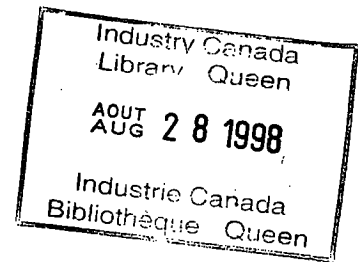


Technique de détection par analyse propre pour les canaux multivoies avec évanouissement:

Détection

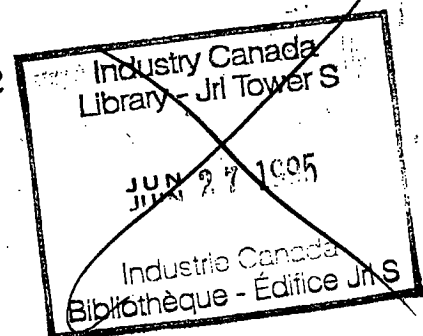
par
François Patenaude



Rapport final

IC

Industrie Canada
Contrat 12345615-186992
CRC-CR-95-008



mai 1995

QUEEN
TK
5102.5
.P3
1995

Technique de détection par analyse propre pour les canaux multivoies avec évanouissement:

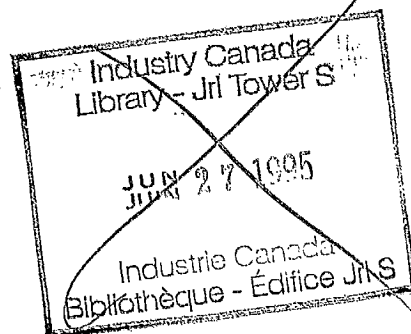
Détection

par
François Patenaude



Rapport final

Industrie Canada
Contrat 12345615-186992
CRC-CR-95-008



TK5102.5
.P3
1995
SQUE

mai 1995

Faint, illegible text at the top of the page, possibly bleed-through from the reverse side.

Faint, illegible text in the middle of the page, possibly bleed-through from the reverse side.

TK5102.5
.P3
1995



Table des matières

1. Introduction	3
2. Analyse des performances.....	3
2.1. Diversité sans interférence intersymbole.....	5
2.1.1. Estimation parfaite des paramètres du canal	7
2.1.1.1. Canal à gains complexes normaux à moyenne nulle, diversité parfaite, et bruit blanc	9
2.1.2. Détection différentielle conventionnelle	14
2.1.2.1. Diversité parfaite avec gains complexes normaux à moyenne nulle, et bruit additif blanc	15
2.1.2.2. Diversité parfaite et modules des gains complexes indépendants de Nakagami avec bruit additif blanc	16
2.1.3. Diversité avec interférence intertrajet.....	17
2.1.4. Détection différentielle basée sur l'espace propre	25
2.1.5. Détection différentielle récursive basée sur l'espace propre	30
2.2. Diversité avec interférence intersymbole	35
3. Conclusion.....	35
Annexe.....	35
Références	39

1. Introduction

Suite à la remise du rapport [Pat94] "Technique de détection par analyse propre pour les canaux multivoies avec évanouissement: Modélisation", qui présentait un modèle de canal basé sur une représentation orthogonale de la réponse impulsionnelle des canaux sélectifs, les performances d'un système de communication en terme de taux d'erreur peuvent maintenant être évaluées.

Dans la section principale de ce rapport, on étudie ce problème pour le cas particulier où il n'y a pas d'interférence intersymbole, mais seulement de l'interférence intertrajet. Pour ce cas, une analyse théorique permet de calculer les performances du détecteur différentiel conventionnel et du détecteur différentiel basé sur l'analyse propre. Un algorithme réalisant une variante de la détection différentielle, basée sur l'analyse propre de la réponse impulsionnelle, permet de montrer qu'en utilisant seulement un petit nombre de dimensions orthonormales, le taux d'erreur moyen peut être diminué.

Il est à prévoir que pour le cas avec interférence intersymbole, une analyse théorique ne sera pas suffisante pour obtenir une approximation des performances. Également, les résultats théoriques du cas sans interférence intersymbole devront être vérifiés. Pour ce faire, un programme de simulation basé sur le logiciel LINKSIM¹ fut développé. La dernière section de ce rapport présente brièvement le programme.

2. Analyse des performances

Le modèle de canal présenté dans le rapport [Pat94] peut maintenant être utilisé pour calculer les performances de divers types de transmission radio. Comme la présente étude est exploratoire, l'analyse qui suit sera limitée à un type de modulation linéaire à deux niveaux. Dénotons le signal transmis $s(t)$ en bande de base par

$$s(t) = \sum_n b_n f(t - nT), \quad (1)$$

où $b_n \in \{-c, c\}$ sont les symboles indépendants aléatoires et équiprobables, T est la période des symboles entrant dans le filtre $f(t)$ de durée T_f et de largeur de bande utile B_f . La variance de b_n est posée égale à E_b/T et le filtre $f(t)$ est choisi de sorte que

¹LINKSIM: logiciel de simulation pour systèmes de télécommunications développé par le CRC.

$$\int_{-\infty}^{\infty} f^2(t) dt = \int_0^{T_f} f^2(t) dt = 1. \quad (2)$$

Notons maintenant la réponse impulsionnelle du canal variable dans le temps par $h(t; \xi)$ avec t le temps d'observation et ξ le temps d'excitation. Le canal introduit également du bruit blanc additif normal stationnaire, représenté en bande de base par le processus $w'(t)$. Donc le signal reçu $r'(t)$ est

$$\begin{aligned} r'(t) &= s(t) \otimes h(t; \xi) + w'(t) \\ &= \int s(t - \xi) h(t; \xi) d\xi + w'(t) \\ &= \sum_n b_n \int f(t - \xi - nT) h(t; \xi) d\xi + w'(t), \end{aligned} \quad (3)$$

avec \otimes représentant l'opération de convolution. Si maintenant la réponse impulsionnelle au temps t est de la forme²

$$h(t; \xi) = \sum_{d=1}^{D(t)} a_d(t) \delta[\xi - \xi_d(t)], \quad (4)$$

avec $a_d(t)$ représentant les gains complexes, $\xi_d(t)$ la durée des délais et $D(t)$ le nombre de trajets en fonction du temps, alors l'équation (3) se réduit à

$$\begin{aligned} r'(t) &= \sum_n b_n \int f(t - \xi - nT) \sum_{d=1}^{D(t)} a_d(t) \delta[\xi - \xi_d(t)] d\xi + w'(t) \\ &= \sum_n b_n \sum_{d=1}^{D(t)} a_d(t) \int f(t - \xi - nT) \delta[\xi - \xi_d(t)] d\xi + w'(t) \\ &= \sum_n b_n \sum_{d=1}^{D(t)} a_d(t) f[t - \xi_d(t) - nT] + w'(t). \end{aligned} \quad (5)$$

Maintenant, dépendant de la durée T_f de $f(t)$, et de la grandeur de $\max_d \{\xi_d(t)\}$ par rapport à T , il peut se produire différentes combinaisons des symboles transmis dans l'intervalle $nT \leq t < (n+1)T$. Il apparaît important de différencier les cas suivants:

²Le cas plus général, où $h(t; \xi)$ est un opérateur linéaire variable dans le temps, peut aussi être ramené à une expression de la forme de (4) sous certaines conditions. Les conditions nécessaires à une telle équivalence s'appliquent particulièrement aux canaux à large bande avec évanouissement lent, et une démonstration est présentée dans [Och87].

i) Absence d'interférence intersymbole et d'interférence intertrajet:

Ce type de combinaison existe lorsque $\xi_d(t) + T_f \leq T \forall d$, et $|\xi_k(t) - \xi_i(t)| > T_f \forall k \neq i$. On parle ici souvent de diversité parfaite puisque les impulsions reçues ne subissent aucune interférence. En pratique, ce scénario est peu probable puisqu'il requiert une forme de signalisation ayant une puissance élevée sur un très court instant, et que la différence des délais ait une limite inférieure de T_f . Il représente cependant une bonne approximation théorique pour analyser certains types de transmission.

ii) Absence d'interférence intersymbole:

Dans ce cas-ci on a que $\xi_d(t) + T_f \leq T \forall d$. Ici, il peut exister plus ou moins d'interférence intertrajet dépendant de la valeur de T_f par rapport aux délais $\xi_d(t)$, et de la forme de $f(t)$. Ce scénario est plus réaliste bien qu'il nécessite, comme dans le cas précédent, l'utilisation d'un intervalle de sûreté $T_s \geq \max_d \{\xi_d(t)\} \quad 1 \leq d \leq D$, à la suite de T_f .

iii) Interférence intersymbole et interférence intertrajet:

Ce scénario se produit lorsque $\xi_d(t) + T_f > T$. La sévérité de l'interférence dépend de la grandeur des délais $\xi_d(t)$ et de la forme de $f(t)$. Notez que pour le cas où $T \leq T_f$ il y a toujours de l'interférence intersymbole pour un canal avec multivoie.

Il y a donc deux cas pratiques importants qui peuvent se produire, c'est-à-dire interférence intertrajet sans ou avec interférence intersymbole. Le scénario i) servira principalement de référence pour évaluer la dégradation par rapport à une situation idéale.

2.1. Diversité sans interférence intersymbole

Pour les conditions présentées en i) et ii) de la section précédente, il n'y a pas d'interférence intersymbole et le signal reçu peut être détecté efficacement symbole par symbole. Donc le signal reçu dans l'intervalle $nT \leq t < (n+1)T$ peut s'écrire

$$r'(t) = b_n \sum_{d=1}^{D(t)} a_d(t) f[t - \xi_d(t) - nT] + w'(t). \quad (6)$$

Ce signal reçu doit maintenant être traité pour déterminer quel symbole b_n a été transmis. La structure du détecteur optimum en terme du taux d'erreur est entièrement déterminée par la quantité d'information disponible au sujet de $r'(t)$. Plusieurs structures de récepteurs sont donc

possibles. En premier lieu, il apparaît souhaitable d'examiner le cas où l'évanouissement est lent, car plusieurs simplifications sont alors applicables.

Avant d'examiner plus à fond la structure du récepteur, une limitation de la largeur de bande du signal reçu est souhaitable. Le signal reçu $r'(t)$ d'une largeur de bande utile B est traité par un filtre $q(t)$ au récepteur. Ce filtre peut être adapté à $f(t)$ si l'évanouissement est lent, ou avoir une largeur de bande B plus grande que B_f si l'évanouissement est rapide. Une fois le filtrage effectué, le signal à échantillonner est

$$\begin{aligned} r(t) &= r'(t) \otimes q(t) \\ &= b_n q(t) \otimes \sum_{d=1}^{D(t)} a_d(t) f[t - \xi_d(t) - nT] + q(t) \otimes w'(t), \quad nT \leq t < (n+1)T. \end{aligned} \quad (7)$$

Donc, en général, le signal échantillonné n'est pas additionné de bruit blanc puisque $q(t)$ n'est habituellement pas un filtre rencontrant le premier critère de Nyquist. Pour le reste de l'étude qui suit, nous supposons qu'une synchronisation parfaite des symboles est effectuée afin que le détecteur connaisse la fenêtre de temps applicable à chaque b_n .

Lorsque les conditions de propagation permettent d'affirmer que le d -ième trajet ne subit que très peu de modifications d'un symbole à l'autre, alors les processus multiplicatifs $a_d(t)$ varient très peu durant un intervalle T . Dans ce cas, la structure du canal peut être considérée fixe durant l'intervalle d'un symbole et par conséquent, la valeur des délais et leur nombre deviennent des constantes. Si nous supposons que chacun des gains complexes $a_d(t)$ et des délais $\xi_d(t)$ sont constants durant un intervalle T , alors la variable t , pour ces processus, peut aussi être fixée à $t_n = nT$. Afin d'alléger la notation, nous effectuons le changement de variable $\tau = t - nT$, $0 \leq \tau < T$, puisque seul l'intervalle $nT \leq t < (n+1)T$ est d'intérêt pour le présent cas. Le signal reçu devient donc

$$\begin{aligned} r(t) &= b_n \sum_{d=1}^D a_d(t_n) q(t) \otimes f[t - \xi_d(t_n) - nT] + q(t) \otimes w'(t) \\ r_n(\tau) &= b_n \sum_{d=1}^D a_d(t_n) p[\tau - \xi_d(t_n)] + w_n(\tau) \end{aligned} \quad (8)$$

avec $p(t) = q(t) \otimes f(t)$ et $w(t) = q(t) \otimes w'(t)$. L'indice n dénote un signal sur l'intervalle $nT \leq t < (n+1)T$. Après échantillonnage de ce signal à un taux de $T_{\text{délai}} = 1/(2B)$ dans la dimension τ , on peut réécrire (8) sous la forme d'un vecteur colonne

$$\mathbf{r}_n = b_n \mathbf{P}_n \mathbf{a}_n + \mathbf{w}_n, \quad (9)$$

où $\mathbf{a}_n = [a_1(t_n), a_2(t_n), \dots, a_D(t_n)]^T$, $\mathbf{P}_n = \{\mathbf{p}[\xi_1(t_n)], \mathbf{p}[\xi_2(t_n)], \dots, \mathbf{p}[\xi_D(t_n)]\}$, avec $\mathbf{p}[\xi_d(t_n)] = \{p[\tau_1 - \xi_d(t_n), p[\tau_2 - \xi_d(t_n), \dots, p[\tau_K - \xi_d(t_n)]\}^T$, et $\mathbf{w}_n = [w_n(\tau_1), w_n(\tau_2), \dots, w_n(\tau_K)]^T$, $\tau_k = kT_{\text{délai}}$ avec $1 \leq k \leq K$. La variance des échantillons du bruit additif est $E\{|w_n(\tau_k)|^2\} = \sigma_w^2 = N_0$. Habituellement, la structure d'un canal varie beaucoup plus lentement que l'évanouissement [Bel63], donc on peut prétendre que celle-ci est fixe, de sorte que $\mathbf{P} \equiv \mathbf{P}_n$. Le modèle du signal reçu devient donc

$$\mathbf{r}_n = b_n \mathbf{P} \mathbf{a}_n + \mathbf{w}_n. \quad (10)$$

Maintenant qu'une description du signal reçu est disponible, examinons les différentes approches à la détection. Le fait que l'évanouissement soit lent permettrait d'estimer les valeurs des délais ξ_{d} , $1 \leq d \leq D$, et de réduire la dimension de \mathbf{r}_n de K à D puisque généralement $K > D$. Cependant ceci impliquerait un mécanisme de synchronisation supplémentaire afin de déterminer premièrement les délais ξ_{d} , et ensuite D . Lorsque deux trajets ont une différence de délai inférieure à la résolution de $p(t)$, un tel récepteur ne verrait qu'un seul trajet, et en quelque sorte, perdrait de sa diversité. Une approche plus simple consiste à échantillonner systématiquement la sortie du filtre $q(t)$ sur un intervalle de longueur ξ_{max} , et de traiter ces échantillons. La forme du vecteur \mathbf{r}_n permet la représentation de ces deux types de récepteur. Examinons maintenant différents scénarios à la réception.

2.1.1. Estimation parfaite des paramètres du canal

Le scénario idéal du point de vue de la détection est le cas où le canal est connu. Ici, supposons que grâce à un mécanisme quelconque nous ayons accès à une mesure exacte des gains complexes \mathbf{a}_n , de leurs statistiques et de leur nombre D . La matrice d'autocorrélation \mathbf{R}_s de la partie signal de \mathbf{r}_n est

$$\mathbf{R}_s = E\{\mathbf{P} \mathbf{a}_n \mathbf{a}_n^H \mathbf{P}^H\} = \mathbf{P} \mathbf{R}_a \mathbf{P}^T, \quad (11)$$

où $\mathbf{R}_a = E\{\mathbf{a}_n \mathbf{a}_n^H\}$. Notez qu'en général, même si les gains complexes \mathbf{a}_n ne sont pas corrélés, la matrice \mathbf{R}_s ne sera pas diagonale, puisque la matrice \mathbf{P} intervient dans le calcul. De la même façon que la réponse impulsionnelle fut décomposée dans [Pat94], nous pouvons écrire $\mathbf{R}_s = \mathbf{V} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^H$ avec $\mathbf{\Lambda}$ une matrice diagonale composée des valeurs propres décroissantes λ_d , $1 \leq d \leq D$, et \mathbf{V} une matrice dont les colonnes sont les vecteurs propres associés aux λ_d de \mathbf{R}_s . Sans perte de généralité, nous supposons que la trace de la matrice \mathbf{R}_a est égale à un, c'est-à-dire $\text{tr}[\mathbf{R}_a] = 1$. Notez que $\text{tr}[\mathbf{\Lambda}] = \sum_{d=1}^D \lambda_d \neq 1$ en général puisque la matrice \mathbf{P} n'est pas diagonale et qu'elle intervient dans le calcul des valeurs et vecteurs propres. La matrice $\mathbf{\Lambda}$ est

de dimension $D \times D$, et la matrice \mathbf{V} de dimension $K \times D$. Avec cette décomposition, un nouveau vecteur colonne \mathbf{g}_n de gains complexes orthogonaux ayant une dimension $D \times 1$ peut être défini. La transformation de $\mathbf{P}\mathbf{a}_n$ par les colonnes de la matrice \mathbf{V} donne

$$\mathbf{g}_n = \mathbf{V}^H \mathbf{P}\mathbf{a}_n. \quad (12)$$

Chacune des colonnes de la matrice \mathbf{V} est un filtre adapté orthonormal dans la dimension correspondante du signal, et la transformation du vecteur reçu \mathbf{r}_n sur l'espace vectoriel \mathbf{V}^H est la sortie des filtres adaptés à l'instant d'échantillonnage. Donc,

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{r}}_n &= \mathbf{V}^H \mathbf{r}_n \\ &= b_n \mathbf{V}^H \mathbf{P}\mathbf{a}_n + \mathbf{V}^H \mathbf{w}_n \\ &= b_n \mathbf{g}_n + \mathbf{V}^H \mathbf{w}_n. \end{aligned} \quad (13)$$

Dans cette représentation, les éléments de \mathbf{g}_n sont non-corrélés puisque $E\{\mathbf{g}_n \mathbf{g}_n^H\} = \Lambda$. Maintenant, nous sommes intéressés à une combinaison linéaire des éléments de $\tilde{\mathbf{r}}_n$ donnant une variable décisionnelle permettant de faire un choix optimal entre les deux hypothèses de b_n . Nous cherchons donc un vecteur \mathbf{c}_n qui, appliqué à $\tilde{\mathbf{r}}_n$, donnera une variable décisionnelle U optimisant une propriété voulue. Donc, nous formons

$$\begin{aligned} U &= \mathbf{c}_n^H \tilde{\mathbf{r}}_n \\ &= b_n \mathbf{c}_n^H \mathbf{g}_n + \mathbf{c}_n^H \mathbf{V}^H \mathbf{w}_n. \end{aligned} \quad (14)$$

Un critère optimal largement répandu pour les canaux à évanouissement lent est le rapport signal-bruit instantané ρ , défini comme étant le rapport du module au carré du premier terme sur la variance du deuxième terme dans (14). On a donc

$$\rho = \frac{|b_n|^2 |\mathbf{c}_n^H \mathbf{g}_n|^2}{E\{\mathbf{c}_n^H \mathbf{V}^H \mathbf{w}_n \mathbf{w}_n^H \mathbf{V} \mathbf{c}_n\}} = \frac{|b_n|^2 \mathbf{c}_n^H \mathbf{g}_n \mathbf{g}_n^H \mathbf{c}_n}{\mathbf{c}_n^H \mathbf{V}^H E\{\mathbf{w}_n \mathbf{w}_n^H\} \mathbf{V} \mathbf{c}_n} = \frac{|b_n|^2 \mathbf{c}_n^H \mathbf{g}_n \mathbf{g}_n^H \mathbf{c}_n}{\mathbf{c}_n^H \mathbf{V}^H \mathbf{R}_w \mathbf{V} \mathbf{c}_n}. \quad (15)$$

Il est démontré dans [SW94] que le récepteur linéaire optimal³ maximisant ρ est donné par

$$\mathbf{c}_n = c \mathbf{X}^{-1} \mathbf{g}_n, \quad (16)$$

³Le récepteur optimal en termes de probabilité d'erreur sur un bit dans le cas présent n'est pas linéaire, mais une sommation du logarithme d'une fonction de Bessel de la combinaison linéaire des échantillons. Nous nous limitons ici à un récepteur linéaire puisque la différence des performances n'est notable qu'à de faibles rapports signal-bruit [Tur80].

où c est une constante et $\mathbf{X} = \mathbf{V}^H \mathbf{R}_w \mathbf{V}$. Avec cette valeur de \mathbf{c}_n , le rapport signal-bruit maximal est

$$\rho_{\max} = \frac{|b_n|^2 \mathbf{g}_n^H \mathbf{X}^{-H} \mathbf{g}_n \mathbf{g}_n^H \mathbf{X}^{-1} \mathbf{g}_n}{\mathbf{g}_n^H \mathbf{X}^{-H} \mathbf{X} \mathbf{X}^{-1} \mathbf{g}_n} = |b_n|^2 \mathbf{g}_n^H \mathbf{X}^{-1} \mathbf{g}_n = |b_n|^2 \mathbf{a}_n^H \mathbf{P}^H \mathbf{R}_w^{-1} \mathbf{P} \mathbf{a}_n. \quad (17)$$

Remarquons que le rapport signal-bruit de (17) est le même en combinant les gains complexes orthogonaux ou les gains complexes puisque \mathbf{V} est unitaire. Donc la variable U est indépendante de la transformation. Il ne semble donc pas y avoir d'avantages à combiner les gains complexes orthogonaux \mathbf{g}_n au lieu des gains complexes $\mathbf{P} \mathbf{a}_n$.

Les performances en terme de la probabilité d'erreur moyenne sur un bit P_e , c'est-à-dire

$$P_e = P[U < 0 | b_n = 1] + P[U > 0 | b_n = -1], \quad (18)$$

dépendent des statistiques de U qui dépendent à leurs tours des statistiques de \mathbf{a}_n et \mathbf{w}_n , et de la matrice \mathbf{P} . De façon générale, la probabilité d'erreur moyenne sur un bit est conditionnelle à ρ , c'est-à-dire $p_e(\rho)$, et doit être pondérée par la densité de ρ , $p(\rho)$. Sous forme mathématique, on a

$$P_e = \int_0^{\infty} p_e(\rho) p(\rho) d\rho. \quad (19)$$

Pour obtenir des résultats plus concrets, il nous faut maintenant nous intéresser à des systèmes spécifiques.

2.1.1.1. Canal à gains complexes normaux à moyenne nulle, diversité parfaite, et bruit blanc

Un scénario typique en théorie est celui où les gains complexes \mathbf{a}_n sont des processus aléatoires normaux complexes à moyenne nulle, la matrice $\mathbf{P} = \mathbf{I}$, et le bruit additif est blanc. Comme les gains \mathbf{g}_n sont équivalents aux gains complexes, les premiers seront utilisés ici. Pour le présent cas, la variable décisionnelle U est aussi une variable aléatoire normale complexe. Pour le type de modulation BPSK, il est bien connu que

$$p_e(\rho) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\rho}). \quad (20)$$

Pour déterminer la fonction de densité de probabilité de ρ , l'approche traditionnelle lorsque les composantes sont indépendantes, consiste à trouver la fonction caractéristique de ρ .

Comme la fonction caractéristique est reliée à la fonction de densité de probabilité par une transformée de Laplace, la fonction de probabilité peut être trouvée en multipliant les fonctions caractéristiques, et en faisant une transformée inverse de Laplace. Dans le présent cas, les variables indépendantes sont les composantes de \mathbf{g}_n . Lorsque les gains complexes orthogonaux sont normaux, donc que le module des gains est distribué selon une fonction de répartition de Rayleigh, la fonction de densité de probabilité de ρ est donnée par [Prk83]⁴

$$p(\rho) = \sum_{d=1}^D \frac{\alpha_d}{\lambda_d} e^{-\rho/\lambda_d} \quad (21)$$

avec

$$\alpha_d = \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq d}}^D \frac{1}{1 - \lambda_i/\lambda_d}, \quad (22)$$

où les valeurs propres λ_d sont la variance des éléments de \mathbf{g}_n . En insérant (20) et (21) dans (19) on trouve

$$P_e = \frac{1}{2} \sum_{d=1}^D \alpha_d \left[1 - \sqrt{\frac{\bar{\rho} \lambda_d}{1 + \bar{\rho} \lambda_d}} \right], \quad (23)$$

avec

$$\bar{\rho} = E\{\rho_{\max}\} = \frac{E_b}{T} \text{tr}[\mathbf{R}_w^{-1} \mathbf{R}_s] = \frac{E_b}{TN_0}. \quad (24)$$

Afin de limiter le nombre de variable, nous fixons $T=1$ sans perte de généralité. Généralement, les valeurs propres λ_i ne peuvent être exprimées sous forme analytique. Il faut donc s'en remettre à des méthodes numériques. Il existe quelques exceptions, dont le cas où la matrice \mathbf{R}_s a des éléments corrélés exponentiellement linéaire, et le cas où seulement les éléments adjacents sont corrélés [Per60]. Cependant, ces structures de \mathbf{R}_s ne sont pas réalistes dans le contexte qui nous intéresse, et nous utiliserons donc à des méthodes numériques pour évaluer P_e . Examinons maintenant quelques exemples pour apprécier l'importance de chacune des composantes du signal reçu.

⁴Nous étudierons principalement les cas où les valeurs propres λ_d sont différentes, puisque ce cas représente mieux la réalité observée lors de l'analyse statistique dans [Pat94].

Exemple 1: Diversité double

Un cas plus simple et important est celui où $D=2$. Dans ce cas, la matrice d'autocorrélation des gains complexes peut s'écrire simplement sous la forme

$$\mathbf{R}_a = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & \zeta \sigma_1 \sigma_2 \\ \zeta \sigma_1 \sigma_2 & \sigma_2^2 \end{bmatrix}, \quad (25)$$

où ζ est le coefficient de corrélation tel que $0 \leq \zeta \leq 1$, et $\sigma_d^2 = E\{|a_d(t)|^2\}$. Le produit $\mathbf{P}\mathbf{R}_a\mathbf{P}^T = \mathbf{R}_a$ et les deux valeurs propres sont [Sch66]

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= \frac{1}{2} \left[\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sqrt{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)^2 - 4\sigma_1^2\sigma_2^2(1-|\zeta|^2)} \right] \\ \lambda_2 &= \frac{1}{2} \left[\sigma_1^2 + \sigma_2^2 - \sqrt{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)^2 - 4\sigma_1^2\sigma_2^2(1-|\zeta|^2)} \right]. \end{aligned} \quad (26)$$

On remarque dans (26) que les valeurs propres dépendent du module au carré de ζ . Donc, les performances ne se dégraderont pas beaucoup si ζ est petit. Cette observation a souvent menée à la conclusion que la corrélation n'augmentait le taux d'erreur que très faiblement en pratique. La figure 1 illustre P_e , obtenue avec (23), en fonction de E_b/N_0 pour diverses valeurs de λ_1 . Nous posons $\lambda_1 + \lambda_2 = 1$. Il est apparent qu'un débalancement entre la variance des gains des trajets n'est pas très critique, en particulier pour les rapports signal-bruit élevés. ■

Exemple 2: Diversité triple

Le cas où $D=3$ ne conduit pas pratiquement à une solution générale pour les valeurs propres. Dans ce cas, la matrice \mathbf{R}_a peut toujours être exprimée sous la forme

$$\mathbf{R}_a = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & \zeta_{12}\sigma_1\sigma_2 & \zeta_{13}\sigma_1\sigma_3 \\ \zeta_{12}\sigma_1\sigma_2 & \sigma_2^2 & \zeta_{23}^*\sigma_2\sigma_3 \\ \zeta_{13}\sigma_1\sigma_3 & \zeta_{23}\sigma_2\sigma_3 & \sigma_3^2 \end{bmatrix}, \quad (27)$$

où $0 \leq \zeta_{12}, \zeta_{13} \leq 1$, et $0 \leq |\zeta_{23}| \leq 1$ avec ζ_{23} complexe. La structure propre ne dépend donc plus uniquement du module des coefficients de corrélation ζ_{ij} , mais aussi de leur phase. Cette remarque s'applique également aux systèmes de diversité d'ordre supérieur. Ajoutons que les valeurs propres sont fonctions des coefficients de corrélation à des puissances proportionnelles à l'ordre de la diversité employée. Observons maintenant la figure 2 pour diverses valeurs de λ_d . Encore une fois le débalancement des valeurs propres n'est pas trop critique, mais la dégradation encourue pour une élimination de petites valeurs propres est

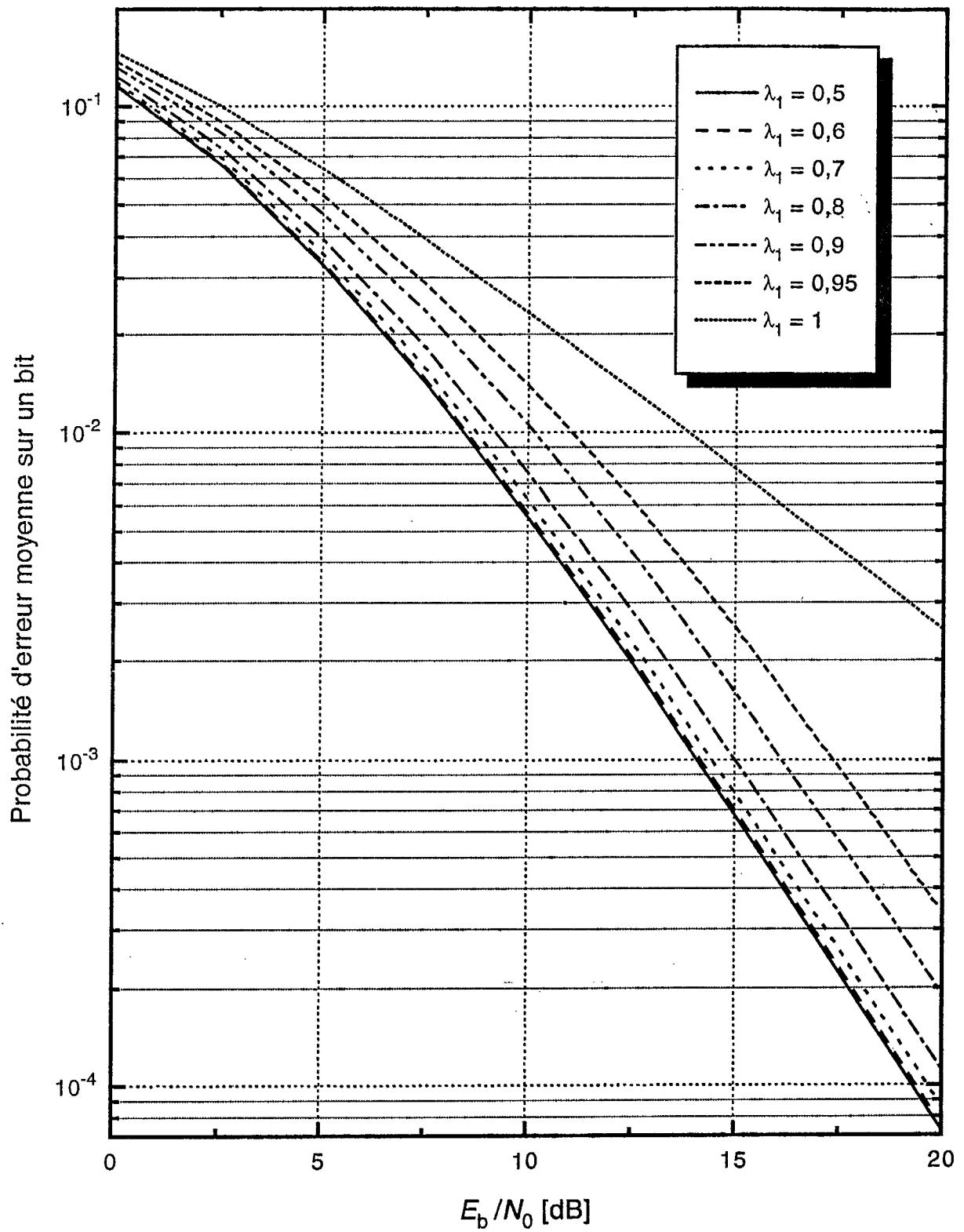


Figure 1. Diversité double avec réception linéaire optimale.
 λ_1 = valeur propre du premier trajet indépendant.

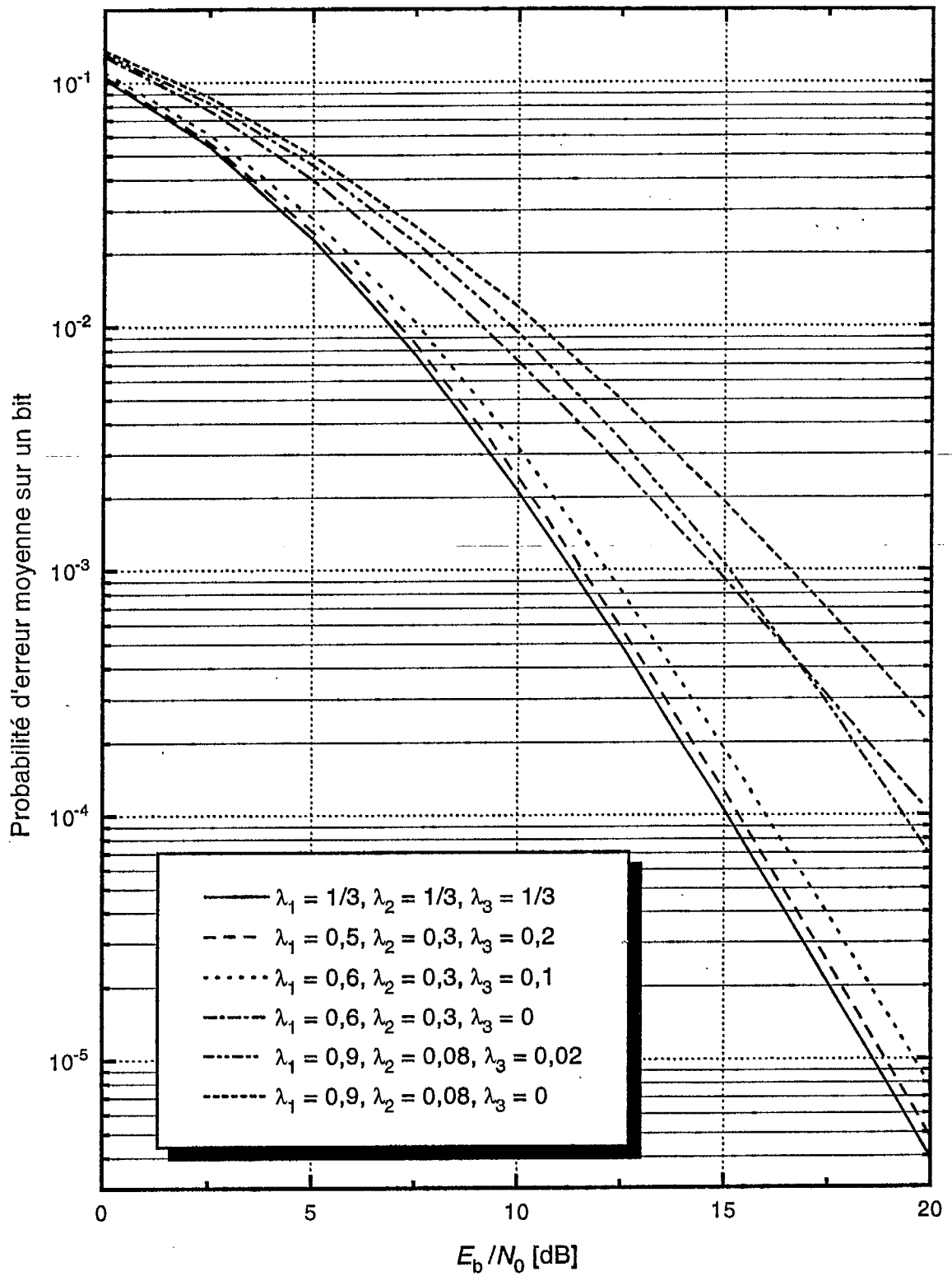


Figure 2. Diversité triple avec réception linéaire optimale.
 λ_i = valeur propre du i -ième trajet indépendant.

considérable. Par exemple, lorsque 10% de l'énergie est laissée de côté en n'utilisant pas λ_3 , il en résulte une perte de 4 dB en terme du rapport signal-bruit requis pour un taux d'erreur de 10^{-4} . Pour une perte de 2% de l'énergie disponible, la réduction de E_b/N_0 est plus grande que 1 dB à un taux d'erreur de 10^{-3} . ■

La présente section permet de conclure que lorsque la détection linéaire optimale (cohérente) est possible, toute l'énergie disponible contribue à réduire le taux d'erreur moyen. Cependant, dans un environnement radio-mobile ou de télécommunications personnelles, la détection cohérente n'est pas toujours indiquée [Prk83]. Il est donc préférable de consacrer plus d'attention à une méthode de détection plus appropriée comme la détection différentielle.

2.1.2. Détection différentielle conventionnelle

Pour réduire la complexité du récepteur, et dans certain cas améliorer les performances pour les canaux avec évanouissement, la technique de détection différentielle s'avère un choix judicieux. Dans un canal à évanouissement lent, la méthode de détection différentielle requiert que l'évanouissement soit suffisamment lent pour que la phase des gains a_n ne change pas appréciablement sur une période de deux symboles successifs. En admettant que les symboles aient été préalablement encodés différentiellement au transmetteur, la variable décisionnelle U est formée en prenant la partie réelle du produit scalaire entre le vecteur courant et le vecteur précédent. Donc, le vecteur de combinaison $\mathbf{c}_n = \mathbf{r}_{n-1}$ et la variable décisionnelle est donnée par

$$U = \Re\{\mathbf{r}_{n-1}^H \mathbf{r}_n\}. \quad (28)$$

Le vecteur \mathbf{c}_n étant un estimé des gains complexes, il est évident que la détection différentielle conduira à des performances théoriques inférieures à l'estimation parfaite décrite à la section précédente. Le signe de U est indicatif du symbole transmis; un signe positif amènera le détecteur à décider $\hat{b}_n = 1$ et un signe négatif $\hat{b}_n = -1$. La probabilité d'erreur sur un bit pour le cas où les symboles sont équiprobables se résume à trouver la probabilité que U soit négative lorsque $b_n = 1$ par exemple. Nous examinerons tout d'abord les performances dans un contexte de diversité parfaite avec évanouissement asymptotiquement lent et bruit normal blanc. Ces résultats serviront de limite inférieure pour le cas de la détection différentielle et seront indicatifs des pertes subies en utilisant l'étalement spectrale comme méthode pour combattre l'évanouissement.

2.1.2.1. Diversité parfaite avec gains complexes normaux à moyenne nulle, et bruit additif blanc

Le canal typique possède D trajets indépendants ayant une variance donnée par les valeurs propres de \mathbf{R}_d . Avec de l'évanouissement asymptotiquement lent, les gains complexes ne changent pas d'un symbole à l'autre et donc, la fonction de densité de probabilité du rapport signal-bruit est toujours donnée par (21). Pour calculer P_e , on doit obtenir la probabilité d'erreur pour un rapport signal-bruit connu en utilisant D branches BPSK et la détection différentielle. Cette expression est disponible dans [Prk83] et est exprimée comme

$$p_e(\rho) = \frac{1}{2^{2D-1}} e^{-\rho} \sum_{n=0}^{D-1} c_n \rho^n, \quad (29)$$

avec $\rho = \rho_{\max}$ calculé avec (17) et c_n par

$$c_n = \frac{1}{n!} \sum_{k=0}^{D-1-n} \binom{2D-1}{k}. \quad (30)$$

En utilisant (21) et (29) dans (19), il est facile de montrer que [Prk83]

$$P_e = \frac{1}{2^{2D-1}} \sum_{n=0}^{D-1} n! c_n \sum_{d=1}^D \frac{\alpha_d}{\bar{\rho} \lambda_d} \left(\frac{\bar{\rho} \lambda_d}{1 + \bar{\rho} \lambda_d} \right)^{n+1} \quad (31)$$

avec α_d donné par (22). L'expression (29) est une limite inférieure qui peut être améliorée si l'effet des variations temporelles de l'évanouissement est pris en considération. Cependant, comme nous sommes principalement intéressés par de l'évanouissement relativement lent et des rapports signal-bruit moyens, l'écart entre les performances pour l'évanouissement lent et asymptotiquement lent est négligeable. Il est plus intéressant d'essayer de déterminer les performances théoriques lorsque le premier gain complexe orthogonal ne suit pas une distribution de Rayleigh mais plutôt une distribution de Rice.

D'après le modèle de canal présenté dans [Pat94], le premier trajet est souvent distribué selon une fonction de répartition de Rice. Le cas où des trajets sont distribués selon cette distribution fut étudié par Lindsay [Lnd64]. Cependant il ne considère que les canaux où les gains en chemin direct sont identiques. Dans notre étude, seul le premier chemin a un gain en chemin direct. Également, Lindsey mentionne que l'analyse théorique du cas qui nous intéresse représente une tâche formidable, puisque le signal à la sortie du filtre c_n doit être moyenné, et que la fonction de densité de probabilité de Rice contient des termes d'ordre supérieur. Pour estimer les performances du taux d'erreur, une autre approche est d'utiliser

une fonction de densité de probabilité de Nakagami, puisqu'elle approxime la fonction de densité de probabilité de Rice sur une plage suffisamment étendue pour nos besoins. Bien que cette approche mène généralement à une sous-estimation du taux d'erreur, pour un canal simple et un rapport signal-bruit élevé [Crp92], elle permettrait tout de même d'évaluer assez précisément les performances, puisque seul le premier trajet sera une approximation dans notre cas.

2.1.2.2. Diversité parfaite et modules des gains complexes indépendants de Nakagami avec bruit additif blanc

Lorsque la détection différentielle est utilisée, il est possible de déterminer les performances d'un canal ayant des gains indépendants de Nakagami [Crp92]. Pour ce faire, nous procéderons comme suit: la fonction génératrice de moment de D trajets indépendants est donné par [Alh85]

$$g_p(s) = \prod_{d=1}^D \left(\frac{m_d/\Omega_d}{s + \frac{m_d}{\Omega_d}} \right)^{m_d}, \quad (32)$$

où Ω_d représente le rapport signal-bruit moyen du d -ième trajet indépendant et est défini comme suit

$$\Omega_d = \frac{E\{|b_n g_{nd}|^2\}}{N_0} = \frac{E_b \lambda_d}{N_0}, \quad (33)$$

avec g_{nd} le d -ième gain complexe orthogonal dans l'intervalle $nT \leq t < (n+1)T$ et m_d le paramètre de mise en forme donné par

$$m_d = \frac{\Omega_d^2}{\text{var}\{|a_d(t)|^2\}}. \quad (34)$$

Par définition, nous savons que $p(\rho) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\epsilon-j\infty}^{\epsilon+j\infty} g_p(s) e^{s\rho} ds$ [Pap84]. La probabilité d'erreur conditionnelle à ρ est encore exprimée par (29), de sorte que nous trouvons

$$\begin{aligned}
P_e &= \int_0^{\infty} p_e(\rho) p(\rho) d\rho \\
&= \frac{1}{2^{2D-1}} \frac{1}{2\pi j} \int_0^{\infty} \int_{\varepsilon-j\infty}^{\varepsilon+j\infty} \left(e^{\rho(s-1)} \sum_{n=0}^{D-1} c_n \rho^n \right) \prod_{d=1}^D \left(\frac{m_d/\Omega_d}{s + \frac{m_d}{\Omega_d}} \right)^{m_d} ds d\rho \\
&= \frac{1}{2^{2D-1}} \frac{1}{2\pi j} \sum_{n=0}^{D-1} c_n n! \int_{\varepsilon-j\infty}^{\varepsilon+j\infty} \frac{1}{(1-s)^{n+1}} \prod_{d=1}^D \left(\frac{m_d/\Omega_d}{s + \frac{m_d}{\Omega_d}} \right)^{m_d} ds \\
&= \frac{1}{2^{2D-1}} \sum_{n=0}^{D-1} c_n \frac{d^n}{ds^n} \left[\prod_{d=1}^D \left(\frac{m_d/\Omega_d}{s + \frac{m_d}{\Omega_d}} \right)^{m_d} \right] \Bigg|_{s=1}
\end{aligned} \tag{35}$$

Cette expression⁵ est identique à (31) lorsque les m_d prennent la valeur 1. Dans notre cas, seul m_1 ne sera pas égale à un, de sorte que (35) peut se réduire à une expression plus simple⁶. La relation entre m de la distribution de Nakagami et le facteur K_r de la distribution de Rice est donnée par

$$K_r = \frac{\sqrt{1-1/m}}{1-\sqrt{1-1/m}}, \tag{36}$$

$$m = \frac{1}{1 - \frac{K_r^2}{(1+K_r)^2}}. \tag{37}$$

L'intérêt de (35) sera apparent lorsqu'un exemple avec un premier gain ayant une fonction de densité de probabilité de Rice sera présenté.

2.1.3. Diversité avec interférence intertrajet

Jusqu'à présent, les canaux étudiés ne sont pas réalistes dans le contexte de propagation par multivoies. Afin de limiter l'interférence intertrajet, il est évident que l'utilisation d'une signalisation à large bande sera plus efficace qu'une signalisation à bande

⁵Dans [Alh85] une expression [équation (19)] pour P_e est aussi donnée, mais ne semble pas valide puisque seul le premier terme de (29) est utilisé dans l'intégration menant à (34). Pour $D > 1$, les résultats ne sont pas les mêmes que (31), et une vérification par simulation confirme l'erreur dans [Alh85].

⁶L'intérêt principal dans la simplification de (35) réside dans l'évaluation de cas particuliers. L'expression générale de cette équation est relativement complexe à calculer.

étroite, pour préserver la diversité inhérente offerte par le canal. Une méthode bien connue pour générer un signal à large bande consiste à utiliser l'étalement spectral relié à l'emploi de séquences pseudo-aléatoires. Une brève comparaison entre signaux à bande étroite et signaux à large bande, présentée dans [Kaa94a], confirme cette affirmation. La suite des travaux dans ce rapport seront donc limitée à une technique de modulation linéaire binaire avec étalement spectral. Pour notre modèle de signal, l'étalement spectral implique seulement que le filtre du transmetteur $f(t)$ et le filtre du récepteur $g(t)$ sont formés avec des coefficients provenant de séquences pseudo-aléatoires.

Il existe plusieurs méthodes de signalisation pour étaler le spectre. Une famille bien connue est la famille des séquences- m , qui ont des propriétés d'autocorrélation utiles [Prk83]. Nous limiterons notre choix de séquences à cette famille. Un tel choix implique maintenant qu'il existe de l'interférence intertrajet et que les résultats de probabilité d'erreur des sections précédentes ne sont maintenant plus valides. Également, le bruit blanc additif du canal sera filtré par la séquences aléatoire de sorte que le bruit additif représenté par le vecteur w_n est maintenant "coloré". Nous sommes donc en présence d'interférence intertrajet et de bruit "coloré", de sorte qu'il est nécessaire de développer une nouvelle approche pour déterminer la probabilité d'erreur moyenne, car une généralisation de l'approche utilisée pour les cas sans interférence intertrajet et bruit blanc s'avérerait très compliquée.

La variable décisionnelle pour la détection différentielle est toujours donnée par (28). Ici, nous transformerons cette variable sous forme quadratique. Pour ce faire, suivant une approche similaire à [Kaa94b], il est relativement facile de montrer que U peut être réécrite sous la forme

$$U = \mathbf{z}^H \mathbf{Q} \mathbf{z} \quad (38)$$

où

$$\mathbf{z} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_K \\ y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_K \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{p}_k \mathbf{a}_n \\ \mathbf{p}_k \mathbf{a}_{n-1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{y}_k = \begin{bmatrix} w_n(\tau_k) \\ w_{n-1}(\tau_k) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \mathbf{T} & \mathbf{T} \\ \mathbf{T} & \mathbf{T} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T} = \begin{bmatrix} t_1 & & & & \\ & \ddots & & & \\ & & t_k & & \\ & & & \ddots & \\ & 0 & & & t_K \end{bmatrix}$$

avec \mathbf{p}_k la k -ième rangée de \mathbf{P} , et $\mathbf{t}_k = \mathbf{J}$ où $\mathbf{J} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ est la matrice de permutation de dimension 2×2 . Avec la variable décisionnelle sous forme quadratique, le taux d'erreur sur un bit s'exprime par [Bar87]

$$P_e = \sum_{\beta_k < 0} \prod_{\substack{n=1 \\ n \neq k}}^{2K} \frac{1}{1 - \beta_n / \beta_k}, \quad (39)$$

où les β_k sont les valeurs propres de $\mathbf{R}_z \mathbf{Q}$ avec

$$\mathbf{R}_z = E\{\mathbf{z}\mathbf{z}^H\} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_x & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_y \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{R}_x = \begin{bmatrix} E\{\mathbf{x}_1 \mathbf{x}_1^H\} & E\{\mathbf{x}_1 \mathbf{x}_2^H\} & \cdots & E\{\mathbf{x}_1 \mathbf{x}_K^H\} \\ E\{\mathbf{x}_2 \mathbf{x}_1^H\} & E\{\mathbf{x}_2 \mathbf{x}_2^H\} & \cdots & E\{\mathbf{x}_2 \mathbf{x}_K^H\} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ E\{\mathbf{x}_K \mathbf{x}_1^H\} & E\{\mathbf{x}_K \mathbf{x}_2^H\} & \cdots & E\{\mathbf{x}_K \mathbf{x}_K^H\} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{R}_y = \begin{bmatrix} E\{\mathbf{y}_1 \mathbf{y}_1^H\} & E\{\mathbf{y}_1 \mathbf{y}_2^H\} & \cdots & E\{\mathbf{y}_1 \mathbf{y}_K^H\} \\ E\{\mathbf{y}_2 \mathbf{y}_1^H\} & E\{\mathbf{y}_2 \mathbf{y}_2^H\} & \cdots & E\{\mathbf{y}_2 \mathbf{y}_K^H\} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ E\{\mathbf{y}_K \mathbf{y}_1^H\} & E\{\mathbf{y}_K \mathbf{y}_2^H\} & \cdots & E\{\mathbf{y}_K \mathbf{y}_K^H\} \end{bmatrix},$$

et

$$E\{\mathbf{x}_k \mathbf{x}_j^H\} = \begin{bmatrix} \mathbf{p}_k \mathbf{R}_a \mathbf{p}_j^T & \kappa \mathbf{p}_k \mathbf{R}_a \mathbf{p}_j^T \\ \kappa \mathbf{p}_k \mathbf{R}_a \mathbf{p}_j^T & \mathbf{p}_k \mathbf{R}_a \mathbf{p}_j^T \end{bmatrix} \quad (40)$$

$$E\{\mathbf{y}_k \mathbf{y}_j^H\} = \begin{bmatrix} E\{w_n(\tau_k) w_n^*(\tau_j)\} & E\{w_n(\tau_k) w_{n-1}^*(\tau_j)\} \\ E\{w_{n-1}(\tau_k) w_n^*(\tau_j)\} & E\{w_{n-1}(\tau_k) w_{n-1}^*(\tau_j)\} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_w(\tau_k; \tau_j) & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_w(\tau_k; \tau_j) \end{bmatrix}.$$

Maintenant, comme le bruit additif est stationnaire,

$$\mathbf{R}_w(\tau_k; \tau_j) = E\{w_n(\tau) w_n^*(\tau + \tau_k - \tau_j)\}. \quad (41)$$

La valeur de κ dans (40) est donnée par $\kappa = \left[R_g(t) \otimes^{D-1} R_g(t) \right]_{t=T}$ où \otimes^{D-1} signifie la convolution $(D-1)$ fois de $R_g(t) = E\{g(t_1)g^*(t_1+t)\}$ avec elle-même, et avec $*$ dénotant l'opération complexe conjugué. Afin de simplifier l'analyse, la fonction d'autocorrélation de l'évanouissement $R_g(t)$ est supposée la même pour tous les éléments indépendants de \mathbf{g}_n . Notez que les valeurs propres de $\mathbf{R}_z\mathbf{Q}$ sont toutes réelles puisque $\mathbf{R}_z\mathbf{Q}$ est Hermitienne. De plus, comme nous sommes en présence de bruit coloré stationnaire et de gains complexes orthogonaux tous différents, il n'y a aucune valeur propre β_k de même grandeur. Comme il a été mentionné auparavant à la section 2.1.1., la représentation sous forme quadratique⁷ s'applique aussi bien aux cas des délais connus qu'aux cas où seulement l'intervalle des délais est connu. Examinons deux exemples.

Exemple 3: Canal GSM urbain avec étalement spectral

Les spécifications du canal GSM⁸ urbain sont donnés dans [Fec93]. Pour notre modèle de canal nous avons $\text{diag}(\mathbf{R}_a) = [0,0901 \ 0,1134 \ 0,2262 \ 0,1428 \ 0,1134 \ 0,0715 \ 0,0452 \ 0,0715 \ 0,0569 \ 0,0285 \ 0,0179 \ 0,0226]$, et les délais en μs sont $\xi_d = \{0 \ 0,2 \ 0,4 \ 0,607 \ 0,807 \ 1,207 \ 1,407 \ 1,807 \ 2,407 \ 3,015 \ 3,215 \ 5,022\}$. Le canal possède donc 12 modes de propagation. Le transmetteur utilise une séquence pseudo-aléatoire de 63 bits, la fréquence des symboles binaires est de 9600 symboles/s, et le filtre de transmission $f(t)$ a une durée de $T_f = T - \max_d\{\xi_d\} = 99,16 \mu\text{s}$. De plus, nous supposons qu'il n'y a pas de corrélation entre les gains complexes, de sorte que \mathbf{R}_a est diagonale. Le produit de la largeur de bande de l'évanouissement avec T est fixé à 1%. Avec un tel choix de paramètres, la réponse du système à la sortie du filtre de réception $q(t)$, que nous supposons identique à $f(t)$, peut être captée par un récepteur de type "RAKE" à 12 branches ($K=12$) avec 2 échantillons par élément du filtre de réception. La matrice \mathbf{P} est illustrée à la figure 3 et le profil de puissance des trajets est montré à la figure 4. Il est évident que la majorité des trajets ne peuvent être résolus et que l'interférence intertrajet est très importante. Les deux approches consistent à utiliser les 12 branches ($K=12$) ou les deux branches ($K=2$) correspondant aux maxima du profil, soient aux instants $1 \mu\text{s}$ et $\approx 5 \mu\text{s}$. La première approche est appelée intervalle connu et la seconde délais connus. La probabilité d'erreur, calculée avec (39), en fonction du rapport signal-bruit est présentée à la figure 5. Afin de vérifier les équations obtenues, des résultats

⁷À la connaissance de l'auteur, ces résultats théoriques (interférence intertrajet et bruit coloré) n'ont jamais été publiés.

⁸"Global System for Mobile communications".

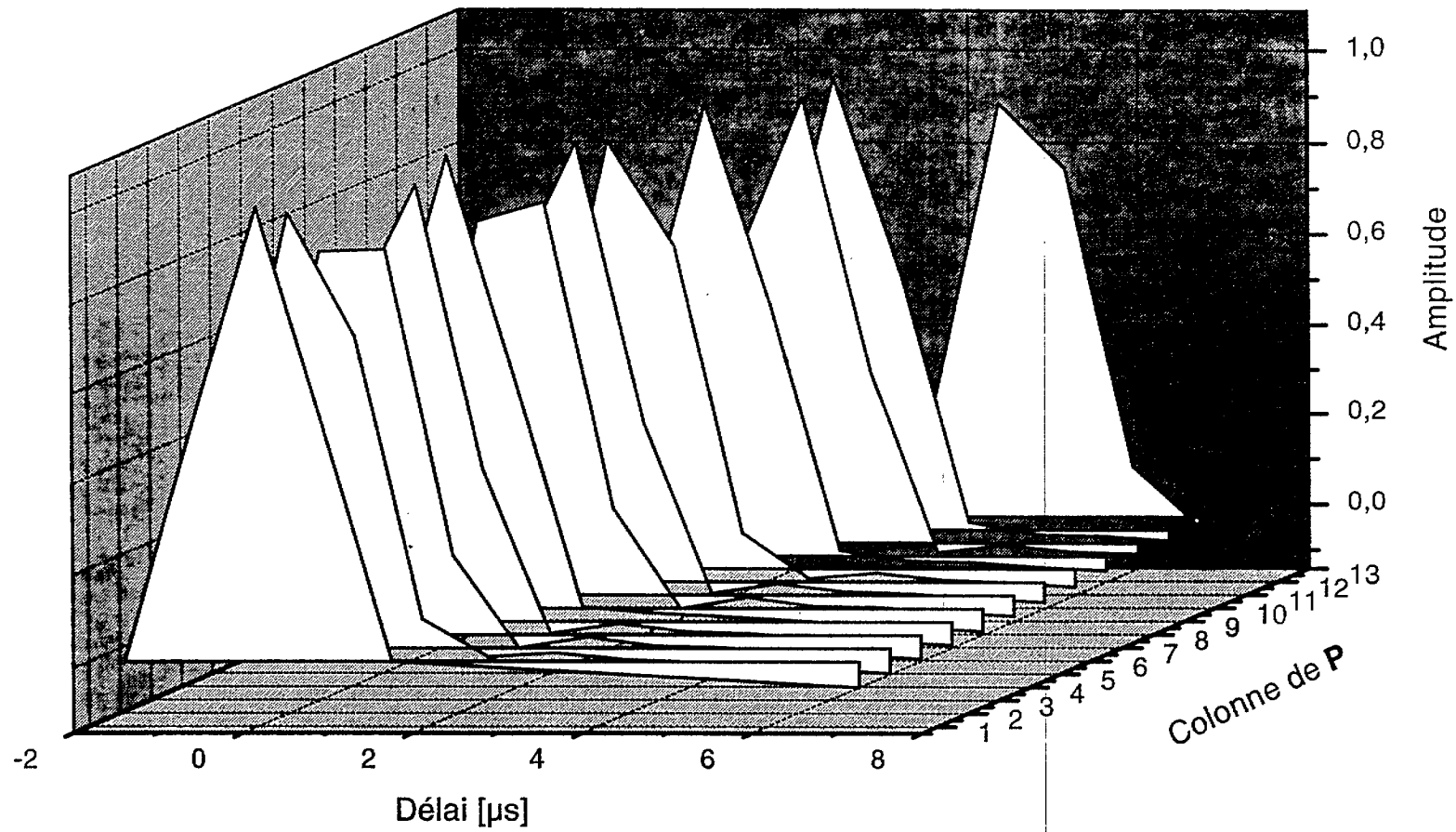


Figure 3. Matrice P pour canal GSM urbain.

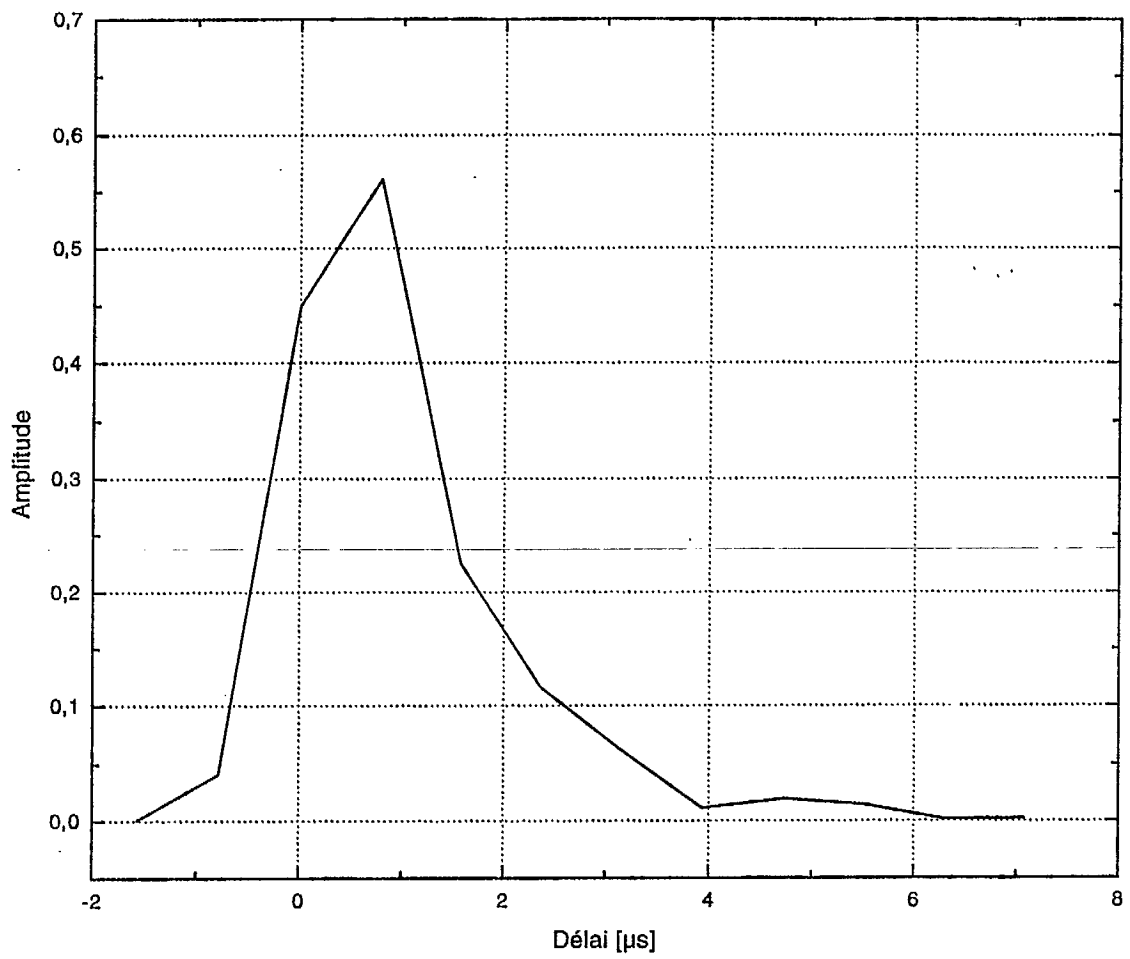


Figure 4. Profil moyen de puissance moyen pour canal GSM urbain.

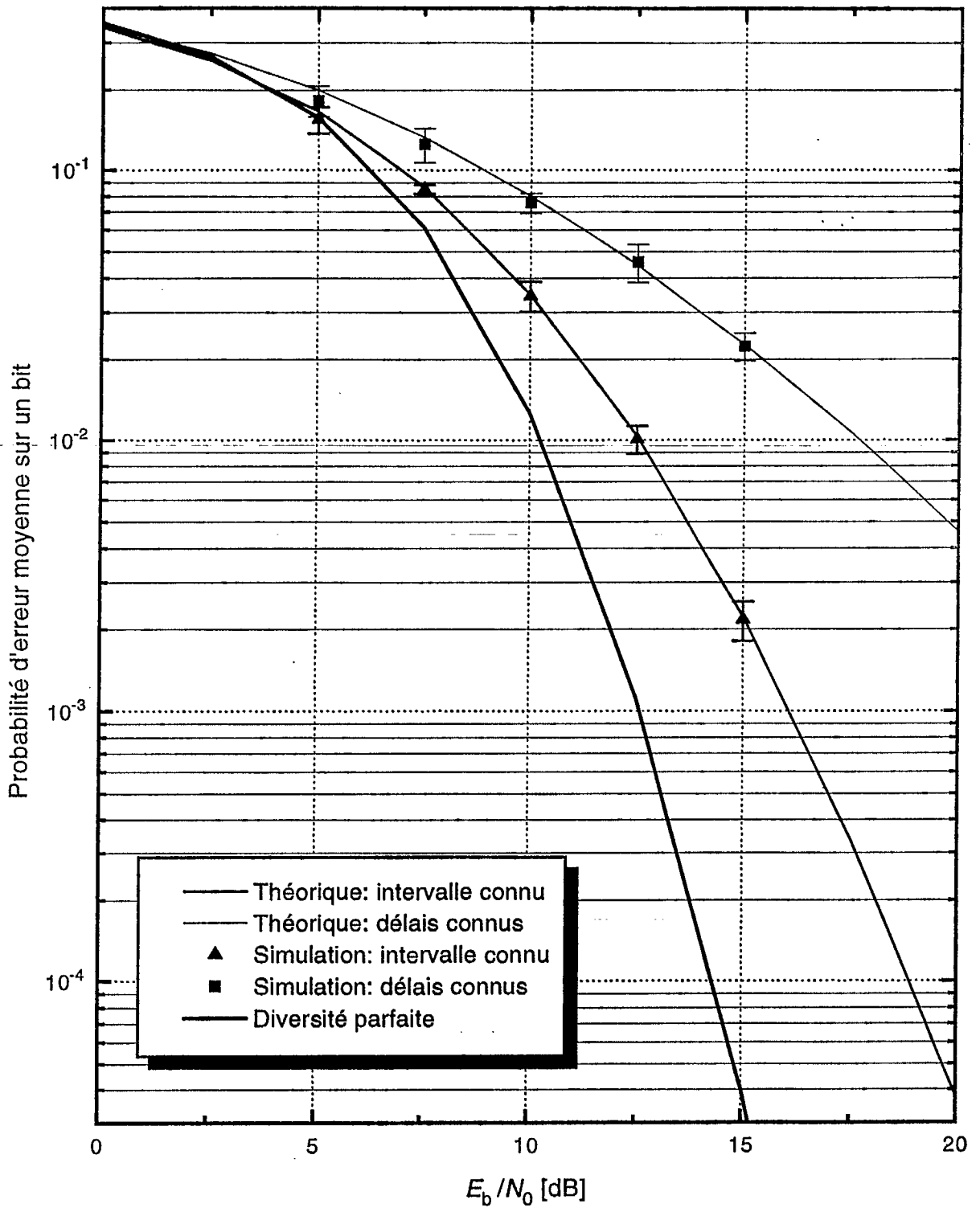


Figure 5. Détection différentielle avec interférence intertrajet pour canal GSM.

de simulation⁹ sont inclus sur la figure. Comme on peut le voir, la dégradation encourue, en utilisant seulement les délais correspondants au maximum du profil de puissance (délais connus), est grande. Les résultats de simulation confirment cette observation et valident les expressions théoriques. Également, une courbe associée à la diversité parfaite est montrée. Cette courbe est obtenue en utilisant les éléments de la diagonale de \mathbf{R}_a dans (31). Comme on le voit, l'effet de l'interférence intertrajet est de plus en plus marqué lorsque le rapport signal-bruit augmente. ■

Exemple 4: Canal en région montagneuse avec étalement spectral

Ce second exemple est typique d'un canal en région montagneuse où les délais sont grands. Pour notre modèle de canal nous avons $\text{diag}(\mathbf{R}_a) = [0,1 \ 0,04 \ 0,06 \ 0,105 \ 0,2 \ 0,2 \ 0,105 \ 0,055 \ 0,04 \ 0,03 \ 0,025 \ 0,025 \ 0,015]$, et les délais en μs sont $\xi_d = \{0 \ 1,5 \ 2,5 \ 3 \ 4,5 \ 5 \ 6 \ 7,5 \ 9 \ 10 \ 10,5 \ 12 \ 12,5\}$. Le transmetteur utilise une séquence pseudo-aléatoire de 127 bits, la fréquence des symboles est de 9600 symboles/s, et le filtre $f(t)$ a une durée de $T_f = T - \max\{\xi_d\} = 91,66 \mu\text{s}$. Le produit de la largeur de bande de l'évanouissement avec T est toujours fixé à 1 %. Cette fois, nous supposons qu'il y a de la corrélation entre les gains complexes, et le module des éléments de la matrice des coefficients de corrélation est

$$\begin{bmatrix} 1 & 0,02 & 0,10 & 0,17 & 0,15 & 0,23 & 0,21 & 0,13 & 0,02 & 0,16 & 0,10 & 0,17 & 0,22 \\ 0,02 & 1 & 0,02 & 0,03 & 0,03 & 0,04 & 0,04 & 0,02 & 0 & 0,03 & 0,02 & 0,03 & 0,04 \\ 0,10 & 0,02 & 1 & 0,18 & 0,16 & 0,25 & 0,23 & 0,14 & 0,02 & 0,17 & 0,11 & 0,19 & 0,14 \\ 0,17 & 0,03 & 0,18 & 1 & 0,26 & 0,41 & 0,37 & 0,23 & 0,04 & 0,29 & 0,18 & 0,31 & 0,40 \\ 0,15 & 0,03 & 0,16 & 0,26 & 1 & 0,35 & 0,32 & 0,20 & 0,03 & 0,25 & 0,16 & 0,26 & 0,34 \\ 0,23 & 0,04 & 0,25 & 0,41 & 0,35 & 1 & 0,50 & 0,31 & 0,05 & 0,39 & 0,25 & 0,42 & 0,54 \\ 0,21 & 0,04 & 0,23 & 0,37 & 0,32 & 0,50 & 1 & 0,29 & 0,05 & 0,35 & 0,23 & 0,38 & 0,49 \\ 0,13 & 0,02 & 0,14 & 0,23 & 0,20 & 0,31 & 0,29 & 1 & 0,03 & 0,22 & 0,14 & 0,24 & 0,31 \\ 0,02 & 0 & 0,02 & 0,04 & 0,03 & 0,05 & 0,05 & 0,03 & 1 & 0,04 & 0,02 & 0,04 & 0,05 \\ 0,16 & 0,03 & 0,17 & 0,29 & 0,25 & 0,39 & 0,35 & 0,22 & 0,04 & 1 & 0,17 & 0,29 & 0,38 \\ 0,10 & 0,02 & 0,11 & 0,18 & 0,16 & 0,25 & 0,23 & 0,14 & 0,02 & 0,17 & 1 & 0,19 & 0,24 \\ 0,17 & 0,03 & 0,19 & 0,31 & 0,26 & 0,42 & 0,38 & 0,24 & 0,04 & 0,29 & 0,19 & 1 & 0,41 \\ 0,22 & 0,04 & 0,14 & 0,40 & 0,34 & 0,54 & 0,49 & 0,31 & 0,05 & 0,38 & 0,24 & 0,41 & 1 \end{bmatrix}, \quad (42)$$

où chaque élément est donné par $R_{ij} / \sqrt{\sigma_i^2 \sigma_j^2}$ avec R_{ij} l'élément de la i -ième rangée et de la j -ième colonne de \mathbf{R}_a . Comme on peut le voir, la corrélation entre les trajets est plutôt faible. La phase des composantes de \mathbf{R}_a a été choisie de façon aléatoire dans l'intervalle $[-\pi, \pi]$ selon une distribution uniforme. Le récepteur "RAKE" possède 42 branches lorsque

⁹Voir l'annexe pour une description du logiciel de simulation.

l'intervalle des délais est connu et 9 branches pour le cas où les maxima sont utilisés (délais connus). Pour ce canal, la probabilité d'erreur moyenne sur un bit, calculée avec (39), est présentée à la figure 6 pour la détection différentielle. Cette fois l'écart entre les deux approches est nettement plus petite pour les faibles rapports signal-bruit, mais à haut rapport signal-bruit, la méthode systématique devient plus avantageuse. Les simulations confirment encore les calculs théoriques. On note ici que l'interférence intertrajet est beaucoup moins sévère que pour le canal GSM. Dans cet exemple, la courbe pour la diversité parfaite est calculée avec les valeurs propres de \mathbf{R}_a dans (31).■

2.1.4. Détection différentielle basée sur l'espace propre

La prochaine étape consiste à étudier s'il est possible d'exploiter la structure propre du canal pour un détecteur différentiel pratique, c'est-à-dire lorsque \mathbf{R}_s n'est pas connu mais doit être estimé à partir du signal reçu. La formation de la matrice d'autocorrélation des vecteurs \mathbf{r}_n peut servir d'estimé à la matrice \mathbf{R}_s , comme il a été démontré dans [Pat94]. Pour le moment, supposons que $\mathbf{R} = E\{\mathbf{r}_n \mathbf{r}_n^H\}$ soit connu. Comme nous avons montré dans [Pat94], cette matrice peut être décomposée sous la forme $\mathbf{R} = \mathbf{V} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^H$, et les D vecteurs propres associés aux D plus grandes valeurs propres mènent à un estimé de \mathbf{R}_s lorsque le bruit additif est blanc. Nous supposons pour le moment que D est connu. La matrice \mathbf{V} peut être partitionnée en deux sous-espaces, c'est-à-dire

$$\mathbf{V} = [\mathbf{V}_s \quad \mathbf{V}_w], \quad (43)$$

où \mathbf{V}_s est une base orthonormale pour le sous-espace signal, et \mathbf{V}_w une base orthonormale pour le sous-espace bruit. Dans le présent cas, le vecteur \mathbf{w}_n est formé d'échantillons provenant d'un processus coloré, de sorte que la séparation de \mathbf{V} ne peut être obtenue directement de la décomposition de \mathbf{R}_s et \mathbf{R}_w . Il est possible de transformer les vecteurs \mathbf{r}_n de manière à rendre les échantillons du vecteur de bruit additif non-corrélés, mais cette option sera étudiée lors d'une autre phase du projet.

La base orthonormale obtenue \mathbf{V}_s peut maintenant servir de transformée pour le vecteur \mathbf{r}_n . Le vecteur transformé $\tilde{\mathbf{g}}_n$ au temps t_n est construit avec le produit

$$\tilde{\mathbf{g}}_n = \mathbf{V}_s^H \mathbf{r}_n. \quad (44)$$

La dimension de \mathbf{V}_s est $K \times D$. Il est aussi possible de choisir un nombre autre de colonnes de \mathbf{V} . Ce nombre est identifié par r , avec $1 \leq r \leq D$. Une détection différentielle peut maintenant être effectuée entre deux vecteurs de gains orthogonaux. La variable décisionnelle est

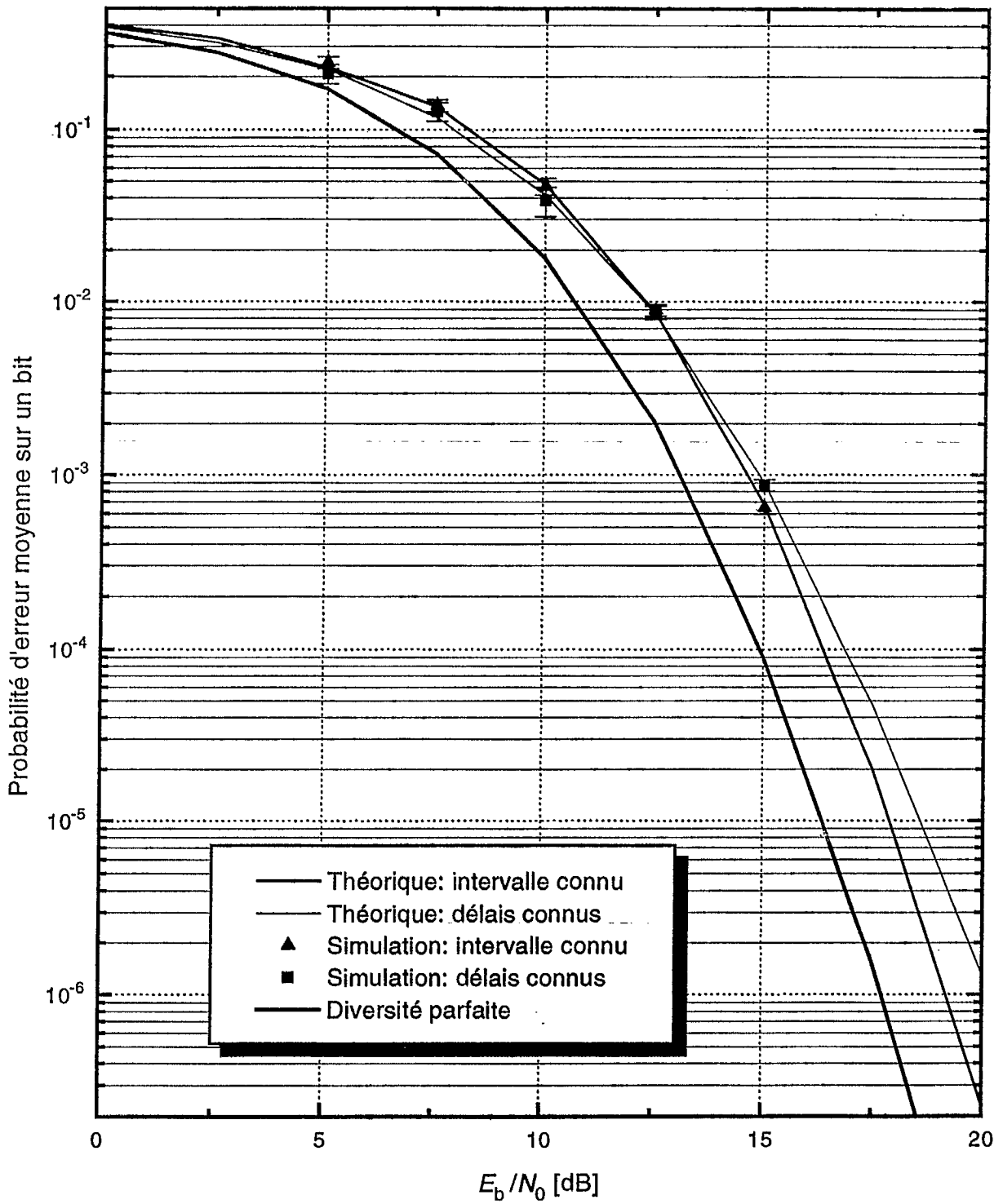


Figure 6. Détection différentielle pour canal en région montagneuse.

$$\begin{aligned}
 U &= \Re \{ \tilde{\mathbf{g}}_{n-1}^H \tilde{\mathbf{g}}_n \} \\
 &= \Re \{ \mathbf{r}_{n-1}^H \mathbf{V}_s \mathbf{V}_s^H \mathbf{r}_n \}.
 \end{aligned}
 \tag{45}$$

On remarque dans cette dernière équation que la variable U est similaire à celle obtenue pour le cas conventionnel sauf que les vecteurs \mathbf{r}_n sont affectés par la matrice de projection $\mathbf{V}_s \mathbf{V}_s^H$. De façon similaire à ce qui a été présenté pour la détection différentielle conventionnelle, U peut être exprimée sous une forme quadratique $U = \mathbf{z}^H \mathbf{Q} \mathbf{z}$. Pour le présent cas, nous avons

$$\mathbf{z} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_r \\ y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_r \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x}_d = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_d^H \mathbf{P} \mathbf{a}_n \\ \mathbf{v}_d^H \mathbf{P} \mathbf{a}_{n-1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{y}_d = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_d^H \mathbf{w}_n \\ \mathbf{v}_d^H \mathbf{w}_{n-1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \mathbf{T} & \mathbf{T} \\ \mathbf{T} & \mathbf{T} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T} = \begin{bmatrix} t_1 & & & \mathbf{0} \\ & \ddots & & \\ & & t_d & \\ \mathbf{0} & & & \ddots \\ & & & & t_r \end{bmatrix}$$

avec \mathbf{v}_d^H le d -ième vecteur propre de \mathbf{V} . La probabilité d'erreur sur un bit est toujours donnée par (39), avec β_i les valeurs propres de $\mathbf{R}_z \mathbf{Q}$, et \mathbf{R}_z formée en utilisant les matrices \mathbf{R}_x et \mathbf{R}_y , dont les éléments sont

$$\begin{aligned}
 E \{ \mathbf{x}_d \mathbf{x}_d^H \} &= \begin{bmatrix} \mathbf{v}_d^H \mathbf{P} \mathbf{R}_a \mathbf{P}^T \mathbf{v}_d & \kappa \mathbf{v}_d^H \mathbf{P} \mathbf{R}_a \mathbf{P}^T \mathbf{v}_d \\ \kappa \mathbf{v}_d^H \mathbf{P} \mathbf{R}_a \mathbf{P}^T \mathbf{v}_d & \mathbf{v}_d^H \mathbf{P} \mathbf{R}_a \mathbf{P}^T \mathbf{v}_d \end{bmatrix}, \\
 E \{ \mathbf{y}_d \mathbf{y}_d^H \} &= \begin{bmatrix} \mathbf{v}_d^H \mathbf{R}_w \mathbf{v}_d & 0 \\ 0 & \mathbf{v}_d^H \mathbf{R}_w \mathbf{v}_d \end{bmatrix}.
 \end{aligned}$$

Exemple 5: Canal GSM et canal en région montagneuse

Si nous reprenons les mêmes canaux qu'aux exemples 3 et 4, et que nous calculons P_e , avec (39) en supposant \mathbf{R} connue, pour la détection différentielle basée sur l'espace propre avec intervalle connu, nous obtenons les résultats montrés aux figures 7 et 8 pour diverses valeurs de r . La dégradation pour les petites valeurs de r est évidente, mais on note également que pour les valeurs de r grandes, les performances sont équivalentes ou meilleures qu'avec la détection différentielle conventionnelle. ■

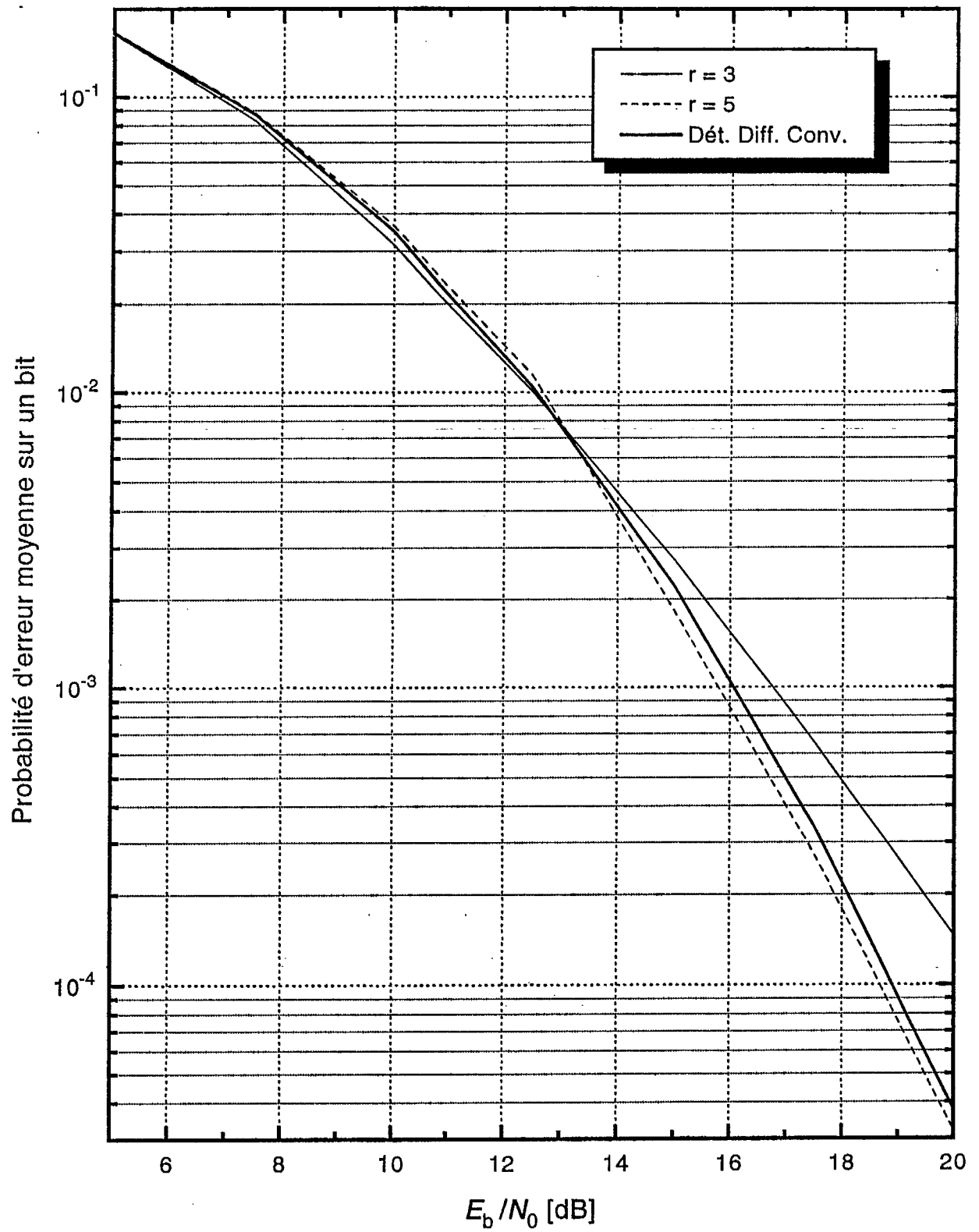


Figure 7. Détection différentielle basée sur l'espace propre avec intervalle connu pour canal GSM urbain.

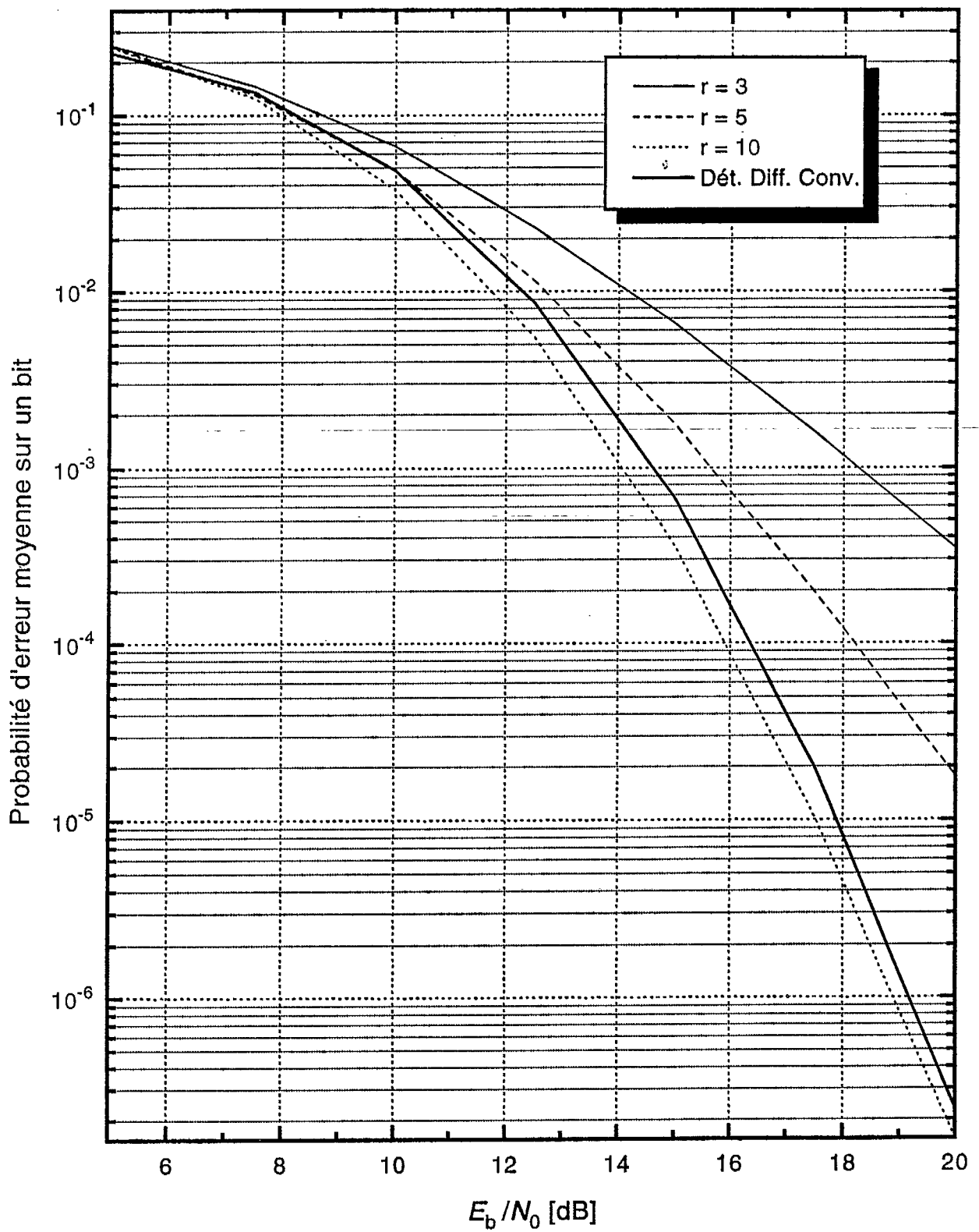


Figure 8. Détection différentielle basée sur l'espace propre avec intervalle connu pour canal en région montagneuse.

Bien que les résultats théoriques obtenus dans l'exemple ci-haut ne montrent pas une amélioration importante des performances, il apparaît souhaitable de simuler un algorithme faisant appel aux principes énoncés dans la présente section afin de vérifier s'il est possible de faire mieux en pratique.

2.1.5. Détection différentielle réursive basée sur l'espace propre

La réalisation pratique d'un détecteur différentiel basé sur l'espace propre débute par une méthode réursive pour mettre à jour la matrice d'autocorrélation des vecteurs \mathbf{r}_n pour chaque n . Une approche consiste à calculer, au temps t_n ,

$$\mathbf{R}_n = \alpha \mathbf{R}_{n-1} + (1-\alpha) \mathbf{r}_n \mathbf{r}_n^H, \quad (46)$$

avec $0 < \alpha < 1$. Supposons maintenant que la décomposition propre de $\mathbf{R}_{n-1} = \mathbf{V}_{n-1} \mathbf{\Lambda}_{n-1} \mathbf{V}_{n-1}^H$ soit connue. Alors, on peut écrire

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_n &= \alpha \mathbf{V}_{n-1} \mathbf{\Lambda}_{n-1} \mathbf{V}_{n-1}^H + (1-\alpha) \mathbf{r}_n \mathbf{r}_n^H \\ &= \mathbf{V}_{n-1} [\alpha \mathbf{\Lambda}_{n-1} + (1-\alpha) \mathbf{c}_n \mathbf{c}_n^H] \mathbf{V}_{n-1}^H, \quad \mathbf{c}_n = \mathbf{V}_{n-1}^H \mathbf{r}_n. \end{aligned} \quad (47)$$

Maintenant, pour simplifier le calcul, il est possible de transformer le vecteur complexe \mathbf{c}_n en un vecteur réel sans affecter la décomposition en utilisant la matrice diagonale

$$\mathbf{G}_n = \text{diag}(c_1/|c_1|, \dots, c_k/|c_k|, \dots, c_K/|c_K|), \quad (48)$$

où c_k est le k -ième élément de \mathbf{c}_n . Également, comme il a été mentionné plus haut, on peut décider de garder seulement r composantes du vecteur \mathbf{c}_n . Ceci peut être accompli en utilisant seulement r colonnes de \mathbf{V} , mais le vecteur \mathbf{c}_n serait alors de norme différente que \mathbf{r}_n . En laissant de côté une partie de l'énergie disponible, il est fort probable que les performances soient similaires à ce qui fût montré à la section précédente. Une méthode plus efficace de détection consiste à préserver la norme de \mathbf{r}_n en appliquant une transformation de Householder sur les $K-r$ derniers éléments de \mathbf{c}_n . Cette transformation est représentée par la matrice

$$\mathbf{H}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_r & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_{K-r}^{(w)} \end{bmatrix}, \quad (49)$$

avec \mathbf{I}_r la matrice identité $r \times r$ et $\mathbf{H}_{K-r}^{(w)}$ la matrice de Householder des $K-r$ derniers éléments de \mathbf{c}_n donnée par

$$\mathbf{H}_{K-r}^{(w)} = \mathbf{I}_{K-r} - \frac{2\mathbf{e}_n \mathbf{e}_n^T}{\|\mathbf{e}_n\|^2}, \quad (50)$$

avec

$$\mathbf{e}_n = \mathbf{e}_{n,(r+1,K)} - \|\mathbf{e}_{n,(r+1,K)}\| [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T, \quad (51)$$

où le vecteur $[1 \ 0 \ \dots \ 0]$ de longueur $K-r$ a son premier élément égal à 1 et les autres à 0. La notation $\mathbf{e}_{n,(r+1,K)}$ signifie les composantes de $r+1$ à K de \mathbf{e}_n . En même temps, les $K-r$ dernières valeurs propres de Λ_{n-1} peuvent être moyennées pour réduire la dimension de la mise à jour des termes entre les crochets de dans l'équation (47) à $r+1$. La matrice \mathbf{R}_n devient donc

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_n &= \mathbf{V}_{n-1} \mathbf{G}_n [\alpha \Lambda_{n-1} + (1-\alpha) \mathbf{q}_n \mathbf{q}_n^T] \mathbf{G}_n^H \mathbf{V}_{n-1}^H, \quad \mathbf{q}_n = \mathbf{G}_n^H \mathbf{e}_n \\ &\approx \mathbf{V}_{n-1} \mathbf{G}_n \mathbf{H}_n [\alpha \mathbf{D}_{n-1} + (1-\alpha) \mathbf{s}_n \mathbf{s}_n^T] \mathbf{H}_n^T \mathbf{G}_n^H \mathbf{V}_{n-1}^H, \quad \mathbf{s}_n = \mathbf{H}_n^T \mathbf{q}_n. \end{aligned} \quad (52)$$

avec

$$\mathbf{D}_{n-1} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & & & \mathbf{0} \\ & \ddots & & \\ & & \lambda_r & \\ \mathbf{0} & & & \bar{\lambda} \mathbf{I}_{K-r} \end{bmatrix}, \quad \bar{\lambda} = \frac{1}{K-r} \sum_{i=r+1}^K \lambda_i. \quad (53)$$

Le vecteur \mathbf{s}_n est aussi donné par $\mathbf{s}_n^T = [q_1, \dots, q_r, (\sum_{i=r+1}^K q_i^2)^{1/2}, 0, \dots, 0]$. Les matrices \mathbf{G}_n et \mathbf{H}_n n'affectent pas \mathbf{D}_{n-1} puisqu'elles sont unitaires. La décomposition qui doit maintenant être effectuée est sur le contenu entre les crochets de (52), que nous appellerons $\mathbf{S}_n = \alpha \mathbf{D}_{n-1} + (1-\alpha) \mathbf{s}_n \mathbf{s}_n^T$. Bien que \mathbf{S}_n soit de dimension K , seulement les $r+1$ premières valeurs propres doivent être mise à jour. La décomposition propre de $\mathbf{S}_n = \mathbf{U}_n \mathbf{D}_n \mathbf{U}_n^T$ est maintenant utilisée pour former la nouvelle matrice \mathbf{V}_n avec

$$\mathbf{V}_n \approx \mathbf{V}_{n-1} \mathbf{G}_n \mathbf{H}_n \mathbf{U}_n. \quad (54)$$

Cet algorithme est inspiré des travaux de [Bun78] et [DeG90]. Les calculs précédents permettent de mettre à jour la décomposition propre de \mathbf{R}_n tout en conservant toute l'énergie disponible dans le vecteur \mathbf{r}_n . De plus, la complexité de (52) est moindre qu'une approche utilisant une décomposition propre systématique sur \mathbf{R}_n .

Une fois la mise à jour de la décomposition de \mathbf{R}_n terminée, la variable décisionnelle pour une détection différentielle de diversité M au récepteur est

$$U = \Re \left[\sum_{i=1}^M \frac{\lambda_i - \lambda_{M+1}}{\lambda_i} \mathbf{v}_{n-1,i}^H \mathbf{v}_{n,i} \right], \quad (55)$$

avec $M \leq r$, et $\mathbf{v}_{n,i}$ le i -ième vecteur propre (colonne) de \mathbf{V}_n . Avec (54), la modulation est présente dans les vecteurs propres, de sorte que la détection différentielle doit se faire sur les vecteurs propres. Les coefficients dans (55) pondèrent chacun des vecteurs propres. La structure de (55) est similaire à la modulation MFSK orthogonale non-cohérente [VaT68], mais avec des fonctions estimées au lieu d'avoir des fonctions connues. La valeur de M peut être fixée au préalable ou donnée par un critère d'information théorique à chaque n . Dans ce cas, on a [Wax85]

$$M = \arg \min_n \left\{ N \ln \left[\frac{\left(\frac{1}{r+1-n} \sum_{i=n+1}^{r+1} \lambda_i \right)^{r+1-n}}{\prod_{i=n+1}^{r+1} \lambda_i} \right] + n(2r+2-n) \right\}, \quad 0 \leq n \leq r, \quad (56)$$

où $N = 1 / (1 - \alpha)$. Lorsque l'équation (56) est utilisée, l'algorithme est qualifié d'adaptatif. Un exemple des performances obtenues avec un tel algorithme s'impose maintenant.

Exemple 6: Simulation pour canal GSM et canal en région montagneuse

Les performances de l'algorithme pour le canal GSM avec un intervalle de délai connu est présenté à la figure 9. La figure 10 montre la probabilité d'erreur moyenne pour le canal en région montagneuse avec intervalle connu. Contrairement aux résultats théoriques, les résultats de simulation montrent qu'il est possible d'obtenir une diminution du taux d'erreur pour de faibles ordres de diversité par rapport au nombre de branches du récepteur "RAKE". Dans le cas du canal GSM, 2 branches orthogonales adaptatives suffisent à obtenir une amélioration de $\approx 0,75$ dB à un taux d'erreur de 5×10^{-3} . Pour le canal en région montagneuse, on constate une amélioration d'environ 1,5 dB à un taux de 1×10^{-3} avec 7 branches orthogonales adaptatives sur 42 pour le récepteur "RAKE". ■

Il est donc possible d'améliorer les performances d'un récepteur de type "RAKE" en réduisant le nombre de modes utiles reçus avec l'algorithme présenté dans cette section.

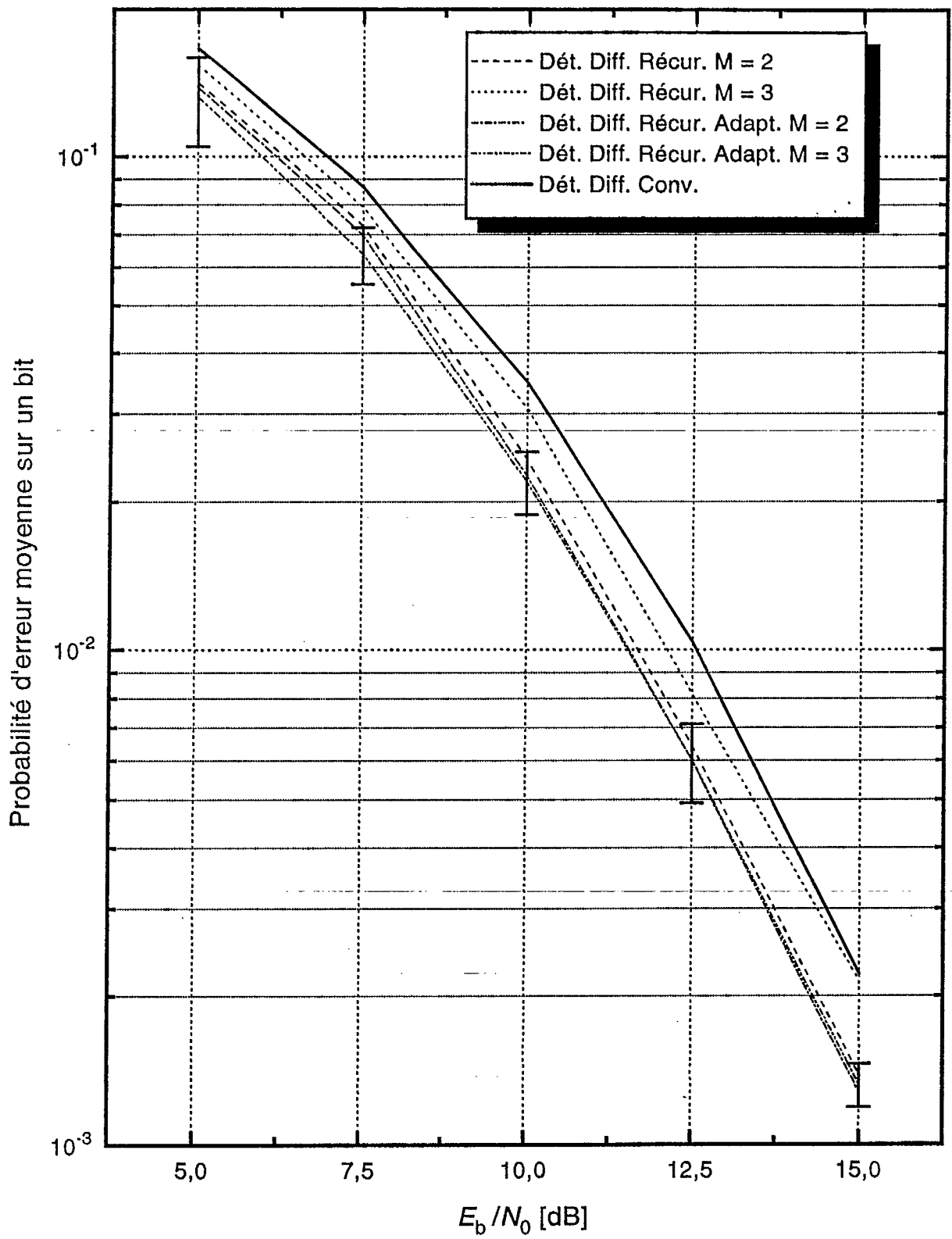


Figure 9. Simulation avec intervalle connu pour canal GSM urbain.

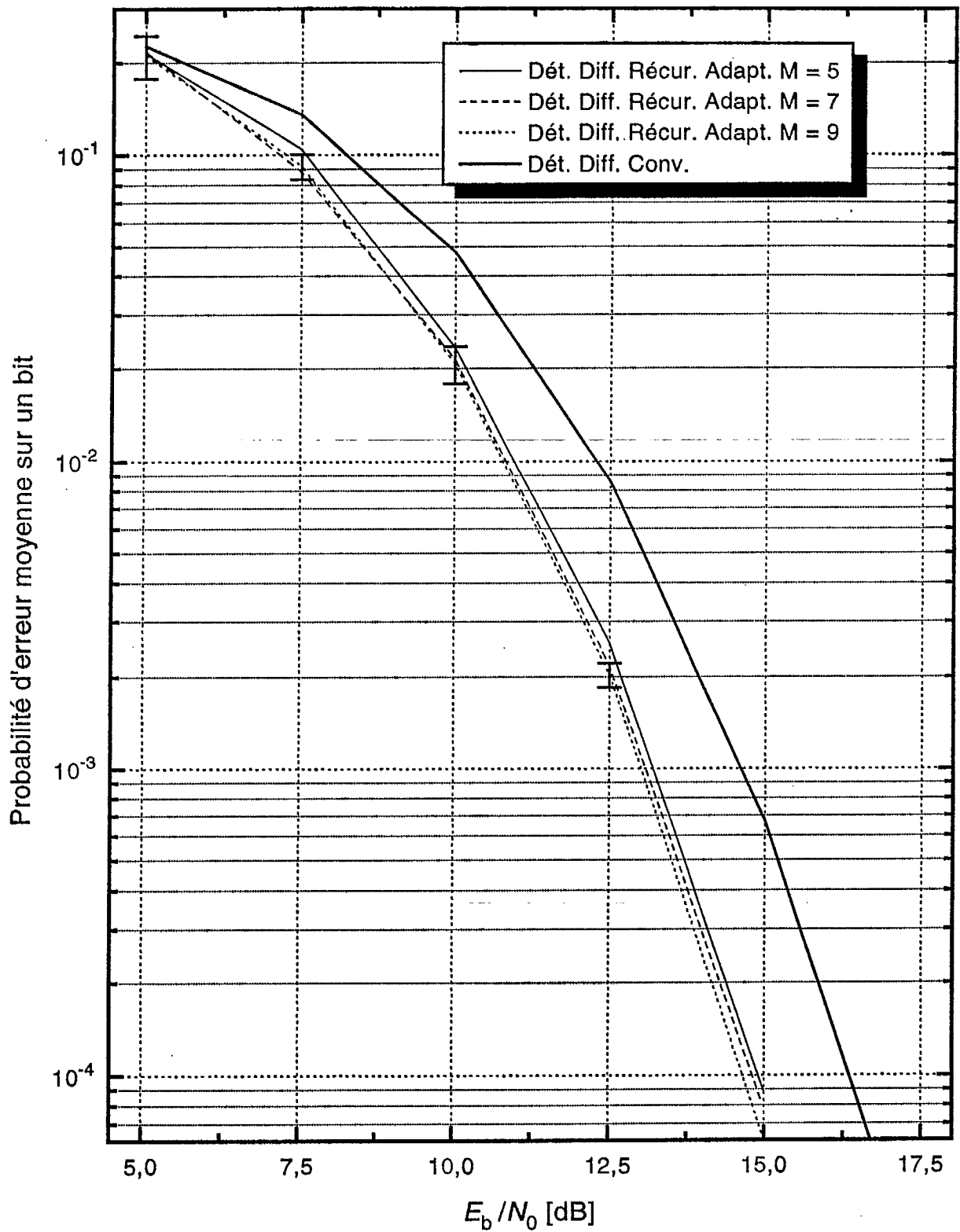


Figure 10. Simulation avec intervalle connu pour canal en région montagneuse.

2.2. Diversité avec interférence intersymbole

Le scénario de transmission décrit à la section précédente limite le taux de transmission à une valeur $T > T_f + \xi_{\max}$. Pour les canaux où le délai maximum ξ_{\max} peut atteindre quelques micro-secondes, le taux de transmission maximal se trouve limité à des valeurs relativement basses. Pour augmenter ce taux, il faut alors permettre une certaine quantité d'interférence intersymbole en éliminant le temps de sûreté à la fin de T_f donc $T = T_f$. La quantité d'interférence est négligeable si ξ_{\max} est beaucoup plus petit que T pour les signaux à large bande, car seul les lobes secondaires de $p(t)$ affecteront le symbole suivant. Pour les signaux à bande étroite, le lobe principal de $p(t)$ est large, et la dégradation sera importante. Il est possible également d'augmenter davantage le taux de transmission en spécifiant $T < T_f$. Dans ce cas-ci, la dégradation sera négligeable si l'amplitude des trajets associés aux derniers délais est petite par rapport aux amplitudes associées aux premiers délais. Avec l'approche de projection dans l'espace signal qui vient d'être décrite, une bonne partie de l'interférence peut être éliminée. Un point important à souligner est le fait que l'estimation de la réponse impulsionnelle est maintenant plus difficile. Ce point devra faire l'objet d'une étude plus approfondie. L'algorithme récursif sera appliqué à des canaux avec interférence intersymbole légère pour déterminer si l'approche semble prometteuse. Des résultats seront disponibles dans la thèse.

3. Conclusion

Les résultats présentés dans ce rapport ont montré qu'une technique de détection différentielle basée sur l'analyse propre permettait de diminuer le taux d'erreur moyen sur un bit pour les canaux à large bande avec évanouissement. L'amélioration obtenue est plus marquée pour les canaux possédant un ordre de diversité élevé. L'étude a également permis de développer un algorithme stable et efficace de décomposition en valeurs et vecteurs propres.

Les prochains travaux seront axés sur l'élaboration de nouvelles expressions théoriques pour des améliorations à la technique de détection différentielle basée sur l'analyse propre, et à l'application de la méthode aux mesures de réponses impulsionnelles analysées lors de la première partie de cette recherche [Pat94].

Annexe

La simulation d'un canal large bande est numériquement beaucoup plus intensive que celle d'un canal à bande étroite. Avec le logiciel de simulation LINKSIM, qui jusqu'à

maintenant était limité à des signaux à bande étroite, un taux d'échantillonnage plus élevé que 8 échantillons par symbole était rarement utilisé. Pour un canal à large bande, il est possible d'envisager des taux d'échantillonnage de plus de 100 échantillons par symbole. Ce haut taux d'échantillonnage rend une simple conversion de LINKSIM impraticable, puisque les processus de filtrage deviennent alors beaucoup trop accaparant, et cela même si des techniques efficaces de réalisation étaient employées. La figure 11 illustre la séquence des traitements effectués par LINKSIM pour les signaux à large bande, si la réalisation utilisait la forme actuelle. Les symboles entrent dans le filtre du transmetteur à raison de F échantillons par symbole. Le paramètre F est choisi pour rendre le chevauchement spectral négligeable, et généralement, on doit utiliser une valeur de 2, 4 ou 8 échantillons par élément de la séquence pseudo-aléatoire fois le nombre d'éléments de la séquence pseudo-aléatoire. La valeur de F devient donc vite très grande. L'évanouissement à F échantillons par symbole est appliqué au signal. Cette étape n'est pas trop intensive numériquement parce que le processus d'évanouissement est généré en filtrant du bruit blanc normal avec un filtre ayant un petit nombre de coefficients, suivi d'une série d'interpolations. En général, tout traitement effectué dans le canal est fait à F échantillons par symbole. La ligne à retard dans le module filtre multivoies ne peut donc pas réaliser directement les délais qui ne sont pas des multiples de $1/F$. Pour rendre pratique la réalisation du canal, trois simplifications doivent être faites:

- a) le récepteur sera synchronisé sur la durée T des symboles,
- b) les modes du canal sont fixes pour la durée d'un symbole,
- c) il n'y a pas d'erreur de fréquence globale sur la réponse impulsionnelle.

Avec ces simplifications, la structure du canal présentée à la figure 12 s'applique. La convolution des filtres du transmetteur et du récepteur est pré-calculée et utilisée pour les valeurs des colonnes de \mathbf{P} . Donc chacune des colonnes de \mathbf{P} est la fonction d'autocorrélation de la séquence aléatoire modulée par un symbole et un gain complexe représentant l'évanouissement. Pour éliminer le besoin de corrélérer les D gains complexes, la matrice $\mathbf{R}_s = \mathbf{P}\mathbf{R}_p\mathbf{P}^T$ est décomposée en valeurs et vecteurs propres. Pour la conception des canaux, il est important que les vecteurs propres soient cohérents avec un symbole à l'entrée. Ceci n'est pas un problème pour le moment puisque l'on peut observer les vecteurs propres et que l'on n'emploie seulement la détection différentielle. Pour une décomposition utilisée par un récepteur cohérent, l'algorithme devra être cohérent avec l'entrée. Les D vecteurs propres avec D gains complexes orthogonaux normaux, ayant comme variance les valeurs propres de \mathbf{R}_s , sont maintenant utilisés pour générer les réponses du canal à la transmission d'un symbole. Il est très facile de construire \mathbf{P} pour tenir compte des délais qui ne sont pas nécessairement des multiples de $1/F$. Le facteur K_r du premier gain complexe orthogonal peut être spécifié

indépendamment des autres gains complexes orthogonaux, qui sont identiques. Pour le module générant l'interférence intersymbole, les vecteurs des symboles causant l'interférence sont additionnés au vecteur courant avec le délai correspondant. La seule limitation est la période des symboles, qui doit être un multiple de la période d'un élément de la séquence pseudo-aléatoire. Le seul filtrage qui est encore nécessaire est celui du bruit blanc par la séquence pseudo-aléatoire, c'est-à-dire le filtre $q(t)$. Pour limiter l'effort de calcul, la fonction d'autocorrélation de la séquence aléatoire, $p(t)$, est choisie de façon à rendre adéquate sa représentation avec 2 ou 4 échantillons par période d'éléments de la séquence pseudo-aléatoire. L'étape de la génération du bruit additif est donc la plus intensive dans le canal.

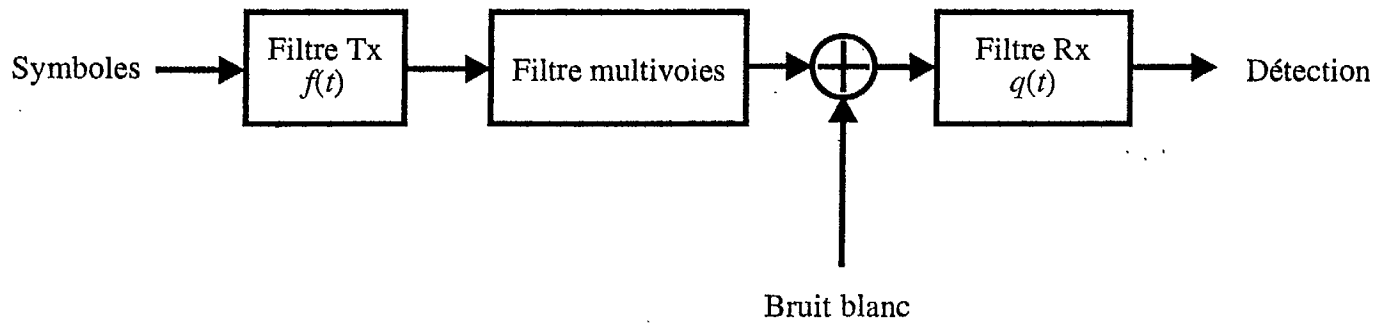


Fig. 11. Réalisation directe d'un canal large bande avec LINKSIM dans sa forme originale.

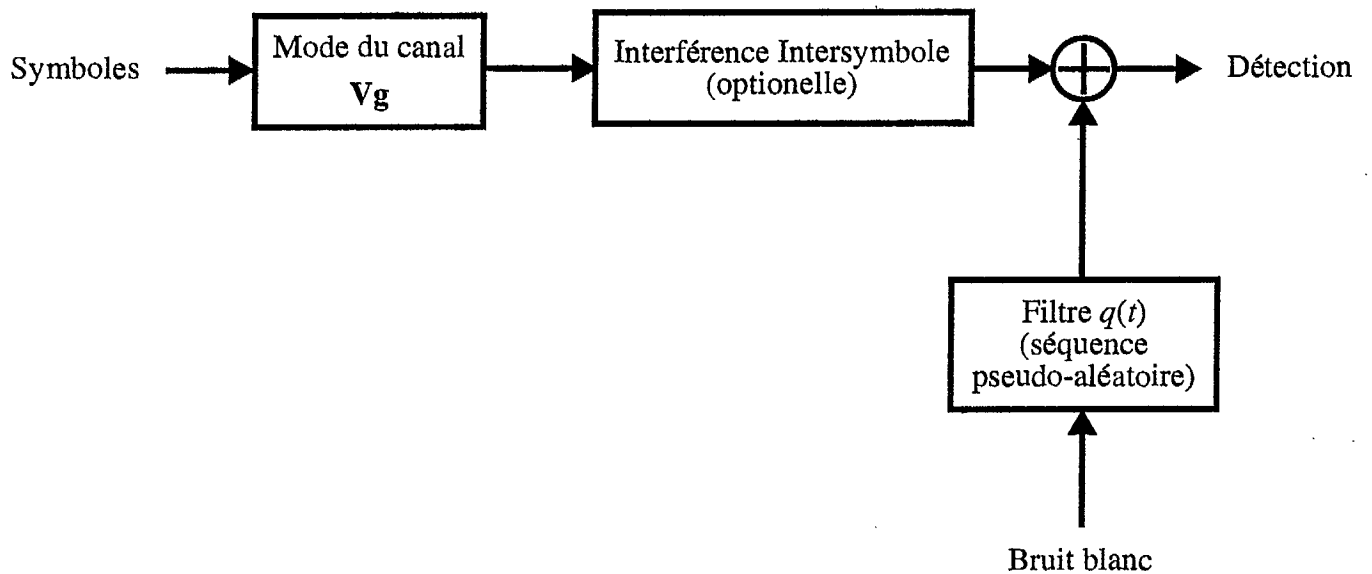


Fig. 12. Réalisation du canal large bande.

Références

- [Alh85] E.K. Al-Hussaini, et A.M. Al-Bassiouni, "Performance of MRC Diversity Systems for the Detection of Signals with Nakagami Fading," *IEEE Trans. on Commu.*, vol. 33, no. 12, pp. 1315-1319, déc. 85.
- [Bar87] M.J. Barrett, "Error Probability for Optimal and Suboptimal Quadratic Receivers in Rapid Rayleigh Fading Channels," *IEEE J. Select. Areas. Commun.*, vol. 5, no. 2, pp. 302-304, fév. 87.
- [Bel63] P.A. Bello, "Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels," *IEEE Trans. Commun. Syst.*, vol. 11, pp. 360-393, déc. 63.
- [Bun78] J.R. Bunch, C.P. Nielsen, et D.C. Sorensen, "Rank-one modification of the symmetric eigenproblem," *Numer. Math.*, vol.31, pp. 31-48, 1978.
- [Crp92] P.J. Crepeau, "Uncoded and Coded Performance of MPSK and DPSK in Nakagami Fading Channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 40, no. 3, pp. 487-493, mars 92.
- [DeG90] R.D. DeGroat, et R.A. Roberts, "Efficient, Numerically Stabilized Rank-One Eigenstructure Updating," *IEEE Trans. Acoust., Speech. Signal Processing*, vol. 38, no. 2, pp. 301-316, fév. 90.
- [Fec93] S.A. Fechtel, "A Novel Approach to Modeling and Efficient Simulation of Frequency-Selective Fading Radio Channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 11, no. 3, pp. 422-431, avril. 93.
- [Kaa94a] V.-P. Kaasila, et A. Mämmelä, "Bit Error Probability for an Adaptive Diversity Receiver in a Rayleigh Fading Channel," *IEEE Third International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications*, Oulu, Finlande, pp. 450-454, juil. 94.
- [Kaa94b] V.-P. Kaasila, et A. Mämmelä, "Bit Error Probability of a Matched Filter in a Rayleigh Fading Multipath Channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, no. 2/3/4, pp. 826-828, fév./mars/avril 94.
- [Lnd64] W.C. Lindsey, "Error Probabilities for Rician Fading Multichannel Reception of Binary and N-ary Signals," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 10, pp. 339-350, oct. 64.
- [Och87] H. Ochsner, "Direct-Sequence Spread-Spectrum Receiver for Communication on Frequency-Selective Fading Channels," *IEEE J. Select. Areas. Commun.*, vol. 5, no. 2, pp. 188-193, fév. 87.
- [Pap84] A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, McGraw-Hill, 1984.
- [Pat94] F. Patenaude, "Technique de détection par analyse propre pour les canaux multivoies avec évanouissement: Modélisation," Rapport final PCE, contrat 36300-3-0334, 1994.
- [Per60] J.N. Pierce, et S. Stein, "Multiple Diversity with Nonindependent Fading," *Proc. of the IRE*, pp. 89-104, jan. 60.

- [Prk83] J.G. Proakis, Digital Communications, McGraw-Hill, 1983.
- [Sch66] M. Schwartz, W.R. Bennett, et S. Stein, Communication Systems and Techniques, McGraw-Hill, 1966.
- [SW94] H. Stark, et J.W. Woods, "Probability, Random Processes, and Estimation Theory for Engineers," Second Edition, Prentice-Hall, 1994.
- [Tur80] G.L. Turin, "Introduction to Spread-Spectrum Antimultipath Techniques and Their Applications to Urban Digital Radio," *Proc. IEEE*, vol. 68, no. 3, pp. 328-353, mars 80.
- [VaT68] H.L. Van Trees, Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part I: Detection, Estimation and Linear Modulation Theory, Wiley, 1968.
- [Wax85] M. Wax, et T. Kailath, "Detection of Signals by Information Theoretic Criteria," *IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Processing*, vol. 33, pp. 387-392, avril 85.
-

CACC / CCAC



29652

QUEEN TK 5102.5 .P3 1995
Paternaude, François
Technique de détection par

DATE DUE

DATE DUE			

Nouveautés -- New titles
2 semaines -- 2 weeks

(exp. 95-03-01)