

# Performance des égaliseurs à complexité réduite et application à la norme EDGE

Hafèdh TRIGUI, Dirk T. M. SLOCK

Institut EURECOM

2229 route des crêtes BP. 193, 06904 Sophia Antipolis Cedex, France

trigui@eurecom.fr, slock@eurecom.fr

**Résumé** – Nous analysons les performances des récepteurs, réduisant la mémoire du canal de communication, par la borne du filtre adapté (BFA) qui est une borne supérieure (et souvent une bonne approximation) de la détection de séquence basée sur le critère de maximum de vraisemblance (DSMV). Nous démontrons que les performances varient entre celles d'un égaliseur linéaire ou avec retour de décisions et celles de la DSMV avec le canal non raccourci.

**Abstract** – We analyse the performance of receivers using reduced-order channel models by the Matched Filter Bound (MFB) which is an upper bound (and often a good approximation) of Maximum Likelihood Sequence Estimation (MLSE). We show that the MFB is lower bounded by the Signal to Noise Ratio (SNR) of a linear or a Decision Feedback Equalizer and upper bounded by the MFB for MLSE using the actual (non-shortened) channel.

## 1 Introduction et Borne du Filtre Adapté (BFA)

Considérons un filtre linéaire (canal de communication)  $\mathbf{h}(z) = \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{h}_i z^{-i}$  excité par des symboles  $a_k$  décorrésés et de variance  $\sigma_a^2$  appartenant à un alphabet fini  $\mathcal{C}$ . Le signal reçu échantillonné à la cadence des symboles peut s'écrire comme  $\mathbf{y}_k = \mathbf{h}(q) a_k + \mathbf{v}_k$  où  $\mathbf{v}_k$  est un bruit additif blanc gaussien de variance  $\sigma_v^2$  et  $q$  est l'opérateur d'avance ( $\mathbf{y}_{k+1} = q \mathbf{y}_k$ ). Si  $K$  capteurs sont utilisés à la réception et si la fréquence d'échantillonnage est égale à  $\frac{p}{T}$  où  $T$  est la durée d'un symbole alors  $\mathbf{y}_k$ ,  $\mathbf{v}_k$  et  $\mathbf{h}(z)$  sont des vecteurs  $m \times 1$  et  $m = pK$ . Il est à noter que le canal  $\mathbf{h}(z)$  peut être considéré comme constant pendant la transmission d'un paquet (de durée 577  $\mu s$  pour GSM ou EDGE). Empilons  $M$  échantillons consécutifs du signal reçu dans un vecteur  $\mathbf{Y} = \mathcal{T}(\mathbf{H})\mathbf{A} + \mathbf{V}$  où  $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}_M^T \cdots \mathbf{y}_1^T]^T$  (et une écriture analogue pour  $\mathbf{V}$  et  $\mathbf{A}$ ),  $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_0 \cdots \mathbf{h}_{N-1}]$  et  $\mathcal{T}(\mathbf{H})$  est une matrice (bloc) Toeplitz remplie par les coefficients du canal.

Considérons la dérivation de la BFA correspondant au problème de la DSMV utilisant un canal estimé  $\widehat{\mathbf{H}}$  et supposant que la matrice de covariance du bruit est  $\widehat{\mathbf{R}}_{\mathbf{v}\mathbf{v}}$  alors que sa valeur réelle est  $\mathbf{R}_{\mathbf{v}\mathbf{v}} = E[\mathbf{V}\mathbf{V}^H]$ . Le problème de la DSMV se ramène dans ce cas à la minimisation d'un critère de moindres carrés pondéré

$$\min_{\mathbf{A} \in \mathcal{C}^{M+N-1}} \left\| \mathbf{Y} - \mathcal{T}(\widehat{\mathbf{H}})\mathbf{A} \right\|_{\widehat{\mathbf{R}}_{\mathbf{v}\mathbf{v}}^{-1}}^2 \quad (1)$$

L'implémentation de la DSMV est faite par l'algorithme de Viterbi dont la complexité est proportionnelle au nombre d'états  $|\mathcal{C}|^{N-1}$  où  $|\mathcal{C}| = 8$  pour EDGE alors que  $|\mathcal{C}| = 2$  pour GSM. Afin d'obtenir la BFA, on se concentrera sur la détection d'un seul symbole  $a_k$  en supposant que les

autres symboles  $\bar{A}_k$  sont connus (détectés parfaitement) [9]:  $\mathcal{T}(\widehat{\mathbf{H}})\mathbf{A} = \widehat{\mathcal{T}}_{a_k} a_k + \widehat{\mathcal{T}}_{\bar{A}_k} \bar{A}_k$ .  $\widehat{\mathcal{T}}_{a_k}$  est la colonne de  $\mathcal{T}(\widehat{\mathbf{H}})$  qui est multipliée par le symbole  $a_k$ ,  $\widehat{\mathcal{T}}_{\bar{A}_k}$  est la matrice  $\mathcal{T}(\widehat{\mathbf{H}})$  de laquelle la colonne  $\widehat{\mathcal{T}}_{a_k}$  a été enlevée, le vecteur  $\bar{A}_k$  contient les symboles passés et futurs au symbole  $a_k$ . ( $\widehat{\mathcal{T}}_{a_k} a_k$  et  $\widehat{\mathcal{T}}_{\bar{A}_k} \bar{A}_k$  contiennent respectivement la contribution du symbole  $a_k$  et des autres symboles dans le paquet). Si la contribution des symboles connus est enlevée du signal reçu, on peut réécrire le critère (1) comme

$$\min_{a_k \in \mathcal{C}} \left\| \left[ \mathbf{Y} - \widehat{\mathcal{T}}_{\bar{A}_k} \bar{A}_k \right] - \widehat{\mathcal{T}}_{a_k} a_k \right\|_{\widehat{\mathbf{R}}_{\mathbf{v}\mathbf{v}}^{-1}}^2 \quad (2)$$

Il admet pour solution

$$\begin{cases} \hat{a}_k &= \text{dec} \{z_k\} \\ z_k &= a_k + \left( \widehat{\mathcal{T}}_{a_k}^H \widehat{\mathbf{R}}_{\mathbf{v}\mathbf{v}}^{-1} \widehat{\mathcal{T}}_{a_k} \right)^{-1} \widehat{\mathcal{T}}_{a_k}^H \widehat{\mathbf{R}}_{\mathbf{v}\mathbf{v}}^{-1} \left[ \mathbf{V} + \mathcal{T}(\widehat{\mathbf{H}})\mathbf{A} \right] \end{cases} \quad (3)$$

où  $\widehat{\mathbf{H}} = \mathbf{H} - \widehat{\mathbf{H}}$ , le superscript  $^H$  est l'opérateur transposé hermitien et  $\text{dec}\{\cdot\}$  est l'opérateur de décision qui choisit l'élément de l'alphabet  $\mathcal{C}$  le plus proche de son argument. Notons par  $\text{RSB}_{\text{BFA}}$  le rapport signal à bruit (RSB) à l'entrée de l'élément de décision. A l'instant  $k$  et avec la notation simplifiée  $\widehat{\mathcal{T}}_{a_k} = \widehat{\mathcal{T}}_k$  et  $\mathcal{T}(\widehat{\mathbf{H}}) = \widehat{\mathcal{T}}$ , on peut écrire

$$\text{RSB}_{\text{BFA}}(k) = \frac{\sigma_a^2 (\widehat{\mathcal{T}}_k^H \widehat{\mathbf{R}}_{\mathbf{v}\mathbf{v}}^{-1} \widehat{\mathcal{T}}_k)^2}{\widehat{\mathcal{T}}_k^H \widehat{\mathbf{R}}_{\mathbf{v}\mathbf{v}}^{-1} (\sigma_a^2 \widehat{\mathcal{T}} \widehat{\mathcal{T}}^H + \mathbf{R}_{\mathbf{v}\mathbf{v}}) \widehat{\mathbf{R}}_{\mathbf{v}\mathbf{v}}^{-1} \widehat{\mathcal{T}}_k} \quad (4)$$

Cette valeur peut varier, à cause des effets de bords, selon la position du symbole dans le paquet. On considèrera sa valeur moyenne par symbole

$$\text{RSB}_{\text{BFA}} = \frac{1}{M+N-1} \sum_{k=-N+2}^M \text{RSB}_{\text{BFA}}(k) \quad (5)$$

qui est équivalente asymptotiquement (quand  $M \rightarrow \infty$ )

au RSB<sub>BFA</sub> du cas d'une transmission continue:

$$\text{RSB}_{\text{BFA}} = \frac{\sigma_a^2 \left( \frac{1}{2\pi j} \oint \frac{dz}{z} \hat{\mathbf{h}}^\dagger \hat{S}_{\mathbf{v}\mathbf{v}}^{-1} \hat{\mathbf{h}} \right)^2}{\frac{1}{2\pi j} \oint \frac{dz}{z} \hat{\mathbf{h}}^\dagger \hat{S}_{\mathbf{v}\mathbf{v}}^{-1} (\sigma_a^2 \tilde{\mathbf{h}} \tilde{\mathbf{h}}^\dagger + S_{\mathbf{v}\mathbf{v}}) \hat{S}_{\mathbf{v}\mathbf{v}}^{-1} \hat{\mathbf{h}}}, \quad (6)$$

$S_{\mathbf{v}\mathbf{v}}(z)$  est la densité spectrale de puissance (d.s.p.) du bruit  $\mathbf{v}_k$  et  $\hat{\mathbf{h}}^\dagger(z) = \mathbf{h}^H(1/z^*)$ . Les valeurs estimées sont notées par  $\hat{S}_{\mathbf{v}\mathbf{v}}(z)$  et  $\hat{\mathbf{h}}^\dagger(z)$ .

Une borne supérieure de la probabilité d'erreur de symboles pour une constellation 8-PSK utilisée par la norme EDGE [1] est donnée par  $P_e = 2Q(\sqrt{\text{BFA}}) = \text{erfc}(\sqrt{\frac{\text{BFA}}{2}})$  où  $\text{BFA} = \text{RSB}_{\text{BFA}} \sin^2 \frac{\pi}{8}$  et  $\text{erfc}(x)$  est la fonction d'erreur complémentaire. Afin de réduire la complexité de l'algorithme de Viterbi, on va raccourcir la réponse impulsionnelle du canal.

## 2 Raccourcissement par un filtrage linéaire

### 2.1 Filtre de forçage à zéro

Dans cette section, on considère le problème de la DSMV sur le signal scalaire  $x_k$  (FIG. 1)

$$x_k = \mathbf{f}(q) \mathbf{y}_k = b(q) a_{k-d} + \mathbf{f}(q) \mathbf{v}_k = b(q) a_{k-d} + w_k \quad (7)$$

résultant d'un filtrage du signal reçu vectoriel  $\mathbf{y}_k$  par un filtre  $\mathbf{f}(z)$  vérifiant  $\mathbf{f}(z) \mathbf{h}(z) = z^{-d} b(z)$  où  $d$  est un retard et  $b(z) = \sum_{i=0}^n b_i z^{-i}$  est le canal raccourci avec  $n < N-1$  et  $b_0 = 1$ . La densité spectrale de puissance du bruit  $w_k$  est donnée par  $S_{ww}(z) = \sigma_w^2 \mathbf{f}(z) \mathbf{f}^\dagger(z) = \frac{\sigma_u^2}{g(z) g^\dagger(z)}$  où  $g(z) = \sum_{i=0}^{\infty} g_i z^{-i}$  est le prédicteur d'ordre infini du signal  $w_k$  et  $\sigma_u^2$  est la variance de l'erreur de prédiction  $u_k = g(q) w_k$ . Pour le problème  $\|x_k - b(q) a_{k-d}\|_{S_{ww}^{-1}}^2$ , la relation (6) se simplifie en

$$\text{RSB}_{\text{BFA}} = \frac{\sigma_a^2}{2\pi j \sigma_v^2} \oint \frac{dz}{z} \mathbf{h}^\dagger P_{\mathbf{f}\mathbf{f}} \mathbf{h} \leq \frac{\sigma_a^2}{2\pi j \sigma_v^2} \oint \frac{dz}{z} \mathbf{h}^\dagger \mathbf{h}, \quad (8)$$

où  $P_{\mathbf{f}\mathbf{f}} = \frac{\mathbf{f}\mathbf{f}}{\mathbf{f}\mathbf{f}^\dagger}$  est la projection orthogonale sur  $\mathbf{f}^\dagger(z) = \sum_i \mathbf{f}_i^H z^i$ . Le filtre  $\mathbf{f}(z)$  correspond dans le cas  $n = 0$  à

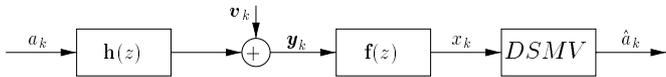


FIG. 1: Raccourcissement de la longueur du canal par un filtre de forçage à zéro.

l'égaliseur de forçage à zéro (EFZ). Une stratégie possible d'égalisation utilise le canal raccourci  $b(z)$  dans l'algorithme de Viterbi. Pour que la prise en compte de la couleur du bruit  $S_{ww}$  n'augmente pas la mémoire du canal  $b(z)$ , il faut filtrer la séquence d'erreur pour chaque

chemin survivant par le prédicteur  $g(z)$ . Ainsi, la DSMV minimise le critère

$$\min_{a_{k-d} \in \mathcal{C}} \sum_k |u_k|^2 = \min_{a_{k-d} \in \mathcal{C}} \|g(q) [x_k - b(q) a_{k-d}]\|^2. \quad (9)$$

En pratique, et afin de réduire la complexité, un prédicteur

$$g_l(z) = \sum_{i=0}^l g_i z^{-i} \text{ d'ordre fini } l \text{ du signal } w_k \text{ sera utilisé.}$$

Le critère à considérer par la DSMV est alors

$$\min_{a_{k-d} \in \mathcal{C}} \sum_k |u_{l,k}|^2 = \min_{a_{k-d} \in \mathcal{C}} \|g_l(q) [x_k - b(q) a_{k-d}]\|_{\hat{S}_{u_l u_l}^{-1}}^2 \quad (10)$$

où  $\hat{S}_{u_l u_l}$  est une estimation de la d.s.p du signal  $u_{l,k} = g_l(q) w_k$  donnée par  $S_{u_l u_l} = g_l S_{ww} g_l^\dagger$ . Généralement, on suppose que le bruit  $u_{l,k}$  est blanc et on aura comme performance réduite

$$\text{RSB}_{\text{BFA}} = \frac{\sigma_a^2 \left[ \frac{1}{2\pi j} \oint \frac{dz}{z} \mathbf{h}^\dagger g_l g_l^\dagger \mathbf{f} \mathbf{f} \mathbf{h} \right]^2}{\frac{\sigma_u^2}{2\pi j} \oint \frac{dz}{z} \mathbf{h}^\dagger (g_l g_l^\dagger \mathbf{f} \mathbf{f})^2 \mathbf{h}} \xrightarrow{l \rightarrow \infty} \frac{\sigma_a^2 \oint \frac{dz}{z} \mathbf{h}^\dagger P_{\mathbf{f}\mathbf{f}} \mathbf{h}}{2\pi j \sigma_v^2}. \quad (11)$$

La borne supérieure de l'expression (8) est toujours atteinte par le problème de la DSMV optimal (9) dans le cas multivoie avec  $n = N-1$  (pas de raccourcissement) et dans le cas monovoie ( $m = 1$ ) quelque soit  $n$ . Cependant, le choix de  $\mathbf{f}(z)$  est critique dans ce dernier cas lorsque le critère simplifié (10) est considéré avec  $l = 0$  et  $\hat{S}_{u_l u_l}^{-1}(z) = \sigma_w^2$ . On peut démontrer qu'il faut égaliser les zéros les plus loins du cercle unité afin de maximiser l'expression (11) correspondant à l'approche pratique (10) ou afin de minimiser la propagation d'erreurs dans l'approche optimale (9).

Dans le cas  $n = 0$ ,  $b(z) = 1$  et  $\mathbf{f}(z)$  est un EFZ. L'approche (9) correspond alors à un égaliseur avec retour de décisions de structure prédictive (Predictive DFE) [3]. L'approche sous-optimale de (10) avec  $g_l(z) = 1$  ( $l = 0$ ) et  $\hat{S}_{u_l u_l}(z) = \sigma_w^2$  (ou donc  $\hat{S}_{u_l u_l}(z) = 1$ ) correspond à l'égaliseur linéaire. Pour ce cas, le rapport signal à bruit à l'entrée de l'élément de décision  $\text{RSB}_{\text{EFZ}} = \frac{\sigma_a^2}{\frac{\sigma_u^2}{2\pi j} \oint \frac{dz}{z} \mathbf{f} \mathbf{f}^\dagger}$ .

L'inégalité de Cauchy-Schwartz indique que

$$1 \leq \frac{1}{2\pi j} \oint \frac{dz}{z} \mathbf{f} \mathbf{f}^\dagger \frac{1}{2\pi j} \oint \frac{dz}{z} \frac{1}{\mathbf{f} \mathbf{f}^\dagger}$$

et par conséquent, le  $\text{RSB}_{\text{EFZ}}$  est inférieur au  $\text{RSB}_{\text{BFA}}$  de l'expression (8) ( $\mathbf{f} \mathbf{h} = 1$ ). Le filtre  $\mathbf{f}(z)$  qui maximise à la fois  $\text{RSB}_{\text{BFA}}$  et  $\text{RSB}_{\text{EFZ}}$  est, l'EFZ minimisant l'EQM,  $\mathbf{f} = (\mathbf{h}^\dagger \mathbf{h})^{-1} \mathbf{h}^\dagger$ .

### 2.2 Filtre minimisant l'erreur quadratique moyenne (EQM)

Le raccourcissement de la longueur du canal est basé dans cette section sur la méthode présentée dans [2] (FIG. 2). La DSMV opère dans ce cas sur le signal scalaire

$$\begin{aligned} x_k &= \mathbf{f}(q) \mathbf{y}_k = b(q) a_{k-d} + \tilde{b}(q) a_k + \mathbf{f}(q) \mathbf{v}_k \\ &= b(q) a_{k-d} + \tilde{b}(q) a_k + w_k, \end{aligned} \quad (12)$$

$\tilde{b}(z) = \mathbf{f}(z) \mathbf{h}(z) - z^{-d} b(z)$  décrit l'erreur due au raccourcissement (ER). Le filtre  $\mathbf{f}(z)$  maximise, à sa sortie, le rapport

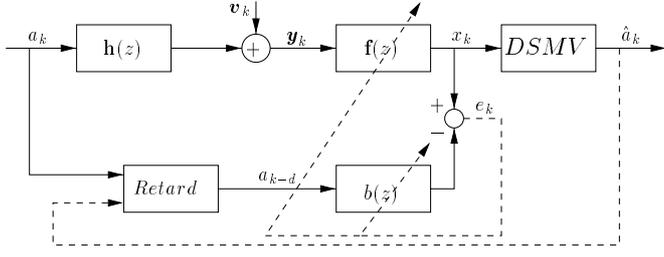


FIG. 2: Raccourcissement de la longueur du canal par un filtre minimisant l'erreur quadratique moyenne.

signal à bruit plus ER

$$\text{RSBER} = \frac{\sigma_a^2 \|b\|^2}{\sigma_v^2 \|f\|^2 + \sigma_a^2 \|\tilde{b}\|^2}. \quad (13)$$

En appliquant la relation (6), on peut vérifier que la performance du problème  $\|x_k - b(q)a_{k-d}\|_{S_{w-1}}^2$  est

$$\text{RSB}_{\text{BFA}} = \frac{\sigma_a^2 \left[ \frac{1}{2\pi j} \oint \frac{dz}{z} \frac{b^\dagger b}{\sigma_v^2 \mathbf{f}^\dagger \mathbf{f}} \right]^2}{\frac{1}{2\pi j} \oint \frac{dz}{z} \frac{b^\dagger b}{\sigma_v^2 \mathbf{f}^\dagger \mathbf{f}} + \frac{\sigma_a^2}{2\pi j} \oint \frac{dz}{z} \frac{b^\dagger \tilde{b} \tilde{b}^\dagger b}{\sigma_v^4 (\mathbf{f}^\dagger \mathbf{f})^2}} \quad (14)$$

et celle du problème simplifié  $\min_{a_{k-d} \in \mathcal{C}} \|x_k - b(q)a_{k-d}\|^2$  est

$$\text{RSB}_{\text{BFA}} = \frac{\sigma_a^2 \|b\|^4}{\sigma_a^2 \|\tilde{b}\|^2 + \frac{\sigma_a^2}{2\pi j} \oint \frac{dz}{z} b^\dagger \mathbf{f}^\dagger \mathbf{f} b}. \quad (15)$$

### 3 Raccourcissement par un égaliseur avec retour de décisions

Afin d'empêcher l'amplification du bruit inhérente aux (pré)-égaliseurs linéaires, le raccourcissement de la longueur du canal par un égaliseur avec retour de décisions (ERD) a été proposé dans [5]. Le signal reçu  $y_k$  est filtré tout d'abord par un filtre adapté passe-tout  $\frac{\mathbf{h}^\dagger(z)}{\alpha c^\dagger(z)}$  où  $c^\dagger(z)$  est le facteur spectral à phase maximale de  $\mathbf{h}^\dagger(z)\mathbf{h}(z)$ ;  $\mathbf{h}^\dagger(z)\mathbf{h}(z) = \alpha c^\dagger(z)c(z)$  et  $c_0 = 1$ ,  $\alpha > 0$ . Le bruit  $n_k$  (FIG. 3) à la sortie du filtre avant reste blanc et aura pour variance  $\frac{\sigma_v^2}{\alpha}$ . Décomposons le filtre monique  $c(z)$  en

$$\bar{c}(z) = \sum_{i=0}^n c_i z^{-i} \text{ et } \tilde{c}(z) = \sum_{i=n+1}^{N-1} c_i z^{-i} \text{ et retranchons du}$$

signal  $x_k$  pour chaque chemin survivant la contribution induite par  $\tilde{c}(z)$ . Ainsi, la DSMV est effectuée sur le signal  $z_k = \bar{c}(z)a_k + n_k$  où  $S_{nn}(z) = \frac{\sigma_v^2}{\alpha}$ . De nouveau, on peut appliquer le résultat de la première section pour évaluer le

$$\text{RSB}_{\text{BFA}} = \frac{\alpha \sigma_a^2}{\sigma_v^2} \sum_{i=0}^n |c_i|^2 \leq \frac{\alpha \sigma_a^2}{\sigma_v^2} \sum_{i=0}^{N-1} |c_i|^2 = \frac{\sigma_a^2}{2\pi j} \oint \frac{dz}{z} \mathbf{h}^\dagger \mathbf{h} \quad (16)$$

Il est à remarquer que l'ERD utilisé est celui de forçage à zéro avec minimisation de l'erreur quadratique moyenne [4]. Afin d'enlever la complexité linéaire résultante du filtrage de tous les chemins survivants, il a été proposé [8]

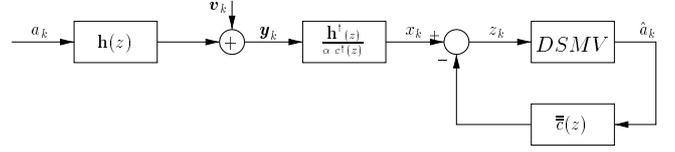


FIG. 3: Raccourcissement de la longueur du canal par un égaliseur avec retour de décisions.

de produire des décisions préliminaires par un ERD, de générer le signal  $z_k$  et de faire la DSMV. Cependant, les deux méthodes sont équivalentes vis à vis de la BFA.

## 4 Simulations

On considère des environnements de propagation typiques pour EDGE: rural (RU), urbain (TU) et urbain difficile (BU). Pour ces environnements, on considère des canaux statistiques ayant 6 impulsions spécifiés par ETSI [6]. On montre des courbes de probabilité d'erreur moyennées sur 100 réalisations indépendantes des canaux en fonction de l'ordre du canal raccourci (soit par un filtrage linéaire soit en utilisant un égaliseur avec retour des décisions). Un seul capteur est utilisé à la réception et le facteur de suréchantillonnage étant égal à  $p = 2$ . Le rapport signal à bruit est défini par  $\text{RSB} = \frac{\sigma_a^2 \|\mathbf{H}\|^2}{\sigma_v^2}$  et il est fixé à 20dB. Le filtre de transmission étant la modulation GMSK li-

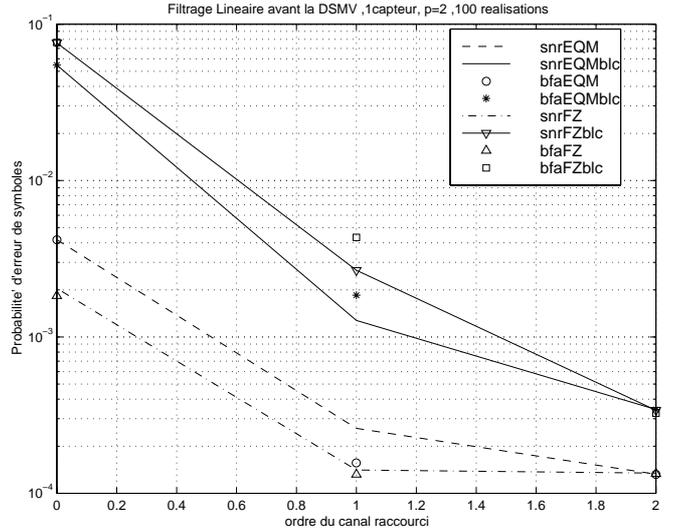


FIG. 4: Probabilité d'erreur en fonction de l'ordre du canal raccourci par un filtrage linéaire pour l'environnement urbain (TU).

néarisée par moindres carrés [10] alors que le filtre de réception est un filtre passe-bas idéal (pour  $p \geq 2$ : Nyquist est satisfait) de moitié de largeur de bande  $\frac{p}{2T}$ . La figure 4 illustre des courbes de probabilité d'erreur correspondant au raccourcissement de la longueur du canal par un égaliseur de forçage à zéro ou minimisant l'erreur quadratique moyenne à sa sortie. Des abréviations du type FZ ou EQM apparaissent, selon le cas, dans la légende. Si le filtre  $\mathbf{f}(z)$  est choisi de telle sorte qu'il maximise

le RSB à sa sortie alors  $rsb$  est utilisé dans la légende. Par contre  $bfa$  correspond au cas où le filtre  $f(z)$  maximise la BFA. L'abréviation  $blc$  (blanc) correspond au cas où on ignore la couleur du bruit, c'est à dire que les bornes du filtre adapté sont données par les expressions (11) et (15) alors que les valeurs optimales (si la couleur du bruit a été prise en compte correctement dans le critère de la DSMV) sont celles des expressions (8) et (14). Dans la figure 5, le raccourcissement de la longueur du canal par un égaliseur avec retour de décisions est considéré. On montre des courbes de probabilité d'erreur moyennées sur 100 réalisations de canaux pour les trois types d'environnements (RU0, TU0, BU0). La figure 6 montre des courbes de probabilité d'erreur moyennées sur 100 réalisations de canaux correspondant à l'environnement TU0. Le raccourcissement dans ce cas monovoie est une égalisation partielle des zéros du canal initial. Nous comparons les performances correspondant à deux façons d'arrangement des zéros.

## 5 Conclusions

Les simulations montrent dans le cas bivoie qu'on peut raccourcir les canaux jusqu' à l'ordre un sans crainte de pertes significatives des performances. Toutefois, il faut considérer la bonne métrique dans l'algorithme de Viterbi (prendre en compte correctement la matrice de covariance du bruit dans le critère de la DSMV). Les performances des récepteurs à complexité réduite varient entre celles d'un égaliseur linéaire ou avec retour de décisions et celles de la DSMV sur le canal non raccourci. Il est à noter que la technique qui réduit le nombre d'états dans le treillis sans raccourcir le canal [7] peut être aussi intéressante pour réduire la complexité des récepteurs EDGE.

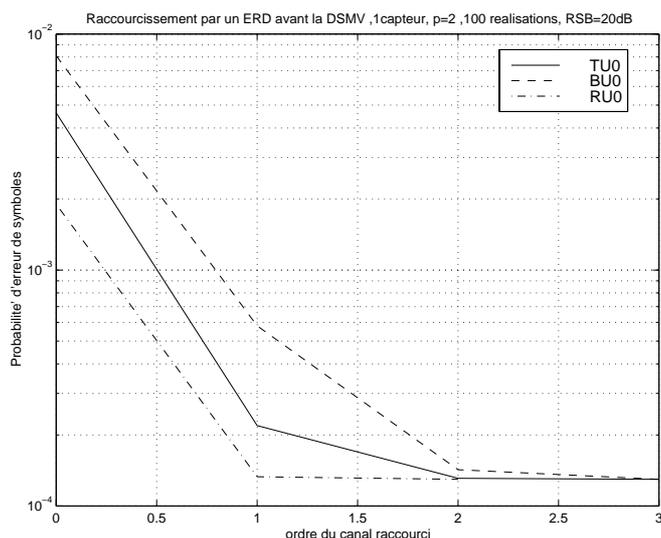


FIG. 5: Probabilité d'erreur en fonction de l'ordre du canal raccourci par un ERD pour trois environnements.

## Références

[1] ETSI Tdoc SMG2 WPB 108/98. EDGE Evaluation

of 8-PSK. Technical report, ETSI, 20-24 April 1998. Kuusamo, Finland.

- [2] N. Al-Dhahir and J. M. Cioffi. Efficiently Computed Reduced-Parameter Input-Aided MMSE Equalizers for ML Detection: A Unified Approach. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 42(3), May 1996.
- [3] C. A. Belfiore and J. H. Park. Decision Feedback Equalization. *Proceedings of the IEEE*, 67(8), Aug. 1979.
- [4] J. M. Cioffi, G. P. Dudevoir, M. V. Eyuboglu, and G. D. Forney. MMSE Decision-Feedback Equalizers and Coding. Part 1: Equalization Results. *IEEE Trans. Comm.*, 43(10), Oct. 1995.
- [5] A. Duel-Hallen and C. Heegard. Delayed Decision-Feedback Sequence Estimation. *IEEE Trans. Comm.*, 37(5), May 1989.
- [6] ETSI. European digital cellular telecommunications system (phase 2): Radio transmission and reception (GSM 05.05). Technical report, ETSI, Dec. 1995. Sophia Antipolis, France.
- [7] M. V. Eyuboglu and S. U. H. Qureshi. Reduced State Sequence Estimation with Set Partitioning and Decision-Feedback. *IEEE Trans. Comm.*, 36(1), Jan. 1988.
- [8] W. U. Lee and F. S. Hill. JR. A Maximum Likelihood Sequence Estimator with Decision Feedback Equalization. *IEEE Trans. Comm.*, 25(9), Sept. 1977.
- [9] D. T. M. Slock and E. De Carvalho. Matched Filter Bounds for Reduced-Order Multichannel Models. In *Proc. Globecom*, Nov. 1996. London, England.
- [10] H. Trigui and D. T. M. Slock. "Performance Bounds for Cochanel Interference Cancellation within the current GSM Standard". "To appear in a special issue of the European Journal Signal Processing", 1999.

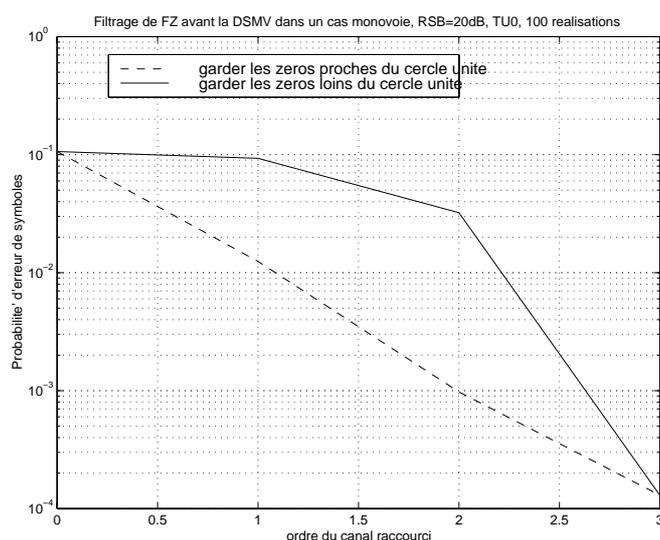


FIG. 6: Probabilité d'erreur en fonction de l'ordre du canal raccourci par égalisation partielle des zéros de  $h(z)$  pour l'environnement TU0.