

NEUVIEME COLLOQUE SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

NICE du 16 au 20 MAI 1983

DEMODULATION DES SIGNAUX NUMERIQUES A ENVELOPPE CONSTANTE

H. GANEM⁽¹⁾ et R. VALLET⁽²⁾

⁽¹⁾ THOMSON-CSF DTC 16 RUE DU FOSSE BLANC 92231 GENNEVILLIERS
⁽²⁾ E.N.S.T. DEPT. SYSTEMES ET COMMUNICATIONS 46 RUE BARRAULT 75634 PARIS CEDEX 13

RESUME

Une structure de récepteur non cohérent performant est développée pour des transmissions de données sur canal à bruit additif blanc gaussien et à phase aléatoire lentement variable dans le temps. Le récepteur est conçu pour les modulations à énergie par symbole constante et il est bien adapté aux modulations de fréquence à phase continue d'indice 0.5.

Il est décrit comment on peut simplifier le récepteur non cohérent optimum en approximant la fonction de vraisemblance associée par une fonction sous optimale, que l'on peut maximiser par un algorithme simple de programmation dynamique. Les performances ont été évaluées dans le cas d'une modulation de fréquence à phase continue d'indice 0.5 et sont comparées à celles obtenues par d'autres algorithmes de démodulation.

SUMMARY

A non coherent receiver structure is proposed, aimed at data transmissions over an A.W.G.N channel with slowly varying random phase jitter. The receiver deals with constant energy per symbol modulations; it is well suited to demodulate C.P.M. signals, with .5 modulation index.

We describe how one can simplify the optimum non coherent receiver by approximating the likelihood ratio using a sub-optimum criterion. This allows a recursive computation of all the metrics and the use of a simple dynamic programming algorithm to perform the demodulation. The Bit Error Rate performances have been evaluated by simulation in the case of a frequency modulated C.P.M. signal with .5 modulation index. We compare the results with those obtained by using others demodulation algorithms.



1-INTRODUCTION:

Les techniques de modulation à enveloppe constante sont largement utilisées dans les radiocommunications actuelles. Leur immunité aux distorsions non linéaires les rendent particulièrement attractives pour les communications radio mobiles ou par satellites (1). Les modulations de fréquence à phase continue C.P.M. ont des propriétés intéressantes en ce qui concerne l'encombrement spectral et la probabilité d'erreur par bit (B.E.R.) lors d'une démodulation cohérente. Celle-ci n'est pourtant pas toujours possible et, pour certaines applications telles les liaisons en éviation de fréquence, on doit s'orienter vers des techniques non cohérentes. Le problème ayant motivé l'étude est la démodulation non cohérente d'un signal à phase continue, modulé en fréquence par une suite de symboles binaires, à partir de son observation sur une fenêtre temporelle de durée N symboles.

La présentation de la méthode est faite en 4 étapes:

Nous présentons tout d'abord les fonctions de vraisemblance associées aux récepteurs cohérent et non cohérent.

En considérant les modulations linéaires, nous explicitons ensuite une structure de récepteur non cohérent sous optimum réalisable, en montrant que le récepteur non cohérent optimum est en fait constitué d'un estimateur de phase connaissant les données, associé à un détecteur cohérent. En simplifiant la structure de l'estimateur de phase on obtient une métrique sous optimale qui peut être maximisée de façon récursive par un algorithme de programmation dynamique. Le nombre d'états (2^P) du treillis représentant le récepteur est à déterminer en fonction des performances recherchées qui se situent entre celles du détecteur différentiel ($P=1$) et du détecteur cohérent ($P \gg 1$).

La méthode proposée est enfin appliquée aux modulations C.P.M d'indice 0.5. Pour obtenir un récepteur simple, nous utilisons une représentation approchée, mais linéaire, de ce type de signaux (2).

Les résultats obtenus sont comparés à ceux fournis par d'autres méthodes de détection, tant sur le plan des performances que sur celui de la complexité de mise en oeuvre.

2-DESCRIPTION GENERALE:

Considérons la réception d'un signal à bande étroite $y(t, \underline{a}, \theta)$ d'expression:

$$y(t, \underline{a}, \theta) = \text{Re}(x(t, \underline{a}) \exp(j\theta) + n(t)) \cdot \exp(2j\pi f_0 t) \quad (2.1)$$

avec

$\underline{a} = (a_i)_{i \in Z}$: suite des symboles binaires émis ($a_i = \pm 1$) supposés statistiquement indépendants et de durée unitaire T .

$x(t, \underline{a})$: enveloppe complexe du signal émis, d'énergie par symbole constante $2E$.

f_0 : fréquence porteuse.

θ : rotation de phase entre le signal émis et le signal reçu.

$n(t)$: bruit additif gaussien, blanc dans la bande du signal, de densité spectrale $2N_0$.

On se propose de démoduler les N symboles a_i , $i=1, N$ en observant le signal $y(t, \underline{a}, \theta)$ sur l'intervalle $(0, NT)$.

$$\text{Soit } r(t) = x(t, \underline{a}_N) \exp(j\theta) + n(t) \quad t \in [0, NT] \quad (2.2)$$

l'enveloppe complexe du signal observé; il s'agit de trouver la séquence

$(\hat{a}_N) = (\hat{a}_1, \hat{a}_2, \dots, \hat{a}_N)$ maximisant la fonction de vraisemblance (3):

$$V = \exp\left(\frac{1}{N_0} \cdot \text{Re} \int_0^{NT} r^*(t) \cdot x(t, \hat{a}_N) \exp(-j\theta) \cdot dt\right) \quad (2.3)$$

3-DETECTION COHERENTE

En détection cohérente la phase θ est connue. Dans ces conditions, maximiser l'expression (2.3) revient à maximiser la partie réelle de la corrélation entre signal reçu et signal attendu après une rotation d'angle $-\theta$:

$$V(\hat{a}_N) = \text{Re} \left(\int_0^{NT} r^*(t) \cdot \exp(-j\theta) \cdot x(t, \hat{a}_N) \cdot dt \right) \quad (3.1)$$

4-DETECTION NON COHERENTE

Dans ce cas la rotation de phase θ est inconnue du récepteur; elle est considérée comme une variable aléatoire équirépartie sur $(0, 2\pi)$. La fonction de vraisemblance est obtenue en moyennant l'expression (3.1) sur les valeurs de θ et peut s'écrire:

$$V(\hat{a}_N) = I_0 \left(\left| \int_0^{NT} r(t) \cdot x(t, \hat{a}_N) \cdot dt \right|^2 \right) \quad (4.1)$$

La fonction de BESSEL $I_0(\cdot)$ est monotone croissante, le récepteur à maximum de vraisemblance est donc celui qui maximise:

$$V(\hat{a}_N) = \left| \int_0^{NT} r(t) \cdot x(t, \hat{a}_N) \cdot dt \right|^2 = P(a_N) \cdot \exp(j\theta(\hat{a}_N)) \quad (4.2)$$

Interprétation du récepteur:

Maximiser l'expression (4.2) revient à maximiser:

$$V(\hat{a}_N) = \text{Re} \left(\int_0^{NT} r(t) \cdot x(t, \hat{a}_N) \cdot dt \cdot \exp(-j\theta(\hat{a}_N)) \right) \quad (4.3)$$

$$\text{avec } \theta(\hat{a}_N) = \arg \left(\int_0^{NT} r(t) \cdot x(t, \hat{a}_N) \cdot dt \right) \quad (4.4)$$

Les équations (4.3) et (4.4) expriment simplement le fait que le module d'un nombre complexe peut être obtenu par une rotation de façon à annuler son argument et obtenir un nombre réel. On remarque en comparant les équations (4.3) et (3.1) que le récepteur non cohérent peut s'interpréter comme un récepteur cohérent représenté par l'équation (4.3) associé à un estimateur de phase connaissant les données (équ. (4.4)).

Le récepteur décrit ci-dessus conduit à une mise en oeuvre extrêmement complexe dès que N dépasse quelques unités; il est en effet nécessaire de calculer 2^N métriques pour choisir celle qui est maximale. De plus les calculs ne peuvent pas se faire de manière récursive. Il paraît donc intéressant de simplifier le récepteur en vue, d'une part, de réduire le volume de calcul, d'autre part, de pouvoir calculer les métriques récursivement.

Dans cette perspective, nous décrivons à présent, une simplification possible de l'estimateur de phase décrit par l'équ. (4.4). Toutefois, dans un souci de clarté de l'exposé, nous restreindrons ce qui suit, au cas où $x(t, \hat{a}_N)$ est un signal modulé linéairement.

5-SIMPLIFICATION DE L'ESTIMATEUR DE PHASE POUR DES SIGNAUX MODULES LINEAIREMENT

Dans ce cas, $x(t, \hat{a}_N)$ peut s'ecrire sous la forme:

$$x(t, \hat{a}_N) = \sqrt{2E} \sum_{k=1}^N \hat{a}_k \cdot h(t-kT) \quad (5.1)$$

avec
 -E : energie du signal par symbole
 -h(t) : impulsion complexe satisfaisant:

$$\int_0^T h(t) \cdot h(t-kT) \cdot dt = \delta(0, k) \quad k \in Z \quad (5.2)$$

En reportant l'equ.(5.1) dans (4.2) la fonction de vraisemblance $V(\hat{a}_N)$ s'ecrit:

$$V(\hat{a}_N) = \left(\sum_{k=1}^N \hat{a}_k \cdot r_k \right) \cdot \left(\sum_{k=1}^N a_k \cdot r_k \right)^* \quad (5.3)$$

avec:

$$r_k = \int_0^T r(t) \cdot h(t-kT) \cdot dt \quad (5.4)$$

r_k est la sortie du filtre adapte a l'impulsion $h(t)$.

Le deuxieme terme du produit de l'equ.(5.3) correspond a l'estimateur de phase $\theta(a_N)$ travaillant sur N symboles.

Nous proposons de simplifier cet estimateur de phase, en reduisant le nombre de symboles utilises a $K=2P+1$. On obtient ainsi, apres modification de la fonction de vraisemblance (equ.(5.3)):

$$V'(\hat{a}_N) = \sum_{k=1}^N (\hat{a}_k \cdot r_k \left[\sum_{l=1}^P a_l \cdot r_l \right]^*) \quad l \in (1, N) \quad (5.5)$$

Le recepteur propose cherche la suite (\hat{a}_N) qui maximise l'expression (5.5). En exploitant la symetrie de l'equation (5.5), on obtient, sachant que $a_i = \pm 1$ pour $i=1, \dots, N$ alors:

$$V'(\hat{a}_N) = \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^P \hat{a}_k \cdot \hat{a}_{k-1} \dots \text{Re}(r_k \cdot r_{k-1}^*) \quad (5.6)$$

L'expression (5.6) peut maintenant etre maximisee de maniere recursive. Soit K l'indice courant et L_K la metrique a l'instant K. Alors:

$$L_K = \sum_{i=1}^K \sum_{l=1}^P \hat{a}_i \cdot \hat{a}_{i-1} \dots \text{Re}(r_i \cdot r_{i-1}^*) \quad (5.7)$$

soit:

$$L_K = L_{K-1} + \dots + \hat{a}_K \cdot \hat{a}_{K-1} \cdot \text{Re}(r_K \cdot r_{K-1}^*) \quad (5.8)$$

$$L_K = L_{K-1} + m(\hat{a}_K, E_{K-1}) \quad (5.9)$$

$$E_{K-1} = (\hat{a}_{K-1}, \dots, \hat{a}_{K-P}) \quad (5.10)$$

est l'etat a l'instant K-1.

La maximisation de l'expression (5.6) peut s'effectuer a l'aide d'un algorithme de programmation dynamique (Algorithme de VITERBI), travaillant sur un treillis a 2P etats E_i et dont les metriques de branches sont les $m(\hat{a}_K, \hat{a}_{K-1}, \dots, \hat{a}_{K-P})$. La structure generale du recepteur resultant est represente sur la fig 1.

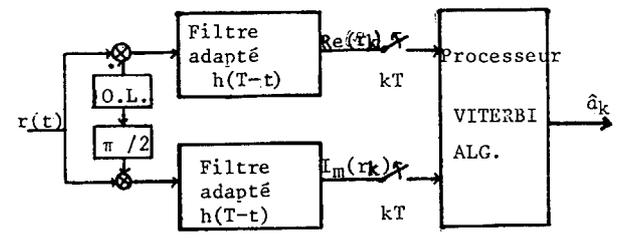


Fig 1: Structure generale du recepteur

5.1 Cas particulier modulation de phase a 2 etats PSK et P=1:

Pour une modulation de phase a 2 etats (P.S.K.) ou a double bande sans porteuse (DSB) le signal module $x(t, \hat{a})$ est determine par

$$-a_k = \pm 1$$

-h(t) est une fonction reelle

La maximisation de $V'(\hat{a}_N)$ en utilisant l'algorithme propose se fait en ne prolongeant qu'un seul etat a chaque iteration (Le calcul de la metrique $L(a_k)$ n'est plus necessaire puisque l'on effectue une decision symbole par symbole.)

Ceci conduit a la regle de decision suivante:

$$\hat{a}_k \cdot \hat{a}_{k-1} = \text{sign}(\text{Re}(r_k \cdot r_{k-1}^*)) \quad (5.11)$$

qui est celle du recepteur differentiel classique.

6-APPLICATION AU CAS DES MODULATIONS LINEAIRES A PHASE CONTINUE

L'algorithme decrit ci-dessus a ete presente dans le cas des modulations lineaires. Nous nous proposons de montrer comment il peut etre applique a la demodulation de signaux a phase continue, modulees en frequence et d'indice 0.5. Nous utiliserons pour cela une representation lineaire approchee de ce type de signaux decrite dans un article conjoint (2).

L'expression generale de l'enveloppe complexe du signal emis peut s'ecrire

$$x(t, a_N) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \exp(j\psi(t, a_N)) \quad (6.1)$$

avec $\psi(t, a) = 2\pi h \int_{-\infty}^t \sum_{i=1}^P a_i \cdot g(t-iT) \cdot dt$

ou: $\psi(t, a)$ est la phase du signal module par la sequence a des symboles binaires emis.

- T est la duree d'un symbole

- g(t) est l'impulsion de frequence de duree LT caracterisant la modulation consideree et satisfait l'equation de normalisation:

$$\int_0^{LT} g(t) \cdot dt = 1/2$$

- h est l'indice de modulation

- E est l'energie par symbole emis

On montre (2) que si $h=0.5$, le signal emis peut s'ecrire:



$$x(t, \underline{a}) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} b_{2n} \cdot F_p(t-2nT) + j b_{2n+1} \cdot F_p(t-(2n+1)T) + \xi(t) \quad (6.3)$$

où

$-\xi(t)$ est une fonction résiduelle qui peut généralement être négligée.

$F_p(t)$ est une impulsion réelle de durée $(L+1)T$ appelée fonction principale et déterminée uniquement par l'impulsion de fréquence $g(t)$.

$b_n = \pm 1$ est défini à partir des symboles émis par:

$$-b_{2n} = -b_{2n-1} \cdot a_{2n} \quad (6.4)$$

$$-b_{2n+1} = b_{2n} \cdot a_{2n+1} \quad (6.5)$$

remarque:

dans le cas où $L=1$, le signal peut se représenter exactement sous forme linéaire et $\xi(t)$ est identiquement nulle.

exemple: Modulation M.S.K.

$$L=1 \\ g(t) = 1/(2T) \text{ pour } t \in (0, T) \\ = 0. \text{ ailleurs} \quad (6.6)$$

$$\text{alors} \\ F_p(t) = \cos(\pi t/2T) \text{ pour } t \in (-T, T) \\ = 0. \text{ ailleurs} \quad (6.7)$$

en utilisant la représentation (6.3), l'algorithme proposé ici à été appliqué à la démodulation d'un signal de type SRC4 (Spectral Raised Cosine; $L=4$); l'impulsion $g(t)$ caractérisant cette modulation à pour expression:

$$g(t) = \frac{k \cdot \sin \pi X}{M \cdot X(1-X)} \text{ pour } 0 < t < 4T \\ = 0. \text{ ailleurs} \quad (6.8)$$

$$\text{avec } X = (2t/T - 4) \quad (6.9)$$

- k: constante de normalisation

$g(t)$ est représentée sur la fig (2). on peut remarquer que presque toute l'énergie de l'impulsion est concentrée dans le lobe principal. Les lobes latéraux contribuent seulement au lissage du signal de phase de manière à minimiser l'encombrement spectral du signal émis. De ce fait, l'information qu'ils véhiculent est quasiment nulle; on peut donc les négliger lors de la démodulation et considérer que l'impulsion $g(t)$ a une durée $2T$.

Dans ces conditions, la fonction principale $F_p(t)$ a, d'après ce qui précède, une durée de $3T$. Elle est représentée sur la fig (3). La réponse complexe du filtre adapté au signal émis peut s'écrire:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} b_{2n} \cdot R_p(t-2nT) + j b_{2n+1} \cdot R_p(t-(2n+1)T) \quad (6.10)$$

où $R_p(t)$ est la fonction d'autocorrélation de $F_p(t)$

La règle de décision sur les symboles aux instants $2nT$ et $(2n+1)T$ peut s'écrire

$$b_{2n} = \text{sign}(\text{Re}(s(2nT))) \\ = b_{2n} R_p(0) + (b_{2n-1} + b_{2n+1}) R_p(2T) \quad (6.11)$$

$$b_{2n+1} = \text{sign}(\text{Im}(s((2n+1)T))) \\ = b_{2n+1} R_p(0) + (b_{2n} + b_{2n-2}) R_p(2T) \quad (6.12)$$

Le terme $R_p(2T)$ caractérise l'interférence intersymbole. Pour l'exemple considéré on a $R_p(2T)/R_p(0) = 0.01$. On peut donc considérer que l'interférence intersymbole est négligeable; les performances du récepteur cohérent adapté à la modulation SRC4 d'indice 0.5 seront donc sensiblement les mêmes que celles du récepteur cohérent M.S.K.

Nous avons simulé, dans le cas de la modulation SRC4, la démodulation du signal $x(t, \underline{a})$ (équ. (6.1)) à l'aide de l'algorithme décrit ci dessus, pour des blocs de $N=100$ symboles.

Les courbes de probabilités d'erreur obtenues pour diverses valeurs du paramètre P (cf équ. (5.5)) sont représentées sur la fig (4) en fonction du rapport signal à bruit E/N_0 .

7-COMPARAISON DE L'ALGORITHME PROPOSE A D'AUTRES ALGORITHMES DE DEMULATION

Nous voudrions à présent, afin de situer les résultats présentés au paragraphe précédent, les comparer à ceux obtenus en démodulant la modulation SRC4 à l'aide de deux autres algorithmes:

- Démodulation par un discriminateur de fréquence.

- Corrélation de l'enveloppe complexe du signal reçu avec les signaux attendus.

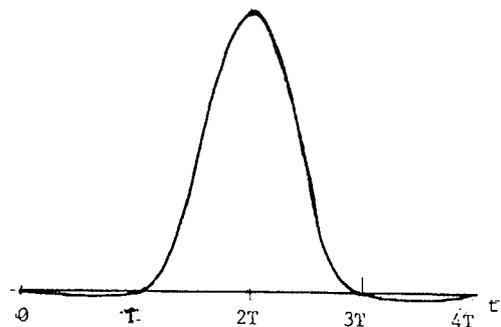


Fig 2: Impulsion de fréquence $g(t)$ SRC4

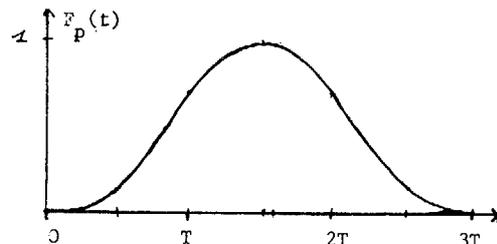


Fig 3: Fonction principale $F_p(t)$ SRC4, indice .5

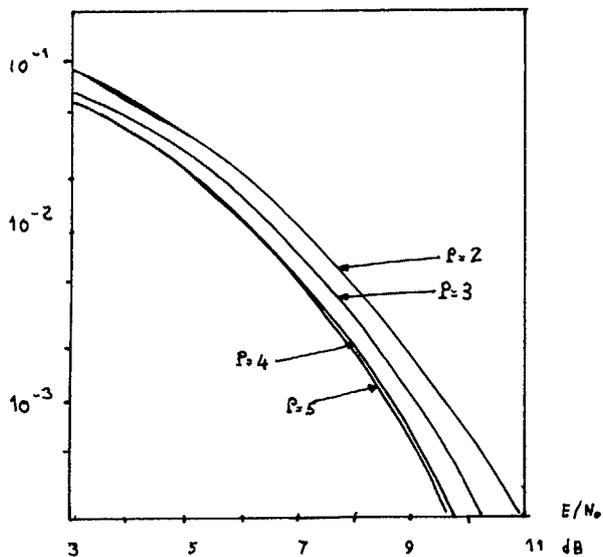


Fig 4: Courbe de taux d'erreur SRC4, indice .5

7.1-Démodulation à l'aide d'un discriminateur de fréquence.

Cet algorithme de démodulation, dont le schéma synoptique est représenté sur la figure (5) est mentionné, à titre de référence car ce type de traitement est celui qui est mis en oeuvre, de manière analogique, dans la plupart des récepteurs FSK existant actuellement sur le marché. Une simulation de la démodulation d'un signal de type SRC4 a conduit à la courbe de taux d'erreur qui est représentée sur la fig.(6). La largeur de bande du filtre

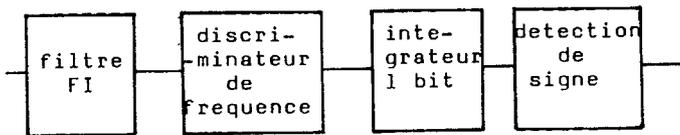


Fig 5: Schéma synoptique de l'algorithme de démodulation avec discriminateur.

a été ajustée de manière à optimiser les résultats, la valeur optimale trouvée se situant aux alentours de $B=1.1/T$ (T : période bit). L'indice de modulation utilisé dans la simulation est: $h=0.5$. Bien que cette valeur ne conduise pas aux meilleurs résultats lors d'une démodulation par discrimination de fréquence, (l'indice optimum est approximativement égal à 0.7 (6)) nous avons tenu à conserver cette valeur de manière à pouvoir comparer les résultats obtenus avec différents algorithmes sur les memes bases.

7.2 Démodulation par corrélation avec les signaux d'enveloppe attendus

Le démodulateur non cohérent optimum tel qu'il a été décrit au paragraphe (4.), envisage la démodulation simultanée de N symboles à partir de l'observation du signal reçu sur une durée NT (T : durée d'un symbole).

Nous avons vu que, étant donné le nombre de corrélations à calculer, un tel récepteur n'est pas réalisable dès que N dépasse quelques unités. D'un autre coté, le calcul des corrélations sur des fenêtrés de durée réduites entraîne des "effets de bords" conduisant à une probabilité d'erreur plus élevée pour les symboles situés aux extrémités de la fenêtre que pour ceux se trouvant au centre. Cela est du au fait qu'une partie de l'information relative aux symboles extrêmes se situe à l'extérieur de la fenêtre et n'est pas prise en compte lors de la corrélation. Un tel phénomène peut être évité en considérant des fenêtrés de corrélation disjointes. C'est la caractéristique de l'algorithme présenté dans ce paragraphe où deux fenêtrés successives de corrélation sont simplement décalées de la durée d'un symbole. Dans ces conditions, chaque bit est évalué N fois et la décision finale est effectuée par une moyenne pondérée (suivant la position du symbole dans la fenêtre) des N évaluations.

Les valeurs de N envisagées ont été: $N=2,3,4$; les courbes de taux d'erreur correspondantes sont représentées sur la fig (7).

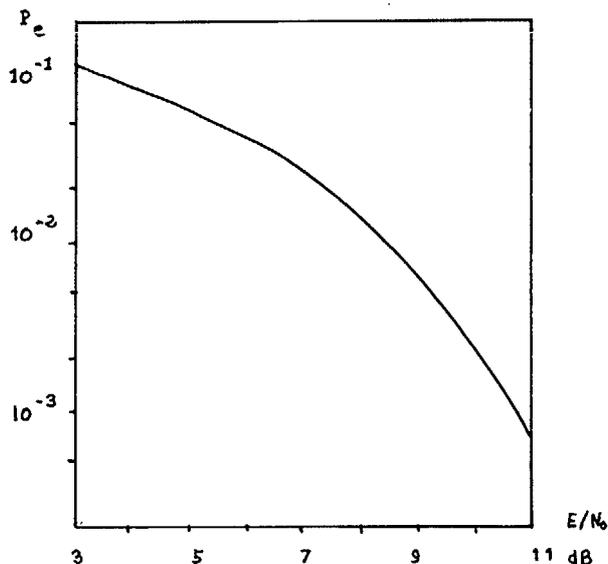


Fig 6: Courbes de taux d'erreur avec discriminateur

7-3 comparaison des algorithmes

Les caractéristiques des trois algorithmes présentés ont été résumées sur le tableau 7.1 afin de permettre leurs comparaisons

Deux types de résultats ont été portés sur ce tableau

- Les performances; nous avons portés les valeurs de E/No correspondant à un taux d'erreur de 10^{-3} .

- La complexité de mise en oeuvre, évaluée d'après le nombre d'opérations (additions, multiplications et comparaisons) par symbole démodulé, en fonction du nombre d'échantillons par symbole: $Nech$.



DEMODULATION DES SIGNAUX NUMERIQUES A ENVELOPPE CONSTANTE

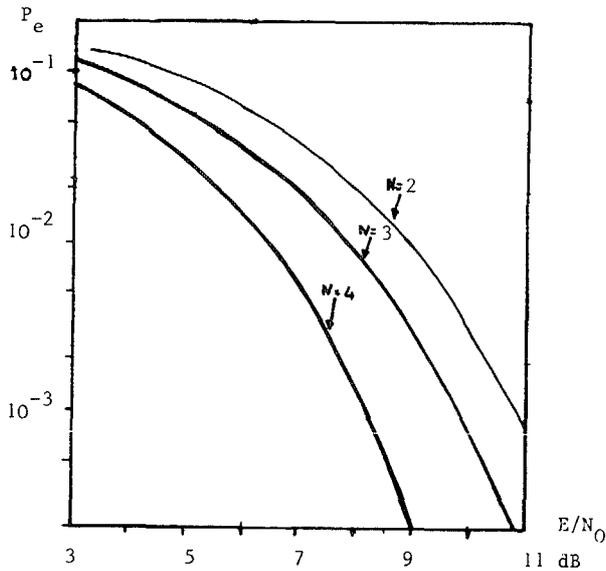


Fig 7: Courbes de taux d'erreur correlation voies I & Q

représentation linéaire approchée du signal décrite équ(6.3) qui devrait permettre une certaine réduction de la complexité.

CONCLUSION

Nous avons présenté dans cet article, une structure de récepteur non cohérent, bien adaptée à la démodulation de blocs de données dans le cas des modulations linéaires mais pouvant être aussi utilisée pour détecter les modulations de fréquence à phase continue d'indice 0.5.

Le récepteur est constitué d'un estimateur de phase connaissant les données, associé à un détecteur cohérent et peut être considéré comme une extension du récepteur différentiel. Il permet d'obtenir des performances en taux d'erreur sensiblement meilleurs que ce dernier, tout en conservant une complexité de mise en œuvre réduite.

REFERENCES

- 1 THO LE-NOC and KAMILO FEHER, Power and bandwidth efficient modulation techniques, proceedings GLOBECOM MIAMI 1982
- 2 LAURENT P.A. Interprétation des modulations d'indice 1/2 entier. ANNALES DU NEUVIEME COLLOQUE GRETSI- NICE- MAI 83.
- 3 David.D.FALCONER and J.SALZ Optimal reception of digital data over the gaussian channel with unknown delay and phase jitter, IEEE Trans on I.T. VOL. IT-23, No 1, jan 77
- 4 J.S.BOURGENOT and H.GANEM: Non coherent detection of controlled-phase- modulated signals; GLOBECOM MIAMI 1982
- 5 G. KAWAS-KALEH; Théorie de la détection; cours de 2ème année E.N.S.T. 1982
- 6 Tjeng T. I HUNG and Paul.H. WITTKÉ; carrier transmission of binary data in a restricted band ; IEEE trans com Tech. vol com. 18 n° 4 Aug 1970

! Methode	! E/No	! Nombre	! nombre	! nombre
! !	! Pe=10-3!	! mult	! add	! comp
! 1 !discri	! 10.7dB	! 0	! Nech	! 1
! 2 !corr I Q!	! 11 dB	! 8*Nech	! 8*Nech	! 4
! ! 12 bits !	! !	! +8	! +16	! !
! 3 !corr I Q!	! 10 dB	! 8*Nech	! 8*Nech	! 8
! ! 13 bits !	! !	! + 16	! +32	! !
! 4 !corr I Q!	! 8.2dB	! 8*Nech	! 8*Nech	! 16
! ! 14 bits !	! !	! + 32	! + 64	! !
! 5 !esti pha!	! 9.7dB	! 4*Nech	! 4*Nech	! 4
! ! P=2 !	! !	! +4	! 16	! !
! 6 !esti pha!	! 9.5dB	! 4*Nech	! 4*Nech	! 8
! ! P=3 !	! !	! +6	! +32	! !
! 7 !esti pha!	! 8.5dB	! 4*Nech	! 4*Nech	! 16
! ! P=4 !	! !	! +8	! +64	! !
! 8 !esti pha!	! 8.2dB	! 4*nech	! 4*Nech	! 32
! ! P=5 !	! !	! +10	! +128	! !

Tableau 7.1

L'examen du tableau 7.1 permet les remarques suivantes:

- Bien que l'algorithme N01 sur le tableau 7.1 paraisse très simple comparées aux deux autres, il faut reconnaître que l'évaluation de sa complexité du point de vue du nombre d'opérations par symbole n'est pas très significative car sa mise en œuvre est généralement faite de manière analogique.

- Il apparaît que, pour des performances équivalentes l'algorithme décrit au paragraphe 4 (estimateur de phase simplifié (esti pha)), est beaucoup plus simple à mettre en œuvre que l'algorithme, correspondant de corrélation sur l'enveloppe complexe (corr I Q). Il faut noter cependant, que pour évaluer ce dernier, nous n'avons pas utilisé la