

## Récupération de porteuse et égalisation simultanées en communications acoustiques sous-marines

J.M. Brossier et G. Jourdain

\* CEPHAG/ENSIEG bp 46 - 38402 St-Martin-d'Hères Cedex - France

### RÉSUMÉ

On s'intéresse ici aux communications au travers d'un canal multitrajet tel que le canal acoustique sous-marin. On introduit un modèle adapté au canal et aux problèmes de démodulation. Après un rappel de deux traitements classiques, boucles de phase et égaliseurs, ainsi que de leurs limites, on présente un algorithme utilisant conjointement ces deux techniques. On en montre l'intérêt sur des simulations.

### I-INTRODUCTION:

Plusieurs phénomènes rendent difficiles les communications sous-marines:

- la propagation par trajets multiples.
- les fluctuations du milieu sous-marin. (non stationnarités)
- le bruit...

Nous nous intéressons ici aux problèmes de communication asm (acoustique sous-marine), lorsque le rapport signal/bruit est suffisamment fort pour permettre l'emploi de traitements de type égalisation, avec en plus une dérive globale de phase. Le premier paragraphe donne un modèle de transmission adapté à ces propriétés. Le second envisage le cas d'un canal monotrajet pour lequel il est possible d'utiliser des boucles à verrouillage de phase. Le cas général d'un canal multitrajet est abordé au troisième paragraphe. Dans ce cas les boucles de phase ne fonctionnent plus. Un égaliseur adaptatif peut alors être employé. Après un bref rappel sur l'égalisation, on introduit un algorithme d'estimation conjointe de porteuse et d'égaliseur. Le dernier paragraphe montre, sur des simulations, les avantages d'une telle approche en comparaison avec un simple égaliseur.

### II-MODELISATION

Soit  $\{a_k\}$  le message binaire à transmettre ( $a_k = +1$  ou  $-1$ ) L'adaptation des caractéristiques fréquentielles du message au canal est réalisée par modulation, choisie ici à deux états de phase (BPSK), d'une porteuse de pulsation  $\omega$ ; d'où l'expression du signal émis:

$$S_e(t) = \text{Re}[d(t) \cdot \exp(i\omega t)]$$

$$\text{avec } d(t) = \sum_j a_j \cdot \mathbb{1}_{\Delta}(t-j\Delta)$$

$\mathbb{1}_{\Delta}$  valant 1 sur  $[0, \Delta[$  et 0 ailleurs.

### ABSTRACT

We are concerned here in communication through a multipath channel such as the underwater acoustical channel. We introduce first a model fitted to this channel and to the demodulation problems. After a review of the classical treatments, PLL and equalizers, as well as the difficulties related to their utilisation, an algorithm using both techniques is presented. Its interest is demonstrated on simulations.

Les nombreuses expérimentations réalisées à ce jour montrent que le signal  $S_r(t)$  reçu, issu d'une propagation par trajets multiples, est bien représenté par l'expression :

$$S_r(t) = \sum_{k=1}^N \lambda_k \cdot d(t-\tau_k) \cdot \cos[\omega(t-\tau_k) + \phi_k] + B(t) \quad (1)$$

dans laquelle

$B(t)$  est le bruit d'observation additif.

$\tau_k$  le temps de propagation du  $k^{\text{ème}}$  trajet.

$\lambda_k$  et  $\phi_k$  sont l'amplitude et la phase du  $k^{\text{ème}}$  trajet.

Considérons maintenant que le signal reçu est affecté globalement d'un Doppler  $\Psi_{\text{dop}}(t)$  d'où

$$S_r(t) = \text{Re} \left[ (a(t) \cdot \exp(i\Psi_{\text{dop}}(t)) + b'(t)) \cdot \exp(i\omega t) \right]$$

$$\text{avec } a(t) = \sum_{k=1}^N \lambda_k \cdot d(t-\tau_k) \cdot e^{i(\phi_k - \omega \tau_k)}$$

et  $b'(t)$  amplitude complexe de  $B(t)$  relative à  $\omega$ .

Pratiquement, on accède à l'enveloppe du signal reçu à l'aide d'une démodulation complexe, imparfaite car on commet une erreur  $\Psi_{\text{dém}}(t)$  sur la porteuse locale du récepteur.

Le signal complexe  $r(t) = \alpha + i\beta$  obtenu par démodulation (cf figure 1 sans l'asservissement) s'écrit:

$$r(t) = \left[ e^{i\Psi_{\text{dop}}} \cdot \sum_{k=1}^N \alpha_k \cdot d(t-\tau_k) + b'(t) \right] \cdot e^{-i\Psi_{\text{dém}}}$$

$$= \left[ \sum_{k=1}^N \alpha_k \cdot d(t-\tau_k) + b(t) \right] \cdot \exp[i\Psi(t)] \quad (2)$$



En supposant le bruit  $B(t)$  blanc et gaussien  $b(t)$  est statistiquement équivalent à  $b'(t)$  ( $b(t)$  est gaussien circulaire donc statistiquement invariant par rotation).

$\Psi(t) = \Psi_{\text{dop}}(t) - \Psi_{\text{dém}}(t)$  représente l'erreur totale sur la phase de démodulation. Cette phase  $\Psi(t)$  est commune à l'ensemble des trajets.

Par échantillonnage aux instants  $t_n = n \Delta + \zeta$  (à un point par  $\Delta$ ) et en notant  $r(t_n) = r_n$ ,  $\psi(t_n) = \psi_n$ ,  $b(t_n) = b_n$  et

$$S_n = \sum_{k=1}^N \alpha_k \mathbb{1}_{\Delta}[n\Delta + \zeta - \tau_k]$$

on trouve le modèle échantillonné en bande de base:

$$r_n = \alpha_n + i\beta_n = \left[ \sum_j a_j S_{n-j} + b_n \right] \cdot \exp[i\psi_n] \quad (3)$$

Le modèle de canal général étant posé, nous examinons tout d'abord le cas particulier simple d'un canal monotrajet.

### III-CANAL MONOTRAJET ET BOUCLES DE PHASE

En pratique il s'agit du cas pour lequel un trajet est prépondérant ; le canal n'introduit alors qu'une distorsion de phase sur les signaux qui le traversent.

Le rôle du récepteur consiste à compenser une rotation de phase. C'est l'un des domaines d'utilisation des boucles à verrouillage de phase (PLL). Utilisées conjointement à un dispositif non-linéaire (exploitant la propriété  $a_k^2=1$ ) elles permettent de supprimer la modulation du signal reçu pour en extraire la porteuse. On génère ainsi un signal d'erreur lié à la différence de phase entre une porteuse locale synthétisée par le récepteur et la porteuse du signal reçu. Aux différentes façons de construire ce signal d'erreur correspondent différentes boucles à verrouillage de phase.

Commençons par décrire une boucle analogique classique en récupération de porteuse sur des signaux de type BPSK :

#### la boucle de Costas [3]

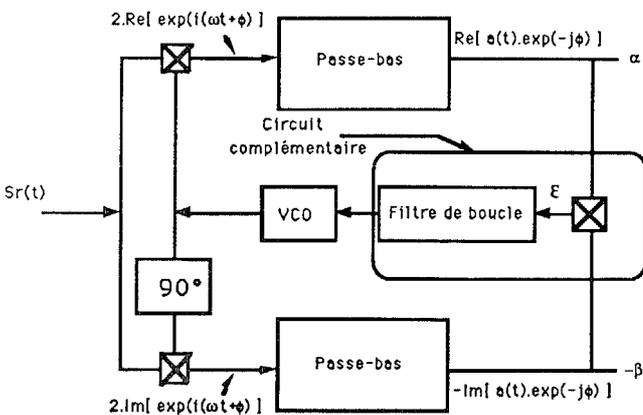


figure 1

La boucle de Costas utilise un signal d'erreur proportionnel au sinus de l'erreur de phase :

$$\varepsilon = -\text{Im}[r^2(t) \cdot e^{-i2\phi}]$$

Elle est bâtie à partir d'une démodulation complexe classique à laquelle est ajouté un asservissement (cf figure 1). On dispose directement, comme "sous produit", des composantes  $\alpha$  et  $\beta$  de l'enveloppe complexe du signal reçu. Nous étudierons les boucles dites du premier ordre qui n'utilisent pas de filtre de boucle.

#### La boucle de Costas numérique [2]

Le principe de la boucle de Costas peut être transposé au cas discret. En bande de base à l'instant  $n$  (cf (3) pour un seul trajet), on a:

Signal émis		reçu		estimé
$a_n$	$\Rightarrow$	$r_n = a_n \cdot e^{i\xi}$	$\Rightarrow$	$c_n = a_n \cdot e^{i(\xi - \phi_n)}$

$\xi$  correspond au déphasage introduit par la chaîne de transmission.

$\phi_n$  est le déphasage estimé par le récepteur à l'instant  $t_n$ .

On peut définir la fonctionnelle déterministe :

$$J_n(\phi) = 4 \cdot [\sin^2(\xi - \phi)] = \mathbb{E} \left| r_n^2 \cdot e^{-i2\phi} - 1 \right|^2 \quad (4)$$

qui possède ses minima en  $\phi = \xi + k \cdot \pi$  et dont la minimisation conduit (modulo  $\pi$ ) à la valeur de  $\xi$ .

Les minima, obtenus par annulation du gradient de  $J$  par rapport à  $\phi$ , sont donnés par l'équation:

$$\nabla_{\phi} J(\phi) = -4 \mathbb{E} \text{Im}[r_n^2 \cdot e^{-i2\phi}] = 0 \quad (5)$$

$\mathbb{E}$  désigne l'espérance relative à la loi conjointe des données émises et du bruit.

La minimisation de  $J$  à l'aide d'une procédure du gradient stochastique conduit à l'algorithme:

$$\phi_n = \phi_{n-1} + \mu \cdot \text{Im}[r_n^2 \cdot e^{-i2\phi_{n-1}}] \quad (6)$$

nommé **boucle de Costas numérique**.

L'utilisation d'une erreur construite par projection du signal reconstruit sur la normale au signal émis conduit à un autre algorithme classique appelé **boucle à remodulation**:

$$\phi_n = \phi_{n-1} + \mu \cdot \text{Im}[r_n \cdot e^{-i\phi_{n-1}} \cdot a_n^*] \quad (7)$$

### IV- CANAL MULTITRAJET

Très bonnes sur un canal monotrajet les performances de ces algorithmes chutent rapidement lorsque apparaissent des trajets secondaires [2]. Il faut alors envisager une autre technique ; examinons l'exemple de l'égalisation.

#### IV-1-Rappel sur l'égalisation [4]

Un égaliseur a pour tâche d'estimer au mieux le signal émis au sens d'un certain critère ; ici celui de l'erreur quadratique moyenne minimale (EQMM).

Le filtre égaliseur est recherché dans une classe donnée a priori, par exemple celle des filtres linéaires transversaux pour lesquels l'estimée  $c_k$  de  $a_k$  s'exprime comme combinaison linéaire de  $2N+1$  échantillons observés

$$Y_n^t = (r_{n+N}, \dots, r_{n-N}) \quad ; \quad c_n(H_n) = Y_n^T H_n$$

La minimisation à l'aide d'une procédure du gradient stochastique de la fonctionnelle  $J(H) = \mathbb{E} |c_n(H) - a_n|^2$  conduit à l'algorithme LMS bien connu:

$$\begin{aligned} H_n &= H_{n-1} - \mu \cdot Y_n^* \cdot e_n \\ e_n &= Y_n^T H_{n-1} - a_n \\ c_n &= Y_n^T H_n \end{aligned} \quad (8)$$

Un tel égaliseur convient lorsque l'erreur totale de démodulation  $\Psi(t)$  est nulle mais se trouve fortement pénalisé dans le cas contraire.

Il faut alors tenir compte de l'existence d'une phase rapidement variable commune à l'ensemble des trajets et la structure  $c_n(H_n, \phi_n) = Y_n^T H'_n \cdot e^{-i\phi_n}$  (9)

est dans ce cas mieux adaptée.

L'apparition explicite du paramètre  $\phi$  permet de ralentir la vitesse de variation des composantes du nouveau vecteur  $H'_n$  par rapport à celles de  $H_n$  en reportant l'essentiel de la phase variable  $\Psi(t)$  sur  $\phi$ .

Analysons un système adaptatif associé à cette structure.

#### IV-2-Estimation conjointe de phase et d'égaliseur

On cherche le filtre qui minimise l'EQM avec la structure (9) soit:

$$J(H_n, \phi_n) = \mathbb{E} |c_n(H_n, \phi_n) - a_n|^2 \quad (10)$$

Comme dans le cas de l'égaliseur on utilise une procédure du gradient stochastique [1].

$$\begin{aligned} \text{Posons } e_n &= a_n - c_n(H_{n-1}, \phi_n) \text{ (erreur a priori)} \quad (11) \\ H &= H_r + i \cdot H_i \end{aligned}$$

En utilisant la définition  $\nabla_H J = \nabla_{H_r} J + i \cdot \nabla_{H_i} J$  de la dérivée d'une fonction réelle par rapport à une variable complexe, il vient :

$$\nabla_H J(H_n, \phi) = Y_n^* \cdot e^{i\phi} \cdot (H_n^T Y_n \cdot e^{-i\phi} - a_n) \quad (12)$$

D'autre part, on trouve facilement:

$$\nabla_\phi J(H_n, \phi) = -2 \cdot \text{Im}(a_n^* \cdot H_n^T Y_n \cdot e^{-i\phi}) \quad (13)$$

L'algorithme "conjoint" s'écrit donc:

$$\begin{aligned} H_n &= H_{n-1} - \mu \cdot Y_n^* \cdot e^{i\phi_{n-1}} \cdot e_n \\ \phi_n &= \phi_{n-1} + \gamma \cdot \text{Im}[a_n^* \cdot c_n] \end{aligned} \quad (14)$$

$$e_n = Y_n^T H_{n-1} e^{-i\phi_n} - a_n$$

$$c_n = Y_n^T H_{n-1} \cdot e^{-i\phi_n}$$

Les paramètres  $\mu$  et  $\gamma$  sont fixés séparément selon les vitesses de variation de  $H$  et de  $\phi$ .

Notons que la boucle à remodulation et l'égaliseur transversal se retrouvent comme cas particuliers de cet algorithme.

## V- SIMULATIONS

Les simulations qui suivent comparent, sur des cas pratiques, les performances de la boucle de Costas, d'un égaliseur simple et de l'algorithme conjoint proposé ci-dessus.

### V-1-Canal monotrajét

La "poursuite" à l'aide d'une boucle de Costas est illustrée sur la figure 2 par le tracé des trois trajectoires de phase et de l'EQM (obtenue sur 100 réalisations) pour trois vitesses de variation de la phase (variation linéaire de  $\psi$  avec  $\Delta\psi(t) = 0$ ; 2 et 4 rad sur 1024 points). Rapport signal/bruit (RSB) de 0 dB. Pas d'adaptation  $\mu = 0.05$  et  $0.005$ . Le cas  $\mu = 0.005$  ne permet pas une poursuite correcte (erreur résiduelle sur l'EQM)

### V-2-Canal multitrajét

Nous simulons le cas d'un canal complexe à deux trajets ( $H(z) = [e^{i\phi_1} + 0.5 \cdot e^{i\phi_2} \cdot z^{-5}] \cdot \exp(i\psi)$  avec  $\phi_1 = 1$ ,  $\phi_2 = 2$  rad). Nous prenons les trois mêmes variations de  $\psi$  que dans la simulation précédente.

La figure 3 illustre le mauvais comportement de la boucle de Costas en présence d'un trajet secondaire (RSB infini). Ceci est naturel puisque la notion de déphasage introduit par le canal n'a plus vraiment de sens dans ce cas.

La figure 4 présente une comparaison entre l'égaliseur et l'algorithme d'estimation conjointe (RSB de 20 dB). Alors que les performances de l'estimateur conjoint sont quasiment indépendantes de  $\Delta\psi$  (voir les trois courbes indiquées par 3) on constate qu'un simple égaliseur, équivalent à l'algorithme conjoint en situation stationnaire, est fortement pénalisé par une rotation rapide de  $\psi$  (courbes notées 1 pour  $\Delta\psi(t) = 4$  et 2 pour  $\Delta\psi(t) = 2$ ). Cette simulation montre clairement l'intérêt de l'algorithme conjoint dans le cas d'une mauvaise démodulation.

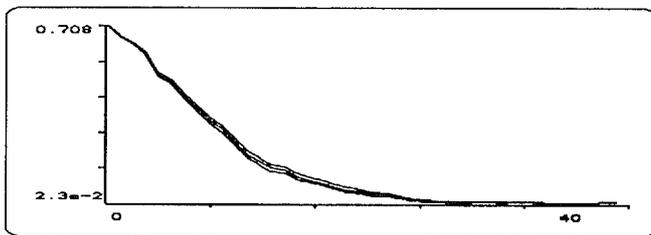
Les simulations montrent que la sensibilité au bruit de l'algorithme conjoint est sensiblement la même que celle d'un égaliseur transversal.



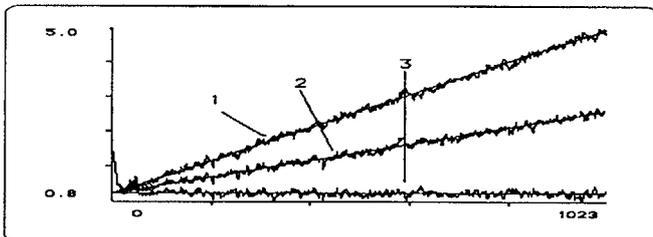
## VI-CONCLUSION

La prise en compte de problèmes expérimentaux entraînant des erreurs de démodulation nous a conduit à choisir un modèle de canal particulier.

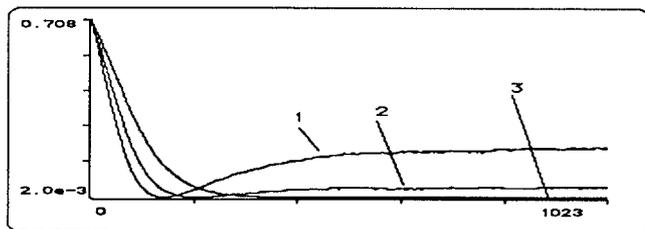
L'algorithme d'estimation conjointe découlant de ce modèle s'est révélé équivalent à un simple LMS en l'absence d'erreur globale de phase rapidement variable et supérieur à lui dans le cas contraire. Cette propriété devrait être particulièrement utile en pratique puisque les dérives de phase des trajets sont souvent lentes vis à vis de l'erreur de phase due au Doppler. Des versions améliorées des algorithmes présentés ici ont également été étudiées : minimisation par des méthodes autres que le gradient stochastique, choix optimal des directions de recherche (gains, scalaires ou matriciels, optimisés de manière automatique).



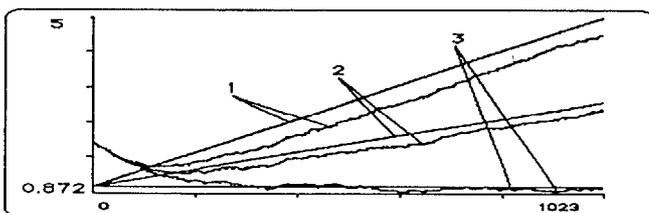
EQM pour  $\mu=0.05$  (sur 40 points)



Phase estimée pour  $\mu=0.05$  (sur 1024 points)

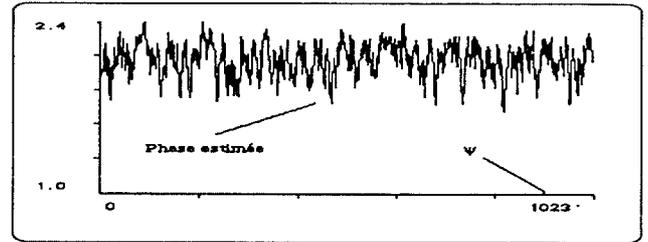


EQM pour  $\mu=0.005$  (sur 1024 points)



Phase estimée pour  $\mu=0.005$  (sur 1024 points)

figure 2



Dysfonctionnement d'une boucle de Costas en présence d'un second trajet.

figure 3

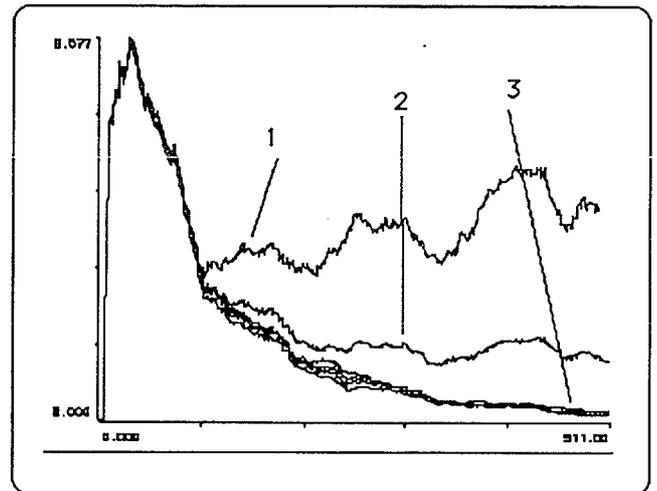


figure 4

Ce travail a été réalisé avec le concours de la Direction des Constructions Navales.

Je tiens à remercier M. Claude Adnet pour l'aide précieuse qu'il nous a apportée au cours de cette étude.

## VII-BIBLIOGRAPHIE:

[1] A. Benveniste, M. Métivier et P. Priouret "Adaptive Algorithms and Stochastic Approximations" Springer-Verlag 1990.

[2] A. Benveniste, M. Joindot et P. Vandamme "Analyse théorique des boucles à verrouillage de phase numériques en présence de canaux dispersifs" Note technique CNET NT/MER/TSF/1 1980.

[3] F.M. Gardner "Phaselock Techniques" Wiley Interscience 1979.

[4] P. Bragard "Egalisation adaptative de données transmises dans le canal acoustique sous-marin en contexte non-stationnaire" Thèse INPG 1990.

[5] D.D. Falconer "Jointly Adaptive Equalization and Carrier Recovery in Two Dimensional Communication Systems" BSTJ vol.55,n°3. 1976.