

# Algorithmes adaptatifs auto-optimisés pour l'égalisation et la récupération de porteuse Application aux transmissions acoustiques sous-marines

## *Self-Optimized Adaptive Algorithms for Equalization and Carrier Recovering Application to Underwater Communications*

par Jean-Marc BROSSIER et Geneviève JOURDAIN

Centre d'Etudes des PHénomènes Aléatoires et Géophysiques (CEPHAG)  
URA CNRS 346 - ENSIEG - BP46  
F-38402 SAINT MARTIN D'HERES-FRANCE

### Résumé

Ce papier traite du problème de l'estimation conjointe du Doppler et des coefficients d'un égaliseur. Après un bref rappel concernant l'égalisation adaptative transverse, nous proposons un algorithme estimant conjointement le Doppler et les coefficients d'un égaliseur. Cet algorithme conjoint est asymptotiquement optimum en poursuite des non-stationnarités lentes du canal de transmission. Ses performances sont mises en évidence à l'aide de données synthétiques et de signaux réels issus d'expérimentations dans le domaine des transmissions acoustiques sous-marines.

**Mots clés :** Egalisation adaptative, Récupération de porteuse, Non-stationnarités, Capacité de poursuite, Communication acoustique sous-marine.

### Abstract

*This paper is concerned with the joint estimation of Doppler shift and equalization in digital communications. After a brief recall of the classical transversal adaptive equalizer, a joint algorithm estimating Doppler and equalizer is presented. The tracking of non-stationarities of the transmission channel is considered and an asymptotically optimum self-optimizing algorithm is proposed. Its performances are evaluated by simulations. Finally, this algorithm is applied in the case of a real underwater acoustic transmission.*

**Key words :** Equalization, Carrier Recovering, Non-Stationarity, Tracking Ability, Underwater Communication.

## 1. Introduction

Dans un grand nombre de situations en transmission numérique, se pose le problème conjoint de l'estimation des données et de la récupération de porteuse. C'est particulièrement le cas en transmissions acoustiques sous-marines (asm) qui est le domaine d'application visé ici. Il s'agit d'estimer en même temps les données transmises à travers un canal créant simultanément des interférences et du Doppler; en asm, les interférences proviennent des trajets multiples de propagation, tandis que le Doppler, ou la variation de phase est introduit par les mouvements émetteur-

récepteur, ou encore est dû au milieu lui même : par exemple, le Doppler est introduit lors d'une réflexion sur la surface de la mer. Le problème conjoint d'estimation des données et de la récupération de porteuse est connu depuis longtemps [7] et se pose dans de nombreux autres types de transmissions (liaisons hertziennes, communications radio-mobiles ...). Nous nous intéressons ici tout particulièrement au cas où le canal de transmission est non-stationnaire. On présente dans ce papier une procédure asymptotiquement optimale permettant d'optimiser l'algorithme conjoint d'estimation en présence de non-stationnarités du canal. Cet algorithme conjoint auto-optimisé a vocation à être utilisé dans tous les types de transmissions cités ci-dessus; nous l'appliquons ici dans le domaine des transmissions asm.

Le paragraphe 2 rappelle des éléments de base en transmission numérique, les algorithmes d'égalisation adaptative et de récupération de porteuse (on s'intéresse aux modulations de phase à deux et quatre états). On en arrive ainsi à l'estimation conjointe dont l'intérêt est montré à l'aide de simulations. Le paragraphe 3 donne le principe de l'auto-optimisation de l'algorithme conjoint. Il généralise une procédure utilisée auparavant pour l'égalisation en présence de non-stationnarités [12, 4]. Une simulation permet de caractériser les performances de cet algorithme auto-optimisé en présence d'un canal présentant du Doppler et des interférences entre symboles. Cette simulation montre tout l'intérêt d'une optimisation de l'ensemble des pas de l'algorithme. Finalement, le paragraphe 4 applique ces algorithmes au cas d'une transmission réelle de données en asm. Les résultats obtenus démontrent que ce type d'algorithme est tout à fait utilisable dans des situations concrètes.

## 2. Egalisation et récupération de porteuse

### 2.1. LA CHAÎNE DE TRANSMISSION

L'objectif est de transmettre une suite de données discrètes  $a_k$  (dans notre cas  $a_k = \pm 1$ ). Pour cela, on forme le message basse-fréquence continu  $d(t) = \sum_p a_p g_\Delta(t - p\Delta)$  où  $g_\Delta(t)$  représente une impulsion de mise en forme et  $\Delta$  la durée symbole. Ce message  $d(t)$  module la pulsation porteuse  $\omega$  adaptée aux caractéristiques du canal de transmission pour donner le signal réel haute-fréquence émis. En Modulation par Déplacement de Phase à 2 états (MDP2), le signal modulé s'écrit  $d(t) \sin(\omega t)$ . Ce signal est filtré par le canal et perturbé par un bruit additif. Après démodulation complexe, on récupère les composantes en bande de base du signal reçu. Lorsque l'on ne s'intéresse qu'à la restauration du signal transmis, les opérations de modulation-démodulation sont sans intérêt pratique et l'on adopte une représentation du canal dite en bande de base qui relie directement le signal basse fréquence reçu au signal basse fréquence transmis. Le canal se réduit alors à un filtre à coefficients complexes et à un additionneur de bruit. L'ensemble de la chaîne de communication est représentée sur la figure 1 et le schéma équivalent en bande de base sur la figure 2.

### 2.2. PRINCIPE DE L'ÉGALISEUR

Un égaliseur adaptatif [1, 2, 3, 15] est un filtre à coefficients complexes qui, à partir des données  $y_k$  estime "au mieux" (souvent entendu au sens de l'erreur quadratique moyenne minimale) les symboles  $a_k$ . Un signal d'erreur  $e_k$ , construit à partir d'une référence et du signal estimé  $c_k$ , est utilisé pour piloter les coefficients du filtre (figure 3).

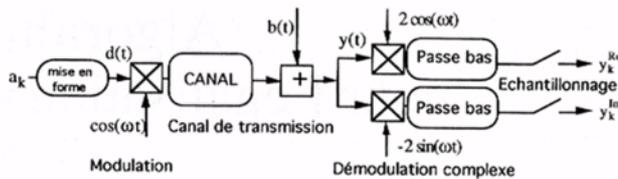


Figure 1. – Schéma de communication.

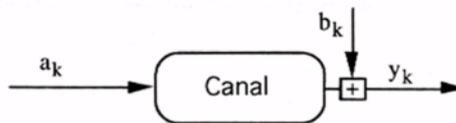


Figure 2. – Schéma équivalent de communication en bande de base.

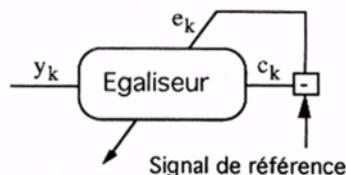


Figure 3. – Egaliseur adaptatif.

En pratique, le choix de la structure du filtre égaliseur est limité par des considérations de simplicité de mise en œuvre. Dans la suite, nous utiliserons exclusivement la structure la plus simple qui soit : celle d'un filtre linéaire transversal (ou tout-zéro). D'autres structures ont été étudiées par ailleurs [1, 9].

### 2.3. EGALISEUR TRANSVERSAL ADAPTATIF

En l'absence de bruit, le récepteur a pour tâche "l'inversion" du canal. En général, le signal observé est bruité et la sortie de l'égaliseur ne peut jamais être égale au message recherché, aussi lui impose-t-on d'être aussi proche que possible du signal émis au sens d'un certain critère. Dans une structure transversale, l'estimé  $c_k$  de  $a_k$  s'exprime comme combinaison linéaire des  $N$  derniers échantillons observés. Ces échantillons sont groupés dans un vecteur de dimension  $N$  :  $Y_K = [Y_k, Y_{k-1}, \dots, Y_{k-N+1}]^T$ . Les coefficients du filtre transversal sont groupés dans le vecteur filtre de même dimension  $H = [h_0, h_1, \dots, h_{N-1}]^T$ . La sortie du filtre transversal s'exprime ainsi sous la forme  $c_k(H) = Y_k^T H$ .

En pratique, on est tenu de prendre en compte un certain retard d'estimation  $d$ . On ne s'intéresse pas ici à l'optimisation du choix de ce retard  $d$ . On le prendra dans la suite de l'ordre de grandeur de la durée du canal. La donnée que l'on cherche à estimer est donc notée  $a_{k-d}$ . On recherche le filtre qui minimise l' Erreur Quadratique Moyenne (EQM) entre le symbole  $a_{k-d}$  et le symbole estimé  $c_k$ . Cette EQM notée  $J$  atteint son minimum pour la valeur de  $H$  optimale au sens de l'EQM

$$J(H) = E |c_k(H) - a_{k-d}|^2 = H^+ E (Y_k^* Y_k^T) H - 2 Re (H^+ E (Y_k^* a_{k-d})) + 1$$

Dans cette expression  $\dagger$  désigne le transposé conjugué. Cette fonction est minimale lorsque son gradient par rapport à  $H$  s'annule, c'est à dire lorsque l'on a l'égalité suivante :

$$\nabla_H J(H) = E(Y_k^* e_k) = 0 \text{ avec } e_k = a_{k-d} - c_k(H)$$

Autrement dit, l'erreur quadratique d'estimation est minimale lorsque l'erreur et l'observation sont orthogonales. Ce résultat classique est un exemple d'application du théorème de la projection orthogonale [1]. Dans le cas théorique idéal où la loi conjointe du couple  $(Y_k, a_{k-d})$  est connue a priori, le vecteur  $H_*$  qui minimise la fonction  $J$  se déduit immédiatement de la nullité du gradient par rapport au vecteur filtre. On aboutit ainsi au filtre de Wiener discret :

$$H_* = \Gamma^{-1} \Gamma_{Y_a} = (E(Y_k^* Y_k^T))^{-1} E(Y_k^* a_{k-d}) \text{ où}$$

- $\Gamma = E(Y_k^* Y_k^T)$  désigne la matrice d'autocorrélation des données reçues.
- $\Gamma_{Y_a} = E(Y_k^* a_{k-d})$  est le vecteur d'intercorrélacion entre le vecteur d'observation  $Y_k$  et le symbole  $a_{k-d}$  que l'on cherche à estimer.

La procédure du gradient permet de minimiser  $J$  de manière itérative :

$$H_k = H_{k-1} - \frac{\mu}{2} \nabla_H J(H_{k-1})$$

En pratique, la valeur de l'espérance de  $|c_k(H) - a_{k-d}|^2$  étant inconnue, on travaille sur l'erreur instantanée. On obtient ainsi l'algorithme du gradient stochastique :

$$H_k = H_{k-1} + \frac{\mu}{2} Y_k^* e_k \quad (1)$$

$$e_k = a_{k-d} - c_k \quad (2)$$

$$c_k = Y_k^T H_{k-1} \quad (3)$$

En moyenne, il conduit aux mêmes résultats qu'un gradient déterministe sur  $J$ .

### Remarques

- Les données  $a_k$  apparaissent dans cet algorithme. En pratique, on distinguera deux phases dans le fonctionnement de l'égaliseur adaptatif. Une phase d'apprentissage durant laquelle les données sont connues du récepteur et une phase auto-adaptative durant laquelle elles sont reconstruites par décision sur les valeurs estimées  $c_k$ .
- La matrice de corrélation des données qui intervient dans l'expression du filtre de Wiener n'apparaît pas explicitement dans l'algorithme du gradient stochastique; elle n'en conditionne pas moins son comportement.

## 2.4. EGALISATION ET RÉCUPÉRATION DE PHASE

### 2.4.1. Algorithme conjoint

En pratique, le canal varie et l'égaliseur adaptatif doit poursuivre les variations d'un vecteur de paramètres; que les variations proviennent de la non-stationnarité du canal de transmission, du Doppler ou des erreurs dues à une éventuelle démodulation imparfaite n'importe pas. Néanmoins, les erreurs dues à la démodulation et au Doppler ajoutent aux non-stationnarités du canal des fluctuations de phase qui peuvent énormément pénaliser l'égaliseur. En effet, la capacité de poursuite d'un égaliseur adaptatif se dégrade lorsque le nombre de ses coefficients augmente [2]. Une variation rapide de phase, qui affecte de la même manière l'ensemble des coefficients du filtre égaliseur, engendre donc des problèmes de poursuite d'autant plus graves que le filtre égaliseur est long. On peut remédier à cette difficulté en faisant apparaître explicitement un paramètre d'erreur globale de phase afin de ralentir la vitesse de variation des paramètres de l'égaliseur. Cela revient à concentrer sur un seul coefficient réel  $\varphi$  la variation globale de phase [2, 7] (i.e. affectant de la même manière l'ensemble des coefficients). La capacité de poursuite d'une telle variation s'en trouve considérablement améliorée. En résumé, on impose au récepteur la structure :

$$c_k(H, \varphi) = Y_k^T H e^{-i\varphi} \quad (4)$$

dans laquelle on convient d'imposer à l'un des coefficients (par exemple le premier ou le coefficient central) du vecteur  $H$  d'être à phase nulle.

On cherche alors le récepteur qui minimise la fonction :

$$\begin{aligned} J(H, \varphi) &= E|e_k|^2 = E|a_{k-d} - c_k(H, \varphi)|^2 \\ &= 1 - 2E \operatorname{Re}(a_{k-d}^* c_k) + E|c_k|^2 \end{aligned}$$

où l'erreur d'estimation est toujours  $e_k = a_{k-d} - c_k$ . Les gradients de l'erreur instantanée  $|e_k|^2$  par rapport aux variables  $H$  et  $\varphi$  valent [5] :

$$\nabla_H |e_k|^2 = -2Y_k^* e^{i\varphi} e_k \quad (5)$$

$$\nabla_\varphi |e_k|^2 = -2\operatorname{Im}(a_{k-d}^* c_k) = -2\operatorname{Im}(e_k^* c_k) \quad (6)$$

L'emploi de la procédure du gradient stochastique pour minimiser  $J$  par rapport aux variables  $H$  et  $\varphi$  conduit donc à l'**algorithme d'estimation conjointe de phase et d'égaliseur** suivant :

$$c_k = Y_k^T H_{k-1} e^{-i\varphi_{k-1}} \quad (7)$$

$$e_k = a_{k-d} - c_k \quad (8)$$

$$\varphi_k = \varphi_{k-1} + \gamma \operatorname{Im}(e_k^* c_k) \quad (9)$$

$$H_k = H_{k-1} + \mu Y_k^* e^{i\varphi_{k-1}} e_k \quad (10)$$

avec les conditions initiales  $\varphi_0 = 0$  et  $H_0 = [1, 0, \dots, 0]$ .

Notons que les pas d'adaptation  $\mu$  et  $\gamma$  de  $H_k$  et de  $\varphi_k$  peuvent être différents. Lorsque la phase globale  $\varphi_*$  varie rapidement par

rapport au filtre  $H_*$  (interférences entre symboles), il est même fortement conseillé qu'ils le soient. Tout l'intérêt de l'algorithme (7-10) réside dans le fait que les pas  $\mu$  et  $\gamma$  peuvent être choisis de façon à s'adapter aux non-stationnarités de la phase et du filtre optimum (canal de transmission).

### 2.4.2. Simulation

L'efficacité de l'algorithme (7-10) est facile à mettre en évidence à l'aide de simulations. Comme nous l'avons déjà remarqué, la structure de réception (4) est surtout intéressante lorsque la variation de phase est rapide par rapport à celle des interférences. C'est pourquoi nous simulons le cas limite pour lequel le canal est stationnaire et la phase globalement linéairement variable (ce qui correspond à l'existence d'un Doppler constant).

Les conditions de simulation sont les suivantes : canal à deux trajets, séparés de une durée symbole, d'amplitudes 1 et 0.5.

- La sortie du canal s'écrit  $y_k = a_k e^{ik\epsilon} + 0.5e^{i(1+k\epsilon)} a_{k-1} + b_k$  avec  $i^2 = -1$ .  
 $\epsilon$  désigne la variation de phase entre deux échantillons ( $\epsilon = \varphi_k - \varphi_{k-1}$  en radians).
- L'écart type du bruit d'observation vaut  $\sigma = 0.1$

Les paramètres de l'égaliseur sont :

- Retard d'estimation  $d=1$ .
- La longueur du filtre égaliseur est fixée à cinq coefficients ( $N=5$ )
- Le pas d'adaptation vaut  $\mu = 0.01$ .
- Dans l'algorithme d'égalisation conjointe, le pas de la boucle de phase vaut  $\gamma = 0.1$ .

Les pas d'adaptation  $\mu$  et  $\gamma$  sont choisis empiriquement de façon à obtenir de bons résultats.

Les courbes d'EQM sont obtenues grâce à une moyenne sur un ensemble de cinq mille réalisations (Mise en œuvre de l'algorithme sur 5000 fichiers de 1000 points et calcul de la moyenne d'ensemble sans utiliser d'hypothèse d'ergodisme).

Les figures 4 et 5 représentent l'évolution au cours du temps de l'erreur quadratique moyenne pour trois valeurs différentes du Doppler. Pour chacun de ces Dopplers, les algorithmes (1-3) et (7-10) ont été utilisés. Alors que les performances asymptotiques d'un égaliseur transversal seul (1-3) se dégradent rapidement

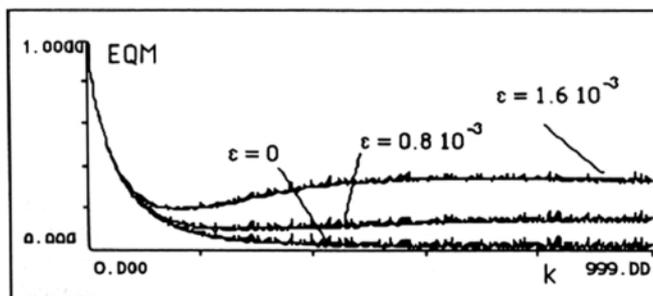


Figure 4. – Performances d'un égaliseur.

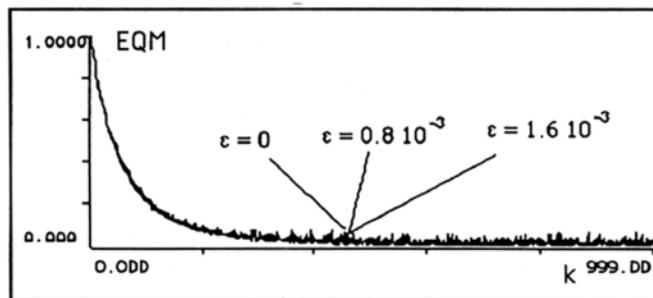


Figure 5. – Performances d'un algorithme conjoint.

lorsque le Doppler augmente (figure 4), celles de l'estimateur conjoint (7-10) restent quasiment constantes (figure 5). Cette propriété est d'autant plus marquée que le nombre de coefficients de l'égaliseur est grand; ceci est naturel puisque la capacité de poursuite d'un égaliseur adaptatif diminue lorsque que le nombre de ses coefficients augmente [2].

Lorsque que le signal reçu est affecté d'un effet Doppler important, la boucle de phase du premier ordre utilisée dans cet algorithme peut se révéler insuffisante. La poursuite devient impossible lorsque le pas minimum nécessaire pour obtenir un biais acceptable conduit à une variance excessive. Dans ce cas, il est possible d'utiliser une boucle du second ordre. Ceci revient à insérer un filtrage du signal d'erreur de phase. Il suffit de remplacer l'estimateur de phase (9) par :

$$\varphi_k = \varphi_{k-1} + Z^{-1} \left( \gamma_1 + \frac{\gamma_2}{1 - z^{-1}} \right) * Im(e_k^* c_k)$$

où  $Z^{-1}$  désigne la transformée en Z inverse. Cette variante a été utilisée avec succès sur des signaux réels [5, 9]. Bien que les performances en poursuite de ce genre de procédure (algorithme multipas [2]) soient bonnes, il faut prendre garde au fait que la convergence initiale (accrochage) est beaucoup plus délicate que pour une boucle du premier ordre.

L'utilisation pratique de l'algorithme d'estimation conjointe (7-10) pose le problème de l'optimisation des pas d'adaptation. Théoriquement, il est possible d'en rechercher les valeurs optimales pour des modèles d'évolution particuliers. En pratique cependant, les connaissances sur les conditions expérimentales (donc sur les modèles) sont faibles. De plus, les paramètres optimaux dépendent du filtre inconnu  $H_*$  et les formules analytiques sont de ce fait inutilisables. Dans ces conditions, on peut songer à une optimisation "en ligne" des pas d'adaptation. Ce point est traité dans le paragraphe suivant.

### 3. Auto-optimisation de l'algorithme d'estimation conjointe

#### 3.1. OBTENTION DES ALGORITHMES

Dans l'algorithme d'estimation conjointe (7-10), deux pas d'adaptation sont à choisir : le gain  $\mu$  de l'égaliseur et le gain  $\gamma$  de l'estimateur de phase. Une démarche similaire à celle employée dans [2, 3, 4, 12] dans le cas de l'égaliseur transverse conduit à un algorithme d'estimation conjointe dont les gains sont asymptotiquement proches des valeurs optimales  $\mu_*$  et  $\gamma_*$ .

On note toujours  $c_k = Y_k^T H_{k-1} e^{-i\varphi_{k-1}}$  la valeur estimée de  $a_{k-d}$  et  $e_k = a_{k-d} - c_k$  l'erreur d'estimation. Le critère statistique

$$J(\mu, \gamma) = \lim_{k \rightarrow \infty} E |a_{k-d} - Y_k^T H_{k-1} e^{-i\varphi_{k-1}}|^2$$

est une fonction des variables  $\mu$  et  $\gamma$ . Il correspond au comportement stationnaire de l'algorithme, l'erreur quadratique étant calculée sur la trajectoire de l'estimateur. Le problème d'optimisation des pas  $\mu$  et  $\gamma$  consiste à minimiser  $J$  sous les contraintes :

$$\begin{aligned} \varphi_k &= \varphi_{k-1} + \gamma \text{Im}(e_k^* c_k) \\ H_k &= H_{k-1} + \mu Y_k^* e^{i\varphi_{k-1}} e_k \\ \text{avec } e_k &= a_{k-d} - Y_k^T H_{k-1} e^{-i\varphi_{k-1}} \end{aligned}$$

qui lie  $\varphi_k$  à  $y_k$  à  $\gamma$  constant et  $H_k$  à  $y_k$  à  $\mu$  constant. On note

$$J(Y_k, a_k, H_{k-1}, \varphi_{k-1}, \mu, \gamma) = |a_{k-d} - Y_k^T H_{k-1} e^{-i\varphi_{k-1}}|^2$$

L'algorithme stochastique d'adaptation des pas est obtenu par :

$$\gamma_k = \gamma_{k-1} - \frac{\alpha}{2} \frac{\partial J}{\partial \gamma} \quad (11)$$

$$\mu_k = \mu_{k-1} - \frac{\beta}{2} \frac{\partial J}{\partial \mu} \quad (12)$$

On note maintenant

$$G_k = \frac{\partial H_k}{\partial \mu} \text{ et } F_k = \frac{\partial \varphi_k}{\partial \gamma}$$

La phase du filtre égaliseur est définie de façon unique grâce à une contrainte sur la phase de l'un des coefficients ( $h_0$  ou le coefficient central par exemple). Cette contrainte permet de supposer que les estimateurs de phase et d'égaliseur sont approximativement découplés. Nous supposons donc que  $H_k$  ne dépend pas de  $\gamma$  et que  $\varphi_k$  ne dépend pas de  $\mu$ . En notant symboliquement  $\xi$  la variable égale à  $\mu$  ou  $\gamma$ , la dérivée de la fonction  $J$  par rapport à  $\xi$  s'écrit :

$$-\frac{1}{2} \frac{\partial J}{\partial \xi} = \text{Re} \left( Y_k^T \frac{\partial H}{\partial \xi} e^{-i\varphi} e_k^* \right) + \text{Im} (a_{k-d}^* c_k) \frac{\partial \varphi}{\partial \xi}$$

Ainsi, en introduisant en plus une contrainte de positivité, les procédures de mise à jour des pas s'écrivent :

$$\gamma_k = \max(0, \gamma_{k-1} - \alpha F_{k-1} \text{Im}(a_{k-d}^* c_k)) \quad (13)$$

$$\mu_k = \max(0, \mu_{k-1} - \beta \text{Re}(Y_k^T G_{k-1} e^{-i\varphi_{k-1}} e_k^*)) \quad (14)$$

On introduit ainsi d'autres pas "secondaires"  $\alpha$  et  $\beta$  dont on verra plus loin qu'ils peuvent être choisis dans une plage très large. L'utilisation d'une contrainte de positivité empêche l'algorithme de se déstabiliser suite à des valeurs négatives du pas d'adaptation. Cette contrainte est nécessaire en pratique. On pourrait aussi limiter la valeur maximale du pas pour éviter la zone d'instabilité. Les formules de mise à jour des quantités dérivées  $G_k$  et  $F_k$  s'obtiennent en dérivant

$$H_k = H_{k-1} + \mu Y_k^* e^{i\varphi_{k-1}} e_k$$

par rapport à  $\mu$  et

$$\varphi_k = \varphi_{k-1} + \gamma \text{Im}(e_k^* c_k)$$

par rapport à  $\gamma$ . L'algorithme auto-optimisé conjoint obtenu est le suivant :

$$c_k = Y_k^T H_{k-1} e^{-i\varphi_{k-1}} \quad (15)$$

$$e_k = a_{k-d} - c_k \quad (16)$$

$$\varphi_k = \varphi_{k-1} + \gamma_{k-1} \text{Im}(e_k^* c_k) \quad (17)$$

$$\gamma_k = \max(0, \gamma_{k-1} - \alpha F_{k-1} \text{Im}(a_{k-d}^* c_k)) \quad (18)$$

$$F_k = \text{Im}(a_{k-d}^* c_k) + (1 - \gamma_k \text{Re}(a_{k-d}^* c_k)) F_{k-1} \quad (19)$$

$$H_k = H_{k-1} + \mu_{k-1} Y_k^* e^{i\varphi_{k-1}} e_k \quad (20)$$

$$\mu_k = \max(0, \mu_{k-1} - \beta \text{Re}(Y_k^T G_{k-1} e^{-i\varphi_{k-1}} e_k^*)) \quad (21)$$

$$G_k = (I - \mu_k Y_k^* Y_k^T) G_{k-1} + Y_k^* e^{i\varphi_k} e_k \quad (22)$$

Nous verrons que les algorithmes auto-optimisés de ce type offrent des performances remarquables dans beaucoup de situations concrètes. Une analyse théorique des propriétés des algorithmes à pas adaptatif est donnée dans [8].

#### Cas particuliers

- La condition de stabilité de l'algorithme du gradient stochastique s'écrit :  $\mu \leq \frac{2}{\lambda_{max}}$  où  $\lambda_{max}$  désigne la plus grande valeur propre de la matrice de corrélation du signal reçu. En pratique, le pas  $\mu$  optimum dépasse d'autant plus facilement cette valeur limite que le nombre de coefficients de l'égaliseur est grand et/ou que la vitesse de variation des interférences entre symboles est rapide. Dans ce type de situation, on fixera le pas d'égaliseur  $\mu$  à une valeur proche, mais inférieure, à cette limite de stabilité. Il sera alors intéressant d'employer une version simplifiée de l'algorithme précédent dans laquelle seul le gain de phase est variable. Cette version peut également se révéler utile lorsque le canal est quasi-stationnaire; auquel cas il est conseillé de fixer le pas  $\mu$  à une très petite valeur.

Cet algorithme simplifié s'écrit :

$$c_k = Y_k^T H_{k-1} e^{-i\varphi_{k-1}} \quad (23)$$

$$e_k = a_{k-d} - c_k \quad (24)$$

$$\varphi_k = \varphi_{k-1} + \gamma \text{Im}(e_k^* c_k) \quad (25)$$

$$\gamma_k = \max(0, \gamma_{k-1} - \alpha F_{k-1} \text{Im}(a_{k-d}^* c_k)) \quad (26)$$

$$F_k = \text{Im}(a_{k-d}^* c_k) + (1 - \gamma_k \text{Re}(a_{k-d}^* c_k)) F_{k-1} \quad (27)$$

$$H_k = H_{k-1} + \mu Y_k^* e^{i\varphi_{k-1}} e_k \quad (28)$$

- Lorsque, en plus, les interférences entre symboles sont négligeables, l'égalisation n'est plus nécessaire et l'on remplace avantageusement l'algorithme précédent par une simple boucle de phase (boucle à remodulation) auto-optimisée [6].

Intéressons nous maintenant à la situation fréquente en pratique dans laquelle coexistent un Doppler global et une non-stationnarité du canal. Le paragraphe suivant considère une non-stationnarité classique en acoustique sous-marine : une rotation de phase différentielle entre les deux trajets. Cette situation rend le choix des pas d'adaptation critique et, par conséquent, les algorithmes auto-optimisés très utiles.

### 3.2. SIMULATION D'UN CANAL AVEC DOPPLER ET DOPPLER DIFFÉRENTIEL. MISE EN ÉVIDENCE DES PAS OPTIMAUX ET DE LEUR INTÉRÊT

Nous considérons un canal à "deux trajets" affectés d'une rotation de phase globale (modélisant un éventuel déplacement émetteur/récepteur, ou toute erreur sur la fréquence de démodulation) et d'un Doppler différentiel sur le second trajet. L'origine physique de ce Doppler différentiel est souvent liée au fait que ce second trajet a subi une réflexion sur la surface de la mer. Le déplacement de cette surface de réflexion module le trajet (figure 6) et (figure 7).

On s'intéresse aux performances d'un système d'égalisation conjointe en sortie d'un canal de ce type. Nous utilisons l'hypothèse réaliste qui consiste à supposer le Doppler différentiel faible par rapport au Doppler global. Sous cette hypothèse, on conçoit qu'un algorithme de récupération conjointe de phase et d'égaliseur constitue un système de réception approprié. On va mettre en évidence

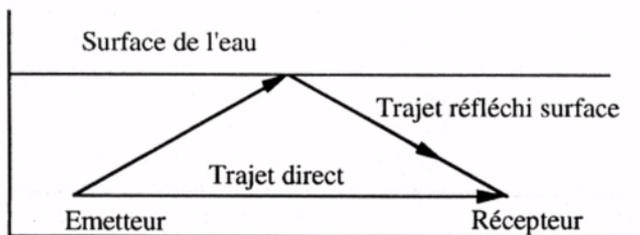


Figure 6. – Géométrie de la transmission.

### Amplitude de la réponse impulsionnelle

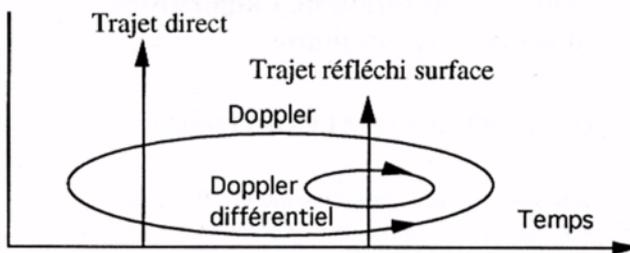


Figure 7. – Réponse impulsionnelle - configuration fréquente d'un canal à deux trajets.

sur les deux exemples suivants la façon dont les pas optimaux évoluent.

#### Exemple 1

- Le signal reçu est de la forme  $y_k = e^{ik\epsilon} [a_k + 0.2e^{ik\xi} a_{k-1}] + b_k$ .
- L'écart type du bruit  $b_k$  vaut  $\sigma = 0.1$  (Rapport signal sur bruit =  $r = 20$  dB),  $\sigma = 0.2$  ( $r = 14$  dB) ou  $\sigma = 0.3$  ( $r = 10$  dB).
- $\epsilon = 0.01, 0.02, 0.03$  représente le Doppler commun aux deux trajets.
- $\xi = 2.10^{-3}$  représente le Doppler différentiel qui affecte le second trajet.
- L'égaliseur comporte  $N = 20$  coefficients.
- $d$  est toujours égal à  $d = 1$ .

On calcule alors pour les différentes configurations ci-dessus l'EQM asymptotique en fonction des pas  $\mu$  et  $\gamma$ . La figure 8 illustre cette EQM pour la configuration  $\sigma = 0.1$  et  $\epsilon = 0.01$ . Cette simulation met en évidence l'existence d'un couple optimal unique  $(\mu_*, \gamma_*)$ . La recherche de ce couple optimal a été entreprise à l'aide d'une procédure exhaustive pour les trois valeurs ci-dessus du rapport signal sur bruit et les trois valeurs du Doppler [5]. Les résultats obtenus sont reportés en caractères gras dans la table suivante. On a fait fonctionner l'algorithme auto-optimisé (15-22). Les résultats pour les grandeurs  $\gamma$  et  $\mu$  sont représentés entre parenthèses dans la table. On constate le bon fonctionnement de l'algorithme auto-optimisé (15-22).

Doppler $\epsilon$	Ecart type du bruit	$\gamma_*$	$\mu_*$
0.01	0.1	<b>0.36</b> (0.33)	<b>1.8E-2</b> (1.7E-2)
0.01	0.3	<b>0.20</b> (0.20)	<b>7.9E-3</b> (8.3E-3)
0.01	0.5	<b>0.17</b> (0.17)	<b>3.9E-3</b> (4.9E-3)
0.02	0.1	<b>0.52</b> (0.49)	<b>1.8E-2</b> (1.9E-2)
0.02	0.3	<b>0.33</b> (0.30)	<b>7.2E-3</b> (8.9E-3)
0.02	0.5	<b>0.27</b> (0.26)	<b>3.9E-3</b> (5.4E-3)
0.03	0.1	<b>0.67</b> (0.61)	<b>1.7E-2</b> (1.9E-2)
0.03	0.3	<b>0.40</b> (0.40)	<b>7.4E-3</b> (9.9E-3)
0.03	0.5	<b>0.36</b> (0.35)	<b>4.0E-3</b> (6.0E-3)

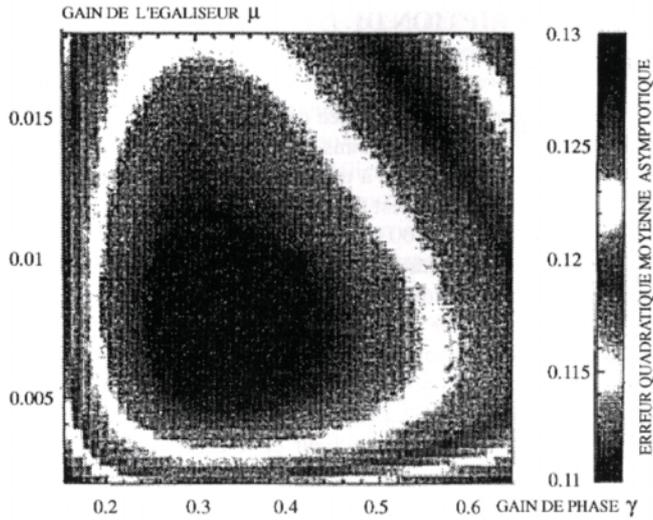


Figure 8. – EQM asymptotique en fonction des pas d'adaptation  $\mu$  et  $\gamma$ .

A titre d'exemple, l'évolution des pas d'adaptation estimés est tracée à la figure 9 pour la configuration  $\sigma = 0.1$ ,  $\epsilon = 0.01$ . Les paramètres d'adaptation secondaires utilisés sont  $\alpha = 0.01$ ,  $\beta = 0.0003$ . On a pu vérifier que le choix de ces paramètres  $\alpha$  et  $\beta$  influe sur la vitesse de convergence des pas  $\mu_k$  et  $\gamma_k$  et sur leur variance asymptotique. Ils ne modifient pas leur convergence moyenne. En pratique, ils peuvent être choisis dans une large gamme de valeurs.

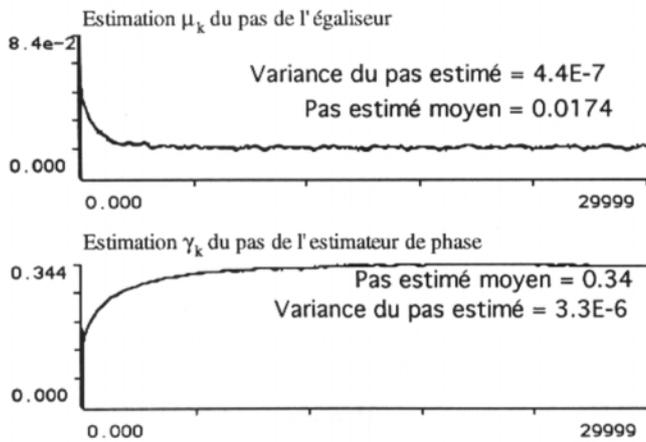


Figure 9. – Evolution des pas  $\mu$  et  $\gamma$  pour la configuration  $\epsilon = 0.01$  et rapport signal sur bruit de 20 dB ( $\sigma = 0.1$ ).

### Exemple 2

Intéressons nous au fonctionnement de l'algorithme à partie phase seule optimisée (23-28) en sortie d'un canal pour lequel le Doppler différentiel est du même ordre de grandeur que le Doppler global.

Le signal reçu est maintenant de la forme :

$$y_k = a_k e^{i k \epsilon} + 0.8 e^{i 2 k \epsilon} a_{k-1} + b_k$$

avec  $\epsilon = 0.003$ ,  $\sigma = 0.1$ ,  $\mu = 0.01$ ,  $N = 60$

La figure 10 représente les constellations reconstruites par l'algorithme conjoint (7-10) pour six valeurs du gain de phase  $\gamma$ . Elle montre l'importance du choix de  $\gamma$  dans cet algorithme lorsque le canal est non-stationnaire. Le choix de  $\gamma$  étant beaucoup plus critique en présence de Doppler différentiel que dans le cas d'un canal stationnaire, il est naturel d'utiliser un algorithme auto-optimisé.

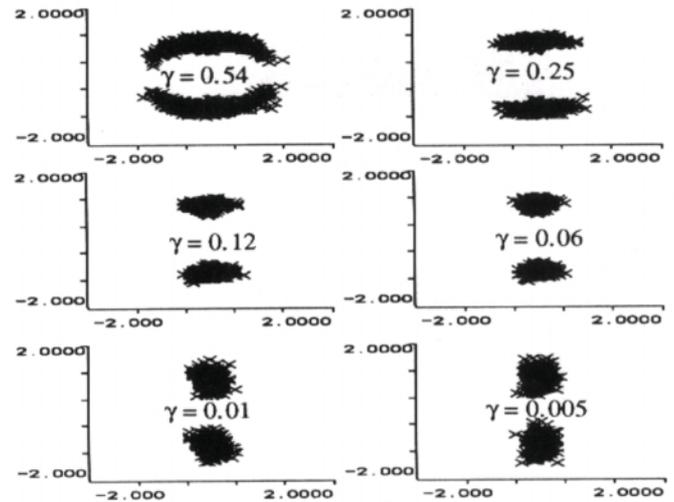


Figure 10. – Constellation estimée pour six valeurs de  $\gamma$ .

La figure 11 illustre les résultats obtenus à l'aide de l'algorithme optimisé simplifié (23-28). Le pas estimé  $\gamma$  converge en moyenne vers une valeur pratiquement optimale ( $\gamma = 0.07$ ). Le pas secondaire  $\alpha$  conditionne seulement sa vitesse de convergence et la variance de l'estimation. La figure 12 illustre la convergence du pas estimé pour trois valeurs du pas secondaire ( $\alpha = 0.002$ ,  $\alpha = 0.005$  et  $\alpha = 0.05$ ). Comme dans le cas des boucles de phase optimisées, on constate l'efficacité d'une recherche automatique du pas optimum.

### Constellation reçue Constellation estimée

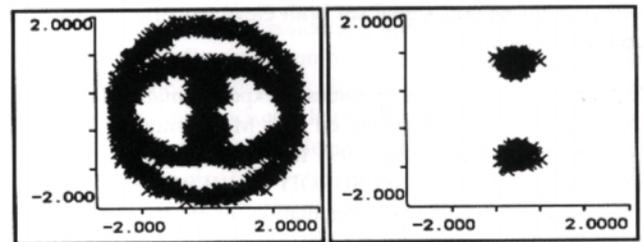


Figure 11. – Fonctionnement de l'algorithme optimisé simplifié pour  $\alpha=0.005$  constellation reçue et constellation estimée.

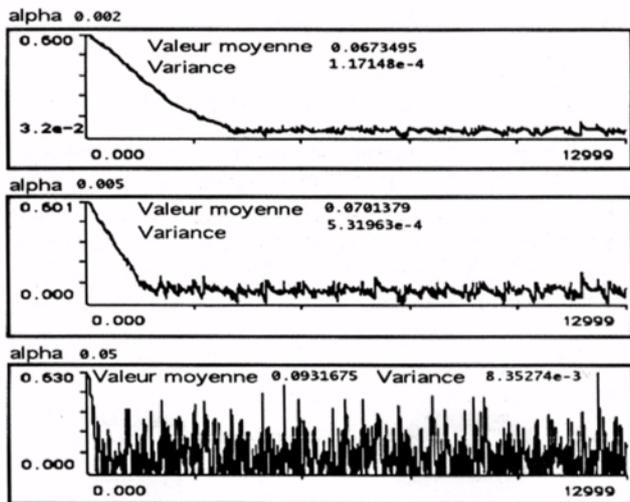


Figure 12. – Influence du pas secondaire  $\alpha$  sur la convergence du pas estimé  $\gamma$  - algorithme simplifié.

Notons enfin que même si l'algorithme n'estime pas parfaitement le filtre égaliseur optimum, les performances globales du système restent souvent bonnes. C'est essentiellement la qualité de la récupération de porteuse qui conditionne le bon fonctionnement global d'un système d'estimation conjointe de phase et d'égaliseur.

#### 4. Traitement de données réelles en asm

L'objectif de ce paragraphe est de montrer que l'utilisation d'un système d'estimation conjointe de phase et d'égaliseur auto-optimisé est tout à fait possible en acoustique sous-marine. Ceci permet d'envisager des applications qui nécessitent un fort débit (transmission d'images, téléphone numérique ...) dans des situations dans lesquelles un simple égaliseur ou une simple boucle de phase ne fonctionnerait pas. Nous nous proposons de mettre en œuvre, sur des données réelles, les algorithmes évoqués ci-dessus. Il est bien entendu que l'emploi de ce type d'algorithme nécessite un rapport signal sur bruit élevé (supérieur à 10 dB en entrée de l'égaliseur).

Les données utilisées sont issues d'expérimentations en acoustique sous-marine effectuées en mer Méditerranée entre le 25 novembre et le 8 décembre 1991 lors de la campagne de mesure CONVHIV à bord du NO SUROIT de l'IFREMER [13]. Bien que l'objectif de cette expérimentation ait été la caractérisation du milieu sous-marin, les données recueillies se prêtent plutôt bien à l'évaluation des performances pratiques d'un système de transmission numérique.

#### 4.1. DESCRIPTION DE L'EXPÉRIMENTATION

Nous considérons une expérience de communication horizontale à courte distance (750 m). Dans cette expérience, l'émetteur et le récepteur sont immergés à une profondeur de 150 mètres. La fréquence de la porteuse est fixée à 400 Hz et le débit binaire de la transmission est de 100 bits par seconde [5, 13]. La structure de propagation est prédite avant l'expérience à l'aide d'un tracé de rayon. Cette technique, basée sur la connaissance du profil de célérité en fonction de la profondeur, procure des résultats assez fiables concernant la réponse impulsionnelle moyenne prédite du canal. La figure 13 montre le profil de célérité, le tracé de rayon et la réponse impulsionnelle prédite. La propagation se décompose en un trajet direct entre l'émetteur et le récepteur et un trajet réfléchi surface (figure 6). Cette configuration, un trajet direct et un trajet réfléchi surface, est classique en acoustique sous-marine à courte distance. Par ailleurs, la réponse impulsionnelle "mesurée" (obtenue par intercorrélation du signal reçu avec un signal de référence) de ce canal de transmission est tracée à la figure 14. L'échelle horizontale représente une durée exprimée en nombre de durées symbole.

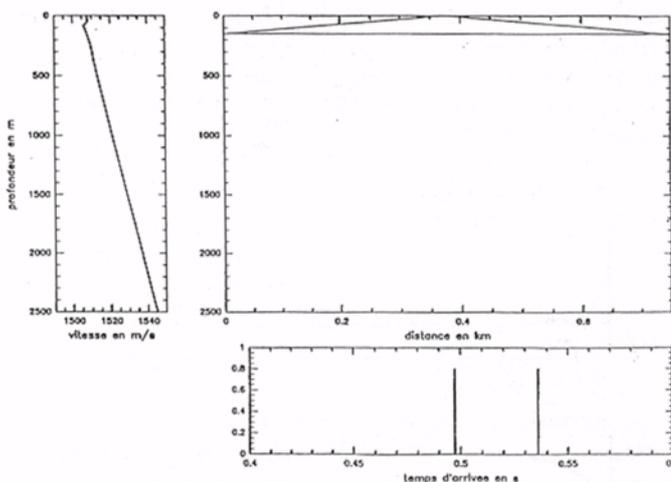


Figure 13. – Tracé de rayons et réponse impulsionnelle prédite correspondante.

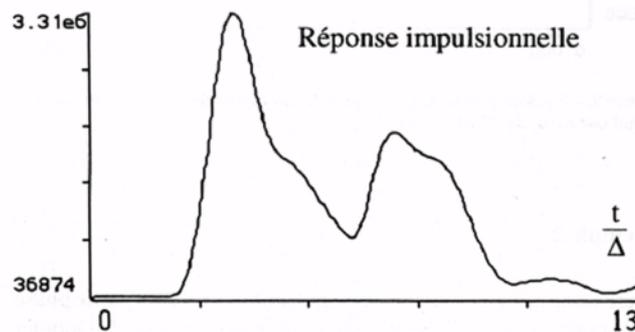


Figure 14. – Réponse impulsionnelle mesurée du milieu.

Nous remarquons immédiatement que la durée de la réponse impulsionnelle est grande par rapport à la durée symbole. Cette constatation est assez générale en ce qui concerne les communications ASM horizontales. Cette caractéristique tranche avec ce qui se passe pour d'autres canaux de propagation. L'importance de cet étalement temporel rend délicat le traitement en réception. De plus, contrairement à des canaux tels que le canal "radio-urbain", les trajets de propagation sont nettement marqués. Enfin, le canal peut être assez fluctuant et le rapport signal sur bruit est rarement très favorable à un traitement de type égalisation. Dans cette première communication à courte distance, il est cependant relativement bon (de l'ordre de 10 dB).

Le signal basse fréquence émis est composé d'une suite jointive de Séquences Binaires de Longueur Maximale (SBLM) de longueur 511. Rappelons que ces séquences pseudo-aléatoires possèdent de très bonnes propriétés de corrélation. Elles s'apparentent de ce fait à des suites aléatoires binaires blanches. En acoustique sous-marine, elles sont le plus souvent utilisées avec une modulation par déplacement de phase (MDP2) pour identifier le milieu. C'est ce qui a permis d'estimer l'allure de la réponse impulsionnelle donnée figure 14. Dans le cas présent, la SBLM émise va de plus permettre d'assurer la synchronisation symbole du récepteur par rapport à l'émetteur, c'est à dire le positionnement correct de l'instant d'échantillonnage. Cette synchronisation est effectuée une seule fois en début de séquence par intercorrélation entre le signal reçu démodulé et la SBLM de référence. Pour cela, le signal sortant du démodulateur complexe est suréchantillonné (16 points par symbole). Une fois cet instant optimal d'échantillonnage défini, le système d'égalisation n'utilise plus qu'un point par durée symbole. L'ensemble de ces prétraitements est résumé par la figure 15.

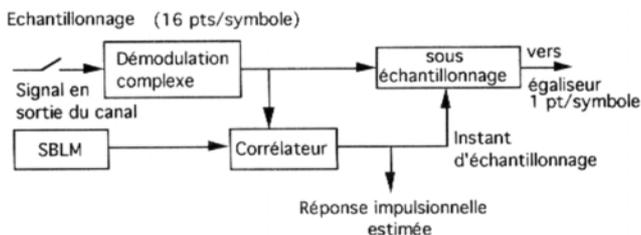


Figure 15. – Prétraitements du signal reçu.

Le signal prétraité est ensuite utilisé par l'algorithme conjoint globalement optimisé (15-22). Le retard d'estimation  $d$  est de l'ordre de grandeur de la durée de la réponse impulsionnelle du canal. Le signal estimé est donné par la figure 16. Le signal décidé (i.e. obtenu par décision sur le signal estimé  $c_k$ ) est égal au signal de référence sur toute la séquence utilisée (2048 symboles). Ce qui laisse supposer une très faible probabilité d'erreur. Les constellations en entrée et en sortie du système d'égalisation conjointe sont représentées sur la figure 17 et révèlent le bon fonctionnement du système d'égalisation conjointe. Sur cette

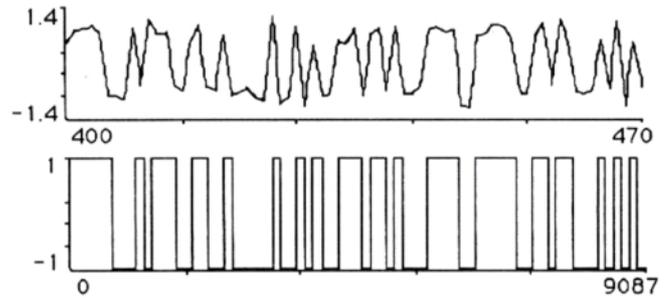


Figure 16. – Signal estimé et signal décidé.

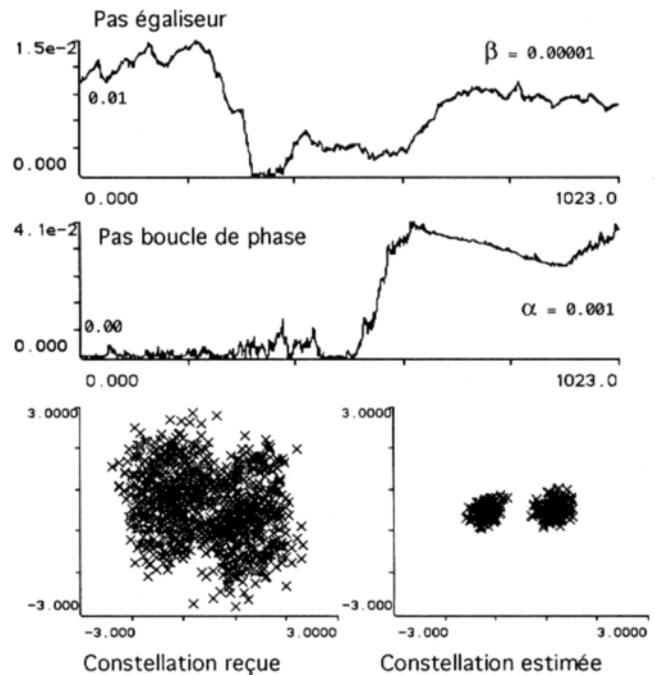


Figure 17. – Pas d'adaptations, constellation reçue et constellation estimée.

figure sont aussi représentés l'évolution des pas estimés. Ces résultats illustrent clairement le bon fonctionnement du système.

## 5. Conclusion

Nous avons présenté une version améliorée de l'égaliseur adaptatif. Elle permet d'estimer conjointement la phase du canal et les coefficients de l'égaliseur et ainsi de prendre en compte conjointement et de façon adaptée le problème des interférences entre symboles et celui du Doppler. Un problème pratique capital est celui du choix des facteurs d'oubli : ce problème est particulièrement important en ce qui concerne cet algorithme d'estimation conjointe de la phase et de l'égaliseur. C'est pourquoi, nous nous sommes attachés à optimiser en ligne les pas d'adaptation de cet algorithme. Les performances de ce nouveau système

d'estimation conjointe auto-optimisé ont été mises en évidence à l'aide de données synthétiques. Nous avons donné dans le dernier paragraphe un exemple d'utilisation de ces algorithmes sur des données réelles issues d'expérimentations en acoustique sous-marine. D'autres cas ont été traités [5]. Dans tout ce qui a été présenté, le problème de la synchronisation symbole n'a pas été complètement pris en compte. Nous nous sommes contentés d'estimer l'instant d'échantillonnage en début de séquence sans en assurer le suivi en cours de fonctionnement. Dans une mise en œuvre en temps réel, il est indispensable d'assurer le suivi en ligne de l'instant d'échantillonnage.

## BIBLIOGRAPHIE

[1] M. BELLANGER, "Analyse des signaux et filtrage numérique adaptatif" Masson 1989.

[2] A. BENVENISTE, M. MÉTIVIER, P. PRIOURET, "Adaptive algorithms and stochastic approximations" Springer Verlag 1990. Applications of Mathematics, Vol.22.

[3] P. BRAGARD, "Egalisation adaptative de données transmises dans le canal acoustique sous-marin en contexte non-stationnaire" Thèse INP Grenoble 1991.

[4] P.BRAGARD, G. JOURDAIN, "A self-optimised LMS algorithm for non-stationary identification. Application to underwater equalization" Proc. of ICASSP 1990. pp.1425-1428.

[5] J.M. BROSSIER, "Estimation de phase et égalisation adaptative. Application aux communications sous-marines" Thèse INP Grenoble 1992.

[6] J.M. BROSSIER, C. ADNET, G.JOURDAIN, "Self-Optimized Digital Phase-Locked Loops" International Symposium on Signals, Systems and Electronics. ISSSE-URSI 92. pp. 656-659.

[7] D.D. FALCONER, "Jointly Adaptive Equalization and Carrier Recovery in two Dimensional Digital Communications Systems" Bell Syst. Tech. J. 1976. Vol. 55 N3. pp. 317-334.

[8] H.J. KUSHNER "Analysis of Adaptive Step Size Stochastic Approximation Algorithms for Parameter Tracking" Rapport Lefschetz Center for Dynamical Systems and Center for Control Sciences. Division of Applied Mathematics. Brown University, Providence. Février 1994.

[9] J. LABAT, A. GLAVIEUX, D. RIOUALEN, "Transmission d'images par voie acoustique" GRETSI 1991.

[10] F. LUTRIN, "Communication acoustique sous-marine à haut débit" Rapport de stage DEA SIP-INPG 1992.

[11] M. LEVY, O. MACCHI "Egaliseur de Gigue" sixième colloque GRETSI. Nice 1977. pp. 81/1-82/8

[12] V.J. MATHEWS, Z. XIE, "Stochastic Gradient Adaptive Filters with Gradient Adaptive Stepsizes" Proc. of ICASSP 1990, Albuquerque. pp. 1385-1388.

[13] B. FAURE, D. MAUURY, "Caractérisation des ERATOs en conditions normales de fonctionnement et étude du milieu marin" Rapport Cephag n 54/91.

[14] J.G. PROAKIS, M. STOJANOVIC, "Coherent Communications over long range underwater acoustic telemetry channels" Proceeding of NATO 1992. pp. 667-673.

[15] S.U.H QURESHI, "Adaptive equalization" Proc. of the IEEE Sept.1985. vol 73 9. pp. 1349-1387.

Manuscrit reçu le 6 septembre 1993.

## LES AUTEURS



**Jean-Marc BROSSIER est ingénieur (1988), titulaire d'un DEA en génie biologique et médical (1988) et d'un doctorat en traitement du signal de l'Institut National Polytechnique de Grenoble (1992), il est actuellement maître de conférences à l'université de Saint-Etienne (IUT Roanne). Ses principaux centres d'intérêt sont : l'estimation adaptative et les utilisations des statistiques d'ordre supérieur. Il s'intéresse particulièrement aux applications liées aux communications acoustiques sous-marines : égalisation, récupération de porteuse et synchronisation.**



**Geneviève JOURDAIN, professeur à l'Institut National Polytechnique de Grenoble, encadre une équipe de recherche sur les thèmes suivants : identification active de cibles et de milieux dispersifs, communications optimales, applications en acoustique sous-marine. G. Jourdain est l'auteur d'une cinquantaine de publications ou communications à des congrès. Elle est membre du conseil scientifique du GRETSI, référée pour diverses revues (Traitement du Signal, Signal Processing, IEEE...). Elle est actuellement Directeur du CEPHAG.**