

COLLOQUE NATIONAL SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

98/1



NICE du 26 au 30 AVRIL 1977

PROCEDES DE TRANSMISSION PAR CODES PSEUDO-ORTHOOGONAUX

F. CHAVAND M. GINDRE C. GOUTELARD

Laboratoire d'étude des transmissions ionosphériques - Université Paris-Sud (LETTI)
9 Avenue de la division Leclerc 94230 CACHAN

RESUME

Une solution aux problèmes posés par les transmissions dans les canaux à trajets multiples consiste à effectuer un codage de l'information avec des codes $V(n,k)$ dont les vecteurs sont caractérisés par des intercorrélations aperiodiques bornées par une valeur R faible devant n . Ces codes ont été appelés pseudo-orthogonaux.

Le LETTI a étudié ces codes et mis au point un système de transmission basé sur leur utilisation. Les erreurs introduites sur un trajet par les autres modes de propagation sont corrigées grâce à la redondance introduite par les codes pseudo-orthogonaux. En outre, les trajets multiples sont considérés comme des sources répétant le message; leur reconnaissance se fait par l'utilisation des mêmes codes et cette redondance naturellement introduite permet d'assurer des transmissions avec de très faible taux d'erreurs.

Ce mode de transmission se caractérise par une occupation quasi uniforme de la bande passante ce qui le différencie des systèmes à diversité de fréquence, en outre il n'est pas nécessaire de corriger en permanence les caractéristiques du récepteur comme dans le cas d'une égalisation auto-adaptative.

Des résultats expérimentaux montrent la validité du principe et les performances obtenues.

SUMMARY

Transmission problems in multipath channels may be solved by use of $V(n,k)$ information coding, codes vectors being characterised by good aperiodic correlation.

These codes, known as pseudo-orthogonal, have been studied by the LETTI, and a transmission system for multipath channels has been designed.

Errors in a particular path caused by interference of the other propagation modes are corrected for by the redundancy introduced by pseudo-orthogonal codes. Furthermore the multiple paths can be considered to be functioning as sources repeating the message and may be analysed using the same codes. Thus very low error rate transmission may be achieved by the naturally introduced redundancy.

This is a spread spectrum form of transmission which distinguishes it from systems based on frequency diversity and unlike adaptive systems in which continuous adjustment of the receiver characteristics is necessary.

Some experimental results demonstrate the validity of the principle and show the performances obtained.



I - Introduction

Dans les canaux de transmission à trajets multiples, les interférences entre les différents modes de propagation rendent impossible la transmission à cadence élevée des informations numériques codées selon les procédés classiques.

Pour remédier à cet inconvénient, plusieurs solutions ont été proposées. Notons principalement.

- Les systèmes à égalisation auto-adaptative qui corrigent les distorsions apportées par le canal [1].

- Les systèmes de transmission à diversité de fréquence qui permettent de s'affranchir des temps de dispersion en utilisant de nombreuses sous-porteuses [2].

Ce texte décrit une autre solution utilisant un codage de l'information adapté à ce type de canal.

Les erreurs causées par la propagation sont corrigées grâce à la redondance introduite par les vecteurs code. En outre, les trajets multiples peuvent être considérés comme des sources répétant le message. Leur reconnaissance se fait par l'utilisation des mêmes codes et cette redondance naturellement introduite par le canal permet d'assurer des transmissions avec de très faibles taux d'erreurs.

II - Organisation de la liaison

Pour le système proposé, l'organisation de la liaison peut-être analysée à travers l'examen du schéma de la figure 1.

A l'émission, un codeur assigne à chaque symbole s_i de la source d'information un mot -ou vecteur- code v^i appartenant à un code V. A la réception, le signal est corrélé avec tous les vecteurs susceptibles d'être émis. Un organe de décision effectue la détection (fig.1).

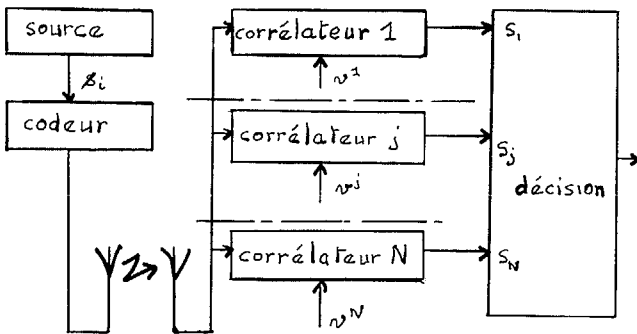


Fig. 1 Schéma de la liaison

Le signal transmis par plusieurs trajets peut être schématisé au lieu de réception par la configuration représentée figure 2 dans laquelle l'un des trajets choisi comme référence est appelé trajet principal et les autres trajets perturbateurs -ou secondaires-.

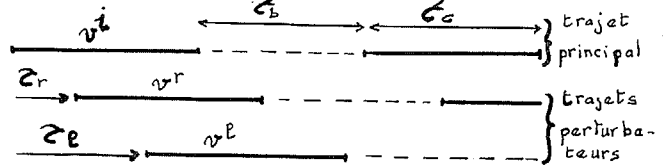


Fig. 2 Structure du signal reçu

Pour simplifier nous examinerons le principe de la transmission dans le cas particulier où :

- la cadence d'émission est telle que le temps t_b qui sépare l'émission de deux vecteurs (fig. 2) est égal à la durée t_c d'un vecteur.

- la détection se fait par le critère le plus simple en considérant que seule l'information transmise par le trajet principal est utile, les autres trajets jouant le rôle de perturbateurs. La détection est faite par un critère de décision majoritaire recherchant la plus grande des fonctions S_j donnée par les corrélateurs.

- la réception est synchronisée sur le trajet principal. La fonction S_j est donc, en l'absence de bruit, donnée par :

$$S_j = \rho_{ji}(0) + \sum_{r=1}^q \alpha_r \rho_{jr}(\tau_r)$$

où :

- α_r désigne l'amplitude relative du r-ieme trajet secondaire par rapport au trajet principal et q le nombre de trajets perturbateurs.

- la fonction de corrélation $\rho_{jr}(\tau_r)$ entre les vecteurs v^j et v^r décalés d'un temps τ_r est dite apériodique car le signal reçu est apériodique. Cet adjectif permet de la différencier de la fonction de corrélation périodique $\rho_{jr}^p(\tau_r)$ qui serait obtenue avec un signal reçu périodique caractérisé par un espace t_b nul entre les vecteurs. Par la suite ces notations désignent des fonctions de corrélation normées à 1.

Dans le cas des transmissions n'utilisant pas de démodulation cohérente, le critère de décision le plus simple consiste à admettre que le vecteur v^i a été reçu si

$$|S_i| = \text{Max} [|S_j|] \quad \forall j$$

On montre alors [3] que la détection est possible si, entre deux vecteurs quelconques v^i et v^j du code V, les conditions suivantes sont vérifiées :

$$|\rho_{ij}(0)| \leq S_0 \quad \forall i \neq j \quad (1.a)$$

$$|\rho_{ij}(\tau)| < S_c \quad \forall i, j \quad \forall \tau \neq 0 \quad (1.b)$$

Les seuils S_0 et S_c dépendent des caractéristiques de la transmission :

$$S_c = (1 - S_0) / (2 \sum_{r=1}^q \alpha_r) \quad (2)$$

Ce principe de transmission repose sur la recherche de codes possédant les propriétés (1a) et (1.b). Les codes binaires pseudo-orthogonaux définis dans le paragraphe III vérifient ces inégalités.

III - Codes pseudo-orthogonaux

Les codes utilisés sont caractérisés par les valeurs extrêmes des valeurs absolues des fonctions de corrélation aperiodiques non normées :

$$E = \text{Max} [n |\rho_{ij}(0)|] \quad \forall i \neq j$$

$$R = \text{Max} [n |\rho_{ij}(\tau)|] \quad \forall i, j \quad \forall \tau \neq 0$$

Le nombre d'éléments binaires (e.b) d'un vecteur code est n . Le code est alors désigné par le symbole $V(n, k)$ où k est le nombre de bits d'information par vecteur.

On appelle codes pseudo-orthogonaux ceux pour lesquels E étant fixé, R est minimum. Un code pseudo-orthogonal peut être utilisé dans une transmission multitrajet si les relations (1a) et (1b) sont vérifiées, c'est-à-dire si :

$$E \leq n S_0 \quad (3)$$

et

$$R < n S_c \quad (4)$$

Les méthodes de synthèse connues ne permettent pas de construire des codes caractérisés par des valeurs quelconques des paramètres E et R . Par contre, pour une valeur de E donnée, il est possible de construire des ensembles dont les fonctions de corrélation périodiques entre vecteurs présentent une borne

$$R^P = \text{Max} [n |\rho_{ij}^P(\tau)|] \quad \forall i, j \quad \forall \tau \neq 0$$

connue.

On peut alors déterminer si de tels codes sont pseudo-orthogonaux si on sait trouver le paramètre S_c^P caractérisé par l'implication suivante :

$$R^P < n S_c^P \Rightarrow R < n S_c \quad (5)$$

III.1. Approche du problème pour des codes binaires.

Au vecteur $[v^i] = [a_{ij}^i]$ $j \in [0, n-1], i \in [0, 1]$

est associé dans l'algèbre des polynômes modulo $(1 + x^n)$, le polynôme

$$v^i(x) = \sum_{j=0}^{n-1} a_{ij}^i x^j$$

$x^P v^i(x)$ est l'image du vecteur $x^P v^i$ obtenu après P permutations circulaires des composantes de v^i :

$$[x^P v^i] = [a_{i, n-P}^i, a_{i, n-P+1}^i, \dots, a_{i, n-1}^i, a_{i, 0}^i, a_{i, 1}^i, \dots, a_{i, n-P-1}^i]$$

Pour un décalage de τ e.b, la fonction de corrélation périodique des vecteurs v^i et v^j est égale à

$$\rho_{ij}^P(\tau) = (N_{b0} - N_{b1}) / n$$

où N_{b0} et N_{b1} représentent respectivement le nombre d'accords et le nombre de désaccords entre v^i et $x^\tau v^j$. N_{b1} est égal à la distance de Hamming $d(v^i, x^\tau v^j)$ entre les deux vecteurs v^i et $x^\tau v^j$.

$\rho_{ij}^P(\tau)$ s'écrit avec cette notation :

$$\rho_{ij}^P(\tau) = (n - 2 d(v^i, x^\tau v^j)) / n \quad (7)$$

Soient :

- W l'ensemble des vecteurs v^i et $x^\tau v^j$ qui sont obtenus quand les paramètres i, j et $\tau \neq 0$ prennent toutes les valeurs possibles,

- $d_{\min}(V)$ et $d_{\max}(V)$ les distances extrêmes entre les vecteurs d'un code V .

Les valeurs extrêmes des fonctions de corrélation s'écrivent :

$$E = \text{Max} [|n - 2 d_{\min}(V)|, |n - 2 d_{\max}(V)|] \quad (8)$$

$$R^P = \text{Max} [|n - 2 d_{\min}(W)|, |n - 2 d_{\max}(W)|] \quad (9)$$

et les inégalités (3) et (5) sont vérifiées si et seulement si :

$$\left. \begin{aligned} d_{\max}(V) &\leq (n/2) + n S_0 \\ d_{\min}(V) &\geq (n/2) - n S_0 \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

$$\left. \begin{aligned} d_{\max}(W) &\leq (n/2) + n S_c^P \\ d_{\min}(W) &\geq (n/2) - n S_c^P \end{aligned} \right\} \quad (11)$$



III 2 Codes utilisés

Les inégalités (10) et (11) fixent les conditions que doivent respecter les codes pseudo-orthogonaux. A partir de ces relations, il a été possible de développer pour ces codes une méthode de construction. L'exposé de cette dernière étant trop long pour être développé dans le présent article, il est apparu préférable de présenter les résultats obtenus dans leur application au cas des transmissions ionosphériques.

Pour des liaisons ionosphériques entre deux points distants de quelques milliers de kilomètres, la dispersion des temps de propagation des différents trajets peut atteindre 5 ms [4].

Une étude [3], a montré qu'il est possible de définir les paramètres optimaux du code $V(n, k)$ pour obtenir le débit d'information le plus élevé possible. Dans le cas

que nous prendrons pour exemple, où $\sum_{r=1}^{r=9} \alpha_r = 1$

la longueur optimale des vecteurs apparaît être de 27 e.b. En outre, il ressort de la relation (2) qu'en choisissant ϵ le plus faible possible, on peut tolérer, pour des performances équivalentes, une valeur plus importante de R .

Pour respecter au mieux l'ensemble de ces spécifications nous avons été conduits à retenir

- des codes $V(31, 5)$ pour lesquels $\epsilon = 1, R^p = 3$ et $R = 11$
- des codes $V(32, 5)$ pour lesquels $\epsilon = 0$ et $R = 13$

Les performances citées par la suite dans les exemples portent sur ces familles de codes.

IV Critères de décision

Le système de réception de la figure 1 permet à partir de l'observation des signaux fournis par les corrélateurs, de choisir différents critères de décision.

Lorsque le signal est accompagné de bruit, que nous supposons par la suite blanc et gaussien de densité spectrale N_0 , les corrélateurs fournissent des signaux Z_j que l'on peut exprimer par

$$Z_j = k S_j + N_b$$

où k est un coefficient dépendant de la puissance d'émission et N_b traduit l'influence du bruit.

Le critère le plus simple consiste, comme il l'a été vu précédemment, à rechercher, sur le trajet principal, la valeur maximale des $|Z_j|$.

L'utilisation de la redondance naturellement introduite par les autres trajets consiste à établir par leur exploitation une confirmation de la décision obtenue sur le premier trajet.

Nous avons limité cet exposé à l'étude des critères de détection optimum et au calcul des probabilités d'erreur, dans les cas où la décision est faite sur un trajet ou sur deux trajets.

IV 1 Détection sur un seul trajet

Ce cas qui correspond à celui pris comme exemple dans les paragraphes précédents, est aussi le plus simple.

Le récepteur, par une synchronisation primaire, détermine l'instant de décision à la fin du calcul des corrélations effectuées sur le temps t_c de réception d'un vecteur transmis par le trajet principal. Celui-ci est défini par le fait qu'il fournit le signal de plus grande amplitude.

Ce signal est caractérisé par la durée $t_c = nT$ de chacun des N vecteurs du code et par sa puissance moyenne P pendant t_c .

Deux cas doivent être considérés pour le calcul de la probabilité d'erreur :

IV 1 1 Cas d'une propagation monotrajét

La probabilité d'erreur P_e peut être calculée par la méthode de Viterbi [5] à partir de la probabilité d'erreur de détection P_{ei} du vecteur émis v^i . Lorsque l'émission des vecteurs est équiprobable

$$P_e = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N P_{ei} \quad (12)$$

La probabilité de détection correcte P_{ci} du vecteur v^i est, compte tenu du critère de décision majoritaire adopté, donnée par :

$$P_{ci} = \text{Proba.} \left[Z_i > \max_{j \neq i} (Z_1, \dots, Z_j, \dots, Z_N) \right]$$

d'où l'on déduit

$$P_{ei} = 1 - P_{ci}$$

Pour les codes dans lesquels $\epsilon = 0$ on peut montrer alors que la probabilité d'erreur dans la transmission d'un bit d'information est donnée par :

$$P_e \left(\frac{nTP}{N_0}, \epsilon = 0 \right) = 1 - \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} \left[\text{ERF} \left(x + \sqrt{\frac{2nTP}{N_0}} \right) \right]^{N-1} dx \quad (13)$$

où $\text{ERF}(x) = \text{Fonction erreur} = \int_{-\infty}^x \frac{e^{-\frac{t^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} dt$

Pour les codes où $\epsilon \neq 0$ il est simple de montrer que la probabilité d'erreur, qui devient une fonction de deux variables

$\frac{mTP}{N_0}$ et ϵ , s'exprime par :

$$P_2 \left(\frac{mTP}{N_0}, \epsilon \right) = P_2 \left(\frac{mTP}{N_0} (1-\epsilon), 0 \right) \quad (14)$$

IV 1 2 Cas d'une propagation multitrajets

Dans ce cas de propagation le calcul peut être effectué en remarquant que l'effet des trajectoires multiples est d'ajouter dans Z_j des termes d'intercorrélation ; soient δ_1 la valeur de l'auto-corrélation d'un vecteur v^i et δ_2 l'inter-corrélation de deux vecteurs v^i et v^j , pour une configuration donnée, on obtient dans le calcul de la probabilité d'erreur une relation semblable à (14) :

$$P_2 \left(\frac{mTP}{N_0}, \delta_1, \delta_2 \right) = P_2 \left(\frac{mTP}{N_0} (1 + \delta_1 - \delta_2), 0 \right)$$

d'où l'on déduit la probabilité d'erreur en tenant compte de toutes les configurations possibles. Pour cela il est nécessaire de faire intervenir les densités de probabilités relatives aux amplitudes des fonctions d'auto-corrélation $p(\delta_1)$ et d'intercorrélations $p(\delta_2)$

La probabilité d'erreur dans la transmission d'un bit d'information est alors donnée par la relation :

$$P_2 = 1 - \int_{-s_c}^{+s_c} \int_{-s_c}^{+s_c} p(\delta_1) p(\delta_2) d\delta_1 d\delta_2 \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{e^{-x^2}}{\sqrt{2\pi}} \left[\text{ERF} \left(x + \sqrt{\frac{2mTP}{N_0}} \left(1 + \sum_{r=1}^q \alpha_r (\delta_1 - \delta_2) \right) \right) \right] dx \quad (15)$$

La figure 3 donnant la probabilité d'erreur en fonction du rapport

$\gamma = \left[\frac{\text{Energie par bit d'information}}{\text{densité spectrale de bruit}} \right]$

illustre les résultats obtenus dans le cas où la détection se fait uniquement sur le trajet principal pour le code V(32,5).

Ces résultats ont été établis pour différentes valeurs de $\sum \alpha_r$, le cas $\sum \alpha_r = 0$ correspondant à une propagation sans trajectoires multiples.

Ce même code a été utilisé pour des vérifications expérimentales effectuées sur un simulateur analogique du canal ionosphérique. Les résultats obtenus sont reportés sur la figure 4.

On doit noter la bonne concordance entre les résultats expérimentaux et théoriques.

IV 2 Détection sur 2 trajets

Le principe de la détection sur deux trajets consiste à déterminer les deux trajectoires donnant les signaux de plus grande amplitude et définissant le trajet principal trajet 1 et le trajet de validation ou trajet 2.

Pour réaliser la détection, le circuit de décision met en mémoire, pour chaque trajet, les valeurs des signaux fournis par les corrélateurs en les classant dans l'ordre décroissant de leur amplitude.

On peut établir de multiples critères de détection en comparant les deux classements établis. Le critère optimal de détection, pour une complexité technologique donnée du récepteur, est celui qui minimise la probabilité d'erreur.

IV 2 1 Choix des critères de détection

Le critère de décision peut être établi en prenant sur chaque trajet, pour effectuer la confirmation, 1, 2, ou 3 valeurs des signaux fournis par les corrélateurs.

a) Prise en compte d'une seule valeur Z_j par trajet

Ce cas apparaît à l'étude plus défavorable que la détection sur un seul trajet. Son étude n'est donc pas développée.

b) Prise en compte de 2 valeurs Z_j par trajet

Soient Z_i et Z_j les valeurs retenues pour le trajet principal et Z_l, Z_m les valeurs retenues pour le trajet de confirmation (fig 5)

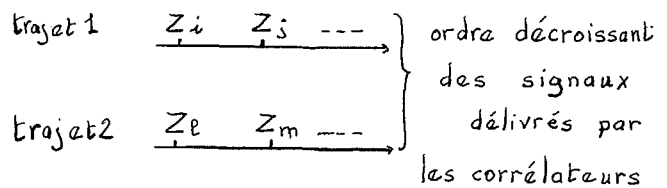


Fig 5. Détection sur deux trajets

Les critères de détection susceptibles d'être appliqués peuvent être classés de la manière suivante :

+ On dit qu'il y a non confirmation si P ou m sont différents de i ou j . Le calcul des probabilités d'erreurs montre que le critère optimum consiste à retenir v^i comme vecteur reçu

+ On dit qu'il y a simple confirmation si

- ou bien $i \in \{l, m\}$ et $j \notin \{l, m\}$

le critère optimum consiste à retenir v^i

- ou bien $j \in \{l, m\}$ et $i \notin \{l, m\}$

le critère optimum consiste à retenir v^j



+ On dit qu'il y a double confirmation si

- ou bien $i = \ell$ et $j = m$
- ou bien $j = \ell$ et $i = m$

le critère optimum consiste à retenir v_i

c) Prise en compte de 3 valeurs Z_j par trajets

Les critères optimum peuvent être déterminés par une méthode identique à celle utilisée pour le cas précédent. On doit alors examiner les cas de non, simple, double et triple confirmations, ce qui conduit à un total de 34 cas.

d) Probabilité d'erreur de détection

La probabilité d'erreur doit être déterminée dans chacun des cas précédents en tenant compte des probabilités d'apparition des non, simple, ou multiples confirmations. La probabilité de détection correcte P_c est donc calculée en effectuant la somme des probabilités d'apparition P_a d'un vecteur émis dans une configuration conforme au critère de détection optimum, soit :

$$P_c = \sum_{\text{cas favorables}} P_a$$

Ces probabilités d'apparition se calculent à partir de la probabilité P_{ci} pour que la sortie Z_m du corrélateur correspondant au mot code v_m , si celui-ci est émis, soit à la $i^{\text{ème}}$ position dans l'ordre décroissant des amplitudes des fonctions de corrélation:

$$P_{ci} = \int_{-\infty}^{+\infty} p(A_1) p(A_2) C_{i-1} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} (ERF(x))^{i-1} (ERF(x))^{N-i} dx_1 dA_1 dA_2 \quad (16)$$

avec $x = x_1 + \sqrt{\frac{2NTP}{N_0}} \left(1 + \frac{1}{2} \gamma_r(A_1, A_2)\right)$
et $ERFC(x) = 1 - ERF(x)$

Ainsi la probabilité d'apparition P_a de Z_m en $i^{\text{ème}}$ position lors de la détection sur le trajet 1 et en $j^{\text{ème}}$ position lors de la détection sur le trajet 2 vaut:

$P_a = P_{ci}(\gamma_1) \cdot P_{cj}(\gamma_2)$
où γ_1 et γ_2 sont les rapports [énergie par bit d'information/densité spectrale de bruit] pour les trajets 1 et 2.

L'évolution de la probabilité d'erreur P_e en fonction de γ est montrée sur les courbes de la figure 6-deux valeurs de Z_j sont prises en compte sur chacun des trajets- et de la figure 7 -trois valeurs de Z_j sont prises en compte sur chacun des trajets-. Les résultats portés dans ces figures ont été calculés dans le cas où les deux trajets choisis pour effectuer la détection sont d'amplitude égale. Il apparaît que la prise en compte de deux valeurs de fonctions de corrélation.

Les figures 8 et 9 permettent de délimiter les zones pour lesquelles il est préférable de choisir le critère de détection sur un seul trajet ou sur deux trajets.

La figure 8 tracée pour $\sum \alpha_i = 1$ donne la probabilité d'erreur P_e en fonction de γ_1 avec pour paramètre, dans le cas où le critère de détection se fait sur les deux plus grandes fonctions de corrélation. Pour une valeur de γ_2 donnée, P_e augmente lorsque γ_1/γ_2 devient important ce qui signifie que la détection sur le

trajet 2 est très perturbée par le trajet 1. La courbe de détection sur un seul trajet fixe la limite pour laquelle il est préférable d'utiliser l'un ou l'autre critère.

La courbe 9 donne les mêmes résultats mais dans le cas où la détection se fait sur les trois plus grandes valeurs.

La synthèse de ces résultats est effectuée sur la figure 10.

V. Conclusion.

Les débits d'information à travers les canaux de transmission sièges de trajectoires multiples sont limités dans les techniques de modulation classique par l'étalement de la réponse impulsionnelle. Pour pallier cette limitation, l'idée fondamentale qui a guidé cette étude a été de considérer tout d'abord les trajectoires multiples comme des sources d'erreurs que l'on a cherché à corriger par l'emploi de codes pseudo-orthogonaux ne nécessitant pas d'adaptation particulière du récepteur aux caractéristiques aléatoires du canal.

L'étude de ces codes nous a amené à définir une nouvelle classe de codes qui ont été appelés codes pseudo-orthogonaux. Leur application aux canaux à trajectoires multiples nous a permis de définir un autre critère de détection en considérant les trajectoires multiples comme des sources d'information redondantes dont l'utilisation permet, dans certains cas, de réduire la probabilité d'erreur.

L'étude développée dans cet article montre l'avantage de ce second critère dont l'utilisation doit être envisagée, compte tenu de la faible complexité qu'elle entraîne dans la structure du récepteur.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] VAN HUFFELEN.
Egalisation auto-adaptative d'une transmission ionosphérique de données.
Colloque GRETSI Nice (1973)
- [2] C. DECHAU, J.M. LEBIDOIS
Transmissions numériques sur voies HF
AGARD Conférence proceedings N°173
Radio Systems and the Ionosphere. Athènes (1975)
- [3] M. GINDRE, C. GOUTELARD
Optimisation des codes pseudo-orthogonaux pour des propagations fortement perturbées par des trajets multiples.
Ann. Télécomm. tome 30, N° 11-12, Nov.-Déc. 1975
- [4] K. DAVIES
Ionospheric radio propagation
United States Depart. Communications (1965)
- [5] S.W. COLOMB
Digital Communications with space application
Prentice-Hall (1964)

PROCEDES DE TRANSMISSION PAR CODES PSEUDO-ORTHOGONAUX

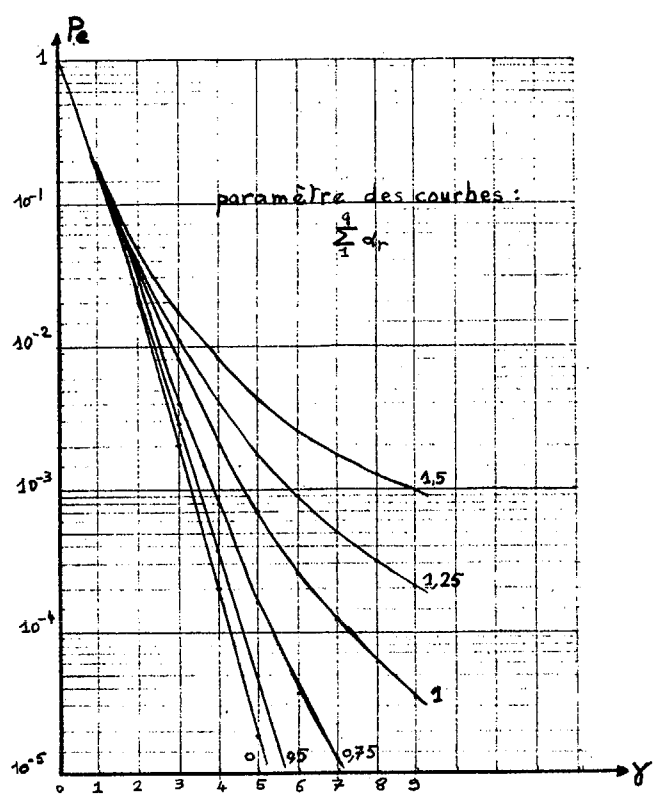


Figure 3. Détection sur un trajet. Courbe théorique

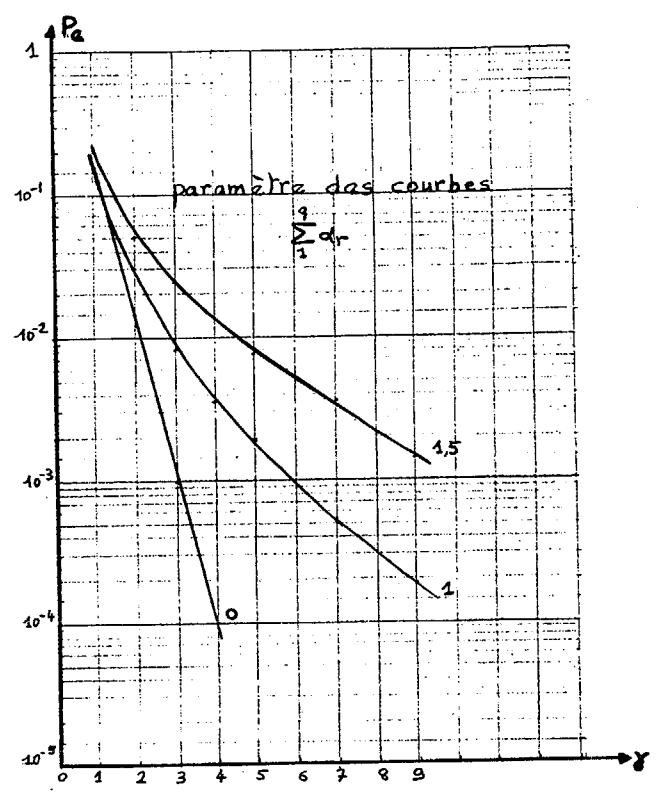


Figure 4. Détection sur un trajet. Courbe expérimentale

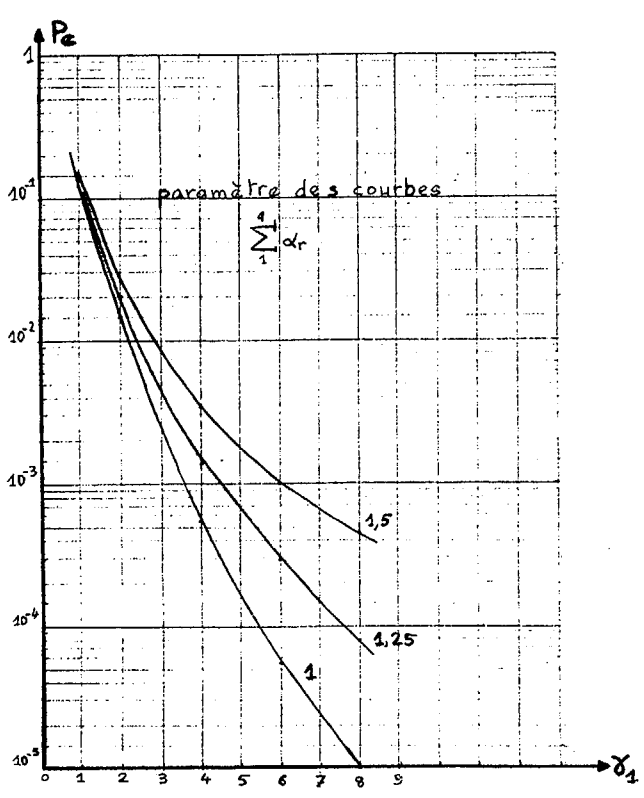


Figure 6. Détection sur deux trajets d'amplitude égale. Prise en compte des deux plus grandes fonctions de corrélation.

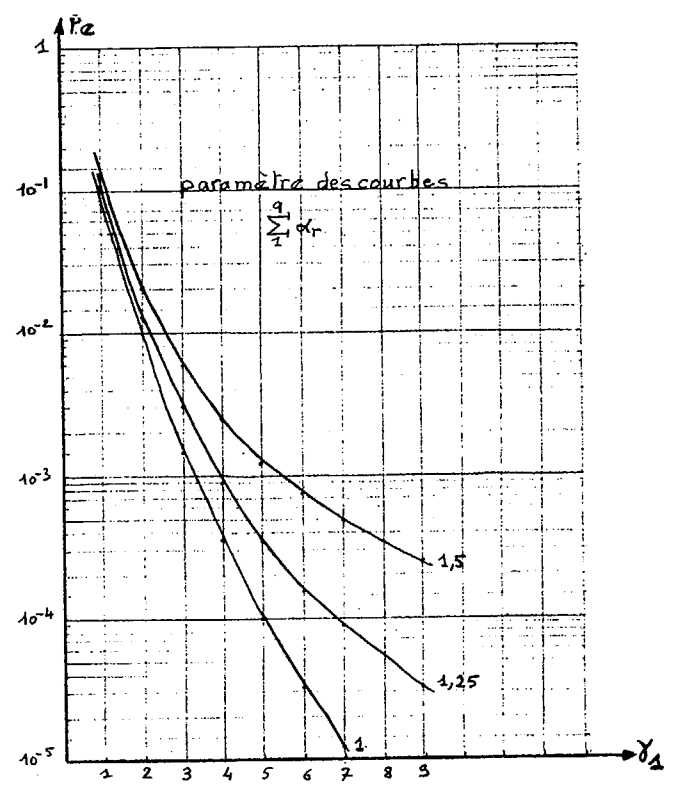


Figure 7. Détection sur deux trajets d'amplitude égale. Prise en compte des trois plus grandes fonctions de corrélation.

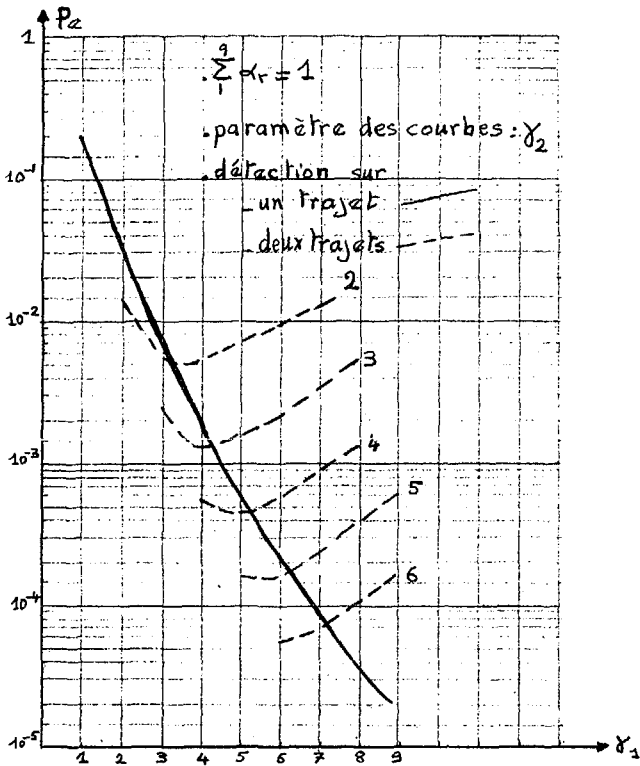


Figure 8. Comparaison des critères de détection. Dans la détection sur 2 trajets les 2 plus grandes fonctions de corrélation sont prises en compte.

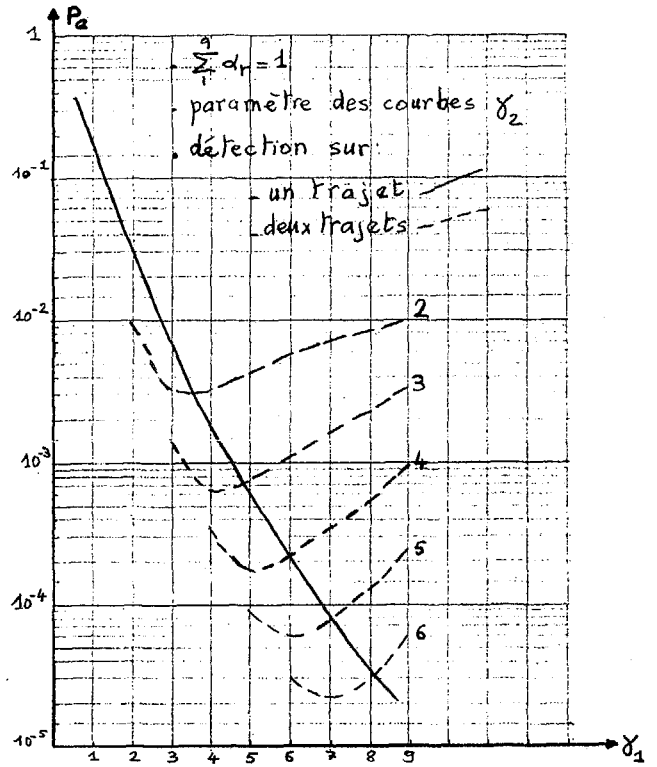


Figure 9. Comparaison des critères de décision. Dans la détection sur 2 trajets les 3 plus grandes fonctions de corrélation sont prises en compte.

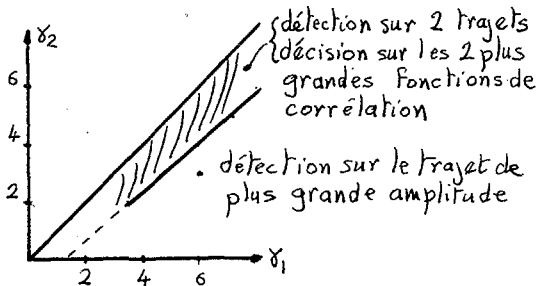
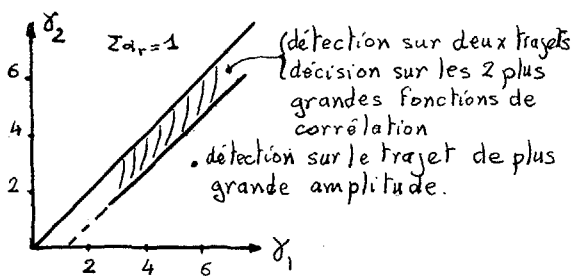


Figure 10. Détermination du critère optimum.