



TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

Nice 1^{er} au 5 juin 1971

LIAISONS SOUS-MARINES A 300 BAUDS EN PRESENCE DE
TRAJETS MULTIPLES. *

Jean-Louis VERNET et Georges BIENVENU

THOMSON - C.S.F. Division ASM. 06 Cagnes/Mer.

RESUME

L'existence de trajets multiples limite fortement le débit des communications sous-marines. On présente un procédé de codage temporel, qui permet de transmettre 300 bits d'information par seconde entre deux correspondants distants de 1 km à 10 km, l'un à grande profondeur, et l'autre au voisinage de la surface. Les performances ont été mesurées en laboratoire, en simulant les conditions réelles de réception.

SUMMARY

The existence of multipath largely reduces underwater transmission capacity. A time coding system is described which allows 300 bauds transmissions between two correspondents 1 to 10 km apart, the first one deeply immersed, the second one near the surface. The performance has been laboratory tested by simulating the actual receiving conditions.

* Etude financée par la Direction des Recherches et Moyens d'Essais - Paris France.



LIAISONS SOUS-MARINES A 300 BAUDS EN PRESENCE DE TRAJETS MULTIPLES

Jean-Louis VERNET et Georges BIENVENU

1.-INTRODUCTION

La transmission d'informations sous la mer au moyen d'ondes acoustiques, se heurte à un problème particulier : il existe souvent, entre les deux correspondants, un très grand nombre de trajets possibles, qui proviennent des multiples réflexions des rayons sur le fond et la surface. Dans ces conditions l'information arrive répétée plusieurs fois, avec des retards très variables, ce qui brouille considérablement la réception. Ce phénomène constitue le principal obstacle à l'obtention d'un taux de transmission élevé [1] .

Cet exposé présente l'étude d'un système de codage capable d'assurer un taux de transmission de 300 bits par seconde, dans les conditions suivantes : l'émetteur est fortement immergé (1000 à 3000 mètres), le récepteur est situé près de la surface (quelques dizaines de mètres) et leur distance peut varier de 1 km à 10 km. Les performances obtenues en laboratoire grâce à une simulation du canal de transmission, sont aussi présentées.

2.-CARACTERISTIQUES DU CANAL DE TRANSMISSION

Les caractéristiques théoriques des trajets multiples dans le contexte fixé précédemment, ont été calculées au centre de calcul de la Division ASM de THOMSON-C.S.F. à Cagnes-sur-Mer [2] . Le trajet principal (c'est-à-dire le moins affecté par



LIAISONS SOUS-MARINES A 300 BAUDS EN PRESENCE DE TRAJETS MULTIPLES

la propagation) est le trajet direct. Il est choisi comme support de l'information. Les caractéristiques principales sont les suivantes :

- les angles d'émission et de réception :

l'angle d'émission site du trajet direct varie de $- 2^\circ$ à $+ 75^\circ$ (en comptant positivement les angles au-dessus de l'horizontale), et celui de réception de $- 3^\circ$ à $- 75^\circ$. En disposant d'antennes d'émission et de réception dont les diagrammes coïncident respectivement avec ces secteurs, la plupart des autres trajets sont éliminés. Dans ce qui suit, seuls les trajets qui ne sont pas ou peu ainsi éliminés, sont pris en considération.

L'atténuation : compte tenu du filtrage spatial, les seuls trajets dont l'amplitude soit comparable à celle du direct : D, sont celui réfléchi sur la surface puis sur le fond : SF, et celui réfléchi sur la surface S, lorsque l'émetteur et le récepteur sont éloignés. En effet, à faible distance, S arrive nettement au-dessus de l'horizontale, et peut donc être atténué par l'antenne de réception. Par contre, à grande distance, il est rasant : il peut n'être séparé du trajet direct que par un angle de 6° . Le filtrage spatial est alors beaucoup moins efficace. L'amplitude de S peut être voisine de celle de D (notamment à grande distance). Celle de SF lui est inférieure de 8 dB à 30 dB.



LIAISONS SOUS-MARINES A 300 BAUDS EN PRESENCE DE TRAJETS MULTIPLES

- Les différences de temps de parcours : elles varient de 1 ms à 90 ms entre D et S, et de 0,7 s à 6,5 s entre D et SF. Ces valeurs très élevées, distinguent nettement les trajets multiples qui existent en acoustique sous-marine, de ceux qui existent en liaisons hertziennes (on se trouve dans le cas appelé "intersymbol interference" dans la littérature anglo-saxonne).
- Les différences de Döppler : pour un coefficient de 1,6 %, et à la fréquence de 15 KHz elles varient de 2 à 3 Hz entre D et S, et de 20 Hz à 80 Hz entre D et SF.

Il résulte de ces caractéristiques, que seuls les trajets S et SF brouillent la réception, les autres trajets étant, soit trop faibles, soit éliminés par le filtrage spatial. Le trajet S est cependant légèrement décorrélé par rapport au trajet D, à cause du Döppler et de sa réflexion sur la surface qui est plus ou moins agitée. Le trajet SF est plus décorrélé.

D'autre part, à cause de la présence d'inhomogénéités variables dans le milieu marin, les signaux sont soumis à des fluctuations d'amplitude et des distorsions temporelles. Cependant, la période moyenne et la bande passante cohérente correspondantes, sont suffisamment grandes pour permettre l'emploi de signaux à BT élevé.



LIAISONS SOUS-MARINES A 300 BAUDS EN PRESENCE DE TRAJETS MULTIPLES

3.- PRINCIPE DU CODAGE

La position adoptée pour extraire l'information du signal reçu, est la suivante : les trajets autres que le trajet direct, sont considérés comme des signaux parasites. On ne tient pas compte de l'information qu'ils contiennent : elle est éliminée le plus possible pour ne garder que celle du trajet direct. Cela justifie le filtrage spatial introduit précédemment. Il faut cependant remarquer que le rapport énergétique entre le signal constitué par le trajet direct, et le "bruit" constitué par les trajets parasites, est indépendant du niveau d'émission. Seul le codage pourra augmenter la discrimination entre eux.

3.1. Schéma de la chaîne de transmission

Le schéma de principe de la chaîne de transmission est présenté sur la figure 1.

L'information est supposée fournie sous forme de digits 0 ou 1 de même durée. Le codeur fait correspondre à k digits d'information, un signal appelé code, représentatif de ces k digits, et de même longueur. Comme il existe 2^k configurations possibles pour ces tranches de k digits, on dispose d'un dictionnaire de $M = 2^k$ codes, tous de même durée. Ensuite, les codes sont transposés autour d'une fréquence adéquate pour permettre une bonne transmission dans la mer.



LIAISONS SOUS-MARINES A 300 BAUDS EN PRESENCE DE TRAJETS MULTIPLES

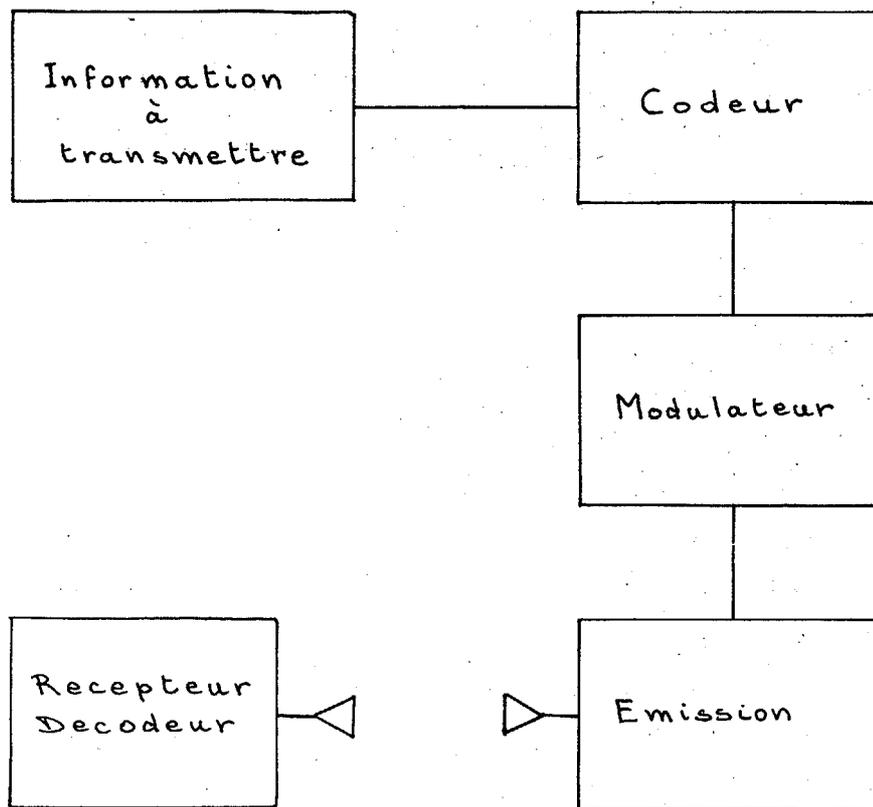


Figure 1

Des considérations sur l'absorption sélective dans l'eau et la réalisation des transducteurs d'émission, ont amené à choisir une fréquence centrale de 15 KHz, et une bande passante maximum de 5 KHz.

Le récepteur doit reconstituer l'information de départ, Pour cela, il doit reconnaître les codes à mesure qu'ils arrivent. Il doit donc être tout d'abord capable de déterminer l'instant d'arri.



LIAISONS SOUS-MARINES A 300 BAUDS EN PRESENCE DE TRAJETS MULTIPLES

vée de ces codes. Il peut ensuite, en mettant en mémoire à partir de cet instant une durée de signal égale à celle d'un code, décider quel est le code reçu parmi les M possibles. D'autre part, les correspondants étant en mouvement l'un par rapport à l'autre, il doit tenir compte de l'effet Döppler qui fait varier la durée des codes. Il doit donc être pourvu d'un système de synchronisation. Si l'information est émise de façon continue, il peut se produire un décrochage de cette dernière. Il semble donc plus sûr d'émettre sous forme de tranches séparées par des intervalles de temps suffisamment longs, pour que le dernier signal gênant, c'est-à-dire SF, soit terminé lorsque la tranche suivante commence. Le temps de retard maximum entre D et SF étant de 6,5 s, les tranches sont séparées de 7 secondes. De cette façon, le récepteur peut être resynchronisé dans de bonnes conditions avec une séquence spéciale au début de chaque tranche. Si T_e est la durée de ces dernières, en secondes, le taux de transmission est réduit dans le rapport :

$$T_e / (T_e + 7)$$

3.2. Choix du type de codage

On peut a priori, envisager deux systèmes de codage, c'est-à-dire deux systèmes pour la construction des M codes : un codage en fréquence, ou un codage temporel.

Le codage en fréquence consiste à faire correspondre à k digits d'information, respectivement k signaux à fréquence pure, et de même durée, égale à k fois celle d'un digit. Chacun d'eux est



LIAISONS SOUS-MARINES A 300 BAUDS EN PRESENCE DE TRAJETS MULTIPLES

affecté du coefficient 0 ou 1, suivant la valeur du digit correspondant. Donc à une tranche de k digits correspond un code qui est le signal formé par la superposition de ceux parmi ces k signaux à fréquence pure, qui correspondent à un digit égal à 1. Cela revient à former k canaux en divisant la bande utilisable en k sous-bandes et à affecter chacun d'eux à la transmission d'un des k digits ; le signal à fréquence pure correspondant est émis ou non, suivant la valeur du digit. Si T est la durée de chaque signal, les canaux sont séparés en fréquence de $\frac{2}{T}$, de façon à pouvoir les distinguer nettement. Si B est la bande utilisable, on dispose ainsi de $\frac{BT}{2}$ canaux. Mais les trajets multiples et l'effet Döppler limitent le nombre de canaux distincts. Pour éviter des interférences destructives par la superposition des trajets S et SF avec le trajet D, il faut attribuer au moins deux canaux à chaque digit. Une émission séquentielle avec un intervalle de 7 secondes (temps qui correspond au plus grand retard de SF), est nécessaire pour empêcher la superposition temporelle de deux groupes différents de k digits.

En outre, comme il peut exister entre les trajets D et SF, une différence de Döppler de 20 Hz, il ne faut pas que les signaux qui correspondent à ces deux trajets, se recouvrent. Cela restreint la durée T des signaux à fréquence pure à l'écart minimum qui existe entre les trajets D et SF, soit 0,7 secondes. Dans ces conditions, le taux de transmission est égal à :

$$C = \frac{5000 \times 0,7}{4 \times 7,7} \approx 114 \text{ bauds.}$$



LIAISONS SOUS-MARINES A 300 BAUDS EN PRESENCE DE TRAJETS MULTIPLES

A la réception, le décodage se fait en traitant séparément chacun des signaux.

Le codage temporel consiste à prendre pour les codes, des signaux dont la largeur de bande est égale à celle de la bande utilisable. A la réception le décodage s'effectuera directement sur ces signaux c'est-à-dire dans toute la bande à la fois. On verra que ce type de codage conduit à un taux de transmission supérieur au précédent.

C'est donc un codage temporel qui est choisi.



LIAISONS SOUS-MARINES A 300 BAUDS EN PRESENCE DE TRAJETS MULTIPLES

4. - DETERMINATION DES CODES ET DU TRAITEMENT

Pour que la puissance émise soit indépendante du code choisi, on impose aux codes d'être constitués de signaux digitaux à deux niveaux + 1 et - 1, chaque bit, ayant la même durée.

4.1. Protection contre le bruit et les trajets multiples

Dans ce qui suit, on va supposer que l'instant d'arrivée des codes portés par le trajet direct est connu.

Chaque code $C_i(t)$ de durée T et de bande B , peut être représenté par $2BT$ échantillons.

$$C_i(1), \dots, C_i(k), \dots C_i(2BT)$$

Si le signal reçu $y(t)$ est filtré dans la bande B , il peut aussi être représenté par $2BT$ échantillons, si l'on en prend une tranche de durée T . Ce signal $y(t)$ se compose d'un code $C_i(t)$ inconnu provenant du trajet direct, de bruit ambiant $n(t)$ et d'un signal parasite $p(t)$ constitué par la somme des signaux des trajets multiples pendant l'intervalle de temps T considéré :

$$y(t) = C_i(t) + n(t) + p(t).$$

Le récepteur doit décider quel est le



LIAISONS SOUS-MARINES A 300 BAUDS EN PRESENCE DE
TRAJETS MULTIPLES

code $C_i(t)$ présent dans $y(t)$, $p(t)$ étant considéré comme un bruit au même titre que $n(t)$. La statistique du "bruit" $p(t)$ étant inconnue et variable, le critère choisi est un critère de distance au sens des moindres carrés : on dira que le code reçu est la code $C_i(t)$ si :

$$\int_0^T |y(t) - C_i(t)|^2 dt < \int_0^T |y(t) - C_j(t)|^2 dt$$

quel que soit $j \neq i$ variant de 1 à M (en prenant l'instant d'arrivée, supposé connu, du code comme origine des temps). Soit :

$$\int_0^T y(t)C_i(t)dt - \frac{1}{2} \int_0^T C_i^2(t)dt > \int_0^T y(t)C_j(t)dt - \frac{1}{2} \int_0^T C_j^2(t)dt$$

En fait, l'amplitude du code reçu $C_i(t)$ est inconnue, et on la compare avec une copie : $C'_i(t) = a C_i(t)$. On effectue donc le test :

$$\int_0^T |y(t) - a C_i(t)|^2 dt < \int_0^T |y(t) - a C_j(t)|^2 dt$$

Soit :

$$\int_0^T y(t)C_i(t)dt - \frac{a}{2} \int_0^T C_i^2(t)dt > \int_0^T y(t)C_j(t)dt - \frac{a}{2} \int_0^T C_j^2(t)dt$$

Donc, si tous les codes du dictionnaire ont la même énergie $\int_0^T C_i^2(t)dt = E$ quel que soit i , l'amplitude effective du signal reçu ne change pas



LIAISONS SOUS-MARINES A 300 BAUDS EN PRESENCE DE
TRAJETS MULTIPLES

le résultat du test. Dans ces conditions, le test devient :

$$\int_0^T y(t)C_i(t)dt > \int_0^T y(t)C_j(t)dt \quad \forall j \neq i \in [1, M]$$

Le récepteur optimum calcule donc les M corrélations : $\rho_j = \int_0^T y(t)C_j(t)dt$, et décide que le code reçu est celui qui correspond à la corrélation la plus grande.

Si l'on revient aux signaux échantillonnés ils peuvent être représentés par des vecteurs dans un espace à $2BT$ dimensions. Le signal reçu est représenté par le vecteur Y , le code par C_i , le bruit par N et les signaux parasites dus aux trajets multiples par P (figure 2).

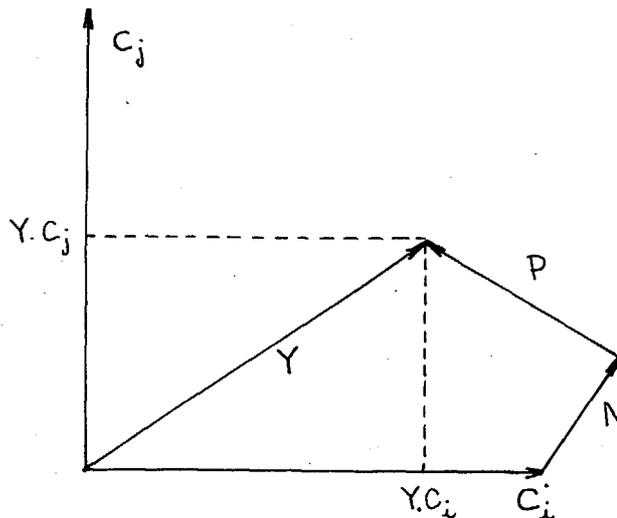


Figure 2



LIAISONS SOUS-MARINES A 300 BAUDS EN PRESENCE DE TRAJETS MULTIPLES

Le test s'écrit avec les signaux échantillonnés :

$$\sum_{k=1}^{2BT} y(k) C_i(k) > \sum_{k=1}^{2BT} y(k) C_j(k)$$

soit avec les vecteurs :

$$Y \cdot C_i > Y \cdot C_j$$

Donc le récepteur optimum projette le vecteur reçu sur chacun des M vecteurs copies représentatifs des codes. Le code estimé reçu est celui qui donne la projection la plus grande.

Les codes sont émis dans l'eau après avoir été transposés autour d'une fréquence porteuse. Or, étant donné les caractéristiques fluctuantes du canal de transmission, il est pratiquement impossible de garder en permanence l'information relative à la phase de cette dernière. Donc, un code et son opposé sont confondus par le récepteur. Dans ces conditions du point de vue protection vis-à-vis du brouillage, les codes optimaux sont orthogonaux : ils donnent le taux d'erreur minimum. Ils sont donc tels que :

$$\int_0^T C_i(t) C_j(t) dt = \delta_{ij} E.$$

Dans le cas où il n'y a que des trajets multiples pour brouiller la réception, on voit qu'il n'y aura pas d'erreur si le module de P est inférieur de 3 dB à celui de C_i . S'il y a du bruit, son énergie se



LIAISONS SOUS-MARINES A 300 BAUDS EN PRESENCE DE TRAJETS MULTIPLES

rajoute à celle de P, et le nombre d'erreurs croît. La condition : $\|P\| \ll \frac{1}{\sqrt{2}} \|C_i\|$ est nécessaire pour avoir une bonne protection contre les trajets multiples. Elle devra être réalisée par le filtrage spatial de l'antenne de réception. La valeur : $\|P\| = \frac{\|C_i\|}{\sqrt{2}}$ constitue un seuil à partir duquel le taux d'erreur croîtra très rapidement. On peut remarquer que s'il n'y avait pas de trajets multiples, c'est-à-dire vis-à-vis du bruit seul, et si ce dernier est blanc et gaussien, le traitement choisi à la réception est optimum, au sens du critère du maximum de vraisemblance.

4.2. Schéma de principe du traitement

Le schéma de principe du traitement est indiqué sur la figure 3.

Le signal reçu est corrélé avec chacune des copies des M codes sur la durée d'un code : cette durée et l'instant d'arrivée des codes sont donnés par un système de synchronisation dont le fonctionnement sera vu au paragraphe 5 (la durée des codes dépend du Döppler). A la fin du calcul de corrélation, un comparateur indique la voie qui donne le plus grand résultat en valeur absolue, puisqu'un code est confondu avec son opposé. Le décodeur donne en fonction de cette voie, les k digits d'information correspondants.



LIAISONS SOUS-MARINES A 300 BAUDS EN PRESENCE DE
TRAJETS MULTIPLES

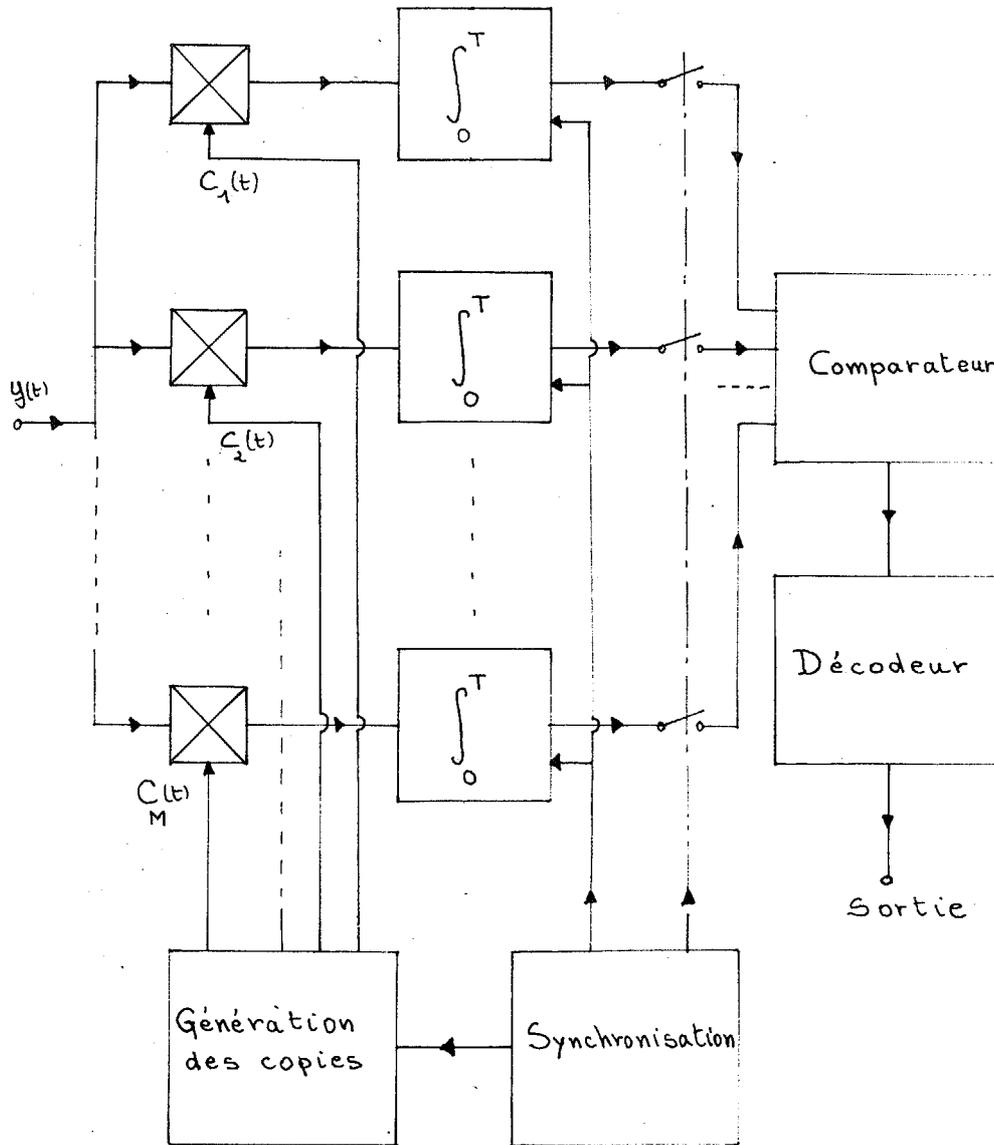


Schéma de principe du récepteur.

Figure 3



**LIAISONS SOUS-MARINES A 300 BAUDS EN PRESENCE DE
TRAJETS MULTIPLES**

4.3. Choix de la modulation

Pour pouvoir émettre les codes dans l'eau, ils modulent une fréquence porteuse f_0 dont la valeur est 15 KHz. La durée τ des bits est choisie de façon à ce que la largeur des spectres des codes soit de l'ordre de 5 KHz, et de façon à obtenir une modulation du type PSK : τ est un multiple de $\frac{1}{f_0}$, et les transitions entre les bits se font à un passage à zéro de la porteuse. La densité spectrale moyenne de tels signaux est égale à [3] :

$$G(f) = \left[\delta(f-f_0) + \delta(f+f_0) \right] * \sin^2 \left[\frac{\pi\tau}{2} \left(\frac{\sin \pi\tau f}{\pi\tau f} \right)^2 \right]$$

elle est portée sur la figure 4 :

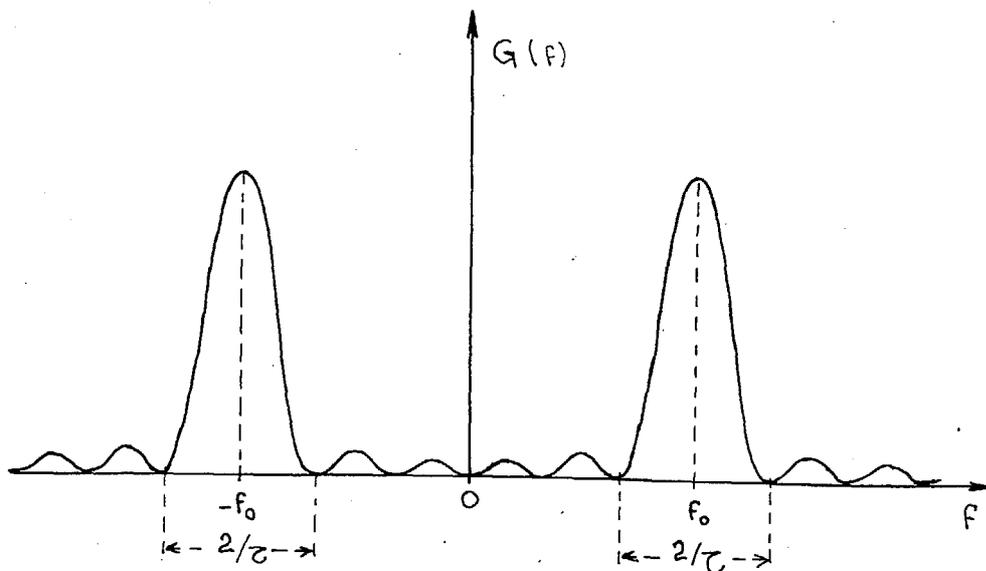


Figure 4

LIAISONS SOUS-MARINES A 300 BAUDS EN PRESENCE DE TRAJETS MULTIPLES

Quatre vingt dix pour cent de la puissance est contenue dans la bande : $2/\tau$. En prenant $2/\tau = 5$ KHz, on réalise la condition : $\tau = 6/f_0$. On prend donc τ égal à : $\tau = \frac{2}{5 \cdot 10^{-3}} = 0,4$ ms.

4.4. Taux de transmission

Avec des codes orthogonaux et sans trajets multiples, le taux d'erreur est voisin de 10^{-5} , avec un rapport signal à bruit égal à l'unité [4]. Il est considérablement accru par les trajets multiples, mais d'autant moins que le rapport signal à bruit est plus grand. On a donc intérêt à augmenter le nombre de bits n des codes. Cependant, parallèlement, la capacité diminue. En effet, il n'existe que n codes orthogonaux à n bits. Donc, puisque l'on veut une famille de M codes, ils ont au moins $M = 2^k$ bits. Chacun d'eux étant représentatif de k bits d'information, le taux de transmission réel est $\frac{k}{2^k}$ fois le taux maximum possible. k est pris égal à 4, les codes sont donc au nombre de 16 et comportent 16 bits. Ce chiffre réduit par 4 le taux de transmission, mais assure la possibilité d'une auto-synchronisation (pour déterminer l'instant d'arrivée) comme on le verra ci-après.

Si l'on veut éviter le recouvrement à la réception des signaux D et SF, la durée d'émission est réduite à 0,7 secondes, et le taux de transmission est trop faible. Il faut donc admettre un recouvrement de ces deux trajets, ce qui n'augmentera que légèrement le nombre d'erreurs à cause de la plus faible amplitude (-8 dB au minimum) et de la



LIAISONS SOUS-MARINES A 300 BAUDS EN PRESENCE DE
TRAJETS MULTIPLES

décorrélation de SF. La durée d'émission est choisie égale à 7 secondes. Une valeur plus élevée n'augmente pas beaucoup la capacité et favorise une éventuelle désynchronisation. Dans ces conditions, le taux de transmission vaut :

$$C = \frac{7}{0,4 \cdot 10^{-3}} \times \frac{4}{2^4} \times \frac{1}{14} \approx 312 \text{ bauds.}$$

On peut remarquer que ce codage est très redondant, puisque pour quatre bits d'information, on a 12 bits de redondance : ces derniers servent à "éloigner" les codes les uns des autres pour les rendre orthogonaux.

4.5. Détermination des codes

Il existe plusieurs familles de codes orthogonaux à 16 bits. Elles sont évidemment toutes, du point de vue de l'orthogonalité, équivalentes. Si on appelle $\rho_{ij}(\tau)$ la fonction de corrélation de $C_i(t)$ et $C_j(t)$:

$$\rho_{ij}(\tau) = \int_0^T C_i(t) C_j(t+\tau) dt ,$$

on a :

$$\rho_{ij}(0) = \delta_{ij} E.$$

Mais si les fonctions de corrélation pour des valeurs de τ différentes de 0, comprises entre $-\frac{T}{2}$ et $+\frac{T}{2}$, présentent des valeurs suffisamment faibles devant celles de la pointe d'autocorrélation



LIAISONS SOUS-MARINES A 300 BAUDS EN PRESENCE DE TRAJETS MULTIPLES

le repérage de cette dernière est possible et donne l'instant d'arrivée des codes. Il faut noter qu'il s'agit ici de fonctions de corrélation dites "cycliques". En effet, le récepteur reçoit les codes les uns après les autres sans intervalles entre eux. Donc si l'on décale la copie de τ par rapport au code reçu, pendant la durée τ , elle va être corrélée avec le code qui suit (ou qui précède suivant le signe de τ) le code reçu pour $\tau = 0$. La famille de codes est donc choisie pour que la corrélation d'un code donné avec n'importe quelle séquence de 16 bits, prise dans toutes les juxtapositions possibles de tous les codes du dictionnaire, soit la plus faible possible (et bien sûr nulle si la séquence coïncide avec un code différent de celui considéré).

On démontre [4] qu'il existe une famille optimale de ce point de vue. Le rapport entre la pointe d'autocorrélation et n'importe quelle autre corrélation est supérieur ou égal à $\frac{4}{3}$, ce qui est suffisant pour permettre l'élaboration de la synchronisation de codes.



LIAISONS SOUS-MARINES A 300 BAUDS EN PRESENCE DE TRAJETS MULTIPLES

5.-LA SYNCHRONISATION

La synchronisation comporte deux fonctions

- l'estimation du Döppler
- l'estimation de l'instant d'arrivée des codes.

5.1.Effet Döppler

L'effet Döppler a pour conséquence de changer l'échelle des temps : la durée des codes est multipliée par un coefficient η , supérieur ou inférieur à 1 suivant le sens du Döppler. Si l'on prend par exemple comme référence de temps la durée d'un code T , en réception elle est égale à ηT . Il faut donc mesurer la valeur de ce coefficient η et fournir au récepteur une référence de temps qui est proportionnelle à celle de l'émetteur dans le rapport η . Cette dernière opération est aisée si le récepteur est un calculateur digital : il suffit de faire varier l'horloge mère.

Pour estimer η , l'émetteur fournit un signal de référence à fréquence pure f_r synchrone de la fréquence porteuse et donc des codes. A la réception, une boucle phase-lock estime la fréquence de cette référence : $f_r + f_d$, estimation qui sert à piloter l'horloge mère. Sa valeur a été choisie égale à 12,5 KHz. Elle coïncide avec un zéro du spectre moyen des codes ce qui facilite, en réception, sa séparation de ces derniers par un filtrage qui doit être



LIAISONS SOUS-MARINES A 300 BAUDS EN PRESENCE DE TRAJETS MULTIPLES

suffisamment large pour accepter le Döppler maximum. De ce fait, les codes ne sont pas entièrement éliminés par le filtre. Leur résidu perturbe le phase-lock, cependant d'autant moins que le rapport entre le niveau des codes et celui de la fréquence de référence est plus faible : il sera déterminé expérimentalement. En outre, le rapport entre la durée d'un bit τ et la période de f_r est tel que l'intégration de cette dernière sur la durée τ est nulle. Donc le signal de référence ne gêne pas les corrélations.

Les signaux reçus sont représentés par des vecteurs dans un diagramme de Fresnel, sur la figure 5. Soit Y le signal reçu. Il se compose de la somme du trajet direct D , des trajets parasites P , du bruit ambiant N , et du résidu de filtrage des codes C .

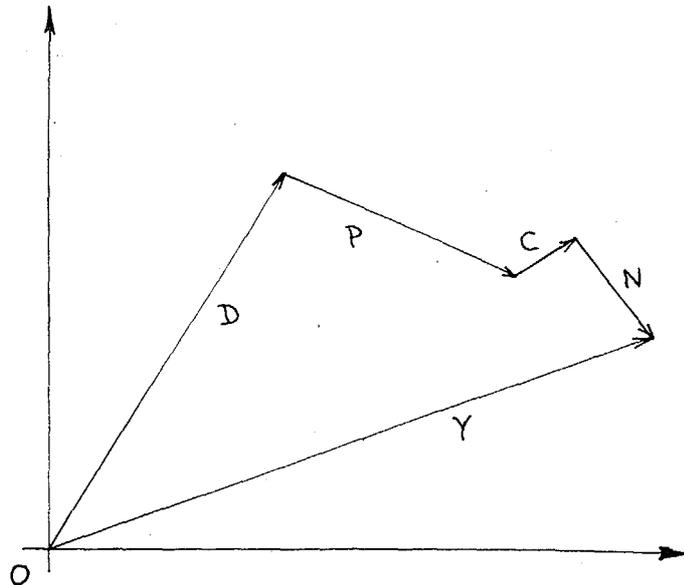


Figure 5



LIAISONS SOUS-MARINES A 300 BAUDS EN PRESENCE DE
TRAJETS MULTIPLES

En général, il existe une différence de Döppler entre les différents trajets, et en moyenne le vecteur P tourne autour de l'extrémité de D. Donc, si N et C sont nuls, la fréquence du signal reçu sera celle de D, si l'amplitude de P est inférieure à celle de D. Le traitement spatial garantit:

$$\| P \| \ll \left\| \frac{D}{\sqrt{2}} \right\|$$

L'amplitude de C est bornée. Si, à l'émission l'amplitude du signal de référence est suffisante, comparée à celle des codes, $\| C \|$ pourra être très petit. La phase de Y varie par rapport à celle de D, et cela d'autant plus que $\| P + C \|$ est plus grand. Sa valeur importe peu, mais par contre, il ne faut pas qu'elle varie trop pendant la durée du calcul d'une corrélation. La constante de temps du phase-lock réduit l'amplitude de ces variations lorsqu'elles sont trop rapides, de façon à ce qu'elles ne dépassent pas une dizaine de degrés pendant la durée d'un code. Le bruit qui se rajoute à (P + C), peut faire tourner brusquement le vecteur Y autour de l'origine. Cela se traduit par des variations brusques de la phase du signal reçu de l'ordre de π , ce qui fait décrocher le phase-lock. L'amplitude maximum de (P + C) doit donc être suffisamment inférieure à $\| D \|$ pour que la probabilité de décrochage soit faible. Cette dernière est maximum lorsque la direction du vecteur (P + C) est opposée à celle de D.



LIAISONS SOUS-MARINES A 300 BAUDS EN PRESENCE DE TRAJETS MULTIPLES

5.2. Instant d'arrivée des codes

Pour déterminer l'instant d'arrivée des codes, le Döppler est supposé connu par son estimation qui est donnée par le phase-lock. Cela revient à dire que la durée : ηT des codes à la réception, est connue.

Supposons que les 16 corrélateurs fournissent en permanence la corrélation du signal reçu avec respectivement chacun des 16 codes $C_i(\eta t)$, et cela sur une durée ηT . Si l'on observe leurs sorties, pendant la tranche de temps $[t, t + \eta T]$ un des corrélateurs au moins, et un seul, reçoit une copie qui coïncide temporellement avec le code reçu, et donc fournit une pointe d'autocorrélation. Cette pointe donne l'instant d'arrivée de ce code. Celui du code suivant est donné par la pointe d'autocorrélation qui sortira de l'un des corrélateurs pendant la tranche de temps $[t + \eta T, t + 2 \eta T]$.

Si l'on forme la fonction : $M(\tau) = \text{maximum}$, à chaque instant, sur une durée ηT , de la sortie des corrélateurs, le maximum de cette fonction coïncide avec la pointe d'autocorrélation, les codes ayant, du point de vue de leurs fonctions de corrélation, les propriétés mentionnées au paragraphe 4.5. Donc, le maximum de M donne l'instant d'arrivée des codes. Le bruit rend cette fonction aléatoire. Cependant, si le phase-lock ne fait pas d'erreur, le maximum de M se produit toujours au même endroit sur la durée ηT . Il suffit donc d'intégrer la valeur de $M(\tau)$ séparément pour chaque valeur de τ variant de 0 à ηT , pour diminuer l'influence du



LIAISONS SOUS-MARINES A 300 BAUDS EN PRESENCE DE TRAJETS MULTIPLES

bruit, d'autant plus que le nombre d'intégrations est plus grand. Cependant, si le phase-lock fait une erreur, la tranche γT sur laquelle se fait cette intégration, se décale temporellement, et le maximum de M n'est plus au même endroit. Plus la mémoire de l'intégrateur est grande, plus il met de temps à acquérir cette nouvelle valeur, et il y a un nombre d'erreurs de décodage d'autant plus grand.

Quant aux trajets multiples, leur influence est aussi diminuée par cette intégration. En effet, s'il existe une différence de Döppler entre le trajet direct et les trajets parasites, la référence de temps pour ces derniers n'est pas la même, et leur contribution à la fonction M est intégrée de façon incohérente. S'il n'y a pas de différence de Döppler, et si cette intégration est cohérente, la diminution de l'influence du bruit a pour effet de faire ressortir plus nettement la différence de 3 dB au moins existant entre l'amplitude du trajet direct et celle des trajets parasites, et donc l'intégration favorise le trajet direct.



LIAISONS SOUS-MARINES A 300 BAUDS EN PRESENCE DE TRAJETS MULTIPLES

6.- MESURES DU TAUX D'ERREUR PAR SIMULATION

Les mesures du taux d'erreur du système ont été faites en laboratoire en simulant le canal de transmission de la façon suivante : le trajet direct était fourni par un émetteur ; les trajets parasites étaient globalement représentés par un autre émetteur, dont l'amplitude était réglée 3 dB en-dessous de celle du trajet direct, et dont le Döppler était réglable par rapport à celui du trajet direct. A ces deux signaux était rajouté du bruit blanc.

Pour se placer dans un cas aussi général que possible, la source d'information a été simulée par un générateur digital pseudo-aléatoire.

Le taux d'erreur dépend de trois paramètres :

- le rapport signal sur bruit $\frac{S}{B}$ défini comme la racine carrée du rapport de la puissance moyenne des codes du trajet direct à la puissance moyenne du bruit.
- Le rapport $\frac{C}{F}$ défini comme la racine carrée du rapport de la puissance moyenne des codes à celle de la fréquence de référence.
- Le Döppler



LIAISONS SOUS-MARINES A 300 BAUDS EN PRESENCE DE TRAJETS MULTIPLES

Il a été mesuré dans différentes conditions. Il est porté en fonction de $\frac{S}{B}$ sur la figure 6.

La courbe 1 représente le taux d'erreur lorsque le récepteur est synchronisé directement par l'émetteur, et lorsqu'il n'y a pas de trajets multiples. La courbe en pointillé présente le taux d'erreur théorique dans les mêmes conditions [4] : elle montre que le récepteur fonctionne correctement. La courbe 2 présente le taux d'erreur lorsque le récepteur est auto-synchronisé, mais toujours sans trajets multiples. Elle montre, par rapport à la courbe 1, les erreurs dues au système de synchronisation (le rapport $\frac{C}{F}$ est dans ce cas égal à 2,25).

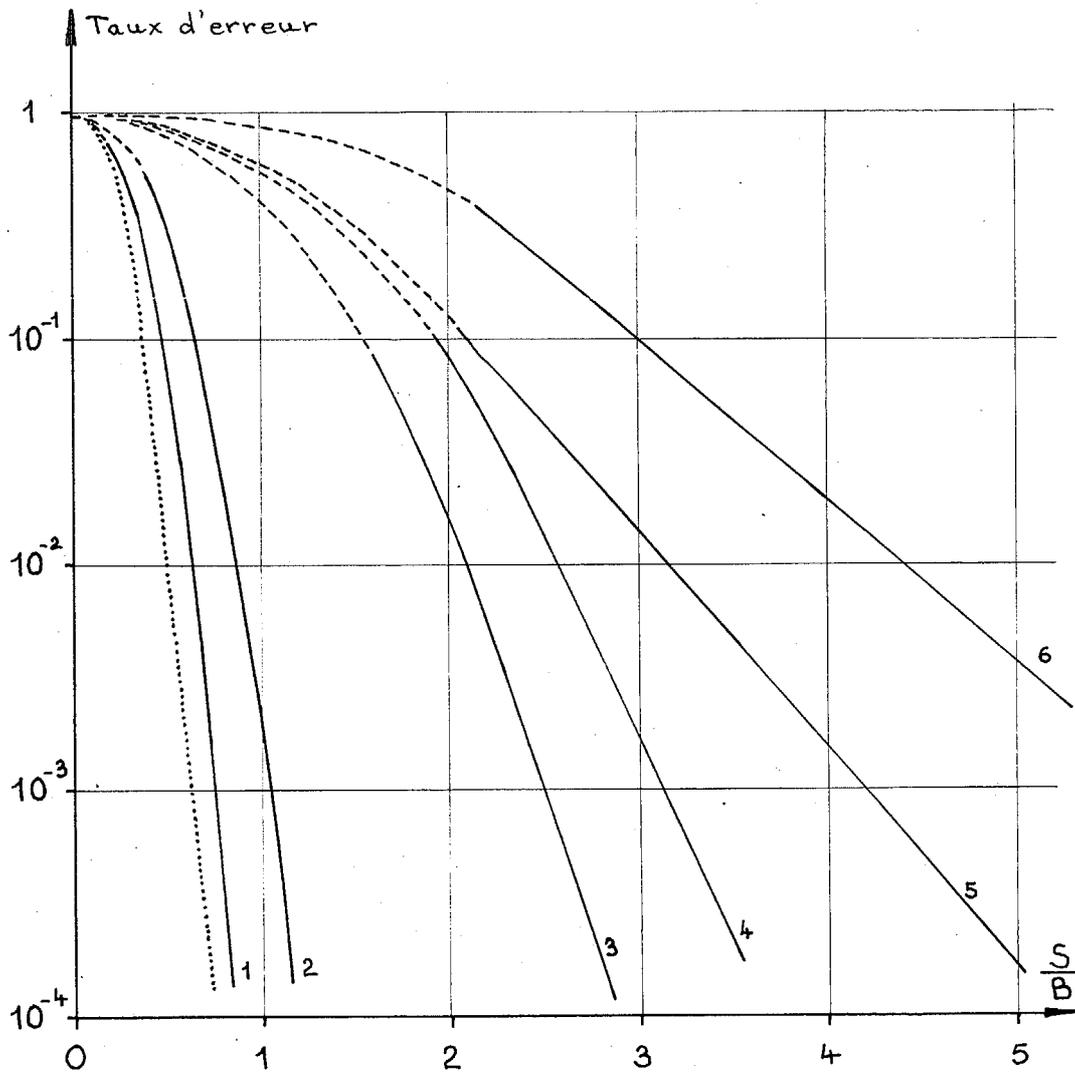
Les courbes 3 à 6 présentent le taux d'erreur en fonctionnement normal : en présence des trajets multiples et le récepteur étant auto-synchronisé. Elles correspondent respectivement à un rapport $\frac{C}{F}$ égal à 1,6 et 2,25, et à un Döppler nul et égal à 1 % (vitesse relative de 30 noeuds).

La diminution du rapport $\frac{C}{F}$ de 2,25 à 1,6 réduit fortement le taux d'erreur. Si ce rapport diminue encore, la réduction du taux d'erreur est beaucoup moins rapide.

Ces taux ont été mesurés sans différence de Döppler entre le trajet direct et le trajet parasite et avec un retard entre eux correspondant à une opposition de phase pour la fréquence de référence, donc dans des conditions particulièrement sévères.



LIAISONS SOUS-MARINES A 300 BAUDS EN PRESENCE DE
TRAJETS MULTIPLES



Sans trajets multiples:

- 1: récepteur synchronisé par l'émetteur.
- 2: récepteur auto-synchronisé. $C/F = 2,25$. Döppler nul.

Avec trajets multiples et récepteur auto-synchronisé:

- 3: $C/F = 1,6$. Döppler nul.
- 4: $C/F = 1,6$. Döppler = 1%.
- 5: $C/F = 2,25$. Döppler nul.
- 6: $C/F = 2,25$. Döppler = 1%.

Figure 6



LIAISONS SOUS-MARINES A 300 BAUDS EN PRESENCE DE
TRAJETS MULTIPLES

Avec un Döppler différentiel faible (quelques Hertz) entre les deux signaux, le taux d'erreur est vingt fois plus faible environ pour un rapport signal à bruit de 10 dB.

7. - CONCLUSION

Les résultats obtenus en laboratoire par simulation montrent que le système est capable d'assurer un taux de transmission de 300 bits d'information par seconde avec un taux d'erreur acceptable. Ce dernier est inférieur à 10^{-3} dans une bande Döppler de $\pm 2\%$ avec un rapport :

$$\frac{C}{F} = \left(\frac{\text{puissance des codes émis}}{\text{puissance de la fréquence de référence émise}} \right)^{\frac{1}{2}}$$

égal à 1,6 et un rapport :

$$\frac{S}{B} = \left(\frac{\text{puissance des codes du trajet direct}}{\text{puissance moyenne du bruit}} \right)^{\frac{1}{2}}$$

égal à 13 dB, lorsqu'il n'y a pas de Döppler différentiel et qu'il y a opposition de phase pour la fréquence de référence, entre le trajet direct et les trajets parasites. S'il y a un léger Döppler différentiel (de l'ordre de quelques Hertz) dans la même bande, le taux d'erreur est inférieur à 10^{-4} et cela pour un rapport signal à bruit de 10 dB.



LIAISONS SOUS-MARINES A 300 BAUDS EN PRESENCE DE TRAJETS MULTIPLES

Pour avoir un taux d'erreur de 10^{-3} sans Döppler et avec interférences destructives pour la fréquence de référence, le rapport signal à bruit nécessaire est de 8 dB : pour avoir le même taux lorsque la réception n'est pas brouillée par les trajets multiples, le rapport signal à bruit nécessaire est de 0 dB. Il est de - 4 dB théoriquement pour les codes choisis lorsque la synchronisation est supposée sans erreur [4] .



LIAISONS SOUS-MARINES A 300 BAUDS EN PRESENCE DE
TRAJETS MULTIPLES

R E F E R E N C E S
=====

- [1] H.O. BERKTAY, B.K. GAZEY
 "Underwater communication past, present and future"
 J. Sound Vib. 7 - (1) - 1968 pp. 62-70.
- [2] B. LALLEMENT
 Rapport THOMSON - C.S.F. Division ASM
 n° 81 660.
- [3] J. DUPRAZ
 "Les largeurs spectrales des liaisons de télémé-
 sures PCM"
 L'Onde électrique, Décembre 1967, t. XLVII
 pp. 1379-1391.
- [4] S.W. GOLOMB, L.D. BAUMERT, M.F. EASTERLING
J.J. STIFFLER and A.J. VITERBI.
 "Digital communiations"
 Prentice - Hall (1964).
