

NEUVIEME COLLOQUE SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS



NICE du 16 au 20 MAI 1983

SYSTEME DE TRANSMISSION A CODES PSEUDO-ORTHOGONAUX
ADAPTE AU CANAL HF

F. CHAVAND (1), C. GOUTELARD (1), DESAGE (2), J.P. VAN UFFELEN (2)

(1) LETTI 9 avenue de la division Leclerc 94230 CACHAN - (2) T.R.T. 5 rue Réaumur 92350 PLESSIS ROBINSON ZIPEC

RESUME

Le support des liaisons HF (3 à 30MHz) est le canal ionosphérique dans lequel la propagation est caractérisée par la présence de trajets multiples et la non stationnarité des paramètres.

L'interférence entre les trajets multiples qui est la cause d'évanouissements de l'onde porteuse (fading) et l'étalement de la réponse impulsionnelle qui crée un phénomène d'interférence intersymbole, sont les deux perturbations caractéristiques des canaux multitrajets.

Les systèmes à cadence lente résolvent les problèmes d'interférence intersymbole mais sont sensibles au fading sélectif ; les systèmes à cadence rapide avec égalisation résolvent les problèmes d'interférence intersymbole et du fading sélectif mais par contre sont peu robustes aux brouillages (faibles rapports signaux à bruit).

On a défini une classe de signaux adaptés au canal HF. Ce principe de transmission est basé sur la technique d'étalement de spectre et l'utilisation d'un récepteur à maximum de vraisemblance.

L'émission de l'information est effectuée en série à cadence rapide, ce qui permet de s'affranchir du phénomène de fading sélectif. L'interférence intersymbole est limitée par l'utilisation d'un codage de l'information. Le code utilisé doit être tel que ses vecteurs sont caractérisés par le fait que les valeurs prises par leur fonction d'autocorrélation - en dehors de son maximum - et par leurs fonctions d'intercorrélation sont, en valeur absolue, bornées par une limite aussi faible que possible. Ces codes ont été appelés codes pseudo-orthogonaux.

La définition, le mode de construction et les performances des codes pseudo-orthogonaux sont présentés ainsi que les résultats obtenus lors d'essais effectués sur une liaison de 500Km avec un modem construit sur ce principe.

SUMMARY

HF communication links are established in the ionospheric channel which is characterised by multipath effects and non stationnarity of propagation parameters.

Fading due to multipath interference and intersymbol interference due to impulse response spread are multipath medium characteristic disturbances.

Systems with low data rates of transmission with several subcarriers have a good protection against intersymbol interference but performances are limited by selective fading. Systems with high data rates with equalization solve intersymbol interference and selective fading disturbances but they don't assure a good protection for very low signal to noise ratio.

We have defined a signal class suited to HF channel transmission. The principle of which is based on spread spectrum techniques and use of a maximum likelihood receiver.

Information emission is performed with a serial mode at a high data rate. This makes it possible to remove selective fading effects. The intersymbol interference problem is solved by coding technique.

The codes are binary block codes. The code words are characterised by autocorrelation values - except for maximum - and cross-correlation values which must be as low as possible. These codes are called pseudo-orthogonal codes.

Definition, construction and performances of pseudo-orthogonal codes are presented here together with results obtained with a 500Km HF communication link set up with a modem conceived on this principle.



SYSTEME DE TRANSMISSION A CODES PSEUDO-ORTHOOGONAUX
ADAPTE AU CANAL HF

I. - INTRODUCTION

Le support des transmissions HF est le canal ionosphérique dans lequel la propagation est caractérisée par la présence de trajets multiples et la nonstationnarité des paramètres. L'interférence entre les trajets multiples qui est la cause d'évanouissements de l'onde porteuse (fading) et l'étalement de la réponse impulsionnelle qui crée un phénomène d'interférence intersymbole, sont les deux perturbations caractéristiques des canaux multitrajets. Les systèmes à cadence lente résolvent les problèmes d'interférence intersymbole mais sont sensibles au fading sélectif ; les systèmes à cadence rapide avec égalisation résolvent les problèmes d'interférence intersymbole et du fading sélectif mais par contre sont peu robustes aux brouillages (faibles rapports signaux à bruit). On a étudié un système de transmission dans lequel l'émission de l'information est effectuée en série à cadence rapide, ce qui permet de s'affranchir du phénomène de fading sélectif. L'interférence intersymbole est limitée par l'utilisation d'un codage de l'information. La décision est effectuée selon le critère du maximum de vraisemblance mis en oeuvre avec le traitement d'un mot entier du code utilisé : ceci confère au système une grande résistance aux brouilleurs.

II. - PRINCIPE DE BASE DU SYSTEME DE TRANSMISSION

A l'émission, à chaque k-uple de message émis, on fait correspondre un mot code (ou vecteur code) v^i d'un code bloc binaire $V(n, k)$ (cf. figure I).

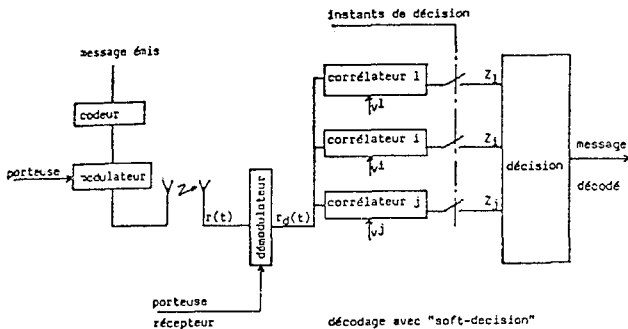


Figure I : Schéma fonctionnel du système de transmission

La modulation utilisée (PSK) permet de conserver le caractère linéaire de la superposition des trajets multiples. L'onde émise est donc de la forme $I(t)\cos 2\pi ft$ où $I(t) = \pm 1$ est constitué par la suite des symboles d'un mot code de V . L'amplitude de l'onde reçue - en l'absence de bruit - est alors proportionnelle à :

$$(1) r(t) = I(t)\cos 2\pi (f+f_{dr})t + \sum_{r=1}^q \alpha_r I(t-\tau_r) \cos 2\pi (f+f_{dr})(t-\tau_r)$$

où α_r, τ_r représentent respectivement l'amplitude relative et le retard de chacun des trajets par rapport à celui qui est pris comme référence (appelé encore trajet principal) ; les f sont les fréquences dopplers qui affectent chacun des trajets ; q est le nombre de trajets perturbateurs (appelés encore trajets secondaires).

Une démodulation cohérente avec la porteuse du trajet référence conduit à un signal en bande de base présentant la forme suivante :

$$(2) r_d(t) = I(t) + \sum_{r=1}^q \alpha_r \cos \theta_r I(t-\tau_r)$$

$$\text{où } \theta_r = 2\pi (f_d - f_{dr})t + 2\pi (f + f_{dr}) \tau_r$$

$r_d(t)$ est comparé par corrélation à tous les mots du code V . La détection est effectuée en synchronisme avec les mots reçus sur le trajet principal. Les signaux se présentent alors dans la configuration de la figure II dans laquelle :

- T_c représente la durée d'un vecteur code.
- $\dots v^m, v^i, v^n \dots$ est la séquence de mots codes reçus.
- $\rho_{ji}(\tau)$ fonction de corrélation aperiodique entre les deux vecteurs v^i et v^j décalés d'un temps τ ; ρ_{ji} est dite aperiodique car le signal reçu est lui-même aperiodique. Cet adjectif permet de la différencier de la fonction de corrélation periodique (notée $\rho_{ji}^p(\tau)$) qui serait obtenue avec un signal reçu periodique. Par la suite, ces notations désignent des fonctions de corrélation normées à 1.

SYSTEME DE TRANSMISSION A CODES PSEUDO-ORTHOONAUX
ADAPTE AU CANAL HF

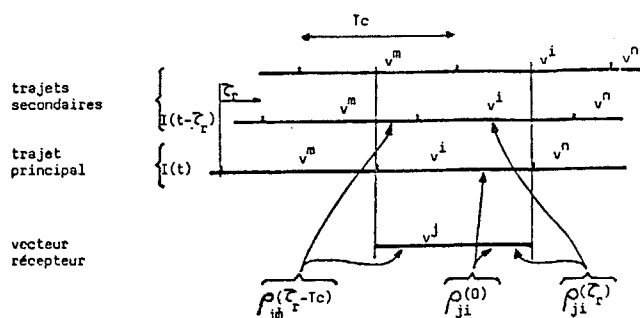


Figure II : Configuration des signaux à l'instant de décision.

Soient Z_j la sortie du corrélateur dont la référence est v^j et S_j la valeur de cette sortie en l'absence de bruit (b_j)

$$(3) Z_j = S_j + b_j$$

A l'instant de décision S_j s'écrit :

$$(4) S_j = \rho_{ji}(0) + \sum_{r=1}^q \alpha_r \cos \theta_r [\rho_{ji}(\tau_r) + \rho_{jm}(\tau_r - Tc)]$$

La décision prise est du type à maximum de vraisemblance :

v^i est déclaré reçu si Z_i est supérieur à tous les Z_j pour $j \neq i$.

Le code adapté à ce type de liaison est celui qui minimise les termes parasites d'interférence inter-mot code :

$$(5) p_j = \rho_{ji}(0) + \sum_{r=1}^q \alpha_r \cos \theta_r [\rho_{ji}(\tau_r) + \rho_{jm}(\tau_r - Tc)] \quad j \neq i$$

$$(6) p_i = \sum_{r=1}^q \alpha_r \cos \theta_r [\rho_{ii}(\tau_r) + \rho_{im}(\tau_r - Tc)] \quad j=i$$

Ce dernier terme (p_i) venant s'ajouter au terme utile de S_i : $\rho_{ii}(0)$. Pour diminuer la valeur de ces termes d'interférence, les vecteurs du code utilisé doivent être tels que les valeurs prises par leur fonction d'autocorrélation en dehors de son maximum (termes $\rho_{ji}(\tau \neq 0)$) et par leurs fonctions d'intercorrélations (termes ρ_{ji} ou ρ_{jm}) sont, en valeur absolue, bornées par une limite aussi faible que possible.

La méthode de construction des codes ainsi que leurs propriétés sont développées dans des publications antérieures [1] [2]. On ne présente ici que les caractéristiques essentielles.

Un code pseudo-orthogonal $V(n, k)$ est construit en prenant un vecteur par classe d'ordre n d'un code cyclique $W(n, K)$. La construction qui permet d'obtenir les codes ayant les valeurs les plus faibles des termes d'interférence inter-mot code, est une opération de translation interne au code W . Les propriétés de ces codes sont déduites de la distribution des poids du code cyclique W . Leur construction est simple car elle fait appel aux techniques d'élaboration des codes cycliques. Les performances les meilleures sont obtenues pour des codes simplex $V(31,5)$ et $V(63,6)$ ou les codes orthogonaux $V(32,5)$, $V(64,6)$ qui s'en déduisent.

Les termes d'interférence inter-mot code qui ont été étudiés sont :

$$R = \max |\rho_{ij}(\tau)| \quad \forall i, j \quad \forall \tau \neq 0$$

et

$$RR = \max |\rho_{jm}(\tau - Tc) + \rho_{ji}(\tau)| \quad \forall i, j, m \text{ et } \forall \tau \neq 0$$

Le tableau I reproduit les résultats obtenus pour ces paramètres.

	R	RR	RR 3
V(31,5)	11/31	17/31	
V(32,5)	12/32	20/32	20/32
V(63,6)	17/63	29/63	
V(64,6)	18/64	30/64	36/64

Tableau I : Performances des codes pseudo-orthogonaux.

On a reporté dans ce tableau les valeurs du paramètre RR obtenues par des codes auto synchronisants (J.J STIFFER [3]). Le code auto synchronisant $V(64,6)$ présente un terme d'interférence inter-mot code nettement supérieur à celui du code pseudo-orthogonal $V(64,6)$.

Sur la figure III on a reporté les courbes de probabilité d'erreur par bit en fonction du rapport signal à bruit ($\frac{E}{N_0} = \frac{\text{énergie par bit d'information}}{\text{densité spectrale de bruit}}$)

Cas de transmission représentés :

Courbe 1 : monotrajet

Courbes 2 et 3: deux trajets d'égale amplitude.

Le terme d'interférence entre les deux trajets est égal à :

* $\rho_{jm}(\tau)$: l'émission est alors effectuée avec un blanc de longueur n entre les vecteurs (c.2)

* $\rho_{jm}(\tau - Tc) + \rho_{ji}(\tau)$: l'émission est alors continue (courbe 3)

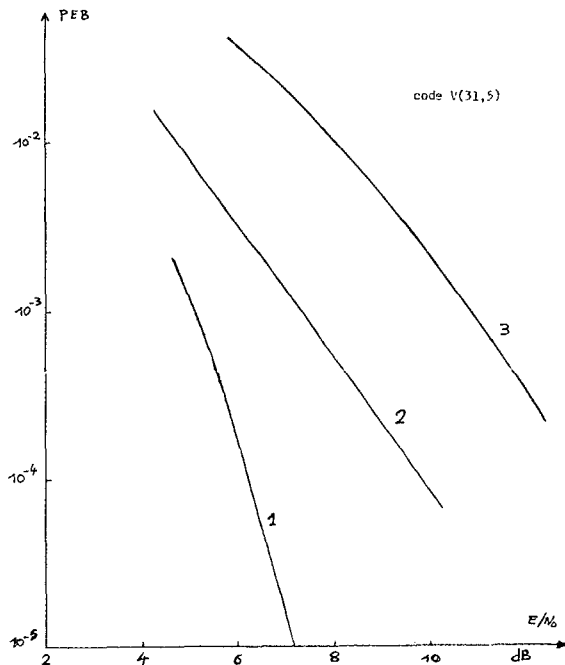


Figure III

III. - DESCRIPTION D'UN MODEM A CODES PSEUDO-ORTHOGONAUX

III.1. Caractéristiques

Les codes pseudo-orthogonaux ont été retenus pour réaliser un modem destiné à transmettre sur canal HF des messages formatés dont le bloc unitaire comprend 32 octets. Le débit binaire nécessaire pour l'application envisagée devrait être, compte tenu des contraintes imposées par le système, de 237b/s. Le matériel réalisé est compatible des canaux espacés de 3KHz selon la recommandation du C.C.I.R. La transmission s'effectue en BLU et l'interface avec l'émetteur et le récepteur est faite en audio fréquence (bande 300 - 3000Hz) ce qui permet d'utiliser un grand nombre des émetteurs et récepteurs actuellement disponibles. Le modem est composé de deux fonctions distinctes : le modulateur et le démodulateur, elles sont décrites dans les paragraphes III.2 et III.3 ; les performances mesurées sur une liaison HF de 500Km sont données dans le paragraphe III.4.

III.2. Modulateur

Le modulateur dont le bloc diagramme est donné en figure IV comprend les fonctions suivantes :

- interface données avec le générateur de messages ;
- codage ;
- générateur du préambule de synchronisation ;
- modulation et filtrage ;
- interface avec l'émetteur ;
- séquençement.

L'interface avec le générateur de message comprend l'interface proprement dite qui est conforme aux avis V24 et V28 du C.C.I.T.T., et les organes de mémorisation du message qui est fourni au modulateur par bloc de 256 bits.

La fonction codage réalise en premier lieu la transformation du message à transmettre en une suite de mots composés de 5 éléments binaires, préalablement à cette opération le message est complété par 4 "0" pour constituer un message de 260 éléments binaires. Le codage pseudo-orthogonal est ensuite appliqué à la suite de mots de 5 éléments, chaque mot étant remplacé par le vecteur du code qui lui correspond. Chaque vecteur est composé de 31 éléments binaires.

Conformément à la présentation précédente un blanc de longueur équivalente à 7 éléments binaires est inséré entre chaque vecteur. La génération du préambule insère en tête du message après codage un préambule utilisé pour synchroniser le démodulateur. Ce préambule est émis au même rythme de modulation que le message codé.

Le flux binaire composé du préambule et du message codé module par inversion de phase à 1800Bd une sous-porteuse dont la fréquence est égale à 1500Hz. Un filtrage destiné à limiter le spectre du signal modulé pour le rendre compatible avec la bande disponible est effectué simultanément avec la modulation.

L'interface avec l'émetteur réalise la mise au niveau du signal modulé et l'adaptation d'impédance (600Ω). La commande de mise en émission est effectuée par fermeture de la commande d'alternat.

Le séquençement gère l'ensemble des fonctions décrites ci-dessus, en fonction des signaux de commande appliqués sur la jonction avec le générateur de message.

SYSTEME DE TRANSMISSION A CODES PSEUDO-ORTHOGENAUX
ADAPTE AU CANAL HF

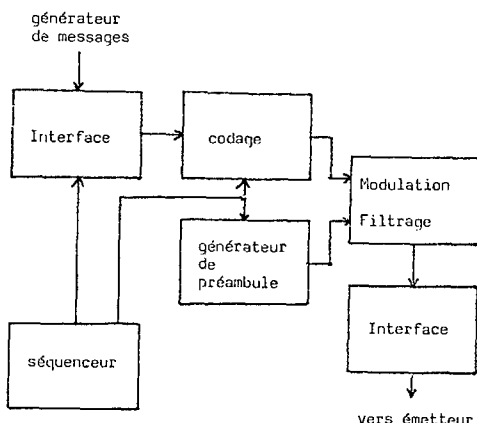


Figure IV : Modulateur

III.3. Démodulateur

Le démodulateur dont le bloc diagramme est donné en figure V est composé des fonctions suivantes :

- interface avec le récepteur ;
- démodulation de phase ;
- détection du préambule ;
- décodeur ;
- gestion ;
- interface données.

L'interface du démodulateur est composé des circuits d'adaptation de niveau et d'impédance. Comme pour le modulateur le signal est prélevé sur l'accès BF du récepteur (bande 300 à 3000Hz).

La démodulation du signal reçu est effectuée de façon quasi cohérente par deux démodulateurs en quadrature. Les codes orthogonaux et leur procédé de démodulation étant tolérant vis-à-vis de l'écart de fréquence la porteuse locale n'est pas asservie en fréquence mais simplement corrigée pour réduire l'écart à une valeur inférieure à 10Hz.

La détection du préambule est effectuée par corrélation des deux signaux démodulés (en phase et en quadrature) par la copie locale de la séquence de synchronisation. Les corrélations réelles et imaginaires sont ajoutées quadratiquement et comparées à un seuil fonction du niveau du signal reçu pour détecter la présence du préambule. Pour éviter toute perte de temps pour la détection du préambule celle-ci est faite sur les signaux démodulés et échantillonnés à une fréquence égale à 4 fois le rythme de modulation. La dégradation par rapport à un échantillonnage synchrone étant au maximum égale à 1,2dB. L'analyse de la fonction de corrélation du préambule permet, à l'organe de gestion, de déterminer, en cas de propagation par trajets multiples, celui correspondant au niveau le plus fort et de synchroniser le décodeur.

Le décodage est effectué au maximum de vraisemblance par corrélation des signaux reçus avec les 32 vecteurs composants le code. Le vecteur présumé émis est celui dont la corrélation est la plus forte. Pour tenir compte des variations des conditions de propagation la position du trajet d'amplitude maximale est poursuivie pendant toute la transmission du message. La gestion réalisée par un microprocesseur 6809 exploite les informations en provenance de la détection de préambule pour effectuer la prise de décision de présence du préambule, la détection de la position du trajet d'amplitude maximale (la poursuite est faite à partir d'informations extraites du décodeur), et la correction de fréquence. Le microprocesseur prend la décision sur la nature du vecteur émis par analyse des fonctions de corrélations. Ces décisions sont ensuite transférées à l'interface données.

L'interface de données avec l'utilisateur est conforme aux avis V24 et V28 du C.C.I.T.T. Les données sont transférées vers l'utilisateur sous forme série en mode synchrone.

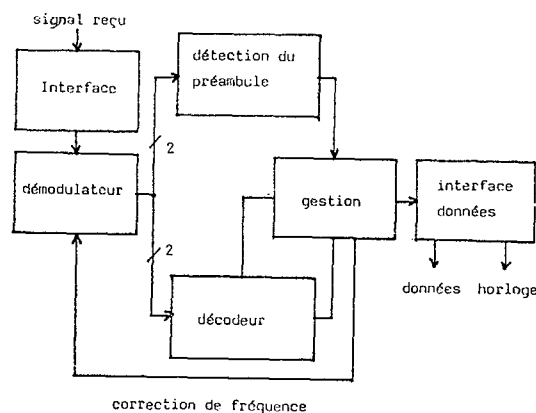


Figure V : Démodulateur

IV. - PERFORMANCES DU SYSTEME DE TRANSMISSION

Le modem à codes pseudo-orthogonaux a été testé en laboratoire dans deux configurations de propagation avec un bruit additif blanc et gaussien. Les résultats obtenus sont indiqués sur les figures VI et VII qui donnent la probabilité d'erreur en fonction du rapport E/No (Energie par bit d'information/Densité spectrale de bruit) (figure VI) ou en fonction du rapport S/B (Puissance du signal/Puissance de bruit à l'entrée du démodulateur) (figure VII). La courbe (a) reproduit le résultat théorique du comportement des codes pseudo-orthogonaux dans le cas d'une propagation à seul trajet. La courbe (b) donne les résultats expérimentaux obtenus dans ce cas de propagation. La courbe (c) donne la



probabilité d'erreur mesurée lorsque la propagation est caractérisée par deux trajets d'égale amplitude (ce qui correspond au cas le plus pénalisant des canaux à 2 trajets) séparés par un délai de lms. Cette courbe a été relevée à l'aide d'un simulateur de canal ionosphérique. Pour cette dernière mesure la puissance du signal est celle correspondant à la somme des puissances de chaque trajet. Pour ne tenir compte que de l'énergie utilisée pour la détection il est donc nécessaire de translater la courbe (c) de - 3dB. Ces résultats ont été comparés à ceux que l'on peut obtenir avec un autre système de transmission. Parmi les techniques utilisées on peut citer les modems parallèles qu'il est difficile de comparer avec les modems à spectre large. Les premiers sont sensibles au fading sélectif dont le concept disparaît avec les seconds. De ce fait, les comparaisons que l'on peut faire sont toujours sujettes à discussion. On a donc préféré se limiter à une comparaison avec une technique moderne de transmission série par système auto adaptatif. La courbe (d) donne les résultats d'un modem auto adaptatif à 1200 bits/sec testé en présence de bruit blanc dans le cas d'un canal à deux trajets d'égale amplitude .

Les résultats montrent la complémentarité des deux systèmes. Le modem à code pseudo-orthogonaux est plus lent que le modem auto adaptatif et il assure un coût de transfert énergétique plus faible dans le cas d'un canal monotrajet mais plus élevé dans le cas d'un canal à deux trajets d'égale amplitude . Enfin, le modem à codes pseudo-orthogonaux autorise des rapports signal/bruit en puissance plus faibles que le modem auto adaptatif.

En outre, les performances du modem ont été mesurées dans le cadre d'une expérimentation effectuée sur une liaison ionosphérique de 500 km où les trajets multiples sont souvent importants. Cette expérimentation a été faite en vue de l'établissement d'une liaison de haute qualité qui imposait d'émettre trois fois l'information de façon à pouvoir effectuer un décodage majoritaire sur les trois messages reçus. On a effectué la liaison en utilisant deux puissances d'émission différentes : 1 W et 100 W. Les aériens utilisés étaient des antennes fouet de 10m de longueur. Compte tenu des variations importantes des paramètres affectant la liaison : conditions de propagation, niveaux de bruit atmosphérique, brouilleurs... on a présenté les résultats sous forme d'histogrammes donnant la proportion de messages reçus sans erreur ou avec un nombre d'erreurs compris entre 1 et 15, 16 et 30, 31 et 45... 76 et 90, ou avec plus de 90 erreurs sur des blocs de 256 bits.

Ces résultats sont donnés sur les figures VIII et IX qui correspondent à des essais effectués sur une période de 1 mois et pour lesquels il est difficile de préciser de façon absolue les paramètres de la liaison compte tenu de leur grande variabilité. Le rapport signal/bruit qui a cependant été mesuré a varié dans l'intervalle - 5dB, 20dB.

Il est remarquable de constater que la proportion de messages reçus sans erreur est de 96% pour une puissance d'émission de 100 W et de 85% pour une puissance de 1 W.

V. - CONCLUSION

Les transmissions par codes pseudo-orthogonaux associent la technique d'étalement de spectre aux techniques de codage. La première permet d'échapper au fading sélectif et la seconde de se protéger des interférences intersymboles.

Les résultats théoriques et expérimentaux concordent pour démontrer qu'il s'agit d'une technique qui offre beaucoup d'avantages pour les liaisons dans le domaine des hautes fréquences.

REFERENCES

- (1) F. CHAVAND
Transmission d'information dans les canaux multi-trajets à caractéristiques aléatoires par codage pseudo-orthogonal. Application au canal ionosphérique. Thèse de Doctorat d'Etat - Université Paris XI - ORSAY - Octobre 1981.
- (2) F. CHAVAND, M. GINDRE, C. GOUTELARD
Utilisation des codes pseudo-orthogonaux dans les canaux multitrajets non stationnaires. Electromagnetic Wave Propagation Panel Symposium CAMBRIDGE - Massachusetts - USA - 3-7 octobre 1977.
- (3) J.J. STIFFER
Synchronisation Techniques (dans GLOMB)
Digital Communication with space application
Prentice Hall (1964).



SYSTEME DE TRANSMISSION A CODES PSEUDO-ORTHOGONAUX
ADAPTE AU CANAL HF

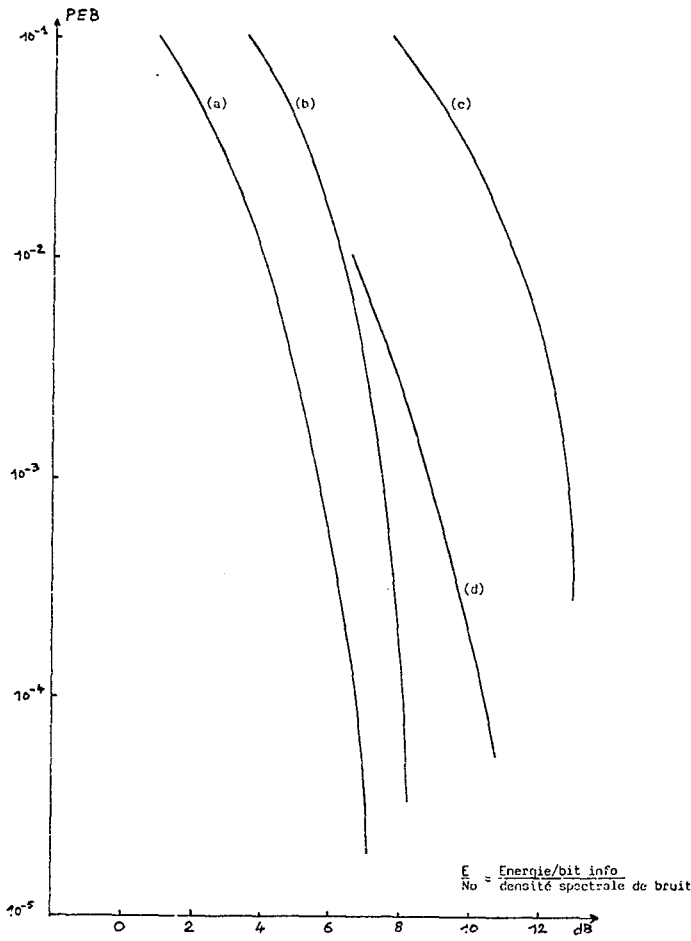


Figure VI

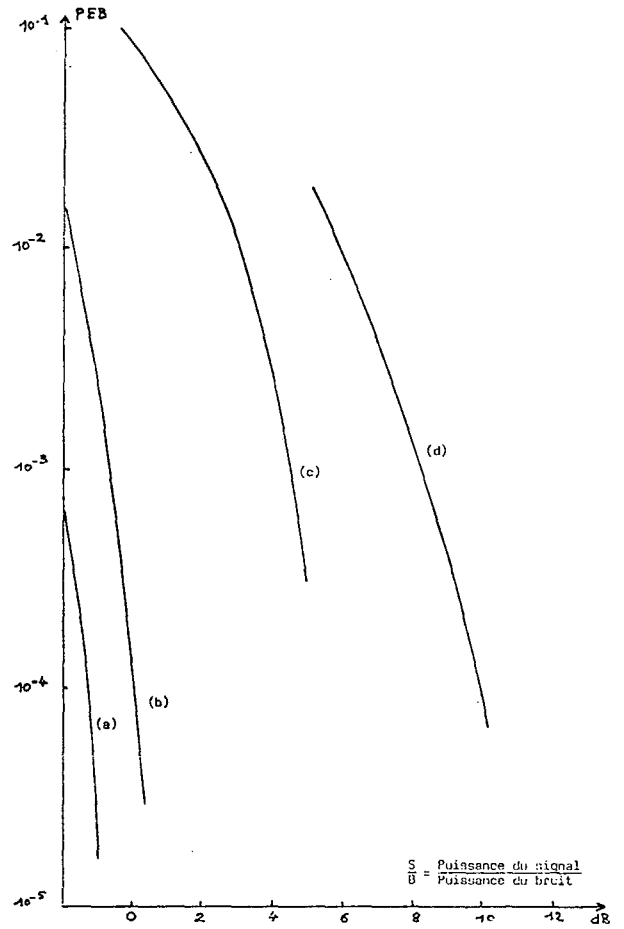


Figure VII

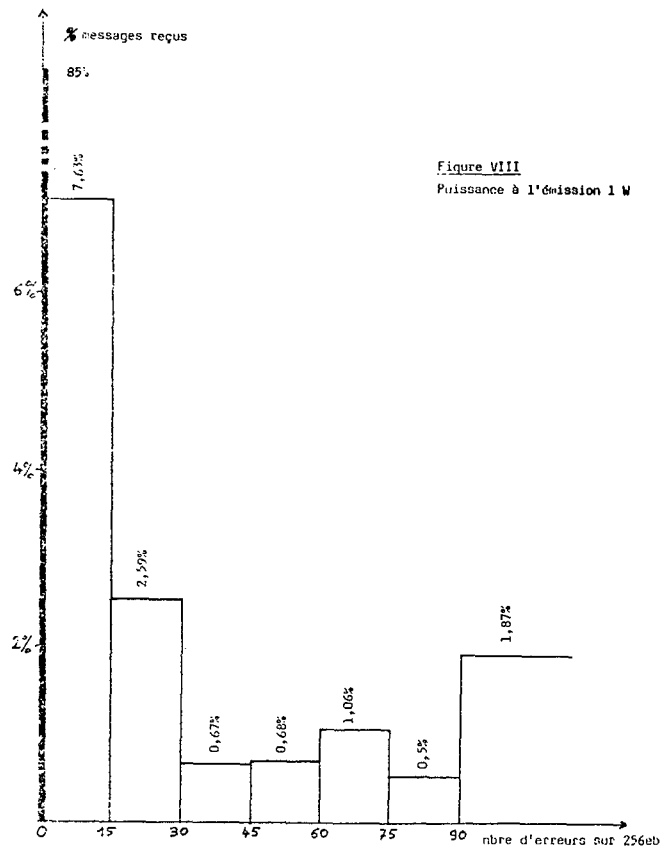


Figure VIII
Puissance à l'émission 1 W

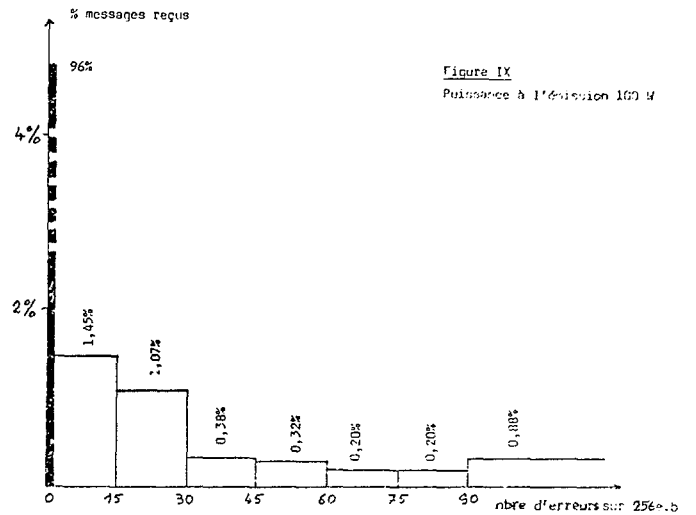


Figure IX
Puissance à l'émission 100 W

