

TRANSMISSION D'IMAGES PAR VOIE ACOUSTIQUE

Joel LABAT Alain GLAVIEUX Daniel RIOUALEN

Département : Mathématiques et systèmes de communication

École Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne B.P. 832 29285 Brest cédex FRANCE

RÉSUMÉ

Dans cet article nous décrivons un modem destiné à la transmission de données sur un canal acoustique sous marin. L'utilisation d'un processeur de signal (Motorola DSP 56001) a permis l'intégration des fonctions d'égalisation numérique adaptative, de synchronisation rythme et porteuse et de décodage différentiel. Divers types d'égaliseurs ont été testés et notamment les égaliseurs linéaires et à retour de décision, fractionnés et synchrones.

Lorsque l'on considère la transmission verticale d'une onde acoustique sous marine, on peut admettre en première approche que le signal émis se propage principalement suivant un trajet direct et que les échos éventuels (sur la surface de la mer par exemple) peuvent être en général fortement atténués grâce à la directivité des capteurs. Pour ce type de liaisons, les problèmes apparaissent essentiellement lorsque l'on souhaite réaliser des transmissions par grands fonds (3000 m de profondeur et plus) et à débit élevé (cas de la transmission d'images). En effet pour limiter l'atténuation apportée par le canal, il est nécessaire d'utiliser des fréquences porteuses de faible valeur, typiquement inférieures à 30 KHz, ce qui limite en général d'autant la bande passante disponible (20 à 30 % de la fréquence centrale du transducteur).

Le Groupe Communications Numériques (GCN) de l'ENST de Bretagne a mis au point un équipement de transmission d'images par voie acoustique (TIVA). Cet équipement a été développé en collaboration avec l'IFREMER qui s'est plus spécialement intéressé au traitement des images et des signaux acoustiques. Cet équipement est actuellement industrialisé par la société ORCA Instrumentation. Dans cet article, nous allons nous intéresser plus particulièrement à la présentation du modem.

I L'équipement d'émission.

Cet équipement utilise une modulation par déplacement de phase à quatre états (MDP4). Cette modulation a été retenue en raison de sa robustesse au filtrage et de sa bonne immunité au bruit. Par ailleurs et de façon tout à fait classique, les données sont préalablement embrouillées afin d'éviter de longues séquences sans transition qui risqueraient de poser de sérieux problèmes au niveau de la récupération du rythme (fréquence Baud).

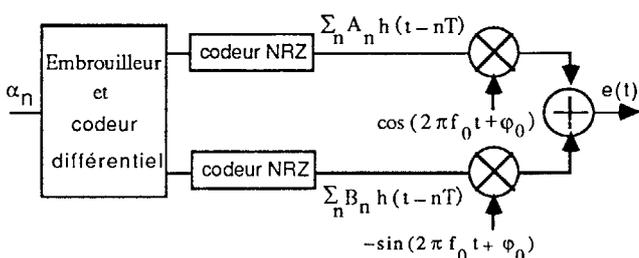


Figure I - Principe du modulateur

ABSTRACT

In this paper we are dealing with a modem for transmitting data in an undersea medium. Digital signal processing using Motorola DSP 56001 has made possible integration of functions such as adaptive equalization, carrier and timing recovery and differential decoding. Several kinds of equalizers have then been tested and particularly linear and decision feedback equalizers, T-spaced and fractionally spaced equalizers.

Parallèlement on sait qu'en réception on ne peut estimer la phase de l'onde porteuse qu'à $\pi/2$ près, il est donc tout à fait naturel de faire porter l'information non pas par la phase absolue mais par la variation de phase entre deux instants successifs. Cette opération constitue ce qu'il est d'usage d'appeler le codage différentiel des données. Sur la figure I, nous avons représenté le schéma de principe du modulateur.

Le signal modulé $e(t)$ a pour expression :

$$e(t) = \text{Re} \left\{ \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} D_n h(t - nT) e^{j(2\pi f_0 t + \varphi_0)} \right\} \quad (1)$$

avec $D_n = A_n + j B_n$ $A_n, B_n \in \{ \pm 1 \}$

et $h(t) = 1$ $t \in [0, T[$
 0 ailleurs

où E_b est l'énergie émise par symbole binaire d'information α_n , f_0 la fréquence porteuse et $1/T$ la rapidité de modulation.

Ce signal faiblement filtré est amplifié puis présenté à l'entrée d'un transducteur acoustique spécialement conçu pour résister aux pressions qu'impose l'immersion à des profondeurs pouvant atteindre 6000 m. Ce transducteur émet alors une onde acoustique modulée en phase et dont il s'agit, au niveau du récepteur, d'extraire l'information grâce à un traitement approprié.

II L'équipement de réception.

Le récepteur comprend trois fonctions principales, le filtrage passe-bande de réception, le contrôle automatique de gain et un démodulateur de type cohérent. L'originalité de ce récepteur réside dans son démodulateur qui est doté d'un égaliseur auto-adaptatif et de circuits de synchronisation (récupération de rythme et de porteuse) entièrement numériques. Les fonctions d'égalisation et de récupération de porteuse sont optimisées conjointement selon le critère de la minimisation de l'erreur quadratique [1]. Le circuit de récupération de rythme permet quant à lui de déterminer l'instant d'échantillonnage optimal [2][3].

Le rôle du filtrage passe bande est essentiellement de limiter la puissance de bruit en éliminant notamment les signaux parasites émis par le navire de surface et qui risqueraient d'entraver le fonctionnement du contrôle automatique de gain.



Dès lors la première opération nécessaire à la démodulation proprement dite est l'extraction de l'enveloppe complexe $S(t)$ à partir de l'observation bruitée $R(t)$ disponible à la sortie du dispositif de contrôle automatique de gain. Cette opération est effectuée selon le schéma de la figure II.

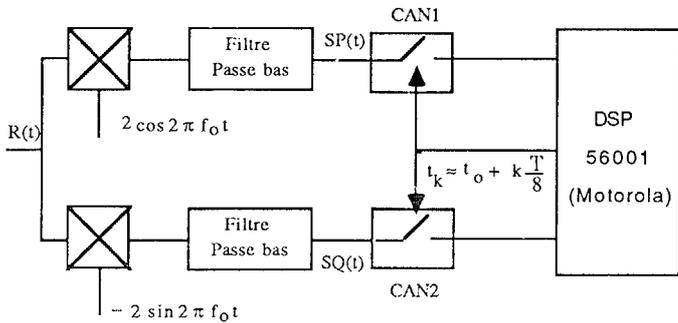


Figure II - Extraction de l'enveloppe complexe

L'oscillateur local délivre deux signaux $\cos 2\pi f_0 t$ et $-\sin 2\pi f_0 t$ qui ont sensiblement la même fréquence que celle de l'oscillateur émission. Il subsiste cependant une erreur de phase essentiellement liée à la présence de l'effet Doppler et au léger décalage des oscillateurs locaux. Cette erreur devra être estimée puis corrigée ultérieurement, ce sera précisément le rôle de l'égaliseur et/ou du dispositif de récupération de porteuse. En sortie des filtres passe bas destinés à éviter le phénomène de repliement de spectre, les signaux $SP(t)$ et $SQ(t)$ correspondant respectivement à la partie réelle et à la partie imaginaire de l'enveloppe complexe sont échantillonnés puis codés en complément à deux dans deux convertisseurs analogiques numériques (CAN1 et CAN2).

La fréquence d'échantillonnage est fixée à $8/T$, ceci rend plus commode le filtrage analogique et permet de reporter l'effort en matière de filtrage au niveau du filtre numérique.

Par ailleurs ces convertisseurs disposent d'une pile FIFO qui leur permet de stocker un nombre d'échantillons compris entre 1 et 8. Quand ce chiffre est atteint le convertisseur génère un signal qui provoque précisément l'interruption du processeur de signal afin qu'il effectue la saisie des échantillons stockés dans la pile.

Le schéma de principe du démodulateur est représenté sur la figure suivante :

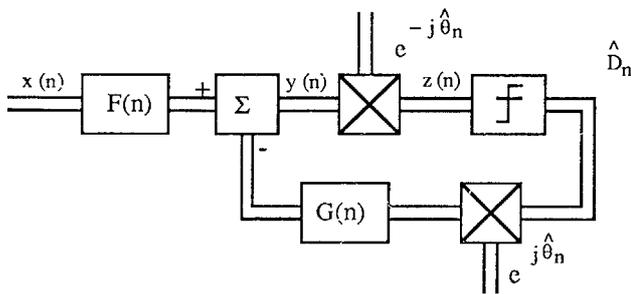


Figure III - Principe du démodulateur

II.1 Filtrage numérique.

Le signal correspondant à l'enveloppe complexe $S(t)$ est filtré de manière numérique afin d'optimiser le rapport signal à bruit. On ne s'intéresse alors qu'aux échantillons de sortie notés $x(n)$ et $x(n-1/2)$ qui permettent d'une part de récupérer le rythme de la modulation grâce à des algorithmes appropriés et le cas échéant de mettre en oeuvre un égaliseur dit fractionné dont le principal avantage réside dans le fait qu'il soit insensible à l'instant d'échantillonnage. Pour les autres types d'égaliseurs seul l'échantillon $x(n)$ est nécessaire au traitement ultérieur.

II.2 Récupération de rythme.

En matière de synchronisation la stratégie adoptée est la suivante : on cherche avant tout une méthode simple et suffisamment robuste et qui soit de surcroît indépendante de la récupération de porteuse que l'on essaie en revanche d'optimiser conjointement avec l'égaliseur.

Une solution classique consiste à créer une raie spectrale à la fréquence $1/T$. Pour cela il suffit de filtrer dans un passe bande le signal correspondant au carré du module de l'enveloppe complexe. On peut en effet exprimer l'enveloppe complexe sous la forme suivante :

$$S(t) = \sum_k D_k g(t - kT) e^{j\theta(t)}$$

expression dans laquelle $g(t)$ désigne la réponse impulsionnelle équivalente et $\theta(t)$ l'erreur de phase qu'il conviendra de compenser ultérieurement et qui rend simplement compte du fait que le synchronisme n'est pas encore établi.

Si par ailleurs on admet que les symboles D_k sont centrés, non corrélés et de variance σ_D^2 on aboutit alors au résultat suivant :

$$E\{|S(t)|^2\} = \sigma_D^2 \sum_k |g(t - kT)|^2 = \sum_k c_k e^{-j \frac{2\pi kt}{T}}$$

Ce signal est périodique de période T et de plus les coefficients c_n du développement en série de Fourier se calculent facilement grâce à la formule de Poisson.

Pour la mise en oeuvre d'une telle méthode il subsiste cependant deux problèmes, tout d'abord il est délicat, sauf à utiliser des dispositifs d'asservissement de phase, d'élaborer le signal d'échantillonnage de fréquence $8/T$ à partir de la fréquence Baud. Par ailleurs le calage de l'instant d'échantillonnage optimal nécessite un réglage ultérieur, ce qui est assez pénalisant dans l'optique d'un démodulateur multi rythmes.

Deux méthodes plus attrayantes au sens où elles optimisent automatiquement l'instant d'échantillonnage ont été proposées dans [2] et [3]. Ces méthodes ont été implantées, en voici la description sommaire.

II.2.1 Méthode de Gardner [2].

L'idée maîtresse de cet algorithme est d'utiliser deux échantillons par temps symbole et de caler l'oscillateur local à commande numérique sur les passages à zéro des parties réelles et imaginaires du signal $S(t)$. Cette technique n'est pas sans rappeler celle des boucles à verrouillage de phase exposée dans [5] (Zero Crossing Digital Phase-Locked Loops).

Pour obtenir un signal qui rende compte de l'erreur de calage temporel et qui permette ainsi le calage correct de l'oscillateur on forme le signal [2]:

$$u(n) = \text{Re}\{ [x(n) - x(n-1)] x^*(n-1/2) \}$$

Dans cette expression le symbole $*$ désigne le complexe conjugué. L'oscillateur à commande numérique peut être réalisé à partir d'un accumulateur de phase extérieur, ce qui nécessite alors un circuit supplémentaire, ou plus simplement à partir d'un oscillateur suivi d'un diviseur programmable dont on actualise le rapport de division N_n en fonction du signal de correction $v(n)$ résultant du filtrage de $u(n)$. C'est cette technique qui a été retenue car elle ne nécessite aucun circuit supplémentaire du moins pour le DSP considéré.

Le système d'équations qui régit le fonctionnement d'un tel oscillateur est le suivant :

$$T_n = t_n - t_{n-1} = T - v(n-1)$$

T désigne la période nominale, $v(n)$ le signal de correction filtré et T_n la pseudo période que l'on vient actualiser une fois par temps symbole et qui est en l'occurrence directement proportionnelle au diviseur N_n . De ce système d'équations on déduit la relation :

$$t_n = nT + t_0 - \sum_{i=0}^{n-1} v(i) = nT + \hat{t}_n$$

Si on suppose que les instants d'échantillonnage optimaux ont pour expression $t_n = nT + \tau$, alors $\hat{\tau}_n$ constitue l'estimée de la valeur optimale τ . En conséquence l'équation utile de l'oscillateur s'écrit :

$$\hat{\tau}_n = \hat{\tau}_{n-1} - v(n-1)$$

II.2.2 Methode de Farhang Borougeny [3].

Cet algorithme utilise un critère d'optimisation théoriquement proche de l'optimal et qui consiste à chercher la valeur τ qui maximise le module du carré de la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle du canal discret équivalent calculée à la fréquence $1/2T$ soit $G_T(1/2T)$.

Soit $S(t)$ l'enveloppe complexe et considérons le cas d'une erreur $\theta(t)$ nulle, si l'on échantillonne ce signal aux instants $nT + \tau$ il vient :

$$S(nT + \tau) = \sum_k D_k g[\tau + (n-k)T]$$

Par suite la transformée de Fourier de la suite $g(\tau+nT)$ a pour expression $G_T(v)$:

$$G_T(v) = \frac{1}{T} \sum_n G(v - \frac{n}{T}) e^{j2\pi(v - \frac{n}{T})\tau}$$

Si l'on considère des signaux dont l'excès de bande est inférieur à 100% alors la fonction coût qu'il convient de maximiser s'écrit [3]:

$$f(\tau) = \left| G\left(\frac{1}{2T}\right) e^{j\frac{\pi\tau}{T}} + G\left(-\frac{1}{2T}\right) e^{-j\frac{\pi\tau}{T}} \right|^2$$

On peut alors déterminer le calage optimal τ (timing phase) en appliquant l'algorithme du gradient soit :

$$\hat{\tau}_{n+1} = \hat{\tau}_n + \alpha \left. \frac{df(\tau)}{d\tau} \right|_{\tau = \hat{\tau}_n}$$

Ce qui peut encore s'exprimer sous la forme suivante [3]:

$$\hat{\tau}_{n+1} = \hat{\tau}_n + \alpha \text{Re}[u_n v_n^*]$$

Les signaux u_n et v_n résultant du filtrage de $x(n)$ et $x(n-1/2)$ dans un filtre passe bande de fonction de transfert $B(z)$ d'expression :

$$B(z) = \frac{1}{1 + \tau z^{-1}}$$

L'implantation de cet algorithme nécessite donc sensiblement le même nombre d'instructions que le précédent du moins si l'on se contente d'un filtrage passe bande élémentaire. Par ailleurs comme pour l'algorithme précédent il est également recommandé d'utiliser un filtrage du signal d'erreur.

III.3 Egalisation adaptative.

Le rôle de l'égaliseur adaptatif est essentiellement de lutter contre l'interférence intersymbole. Nous avons résolument pris l'option d'un égaliseur de type aveugle c'est à dire sans séquence d'apprentissage, par conséquent durant la période initiale les données décidées sur lesquelles on s'appuie pour déterminer les vecteurs de coefficients $F(n)$ et $G(n)$ sont généralement erronées et c'est précisément la raison pour laquelle nous avons opté pour une technique de récupération de rythme indépendante de celle utilisée pour la récupération de la porteuse. On sait en effet que l'estimation conjointe de l'instant optimal d'échantillonnage, de l'erreur de phase et des vecteurs des coefficients de l'égaliseur peut poser de sérieux problèmes de convergence.

Deux types d'égaliseurs ont été essayés, les égaliseurs linéaires non récursifs et les égaliseurs non linéaires à retour de décision (Decision Feedback Equalizer). En outre nous avons testé les égaliseurs de type synchrone et les égaliseurs fractionnés. On sait en effet qu'un égaliseur de type fractionné est insensible à une erreur de calage de l'instant d'échantillonnage [6].

II.3.1 Egaliseur linéaire non récursif.

Si on appelle $F(n)$ le vecteur des coefficients de l'égaliseur à l'itération de rang n et $X(n)$ le vecteur des données en sortie du filtre numérique (après décimation temporelle adéquate), on peut écrire :

$$F(n) = [f_{-N}(n), \dots, f_0(n), \dots, f_K(n)]^T$$

$$X(n) = [x(n+N), \dots, x(n), \dots, x(n-K)]^T$$

Si l'on se réfère au schéma de la figure III et en supposant un vecteur $G(n)$ identiquement nul on peut alors écrire l'expression du signal $y(n)$ en sortie de l'égaliseur :

$$y(n) = F^T(n) X(n) = \sum_{k=-N}^K f_k(n) x(n-k)$$

et celle de l'erreur quadratique :

$$|c(n)|^2 = \left| F^T(n) X(n) e^{-j\hat{\theta}_n} - \hat{D}_n \right|^2$$

L'utilisation de l'algorithme du gradient stochastique associé au critère de minimisation de l'erreur quadratique permet de déterminer la relation vectorielle liant $F(n+1)$ à $F(n)$.

$$F(n+1) = F(n) - \mu X^*(n) e^{j\hat{\theta}_n} [z(n) - \hat{D}_n]$$

Soit pour chaque coefficient :

$$f_k(n+1) = f_k(n) - \mu x^*(n-k) e^{j\hat{\theta}_n} [z(n) - \hat{D}_n]$$

II.3.2 Egaliseur non linéaire récursif.

Ce type de dispositif encore appelé égaliseur à retour de décision est basé sur l'observation suivante : lorsque l'on décide du symbole de rang n on connaît les symboles précédents on peut donc calculer l'interférence intersymbole qu'ils ont générée, dès lors il suffit de la retrancher c'est précisément la philosophie du dispositif décrit par la figure III.

Dans le cas présent l'erreur quadratique s'écrit :

$$|c(n)|^2 = \left| [F^T(n) X(n) - G^T(n) D(n)] e^{-j\hat{\theta}_n} - \hat{D}_n \right|^2$$

expression dans laquelle $D(n)$ désigne le vecteur des données défini de la manière suivante :

$$D(n) = \left[\hat{D}_{n-1} e^{j\hat{\theta}_{n-1}}, \dots, \hat{D}_{n-K} e^{j\hat{\theta}_{n-K}} \right]^T$$

L'utilisation de l'algorithme du gradient stochastique basé sur le critère de la minimisation de l'erreur quadratique précédemment définie permet de déterminer les expressions des vecteurs $F(n+1)$ et $G(n+1)$ soit :

$$F(n+1) = F(n) - \mu X^*(n) e^{j\hat{\theta}_n} [z(n) - \hat{D}_n]$$

$$G(n+1) = G(n) + \mu D^*(n) e^{j\hat{\theta}_n} [z(n) - \hat{D}_n]$$

II.4 Récupération de la porteuse.

L'opération correspondant à la traditionnelle récupération de porteuse est réalisée en multipliant le signal complexe $y(n)$ issu de l'égaliseur par le terme $\exp(-j\hat{\theta}_n)$.



Le problème consiste en réalité à estimer l'erreur de phase $\theta(n)$ de manière optimale au sens du critère de la minimisation de l'erreur quadratique. L'algorithme d'adaptation choisi est l'algorithme du gradient stochastique décrit par l'équation suivante :

$$\hat{\theta}_{n+1} = \hat{\theta}_n - \frac{\beta}{2} \frac{\partial |e(n)|^2}{\partial \hat{\theta}_n} \quad \text{avec} \quad e(n) = z(n) - \hat{D}_n$$

Soit :

$$\hat{\theta}_{n+1} = \hat{\theta}_n - \beta \operatorname{Im} [z^*(n) \hat{D}_n]$$

Cette équation n'est pas sans rappeler celle qui régit le fonctionnement d'une boucle de Costas du premier ordre. Cependant comme pour tout asservissement il est préférable de filtrer le signal d'erreur de manière à limiter la bande équivalente de bruit et à annuler l'erreur statique de phase associée à un éventuel saut de fréquence et /ou de phase. Le nouveau système d'équations s'écrit alors :

$$\hat{\theta}_{n+1} = \hat{\theta}_n - \beta s(n)$$

$$s(n) = \operatorname{Im} [z^*(n) \hat{D}_n] \otimes f(n)$$

expressions dans lesquelles $s(n)$ désigne le signal d'erreur filtré, $f(n)$ la réponse impulsionnelle du filtre numérique dont la fonction de transfert en z s'écrit :

$$F(z) = \sum_{k=1}^N G_k (1 - z^{-1})^{1-k}$$

N désigne alors l'ordre de l'asservissement (en l'occurrence $N=2$). Le formalisme complexe a été retenu en raison d'une part de la concision de l'écriture et d'autre part du fait de la simplicité de transposition au DSP considéré. L'élaboration des termes sinus et cosinus est effectuée par la lecture d'une table de sinus de 256 points implantée d'origine dans l'espace PROM interne du DSP. Il est possible d'augmenter la précision de ces termes en procédant à une interpolation linéaire, cela nécessite simplement quelques instructions supplémentaires.

Le coefficient β peut être intégré dans les constantes G_1 et G_2 , il a cependant le mérite d'attirer l'attention sur l'éventuelle présence de facteurs d'échelle.

III Résultats.

Le choix du processeur (DSP 56001 Motorola) résulte essentiellement de son architecture fortement parallélisée qui le rend particulièrement bien adaptée à la manipulation de nombres complexes. Il possède en effet deux plans mémoires données X et Y accessibles simultanément (dans l'espace mémoire interne) grâce à la présence de quatre bus de données et de trois bus d'adresses ce qui lui permet dans une opération élémentaire d'effectuer un calcul dans l'unité arithmétique et logique et d'opérer deux transferts de données ou d'actualiser des pointeurs d'adresses. Par ailleurs contrairement aux processeurs existants le format des données est de 24 bits, ce qui accroît sensiblement la précision des calculs.

A titre d'exemple le noyau d'un filtre numérique complexe (égaliseur) ne nécessite que quatre instructions et par conséquent quatre temps cycle par coefficient, c'est le minimum que puisse effectuer un processeur muni d'un seul multiplieur.

En matière de mesures, certains dispositifs ont été essayés en temps réel et d'autres à partir de bandes magnétiques issues d'un enregistreur de type analogique.

Pour ce qui concerne les deux algorithmes de récupération de rythme nous avons trouvé que contrairement aux résultats annoncés dans [3], l'algorithme de Gardner [4] s'avère supérieur au sens où il génère une gigue de phase moindre, tout au moins pour le canal considéré.

Par ailleurs l'oscillateur à commande numérique a pour effet de quantifier l'erreur de calage temporel il faut donc veiller à ce que le rapport de division nominal reste suffisamment grand de manière à ne pas augmenter inconsiderablement la gigue de phase.

En outre si l'on considère une erreur de phase $\theta(t)$ variant lentement au regard de la fréquence $1/T$, alors la récupération du rythme s'avère quasiment indépendante de celle de la porteuse, ce qui constitue un point non négligeable.

Enfin il nous est apparu absolument indispensable de filtrer le signal d'erreur, ceci est effectué dans un filtre numérique de fonction de transfert en z :

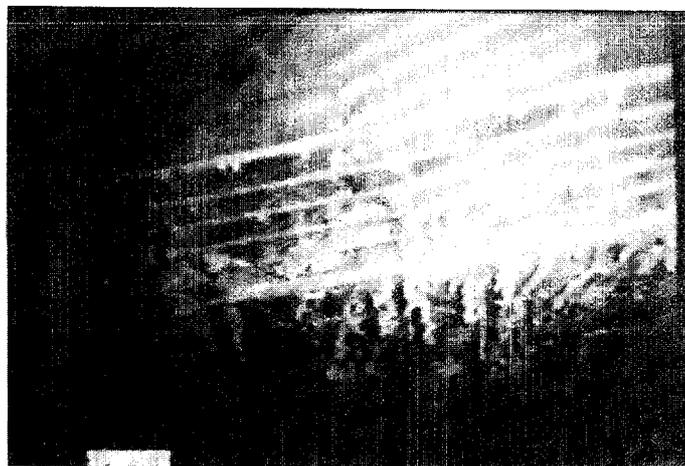
$$F(z) = G_1 + G_2 [1 - z^{-1}]^{-1}$$

En matière de récupération de porteuse il est bien évidemment nécessaire grâce à un choix approprié des constantes du filtre de boucle de pouvoir suivre la variation de la fréquence porteuse liée à l'effet Doppler. De ce point de vue il est clairement apparu que la fidélité de l'enregistreur est un élément prépondérant car bien entendu tout phénomène de pleurage équivaut à une variation de phase supplémentaire que le dispositif est alors contraint de suivre.

Pour ce qui concerne les différents types d'égaliseurs nous les avons comparés en observant les parties réelles et imaginaires du signal $z(n)$ à l'entrée du circuit de décision, il nous était en effet impossible de déterminer le taux d'erreur car les signaux correspondaient à des images et nous ne disposions donc pas de leur connaissance a priori.

Les différents égaliseurs ont affichés des performances assez comparables avec cependant un léger avantage aux dispositifs de type fractionné. Pour les égaliseurs de type non linéaire récursif nous avons choisi un nombre de coefficients limités dans la partie arrière de manière à minimiser le phénomène de propagation d'erreur.

Pour conclure, nous présentons une image de l'épave du Titanic prise lors de la campagne d'exploration d'Aout 1987 (IFREMER).



Références bibliographiques:

- [1] D. D. Falconer "Jointly adaptive equalization and carrier recovery in two dimensional digital communications systems" Bell Syst. Tech. J., vol. 55, pp. 317-334, Mar. 1976
- [2] F. M. Gardner "A BPSK / QPSK Timing-error detector for sampled receivers" IEEE Trans. on Com., vol. COM 34, No 5, pp. 423-429, May 1986.
- [3] B. Farhang-Boroujeny "Near optimum timing recovery for digitally implemented data receivers" IEEE Trans. on Com. vol. 38, No.9, pp. 1333-1336, september 1990.
- [4] S. U. H. Qureshi "Adaptive equalization" Proceedings of the IEEE, vol 73, No.9, pp.1349-1387, September 1985
- [5] W. C. Lindsey, C. M. Chie "A survey of digital phase-locked loops" Proceedings of the IEEE, Vol.69, No.4, pp. 410.431, April 1981
- [6] G. Ungerboeck "Fractional tap spacing equalizer and consequences for clock recovery in data modems" IEEE, Vol. COM.24, No.8, pp. 856.864, April 1981