

TRANSMISSION DE DONNEES NUMERIQUES PAR MULTIPLEX A DIVISION DE FREQUENCE SUR CANAL ACOUSTIQUE SOUS-MARIN

Mostafa ALID

Pierre-Yves COCHET

Groupe Communications Numériques. Département M.S.C
Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne
B.P. 832 - 29285 BREST CEDEX - FRANCE. Tel : 98-00-11-11

RÉSUMÉ

La propagation par trajets multiples, l'interférence entre symboles et l'effet Doppler font du canal acoustique sous-marin, un milieu très hostile à la transmission de données. Le système proposé dans cet article, transmet le train numérique sur plusieurs sous-canaux multiplexés. Le temps symbole de chaque sous-canal se trouve rallongé et on peut y insérer un intervalle de garde temporel.

La transmission se fait sur chaque sous-canal à l'aide d'une modulation d'amplitude par tout ou rien. Le modèle du canal utilisé est rappelé.

La probabilité d'erreur théorique est calculée. Le spectre des signaux transmis et les courbes de taux d'erreur sont données dans différentes configurations conformes à la transmission par faibles fonds.

ABSTRACT

Multipath propagation, intersymbol interference and the Doppler frequency shift are some of the severe conditions under which data transmission can occur over an underwater acoustic channel. The modulation proposed in this paper, splits the data on to many multiplexed sub channels. Each channel transmitting data which longer symbol time, a part of this duration can be used as a guard interval. The transmission along each sub channel is an AM on off. The channel model is exposed. Theoretical error probability and bit error rate under different conditions (shallow water) are given.

I. INTRODUCTION

La propagation par trajets multiples, l'interférence entre symboles et l'effet Doppler font du canal acoustique sous-marin, un milieu très hostile à la transmission de données.

Soient f_{dmax} et τ , respectivement, la fréquence Doppler maximale affectant la porteuse du signal et la différence entre l'instant d'arrivée du dernier trajet et l'instant d'arrivée du premier trajet, appelée aussi dispersion temporel.

Le produit $f_{dmax} \tau$ peut dépasser l'unité, cela signifie que le canal acoustique sous-marin est très sélectif. En effet, dans un canal horizontal de quelques kilomètres τ peut atteindre 0.5 sec, alors que f_{dmax} est fonction des conditions de transmission et peut atteindre des valeurs de quelques dizaines de hertz, même si l'émetteur et le récepteur sont fixes.

La technique utilisée ici pour résoudre ce problème est basée sur l'extension du temps symbole. Une approche, décrite dans [1], consiste à partager l'information sur un grand nombre de sous-canaux multiplexés (Frequency Division Multiplex FDM). La transmission sur chaque sous-canal se fait à bas débit. Ceci permet d'augmenter le temps symbole dans la même proportion que le nombre de sous-canaux. Ainsi on s'affranchit de l'interférence entre symboles due aux trajets retardés.

A la réception, un démodulateur non cohérent [2] associé à une modulation d'amplitude par tout ou rien (AM on off) est bien adapté à notre cas. Il permet de s'affranchir des problèmes de récupération de porteuse.

II. SYSTEME DE TRANSMISSION

Le système permettant de transmettre l'information dans un grand nombre de sous-canaux selon le principe du multiplex à division de fréquence (FDM) est présenté à la figure 1.

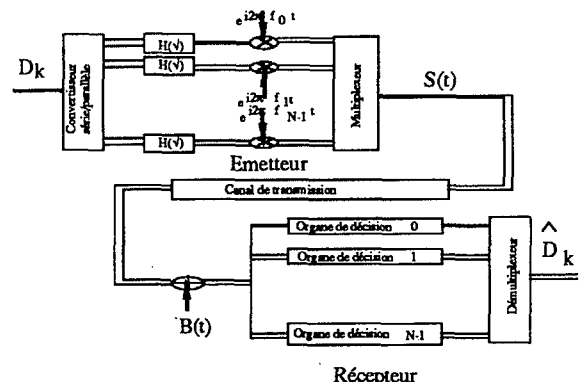


Fig.1 CHAÎNE DE TRANSMISSION

A. Principe général de la FDM

Soit $\{v_k\}$ l'ensemble des fréquences porteuses, telles que :

$$v_k = f_c + \frac{k}{T_u} \quad k = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (1)$$

où T_u représente le temps symbole.

f_c est la fréquence porteuse de référence.

Le signal FDM s'exprime par :



$$S(t) = \begin{cases} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} D_{jk}(t) e^{2i \pi \nu_k (t - jT_u)} & jT_u \leq t < (j+1)T_u \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2)$$

B. Intervalles de garde

1. Intervalle de garde temporel (IGT)

La dispersion temporel τ caractérisant le canal sous-marin, provoque un effet indésirable qui est l'interférence entre symboles (IES).

Une solution à ce problème est approchée [3] en sacrifiant un peu de l'énergie émise, en précédant chaque signal par un IGT qui va absorber l'IES.

$$\text{Posons : } T_s = T_u + \Delta \quad (3)$$

où Δ est la durée de l'intervalle de garde temporel.

T_u est la durée du signal utile.

T_s est la durée totale du temps symbole.

Pour être efficace l'IGT doit avoir une durée supérieur à la durée de la mémoire du canal τ .

Le signal émis dans ces conditions est :

$$S(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{T_s}} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} D_{jk}(t) e^{2i \pi \nu_k (t - jT_s)} & jT_s \leq t < (j+1)T_s \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (4)$$

2. Intervalle de garde fréquentiel (IGF)

Il consiste à séparer deux sous-canaux voisins d'une quantité μ , de telle sorte que sous l'action de l'effet Doppler, ces sous-canaux restent bien distincts.

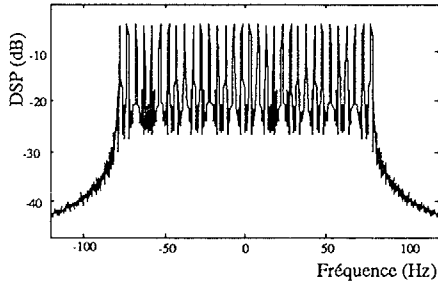


Fig.2 Densité spectrale de puissance d'un signal modulé en amplitude (AM on off)
 $T_u=1$ sec , IGT=0.25sec , IGF=5
 32 porteuses multipléxées

L'IGF nous permet de réduire l'interférence entre sous-canaux, mais au détriment de la bande de fréquence. En effet plus l'effet Doppler est grand, plus la bande de fréquence est consommée. Les fréquences multipléxées sont séparées d'une grandeur μ :

$$\mu = 2f_{d \max} + 2 / T_u \quad (5)$$

où $f_{d \max}$ est la fréquence Doppler maximale

T_u est le temps symbole utile

Par conséquent, les fréquences porteuses seront :

$$f_k = f_c + k \frac{c}{T_u} \quad \text{avec } k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (6)$$

où c est le plus petit entier supérieur à μT_u .

Sous ces conditions, le signal émis sera :

$$S(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{T_s}} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} D_{jk}(t) e^{2i \pi f_k (t - jT_s)} & jT_s \leq t < (j+1)T_s \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (7)$$

La figure 2 représente la DSP dans le cas d'une modulation d'amplitude tout ou rien.

L'expression de la densité spectrale de puissance se trouve dans les ouvrages traitant la modulation numérique, entre autres [5].

C. Filtre d'émission

Un filtre d'émission $\text{He}(\sqrt{\cdot})$ assure la condition de Nyquist au niveau de l'émetteur. Il limite l'énergie pouvant déborder sur les sous-canaux voisins.

III. MODELE DU CANAL DE TRANSMISSION

Le canal acoustique sous-marin présente de nombreuses similitudes avec le canal de la radio communication, c'est pour cela que le modèle considéré ressemble à celui défini dans [3], où le signal émis, à cause des réflexions et réfractions qu'il subit durant sa propagation, se décompose en plusieurs signaux élémentaires retardés, atténués et déphasés de façon aléatoire. Ainsi, le signal reçu sera la somme de M paquets de N_m ondes retardées, atténuées et déphasées. Ce phénomène est connu sous le nom de la propagation par trajets multiples.

A cause de ce type de propagation, le signal reçu est entaché d'un bruit multiplicatif dont le module suit une distribution de Rayleigh [2] [3].

Un effet supplémentaire vient perturber le signal, lorsque le récepteur est en déplacement par rapport à l'émetteur, cet effet est connu sous le nom de l'effet Doppler [3] [2].

Dans le cas d'un canal multitrajets, le signal reçu voit son spectre s'élargir entre $-f_{d \max}$ et $+f_{d \max}$.

$f_{d \max}$ est la fréquence Doppler maximale telle que :

$$f_{d \max} = f_c \frac{V}{C_0} \quad (8)$$

où V est la vitesse relative du récepteur par rapport au milieu.

C_0 est la célérité dans le milieu. Pour l'eau elle est de l'ordre de 1500m/s.

f_c est la fréquence porteuse.

IV. STRUCTURE DU RECEPTEUR

En présence de l'effet Doppler, des trajets multiples et du bruit blanc additif gaussien (BBAG) complexe de densité spectrale de puissance $2N_0$, le signal à l'entrée du récepteur (fig 1) est :

$$X(t) = \sqrt{\frac{1}{T_s}} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} D_k(t - \tau_m) A_{mk}(t) e^{2i \pi f_k t} + B_k(t) \quad \text{pour } 0 \leq t < T_s \quad (9)$$

où $A_{mk}(t)$ est le bruit multiplicatif entachant le sous-canal k .

$B_k(t)$ est le BBAG indépendant affectant le k -ième sous-canal.

Pour faciliter la notation, nous avons pris l'indice de temps j égal à zéro et l'avons omis.

La modulation que nous utiliserons est une modulation d'amplitude tout ou rien où les symboles émis D_k prennent leur valeurs dans l'alphabet 0,1 de manière équiprobable.

A. Justification de l'utilisation de la modulation AM on-off.

La modulation AM on-off revient à émettre de l'énergie ou pas. Le démodulateur non cohérent associé est bâti autour d'un calcul d'énergie dans chaque sous-canal. Ceci permet à la fois de s'affranchir des problèmes de la récupération de la fréquence porteuse, et de diminuer la complexité du récepteur.

B. Récepteur optimal

Le récepteur est constitué d'une batterie de N démodulateurs similaires à celui de la figure 3.

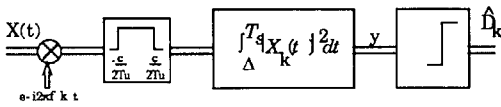


Fig.3 RECEPTEUR OPTIMAL

Examinons la quantité y (fig 3) [2] qui n'est autre que l'énergie reçue dans un sous-canal donné pendant l'intervalle de temps $[\Delta, T_s]$.

d'où :

$$y = \int_{\Delta}^{T_s} |X_k(t)|^2 dt \quad (10)$$

où $X_k(t)$ est le signal reçu à la sortie du k -ième sous-canal.

Comme $X_k(t)$ est une fonction aléatoire gaussienne, son module au carré suit une loi gamma [4].

Et comme l'intégration est une opération linéaire, y suit aussi une loi gamma telle que :

$$f(y) = \frac{1}{b^2} e^{-\frac{y}{b}} \quad y \geq 0 \quad (11)$$

avec :

$$b = E\{y\} = (T_s - \Delta) \left(\frac{1}{T_s} D_k^2 + \sigma_k^2 \right) \quad (12)$$

où σ_k^2 est la variance du bruit affectant le signal du k -ième sous-canal telle que :

$$\sigma_k^2 = 2N_0 \frac{c}{T_u} \quad (13)$$

Lorsque $D_k = 1$

$$f_1(y) = \frac{1}{(T_s - \Delta) \left(\frac{1}{T_s} + \sigma_k^2 \right)} e^{-\frac{y}{(T_s - \Delta) \left(\frac{1}{T_s} + \sigma_k^2 \right)}} \quad (14)$$

Lorsque $D_k = 0$

$$f_0(y) = \frac{1}{(T_s - \Delta) \sigma_k^2} e^{-\frac{y}{(T_s - \Delta) \sigma_k^2}} \quad (15)$$

C. Critère de décision

Le critère de décision utilisé est celui du maximum de vraisemblance :

$$\hat{D}_k = \begin{cases} 1 & \text{if } f_1(y) > f_0(y) \\ 0 & \text{if } f_1(y) < f_0(y) \end{cases} \quad (16)$$

soit encore [2]:

$$\hat{D}_k = \begin{cases} 1 & \text{if } y > (T_s - \Delta) \sigma_k^2 \frac{\left(\frac{1}{T_s} + \sigma_k^2 \right)}{\frac{1}{T_s}} \text{Log} \frac{\left(\frac{1}{T_s} + \sigma_k^2 \right)}{\sigma_k^2} \\ 0 & \text{if } y < (T_s - \Delta) \sigma_k^2 \frac{\left(\frac{1}{T_s} + \sigma_k^2 \right)}{\frac{1}{T_s}} \text{Log} \frac{\left(\frac{1}{T_s} + \sigma_k^2 \right)}{\sigma_k^2} \end{cases} \quad (17)$$

d'où le seuil optimal Q_0 , auquel la quantité y est comparée, a pour expression :

$$Q_0 = (T_s - \Delta) \sigma_k^2 \frac{\left(\frac{1}{T_s} + \sigma_k^2 \right)}{\frac{1}{T_s}} \text{Log} \frac{\left(\frac{1}{T_s} + \sigma_k^2 \right)}{\sigma_k^2} \quad (18)$$

V. LA PROBABILITE D'ERREUR

La probabilité d'erreur est évaluée lorsque la règle de décision utilisée est celle du maximum de vraisemblance. Les symboles D_k prennent leurs valeurs dans l'ensemble $\{0,1\}$ de manière équiprobable.

D'où :

$$Pe = \frac{1}{2} \Pr\{y < Q_0 / D_k = 1\} + \frac{1}{2} \Pr\{y > Q_0 / D_k = 0\} \quad (19)$$

soit :

$$Pe = \frac{1}{2} \int_0^{Q_0} f_1(y) dy + \frac{1}{2} \int_{Q_0}^{+\infty} f_0(y) dy \quad (20)$$

d'où :

$$Pe = \frac{1}{2} \left[1 + e^{-\frac{Q_0}{(T_s - \Delta) \sigma_k^2}} - e^{-\frac{Q_0}{(T_s - \Delta) \left(\frac{1}{T_s} + \sigma_k^2 \right)}} \right] \quad (21)$$

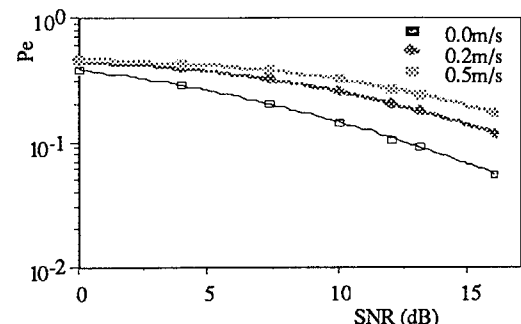


Fig.4 Probabilité d'erreur théorique

La figure 4 montre les probabilités d'erreur théoriques en fonction du rapport signal sur bruit (SNR).



VI. RESULTATS

La simulation de la chaîne de communication proposée a été réalisée pour différentes valeurs de paramètres.

L'utilisation de la diversité (au sens de la duplication de l'information transmise) sur plusieurs trajets, est montrée Fig 5. Les fréquences Doppler utilisées ont été obtenues en considérant l'émetteur et le récepteur fixes dans un canal se mouvant à des vitesses de 0, 0.2 et 0.5 m/s. Ces valeurs correspondent à des courants marins, ou sont liées à la marée.

L'obtention d'un débit "raisonnable" (quelques centaines de bits/sec) se fait au prix de l'émission simultanée d'un grand nombre de fréquences multiplexées. Ce paramètre est testé Fig 6.

Enfin, la longueur de l'intervalle de garde, qui doit "absorber" le retard des trajets induit par le canal sous-marin, est l'objet des simulations traduites Fig 7. En prenant un τ de l'ordre de 0.2 s, l'allongement de l'intervalle de garde temporel se traduit par une baisse du taux d'erreur.

VII. CONCLUSION

L'adaptation de cette modulation, (FDM à plusieurs centaines de fréquences multiplexées), au cas du canal acoustique sous-marin est prometteuse. Elle utilise la diversité intrinsèque du canal, et n'exige pas un démodulateur trop complexe. Les équipements d'extrémités standards (transducteurs sous-marins) peuvent être utilisés. Le débit transmis est de l'ordre de quelques centaines de bits par seconde, ce qui est nettement supérieur au débit numérique actuellement disponible pour des transmissions sous-marines par faibles fonds (moins de 100 m) sur canal horizontal.

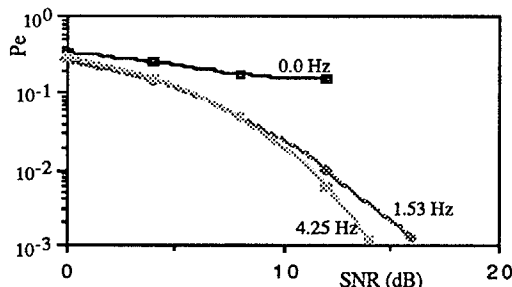


Fig.5 Probabilité d'erreur pour différentes fréquences Doppler

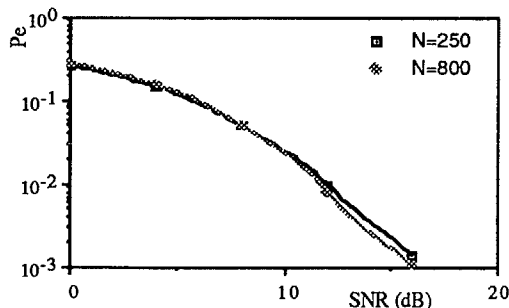


Fig.6 Probabilité d'erreur pour différents nombres de porteuses

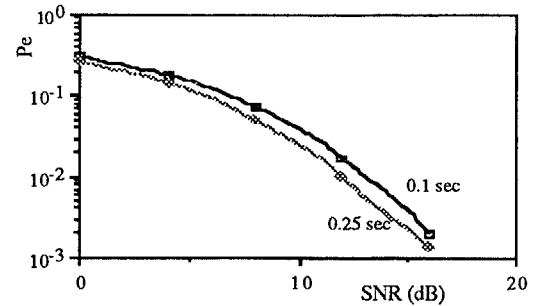


Fig.7 Probabilité d'erreur pour différentes valeurs de IGT

BIBLIOGRAPHIE

- [1] M. Alard, and R. Lassalle, "Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers," EBU Review, N° 224, August 1987, pp. 168-190.
- [2] W. C. Jackes, *Microwave mobile communications*, New York: Wiley, 1974.
- [3] D. Pommier and Wu Yi, "Interleaving or spectrum-spreading in digital radio intended for vehicles," EBU Review, N° 217, June 1987, pp. 128-142.
- [4] J. G. Proakis, *Digital Communications*, New York: McGraw-Hill, 1983.
- [5] J. C. Bic, D. Duponteil, J. C. Imbeaux, *Eléments de communications numériques, volume 1*, Dunod, 1986