

$$kA^{*+}(z^{*-1}) = |\alpha_0|^2 R^* \alpha_0^2 (z^L - Z_1^{*-1})$$

Il reste à ne garder que la partie causale de $S_s'y(z)/kA^{*+}(Z^{*-1})$, $S_s'y$ se calculant d'après (7) et (8) :

$$\frac{S_s'y(z)}{kA^{*+}(z^{*-1})} = \frac{1 + R^* z^L}{\alpha_0 R^* (z^L - Z_1^{*-1}) z^d}$$

0 est un pôle d'ordre d à l'intérieur de (C_1) . Les autres pôles, qui sont les racines L ième de Z_1^{*-1} , sont extérieurs à (C_1) . D'où : $B^+(z) = Pd(z)/z^d$, où Pd est le quotient de la division de

$(1 + R^* z^L)$ par $\alpha_0 R^* (-Z_1^{*-1} + z^L)$ selon les puissances croissantes de z , à l'ordre d ; on aboutit à :

$$Pd(z) = \frac{1}{\alpha_0} - \left(\frac{1}{\alpha_0} + \frac{1}{\alpha_0} \frac{Z_1^{*-1}}{R^*} \right) \sum_{j=0}^k (z^L Z_1^{*-1})^j, \quad kL \leq d < (k+1)L$$

Finalement d'après (6) :

$$F_c(z) = \frac{B^+(z)}{A^+(z)} = \frac{1 - (1+Z_1/R) \sum_{j=0}^k (Z_1^{*-1} z^L)^j}{\alpha_0 z^{d-L} (z^L - Z_1)} = \frac{\tilde{S}(z) z^{-d}}{Y(z)}$$

d'où l'on tire l'équation aux différences qui est la forme récursive du filtre donnée en (10).

8. CONCLUSION

Nous avons présenté une structure récursive complexe du filtre optimal de WIENER. En transmission acoustique sous-marine, un récepteur fonctionnant sur les composantes BF est nécessairement complexe. Nous avons appliqué ce filtre optimal à des signaux transmis dans un milieu réel d'acoustique sous-marine. Les résultats obtenus sont pleinement satisfaisants et sont conformes aux prévisions théoriques. Ce récepteur possède une très bonne tolérance vis-à-vis d'un écart entre l'amplitude

complexe des trajets et sa valeur estimée. Par contre, une bonne estimation du retard L est nécessaire. Des expérimentations ont montré que le milieu marin est en fait remarquablement stable en ce qui concerne les retards entre trajets, ce qui permet d'envisager l'emploi de ce traitement simple (peu de coefficients) qui est optimal mais non auto-adaptatif, ou celui transversal équivalent, plus difficile à mettre en oeuvre.

BIBLIOGRAPHIE :

- [1] J. MARTIN "Etude de récepteur optimaux après transmission dans un canal à trajets multiples. Application au cas d'un canal certain à 2 trajets." Thèse de docteur ingénieur INPG NOV. 83
- [2] G. JOURDAIN - J.Y JOURDAIN "Characterisation of submarine acoustic transmission channels. Underwater and Signal processing" Nato Asi Copenhagen 1980
- [3] O. MACCHI "Le filtrage adaptatif en télécommunication" Ann des Télécom. TOME 36. N° 11-12 NOV-DEC 81 1/11 - 11/11
- [4] P. MONSEN "Feedback Equalization for fading dispersive channels", IEEE Trans. on Information theory, JAN. 1971
- [5] G. LOUBET "Estimation de séquences transmises en milieu marin présentant différents trajets de propagation" Revue du Cethedec 19 Année 2 tri 82 N° 7
- [6] A. PAPOULIS "Signal analysis" Mc. GRAW - Hill book Company, 1977, pp. 336-349
- [7] J. MARTIN - G. JOURDAIN - G. REVOL "Égalisation : réception optimal après transmission dans un canal à deux trajets, GRETSI 1983
- [8] B. FAURE "Compte rendu de la campagne de mesures faite à Castillon du 30 Mai au 3 Juin 1983" Rapport CEPHAG N° 55/83
- [9] H. BOUCARD "Etude sur signaux réels des fluctuations de phase d'un canal à deux trajets" Rapport CEPHAG N° 1/85
- [10] H. BOUCARD "Estimation optimale linéaire de signaux de communication sous-marine pour un canal réel à deux trajets" Rapport CEPHAG N° 18/85