

**ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE TRANSMISSION  
DE DONNEES DESTINEES A LA COMMUNICATION  
OMNIDIRECTIONNELLE EN ACOUSTIQUE SOUS-MARINE**

M. YAZDANI - M. AUDRIC - P. LANGLE

Océano Instruments - Z.I. 4 Ave. H. Poincaré 92160 ANTONY

Certaines situations opérationnelles en acoustique sous-marine imposent une transmission d'information sans ou avec peu de filtrage spatial. L'utilisation de transducteurs omnidirectionnels ou même hémisphériques dans ce cas augmente considérablement la probabilité d'erreur et de fausse alarme. Le risque d'erreur est lié non seulement au rapport signal sur bruit mais aussi à l'existence de trajets multiples et de la réverbération du signal acoustique. La manière dont ces phénomènes perturbateurs agissent sur la réception dépend d'une part des paramètres définissant le canal de transmission et d'autre part de la vitesse à laquelle l'information est transmise.

Une grande vitesse de transmission impose nécessairement des signaux large bande qui ont une contrainte non négligeable due à l'absorption de l'énergie haute fréquence par l'eau. L'océan se montre donc très hostile à l'égard de la transmission à débit élevé. De plus les signaux acoustiques dans l'eau sont toujours perturbés par un élargissement temporel et fréquentiel, ce qui limite davantage le débit de transmission. Toutes ces limites ont conduit à des systèmes à très faible débit.

D'autre part, il est pratiquement impossible de modéliser l'océan sauf par un modèle simplifié. L'adaptation d'un système à un tel modèle pré-déterminé n'augmenterait pas pour autant ses performances dans toutes les conditions possibles et imposées par le milieu marin.

Toutes ces observations nous amènent à croire que le meilleur système est celui qui a la possibilité de s'adapter manuellement ou automatiquement au canal de transmission par la réalisation d'un compromis au niveau de la puissance émise et du débit de transmission.

## 1. INTRODUCTION

En acoustique sous-marine, la conception d'un système de transmission est principalement déterminée par les caractéristiques du canal de transmission. Les principaux facteurs

Some practical situations in underwater communication require an omnidirectional system of transmission. The use of omnidirectional and even hemispheric transducers increases the probability of error and false alarm. These are related not only to noise but also to reverberation, Doppler spreading and the effects of multipath. The way these factors affect the reliability of a communication system depends on the transmission channel parameters and data rate. High data rate transmission requires a wide bandwidth which is severely constrained in the ocean because of the absorption of the high frequency energy. Moreover the ocean is a very reverberant environment with both time and frequency spreading of signals; this further limits data transmission rates. The net effect of the bandwidth and reverberation constraints has led to underwater data transmission systems with low data rates. Modeling the ocean as a well-defined transmission channel is impossible in practice and an adapted system to a prescribed simple model does not increase by itself the reliability of the communication. The ocean has proved to be a distressingly difficult and variable medium in which to achieve fixed high data rates.

These observations lead us to believe that the best system is the one in which there exist the possibilities of self-adaptation. This may be achieved by tailoring the transmission power and data rate either automatically or manually. In this paper we present the design and performance description of a microprocessor based adaptable acoustic communication system.

\* \* \*  
impliqués sont l'affaiblissement dû à la dispersion géométrique et l'absorption, le bruit ambiant, la réverbération due aux chemins multiples et à l'effet Doppler. Ils sont en général, fonction de la température, de la salinité, de la profondeur et de tout autre facteur lié d'une manière ou



d'une autre, au lieu géographique, à la saison, au temps, etc. La réalisation d'un effort pour réduire l'effet d'un de ces phénomènes, pourrait à l'inverse, aggraver la situation en augmentant l'effet d'un autre facteur [1], [2]. L'exemple typique, est l'augmentation de la puissance émise qui peut dans certaines situations augmenter le niveau de la réverbération. Il est donc évident qu'un système conçu en fonction d'un modèle de canal de transmission pré-déterminé ne peut pas être optimal dans toutes les conditions possibles [3], [4], [5].

Nous présentons dans cet article un système de transmission de données adaptable au canal de transmission dans des conditions de communication omnidirectionnelle.

**2 . SYSTEME D'EMISSION**

Le système d'émission consiste en une unité d'acquisition et formatage de message, une unité de codage, modulation et amplification de puissance. Le message est présenté sous forme d'une série de 8 bits à l'entrée de l'unité de codage où il est codé en utilisant le code cyclique dont le polynôme générateur est  $X^2+1$  [7]. Le message ainsi codé est composé d'un mot de 10 bits, modulé ensuite en FSK à 4 états, pour donner naissance à 5 impulsions, d'une durée déterminée. L'émission d'un message à 5 impulsions est précédée par la transmission d'une impulsion de même durée mais de fréquence différente de celles des impulsions propres du message. Le signal correspondant à un mot est donc représenté par 6 impulsions différentes dont la première donne la possibilité de lutter contre l'effet Doppler, moyennant un traitement convenable à la réception. Chaque paquet de "n" mots est précédé par un mot supplémentaire qui contient le code de l'émetteur et l'adresse de l'unité susceptible de recevoir le message. Une telle composition du message permet non seulement de combattre l'effet Doppler, mais aussi de sélectionner une communication parmi plusieurs unités. Le message ainsi combiné forme un cycle d'émission, dans lequel les coordonnées temporelles relatives des impulsions d'un mot "di" et celles des mots "Rm" sont programmables. La durée d'émission d'un cycle "Tc" et le nombre "n" sont aussi programmables. La relation entre ces paramètres est telle que,

$$\frac{T_c}{6(n+1)} - \frac{R_m}{6} - d_i = \tau_i \quad (1)$$

où  $\tau_i$  = constante, est la durée d'une impulsion.

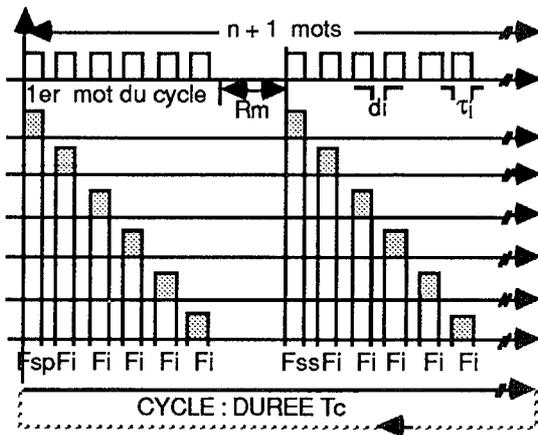


Fig.1. cycle d'émission

La bande totale occupée par l'émission est 4,5 KHz.

- Puissance d'émission

Dans certaines conditions la qualité de la communication est limitée par la réverbération du signal d'émission. Il est donc nécessaire de doter, l'émetteur d'un réglage au niveau de la puissance émise. En effet la puissance nécessaire pour une bonne performance peut-être estimée de la manière suivante [1], [2] :

$$10 \log P_{elec} + \eta_E + ID_E + 170,8 = AF + NB + 10 \log W + (S/B)_R - ID_R \quad (2)$$

où:

- Pelec = puissance électrique (Watts)
- $\eta$  = rendement de l'antenne (dB)
- ID = index de directivité (dB)
- AF = affaiblissement (dB)
- NB = niveau spectral du bruit (dB re  $\mu Pa$ )
- W = bande de réception (Hz)
- $(S/B)_R$  = signal sur bruit nécessaire à la réception (dB)
- E  $\equiv$  Emission
- R  $\equiv$  Réception

**3 . SYSTEME DE RECEPTION**

La réception est principalement constituée : d'un pré-amplificateur, d'un filtre large bande équipé d'un CAG, d'une série de filtres suivie d'un système de traitement numérique et d'un décodeur.

Lorsque la première impulsion du cycle d'émission [Fsp] est reçue, le récepteur commence le traitement des impulsions suivantes, du mot code-adresse. Après avoir reconnu son adresse, l'unité de réception se synchronise sur la première impulsion de chaque mot. Le traitement des impulsions suivantes se poursuit dans des ouvertures temporelles dont les coordonnées sont programmées en fonction du débit de transmission. La largeur des

ouvertures est variable et agit en conséquence sur le temps de traitement. Cela permet de profiter à la réception des élargissements temporels des impulsions. La détection est principalement une évaluation énergétique simultanée des signaux dans des bandes occupées par les impulsions du message. Le signal ayant la plus grande énergie qui dépasse un certain seuil de détection est considéré comme reçu par l'unité de réception.

Au moment de la détection, le CAG conserve l'enveloppe du signal constante et en l'absence du signal il réaligne le bruit à un niveau moyen inférieur au niveau détectable, réduisant ainsi la probabilité de fausses alarmes.

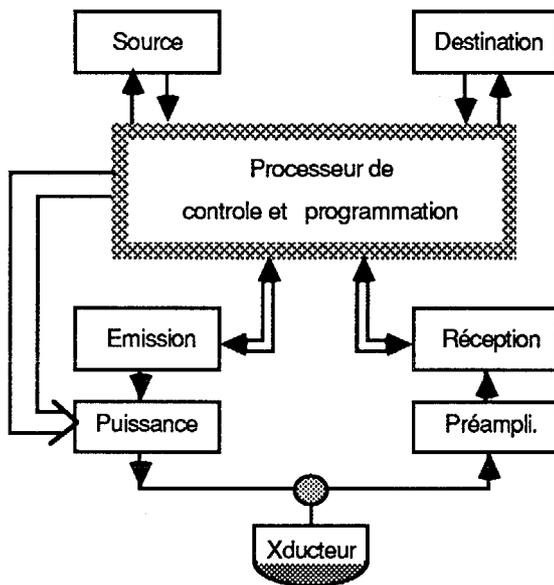


Fig. 2 : Schéma-bloc du système

**4 . ADAPTATION AU MILIEU**

Grâce aux divers paramètres programmables, le système de communication peut s'adapter au milieu. Le processus d'adaptation peut-être manuel ou automatique à l'aide d'une unité intelligente de contrôle et de programmation. L'adaptation manuelle se fait par un réglage de la composition du message, la puissance émise et la fenêtre de traitement. L'unité, éventuellement inaccessible, peut être programmée par voie acoustique sur une vitesse de transmission lente réservée à cet effet.

Le système peut procéder à une adaptation automatique au canal de transmission en émettant un message de test qui est détecté puis ré-émis par l'unité destinatrice. La première unité détecte à son tour ce message ré-émis et le compare avec le message original. Le système continue ou termine le cycle d'adaptation en fonction des résultats de comparaison.

**5 . PERFORMANCES**

Dans les calculs de probabilité d'erreur le bruit est considéré comme additif, blanc et Gaussien. De cette manière les densités de probabilité de l'enveloppe des signaux reçus suivent une loi Rayleigh en l'absence d'émission et une loi Ricianne en présence de signal émis [7].

Nous avons:

$$f_n(r) = \frac{r}{N} \text{Exp}(-r^2/2N) , \quad r \geq 0 \text{ bruit seul} \quad (3)$$

$$f_s(r) = \frac{r}{N} \text{Exp}(-r^2/2N) \cdot \text{Exp}(-A^2/2N) \cdot I_0(rA/N) , \quad r \geq 0 \text{ bruit + signal utile} \quad (4)$$

où :

$r$  est l'enveloppe du signal reçu.

$N = \sigma^2$  est la puissance moyenne du bruit à la sortie du filtre à bande étroite.

$A$  est l'enveloppe du signal (sans bruit).

$I_0$  est la fonction de Bessel modifiée d'ordre zéro.

Les probabilités de détection et de manque d'une impulsion se calculent par les expressions suivantes [6].

$$PD1 = \int_T^\infty f_s(r) \cdot [1 - \text{Exp}(-r^2/2N)]^3 dr \quad (5)$$

$$PM1 = [1 - \text{Exp}(-T^2/2N)]^3 \int_0^T f_s(r) dr \quad (6)$$

dans lesquelles  $T$  est le seuil de détection .

La probabilité d'erreur s'exprime de la manière suivante en fonction de PD1 et PM1.

$$PE1 = 1 - (PD1 + PM1) \quad (7)$$

A partir de cette relation, on peut calculer la probabilité d'erreur du mot non redondant, constitué d'une impulsion de début suivie de 4 impulsions principales.

$$PE4 = P(S > T) \cdot P(\text{au moins une erreur sur les 4 impulsions}) \\ = P(S > T) \cdot [1 - (1 - PE1)^4] \quad (8)$$

où  $P(S > T) = \int_T^\infty f_s(r) dr$  est la probabilité de détection de l'impulsion de début du mot.



De la même façon la probabilité d'erreur d'un mot redondant (mot non-redondant + l'impulsion due au codage cyclique) s'écrit :

$$PE5 = P(S>T) [1 - (1 - PE1)^5] \quad (9)$$

Notons que cette expression ne tient pas compte de l'effet diminutif du codage sur la probabilité d'erreur. Tenant compte de cet effet, la probabilité d'erreur d'un mot codé est :

$$PEc \approx 0,2PE5^2 \quad (10)$$

La figure 3 présente la probabilité d'erreur sur un mot en fonction du rapport S/B pour un seuil de détection donné. Le résultat des mesures en laboratoire est présenté dans le même tableau. Les mesures ont été faites dans des conditions de communication omnidirectionnelle. Le système était adapté au canal de transmission constitué par un réservoir de dimensions limitées. La présence des échos multiples et les diverses hypothèses simplifiant le calcul de la probabilité expliquent la différence entre les prévisions théoriques et les mesures effectuées.

S/B (dB)	PE4		PEc	
	calcul	mesure	calcul	mesure
13	3 E-2	1 E-2	2,9 E-4	3,1 E-5
14	9 E-3	5 E-3	2,7 E-5	7,8 E-6
15	1,9 E-3	2,5 E-3	1,2 E-6	1,9 E-6
16	2,6 E-4	9,5 E-4	2,2 E-8	2,8 E-7
17	2 E-5	5 E-4	1,3 E-10	7,8 E-8
18	8 E-7	2 E-4	2 E-13	1,2 E-8
19	1,4 E-8	5 E-5	5,7 E-17	7,8 E-10
20	6 E-10	9 E-6	1,3 E-19	2,5 E-11

Fig. 3. Probabilité d'erreur

## 6 . CONCLUSIONS

L'originalité du système présenté réside dans la possibilité d'adaptation au canal de transmission en considérant des effets perturbateurs. Le problème de la localisation du récepteur, propre aux systèmes utilisant un filtrage spatial, est résolu grâce à l'utilisation de transducteurs omnidirectionnels. La composition du message dans le système permet de combattre l'effet Doppler sans avoir à utiliser de signaux spécifiques à grand produit bande-durée. De ce fait et grâce à la technologie employée, le système a une faible consommation d'énergie. Cependant dans des situations où la consommation n'est pas une

contrainte, l'emploi des signaux à grand produit BT associé à la technique d'adaptation au canal de transmission améliore sans aucun doute la performance.

## REFERENCES:

- [1] R.J.URICK, " Principles of underwater sounds " copyright C, McGraw-Hill, Inc.1977.
- [2] A.V.OPPENHEIM, "Applications of digital signal processing" copyright C, Prentice-Hall, Inc. 1978
- [3] D.R.HUMMELS, " The capacity on a model for the underwater acoustic channel", IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics, Vol. SU-19, n° 3, July 1972.
- [4] R.A. ABOTTEEN, "Probability of error of a binary infinite impulse train signal over a random parallel channel", IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics, Vol. SU-25, n° 2, March 1978.
- [5] R.S. ANDREWS, L.F. TURNER, " Amplitude fluctuation of underwater signals and its effect on the bit error probability of underwater data transmission systems", Proc. IEE, Vol. 124, n°2, Feb. 1977.
- [6] M. YAZDANI, "Transmission de données en Acoustique sous-marine", Thèse de Doc. Ing., Univ. Paris XI, Mars 1984.
- [7] M. SCHWARTZ, " Information transmission, modulation and noise", copyright C, McGraw-Hill, Inc. 1980