

ESTIMATION ROBUSTE DE PHASE ET DE FREQUENCE POUR DEMODULATION COHERENTE UTILISANT REFERENCES ET DECISIONS

ALCATEL TELSPACE
5, rue Noël Pons 92734 NANTERRE Cédex

Résumé. Nous proposons un procédé d'estimation de phase, pour démodulation cohérente, performant, aussi bien sur le canal de Rayleigh, que sur le canal gaussien avec décalage en fréquence. La méthode présentée concerne les modulations à déplacement de phase et nécessite l'insertion de symboles de références. Les performances de ce démodulateur sont évaluées par simulation pour ces deux types de canaux.

Abstract. We propose a scheme of phase estimation, for coherent demodulation, showing good performances on the Rayleigh channel as well as on the white gaussian noise channel with frequency offset. The described method is concerning PSK modulation and require reference symbols insertion. The performances of the receiver are evaluated with simulation for those two kinds of channels.

1. INTRODUCTION

La propagation des ondes hertziennes par diffusion troposphérique s'accompagne d'évanouissements profonds pendant lesquels les fluctuations de phase et de porteuse sont très rapides.

Ce type de canal, désigné plus généralement par canal de Rayleigh, conduit souvent à utiliser une démodulation non-cohérente, par exemple différentielle.

Or les meilleures performances aussi bien au niveau du démodulateur qu'au niveau de tous les éléments de la chaîne de réception ne sont obtenues que si la démodulation est linéaire, c'est-à-dire cohérente.

Nous nous intéressons à la démodulation cohérente fonctionnant sur le canal de Rayleigh non sélectif. Le terme non sélectif indique que le débit est faible vis-à-vis de la bande de cohérence du canal, et par conséquent l'interférence intersymbole est négligeable.

En revanche, la dérive en fréquence des oscillateurs est forte relativement au débit, et par abus de langage est parfois appelée 'Doppler'.

Les estimateurs de phase et de fréquence proposés exigent l'insertion périodique, entre les symboles de données, de symboles connus à priori et appelés références.

Grâce aux symboles de référence on effectue périodiquement une estimation directe de la phase. L'estimateur obtenu suivant le critère du maximum de vraisemblance, est très robuste vis-à-vis des évanouissements et permet en outre de s'affranchir du problème de l'ambiguïté de phase.

Ainsi, la perte d'énergie par symbole utile induite par l'insertion des références est compensée par la suppression des systèmes de codage-décodage différentiels qui dégradent les performances en terme de taux d'erreurs.

En contre-partie l'estimation de la phase sur les symboles de référence ne permet pas une estimation satisfaisante de dérives rapides de fréquence.

Cet estimateur est relayé par une boucle d'asservissement de phase du second ordre utilisant les décisions. Celle-ci permet de suivre les fluctuations de phase rapides entre deux salves de références, tout en effectuant une poursuite en fréquence.

La réinitialisation périodique de la boucle par l'estimation de phase sur les symboles de référence simplifie le problème de la convergence de la boucle.

La modélisation du canal est exposée au paragraphe 2. Les algorithmes utilisés sont développés au paragraphe 3, puis les résultats de simulations sont présentés au paragraphe 4.

2. MODELISATION DU CANAL

La transposition en bande de base est réalisée à l'aide d'oscillateurs libres qui permettent d'obtenir, après échantillonnage au rythme symbole, un signal complexe :

$$r_k = h_k s_k + n_k$$

$s_k = \exp(j2\pi l/M)$ est le symbole émis à l'instant k M est le nombre d'états de phase et $l \in \{0..M-1\}$ h_k est le gain complexe apporté par le canal à l'instant k n_k est la représentation du bruit gaussien de variance N_0 .

Le cas idéal où le synthétiseur est parfaitement accordé sur la porteuse f_0 n'est pas très réaliste. En effet pour des équipements faible coût l'incertitude relative est de l'ordre de 10^{-6} . Par exemple à $f_0 = 15$ GHz avec un débit symbole $1/T_s$ de 1Mbaud on obtient une dérive relative $\Delta f_0 T_s = 1.5 \cdot 10^{-2}$.

On pose :

$$\delta f = \Delta f_0 T_s$$

et

$$h_k = g_k \exp(j(k2\pi\delta f + \phi_k))$$

g_k représente le gain du canal, ϕ_k sa phase et δf la dérive des oscillateurs relative au débit.

-Pour le canal gaussien avec décalage en fréquence, on pose :

$$g_k = g, \quad \phi_k = \phi \quad \text{et} \quad \delta\omega \neq 0$$

-Pour le canal troposphérique on pose :

$$\delta\omega = 0$$

le module et la phase évolue au cours du temps et son évolution est caractérisé par la fréquence des fadings ou de manière équivalente par la fréquence d'étalement Doppler.

3. ALGORITHMES MIS EN OEUVRE

3.1 Estimation directe de la phase

Cet estimateur est élaboré pour le canal de Rayleigh lentement variable. On insère R symboles de référence (connus du récepteur) tous les I symboles d'information, pour former des trames de $R + I$ symboles.

L'estimation de phase est calculée uniquement sur les R symboles et effectuée à chaque trame. Il est nécessaire de dimensionner la taille des trames de telle manière que la phase du canal n'aie pas beaucoup évolué entre deux estimations, soit $\phi_k \simeq \phi_{k+R+I}$. On pose : $h_k = h$ pour $k \in [0, \dots, R-1]$



Grâce à la connaissance que l'on a du signal reçu sur l'intervalle $[0, \dots, R-1]$ et de part la nature gaussienne du bruit additif n_k , on peut estimer la variable h suivant le maximum de vraisemblance :

$$p(r|\hat{h}) = K \exp\left(-\frac{1}{2N_0} \sum_{k=0}^{R-1} |r_k - \hat{h}s_k|^2\right)$$

Ce qui revient à minimiser une fonction $L(\hat{h})$ définie comme suit :

$$L(\hat{h}) = -2N_0 \ln(p(r|\hat{h})/K) = \sum_{k=0}^{R-1} |r_k - \hat{h}s_k|^2$$

On peut alors calculer le gradient de L par rapport à h_r et h_i , en prenant la notation $\hat{h} = h_r + jh_i$:

$$L(\hat{h}) = \sum_{k=0}^{R-1} |r_k|^2 + (h_r^2 + h_i^2)|s_k|^2 - (h_r + jh_i)s_k r_k^* - (h_r - jh_i)s_k^* r_k$$

$$G_{h_r}(L) = \sum_{k=0}^{R-1} -2\text{Re}(r_k s_k^*) + 2h_r |s_k|^2$$

$$G_{h_i}(L) = \sum_{k=0}^{R-1} -2\text{Im}(r_k s_k^*) + 2h_i |s_k|^2$$

En annulant $G_{h_r}(L)$ et $G_{h_i}(L)$ on obtient :

$$\hat{h} = \frac{\sum_{k=0}^{R-1} r_k s_k^*}{\sum_{k=0}^{R-1} |s_k|^2} = \frac{1}{R} \sum_{k=0}^{R-1} r_k s_k^*$$

Pour effectuer la démodulation cohérente, seule la phase du canal nous intéresse, ainsi on effectue :

$$\hat{s}_k = \text{sign}(r_k \frac{\hat{h}^*}{|\hat{h}|})$$

L'estimation directe de la phase supprime l'ambiguïté de phase, et permet une bonne tenue au bruit gaussien. On peut noter aussi qu'une fois la synchronisation symbole acquise, la convergence de l'estimateur de phase est inférieure à la durée d'une trame soit $R + I$ itérations.

3.2 Boucle 'decision-directed'

Pour le canal gaussien avec décalage en fréquence il est courant d'utiliser une boucle d'asservissement du second ordre. L'estimateur retenu est obtenu en appliquant l'algorithme du gradient sur une fonction de coût [1]. Notons :

$$\psi_k \equiv \arg(h_k) \equiv k2\pi\delta f + \phi_k \equiv k\delta\omega + \phi_k \pmod{2\pi}$$

- Pour la boucle du premier ordre, on considère que $\delta f = 0$ ainsi :

$$\psi_k \equiv \phi_k \pmod{2\pi}$$

en posant :

$$w_k = r_k \exp(-j\hat{\psi}_k) = r_k \exp(-j\hat{\phi}_k)$$

le gradient de phase de cette fonction de coût s'écrit :

$$e_k = \text{Im}(\text{sign}(w_k)w_k^*) = \text{Im}(\hat{s}_k w_k^*)$$

ainsi on obtient :

$$\hat{\phi}_{k+1} \equiv \hat{\phi}_k - \beta e_k \pmod{2\pi}$$

β est le pas de l'algorithme du gradient.

- Pour la boucle du second ordre on a :

$$\hat{\phi}_{k+1} \equiv \hat{\phi}_k - \beta e_k \pmod{2\pi}$$

$$\hat{\delta\omega}_k \equiv \hat{\delta\omega}_{k-1} - \alpha e_k \pmod{2\pi}$$

$$\hat{\psi}_{k+1} \equiv k\hat{\delta\omega}_k + \hat{\phi}_k \pmod{2\pi}$$

α est aussi un paramètre de boucle. On peut le choisir tel que : $\alpha = \beta^2/2$

3.3 Estimation utilisant références et décisions

Lorsque le rapport signal à bruit décroît, la convergence de la boucle du second ordre devient incertaine et le taux d'erreur binaire s'éloigne sérieusement de l'optimum. En outre ce système, basé sur les décisions ne résoud pas l'ambiguïté de phase.

La convergence de l'estimation directe est bornée par la taille de la trame quelque soit le rapport E_b/N_0 , tout au moins à partir du moment où la synchronisation sur les références est acquise. En revanche la poursuite en fréquence n'est pas assurée par l'estimation directe de phase.

La méthode proposée [2] consiste à combiner judicieusement les deux algorithmes précédents (figure 1). La boucle du second ordre assure en permanence la poursuite en fréquence. La poursuite en phase quant à elle est assurée prioritairement par l'algorithme d'estimation directe de phase. C'est-à-dire qu'à chaque estimation directe de phase (position $R-1$ dans la trame) on compense par cette nouvelle valeur calculée et on initialise à zéro la phase estimée de la boucle du second degré, soit $\hat{\phi}_{R-1} = 0$. Pour simplifier la présentation du système on néglige le bruit, les estimateurs seront donc parfaits. Alors :

$$r_k = g \exp(j(k\delta\omega + \phi_k)) s_k$$

En utilisant l'estimée de $\delta\omega$ pour éliminer la fréquence résiduelle, le signal résultant est désigné par u_k .

$$u_k = g \exp(j(k\delta\omega - k\hat{\delta\omega} + \phi_k)) s_k = g \exp(j\phi_k) s_k$$

La composante ϕ_k est éliminée de deux manières :

- A l'instant $R-1$ par l'estimation directe de la phase pour former v_k . La boucle de phase étant forcée à zéro n'a pas d'influence, $w_{R-1} = v_{R-1}$.
- Le reste du temps par l'estimation directe de phase conjointement avec la boucle 'decision-directed'. L'estimation directe est figée à la valeur calculée à l'instant $R-1$, alors que la boucle évolue librement.

4. RESULTATS DE SIMULATION EN MDP2

Les résultats de simulation sont présentés figure 2 et 3. Les paramètres de la boucle α et β ainsi que R et I ont été optimisés pour les plages de fonctionnement considérées. Pour des conditions de fonctionnement totalement différentes, il conviendrait de renouveler cette optimisation.

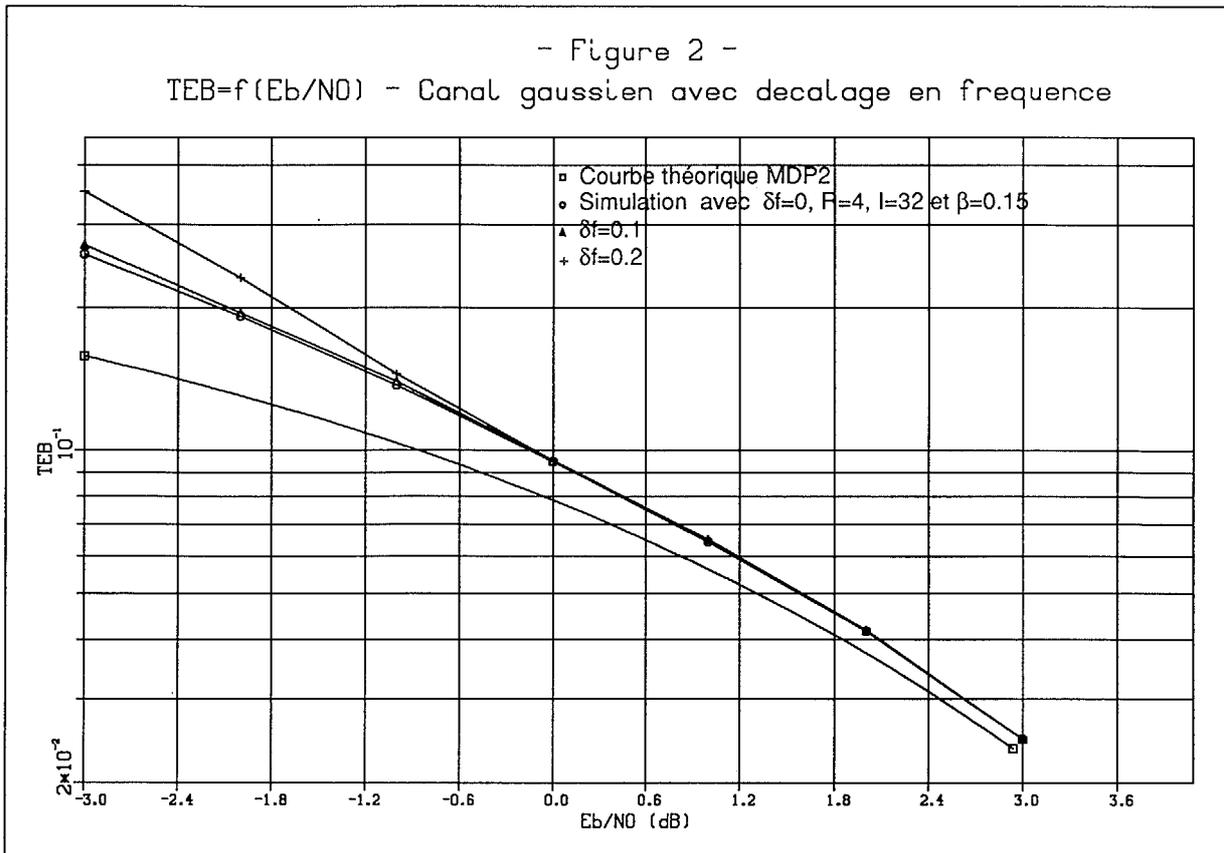
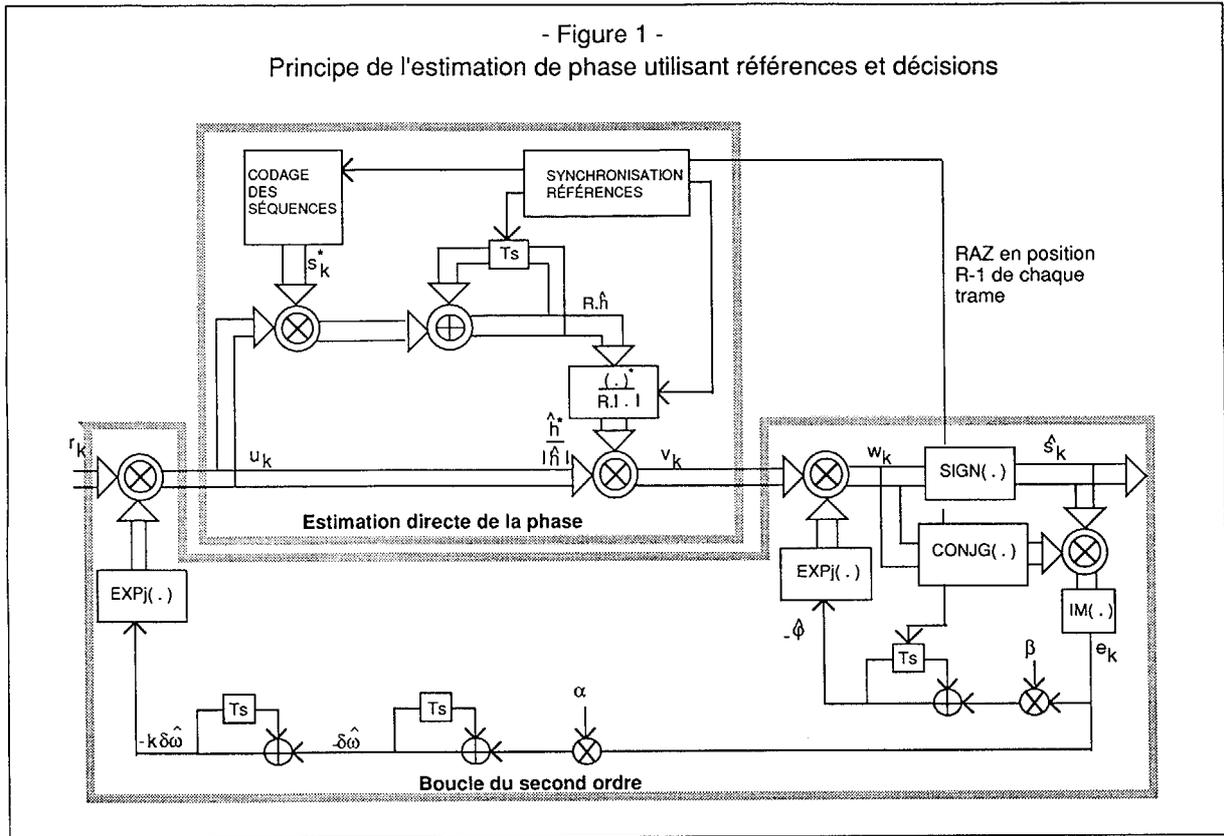
4.1 Canal gaussien avec décalage en fréquence.

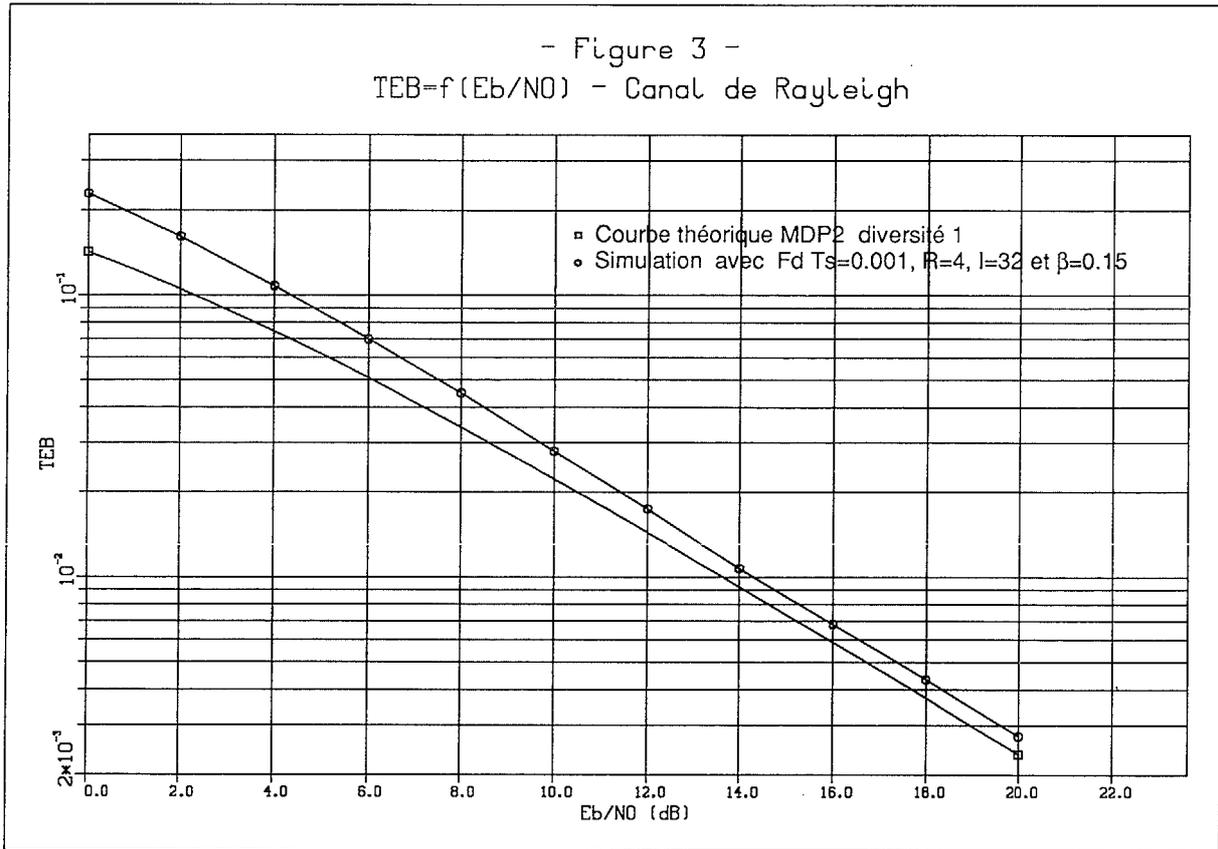
La figure 2 comporte les courbes de taux d'erreur binaire théorique et obtenues par simulation.

Ces courbes montrent que :

- l'utilisation de seulement 4 symboles de références donnent des performances satisfaisantes autour de 0 dB de rapport signal à bruit. La dégradation est inférieure à 0.5 dB pour $E_b/N_0 = 0$ dB.
- les variations de performances sont faibles pour $0 \leq \delta f < 0.1$.
- les performances à $\delta f = 0.2$ quoique détériorées lorsque $E_b/N_0 \leq -0.6$ dB, sont satisfaisantes.

A la perte de 0.5 dB s'ajoute la perte d'insertion des symboles de références qui est de 0.5 dB soit une perte totale de 1 dB à $E_b/N_0 = 0$ dB. Cette perte est inférieure à celle engendrée par l'utilisation d'un codage différentiel qui est de l'ordre de 1.8 dB à $E_b/N_0 = 0$ dB.





4.2 Canal de Rayleigh en diversité un.

La figure 3 indique les courbes théoriques et simulées pour le canal de Rayleigh. La simulation est effectuée avec des canaux dont la fréquence des fadings F_d est importante compte-tenu du débit, en effet $F_d T_s = 10^{-3}$.

Ces courbes montrent que :

-4 symboles de référence suffisent pour 0 dB de rapport signal à bruit moyen.

-On peut raisonnablement utiliser des trames de $R + I = 36$ symboles pour la fréquence F_d choisie.

5. CONCLUSION

L'algorithme d'estimation de phase utilisant références et décisions permet d'obtenir des résultats très proches des performances optimales. En effet, il est possible de poursuivre d'importantes dérives de fréquence sur le canal à bruit additif gaussien. De plus, moyennant une perte d'insertion négligeable, on obtient un fonctionnement satisfaisant sur le canal de Rayleigh pour un rapport signal à bruit moyen de 0 dB.

REFERENCES

- [1] H. Kobayashi, *Simultaneous adaptive estimation and decision algorithm for carrier modulated data transmission systems*, IEEE Trans. Commun. Techno. June 1971 pp 268-280.
- [2] B. Thébault, Ph. Sadot, M. Darmon et J. Eudes, *Procédé de démodulation cohérente pour modulation à déplacement de phase et dispositif de mise en oeuvre de ce procédé*, demande de brevet d'invention N°91.01079 déposé en France par AL-CATEL TRANSMISSION PAR FAISCEAUX HERTZIENS le 31 Janvier 1991.