

TRANSMISSION D'IMAGES SUR CANAL ACOUSTIQUE SOUS-MARIN

A. GLAVIEUX - J. LABAT

Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne - Département Mathématiques et Systèmes de Communication - BP 332 - 29285 BREST CEDEX

Cet article présente les caractéristiques d'un équipement conçu pour la transmission d'images par modulation d'une onde acoustique. Son champ d'applications est l'exploration des grands fonds marins. Il utilise un modulateur de phase à quatre états avec codage différentiel et un démodulateur où les fonctions de récupération de porteuse et d'égalisation sont numériques. Nous montrons comment en optimisant globalement ces deux fonctions, il est possible de lutter efficacement contre les effets de filtrage des transducteurs, l'effet doppler dû à la houle et les effets de trajets multiples dû au canal. Nous comparons les performances de boucles à verrouillage de phase du 1^{er} et du 2^e ordre, couplées à des égaliseurs linéaires ou récursifs à décision dans la boucle.

This article presents the characteristics of a piece of equipment designed for image transmission by modulation of an acoustic wave. Its main field of application is in the exploration of the sea bed at great depths. It uses QPSK modulation with differential encoding and a demodulator with a digital phase-locked loop and equalizer. We show how by optimising these two functions, it is possible to combat the effects of filtering from the transducers, the Doppler effect due to sea-swell and the effects of multiple paths due to the channel. We compare the performance of 1st and 2nd order PLLS coupled to linear or decision feedback equalizers.

I - INTRODUCTION

La partie émission de cet équipement utilise un modulateur de phase à 4 états (MDP4) avec codage différentiel. Cette modulation a été choisie car elle est peu sensible au filtrage, présente une bonne immunité au bruit et un rendement spectral satisfaisant. Le modulateur a été réalisé à l'aide d'un circuit prédiffusé CMOS, ce qui lui confère un encombrement réduit, une grande fiabilité et une faible consommation.

Le démodulateur du type cohérent comprend un égaliseur auto adaptatif en bande de base couplé à une boucle à verrouillage de phase numérique. FALCONER [1] a introduit ce procédé en utilisant un égaliseur linéaire couplé à une boucle du 1^{er} ordre, nous montrons qu'il est possible de renforcer l'efficacité de ce procédé en utilisant un égaliseur récursif et une boucle du 2^e ordre.

Après passage dans le canal de transmission, le signal ramené en bande de base s'écrit :

$$x(t) = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2E}{T}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_k s_r(t-kT) e^{j\Theta(t)} + \frac{1}{2} b_r(t) e^{j\Theta(t)}$$

avec $x(t) = x_1(t) + j x_2(t)$; $s_r(t) = s_c(t) + j s_s(t)$

$$b_r(t) = b_c(t) + j b_s(t)$$

où $s_r(t)$ et $b_r(t)$ résultent respectivement du filtre par le canal et par le filtre de réception du signal $s(t)$ et du bruit $b(t)$. $\Theta(t)$ représente le déphasage introduit par l'effet doppler

$$\Theta(t) = 2 \pi \Delta F t + \varphi_0$$

II - PRINCIPE DU COUPLAGE D'UN EGALISEUR AVEC UNE BOUCLE A VERROUILLAGE DE PHASE

Considérons le cas d'un égaliseur récursif.

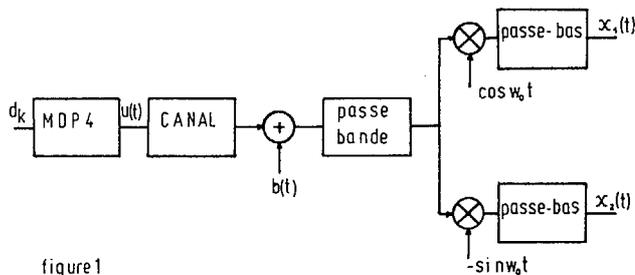


figure 1

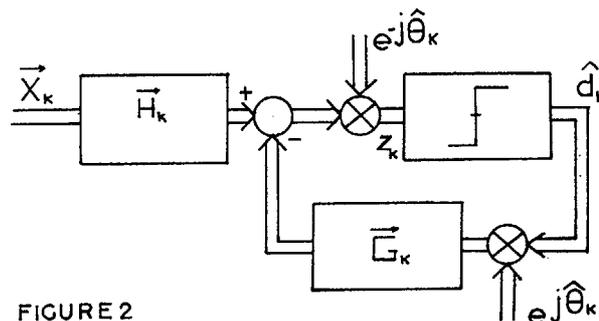


FIGURE 2

Le signal modulé en phase a pour expression :

$$U(t) = \Re \left\{ \sqrt{\frac{2E}{T}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_k s(t-kT) e^{j\omega_0 t} \right\}$$

avec $d_k = a_k + j b_k$; $a_k, b_k = \pm 1$

$s(t) = 1$ sur $[0, T]$



Le terme $e^{-j\hat{\Theta}_k}$ corrige le déphasage introduit par le canal de transmission et le manque de synchronisation entre l'oscillateur d'émission et l'oscillateur de réception. Le couplage entre l'égaliseur et la boucle est réalisé en optimisant globalement ces deux fonctions suivant le critère de l'erreur quadratique ϵ_k .

$$\epsilon_k = |z_k - \hat{d}_k|^2$$

Posons $\vec{X}_k = \vec{X}_k^1 + j \vec{X}_k^2 = (x_{k+N} \dots x_k \dots x_{k-N})^t$

$$\vec{D}_k = \vec{A}_k + j \vec{B}_k = (\hat{d}_{k-1} e^{j\hat{\Theta}_{k-1}} \dots \hat{d}_{k-N} e^{j\hat{\Theta}_{k-N}})^t$$

$$\vec{H}_k = \vec{H}_k^1 + j \vec{H}_k^2 = (h_{-N}^k \dots h_0^k \dots h_N^k)^t$$

$$\vec{G}_k = \vec{G}_k^1 + j \vec{G}_k^2 = (g_1^k \dots g_N^k)^t$$

t : indique la transposition

$$\epsilon_k = |(\vec{H}_k^t \cdot \vec{X}_k - \vec{G}_k^t \cdot \vec{D}_k) e^{-j\hat{\Theta}_k} - \hat{d}_k|^2$$

\vec{H}_k et \vec{G}_k sont des vecteurs dont les composantes sont respectivement les coefficients du filtre d'entrée et du filtre de boucle de l'égaliseur.

En utilisant l'algorithme du gradient

$$\vec{H}_{k+1} = \vec{H}_k - \alpha \frac{\partial \epsilon_k}{\partial \vec{H}_k}$$

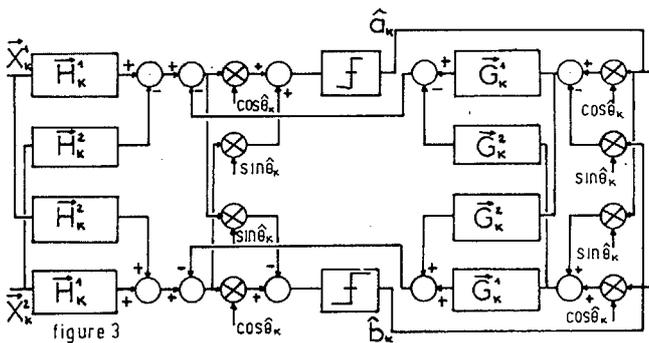
$$\vec{H}_{k+1} = \vec{H}_k - \beta (z_k - \hat{d}_k) \vec{X}_k^* e^{j\hat{\Theta}_k} \quad (\text{avec } \beta = 2\alpha)$$

de la même façon, on obtient :

$$\vec{G}_{k+1} = \vec{G}_k + \beta' (z_k - \hat{d}_k) \vec{D}_k^* e^{j\hat{\Theta}_k}$$

$$\hat{\Theta}_{k+1} = \hat{\Theta}_k - \mu (z_k^1 \hat{b}_k - z_k^2 \hat{a}_k)$$

où z_k^1 et z_k^2 sont respectivement les parties réelles et imaginaires de z_k .



A la sortie de l'égaliseur en supposant l'interférence intersymboles annulée :

$$z_k = K_0 \sqrt{\frac{2E}{T}} d_k e^{j(\Theta_k - \hat{\Theta}_k)} + n_k e^{j(\Theta_k - \hat{\Theta}_k)}$$

Dans l'expression ci-dessus, la rotation de phase introduite par l'égaliseur est incluse dans Θ_k , n_k est un terme de bruit et K_0 est une constante.

Posons $e_k = z_k^1 \hat{b}_k - z_k^2 \hat{a}_k$

Si le rapport signal à bruit en sortie de l'égaliseur est suffisamment grand, on peut écrire que :

$$a_k = \hat{a}_k, \quad b_k = \hat{b}_k \quad \text{presque toujours}$$

En remplaçant z_k par sa valeur

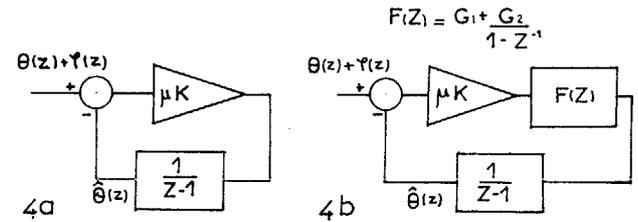
$$e_k = (2K_0 \sqrt{\frac{2E}{T}} + n_k^2 b_k + n_k^1 a_k) \sin(\Theta_k - \hat{\Theta}_k) + (n_k^1 b_k - n_k^2 a_k) \cos(\Theta_k - \hat{\Theta}_k)$$

$$e_k \# K \sin(\Theta_k - \hat{\Theta}_k + \phi_k) \quad K \# 2 K_0 \sqrt{\frac{2E}{T}}$$

$$\phi_k \# \frac{n_k^1 b_k - n_k^2 a_k}{K}$$

ϕ_k représente un bruit de phase.

En linéarisant la fonction sinus et en utilisant la transformée en Z, le fonctionnement de la boucle est représenté sur la figure 4a.



BOUCLE DU 1^{er} ORDRE BOUCLE DU 2^e ORDRE

FIGURE 4

Les performances de cette boucle peuvent être améliorées en utilisant un filtre $F(Z)$. Si on choisit un intégrateur, on peut montrer [2] que l'erreur de phase $\phi_k = \Theta_k - \hat{\Theta}_k$ tend vers zéro en présence d'un saut de phase et/ou de fréquence.

soit $F(Z) = G_1 + \frac{G_2}{1-Z^{-1}}$

$$\frac{\hat{\Theta}(Z)}{\Theta(Z)} = W(Z) = \frac{\mu K F(Z)}{Z-1 + \mu K F(Z)}$$

La puissance de bruit créée par ϕ_k en sortie de la boucle est :

$$\sigma_\phi^2 = \frac{1}{2\pi j} \oint_{Z=1} \frac{W(Z) W(Z^{-1}) \gamma_\phi(Z)}{Z} dz$$

où $\gamma_\phi(Z)$ est la densité spectrale du bruit de phase ϕ_k .

$$\Gamma_\phi(n) = E \{ \phi_k \phi_{k-n} \} = \frac{2\sigma^2}{K^2} \delta_{kn}$$

avec $\sigma^2 = E \{ (n_k^1)^2 \} = E \{ (n_k^2)^2 \}$

$$\gamma_\phi(Z) = \frac{2}{K^2} \sigma^2$$

$$\sigma_\phi^2 = \frac{2}{K^2} \sigma^2 B_{eq}, \quad B_{eq} = \frac{2G_2 + 2\mu K G_1 + \mu K G_2}{4 - 2\mu K G_1 - \mu K G_2}$$

B_{eq} représente la bande équivalente de bruit de la boucle. Sous certaines hypothèses, on peut trouver une correspondance entre cette boucle numérique et une boucle analogique.

Remplaçons Z par un développement au 1^{er} ordre en p.

$$Z = 1 + Tp$$

$$W(e^{Tp}) = \frac{2 \sum \omega_n p + \omega_n^2}{p^2 + 2 \sum \omega_n p + \omega_n^2}$$

$$\text{avec } \omega_n = \frac{1}{T} \sqrt{\mu K G_2}; \quad \xi = \frac{1}{2} \frac{\mu K G_1 (1 + \frac{G_2}{G_1})}{\sqrt{\mu K G_2}}$$

Cette équivalence n'a de sens bien entendu que si le développement au 1^{er} ordre de Z est justifié, c'est-à-dire si pour la boucle la pulsation la plus élevée ω_{max} à traiter par la boucle $T\omega_{max} \ll 1$, ω_n est la pulsation propre de la boucle, c'est aussi en première approximation sa pulsation de coupure. La condition précédente peut être remplacée par $T\omega_n \ll 1$.

Pour un $\omega_n T = \sqrt{\mu K G_2}$ donné, la bande équivalente de bruit B_{eq} est minimale si :

$$\frac{G_2}{G_1} = \mu K G_1$$

En choisissant $\mu K G_1 \ll 1$ (B_{eq} petit)

$$\xi \approx \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\mu K G_1}{G_2}} = \frac{1}{2}$$

On retrouve ici un résultat bien connu des boucles analogiques pour lesquelles à ω_n donné, la bande équivalente de bruit est minimale lorsque $\xi = \frac{1}{2}$.

L'utilisation d'un filtre $F(Z)$ modifie l'expression de $\hat{\Theta}_k$.

$$\hat{\Theta}(Z) = -\mu \frac{S(Z)}{Z-1} \text{ avec } S(Z) = E(Z) \cdot F(Z)$$

$$d'où \hat{\Theta}_{k+1} = \Theta_k - (\hat{\Theta}_k - \hat{\Theta}_{k-1}) - \mu(G_1 + G_2) e_k + \mu G_1 \cdot e_{k-1}$$

Pour évaluer les performances de cet équipement, nous avons fait une simulation. Les effets de filtrage sont assurés par un filtre de Butterworth du 4^e ordre non compensé en temps de groupe. Pour les trajets multiples, nous avons retenu un modèle simple à deux rayons.

Dans ce cas, les effets des trajets multiples se réduisent à un filtrage $Q(f)$.

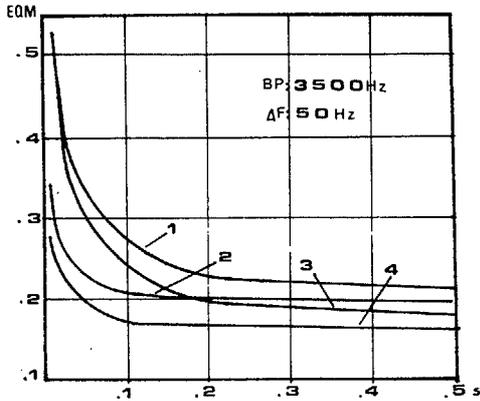
$$Q(f) = (1 + \rho \cos 2\pi f \tau + j \rho \sin 2\pi f \tau)$$

où ρ et τ représentent respectivement l'atténuation et le retard du second rayon par rapport au premier.

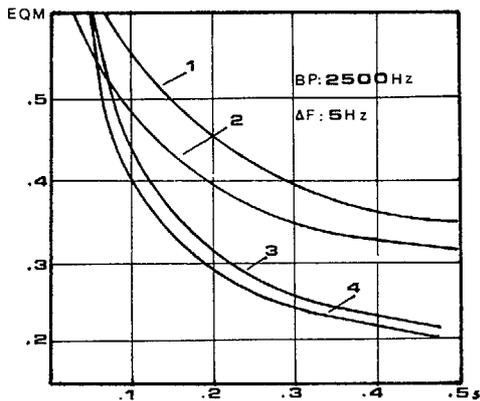
RESULTATS DES SIMULATIONS

Dans les simulations, nous avons travaillé à débit numérique constant ($D = 10$ Kk bit/s) et avec une fréquence porteuse de 26500 Hz, cette fréquence étant imposée par les transducteurs.

Nous avons tracé l'erreur quadratique moyenne (EQM) en fonction du temps pour différents filtrages et en présence de trajets multiples.

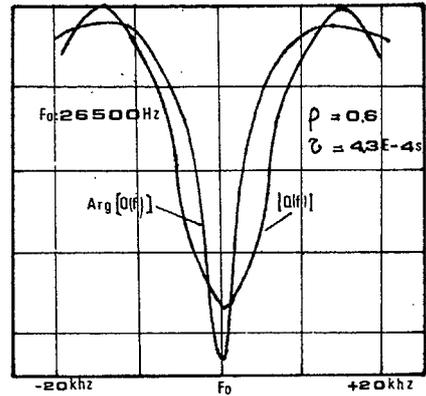


Egaliseur linéaire $N = 7$ - Egaliseur récursif $N = 5$ ($E_b/N_0 = 3,5$ dB)

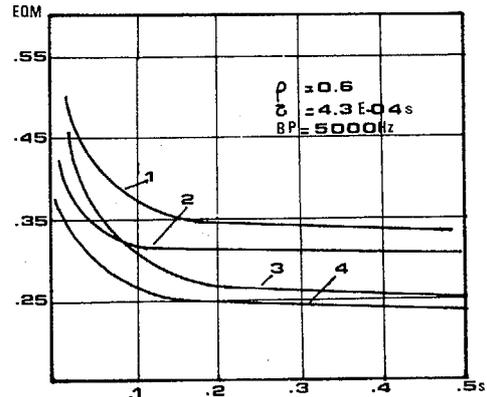


Egaliseur linéaire $N = 9$ - Egaliseur récursif $N = 7$ ($E_b/N_0 = 10$ dB)

EL : égaliseur linéaire ER : égaliseur récursif



Réponse en fréquence du canal en présence de trajets multiples



$E_b/N_0 = 8,5$ dB

Egaliseur linéaire $N = 9$ - Egaliseur récursif $N = 7$

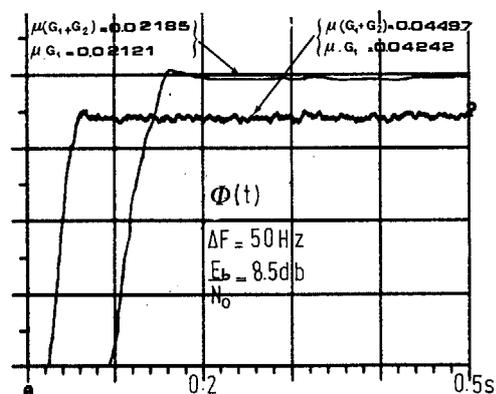
- 1. EL avec boucle
- 2. EL porteuse câblée
- 3. ER avec boucle
- 4. ER porteuse câblée

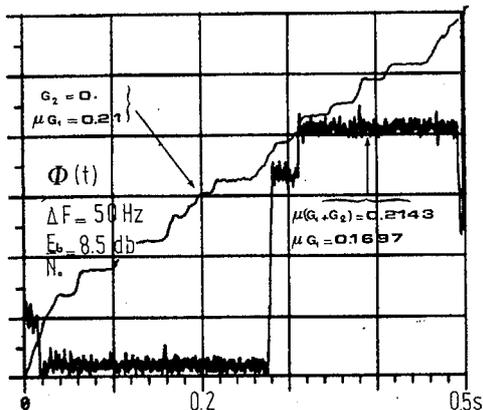
On constate le bon fonctionnement d'un égaliseur couplé à une boucle à verrouillage de phase. Les dégradations par rapport au cas où la porteuse est câblée restent faibles. On note d'autre part la supériorité d'un égaliseur récursif par rapport à un égaliseur linéaire.

En ce qui concerne la probabilité d'erreur, nous présentons les résultats sous forme de la dégradation du rapport $\frac{E_b}{N_0}$

	Egaliseur linéaire		Egaliseur récursif	
	porteuse câblée	avec boucle	porteuse câblée	avec boucle
filtrage BP = 3500 Hz Δf = 50 Hz	2 dB	2 dB	1 dB	1 dB
filtrage BP = 2500 Hz Δf = 5 Hz	3,7 dB	3,8 dB	1,7 dB	2 dB
filtrage et trajets multiples	4,2 dB	4,7 dB	3,1 dB	3,2 dB

Pour terminer, nous présentons l'évolution de l'erreur de phase ϕ en fonction du temps pour différents valeurs des paramètres de la boucle à verrouillage de phase





Pour la boucle du 2e ordre, ξ est fixé à 0,5 pour minimiser la bande équivalente du bruit. La vitesse de convergence de l'erreur de phase est fonction des coefficients μ , G_1 , G_2 ; l'accroissement de cette vitesse se paie par une augmentation du bruit de phase et par des sauts de phase intempestifs. Pour la boucle du 1er ordre avec le rapport $\frac{E_b}{N_0}$ et la valeur de la fréquence doppler choisies, on remarque que l'accrochage ne se réalise pas. Cet exemple illustre la supériorité d'une boucle du 2e ordre par rapport à une boucle du 1er ordre.

REALISATION

Pour la partie émission, on trouve un modulateur de phase (MDP4) suivi d'un amplificateur de puissance à haut rendement et un transducteur électrique acoustique.

Pour la partie réception, outre les circuits de base (amplification sélective et contrôle automatique de gain, translation du signal reçu en bande de base) les fonctions d'égalisation, de boucle à verrouillage de phase et de décodage différentiel sont implantées sur un processeur de signal 16 bits de chez NEC (NEC 7720).

La mise en oeuvre de la boucle du 2e ordre nécessite de coder avec précision les coefficients G_1 et G_2 qui sont très voisins lorsque $\xi = \frac{1}{2}$ et ω_n faible (bande équivalente de bruit petite).

Pour assurer la précision nécessaire, nous avons utilisé une programmation de $\hat{\theta}_k$ sous forme série :

$$\hat{\theta}_{k+1} = \hat{\theta}_k - \mu s_k \quad s_k = G_1 e_k + G_3 e'_k$$

$$e'_k = e'_{k-1} + G_4 e_k \quad \text{avec } G_2 = G_3 G_4$$

La bande d'acquisition et de poursuite est théoriquement infinie avec un intégrateur. Elle est en fait limitée par la plus grande valeur (au signe près) représentable dans le processeur de signal (± 1). Lorsque l'erreur de phase θ_k tend vers zéro, e_k est nul et

$$|\hat{\theta}_{k+1} - \hat{\theta}_k| = 2\pi \Delta F T \leq \mu G_3 e'_k$$

or $|e'_k| < 1$ (imposé par le processeur)

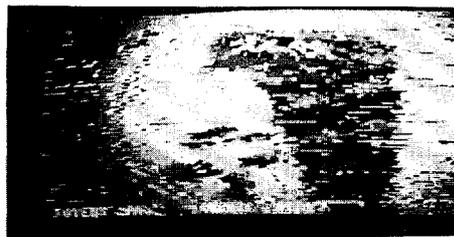
La fréquence doppler maximale tolérée par la boucle sera :

$$\Delta F \leq \frac{\mu G_3}{2\pi T}$$

L'équipement que nous avons développé comprend un égaliseur linéaire et une boucle du 2e ordre. Une seconde version avec égaliseur récursif est en cours de développement. Nous avons testé cet équipement en présence de filtrage du aux transducteurs d'émission et de réception et de trajets multiples.



Cas d'un canal idéal (image de référence)

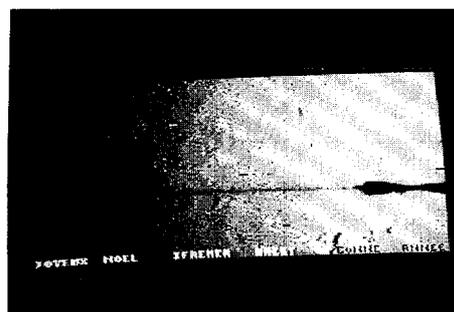


Pas d'égalisation - la récupération de la porteuse pour la démodulation cohérente est faite avec une boucle analogique.



Avec égalisation et boucle numérique du 2e ordre couplées.

Une expérimentation sur site organisée par IFREMER s'est déroulée au large de Toulon. Elle a permis de vérifier le bon fonctionnement de cet équipement par des profondeurs de l'ordre de 3000 m.



Sur cette photographie, le fond de la mer est constitué de sable. La trace noire représente un câble tiré par le système EPAULARD qui lui permet de se positionner par rapport au fond.

Bibliographie

- [1] Jointly adaptive equalization and carrier recovery in two dimensional digital communication systems by DD FALCONER. The Bell System technical journal, March 1976
- [2] Stability analysis of an N th power digital phase locked loop by Holly C. OSBORNE. IEEE Transactions on communications, Vol-COMM 28, n°8, August 1980.