



## EGALISEUR MULTICAPTEURS A STRUCTURE DFE - MISE EN OEUVRE ET PERFORMANCES SUR UN CANAL RADIOMOBILE BROUILLE

*F. PIPON, P. VILA et P. CHEVALIER*

*THOMSON-CSF, division RGS, 66 rue du Fossé-Blanc, 92231 Gennevilliers.*

### RÉSUMÉ

L'augmentation de la capacité des réseaux cellulaires de communications radiomobiles, rendue nécessaire par leur succès croissant auprès des utilisateurs, peut être atteinte en utilisant le principe de l'AMRS (Accès Multiple à Répartition Spatiale), qui consiste à permettre à plusieurs mobiles situés dans la même cellule d'utiliser la même fréquence au même moment. Ce fonctionnement est rendu possible par l'introduction des techniques de traitement d'antenne. L'objet de cet article est précisément de présenter une telle technique, ses performances sur un canal radiomobile brouillé, ainsi que ses conditions de mise en oeuvre (structure, algorithmie, contraintes sur la forme d'onde, ...).

### 1. INTRODUCTION.

Les développements récents des communications radiomobiles numériques cellulaires aux Etats-Unis, au Japon et en Europe ont motivé de nombreuses études concernant la réception de signaux transmis à travers le canal de propagation radiomobile. La principale caractéristique d'un tel canal est d'être un canal à trajets multiples: le signal émis arrive sur le récepteur suivant plusieurs trajets de propagation, chacun des trajets étant affecté d'un fading sélectif en temps (causé par les réflexions issues des obstacles proches du mobile: autres véhicules, immeubles ...) et le signal reçu subit en conséquence des évanouissements rapides. De plus, à partir d'un certain retard entre trajets, non seulement le niveau reçu est affecté, mais de l'interférence inter-symbole (IIS) apparaît (fading sélectif en fréquence).

Afin de s'affranchir des problèmes relatifs à la présence de l'IIS, le système de réception doit comporter un égaliseur. Les égaliseurs utilisés dans les systèmes actuels sont monocapteurs. Ils sont soumis à deux types de limitations: limitation en présence de fading sélectif en temps et limitation en présence de brouilleurs. Par exemple, en ce qui concerne la deuxième source de dégradation, le rapport signal/interférence doit être supérieur à 9 dB pour que les performances du système GSM soient acceptables. Cette condition introduit des contraintes systèmes sur la réutilisation des fréquences, et donc sur la capacité globale du système en nombre d'utilisateurs. Introduire une fonction d'antibrouillage sur un récepteur radiomobile permettrait de relâcher ces contraintes et par suite d'augmenter cette capacité.

Pour pallier les limitations des égaliseurs monocapteurs, il devient avantageux d'envisager une égalisation multicapteur,

### ABSTRACT

The increase in mobile communications cellular network capacity, imposed by their success, can be achieved by using the SDMA (Spatial Division Multiple Access) principle, that consists in allowing several users in the same cell to use the same frequency channel. This type of access is made possible through the use of adaptive antenna techniques. The purpose of this article is to present such a technique, its performances in a jammed environment, as well as its implementation constraints (structure, waveform, ...)

afin de mettre en oeuvre un traitement optimisant la réception du signal utile en présence à la fois de multitrajets et de brouilleurs.

Différents récepteurs multi-capteurs ont déjà été proposés dans la littérature. Certains sont fondés sur l'algorithme de Viterbi ([1]), d'autres utilisent une structure DFE [2]. Le point commun de ces récepteurs est qu'ils permettent un traitement efficace en présence de fading sélectif en temps et en fréquence, par exploitation de la diversité des états de fading sur les différents capteurs. Néanmoins, ils n'abordent généralement pas le problème de l'environnement brouillé.

Dans un article précédent [3], le récepteur multicapteurs optimal en présence de brouillage gaussien a été présenté: il est composé du Filtre Adapté Spatio-Temporel (FAST), extension au cas multivoies du filtre adapté au canal utilisé en monovoie, suivi d'un échantillonneur au rythme symbole et d'un organe de décision fondé sur l'algorithme de Viterbi (fig. 1). Il est possible de remplacer l'égaliseur monovoie fondé sur l'algorithme de Viterbi par un égaliseur de type DFE, le récepteur multicapteurs mis en oeuvre est alors le récepteur multicapteurs à structure DFE optimal au sens de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne [4].

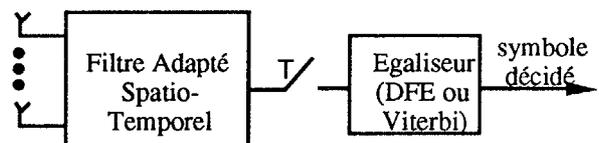


Fig. 1: *Egaliseurs multicapteurs optimaux*

En absence de brouilleur, le FAST peut être directement mis en oeuvre: il se compose d'un filtre adapté au canal sur



chacune des voies de réception. En présence de brouilleurs, la mise en oeuvre du FAST est plus délicate, puisqu'elle nécessite la connaissance du canal utile et de la fonction de corrélation du bruit et des brouilleurs  $R_b(f)$ . Dans un système opérationnel, cette connaissance fait défaut et il est par suite nécessaire de l'estimer.

Dans cet article, après avoir présenté dans le paragraphe 2 un modèle multicapteurs du canal radiomobile, on décrit dans le paragraphe 3 une mise en oeuvre du traitement multicapteurs à structure DFE optimal. Enfin, dans le paragraphe 4, l'étude des performances de cet égaliseur multicapteurs est effectuée en présence de brouilleurs, sur un canal radiomobile.

## 2. MODÉLISATION MULTICAPTEURS DU CANAL RADIOMOBILE.

Le modèle de signaux capteurs retenu pour l'étude est une extension au cas multicapteurs du modèle de Clarke [5]. Dans le cas général, lorsque la réutilisation des fréquences est permise à l'intérieur d'une même cellule, chaque capteur reçoit la contribution de  $Q$  sources. Chacune de ces sources se propage vers le réseau de capteurs suivant  $P_q$  trajets de propagation, issus de réflexions sur des obstacles éloignés du récepteur et arrivant avec des retards différents. Chacun de ces trajets peut lui-même se décomposer en un grand nombre de trajets élémentaires issus de réflexions multiples sur les obstacles proches du mobile, et pouvant être considérés comme sans retard les uns par rapport aux autres. Sous ces hypothèses, le vecteur signal reçu par les  $K$  capteurs du réseau peut s'écrire:

$$X(t) = \sum_{q=1}^Q \sum_{p=1}^{P_q} \alpha_{pq} s(t - \tau_{pq}) S_{pq}(t) + B(t)$$

avec:

$$S_{pq}(t) = \sum_1^{N_{pq}} C_{npq} e^{j(2\pi \nu/\lambda \cos(\theta_{npq} - \gamma) t + \phi_{npq})} S_{npq}$$

où  $\nu$  est la vitesse du véhicule,  $\gamma$  est l'angle entre la direction de déplacement du mobile et l'axe des  $x$ ,  $\alpha_{pq}$ ,  $\tau_{pq}$  et  $N_{pq}$  sont respectivement l'atténuation, le retard et le nombre de réflexions élémentaires associés au trajet  $p$  de la source  $q$ , et  $\theta_{npq}$ ,  $\phi_{npq}$ ,  $C_{npq}$  et  $S_{npq}$  sont respectivement l'azimut, la phase, l'atténuation et le vecteur directeur du  $n^{\text{ième}}$  trajet élémentaire associé au trajet  $p$  de la source  $q$ .

L'étude effectuée au cours de cet article concerne la réception multicapteurs au niveau d'un mobile. En conséquence, les réflexions sur les obstacles proches d'un mobile sont considérées comme pouvant venir de toutes les directions ( $\theta_{npq}$  est tiré aléatoirement sur l'intervalle  $[0, 2\pi]$ ).

## 3. EGALISEUR MULTICAPTEURS MST-DFE.

L'égaliseur multicapteurs étudié au cours de cet article est une extension de l'égaliseur DFE monocapteur. Il est composé (figure 2):

- d'une partie spatio-temporelle comportant un filtre transverse de  $S$  coefficients sur chacune des voies d'entrée, permettant d'une part d'éliminer l'influence des symboles futurs, et d'autre part de lutter contre le brouillage,
- d'une partie temporelle comportant un filtre récursif de  $R$  coefficients, permettant d'éliminer l'influence des symboles passés, et un organe de décision.

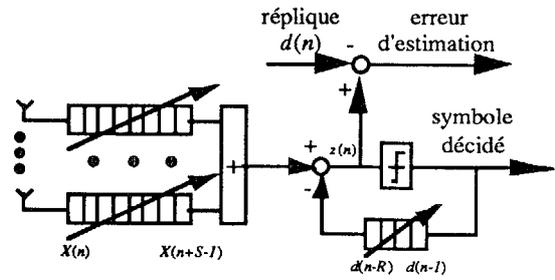


Fig. 2: Egaliseur multicapteurs MST-DFE

L'égaliseur proposé est dénommé par la suite MST-DFE (MST: Modem Spatio-Temporel). Les parties spatio-temporelle et temporelle sont adaptées conjointement au rythme-symbole  $T_s$ , de manière à minimiser un critère d'EQM (Erreur Quadratique Moyenne) entre le signal réplique  $d(n)$  et la sortie  $z(n)$  de l'égaliseur multicapteurs. Comme pour l'égaliseur DFE monocapteur, le signal réplique est composé des symboles connus sur les séquences d'apprentissage et des symboles décidés sur les séquences d'information. Un algorithme des moindres carrés, l'algorithme du treillis spatial dans sa version a priori [6], permet d'optimiser le critère d'EQM.

Dans la référence [4], il est démontré théoriquement que le MST-DFE permet une mise en oeuvre de l'égaliseur multicapteurs à structure DFE optimal. En effet, la solution du problème de minimisation de l'EQM entre  $z(n)$  et  $d(n)$  est la suivante: la partie spatio-temporelle est composée du FAST, dont la Réponse Impulsionnelle (RI) est définie par  $W_{FAST}(f) = R_b^{-1}(f) G(f)$  (où  $G(f)$  est la RI multicapteurs du canal de propagation utile), suivi d'un échantillonneur au rythme-symbole et d'un filtre transverse travaillant au rythme-symbole. De plus, ce filtre transverse et le filtre récursif du MST-DFE sont respectivement les filtres transverse et récursif de l'égaliseur DFE monocapteur.

Bien entendu, la démonstration effectuée dans la référence [4] suppose que la RI du filtre définissant la partie spatio-temporelle puisse être de support infini (comme peut l'être celle du FAST). Dans la pratique, le nombre de coefficients composant la structure MST-DFE est limité, et on réalise donc une mise en oeuvre approchée du récepteur optimal. De plus, la séquence d'apprentissage comporte un nombre fini de symboles, et les performances sont limitées par la vitesse de convergence de l'algorithme.

## 4. ANALYSE DES PERFORMANCES DU MST-DFE.

Dans ce paragraphe, on détermine d'une part les performances asymptotiques optimales associées au MST-DFE, et d'autre part les conditions nécessaires (paramètres  $S$  et  $R$ , nombre de symboles d'apprentissage) pour atteindre ces performances. A cet effet, on choisit une forme d'onde comportant un grand nombre de symboles d'apprentissage, ce qui permet d'assurer la convergence de l'algorithme lorsque la structure comporte un grand nombre de coefficients. Les trames émises sont donc composées de la façon suivante:  $NA=256$  symboles d'apprentissage, suivis de 236 symboles d'information, le tout étant entouré de 10 symboles de bourrage (gestion des effets de bord lors des changements de trame). On utilise pour transmettre les données (utile et brouilleur) une modulation QPSK, avec une durée symbole identique à celle du GSM ( $T_s = 48/13 \mu s$ ). La fréquence de la liaison est égale à 900 MHz et les 5 capteurs du réseau sont disposés sur un cercle



de rayon  $R$ , tel que  $R/\lambda=0.75$ .

Les simulations sont réalisées sur 200 trames, et les conditions de propagation changent d'une trame sur l'autre ( $\theta_{npq}$  et  $\phi_{npq}$  tirés aléatoirement au début de chaque trame). On étudie les différents canaux de propagation spécifiés dans la norme GSM: RA0, TU0 et HT0 (vitesse de véhicule nulle), et on génère des canaux indépendants pour le signal utile et le signal brouilleur.

Le canal comportant l'étalement temporel maximal est le canal HT0: 17.2  $\mu$ s soit 4.6 symboles. La structure mise en oeuvre pour le MST-DFE est adaptée à cet étalement: la partie récursive comporte 5 coefficients, et on étudie l'influence du nombre de coefficients de la partie spatio-temporelle ( $1 \leq S \leq 20$ ).

Dans la suite de ce paragraphe, on détermine tout d'abord la structure permettant d'atteindre les performances optimales (réglage du paramètre  $S$ ). Ensuite, une fois le paramètre  $S$  optimisé, on détermine les performances du MST-DFE sur les différents canaux de propagation. Enfin, la vitesse de convergence de l'algorithme est déterminée et on en déduit le nombre de symboles à utiliser pour la séquence d'apprentissage en fonction du nombre total de coefficients définissant la structure.

#### 4.1. Optimisation de la structure MST-DFE.

Sur la figure 3, on trace les courbes  $TEB = f(S)$  obtenues pour le canal TU0, avec un réseau comportant 3 et 5 capteurs. Le rapport entre la puissance du signal utile et la puissance du brouilleur, noté  $E_j/E_s$ , vaut 9 dB. Le rapport  $E_s/N_0$  vaut 14 dB (resp. 8 dB) pour la simulation effectuée avec 3 (resp. 5) capteurs.

Il existe un intervalle de valeurs de  $S$  pour lequel les performances sont proches des performances optimales:

- lorsque  $S$  est trop faible, le nombre de coefficients est insuffisant pour que le MST-DFE puisse traiter correctement le canal utile et le canal brouilleur,

- lorsque  $S$  est trop grand, la structure comporte un trop grand nombre de coefficients pour que l'algorithme puisse converger.

De plus, plus le nombre de capteurs est faible, plus  $S$  doit être grand pour que l'on puisse atteindre les performances optimales: pour 3 capteurs, on doit avoir  $S \geq 6$ , et pour 5 capteurs, on doit avoir,  $S \geq 4$ . En absence de brouilleurs, les performances optimales sont atteintes sur canal TU0 pour  $S=2$  (voir paragraphe 4.3), ce qui correspond en fait à la longueur de la RI du filtre adapté au canal TU0. En présence de brouilleurs, la longueur des filtres transverses à mettre en oeuvre est plus grande: il ne suffit plus de réaliser le filtre adapté au canal sur chacune des voies. La partie spatio-temporelle doit en plus effectuer un traitement sur le brouilleur (visant à remettre en phase tous les trajets de propagation associé à un brouilleur donné, avant leur réjection commune en utilisant un seul degré de liberté spatial), ce qui nécessite un nombre de coefficients plus grand qu'en absence de brouilleur. Avec 3 capteurs, le nombre de degrés de liberté dont dispose l'antenne est plus faible qu'avec 5, et en conséquence la réjection du brouilleur exige que les filtres transverses définissant la partie spatio-temporelle soient plus longs, car ils doivent effectuer un travail plus délicat.

Sur canal HT0, pour 3 et 5 capteurs, on doit avoir  $S \geq 6$  pour assurer des performances proches des performances optimales (voir figure 5). En particulier, pour 5 capteurs, il faut utiliser plus de coefficients que sur canal TU0, ce qui s'explique par le fait que la RI du canal HT0 s'étale sur un plus

grand nombre de symboles (4,6 symboles).

=> Pour 3 à 5 capteurs, la structure MST-DFE optimale comporte donc au moins 6 coefficients sur chacun des filtres transverses de la partie spatio-temporelle et 5 coefficients sur le filtre récursif. Dans le paragraphe suivant, on décrit les performances obtenues avec le MST-DFE sur les canaux TU0, HT0 et RA0, en choisissant  $S = 8$ .

#### 4.2 Performances du MST-DFE.

##### 4.2.1 Canal TU0:

Sur la figure 5, on représente la courbe  $TEB = f(E_s/N_0)$  obtenues respectivement pour  $E_j/E_s = -9$  dB. Par ailleurs, dans le tableau de la figure 6, les valeurs du rapport  $E_s/N_0$  requises pour obtenir un TEB égal à  $10^{-2}$  sont indiquées pour les différentes valeurs du rapport  $E_j/E_s$  étudiées et pour les canaux TU0, HT0 et RA0.

\*  $E_j/E_s = -9$  dB:

Le TEB obtenu avec l'égaliseur monocapteur tend vers une valeur asymptotique de  $5 \cdot 10^{-2}$ . Le MST-DFE ne conduit pas à une telle valeur asymptotique. Avec 2 (resp. 3 et 5) capteurs, le TEB est inférieur à  $10^{-2}$  pour  $E_s/N_0 \geq 10$  dB (resp. 6 dB et 3 dB). L'utilisation du MST-DFE est donc intéressante, même pour une faible valeur de la puissance du brouilleur.

\*  $E_j/E_s = 9$  dB:

Lorsque la puissance du brouilleur augmente, il est indispensable d'utiliser au moins 3 capteurs pour obtenir de bonnes performances. Avec 3 et 5 capteurs, le TEB est inférieur à  $10^{-2}$  pour respectivement  $E_s/N_0 \geq 10$  dB et  $E_s/N_0 \geq 6$  dB. De plus, l'écart entre les courbes obtenues avec 3 et 5 capteurs augmente lorsque le TEB diminue: il est de 4 dB pour  $TEB = 10^{-1}$ , de 6 dB pour  $TEB = 10^{-2}$  et de 8 dB pour  $TEB = 10^{-3}$ .

##### 4.2.2 Canal HT0:

Sur le canal HT0, les résultats obtenus sont grosso modo identiques à ceux obtenus sur le canal TU0. Tout au plus peut-on noter que pour 2 et 3 capteurs, les performances sont légèrement moins bonnes (perte de 1 à 2 dB) que sur canal TU0. Ce résultat est dû à l'étalement temporel du canal qui rend plus difficile la réjection du brouilleur.

##### 4.2.3 Canal RA0:

Le canal RA0 présente un étalement temporel moins important que le canal TU0: 0.6  $\mu$ s soit environ  $1/6^{\text{ème}}$  de symbole. Cette propriété conduit à des performances légèrement moins bonnes en absence de brouilleur (l'égalisation des trajets arrivant sur le même symbole est plus délicate à effectuer que lorsque les trajets sont décalés de plus d'un symbole). Par contre, la lutte anti-brouillage est facilitée sur ce type de canal (tous les trajets brouilleurs peuvent pratiquement être réjectés par une pondération complexe). Ainsi, les performances obtenues sont sensiblement moins bonnes que pour le canal TU0 (pertes de l'ordre de 1 à 2 dB dues à une égalisation du canal utile plus délicate sur ce type de canal), sauf lorsque les conditions de brouillage sont sévères ( $E_j/E_s \geq 0$  dB et  $K = 2$ ) ou ( $E_j/E_s \geq 9$  dB et  $K = 3$ ). L'utilisation de 2 capteurs se révèle même suffisante sur ce type de canal.



4.3 Vitesse de convergence de l'algorithme.

Dans ce paragraphe, on étudie l'influence du nombre de coefficients composant le MST-DFE sur la vitesse de convergence. Afin d'effectuer cette étude, la longueur de la séquence d'apprentissage est réduite à 128 symboles, la longueur de la trame restant identique. La simulation est effectuée sur un canal TU0 non brouillé, avec un réseau comportant 5 capteurs. Sur la figure 7, on trace la courbe TEB = f(S) obtenue pour Es/N0 = 6 dB. On donne également le TEB obtenu avec la structure optimale pour Es/N0 = 5, 4 et 3 dB, ce qui permet de visualiser directement des pertes de 1, 2 et 3 dB.

Il existe un intervalle de valeurs de S sur lequel on obtient les performances optimales: 2 ≤ S ≤ 6. Lorsque S augmente, l'algorithme ne peut plus converger sur la séquence d'apprentissage et les performances se dégradent. Ainsi, on obtient une perte de 1 dB pour S = 10 (128/55=2.3), une perte de 2 dB pour S = 14 (128/75=1.7) et une perte de 3 dB pour S = 16 (128/85=1.5).

=> Pour que l'algorithme puisse converger correctement, le rapport entre le nombre de symboles d'apprentissage et le nombre total de coefficients (N = KS+R) doit être de l'ordre de 2

5. CONCLUSION.

L'introduction de techniques multicapteurs, telles que le MST-DFE, devrait donc conduire à une augmentation substantielle de la capacité des futurs systèmes de communications radiomobiles. En effet, le MST-DFE permet d'envisager des transmissions avec deux communications par canal de fréquence sur tous les types de canaux radiomobiles, en utilisant des réseaux composés de trois capteurs, quelles que soient les puissances relatives des deux émissions. Avec 5 capteurs, il devrait être possible de faire passer simultanément 3 communications. Pour atteindre les performances optimales, la structure doit comporter S=6 coefficients sur chacune des voies d'entrée et R=5 coefficients sur la partie récurrente. De plus, la séquence d'apprentissage doit comporter environ 2(KS+R) symboles, soit 46 symboles pour K = 3, et 70 symboles pour K = 5.

[1] P. JUNG, M. NASSHAN et Y. MA, "Comparison of optimum detectors for coherent receiver antenna diversity in GSM type mobile radio systems", Proc. of the 4th international symposium on personal, indoor and mobile radio communications, PIRMC'93, Yokohama, Japan, 1993  
 [2] P. BALABAN et J. SALZ, "Optimum diversity combining and equalization in digital data transmission with applications to cellular mobile radio - Part I: Theoretical considerations", IEEE Trans. on Com., vol. 40, n° 5, pp. 885-894, Mai 1992  
 [3] P. VILA, F. PIPON, D. PIREZ et L. FETY, "MLSE Antenna Diversity Equalization of a jammed Frequency-Selective Fading Channel", EUSIPCO'94, Edimburgh, UK, Sept. 1994.  
 [4] P. VILA, F. PIPON, D. PIREZ et L. FETY, "MMSE Antenna Diversity Equalization of a jammed Frequency-Selective Fading Channel", ICASSP'95, Detroit, Mai 1995.  
 [5] R.H. CLARKE, "A statistical theory of mobile radio reception", Bell Syst. Tech. J., 47, pp. 957-1000 (1968)  
 [6] L. FETY, "Méthodes de traitement d'antennes adaptées aux radiocommunications", Thèse de doctorat, ENST (Paris), Juin 1988

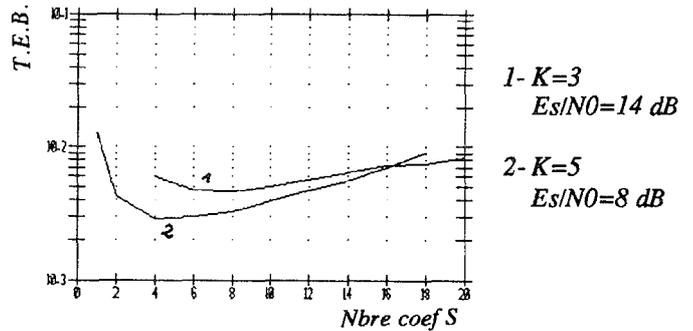


figure 3: analyse de la structure MST-DFE Canal TU0 - Ej/Es = 9 dB - R=5

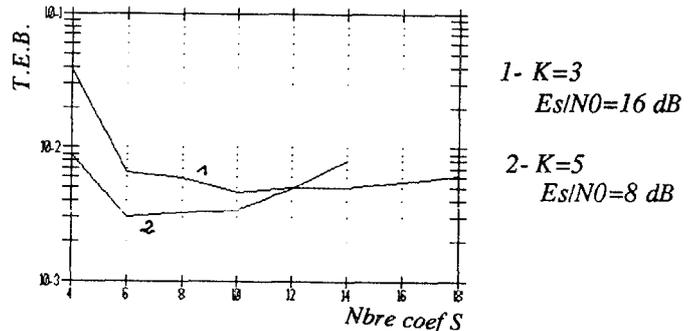


figure 4: analyse de la structure MST-DFE Canal HTO - Ej/Es = 9 dB - R=5

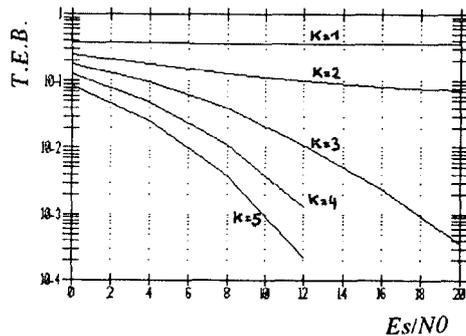


figure 5: performances du MST-DFE Canal TU0 - Ej/Es = 9 dB - S=8 - R=5

canal	TU0			HTO			RA0		
Ej/Es	-9	0	9	-9	0	9	-9	0	9
K=1	≥0.05	≥0.2	≥0.35	≥0.04	≥0.18	≥0.35	≥0.05	≥0.21	≥0.4
K=2	10	20	≥0.07	11	22	≥0.11	12	16	20
K=3	6	8	12	7	10	14	8	10	11
K=5	3	4	6	3	4	6	4	6	7

figure 6: valeurs de Es/N0 requises pour obtenir un TEB égal à 10-2.

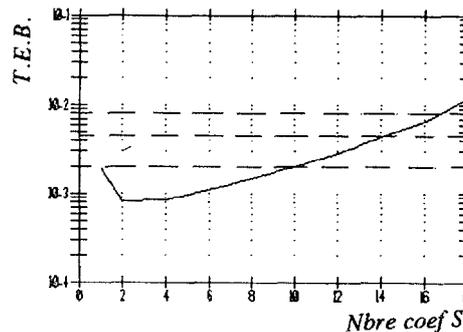


figure 7: vitesse de convergence du MST-DFE Canal TU0 - liaison non brouillée - NA = 128 K=5 - Es/N0=6 dB - R=5