

Modélisation et détection par analyse propre pour les canaux multivoies avec évanouissements

par

François Patenaude

Thèse soumise à l'École des études supérieures et de la recherche
conformément aux exigences du grade de Docteur ès philosophie de
l'Institut de génie électrique d'Ottawa-Carleton

Thèse de doctorat

Institut de génie électrique d'Ottawa-Carleton
Département de génie électrique
Faculté de génie
Université d'Ottawa



National Library
of Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services Branch

395 Wellington Street
Ottawa, Ontario
K1A 0N4

Bibliothèque nationale
du Canada

Direction des acquisitions et
des services bibliographiques

395, rue Wellington
Ottawa (Ontario)
K1A 0N4

Your file *Votre référence*

Our file *Notre référence*

The author has granted an irrevocable non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of his/her thesis by any means and in any form or format, making this thesis available to interested persons.

L'auteur a accordé une licence irrévocable et non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de sa thèse de quelque manière et sous quelque forme que ce soit pour mettre des exemplaires de cette thèse à la disposition des personnes intéressées.

The author retains ownership of the copyright in his/her thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without his/her permission.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège sa thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

ISBN 0-612-16452-7

Canada



UNIVERSITÉ D'OTTAWA
UNIVERSITY OF OTTAWA

À ma compagne,

Roseline.

On ne connaît que les choses que l'on apprivoise,
dit le renard. Les hommes n'ont plus le temps de
rien connaître. Ils achètent des choses toute
faites chez les marchands. Mais comme il n'existe
point de marchand d'amis, les hommes n'ont plus
d'amis. Si tu veux un ami, apprivoise-moi!

Saint-Exupéry

Résumé

Cette thèse aborde l'application de l'analyse propre à deux aspects de la communication numérique par étalement spectral. La modélisation à l'aide de la décomposition propre de la matrice d'autocorrélation des réponses impulsionnelles du canal montre que pour la plupart des canaux, un nombre restreint de modes orthogonaux indépendants sont présents lorsque les statistiques à court terme sont observées. Ce résultat permet d'évaluer l'ordre de la diversité effective du canal. Suite à ce modèle, le deuxième aspect de ces travaux est d'étudier les conséquences à la détection et de proposer un algorithme tenant compte des conclusions de la modélisation. Les détections cohérente et différentielle font l'objet de l'évaluation de la probabilité d'erreur moyenne sur un bit pour des canaux multivoies avec évanouissements. Ces résultats servent de référence pour comparer un algorithme adaptatif permettant de poursuivre l'espace signal-bruit dominant. Cet algorithme donne des gains de 0 à 2 dB selon le type de canal. Des canaux synthétisés ainsi que des mesures de réponses impulsionnelles sont utilisés pour quantifier ces gains. La réalisation efficace de cet algorithme est aussi étudiée dans le cadre de ce travail.

Remerciements

Ce travail de recherche n'aurait nullement été possible sans l'appui et le dévouement de mes deux directeurs de thèse, le Dr. Jean-Yves Chouinard de l'Université d'Ottawa et le Dr. John H. Lodge du Centre de recherches sur les communications (CRC). Je tiens donc à les remercier pour la confiance et la motivation qu'ils m'ont communiqués tout au long de ce programme d'étude. En deuxième lieu, le support financier du Programme des centres d'excellence de langue française du ministère de l'Industrie du Canada, et la collaboration du Dr. Daniel Boudreau a permis la réalisation de ce travail dans un cadre de coopération avec le CRC. Un merci très spécial à ce programme, au CRC et au Dr. Boudreau pour les ressources mises à ma disposition.

Je tiens aussi à remercier le Dr. Robert Bultitude (CRC) pour avoir si gentiment accepté de prêter les mesures de réponses impulsionnelles nécessaires à la bonne marche de ce travail. Aussi, l'aide apportée par M. René Imbeau (CRC) et M. Bob Hahn (CRC) fut grandement appréciée. Également, M. P. Melançon (CRC) est à créditer pour les mesures en régions rurales.

Finalement, l'amour inconditionnel de ma compagne Roseline Laplante a toujours été une source d'énergie insatiable. Je m'en voudrais d'oublier mes parents qui sont constamment présents dans l'accomplissement de mon travail. Je voudrais aussi saluer la complaisance des Bungee.

Table des matières

Résumé.....	iii
Remerciements.....	iv
Table des matières.....	v
Liste des figures.....	ix
Liste des tableaux.....	xii
Liste des symboles.....	xiii
Liste des abréviations.....	xx
 1 Introduction	 1
1.1 Considérations sur les canaux sélectifs en fréquence	2
1.2 Énoncé d'une hypothèse	5
1.3 Considérations à la détection.....	8
1.4 Objectifs et organisation.....	11
 2 Modélisation par analyse propre.....	 13
2.1 Introduction.....	13
2.2 Caractérisation des canaux sélectifs en fréquence avec évanouissements	14
2.2.1 Caractérisation des paramètres de la réponse impulsionnelle.....	14
2.2.2 Fonctions de la réponse impulsionnelle.....	19
2.3 Canaux de radio mobile.....	22
2.3.1 Caractérisation des canaux de radio mobile.....	23
2.3.2 Description des données pour les canaux de radio mobile.....	26
2.3.2.1 Canaux cellulaires conventionnels.....	26
2.3.2.2 Canaux microcellulaires.....	27
2.3.2.3 Canaux de radio mobile en régions rurales.....	27
2.3.2.4 Canaux de radio mobile en régions montagnenses.....	28

2.4 Canaux de radiocommunication à l'intérieur des édifices	29
2.4.1 Caractérisation des canaux de radio à l'intérieur des édifices.....	30
2.4.2 Description des données pour les canaux radio à l'intérieur des édifices.....	33
2.4.2.1 Mesures dans la bande de 950 MHz	33
2.4.2.2 Mesures dans la bande de 40 GHz.....	35
2.5 Analyse statistique.....	37
2.5.1 Structure propre de la matrice d'autocorrélation de la réponse impulsionnelle	41
2.5.2 Estimation de la dimension de l'espace signal-bruit	44
2.5.3 Nombre effectif de trajets.....	50
2.5.4 Statistiques des gains complexes orthogonaux	52
2.5.5 Fonctions de dispersion.....	56
2.6 Résultats de l'analyse statistique	59
2.6.1 Résultats pour les canaux cellulaires conventionnels.....	61
2.6.2 Résultats pour les canaux microcellulaires.....	65
2.6.3 Résultats pour les canaux en régions rurales.....	68
2.6.4 Résultats pour les canaux en régions montagneuses	71
2.6.5 Résultats pour les canaux à l'intérieur des édifices	74
2.7 Modèle pour canaux sélectifs en fréquence avec évanouissements.....	80
2.8 Conclusion	82
3 Détection.....	83
3.1 Introduction	83
3.2 Modèle du signal à la réception	84
3.2.1 Trajets multiples sans interférence intersymbole	87
3.2.2 Trajets multiples avec interférence intersymbole.....	89

3.3 Analyse des performances sans interférence intersymbole	90
3.3.1 Détection cohérente.....	91
3.3.1.1 Diversité parfaite.....	93
3.3.1.2 Diversité parfaite et canal de Rayleigh.....	94
3.3.1.3 Canaux avec interférence intertrajet	99
3.3.1.4 Détection basée sur l'espace propre.....	102
3.3.1.5 Sommaire.....	106
3.3.2 Détection différentielle.....	106
3.3.2.1 Diversité parfaite et canal de Rayleigh.....	107
3.3.2.2 Diversité parfaite et canal de Nakagami	108
3.3.2.3 Canaux avec interférence intertrajet	112
3.3.2.4 Pertes et performances relatives.....	118
3.3.2.5 Détection différentielle basée sur l'espace propre.....	120
3.3.2.6 Filtre blanchissant et détection différentielle propre.....	124
3.3.3 Détection cohérente et différentielle basée sur l'analyse propre	127
3.3.3.1 Détection cohérente.....	131
3.3.3.2 Détection différentielle.....	133
3.3.3.3 Rang adaptatif du sous-espace signal-bruit dominant.....	134
3.4 Analyse des performances avec interférence intersymbole	136
3.4.1 Détection cohérente linéaire conventionnelle.....	137
3.4.2 Détection différentielle conventionnelle.....	139
3.4.3 Détection cohérente et différentielle basée sur l'espace propre.....	141
3.4.4 Détection cohérente et différentielle basée sur l'analyse propre	142
3.5 Conclusion.....	143
 4 Simulation.....	 146
4.1 Introduction.....	146
4.2 Résultats de simulation.....	147
4.2.1 Canaux synthétisés sans IIS	148
4.2.1.1 Canaux GSM urbains.....	148

4.2.1.2 Canaux en régions montagneuses.....	159
4.2.2 Canaux expérimentaux.....	167
4.2.2.1 Canaux cellulaires conventionnels.....	167
4.2.2.2 Canaux microcellulaires.....	169
4.2.2.3 Canaux à l'intérieur des édifices à 950 MHz et 40 GHz.....	170
4.2.3 Canaux synthétisés avec IIS.....	173
4.3 Considérations pratiques.....	175
4.4 Conclusion.....	179
5 Conclusion.....	180
5.1 Sommaire.....	180
5.1.1 Modélisation.....	180
5.1.2 Détection.....	181
5.1.3 Simulation.....	182
5.1.4 Implications des résultats.....	182
5.2 Contributions.....	183
5.3 Travaux futurs.....	185
Appendices.....	187
Appendice A: Système de mesure.....	187
Appendice B: Détails du test de la fonction de répartition de l'enveloppe.....	189
Appendice C: Résultats complémentaires à l'analyse statistique et aux résultats de simulation.....	193
Appendice D: Simulation d'un canal sélectif en fréquence avec évanouissements.....	200
Références.....	202

Liste des figures

Figure 1.1	Propagation par trajets multiples.	7
Figure 2.1	Schéma du local 2D au CRC et position du transmetteur et du récepteur pour les mesures à 950 MHz.	34
Figure 2.2	Schéma du couloir de l'édifice 2A et de l'ouverture du couloir de l'édifice 2B au CRC pour les mesures à 40 GHz.	36
Figure 2.3	Modules d'un groupe de réponses impulsionnelles typiques.	38
Figure 2.4	Profil moyen de puissance pour le fichier <i>cc721</i>	40
Figure 2.5	Module de la matrice d'autocorrélation des gains complexes pour le fichier <i>cc721</i>	48
Figure 2.6	Valeurs propres et critères d'information théorique pour le fichier <i>cc721</i>	49
Figure 2.7	Diversité effective propre pour un canal ayant deux trajets.	52
Figure 2.8	Profil moyen de puissance et module des six premiers vecteurs propres pour le fichier <i>cc721</i>	54
Figure 2.9	Modules des gains complexes orthogonaux pour le fichier <i>cc721</i>	55
Figure 2.10	Fonction de dispersion pour le fichier <i>cc721</i>	57
Figure 2.11	Fonctions de dispersion des quatre premiers modes pour le fichier <i>cc721</i>	58
Figure 2.12	Phase des coefficients de corrélation ayant une amplitude supérieure à 0,2 pour la série <i>cc7xx</i>	60
Figure 2.13	Résultats pour canaux cellulaires conventionnels.	64
Figure 2.14	Résultats pour canaux microcellulaires.	67
Figure 2.15	Résultats pour canaux en régions rurales.	70
Figure 2.16	Résultats pour canaux en régions montagneuses.	73
Figure 2.17	Résultats pour canaux à l'intérieur des édifices à 950 MHz.	76
Figure 2.18	Résultats pour canaux à l'intérieur des édifices à 40 GHz.	78
Figure 2.19	Variation du poids normalisé des deux premiers modes de propagation pour le fichier <i>dia05</i>	79
Figure 3.1	P_e pour la réception cohérente linéaire optimale avec diversité double et parfaite pour canal de Rayleigh.	96

Figure 3.2	P_e pour la réception cohérente linéaire optimale avec diversité triple et parfaite pour canal de Rayleigh.....	98
Figure 3.3	Matrice P et profil moyen de puissance pour canal GSM urbain.....	104
Figure 3.4	Probabilité d'erreur moyenne sur un bit pour canal GSM urbain avec la détection cohérente linéaire optimal de rang r	105
Figure 3.5	Probabilité d'erreur moyenne sur un bit pour la détection différentielle et un canal de Nakagami avec $m_1 = m_2 = 1$	111
Figure 3.6	Probabilité d'erreur moyenne sur un bit pour le canal GSM urbain avec la détection différentielle.....	115
Figure 3.7	Probabilité d'erreur moyenne sur un bit pour canal en régions montagneuses avec $f_D T = 0,025$ et détection différentielle.....	117
Figure 3.8	Comparaison de P_e entre la détection cohérente et différentielle pour canaux GSM urbain asymptotique lent.....	119
Figure 3.9	P_e avec la détection différentielle propre, intervalle connu, pour le canal GSM urbain et en régions montagneuses.....	123
Figure 3.10	P_e avec filtre blanchissant et détection différentielle propre pour canal GSM urbain et en régions montagneuses.....	126
Figure 3.11	Bloc diagramme du récepteur pour la détection cohérente avec symboles de référence.....	132
Figure 3.12	P_e pour détection différentielle propre avec IIS pour canal GSM urbain et en régions montagneuses.....	144
Figure 4.1	P_e pour canaux GSM urbains avec détection cohérente avec symboles de référence pour intervalle connu. Détecteur avec $\alpha = 0,4$; $K = 16, 17, 18$ pour $f_D T = 0,01; 0,05; 0,1$	150
Figure 4.2	P_e pour canaux GSM urbains avec détection différentielle pour intervalle connu. Détecteur avec $K = 14$ et $\alpha = 0,8; 0,4; 0,2$ pour $f_D T = 0,01; 0,05; 0,1$	151
Figure 4.3	P_e avec détecteur différentiel pour canaux GSM urbains en fonction du paramètre de mise à jour α . Taux $f_D T = 0,01$ et $0,05$ avec un rapport signal à bruit de 14 et 15 dB.....	153
Figure 4.4	P_e pour canaux GSM urbains avec premier gain orthogonal de Rice avec détection cohérente ($K = 16, 17$ pour $f_D T$ de 1 % et 5 %, $D = 2$ et $\alpha = 0,4$ pour DCPASR).....	154
Figure 4.5	P_e pour canaux GSM urbains avec premier gain orthogonal de Rice avec détection différentielle ($K = 14$, DDPA avec $\alpha = 0,9$ pour $f_D T = 0,01$ et $\alpha = 0,5$ pour $f_D T = 0,05$).....	155
Figure 4.6	P_e pour canaux GSM urbains avec détection cohérente et différentielle avec filtre blanchissant.....	157

Figure 4.7 P_e pour canal GSM $f_D T = 0,01$ avec détection différentielle et intervalle connu.....	158
Figure 4.8 P_e avec détection cohérente pour canaux en régions montagneuses avec intervalle connu pour gains de Rayleigh et premier gain orthogonal de Rice. $K = 41$, $D = 2$ et $\alpha = 0,4$	160
Figure 4.9 P_e avec détection différentielle pour canaux en régions montagneuses avec intervalle connu pour gains de Rayleigh. $K = 37$ et $\alpha = 0,7$	161
Figure 4.10 P_e avec détection différentielle pour canaux en régions montagneuses avec intervalle connu pour premier gain orthogonal de Rice. $K = 37$ et $\alpha = 0,7$	162
Figure 4.11 P_e avec détection cohérente pour canaux en régions montagneuses avec maxima connus pour gains de Rayleigh et premier gain orthogonal de Rice.	164
Figure 4.12 P_e avec détection différentielle pour canaux en régions montagneuses avec maxima connus pour gains de Rayleigh.	165
Figure 4.13 P_e avec détection différentielle pour canaux en régions montagneuses avec maxima connus avec premier gain orthogonal de Rice.	166
Figure 4.14 P_e avec détection différentielle pour canaux cellulaires conventionnels <i>cc721</i> ($K = 49$) et <i>cc813</i> ($K = 36$). Facteur de mise à jour $\alpha = 0,99$	168
Figure 4.15 P_e avec détection différentielle pour canaux <i>uc2006</i> et <i>uc2029</i> avec $K = 12$	169
Figure 4.16 Valeurs propres normalisées, puissance moyenne et P_e sur période de 15 s pour fichier <i>402dia05.imp</i> . $K = 14$ et facteur de mise à jour $\alpha = 0,99$	171
Figure 4.17 Valeurs propres normalisées, puissance moyenne et P_e sur période de 25 s pour fichier <i>40h2a303.imp</i> . $K = 14$ et facteur de mise à jour $\alpha = 0,99$	172
Figure 4.18 P_e pour canal GSM urbain $f_D T = 0,01$ ($K = 13$) et en région montagneuses ($K = 32$) avec IIS.	174
Figure C.1 Fonction de répartition empirique des délais τ'_d pour les 6 types de canaux.	194
Figure C.2 Probabilité du nombre de trajets résolubles D_e pour les 6 types de canaux.	195
Figure C.3 Coefficients de corrélation pour canaux cellulaires conventionnels.	196
Figure C.4 Coefficients de corrélation pour canaux en régions montagneuses.	197
Figure C.5 P_e théorique et par simulation pour canaux GSM urbains avec détection différentielle.	198
Figure C.6 P_e théorique et par simulation pour canaux en régions montagneuses avec détection différentielle.	199
Figure D.1 Structure du canal pour les simulations.	201

Liste des tableaux

Tableau 2.1 Classification des édifices.	30
Tableau 2.2 Résultats pour canaux cellulaires conventionnels.	63
Tableau 2.3 Résultats pour canaux microcellulaires.	66
Tableau 2.4 Résultats pour canaux en régions rurales.	69
Tableau 2.5 Résultats pour canaux en régions montagneuses.	72
Tableau 2.6 Résultats pour canaux à l'intérieur des édifices à 950 MHz.	75
Tableau 2.7 Résultats pour canaux à l'intérieur des édifices à 40 GHz.	77
Tableau 3.1 P_e pour détection cohérente linéaire conventionnelle pour canal GSM urbain et en régions montagneuses avec IIS.	138
Tableau 3.2 P_e pour détection différentielle conventionnelle pour canal GSM urbain et en régions montagneuses avec IIS.	140
Tableau 3.3 P_e pour détection cohérente propre avec IIS pour canal GSM urbain et en régions montagneuses.	143
Tableau 4.1 Nombre d'opérations requis pour la détection différentielle.	176
Tableau 4.2 Nombre d'opérations pour la DDPA simplifiée.	178
Tableau B.1 Seuils fixes pour variables normales.	190

Liste des symboles

$\mathbf{a}_n$:	vecteur colonne formée de D gains complexes au temps nT_{temps}
$a_d(t)$:	gain complexe du d -ième trajet au temps t
α :	constante pour pondération de $\mathbf{r}_n$ lors de la mise à jour de $\mathbf{R}_{n-1}$
α_d :	fonction des valeurs propres δ_d
b_n :	symbole binaire transmis au temps nT
B :	largeur de bande du signal $r(t)$
B_c :	largeur de bande cohérente de la réponse impulsionnelle du canal
B_f :	largeur de bande utile de $f(t)$
B_x :	largeur de bande cohérente à $100 \times x \%$
$\mathbf{B}$:	matrice formée de "uns" et de "zéros" pour le calcul de P_c
β_k :	valeurs propres de $\mathbf{R}_c \mathbf{Q}$
c :	vitesse de la lumière égale à 3×10^8 m/s
c_n :	constante dans le calcul de P_c
C_N :	constante pour les critères d'information théorique
$\mathbf{c}_k$:	k -ième vecteur propre de $\hat{\mathbf{R}}$
d :	indice des trajets
$d_{n,i}$:	i -ième élément sur la diagonale de $\mathbf{D}_n$
D :	nombre de trajets de la réponse impulsionnelle pour le modèle linéaire
D_{AIC} :	nombre de trajets d'après le critère d'information théorique AIC
D_c :	nombre de trajets donné par le nombre de crêtes du profil moyen de puissance
D_{eff} :	diversité effective d'après le profil moyen de puissance
$D_{\text{eff}'}:$	diversité effective d'après les valeurs propres normalisées l_i''
D_{MDL} :	nombre de trajets d'après le critère d'information théorique MDL
$D_{x\%}$:	nombre de modes orthogonaux requis pour représenter $x \%$ de l'énergie totale

$D(t)$:	nombre de trajets de la réponse impulsionnelle au temps t
$\mathbf{D}_{n-1}$:	matrice diagonale des valeurs propres de $\mathbf{R}_{n-1}$ à espace bruit sphérique ($\mathbf{S}_{n-1}$)
δ_d :	d -ième valeur propre de $\mathbf{R}_d$
e :	constante égale à 2,71828182845904 . . .
$\mathbf{e}_n$:	vecteur formé à partir des $K - D$ derniers éléments de $\mathbf{q}_n$
ε :	valeur infinitésimale
E_b :	énergie transmise par bit ou symbole
f_D :	fréquence Doppler
f_i :	i -ième fréquence discrete de $S_n(f, \tau)$
f_p :	fréquence porteuse
f_r :	taux d'insertion des symboles de référence
$f(t)$:	réponse dans le temps du filtre au transmetteur en bande de base
$F_n(x)$:	fonction de répartition de probabilité observée
$F(\mathbf{x}, \hat{\theta})$:	fonction de répartition de probabilité théorique
φ :	angle entre l'axe transmetteur-récepteur et la direction du véhicule
Ψ_d^2 :	paramètre de variance du d -ième gain complexe
$\hat{g}_{ni}$:	k -ième gain complexe orthogonal mesuré au temps t_n
$\mathbf{g}_n$:	vecteur de la transformation de $\mathbf{P}\mathbf{a}_n$ sur les vecteurs propres $\mathbf{V}_s$ de $\mathbf{R}_s$
$\hat{\mathbf{g}}_n$:	vecteur de la transformation de $\mathbf{h}_n$ ou $\mathbf{r}_n$ sur les vecteurs propres $\hat{\mathbf{V}}$ de $\mathbf{R}$
$\hat{\mathbf{g}}_{n2-nD_{nK}}$:	deuxième à D_{nK} gains complexes orthogonaux
$\tilde{\mathbf{g}}_n$:	vecteur de la transformation de $\mathbf{r}_n$ sur les vecteurs propres $\mathbf{V}_{(s)}$ de $\mathbf{R}$
$\mathbf{G}_n$:	matrice diagonale transformant $\mathbf{x}_n$
$h(t, \tau)$:	réponse impulsionnelle au temps t à une impulsion de Dirac au temps $t - \tau$
$\mathbf{h}_n$:	réponse impulsionnelle au temps $t = nT_{\text{temps}}$
$\mathbf{H}_n$:	matrice transformant $\mathbf{q}_n$
$\mathbf{H}_{K-D}^{(w)}$:	matrice transformée de Householder pour $\mathbf{e}_n$
γ :	rapport signal à bruit instantané

$\gamma_{\max}$:	rapport signal à bruit instantané maximum
$\bar{\gamma}$:	rapport signal à bruit moyen
i :	indice générique
I_k :	matrice identité de dimension $k \times k$
$J(k)$:	critère d'information théorique
k :	indice de dimension pour $\mathbf{h}_n$
K :	nombre d'échantillons par vecteur $\mathbf{h}_n$ ou $\mathbf{r}_n$
K_1 :	facteur log-normal du premier gain complexe orthogonal
K_r :	facteur de Rice du premier gain complexe orthogonal
$K_{\alpha d}$:	facteur log-normal du d -ième gain complexe
K_{rd} :	facteur de Rice du d -ième gain complexe
κ_i :	valeur normalisée de $R_x(\tau)$ à $\tau = iT$
l_k :	k -ième valeur propre de $\hat{\mathbf{R}}$
l'_k :	k -ième valeur propre normalisée, par rapport à K valeurs propres, de $\hat{\mathbf{R}}$
l''_i :	i -ième valeur propre normalisée, par rapport à D_{xx} valeurs propres de $\hat{\mathbf{R}}$
L :	nombre de symboles précédents ou suivants affectant le symbole courant
$L(k)$:	logarithme de la fonction de vraisemblance maximale pour modèle de rang k
$\bar{\lambda}_{n-1}$:	moyenne des $K - D$ plus petites valeurs propres de $\mathbf{R}_n$
λ_k :	k -ième valeur propre de $\mathbf{R}$
$\hat{\lambda}_k$:	estimation de la valeur propre λ_k
Λ :	matrice diagonale composée des λ_k en ordre décroissant
Λ' :	matrice diagonale composée des valeurs propres de $\mathbf{R}'$
$\hat{\Lambda}$:	matrice diagonale composée des valeurs estimées $\hat{\lambda}_k$ en ordre décroissant
Λ_n :	matrice diagonale composée des valeurs propres de $\mathbf{R}_n$
Λ_s :	matrice diagonale composée des valeurs propres de $\mathbf{R}_s$
Λ'_s :	matrice de la transformation de $\mathbf{R}_s$ par espace propre de $\mathbf{R}_n$ et $\mathbf{R}'$
Λ_w :	matrice diagonale composée des valeurs propres de $\mathbf{R}_w$ en ordre décroissant

$\eta_{n,i}$:	variables utilisées pour pondérer les projections sur les vecteurs propres
n :	indice d'échantillonnage du temps t
N :	nombre de vecteurs $\mathbf{h}_n$ par groupe
N_0 :	densité spectrale bilatérale de puissance du bruit additif
m_d :	paramètre de forme du d -ième gain complexe
μ_d :	paramètre de moyenne du d -ième gain complexe
Ω_d :	paramètre d'échelle du d -ième gain complexe
$p_{ \alpha_d(t) }(a)$:	fonction de densité de probabilité de $ \alpha_d(t) $
$p(\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_N \Theta^{(k)})$:	fonction de densité de probabilité conjointe de N réponses impulsionnelles conditionnelle au vecteur des paramètres du modèle de rang k
$P_{ \alpha_d(t) }(a)$:	fonction de répartition de probabilité de $ \alpha_d(t) $
$p[\tau]$:	réponse équivalente du filtre de transmission et de réception
$P_e(\gamma)$:	probabilité d'erreur moyenne sur un bit au rapport signal à bruit instantané γ
$p(\gamma)$:	densité de probabilité du rapport signal à bruit instantané
P_e :	probabilité d'erreur moyenne sur un bit
$\mathbf{p}[\tau_d(t_n)]$:	vecteur colonne formée d'échantillons de $p[\tau_k - \tau_d(t_n)]$
$\mathbf{P}$:	matrice invariable formée des vecteurs colonne $\mathbf{p}[\tau_d(t_n)]$
$\mathbf{P}_{(1)}$:	matrice d'interférence due au symbole suivant
$\mathbf{P}_{(-1)}$:	matrice d'interférence due au symbole précédent
$\mathbf{P}(t_n; \tau_k)$:	matrice au temps nT_{temps} formée des vecteurs colonnes $\mathbf{p}[\tau_d(t_n)]$
π :	constante égale à 3,14159265358979 ...
r :	dimension de l'espace signal dominant pour $\mathbf{V}_{(s)}$
$r(t)$:	signal reçu à la sortie du filtre du réception $q(t)$
$r'(t)$:	signal reçu en bande de base
r_{di} :	coefficient de corrélation entre l'amplitude du d -ième et du i -ième trajet
$r_n(\tau)$:	$r(t)$ dans l'intervalle $nT \leq t < (n+1)T$
$r_{\text{AIC}}(n)$:	critère AIC pour détection différentielle propre récursive et adaptative à t_n

$r_{\text{MDL}}(n)$:	critère MDL pour détection différentielle propre récursive et adaptative à t_n
$\mathbf{r}_n$:	vecteur reçu dans l'intervalle $nT \leq t < (n+1)T$
$\bar{\mathbf{r}}_n$:	vecteur de la transformation de $\mathbf{r}_n$ par les vecteurs propres $\mathbf{V}_i$ de $\mathbf{R}_i$
$q(t)$:	filtre au récepteur en bande de base
$\mathbf{q}_n$:	vecteur réel calculé en transformant $\mathbf{x}_n$
$\mathbf{Q}$:	matrice de combinaison dans représentation quadratique
$\mathbf{R}$:	matrice d'autocorrélation de $\mathbf{h}_n$ ou $\mathbf{r}_n$
$\mathbf{R}'$:	matrice $\mathbf{R}$ transformée par espace propre de $\mathbf{R}_n$
$\mathbf{R}_a$:	matrice d'autocorrélation de $\mathbf{a}_n$
$\mathbf{R}_n$:	matrice d'autocorrélation approximée de $\mathbf{R}$ au temps t_n
$\mathbf{R}_s$:	matrice d'autocorrélation du signal $\mathbf{P}\mathbf{a}_n$
$\mathbf{R}_w$:	matrice d'autocorrélation de $\mathbf{w}_n$
$\mathbf{R}_z$:	matrice d'autocorrélation de $\mathbf{z}_n$
$R_h(t, t'; \tau, \tau')$:	fonction d'autocorrélation de $h(t, \tau)$ générale
$R_h(\Delta t; \tau)$:	fonction d'autocorrélation temps-délai de $h(t, \tau)$ stationnaire en t
$R(\tau, \tau')$:	fonction d'autocorrélation des gains complexes de $h(t, \tau)$ aux délais τ et τ'
$\mathbf{R}^{(k)}$:	matrice d'autocorrélation hypothétique de rang k des réponses impulsionnelles
$\hat{\mathbf{R}}$:	estimation de la matrice $\mathbf{R}$
$\mathbf{R}_w$:	matrice d'autocorrélation de $\mathbf{w}_n$
$\rho(\tau)$:	profil moyen de puissance du délai
$\rho'(\tau_d)$:	amplitude normalisée des maximums du profil moyen de puissance
s_d :	moyenne du d -ième gain complexe
$s(t)$:	signal transmis en bande de base
S :	seuil pour le test de Cramér-von Mises
$S_g(f; d)$:	spectre du d -ième gain complexe orthogonal
$S_g(f; \tau_d; d)$:	fonction de dispersion du d -ième mode orthogonal
$S_h(f; \tau)$:	fonction de dispersion de la réponse impulsionnelle

σ_d^2 :	variance de la partie réelle ou imaginaire du d -ième gain complexe
σ_w^2 :	variance du bruit additif
$\hat{\sigma}_w^2$:	estimation de σ_w^2
Ψ_d^2 :	paramètre de variance du d -ième gain complexe
s_n :	vecteur réel calculé en transformant q_n
S_n :	matrice R_{n+1} réduite ayant une perturbation de rang un
t :	variable de temps
T :	période des symboles
$T_{\text{délai}}$:	période d'échantillonnage de τ
T_f :	durée de $f(t)$
t_n :	instant d'échantillonnage égale à nT_{temps} ou nT
T_{temps} :	période d'échantillonnage de la réponse impulsionnelle en t
τ :	délai relatif à t
$\bar{\tau}$:	délai moyen du profil moyen de puissance
τ_{eff} :	délai efficace du profil moyen de puissance
$\tau_d(t)$:	délai du d -ième trajet au temps t
τ'_d :	délai du d -ième maximum du profil moyen de puissance
τ_k :	instant d'échantillonnage égale à $kT_{\text{délai}}$
τ'_{di} :	valeur absolue entre le délai du d -ième trajet et le délai du i -ième trajet
τ_{max} :	délai maximum du profil moyen de puissance
τ_p :	délai de propagation
$\theta_d(t)$:	phase du d -ième gain complexe au temps t
$\hat{\theta}$:	paramètre de la fonction de répartition théorique $F(\mathbf{x}, \hat{\theta})$
$\Theta^{(k)}$:	vecteur des paramètres du modèle Gaussien de rang k
U_n :	variable décisionnelle au temps t_n
$\mathbf{U}_n$:	vecteur propre de S_n
$\nu(k, K)$:	nombre de degrés de liberté pour un modèle de rang k et de dimension K

V :	vitesse de déplacement
$\mathbf{v}_k$:	k -ième vecteur propre de $\mathbf{R}$
$\hat{\mathbf{v}}_k$:	estimation du vecteur propre $\mathbf{v}_k$
$\hat{\mathbf{v}}_{n,k}$:	estimation de $\mathbf{v}_k$ au temps t_n
$\mathbf{V}$:	matrice formée des vecteurs colonnes $\mathbf{v}_k$
$\mathbf{V}'$:	vecteur propre de $\mathbf{R}'$
$\hat{\mathbf{V}}$:	matrice formée des vecteurs colonnes $\hat{\mathbf{v}}_k$
$\mathbf{V}_n$:	matrice des vecteurs propres de $\mathbf{R}_n$
$\mathbf{V}_s$:	matrice des vecteurs propres de $\mathbf{R}_s$
$\mathbf{V}_{(s)}$:	matrice des vecteurs propres dominants de $\mathbf{R}$
$\mathbf{V}_w$:	matrice des vecteurs propres de $\mathbf{R}_w$
$\mathbf{V}_{(w)}$:	matrice des vecteurs propres complémentaires à $\mathbf{V}_{(s)}$
$w(t)$:	bruit additif normal à la sortie du filtre de réception $q(t)$
$w'(t)$:	bruit additif normal blanc composant $r'(t)$
$w_n(\tau)$:	bruit additif au délai τ dans l'intervalle $nT \leq t < (n+1)T$
W^2 :	valeur du test statistique de Cramér-von Mises
$\bar{W}^2$:	valeur modifiée du test statistique de Cramér-von Mises
$\mathbf{w}_n$:	vecteur formé d'échantillons de $w(t)$ dans l'intervalle $nT \leq t < (n+1)T$
x_k :	k -ième élément de $\mathbf{x}_n$
$\mathbf{x}_n$:	vecteur complexe calculé en transformant $\mathbf{r}_{n-1}$
$\mathbf{X}$:	matrice formée avec $\mathbf{V}_i^H \mathbf{R}_w \mathbf{V}_i$
$\mathbf{y}_n$:	vecteur de combinaison des gains complexes
z_i :	valeur de la fonction de répartition $F(x_i, \hat{\theta})$ au temps discret i .
$\mathbf{z}_n$:	vecteur pour représentation quadratique
$\mathbf{0}_k$:	matrice formée de "zéros" de dimension $k \times k$

Liste des abréviations

A.C.:	Ajustement de courbe
AIC:	"Akaike Information Criterion"
CRC:	Centre de recherches sur les communications
DC:	Détection cohérente linéaire conventionnelle,
DCSR:	Détection cohérente avec symboles de référence,
DCPASR:	Détection cohérente propre adaptative avec symboles de référence,
DD:	Détection différentielle conventionnelle,
DCDD:	Détection cohérente avec décodage différentiel,
DDPA:	Détection différentielle propre adaptative.
EHF:	"Extremely High Frequency"
É.T.:	Écart type
FSK:	"Frequency Shift Keying"
GHz:	gigahertz
GSM:	"Global System for Mobile communications"
IIS:	interférence intersymbole
IIT:	interférence intertrajet
kHz:	kilohertz
km:	kilomètre
MDL:	"Minimum Description Length"
Mé:	méga-éléments
MHz:	mégahertz
Mo:	méga-octets
PSK:	"Phase Shift Keying"
R.L.:	Régression linéaire

1

Introduction

Le développement d'un système de communications à l'échelle planétaire est un objectif visé par plusieurs organisations internationales [Wu94]. Jusqu'à présent, l'évolution d'un tel concept de systèmes de communications a permis l'arrivée des technologies telles que la téléphonie cellulaire à bande étroite et à large bande, les communications mobiles par satellite et les communications sans fils à l'intérieur des édifices. La majorité de ces systèmes est regroupée sous le concept de communications mobiles personnelles [God91]. Évidemment, il y a aussi toutes les applications point-à-point et point-à-multipoint, par satellite, fibre optique ou radio. La diversification des applications entraîne bien souvent avec elle la diversification des perturbations néfastes qui affectent le signal transmis. Un premier groupe de perturbations est généralement le résultat direct de divers choix de conception, telles que la fréquence porteuse, la largeur de bande, le milieu de propagation, etc. Un deuxième groupe de perturbations est le résultat de conditions imposées par le système lui-même, notamment la séparation des canaux, le choix du type l'amplificateur, la technique de modulation employée, la qualité de réalisation, etc. Puisque le concepteur a un certain contrôle sur ces dernières perturbations, elles peuvent être minimisées dans bien des cas. Pour le premier groupe, le concepteur doit d'abord bien comprendre la cause des perturbations, et en particulier le milieu de propagation. Avec la quantité grandissante d'information à

transmettre pour plusieurs des applications mentionnées ci-haut, le canal peut être qualifié de sélectif en fréquence dans bien des cas. Les caractéristiques du canal dépendent évidemment du type d'application, mais il apparaît que ce type de canal est adéquat pour représenter les perturbations du signal transmis pour plusieurs applications présentes et futures.

Plusieurs autres applications, qui ne sont pas regroupées sous la bannière des communications mobiles personnelles, possèdent aussi une structure de canal qui peut être modélisée par un canal sélectif en fréquence. En particulier, les communications HF, VHF et UHF sont considérées sélectives en fréquence, dépendant du taux de transmission employé [Stn87]. Également, les communications sous-marines [Ilt91], et les communications optiques sans fils à l'intérieur des édifices [Bar93] possèdent des caractéristiques de propagation dominées par la présence de trajets multiples. Cependant, ces dernières applications ne feront pas l'objet de la présente recherche.

Toutes les applications mentionnées ci-dessus possèdent un point commun, soit que le signal transmis est sujet à de la dispersion dans le temps ainsi que dans le domaine des fréquences. Pour mieux comprendre les implications et les méthodes utilisées pour combattre cette distorsion, quelques remarques préliminaires se doivent d'être énoncées.

1.1 Considérations sur les canaux sélectifs en fréquence

Une compréhension complète des canaux sélectifs en fréquence est généralement difficile à acquérir. Une approche générale est de considérer ces canaux comme étant des systèmes linéaires. En effet, la théorie des ondes électromagnétiques nous permet de conclure qu'une onde transmise d'un point A au point B se propage par trajets multiples grâce à des phénomènes tels que la réflexion, la diffraction et la réfraction. Bien sûr, tous ces phénomènes dépendent du support de l'onde. Pour le type de support considéré ici, c'est-à-dire l'environnement macroscopique qui nous entoure, il apparaît justifié d'affirmer que le signal reçu sera une combinaison linéaire de répliques du signal transmis. Une étude des ondes

électromagnétiques montrerait également que pour un environnement réaliste, cette combinaison linéaire varierait dans le temps. Ainsi, à un point quelconque dans l'espace, la réponse idéale due à la réflexion d'une impulsion infinitésimale $\delta(\tau)$ est de la forme¹ [Prk83]:

$$h(t; \tau) = \sum_{d=1}^{D(t)} a_d(t) \delta[\tau - \tau_d(t)], \quad (1.1)$$

où t et τ sont respectivement le temps d'observation et le temps d'excitation, $a_d(t) = |a_d(t)| e^{j\theta_d(t)}$ est le gain complexe du d -ième trajet, $\tau_d(t)$ est le délai d'arrivée du d -ième trajet et $D(t)$ est le nombre de trajets arrivant au récepteur, tous au temps t . La notation complexe en bande de base est utilisée pour l'équation (1.1) de même que pour le reste de la thèse. Maintenant, les phénomènes de diffraction et de réfraction provoquent une réponse impulsionnelle continue. Bien que ces phénomènes soient présents, leur représentation sera négligée afin de ne pas alourdir la description de la réponse impulsionnelle. La fonction $h(t; \tau)$ est interprétée comme étant la réponse au temps t d'une impulsion au temps $t - \tau$. Plusieurs autres interprétations peuvent également être avancées [Bel63]. L'expression pour décrire $h(t; \tau)$ requiert quatre types de variable, c'est-à-dire t , les gains complexes $a_d(t)$, les délais $\tau_d(t)$ et le nombre de trajets $D(t)$. Il faut noter qu'en général, ces trois dernières variables sont aussi fonction de la position (x, y, z) dans l'espace.

Pour le type de milieu de propagation envisagé dans les présents travaux, le fait que la réponse impulsionnelle dépende de la position du transmetteur et du récepteur, implique que la position des objets entourant ces équipements est tout aussi importante. Or, pour les communications mobiles personnelles, l'environnement est une donnée très aléatoire. La conséquence sur la réponse impulsionnelle $h(t; \tau)$ est de convertir les paramètres $a_d(t)$, $\tau_d(t)$ et

¹Une autre expression $h(t) = \sum_d a_d(t) \delta[t - \tau_d(t)]$ est aussi utilisée pour décrire la réponse impulsionnelle. Dans cette expression les $\tau_d(t)$ désignent les temps d'arrivée des trajets. En définissant $\tau = t - \tau_0(t)$ avec $\tau_0(t)$ un temps d'arrivée arbitraire, l'expression $h(t)$ est équivalente à l'équation (1.1) avec $\tau_d(t)$ représentant maintenant un délai arbitraire. L'expression pour $h(t)$ est générale dans le sens où elle élimine le choix arbitraire de $\tau_0(t)$. Cependant, pour les présents travaux l'équation (1.1) est tout à fait adéquate puisque la référence temporelle n'est pas disponible (détails au chapitre 2).

$D(t)$ en des processus stochastiques. Ainsi, en plus d'être variable dans le temps, la réponse impulsionnelle est aussi aléatoire.

Un grand nombre de modèles statistiques ont été développés afin de reproduire ou de prédire le comportement d'un signal transmis à travers de tels canaux. Étant donné la complexité du phénomène, certaines suppositions ont dû être émises afin de rendre le processus de modélisation praticable. Le modèle le plus courant est le canal gaussien stationnaire au sens large avec réflexions non-corrélées². Dans ce modèle, on suppose principalement que

- 1) les processus $a_i(t)$ sont stationnaires,
- 2) les processus $a_i(t)$ sont d'une famille normale,
- 3) l'espérance statistique du produit $a_i(t) a_j(t)$ est zéro si $i \neq j$.

Malheureusement, ces suppositions ne se vérifient pas toujours en pratique avec des mesures de réponses impulsionnelles. La première supposition n'est souvent pas valide puisqu'on observe plus ou moins de réflexion, de réfraction ou de diffraction dépendant de l'environnement à un temps t donné. Cette supposition implique aussi que les variables $\tau_i(t)$ sont fixes ou varient très lentement. La distribution des $\tau_i(t)$ représente un point important grossièrement approximé dans ce modèle. La seconde supposition est habituellement vérifiée et le point d'intérêt majeur se limite à trouver la moyenne et la variance des $a_i(t)$. La troisième supposition demeure inconnue dans bien des cas, puisque très peu d'information est disponible à cet égard [Has93]. Bien que la validité de ce modèle ne se vérifie pas toujours en pratique, son intérêt théorique est indiscutable. Les trois suppositions ont rendu possible l'analyse de bien des systèmes de communications. Ainsi, pour justifier l'utilisation d'un tel modèle et pour simplifier la conception des systèmes, la distinction entre les statistiques à court terme et les statistiques à long terme d'un canal ont été mises en évidence par Bello [Bel63]. Les statistiques à court terme sont les statistiques évaluées sur une période d'une centaine ou de

²Connu en anglais sous le nom "Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering" (WSSUS).

quelques milliers de symboles tandis que les statistiques à long terme sont les statistiques évaluées sur des heures, des mois ou même des années. En distinguant ces deux types d'observations, il apparaît que la première supposition devient maintenant valide pour les statistiques à court terme. La deuxième supposition demeure acceptable alors que la troisième supposition demeure, dans bien des cas, une hypothèse. Ce type de distinction a donné naissance à un canal connu maintenant sous le nom de canal quasi-stationnaire. L'approche généralement utilisée pour combattre les effets à long terme reste essentiellement une approche du pire cas avec un facteur de sécurité, bien que des systèmes experts en développement promettent une utilisation plus intelligente des ressources. Dans le présent travail, nous nous intéressons particulièrement aux statistiques à court terme.

1.2 Énoncé d'une hypothèse

La réponse impulsionnelle énoncée avec l'équation (1.1) ne peut être mesurée en pratique. Plusieurs techniques existent pour estimer $h(t; \tau)$. Bien qu'elles diffèrent dans leur approche, elles résultent toutes conceptuellement de la transmission d'une impulsion $p(t)$ au lieu d'une impulsion idéale $\delta(t)$. Une caractéristique importante de l'impulsion $p(t)$ est sa durée. Les mesures ne pourront permettre de distinguer deux trajets ayant un délai différentiel plus petit que la durée de cette impulsion. La durée implique également que les mesures ne pourront distinguer deux trajets ayant une différence de longueur Δd plus petite que $300 \times 10^6 \times [\text{durée de } p(t)]$. Le même phénomène se produit lors de la transmission d'un signal numérique constitué d'une suite d'impulsions. Nous redéfinissons donc la réponse à une impulsion $p(t)$ comme suit:

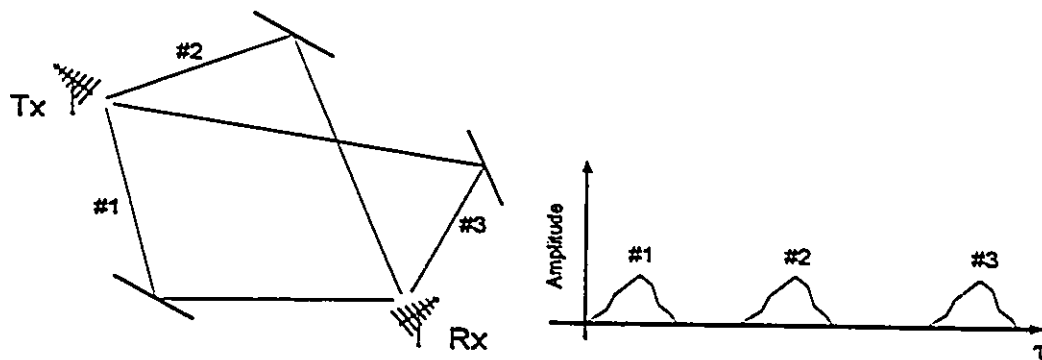
$$h(t; \tau) = \sum_{d=1}^{D(t)} a_d(t) p[\tau - \tau_d(t)]. \quad (1.2)$$

Lorsque le phénomène de propagation par multivoies est perçu comme étant le résultat de plusieurs réflexions causées par des objets différents, certaines conclusions s'imposent.

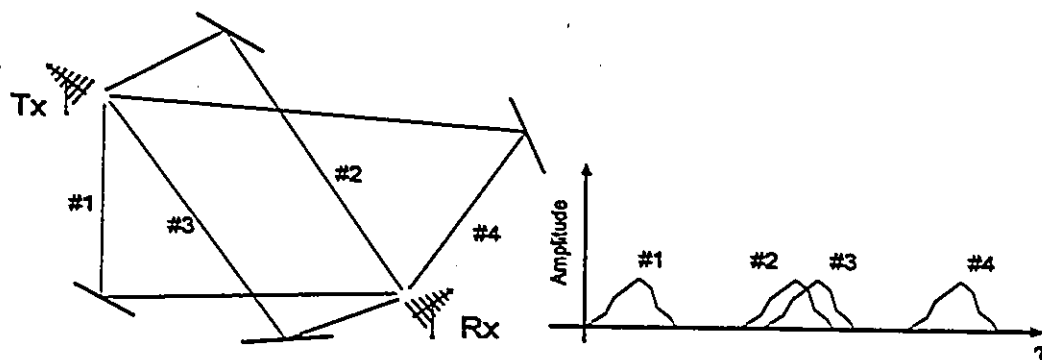
Pour des surfaces différentes causant des trajets dont la différence de longueur est plus grande que Δd , il est fort probable que les gains complexes $a_d(t)$ qui composent $h(t;\tau)$ n'exhiberont pas de corrélation. La figure 1.1a illustre le phénomène. Par contre, lorsque des trajets sont de longueurs telles que les impulsions se chevauchent partiellement, alors $h(t;\tau)$ à un délai donné, est un signal composé. La figure 1.1b montre un exemple de cette situation. Dans ce cas-ci, les gains complexes $a_d(t)$ montreraient probablement une corrélation. Un autre scénario possible est celui de la figure 1.1c où des trajets ayant des délais différents ont une surface de réflexion commune. Comme pour le cas précédent, une corrélation existerait probablement entre les gains complexes $a_d(t)$. Finalement, dans le cas de propagation par diffraction et réfraction, il est fort probable que la réponse impulsionnelle composée affiche de la corrélation entre les coefficients.

Il est important de noter que les conditions de propagation des trajets sont dans bien des cas des phénomènes ponctuels. Le mouvement du récepteur, ou un changement dans l'environnement, fait varier la structure du canal de sorte que les statistiques ne seront valides que pour une courte période de temps. Ceci est conforme avec les propriétés des statistiques à court terme énoncées dans la section précédente. Ces variations rapides sont superposées à la structure à long terme du canal qui varie lentement. La structure à long terme du canal peut être associée à un mode important de la réponse impulsionnelle. Les variations de cette structure engendrent des modes supplémentaires qui seront plus ou moins importants. La corrélation et le chevauchement de ces modes supplémentaires auront en plus pour effet de réduire le nombre effectif de trajets. Ceci nous amène à énoncer l'hypothèse suivante:

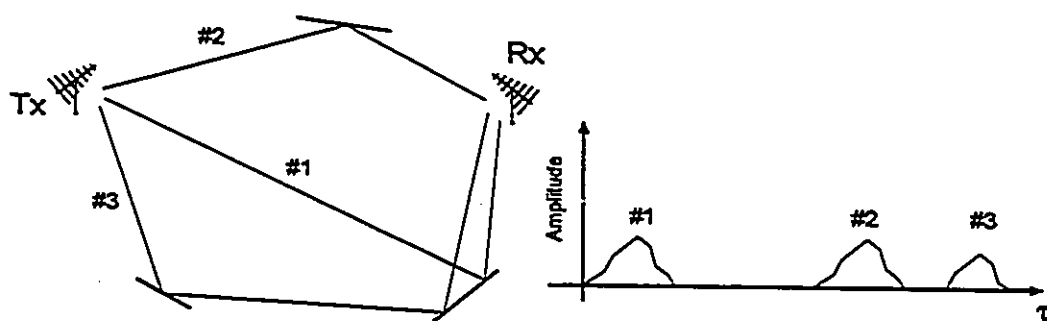
Hypothèse: La réponse impulsionnelle d'un canal sélectif en fréquence avec évanouissements peut être représentée par un petit nombre de modes de propagation indépendants.



a) Trajets de longueurs différentes.



b) Trajets de longueurs différentielles plus petites que la durée de l'impulsion.



c) Trajets de longueurs différentes ayant une surface de réflexion commune.

Figure 1.1 Propagation par trajets multiples.

Cette hypothèse est conforme à l'idée générale exprimée dans l'énoncé des statistiques à court terme. Par exemple, on sous-entend très souvent que les gains complexes $a_{\alpha}(t)$ sont stationnaires sur une courte période. Il apparaît raisonnable de croire que plus la réponse impulsionnelle possède de trajets, plus l'hypothèse a des chances de se vérifier puisque les variations à court terme sont souvent causées par les mêmes réflecteurs rapprochés. Les canaux donnant lieu à de très nombreux trajets présentent donc un intérêt particulier dans la présente recherche. Afin de ne pas limiter au départ l'orientation de la recherche, plusieurs applications dont le canal donne lieu à de la dispersion dans le temps seront examinées.

1.3 Considérations à la détection

L'implication de la présence de trajets multiples est considérable à la détection. Les trajets multiples non-résolubles provoquent de l'évanouissement, résultant en un changement d'amplitude et de phase du signal dans le temps. Les trajets multiples résolubles causent de l'écho, ce qui se traduit par de l'interférence entre les symboles lorsque les délais sont plus grands que la durée des impulsions ou des symboles. Évidemment, il existe des situations intermédiaires qui causent de l'évanouissement et de l'écho en diverses proportions. Quantitativement, toutes ces distorsions dépendent de la largeur de bande du signal transmis. Le choix de la largeur de bande du signal transmis dépend des ressources, c'est-à-dire de la puissance et du spectre disponible. Dans bien des cas, un canal sélectif en fréquence représente un avantage par rapport à un canal avec seulement de l'évanouissement. Comme l'équation (1.2) le montre, la transmission d'une seule impulsion résulte en plusieurs impulsions au récepteur. La diversité est donc implicitement présente à la réception. Cette diversité peut être exploitée à la réception pour consolider un choix parmi un ensemble fini d'hypothèses. Idéalement, les copies de l'information transmise sont altérées de façon indépendante. Dans certains cas, les copies reçues peuvent effectivement être indépendantes. La plupart des algorithmes de détection supposent l'indépendance et/ou l'absence de corrélation entre les

trajets reçus. S'il existe de la corrélation entre les trajets, le nombre de trajets effectif est inférieur et un détecteur averti de cette situation pourrait vraisemblablement en tirer avantage dans plusieurs cas. Bien sûr, cet effort supplémentaire n'est justifié que lorsque l'on soupçonne le canal de produire des répliques corrélées.

Peu de recherches semblent avoir porté sur ce phénomène de corrélation. Il semble y avoir 3 raisons. Premièrement, très peu d'informations sont disponibles sur le niveau de corrélation entre les trajets. Deuxièmement, l'étude de signaux corrélés est généralement beaucoup plus difficile que l'étude des signaux indépendants, et troisièmement les travaux de [Prc58], [Sch66], et [Lee82] sur les performances du PSK et FSK à bande étroite avec diversité multiple et une combinaison optimale de puissance, ont montrés qu'une corrélation relativement large n'affectait pas significativement le taux d'erreur à la réception. Par exemple, pour de la modulation FSK avec détection d'enveloppe avec deux branches de diversité ayant le même rapport signal à bruit, un coefficient de corrélation de 0,7 entre les deux branches ne réduit l'apport d'énergie que de 3,5 dB³ sur gain total de 12 dB pour un taux d'erreur de 10^{-3} . La raison qui explique cette faible dégradation des performances repose sur le fait que la lenteur de l'évanouissement rend la présence d'un évanouissement profond (cause principale d'erreurs) un événement relativement rare. Même avec un haut coefficient de corrélation entre les branches, la présence d'un tel événement n'implique pas nécessairement la présence d'un autre événement rare pour les autres trajets. On peut donc espérer que la majeure partie de l'efficacité de la diversité sera préservée même en présence de coefficients de corrélations relativement élevées entre les trajets. En fait, il a été montré que la perte d'effectivité de la diversité est proportionnelle au module au carré du coefficient de corrélation pour une diversité double [Lee82]. Lorsque la diversité est multiple, il est à prévoir que l'effet de la corrélation sera encore plus négligeable lorsque les branches ont un même rapport signal à

³Le rapport de la dégradation des performances sur le gain en diversité double parfaite tend à augmenter, pour une augmentation du taux d'erreur à un coefficient de corrélation donné.

bruit. Avec une dégradation de cet ordre de grandeur, l'effort pour décorrélérer les branches et utiliser un petit nombre d'entre elles ne semble pas justifié. Dans le cas où l'énergie n'est pas également répartie, un traitement visant à extraire les modes indépendants devrait avoir un effet encore plus négligeable.

La dégradation des performances due à la corrélation est cependant importante dans des conditions où les ressources sont limitées comme en radio mobile et pour les communications personnelles. Une perte de 3,5 dB due à l'unique présence de corrélation peut s'avérer inacceptable. Toute information au sujet du niveau de corrélation doit être prise en considération lors de la conception. Pour les systèmes faisant appel à la micro-diversité, un grand nombre de trajets peuvent être nécessaires afin de rencontrer les performances désirées. Lorsque le récepteur possède un ordre de diversité élevé, la complexité devient un enjeu majeur et les techniques de détection non-cohérente prennent une importance certaine. L'application la plus commune où la micro-diversité est utilisée avantageusement, est la technique d'étalement spectral [Tur80]. Les gains complexes du canal ont bien souvent une puissance moyenne inégale, et leur nombre significatif est variable dans le temps t . En plus de la corrélation et de l'évanouissement, des dégradations supplémentaires proviendront possiblement de trois autres sources. Premièrement, l'interférence entre les trajets correspondants à un même symbole, deuxièmement l'interférence intersymbole et troisièmement, la corrélation entre les échantillons du bruit additif après le filtre de réception. En général, les performances dépendront du nombre effectif de modes de propagation et de la sévérité des perturbations de chacun de ces modes.

Dans des conditions aussi variables, les statistiques à court terme au récepteur prennent une importance décisive. Pour les systèmes linéaires, l'analyse propre est une technique optimale, au sens de la méthode des moindres carrés moyens, de représentation des signaux [Sch91]. En appliquant cette technique à la réception d'un signal à étalement spectral avec micro-diversité, il est possible d'extraire l'information des modes prédominants pour former une variable décisionnelle. Comme indiquée à l'hypothèse de la section précédente, si

cette information est représentable par quelques modes indépendants, il est à prévoir que l'utilisation de ceux-ci, au lieu d'une multitude de trajets plus ou moins corrélés, apporte un dividende en terme de performances. Ceci reste bien sûr à vérifier. La façon dont l'analyse propre est effectuée sera très importante. La capacité de l'analyse à poursuivre l'espace signal sera déterminant. De plus, en conservant toute la puissance de l'espace signal et en rejetant une partie de la puissance de l'espace bruit, un gain potentiel peut être introduit puisque la quantité de bruit serait alors réduite. Les avantages du traitement de signaux à rang réduit [Sch91] peuvent potentiellement être bénéfiques pour un récepteur faisant appel à l'analyse propre pour extraire les modes indépendants dans un contexte de micro-diversité. La modélisation des canaux par l'analyse propre n'ayant pas fait l'objet de travaux très élaborés dans le passé, les méthodes de détection pour les communications numériques faisant appel à cette technique ne sont pas tellement répandues non plus. En fait, l'approche présentée dans ce travail n'a été proposée jusqu'à ce jour. Les applications les plus communes utilisant l'analyse propre sont la détection du nombre de sources captées par un réseau passif d'antennes et la localisation de celles-ci [Kum83] [Wax89] [Zis88]. Enfin, l'application efficace de la décomposition propre pour l'étude des séries temporelles a été suggérée [XuG94] pour des problèmes de modélisation bien connus.

1.4 Objectifs et organisation

Le premier objectif principal de cette thèse de doctorat est de démontrer la validité de l'hypothèse énoncée à la section 1.2 pour certains types de canaux sélectifs en fréquence. En particulier, les canaux radio mobile en régions urbaines, en régions rurales, en régions montagneuses, les canaux microcellulaires et les canaux pour les communications à l'intérieur des édifices seront étudiés. Pour ce faire, une analyse statistique de mesures de réponses impulsionnelles expérimentales déterminera certaines propriétés statistiques des canaux. Entre autre, la corrélation entre les trajets et la décomposition en valeurs et vecteurs propres seront

utilisées pour étudier la représentation des diverses impulsions composant la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$. Cette étape est primordiale à la poursuite des travaux et la conclusion de cette analyse statistique servira de point d'assise pour le deuxième objectif. La caractérisation obtenue sera indépendante du deuxième objectif, de sorte que les résultats pourront être utilisés à d'autres fins.

Le deuxième objectif principal est de présenter l'aspect théorique du calcul de la probabilité d'erreur moyenne sur un bit pour la détection cohérente et différentielle conventionnelle, et pour la détection cohérente et différentielle basée sur l'espace propre. Ceci permettra d'établir les références et de quantifier les améliorations ou détérioration de la probabilité d'erreur de la détection faisant appel à l'espace propre. Le modèle de canal utilisé pour cet objectif satisfait les conclusions présentées lors de l'analyse statistique

Le dernier objectif majeur est de proposer, réaliser et quantifier les performances d'un nouveau détecteur basé sur l'analyse propre. La probabilité d'erreur moyenne sur un bit sera la mesure de qualité pour ce nouvel algorithme de détection. La priorité de l'élaboration de l'algorithme de ce nouveau détecteur basé sur l'analyse propre est davantage mise sur le principe que sur la réalisation. Bien sûr, les simplifications applicables au cas particulier qui nous occupe seront mises de l'avant pour diminuer la complexité.

L'organisation de cette thèse est classique et suit les objectifs énoncés. Le chapitre deux présente une revue des caractéristiques des modèles de canaux, l'analyse statistique, les résultats de cette analyse et un modèle de canal. Le chapitre trois étudie les performances théoriques des détecteurs, en termes de probabilité d'erreur moyenne sur un bit, et présente un algorithme basé sur l'analyse propre. Le chapitre quatre présente des résultats de simulation et commente sur une réalisation efficace de la décomposition propre. Finalement, le chapitre cinq conclut, discute de l'implication des résultats, résume les contributions de cette thèse de doctorat et expose les travaux à poursuivre suite à cette recherche.

2

Modélisation par analyse propre

2.1 Introduction

Le premier objectif des présents travaux de recherche consiste à vérifier l'hypothèse énoncée au chapitre 1, à savoir que "la réponse impulsionnelle d'un canal sélectif en fréquence avec évanouissements peut être représentée par un petit nombre de modes de propagation indépendants". Pour ce faire, plusieurs paramètres reliés aux mesures de réponses impulsionnelles seront définis et calculés. Cependant, avant d'entreprendre une analyse exhaustive des mesures de réponses impulsionnelles, il apparaît souhaitable de réviser les travaux de modélisation effectués dans le passé. Le but de cet exercice est triple: premièrement, bien connaître les modèles les plus souvent utilisés pour une application donnée; deuxièmement, vérifier si certains des paramètres d'intérêts pour cette recherche ont été étudiés; et troisièmement, établir la notation et les définitions qui serviront par la suite. Suite à cette revue littéraire, les mesures de réponses impulsionnelles utilisées pour cette thèse seront présentées. Elles sont divisées en deux groupes principaux, c'est-à-dire les canaux radio mobile et les canaux à l'intérieur des édifices.

Les deux sections principales de ce chapitre traitent de l'analyse statistique des mesures de réponses impulsionnelles, et des résultats. Plusieurs nouveaux paramètres servant à

caractériser et à modéliser les canaux y seront discutés. Suite à la présentation des résultats de l'analyse statistique, un nouveau modèle de canal particulièrement approprié pour étudier le problème de détection des symboles transmis sera décrit. Ce modèle tiendra compte, si désiré, de la corrélation et du chevauchement des trajets. Finalement, une conclusion résumera les points importants à retenir pour les chapitres à venir.

2.2 Caractérisation des canaux sélectifs en fréquence avec évanouissements

Il existe plusieurs façons de caractériser les canaux sélectifs en fréquence avec évanouissements. Comme première étape, l'obtention de la fonction de répartition des composantes de la réponse impulsionnelle, c'est-à-dire les gains complexes $\alpha_d(t)$, les délais $\tau_d(t)$ et le nombre de trajets $D(t)$, permettra d'avoir un portrait statistique individuel des composantes de $h(t;\tau)$. Par la suite, des fonctions de la réponse impulsionnelle répandues dans la littérature scientifique seront définies. Ces fonctions serviront de référence lors de la comparaison des résultats à venir avec des résultats déjà disponibles dans la littérature. Également, certaines de ces fonctions permettent de mieux comprendre le mécanisme de propagation, de quantifier la dynamique de la réponse impulsionnelle, et de déterminer l'interdépendance entre les paramètres de la réponse impulsionnelle. Afin d'améliorer la compréhension des fonctions définies, plusieurs exemples accompagneront le texte tout au long de ce chapitre.

2.2.1 Caractérisation des paramètres de la réponse impulsionnelle

Une caractéristique importante de la réponse impulsionnelle $h(t;\tau)$ est la fonction de répartition (de probabilité) de ses composantes. Les gains complexes $\alpha_d(t)$ seront tout d'abord examinés. Le modèle Gaussien présenté au chapitre 1 implique que chaque module des gains complexes $\alpha_d(t)$ suit une fonction de répartition de Rayleigh, si la moyenne des processus

normaux est zéro et la variance égale à $2\sigma_d^2$. Lorsqu'un trajet en ligne de vue existe, le module des $a_d(t)$ sera distribué selon une fonction de répartition de Rice [Prk83]. Dans ce dernier cas, le gain complexe $a_d(t)$ aura sa moyenne égale à s_d , et une variance toujours égale à $2\sigma_d^2$. On peut exprimer la fonction de répartition de la variable aléatoire $|a_d(t)|$ répartie selon Rayleigh sous la forme indiquée ci-dessous,

$$P_{|a_d(t)|}(a) = \begin{cases} 1 - e^{-\frac{a^2}{2\sigma_d^2}}, & a \geq 0; \\ 0, & a < 0; \end{cases} \quad (2.1)$$

alors qu'une fonction de répartition d'une variable répartie selon Rice est donnée par l'expression suivante

$$P_{|a_d(t)|}(a) = \begin{cases} 1 - Q\left(\frac{|s_d|}{\sigma_d}, \frac{a}{\sigma_d}\right), & a \geq 0; \\ 0, & a < 0; \end{cases} \quad (2.2)$$

où $P_{|a_d(t)|} \equiv$ probabilité que $|a_d(t)| \leq a$, est la fonction de répartition de $|a_d(t)|$, $Q(x,y)$ est la fonction Q de Marcum [Prk83]. Souvent pour la fonction de répartition de Rice, un facteur K_{rd} défini comme étant le rapport de la puissance moyenne de la partie aléatoire $2\sigma_d^2$ sur la puissance de la partie déterministe $|s_d|^2$, sert à quantifier la sévérité de l'évanouissement. Donc, $K_{rd} = 2\sigma_d^2/|s_d|^2$. Certains chercheurs [Has93][Cha79] soutiennent que les arguments menant au modèle Gaussien sont trop idéalistes et que par conséquent, les fonctions de répartition de Rayleigh et Rice ne sont probablement pas les plus fidèles. Par exemple, dans la dérivation de la fonction de répartition de Rayleigh, on suppose que le signal résultant est la somme d'exponentielles complexes ayant des phases aléatoires et des modules égaux. Pour une durée limitée d'échantillonnage, cette supposition ne tient probablement pas pour une série de mesures. Le cas plus général où les modules sont de valeurs différentes a été analysé par Nakagami [Nkg60]. Une bonne approximation de la fonction de densité de probabilité du

module pour ce cas plus général est la fonction de densité de probabilité de Nakagami, s'exprimant comme suit¹:

$$p_{|a_d(t)|}(a) = \frac{dP_{|a_d(t)|}(a)}{da} = \begin{cases} \frac{2 m_d^{m_d} a^{2m_d-1}}{\Gamma(m_d) \Omega_d^{m_d}} e^{-\frac{m_d a^2}{\Omega_d}}, & a \geq 0 \text{ et } m_d \geq \frac{1}{2}; \\ 0, & a < 0; \end{cases} \quad (2.3)$$

où $\Gamma(m_d)$ est la fonction Gamma, $\Omega_d = E\{|a_d(t)|^2\}$ le paramètre d'échelle et $m_d = \Omega_d^2 / \text{Var}\{|a_d(t)|^2\}$ le paramètre de forme. Les fonctions $E\{x\}$ et $\text{Var}\{x\}$ sont l'espérance et la variance de x respectivement. Le cas où $m_d = 1$ correspond à une fonction de densité de probabilité de Rayleigh et le cas $m_d = 1/2$ à une fonction de densité de probabilité normale unilatérale. Il est à noter que cette densité de probabilité n'a pas de correspondance directe avec la densité de probabilité de Rice mais qu'une très bonne approximation sur la plage des valeurs de a peut être obtenue en choisissant² [Nkg60]

$$\Omega_d = 2\sigma_d^2 + |s_d|^2, \quad (2.4)$$

$$m_d = \frac{\Omega_d^2}{\Omega_d^2 - |s_d|^4}. \quad (2.5)$$

Une autre fonction de densité de probabilité intéressante, et généralement utilisée pour décrire les variations à long terme du module des gains complexes, est la fonction de répartition log-normale donnée par

$$P_{|a_d(t)|}(a) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[1 + \text{erf} \left(\frac{\ln a - \mu_d}{\sqrt{2\Psi_d^2}} \right) \right], & a \geq 0; \\ 0, & a < 0, \end{cases} \quad (2.6)$$

¹À la connaissance de l'auteur, il n'existe pas d'expression analytique générale de la fonction de répartition d'une variable aléatoire répartie selon Nakagami sans faire appel à une forme intégrale.

²L'intervalle $1 \leq m_d \leq \infty$ correspond à l'intervalle $0 \leq 1/K_{\text{Rice}} \leq \infty$ pour le facteur de la fonction de répartition de Rice.

avec $\mu_d = E\{\ln|a_d(t)|\}$ le paramètre de moyenne et $\Psi_d^2 = \text{Var}\{\ln|a_d(t)|\}$ le paramètre de variance. Avec cette répartition, $\ln|a_d(t)|$ a une fonction de densité de probabilité normale. D'un point de vue théorique, cette fonction de densité de probabilité s'explique par le fait que le produit des amplitudes donne lieu à une fonction de densité de probabilité log-normale de la même façon que la somme donne lieu à une fonction de densité de probabilité normale³. Bien que la fonction de répartition log-normale soit habituellement utilisée pour la modélisation du module des gains complexes à long terme, elle servira dans ces travaux à modéliser les variations à court terme au même titre que les fonctions de répartition précédentes. L'utilisation de la fonction de répartition log-normale est justifiée par le fait que cette dernière approche⁴ une fonction de répartition de Rice lorsque $|s_d|^2 \gg 2\sigma_d^2$. Donc, la fonction de répartition de Rayleigh sera indicatrice des cas où $|s_d|^2 < 2\sigma_d^2$, et la fonction de répartition log-normale des cas où le facteur K_w est petit. De la même façon que le facteur K_w est défini, un facteur log-normal est défini avec $K_{ld} = 2\Psi_d^2/\mu_d^2$. D'autres fonctions de répartition ont également été étudiées, comme la fonction de densité de probabilité de Weibull et de Suzuki [Has93], pour caractériser l'amplitude des trajets, mais peu d'intérêt leur ont été portées; la fonction de densité de probabilité de Weibull n'ayant pas de base phénoménologique alors que celle de Suzuki n'est pas très pratique puisque seule une expression sous forme intégrale est disponible pour sa fonction de densité de probabilité.

La phase $\theta_d(t)$ du gain complexe $a_d(t)$ est, en théorie, reliée à la fonction de densité de probabilité du module du gain $|a_d(t)|$ puisqu'il s'agit d'un processus aléatoire conjoint. Par exemple, lorsque le module est distribué selon une loi de Rayleigh, la phase serait répartie uniformément dans l'intervalle $[0, 2\pi)$. Comme cette fonction de densité de probabilité

³Théorème limite central.

⁴Il est facile de vérifier en observant les fonctions de densité de probabilité, que lorsque le facteur K_r est petit, la densité de Rice est approximativement Gaussienne autour de sa moyenne, et que la densité log-normale est aussi approximativement Gaussienne pour $\Psi_d \ll \mu_d$. L'emphasis sera mise sur la correspondance sur toute la plage des fonctions de répartition empiriques et théoriques. L'examen de la correspondance au niveau des queues sera laissé de côté et pourra être accompli lors de travaux futurs.

possède une fonction répartition de Rice, la fonction de répartition de la phase est donnée par une fonction parabolique [Mil74]. Pour les fonctions de répartition de Nakagami et log-normale, la phase est souvent supposée posséder une fonction de répartition uniformément dans l'intervalle $[0, 2\pi)$ [Tur72] [Suz77]. Il ne semble pas exister d'études où la phase fut l'objet de tests statistiques pour ces fonctions de répartition des modules des gains complexes. À la détection, la phase absolue est souvent ignorée pour les canaux avec évanouissements, et ceci explique probablement pourquoi peu d'études ont été menées sur sa modélisation. Il est souvent plus important de connaître la différence de phase entre deux instants consécutifs. Des modèles d'incrément de la phase ont donc vu le jour, comme le modèle d'incrément de phase déterministe et le modèle d'incrément de phase aléatoire de [Has93], mais leur justification ne repose que sur très peu de données expérimentales [Nik94].

La modélisation des autres paramètres de la réponse impulsionnelle, $\tau_c(t)$ et $D(t)$, sont aussi nécessaires pour obtenir un modèle complet de $h(t; \tau)$. Encore une fois, une fonction de répartition peut être obtenue. Il ne semble pas y avoir beaucoup de résultats empiriques disponibles sur la fonction de répartition des délais [Has93]. Seule la fonction de répartition de Poisson semble être d'intérêt théorique, alors qu'en pratique des modèles servant à décrire le mécanisme de génération des séquences de délais sont plus communs. En particulier le modèle Δ - K de Suzuki [Suz77] est une version non-stationnaire à deux états du modèle de Poisson [Has93] où le taux moyen d'arrivée change selon l'état du modèle. La variable Δ représente la durée du second état et K le facteur de proportionnalité du taux d'arrivée du deuxième état par rapport au taux du premier état. Maintenant en ce qui concerne la répartition du nombre de trajets $D(t)$, très peu d'information a été publiée dans la littérature. Pour la présente recherche, cette information pourrait s'avérer très importante puisque la réduction à un nombre significatif de trajets non-corrélés sera probablement plus importante lorsque le nombre de trajet sera grand.

2.2.2 Fonctions de la réponse impulsionnelle

Supposons que nous observions une réponse impulsionnelle $h(t;\tau)$. Tel qu'expliqué dans l'introduction, $h(t;\tau)$ est un processus stochastique. Maintes fonctions de $h(t;\tau)$ peuvent servir à mieux comprendre la dynamique de la propagation des signaux dans un canal dispersif, à quantifier la dispersion temporelle du canal, ou à déterminer un lien statistique entre plusieurs paramètres. Une de ces fonctions bien connue est la fonction d'autocorrélation de $h(t;\tau)$ définie comme étant

$$R_h(t, t'; \tau, \tau') \equiv E\{h(t; \tau)h^*(t'; \tau')\}, \quad (2.7)$$

où * signifie l'opération de conjugué complexe. Nous sommes intéressés à la caractérisation à court terme du signal. Dans ce cas, nous pouvons considérer $h(t;\tau)$ stationnaire par rapport à la variable de temps t [Prk83]. Donc

$$R_h(t, t + \Delta t; \tau, \tau') = R_h(\Delta t; \tau, \tau'). \quad (2.8)$$

Cette fonction d'autocorrélation est celle d'un canal stationnaire au sens large. Souvent, une simplification supplémentaire valable consiste à supposer que la réponse au délai τ n'est pas corrélée avec la réponse au délai τ' si $\tau \neq \tau'$. Le cas particulier

$$R_h(\Delta t; \tau, \tau') = \begin{cases} 0, & \tau \neq \tau'; \\ R_h(\Delta t; \tau), & \tau = \tau'; \end{cases} \quad (2.9)$$

se nomme fonction d'autocorrélation temps-délai. Cette fonction représente la puissance moyenne à la sortie du canal en fonction du délai et de la différence de temps d'observation. La valeur de τ pour laquelle la fonction $R_h(0; \tau)$ est différente de zéro est appelée le délai maximum $\tau_{\max}$ et la valeur réciproque $B_c = 1/\tau_{\max}$ la largeur de bande cohérente. Maintenant, sachant que la fonction $R_h(\Delta t; \tau)$ permet de visualiser la dynamique moyenne dans le temps et l'étalement temporel moyen du signal reçu, la fonction de dispersion permet de visualiser l'étalement en fréquence et l'étalement temporel moyen de la réponse impulsionnelle. Cette fonction est définie comme suit:

$$S_h(f; \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\Delta t; \tau) e^{-j2\pi f \Delta t} d\Delta t. \quad (2.10)$$

À un délai donné, la composition en fréquence représente le spectre de l'évanouissement qui dépend de la vitesse de variation de la longueur des trajets multiples. Chaque fréquence de ce spectre, appelée fréquence Doppler f_D , peut être identifiée à un angle d'arrivée. La relation entre la fréquence et l'angle d'arrivée du trajet est donnée par:

$$f_D = \frac{V}{c} f_p \cos \varphi, \quad (2.11)$$

où V est la vitesse de l'unité causant le changement de longueur des trajets, f_p la fréquence porteuse, c la vitesse de la lumière, et φ l'angle entre l'axe transmetteur-récepteur et la direction du véhicule. Il est important de noter ici qu'en moyenne le spectre peut prendre différentes formes, mais que sur une courte période de temps, quelques ondes seulement domineront la formation du signal à un délai τ . Si ces ondes proviennent d'angles différents mais de délais égaux, on peut supposer qu'elles seront indépendantes mais confondues si l'on ne considère que la réponse impulsionnelle $h(t; \tau)$. Si cette remarque s'avère fondée, alors il existerait un scénario de plus où il serait possible de décomposer cette réponse impulsionnelle. Cette supposition sera vérifiée à la section des résultats.

Pour vérifier l'hypothèse du chapitre 1, il est nécessaire d'obtenir la fonction d'autocorrélation des trajets. Cette fonction est simplement $R_h(\Delta t; \tau, \tau')$ évaluée à $\Delta t = 0$. La fonction d'autocorrélation des gains complexes de $h(t; \tau)$ aux délais τ et τ' , $R(\tau, \tau')$, est donc définie comme étant

$$R(\tau, \tau') \equiv R_h(0; \tau, \tau'). \quad (2.12)$$

Cette fonction sera surtout utilisée à la section de l'analyse statistique plus loin dans ce chapitre. Pour le moment notons que la fonction représente une généralisation du profil moyen de puissance des délais $\rho(\tau)$ [Prk83]. En effet, le profil moyen de puissance des délais est

$$\rho(\tau) = E[|h(t; \tau)|^2] = R(\tau, \tau). \quad (2.13)$$

$E\{x\}_y$, indique l'espérance statistique de x à un y donné. Le profil moyen de puissance des délais représente la moyenne de la puissance à un délai donné. Il est très souvent utilisé pour définir les canaux sélectifs en fréquence avec évanouissements. Afin de quantifier la dispersion temporelle et/ou la sévérité de cette dispersion de $h(t;\tau)$, plusieurs paramètres ont été définis, dont le délai moyen [Cox72]

$$\bar{\tau} \equiv \frac{\sum_{d=1}^{D(t)} \tau_d(t) \rho(\tau_d(t))}{\sum_{d=1}^{D(t)} \rho(\tau_d(t))} - \tau_p, \quad (2.14)$$

où τ_p est le délai minimum. Habituellement, τ_p est le délai de propagation lorsqu'il y a une composante en ligne de vue, ou le premier maximum lorsqu'il y a absence de trajet direct. Un autre paramètre, le délai efficace est défini comme [Cox72]

$$\tau_{\text{eff}} \equiv \left[\frac{\sum_{d=1}^{D(t)} (\tau_d(t) - \bar{\tau})^2 \rho(\tau_d(t))}{\sum_{d=1}^{D(t)} \rho(\tau_d(t))} \right]^{1/2}. \quad (2.15)$$

Ces deux paramètres, $\bar{\tau}$ et τ_{eff} , nous donnent une indication de l'étalement de la puissance dans la dimension τ . Le délai efficace τ_{eff} mesure l'étalement de $h(t;\tau)$ autour de sa moyenne $\bar{\tau}$. Finalement, le délai maximum τ_{max} d'un profil moyen de puissance est

$$\tau_{\text{max}} = \max_d \{\tau_d(t)\}, \quad d = 1, 2, \dots, D(t). \quad (2.16)$$

Ce paramètre servira, entre autres, à déterminer la longueur d'une fenêtre d'observation pour le récepteur. Il en sera question au prochain chapitre.

Un paramètre largement utilisé pour déterminer le niveau de corrélation entre deux quantités est le coefficient de corrélation. Dans notre cas, le coefficient de corrélation des gains complexes est défini avec

$$r_{di} = \frac{E\{[a_d(t) - s_d][a_i(t) - s_i]^*\}}{2\sqrt{\sigma_d^2 \sigma_i^2}}, \quad d, i = 1, 2, \dots, D(t); \quad (2.17)$$

avec s_d et $2\sigma_d^2$ la moyenne et la variance de $a_d(t)$. Ces coefficients de corrélation sont complexes et ont un module $0 \leq |r_{di}| \leq 1$. La phase s'étend sur l'intervalle de $[0, 2\pi)$ et comme la phase des gains complexes peut prendre n'importe quelle valeur, la phase des r_{di} sera répartie uniformément en moyenne⁵. Donc, seul le module aura un intérêt pour la caractérisation des canaux.

2.3 Canaux de radio mobile

Un système de télécommunication radio mobile implique typiquement une tour de transmission et plusieurs unités mobiles au sol, distribuées de façon homogène autour de cette tour. Les systèmes de téléphonie cellulaire en sont un bel exemple. Dans ce cas, une région donnée est couverte par plusieurs antennes qui font partie d'un réseau. Les régions desservies par la radio mobile cellulaire couvrent aussi bien des régions urbaines (centres-villes et banlieues) que des régions rurales et montagneuses. Les conditions de propagation peuvent varier grandement selon les types de régions. Pour cette raison, la caractérisation des canaux radio mobile sera subdivisée par types de régions.

La présente étude portera principalement sur la radio cellulaire conventionnelle en milieu urbain, rural, et montagneux. Aussi, ces dernières années, le concept de microcellule en région urbaine dans les centres-villes a permis une plus grande réutilisation des fréquences porteuses afin de déjouer le problème de saturation des ondes. Des études de propagation pour les signaux à large bande pour ce type de canaux commencent maintenant à paraître [Bul89], [Mor93].

⁵Cette affirmation sera justifiée plus loin dans ce chapitre.

2.3.1 Caractérisation des canaux de radio mobile

La caractérisation des canaux se résume à connaître statistiquement les paramètres $\alpha_d(t)$, $\tau_d(t)$ et $D(t)$ de la réponse impulsionnelle et à obtenir des estimations pour les fonctions de la réponse impulsionnelle. Les premières études majeures de propagation pour la radio mobile datent du début des années 70 avec les travaux de Turin [Tur72] et de Cox [Cox72], [Cox73], [Cox75], [Cox75a] avec des mesures de réponses impulsionnelles en régions urbaines à San Francisco, à New York et au New Jersey. Turin observa que les délais $\tau_d(t)$ étaient distribués selon une loi de Poisson. Il a également observé que le module des gains complexes $\alpha_d(t)$ suivait une loi log-normale et qu'il existait un coefficient de corrélation de l'ordre de 0,4 à 0,6 entre le premier et le deuxième trajet, ainsi qu'entre le deuxième et le troisième trajet. Cox étudia principalement les délais moyen et efficace, la largeur de bande cohérente B_c , et la fonction de répartition de l'amplitude des gains complexes $P_{|\alpha_d(t)|}(a)$ à un délai fixe. D'après ses mesures, il observa qu'en milieu urbain, le délai moyen $\bar{\tau}$ pouvait s'étendre jusqu'à 4 μs avec une moyenne de 1,1 μs et un écart type de 0,9 μs . Le délai efficace τ_{eff} s'étend jusqu'à 3,5 μs avec une moyenne de 1,3 μs et un écart type de 0,6 μs . Il observa aussi que pour 10 % des lieux, le délai moyen $\bar{\tau}$ était supérieur à 2 μs et le délai efficace τ_{eff} plus grand que 2,5 μs . Ses mesures lui permirent aussi de mesurer la largeur de bande cohérente à 0,9 et 0,5 de l'amplitude maximale, dénotée $B_{0,9}$ et $B_{0,5}$. Dans certains cas, $B_{0,9}$ atteint 20 kHz et $B_{0,5}$ 55 kHz. Dans 10 % des lieux, $B_{0,9} < 30$ kHz et $B_{0,5} < 130$ kHz. Également, la fonction de répartition de l'amplitude à un délai donné suit une fonction de répartition de Rayleigh d'après ses mesures, bien que certains trajets aient des variations beaucoup moins prononcées. Il observa que pour les chemins initiaux, c'est-à-dire entre 0 et 2 μs , l'énergie arrivait via plusieurs chemins à angles différents et qu'ils ne pouvaient être résolus dans bien des cas. Pour les trajets ayant un délai > 2 μs , l'angle d'arrivée des ondes est généralement de 0° ou 180° relativement à la direction du véhicule. Ceci lui fit dire que le spectre de Doppler est différent dépendant du délai. Finalement, il n'observa pas de corrélation

significative entre les trajets en visualisant les variations. Par la suite, Suzuki [Suz77] observa que la fonction de répartition de l'amplitude du premier chemin tendait vers une fonction de répartition de Nakagami⁶ alors que les chemins pour un délai plus grand tendent vers une fonction de répartition log-normale. En utilisant le modèle Δ -K, Suzuki démontra que le nombre de trajets dans un intervalle donné suivait davantage ce modèle à deux états qu'une fonction de répartition de Poisson.

En Grande Bretagne, Bajwa [Baj85] fit des mesures de réponses impulsionnelles en régions urbaines à 436 MHz sur une largeur de bande de 10 MHz. Il remarqua que les délais suivaient une loi de Poisson alors que l'amplitude des gains complexes pouvait très bien être modélisée par une fonction de répartition de Rayleigh. Il constata aussi que les amplitudes des gains complexes étaient corrélées avec les amplitudes des trajets adjacents dans le temps principalement lorsqu'ils sont à moins de 0,3 μ s de délai relatif. Une autre étude effectuée par Braun [Bra91] en Suisse à une fréquence porteuse de 200 et 900 MHz, et avec une résolution de 150 ns, conclue qu'en milieu urbain centre-ville, les délais des trajets étaient contenus dans une fenêtre de 1 à 2 μ s, et que pour des délais plus petits que 100 ns, la contribution à l'impulsion venait de tous les angles. L'enveloppe de chacun des trajets possédait une fonction de répartition de Nakagami avec une valeur de $m_d \approx 1$, donc près d'une fonction de répartition de Rayleigh. En banlieue, les délais des trajets s'étendaient sur un intervalle de 2 à 10 μ s. La majorité des échos, atteignant le récepteur à un délai donné, proviennent d'une direction unique dans la plupart des cas, c'est-à-dire que les échos sont dus à des réflecteurs bien définis. La plupart des trajets avaient une fonction de densité de probabilité avec une valeur de m_d allant de 1 à 15. Finalement, dans les régions montagneuses, l'intervalle des délais atteint typiquement de 10 à 30 μ s avec une réponse impulsionnelle composée de plusieurs trajets arrivant par groupe. Dans une étude de propagation menée en Suisse à 1050 MHz en région montagneuse avec une résolution de 200 ns, Weck et autres [Wec88] observèrent que 90 %

⁶Suzuki ne donna pas d'estimation de la valeur de m_d pour la fonction de densité de probabilité.

des délais moyens étaient inférieurs à 5 μ s et 90 % des délais efficaces étaient inférieurs à 10 μ s.

Les résultats de mesures rapportés dans [Bul89] montrent que pour les microcellules, la durée maximale de la réponse impulsionnelle est réduite par un facteur de 10 en moyenne et que le délai efficace est diminué par un facteur de quatre par rapport à une cellule conventionnelle. L'enveloppe des trajets suit généralement une fonction de répartition de Rice avec un facteur K_{ru} de -7 dB. Un trajet en ligne de vue domine habituellement la propagation pour ce type de canal. De leur côté, Moriyama et autres [Mor93] ont rapportés que pour un système microcellulaire en banlieue, le délai efficace était inférieur à 128 ns pour 90 % des lieux mesurés, et qu'au centre-ville 90 % des délais efficaces étaient inférieurs à 470 ns. Ils ont noté aussi que les angles d'arrivées étaient uniformément distribués en banlieue pour les microcellules. Leurs mesures contenaient une composante en ligne de vue comme dans [Bul89].

En résumé, le canal radio mobile typique pour la bande de fréquence autour de 1 GHz (tour de transmission et unités mobiles au sol) est stationnaire dans le temps et quasi-stationnaire dans l'espace pour les taux de transmission pratiques. En effet, la dispersion temporelle est généralement due à des réflecteurs lointains et la conséquence de mouvements près du véhicule est négligeable. Généralement il n'y a pas de trajet en ligne de vue ou de réflexion stable entre l'antenne émettrice et réceptrice. L'amplitude des trajets tend donc vers une fonction de répartition de Rayleigh dans bien des cas. Le déplacement rapide du mobile entraîne un décalage en fréquence de la fréquence porteuse de la plupart des trajets. Les délais des trajets sont typiquement de quelques microsecondes en milieu urbain, et peuvent atteindre quelques dizaines de microsecondes dans les régions montagneuses ou en présence de réflecteurs éloignés. Pour les canaux microcellulaires, la dispersion temporelle est généralement beaucoup plus faible et un trajet direct existe entre le transmetteur et le récepteur ce qui résulte en une fonction de répartition de Rice pour la plupart des amplitudes des gains complexes.

2.3.2 Description des données pour les canaux de radio mobile

Après la brève revue de littérature de la section précédente, les données disponibles pour la radio mobile seront maintenant décrites. Elles seront regroupées sous quatre types de canaux, soit: cellulaire conventionnelle, microcellulaire, régions rurales, et régions montagneuses. La technique de mesure utilisait la méthode de corrélation avec balayage. Plus de détails sur cette méthode peuvent être obtenus en se référant à l'appendice A.

2.3.2.1 Canaux cellulaires conventionnels

Pour obtenir ce type de mesures de réponses impulsionnelles, une séquence pseudo aléatoire de 127 éléments sous forme BPSK modulait une porteuse à 910 MHz à un taux de 10 méga éléments par seconde (Mé/s). L'antenne émettrice était fixée au bout d'une tige haute de 3 m, située sur le bord du toit de l'immeuble "Journal Tour Nord" à Ottawa, à une hauteur de 78 m du sol. L'antenne réceptrice installée sur le toit d'une camionnette immobile, positionnée sur plusieurs rues ayant une densité de circulation modérée, était déplacée sur un rail à une vitesse constante de 0,28 m/s (≈ 1 km/h) sur une distance de 4,575 m. Une estimation de la réponse impulsionnelle était effectuée tous les 3,57 cm ou 127,7 ms en utilisant une technique de corrélation avec la séquence aléatoire transmise. Un total de 128 réponses par trajet d'antenne était alors obtenu. Une mesure de réponse impulsionnelle s'effectue sur environ un dixième de longueur d'onde, soit 0,34 m, ce qui signifie que la structure du canal devrait être relativement constante durant une mesure. La fréquence Doppler maximale est de $\approx 0,85$ Hz et la résolution de l'équipement est de 100 ns. La différence minimale discernable de distance entre deux trajets est donnée par 3×10^8 m/s $\times$ 100 ns (résolution), soit 30 m. Pour la plupart de ces mesures, il n'y a pas de signal en ligne de vue entre le transmetteur et le récepteur.

Définissant le temps entre deux estimations de réponse impulsionnelle par T_{temps} et la période d'échantillonnage de la variable τ par $T_{\text{délai}}$, nous avons pour les présentes mesures, $T_{\text{temps}} = 0,1277$ s, et 8 échantillons complexes par élément, soit $T_{\text{délai}} = 12,5$ ns. Une série de

mesures résulte en des groupes de réponses impulsionnelles $h(t_n; \tau_k)$ de 128 par 1016 points complexes, où $t_n \equiv nT_{\text{temps}}$ et $\tau_k \equiv kT_{\text{délai}}$. Pour ce type de canaux, le délai maximum observé est d'environ 3 μ s. Les mesures disponibles étaient composées de 173 groupes ou fichiers subdivisés en quatre séries correspondant à des sections de rues. Voici une brève description pour chaque série:

- Série cc5xx: 47 groupes sans ligne de vue mesurés sur les rues Nepean et O'Connor,
- Série cc7xx: 51 groupes avec et sans ligne de vue mesurés sur O'Connor, Lyon et Metcalfe,
- Série cc8xx: 45 groupes sans ligne de vue mesurés sur les rues Lyon, Nepean et Albert,
- Série cc10xx: 30 groupes avec ligne de vue mesurés sur la rue Kent.

2.3.2.2 Canaux microcellulaires

Les mesures pour ce type de canal ont été obtenues avec le même équipement que pour les mesures des canaux cellulaires conventionnels. L'antenne réceptrice était située à 3,5 m du sol sur une camionnette immobile. L'antenne fut déplacée sur un rail à vitesse constante de 0,28 m/s, et ce, sur une distance de 4,575 m. Pour chaque trajet d'antenne, quatre hauteurs d'antenne émettrice, située sur le toit d'une camionnette stationnée sur une rue au milieu du quadrilatère, furent utilisées, à savoir: i) basse 3,7 m; ii) moyenne-basse 4,8 m; iii) moyenne-haute 6,5 m; et iv) haute: 8,2 m [Bul89]. Le format de $h(t_n; \tau_k)$ est le même que pour les mesures avec cellules conventionnelles. Dans tous les cas, une composante en ligne de vue existait entre le transmetteur et le récepteur. Pour ces mesures, 203 groupes de 128 réponses sont disponibles. Chaque hauteur d'antenne a donc environ 51 groupes. Les mesures ont été effectuées au centre-ville d'Ottawa sur la rue Albert entre Metcalfe et O'Connor, O'Connor et Bank, puis Bank et Kent. En général, il y a beaucoup moins, en nombre et en dispersion, de réflexions pour ce type de canaux comparativement aux cellules conventionnelles.

2.3.2.3 Canaux de radio mobile en régions rurales

L'environnement pour ces mesures de réponses impulsionnelles est typique pour l'est du Canada. Effectuées dans la région de Trois-Rivières, la topographie de la région peut être

qualifiée de vallonnée en régions rurales. Le transmetteur était situé à Mont-Carmel et utilisait l'antenne émettrice de Radio-Canada d'une hauteur de 200 m. La fréquence porteuse oscillait à 1,468 75 GHz modulée par une séquence pseudo aléatoire de 511 éléments à un taux de 5 Mé/s. La résolution était donc de 200 ns, ou 60 m. L'antenne réceptrice de type monopôle était située à 1,75 m du sol et à 1 m de l'avant d'une mini-fourgonnette déplacée à vitesse constante. Le récepteur enregistrait une mesure de réponse impulsionnelle à tous les 5 cm sur une distance de 102,4 m pour un total de 2048 réponses complexes par série. Un total de 15 séries sont disponibles pour cette étude. La vitesse de déplacement ne fut cependant pas notée. La technique de mesure utilisée ici est légèrement différente des mesures précédentes. Le signal reçu était emmagasiné en mémoire et la corrélation fut effectuée subséquemment par logiciel.

2.3.2.4 Canaux de radio mobile en régions montagneuses

Ces mesures ont été effectuées à Banff avec un transmetteur situé sur le toit de la centrale téléphonique de Banff, un édifice de deux étages. Le signal BPSK transmis avait un taux de 10 Mé/s, et modulait une porteuse à 910 MHz. L'antenne réceptrice située à divers endroits dans la région, était déplacée sur un rail d'une longueur de 50 pouces. Pour chaque réponse, l'antenne était déplacée de 2 pouces, immobilisée, prise de mesure suivie d'un nouveau déplacement. La vitesse lors des mesures était donc zéro et pour chaque section de rail, un groupe de 26 réponses impulsionnelles étaient enregistré. Quatre séries de mesures correspondant à quatre endroits différents sont disponibles pour l'analyse. Les séries et les endroits sont:

série *cobpt*: 5 groupes avec récepteur au Buffalo paddock, coté ouest près de l'autoroute,
série *covert*: 11 groupes avec récepteur à la halte routière du lac Vermillion sur l'autoroute 1,
série *covldt*: 5 groupes avec récepteur sur la promenade du lac Vermillion à la sortie ouest,
série *copkt*: 5 groupes avec récepteur au coin de la rue Mountain et de la rue Park.

La séquence aléatoire transmise avait une longueur de 1023 éléments, permettant ainsi à des échos ayant un délai maximum d'environ 100 μ s d'être mesurés. L'échantillonnage équivalent au récepteur était de 40 MHz, soit 4 échantillons par élément. La résolution de 100 ns permet de distinguer des trajets ayant une longueur différentielle de 30 m. La même technique de mesure que pour les canaux cellulaires fut utilisée pour obtenir des données.

2.4 Canaux de radiocommunication à l'intérieur des édifices

Les communications sans fils à l'intérieur des édifices constituent une suite logique à l'extension de la téléphonie cellulaire. Le format compact des équipements de radiocommunications, disponibles aujourd'hui et dans le futur rapproché, permettrait aux communications personnelles de s'étendent bientôt à la plupart des endroits couverts par une cellule. La propagation à travers et à l'intérieur des édifices deviendra dorénavant un aspect important de la conception de nouveaux systèmes radio pour les radiocommunications personnelles. En même temps, l'intérêt pour les constructeurs d'édifices de minimiser l'installation de fils à des fins de communication, a poussé la recherche sur la propagation à l'intérieur des édifices.

L'étude intensive de la propagation des ondes électromagnétiques à l'intérieur des édifices n'a débuté que dans les années 80 avec l'apparition des communications dites personnelles. Les études de propagation sont généralement divisées en plusieurs catégories. Les mesures à bande étroite et à large bande représentent deux catégories principales comme en radio mobile. Évidemment, pour cette étude, les mesures à large bande sont prépondérantes. Le type d'édifice considéré est également déterminant. Les résultats de mesures peuvent varier grandement d'un type d'édifice à un autre. Pour cette raison, on classifie souvent les édifices comme suit [Mkd91]:

Tableau 2.1 Classification des édifices.

Catégories	Description
A	Maisons résidentielles en banlieue
B	Maisons résidentielles au centre-ville
C	Édifices à bureau en banlieue
D	Édifices à bureau au centre-ville
E	Manufactures avec équipements lourds
F	Autres manufactures, complexes sportifs, sites d'expositions
G	Milieu à ciel ouvert: gare, aéroport, etc
H	Souterrain: métro, rues souterraines, etc

Maintenant, pour chacun de ces types d'édifices, le contenu des locaux, la disposition des accessoires, le type des matériaux de construction et la superficie des fenêtres sont des facteurs importants. Pour ces mêmes édifices, on peut par la suite envisager deux autres catégories: transmission entre une unité à l'intérieur et une autre à l'extérieur, ainsi que la transmission entre deux unités à l'intérieur de l'édifice. La fréquence porteuse est aussi importante. La plupart des mesures effectuées utilisaient une porteuse aux alentours de 1 GHz [Has93]. Récemment, des mesures dans la bande EHF effectuées entre les fréquences 20 et 60 GHz [Drs91] ont marqué le début d'une nouvelle série d'études de propagation. Lorsque le transmetteur et le récepteur sont situés à l'intérieur, un autre facteur important consiste en la séparation spatiale entre le transmetteur et le récepteur, la hauteur du transmetteur et même la polarisation des antennes. Tous ces facteurs sont une conséquence directe du fait que la réponse impulsionnelle dépend grandement de la position x, y, z et du temps t . La multitude de scénarios rend une caractérisation des canaux à l'intérieur des édifices très longue et ardue. Je ne soulignerai que les points importants communs; cette revue n'est nullement exhaustive.

2.4.1 Caractérisation des canaux de radio à l'intérieur des édifices

Les caractéristiques des gains complexes $a_k(t)$, des délais $\tau_k(t)$ et du nombre de trajets $D(t)$ pour les canaux à l'intérieur des édifices s'apparentent à ceux des canaux pour la radio mobile. L'amplitude des trajets suit généralement une loi de Rayleigh ou de Rice bien qu'une

conformité avec des fonctions de répartition log-normale et de Weibull fut observée [Has93]. Plus particulièrement, Bultitude et autres [Bul89a] avec des mesures dans la bande de fréquence à 910 MHz et à 1,75 GHz dans des édifices à bureau (type C), ont montré que l'amplitude des gains complexes pouvait être caractérisée par une fonction de répartition de Rice dans presque tous les cas. À 910 MHz, le facteur K_{eff} variait entre -1 et -16 dB, alors qu'à 1,75 GHz, K_{eff} se situait entre -6 et -8 dB pour les mesures où la répartition de Rayleigh n'était pas valide. Également, les calculs du délai efficace leur permirent de conclure que τ_{eff} était globalement le même pour les deux bandes de fréquences. Les valeurs variaient entre 25 et 30 ns. De son côté, Rappaport et autre [Rap91] avec des mesures à 1,3 GHz et une résolution de 7,8 ns dans des édifices à grande surface de type E, observa des délais efficaces plusieurs fois plus élevés que pour des édifices à bureaux (édifices type A à D). Des valeurs médianes de l'ordre de 100 ns pour des liens avec et sans ligne de vue furent observées, bien que le délai efficace ait tendance à être plus élevé pour les canaux sans ligne de vue. Un résultat important tiré de cet article est que la fonction de répartition de $D(t)$ semble être apparentée à une fonction de répartition binomiale ayant une enveloppe similaire à une fonction Gaussienne. Les variations à long terme et à court terme des modules des gains complexes sont réparties selon une loi log-normale d'après Rappaport [Rap91]. Finalement, une étude des coefficients de corrélation montre que les trajets ne sont plus corrélés après 25 ns de délai différentiel pour les canaux sans composante en ligne de vue, et que la décroissance des niveaux de corrélation est exponentielle. Pour les canaux avec ligne de vue, l'intervalle est de 100 ns avant d'observer une décorrélation complète. Dans [Has93a], après une analyse exhaustive des données pour un édifice à bureau, une corrélation faible de l'ordre de 0,2 à 0,3 fut observée entre les trajets adjacents d'un même profil de réponse. En général, la répartition des temps d'arrivée $\tau_d(t)$ semble dans bien des cas suivre le modèle Δ -K. D'autres modèles ont aussi été développés avec plus ou moins de succès [Has93]. Le nombre de trajets

$D(t)$ n'a pas tellement attiré l'attention des chercheurs. Dans [Yeg91]⁷, la fonction de répartition de $D(t)$ est liée à une loi de Beta.

Le modèle statistique le plus complet développé pour étudier les canaux à l'intérieur des édifices est probablement celui de Saleh et Valenzuela [Sal87]. Dans ce modèle, les échos atteignent le récepteur en groupes d'impulsions. L'amplitude des trajets est indépendante et distribuée selon une loi de Rayleigh avec une variance qui diminue de façon exponentielle avec le délai des groupes de trajets et avec le délai relatif des trajets à l'intérieur d'un groupe. Les phases correspondantes sont indépendantes et distribuées uniformément sur l'intervalle $[0, 2\pi)$. Les groupes de trajets et les trajets eux-mêmes ont des temps d'arrivée décrits par des processus de Poisson ayant des taux moyens d'arrivée différents mais fixes. Ce modèle fut dérivé à partir de mesures de propagation effectuées dans un édifice à deux étages avec une porteuse à 1,5 GHz et une impulsion d'une durée de 10 ns.

Pour résumer, le canal de propagation à l'intérieur des édifices est considéré non-stationnaire dans le temps et dans l'espace. Le canal est aussi caractérisé par une plus grande perte de propagation et une variation plus rapide de la puissance moyenne du signal, comparativement au canal radio mobile. L'effet Doppler affecte très peu les trajets pour les canaux internes. Le délai moyen $\bar{\tau}$ est généralement inférieur à 1 μ s, et le délai efficace τ_{eff} est de l'ordre de quelques dizaines de ns (quelques centaines pour les édifices de la catégorie E à H). Donc, pour le même niveau d'interférence intersymbole, le taux de transmission peut-être beaucoup plus élevé que pour la radio mobile. Finalement, la puissance doit être beaucoup moins élevée que pour la radio mobile puisque l'équipement est souvent très près de l'utilisateur, ce qui peut poser des problèmes de radiations.

⁷Les méthodes statistiques utilisées dans cet article ne sont pas très claires de l'avis de l'auteur.

2.4.2 Description des données pour les canaux radio à l'intérieur des édifices

Afin de vérifier les hypothèses pour les canaux à l'intérieur des édifices, des mesures de réponses impulsionnelles pour diverses conditions de propagation sont aussi disponibles. Une série de mesures a été effectuée avec une porteuse à 950 MHz et une autre à 40 GHz.

2.4.2.1 Mesures dans la bande de 950 MHz

Pour la première série à 950 MHz, les mesures ont été effectuées au rez-de-chaussée de l'édifice 2D au CRC. Elles sont typiques des réponses impulsionnelles que l'on retrouve dans un environnement d'espaces à bureau. L'édifice de six ans, dont la surface libre du plancher est découpée par des paravents mobiles d'une hauteur d'environ 1,8 m, et recouverts de tissus, contient des espaces de bureau remplis par de l'ameublement typique que l'on retrouve dans un tel environnement. Le transmetteur et le récepteur sont situés à environ 1 m du sol, et sont fixes. La figure 2.1 montre la position du transmetteur et du récepteur pour les trois fichiers disponibles. La position $Tx_{1,2}$ - Rx_1 correspond au fichier *95dia02.imp*, la position $Tx_{1,2}$ - $Rx_{2,3}$ correspond au fichier *95dia05.imp*, et la position Tx_3 - $Rx_{2,3}$ correspond au fichier *95dia07.imp*.

La longueur de la séquence pseudo-aléatoire est de 63 éléments et est transmise à un taux de 40 Mé/s (résolution = 25 ns, ou 7,5 m). Les trois fichiers disponibles contiennent chacun des mesures d'une durée de deux minutes dans un environnement où des gens circulent dans les corridors et espaces de bureaux. Une réponse impulsionnelle est mesurée à tous les $T_{\text{temp}} = 0,01575$ s. Chacune de ces réponses est échantillonnée à une période de $T_{\text{échant}} = 6,25$ ns (160 MHz), c'est-à-dire 4 échantillons par élément. Chaque fichier contient 7623 réponses complexes de 252 échantillons chacune. Pour les trois fichiers, il n'y avait pas de composantes en ligne de vue entre le transmetteur et le récepteur. La technique de mesure est similaire à celle utilisée pour les canaux cellulaires.

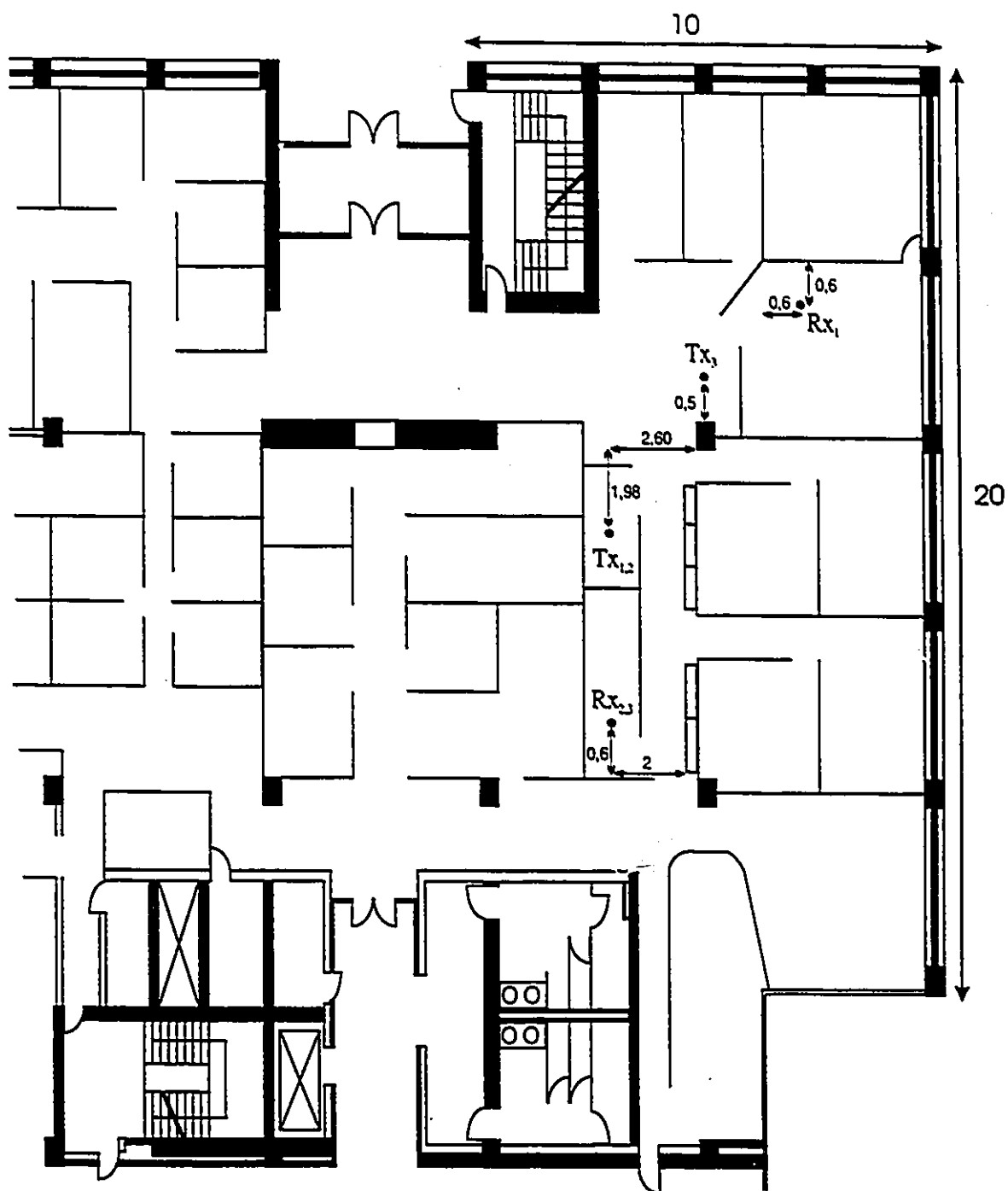


Figure 2.1 Schéma du local 2D au CRC et position du transmetteur et du récepteur pour les mesures à 950 MHz.

2.4.2.2 Mesures dans la bande de 40 GHz

Les mesures avec une porteuse à 40 GHz furent effectuées au troisième étage de l'édifice 2A et au premier étage de l'édifice 2B au CRC. Les deux édifices furent construits il y a environ 30 ans. Pour les mesures dans l'édifice 2A, les réponses impulsionnelles des fichiers *40h2a301.imp* (position $Tx_1-Rx_{1,2}$) et *40h2a303.imp* (position $Tx_2-Rx_{1,2}$) ont été enregistrés dans un couloir en forme de T. Le lieu pour les mesures dans l'édifice 2B, contenu dans le fichier *402b1801.imp*, est une ouverture dans un couloir avec des bureaux de travail. La figure 2.2 illustre un croquis des deux endroits. Pour ces mesures, la fréquence porteuse était de 40 GHz avec la même séquence aléatoire et le même taux de transmission que pour les mesures à 950 MHz. Chaque fichier représente cinq minutes d'enregistrement du signal reçu et comprend 19 049 réponses de 252 échantillons complexes chacune. Les taux d'échantillonnage sont les mêmes que pour les mesures à 950 MHz. Dans les trois cas, aucune composante en ligne de vue n'a été décelée entre le transmetteur et le récepteur.

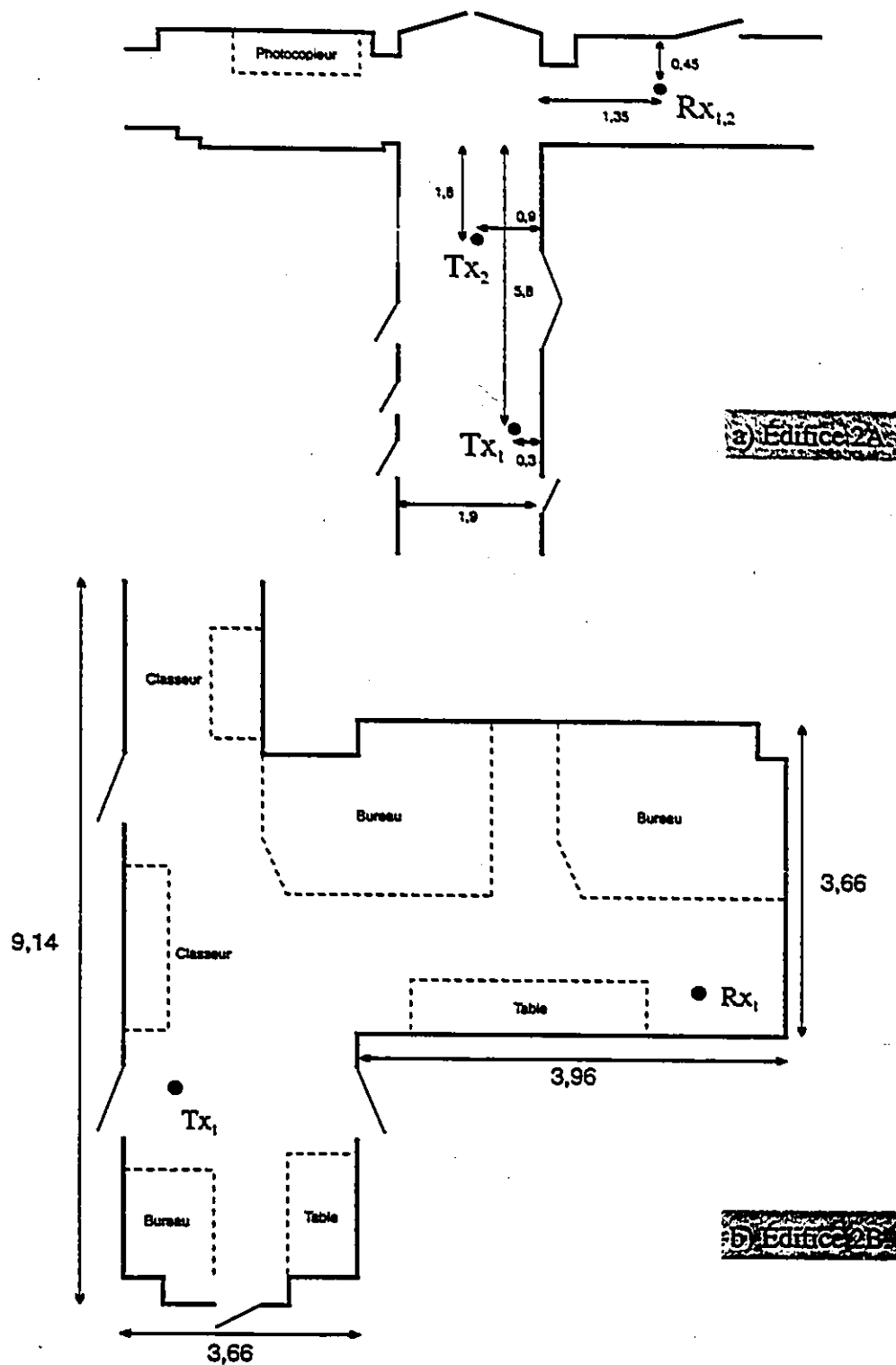


Figure 2.2 Schéma du couloir de l'édifice 2A et de l'ouverture du couloir de l'édifice 2B au CRC pour les mesures à 40 GHz.

2.5 Analyse statistique

Les concepts et observations énoncés relativement à la caractérisation des réponses impulsionnelles à la section précédente, seront appliqués aux mesures disponibles. Les résultats généraux pour les types de canaux étudiés permettront de mieux évaluer la tendance des propriétés statistiques des réponses impulsionnelles. L'utilisation de ces résultats dans l'avant dernière section de ce chapitre servira à proposer un modèle de canal stationnaire au sens large dans le temps, mais avec de la corrélation entre les multiples trajets. Ce modèle de canal devrait permettre d'étudier l'effet de la corrélation au récepteur et mener à diverses propositions pour en atténuer les conséquences.

La première étape dans la caractérisation des réponses impulsionnelles est en termes de délai moyen, de délai efficace, de délai maximum, et de la répartition du module des gains complexes, comme expliqué à la section 2.2. Ceci nous permettra de comparer la sévérité de la distorsion entre les types de canaux et ce, avec des résultats déjà publiés. Deuxièmement, une caractérisation de la structure propre de la réponse impulsionnelle devrait permettre de déterminer si une réduction à un nombre relativement petit de modes de propagation semble pouvoir s'appliquer.

À cause de l'imperfection des mesures, c'est-à-dire la présence du bruit additif et la résolution limitée, certaines précautions doivent être prises. Afin de bien expliquer les méthodes d'estimation, un exemple accompagnera cette section. Typiquement, les modules d'un groupe de réponses impulsionnelles ressemblent à ce qui est illustré à la figure 2.3. Comme il sera montré plus loin, les phases correspondantes à ces modules n'ont pas d'importance pour la plupart des paramètres à estimer. Ces réponses impulsionnelles sont tirées du fichier *cc721.mat*⁸, provenant d'une des séries de mesures pour les canaux cellulaires conventionnels. L'échelle du délai τ a été ajustée afin d'éliminer le délai de propagation τ_p , et en général, la dimension t compte N réponses impulsionnelles de K

⁸Appelé *cc721* par la suite de ce texte.

échantillons dans la dimension du délai τ . Pour caractériser un groupe de N réponses impulsionnelles, le profil moyen de puissance $\rho(\tau_k)$ est estimé avec

$$\rho(\tau_k) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |h(t_n; \tau_k)|^2. \quad (2.18)$$

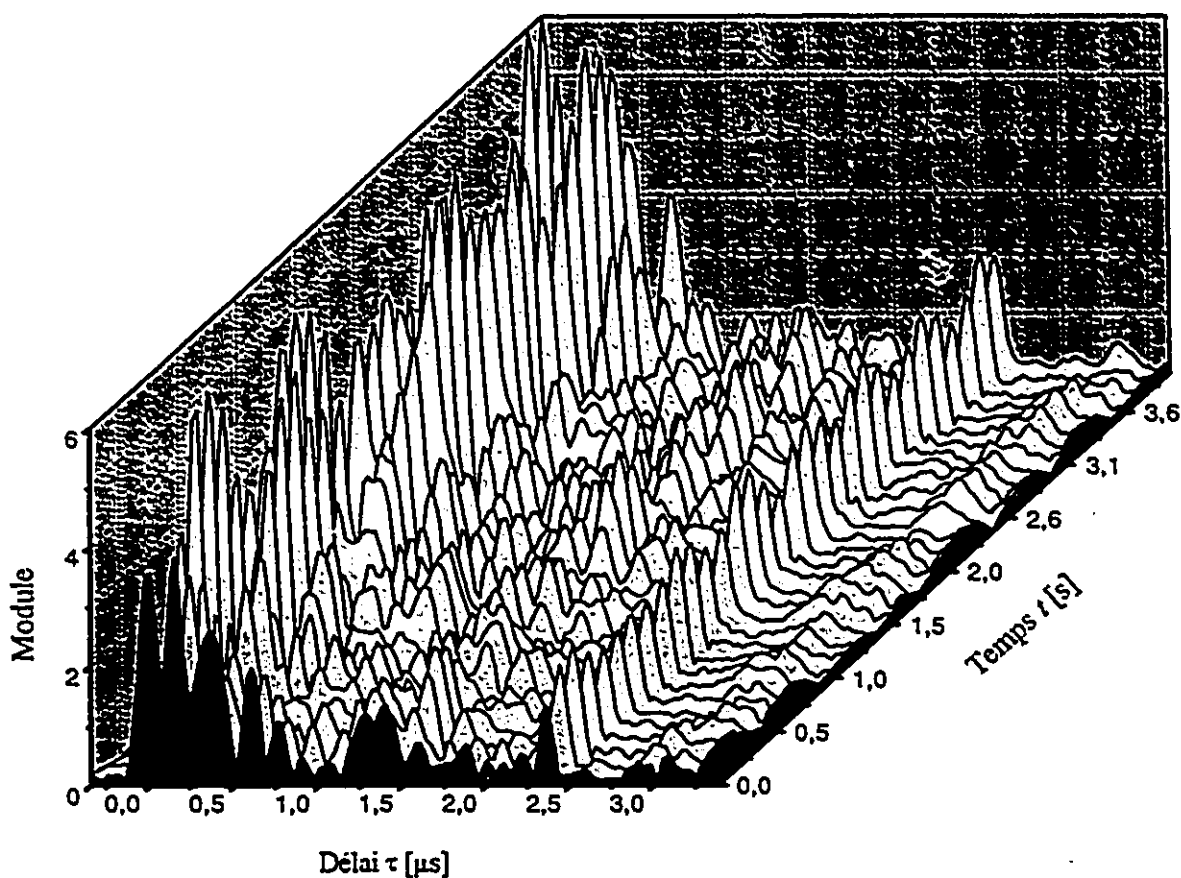


Figure 2.3 Modules d'un groupe de réponses impulsionnelles typiques.

La figure 2.4 montre le profil moyen de puissance pour le fichier *cc721* avec $N=128$. L'amplitude de la fonction est normalisée de façon à ce que le maximum soit à 0 dB. Ces

mesures ont été prises en présence de bruit. Afin d'éviter que le bruit ne vienne perturber les résultats, un seuil minimal de -20 dB sert à éliminer la partie de la réponse impulsionnelle qui ne contient pas d'énergie significative. Le choix d'un seuil de -20 dB est subjectif, mais il est à prévoir que pour une application donnée, le niveau de bruit ou d'interférence sera d'au moins -20 dB. L'omission d'un trajet ayant un délai élevé et une amplitude faible affectera principalement les statistiques des délais moyens, efficaces et maximum. Cependant, ceux-ci servent uniquement d'indicateur de l'étalement temporel dans ces travaux. Le choix du seuil n'est donc pas très critique pourvu qu'il permette une bonne représentation de la réponse impulsionnelle. Si tel n'est pas le cas, alors les présents résultats peuvent être régénérés pour d'autres seuils. Donc, les valeurs de la réponse impulsionnelle à gauche de $\tau = -0,1 \mu\text{s}$ et à droite de $\tau = 2,4 \mu\text{s}$ sont initialisées à zéro pour les calculs qui suivent. Avec le choix de ce seuil, pour cet exemple, la valeur de K se trouve à être égale à 53, à 2 échantillons par élément. Le premier maximum au-dessus de -20 dB sert de référence pour la base de temps et un délai excédentaire de $0 \mu\text{s}$ lui est assigné. En examinant le profil moyen de puissance, une tentative pour déterminer le nombre $D(t)$ de trajets, ou de groupes résolubles, peut être effectuée en comptant les maxima. Si l'on identifie les instants τ'_d , $d = 1, \dots, D_c$, aux instants correspondant aux maxima de $p(\tau)$, les délais τ'_d sont des estimations des $\tau_d(t)$. Une fois ces précisions établies, le délai moyen, le délai efficace, et le délai maximum sont calculés en utilisant les amplitudes aux délais τ'_d avec les définitions de la section 2.2. Le nombre de maxima D_c est évidemment une estimation de $D(t)$ qui sera exact si tous les trajets sont résolubles. Pour l'exemple particulier du fichier *cc721*, on trouve $D_c = 13$ maxima, un délai moyen $\bar{\tau} = 0,474 \mu\text{s}$, un délai efficace $\tau_{\text{eff}} = 0,672 \mu\text{s}$, et un délai maximum $\tau_{\text{max}} = 2,338 \mu\text{s}$.

Maintenant, pour chacun de ces maxima associés à un délai, la répartition du module du gain complexe dans la dimension t peut être évaluée. Pour ce faire, on utilise un test statistique quadratique sur la fonction de répartition de probabilité empirique et une fonction de répartition de probabilité théorique [Agt86]. Ce test est connu sous le nom de test de Cramer-Van Mises et est décrit à l'appendice B. Trois fonctions de répartition théoriques

seront testées, soit les fonctions de répartition de Rayleigh, Rice et log-normale⁹. Pour le fichier *cc721*, on trouve que 5 trajets identifiés à la figure 2.4 par les maxima (1, 4, 6, 11, 12) ont des modules répartis selon une loi de Rayleigh, les 13 trajets suivent une loi de Rice, et 2 trajets (4 et 13) seulement s'apparentent à une loi log-normale. Le niveau de confiance pour le rejet d'une population pour ces résultats est de 95 %. Dans une minorité de cas, les répartition de Rayleigh et log-normale sont acceptées conjointement, et dans de très rare cas, la répartition de Rayleigh n'est pas rejetée et celle de Rice l'est.

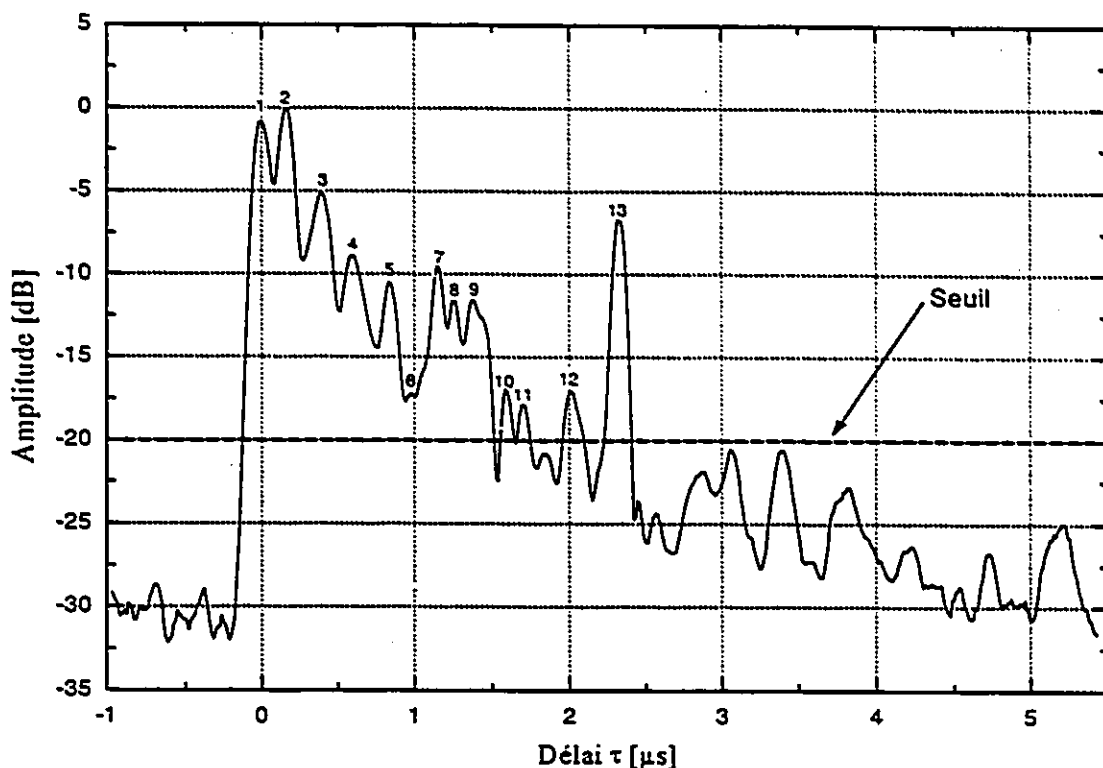


Figure 2.4 Profil moyen de puissance pour le fichier *cc721*.

Les coefficients de corrélation r_{ij} des 13 maxima sont calculés avec (2.17) en utilisant les estimations habituelles pour la moyenne et la variance sur N points, et en remplaçant

⁹Le test sur la fonction de densité de probabilité de Nakagami ne sera pas calculé à moins que les résultats pour les trois fonctions de répartition ne soit pas concluant.

l'espérance par une moyenne sur $N-1$ points. Pour le fichier cc721, le coefficient de corrélation maximum est 0,79 et le minimum 0,02. Les coefficients de corrélation seront collectionnés en fonction du délai différentiel afin de vérifier l'affirmation largement répandue qu'il n'existe pas de corrélation lorsque le délai différentiel est grand.

2.5.1 Structure propre de la matrice d'autocorrélation de la réponse impulsionnelle

La corrélation potentiellement présente entre les trajets réduit la diversité réelle d'un canal de transmission. Pour un récepteur faisant appel à la diversité pour combattre l'évanouissement, il est important de connaître le nombre et l'importance des modes indépendants du canal. L'objectif de cette section est de déterminer cette information. Pour ce faire, le concept de décomposition en valeurs et vecteurs propres de la matrice d'autocorrélation de la réponse impulsionnelle sera utilisé. Les propriétés fondamentales d'une matrice d'autocorrélation et de sa décomposition propre sont bien récapitulées dans plusieurs ouvrages dont [Hay91] en est un exemple typique.

L'estimation de la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ à la sortie d'un système de mesure au temps $t_n \equiv nT_{\text{échant}}$ peut s'écrire sous la forme linéaire

$$h(t_n; \tau) = \sum_{d=1}^D a_d(t_n) p[\tau - \tau_d(t_n)] + w_n(\tau), \quad (2.19)$$

où $p[\tau]$ est une impulsion¹⁰ de durée finie et $w_n(\tau)$ est un processus stochastique normal blanc. Cette équation suppose que l'impulsion $p[\tau]$ est de courte durée de sorte que les gains complexes $a_d(t)$ sont constants sur la durée de $p[\tau]$. Cette approximation est généralement valide pour les taux usuels de transmission de données, c'est-à-dire un taux minimum de quelques milliers de symboles par seconde avec quelques dizaines de Hertz de largeur de bande pour l'évanouissement. Supposons maintenant que la sortie $h(t_n; \tau)$ soit échantillonnée à

¹⁰Une impulsion infinitésimale sera appelée impulsion de Dirac.

K points aux instants $\tau_k \equiv kT_{\text{délai}}$ pour former un vecteur de longueur K . Le signal échantillonné peut être écrit sous la forme [Brs85]:

$$\mathbf{h}_n \equiv \begin{bmatrix} h(t_n; \tau_1) \\ h(t_n; \tau_2) \\ \vdots \\ h(t_n; \tau_K) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p[\tau_1(t_n)] & p[\tau_2(t_n)] & \dots & p[\tau_D(t_n)] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1(t_n) \\ a_2(t_n) \\ \vdots \\ a_D(t_n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_n(\tau_1) \\ w_n(\tau_2) \\ \vdots \\ w_n(\tau_K) \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

où chacun des vecteurs $\mathbf{p}[\tau_d(t_n)] = \{p[\tau_1 - \tau_d(t_n)], p[\tau_2 - \tau_d(t_n)], \dots, p[\tau_K - \tau_d(t_n)]\}^T$ et T signifie l'opération transposée. Supposons également que $K > D$ afin d'éviter quelques difficultés théoriques. Le cas $K \leq D$ sera considéré si la supposition $K > D$ s'avère trop restrictive. Les $a_d(t_n)$ sont les gains complexes de chacun des trajets et les échantillons $w_n(\tau_k)$ proviennent du bruit additif blanc Gaussien de moyenne nulle et variance σ_w^2 , indépendants de $\mathbf{p}[\tau_d(t_n)]$ et des $a_d(t_n)$. Sous forme matricielle, l'équation (2.20) devient

$$\mathbf{h}_n = \mathbf{P}(t_n; \tau_k) \mathbf{a}_n + \mathbf{w}_n, \quad (2.21)$$

où $\mathbf{P}(t_n; \tau_k) = [\mathbf{p}[\tau_1(t_n)], \mathbf{p}[\tau_2(t_n)], \dots, \mathbf{p}[\tau_D(t_n)]]$, $\mathbf{a}_n = [a_1(t_n), a_2(t_n), \dots, a_D(t_n)]^T$, et $\mathbf{w}_n = [w_n(\tau_1), w_n(\tau_2), \dots, w_n(\tau_K)]^T$. La matrice $\mathbf{P}(t_n; \tau_k)$ reflète la structure des réflecteurs lointains. En utilisant le principe selon lequel le canal est quasi-stationnaire¹¹, la dépendance de $\mathbf{P}(t_n; \tau_k)$ par rapport à t_n peut être éliminée. Ceci implique donc que les délais $\tau_d(t)$ sont maintenant fixes et qu'une nouvelle matrice $\mathbf{P}$ peut remplacer $\mathbf{P}(t_n; \tau_k)$. La matrice $\mathbf{P}$ est réelle puisque la forme d'onde transmise est limitée à une fonction réelle pour cette étude. La matrice d'autocorrélation $\mathbf{R}$ des vecteurs $\mathbf{h}_n$ s'exprime sous la forme

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{h}_n \mathbf{h}_n^H] = \mathbf{P} \mathbf{R}_a \mathbf{P}^T + \mathbf{R}_w, \quad (2.22)$$

¹¹Pour un canal à l'intérieur des édifices, cette supposition n'est pas strictement valide. Cependant, le taux de transmission est généralement plus élevé pour ces canaux de sorte que la supposition reste tout de même valable dans bien des cas.

où $R_a = E[a_n a_n^H]$ et $R_w = E[w_n w_n^H]$ sont les matrices d'autocorrélation du vecteur gain et du vecteur bruit respectivement. Avec les conditions imposées sur le bruit additif, $R_w = \sigma_w^2 I_K$ avec I_K la matrice identité de dimension $K \times K$. La structure du signal en (2.21) et sa matrice d'autocorrélation (2.22) ont largement été étudiées dans le contexte des réseaux d'antennes où l'on cherche à estimer l'angle d'arrivée de plusieurs sources [Kum83], [Wan85], [Hay91]. Ici le problème est différent, mais certains principes demeurent applicables. En autres, pour trouver le nombre de trajets D , une approche intéressante basée sur la notion de sous-espace vectoriel linéaire permet d'estimer la dimension ainsi qu'une base de l'espace signal-bruit et de l'espace bruit. Supposons que la matrice P soit de plein rang, c'est-à-dire que les D colonnes de P sont linéairement indépendantes¹², et que la matrice de covariance des gains complexes R_a est non-singulière. Alors le rang de $PR_a P^T$ est aussi de D , ou de manière équivalente, $K - D$ valeurs propres de $PR_a P^T$ sont identiquement zéro puisque $K > D$. Appelons $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_K$ les valeurs propres de R et $\delta_1 \geq \delta_2 \geq \dots \geq \delta_K$ les valeurs propres de $PR_a P^T$, alors il est facile de montrer que

$$\lambda_k = \begin{cases} \delta_k + \sigma_w^2, & k = 1, \dots, D; \\ \sigma_w^2, & k = D+1, \dots, K. \end{cases} \quad (2.23)$$

Le nombre de trajets peut donc être déterminé par la multiplicité de la plus petite valeur propre de R . L'importance de chacun des trajets non-corrélés est donnée par $\delta_k = \lambda_k - \sigma_w^2$, pour $1 \leq k \leq D$. Une base pour l'espace signal-bruit est donnée par les vecteurs propres associés aux valeurs propres λ_k , $1 \leq k \leq D$ de R . Bien que cette approche soit simple, elle n'est pas possible en pratique puisque nous ne connaissons pas R mais seulement une estimation $\hat{R}$. En pratique, R sera estimée à partir d'un nombre fini de vecteurs et ses valeurs propres seront toutes différentes avec une probabilité égale à un, ce qui rend difficile la détermination de D en observant les valeurs propres de $\hat{R}$.

¹²Cette supposition n'est pas très restrictive puisque le délai d'une même forme d'onde mène à P plein rang.

2.5.2 Estimation de la dimension de l'espace signal-bruit

Une approche développée par Lawley [Law56], pour résoudre le problème énoncé plus haut, utilise un seuil et un niveau de confiance basés sur une approximation, par une fonction de répartition du Chi-carré, d'une fonction des valeurs propres. Cette approche est relativement compliquée et introduit un élément de subjectivité dans le choix d'un seuil et du niveau de confiance. Dernièrement, une approche objective pour estimer D à partir des valeurs propres provenant de $\hat{\mathbf{R}}$ a été introduite. Connue sous le nom de critère d'information théorique¹³ [Wax85] [Zha86], cette approche permet, supposant quelques hypothèses, de déterminer le rang de l'espace signal en utilisant une mesure objective. Deux des critères couramment employés sont le "Akaike Information Criterion" (AIC) et le "Minimum Descriptive Length" (MDL). Ces deux critères sont de la forme $\arg \min_k \{J(k)\}$ avec $J(k) = L(k) + C_N \nu(k, K)$, où $L(k)$ est le logarithme de la fonction de vraisemblance maximale de la fonction de densité de probabilité conjointe de N vecteurs indépendants. La fonction $\nu(k, K)$ est reliée au nombre de degrés de liberté d'un modèle de rang k . Le terme C_N est une constante. Examinons premièrement la fonction de vraisemblance maximale, et ensuite le développement d'un critère d'information théorique.

Le théorème de la représentation spectrale en algèbre linéaire [Str80] stipule que si l'espace signal-bruit de $\mathbf{R}$ est de rang $k \in \{0, 1, \dots, K-1\}$, alors

$$\mathbf{R}^{(k)} = \sum_{i=1}^k (\lambda_i - \sigma_w^2) \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H + \sigma_w^2 \mathbf{I}_K, \quad (2.24)$$

où $\lambda_1, \dots, \lambda_k$ et $\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_k$ sont les valeurs propres et les vecteurs propres de $\mathbf{R}^{(k)}$ respectivement, et $\mathbf{I}_K$ est la matrice identité de dimension $K \times K$. Appelons $\Theta^{(k)}$ le vecteur des paramètres du modèle des réponses impulsionnelles. D'après (2.24),

$$\Theta^{(k)} = (\lambda_1, \dots, \lambda_k, \sigma_w^2, \mathbf{v}_1^T, \dots, \mathbf{v}_k^T)^T \quad (2.25)$$

¹³Traduction libre de "information theoretic criteria".

Maintenant avec ce vecteur de paramètres et l'hypothèse que les vecteurs de réponses impulsionnelles complexes sont indépendants et normaux avec moyenne nulle, nous pouvons exprimer la fonction de densité de probabilité conjointe sous la forme¹⁴ [Wax85]

$$p(\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_N | \Theta^{(k)}) = \prod_{n=1}^N \frac{1}{\pi^K \det \mathbf{R}^{(k)}} \exp \left[-\mathbf{h}_n^H \mathbf{R}^{(k)^{-1}} \mathbf{h}_n \right]. \quad (2.26)$$

Si nous prenons le logarithme de cette fonction, laissons tomber les termes indépendants du vecteur de paramètres, et utilisons l'identité $\text{tr}[\mathbf{XY}] = \text{tr}[\mathbf{YX}]$, où $\text{tr}[\mathbf{X}]$ signifie la trace de $\mathbf{X}$, nous obtenons la fonction

$$L(k) \equiv L(\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_N | \Theta^{(k)}) = \ln \left[p(\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_N | \Theta^{(k)}) \right] = -N \ln \det \mathbf{R}^{(k)} - N \text{tr} \left[\mathbf{R}^{(k)^{-1}} \hat{\mathbf{R}} \right], \quad (2.27)$$

où $\hat{\mathbf{R}}$ est la matrice de covariance des échantillons définie comme

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{h}_n \mathbf{h}_n^H. \quad (2.28)$$

L'estimation à vraisemblance maximale de $\Theta^{(k)}$ est celle qui maximise (2.27). D'après [Wax85], ces estimations sont

$$\begin{aligned} \hat{\lambda}_i &= l_i, \quad i=1, \dots, k; \\ \hat{\sigma}_w^2 &= \frac{1}{K-k} \sum_{i=k+1}^K l_i; \\ \hat{\mathbf{v}}_i &= \mathbf{c}_i, \quad i=1, \dots, k; \end{aligned} \quad (2.29)$$

où $l_1 > \dots > l_K$ et $\mathbf{c}_1, \dots, \mathbf{c}_K$ sont les valeurs propres et les vecteurs propres associés à la matrice $\hat{\mathbf{R}}$. En substituant ces estimés dans (2.27) et en laissant tomber les arguments indépendants de k , nous obtenons [Wax85]:

$$L(k) = N \ln \left[\frac{\left(\frac{1}{K-k} \sum_{i=k+1}^K l_i \right)^{K-k}}{\prod_{i=k+1}^K l_i} \right]. \quad (2.30)$$

¹⁴Le cas où la moyenne de $\mathbf{h}_n$ n'est pas zéro peut facilement être considéré en soustrayant une estimation de la moyenne de $\mathbf{h}_n$.

La fonction $L(k)$ est décroissante de façon monotone. Les critères d'information théorique ajoutent à $L(k)$ un coût associé à un modèle de rang k . Le coût est proportionnel au nombre de degrés de liberté du vecteur $\Theta^{(k)}$. Pour un modèle de rang k , on compte $k(2K - k) + 1$ degrés de liberté. Si l'on exclut la portion indépendante de k , on obtient $v(k, K) = k(2K - k)$. Pour le critère AIC, $C_N = 1$ alors que pour le critère MDL, $C_N = \frac{1}{2} \ln N$. Donc,

$$D_{\text{AIC}} = \arg \min_k \left\{ N \ln \left[\frac{\left(\frac{1}{K-k} \sum_{i=k+1}^K l_i \right)^{K-k}}{\prod_{i=k+1}^K l_i} \right] + k(2K - k) \right\} \quad (2.31)$$

$$D_{\text{MDL}} = \arg \min_k \left\{ N \ln \left[\frac{\left(\frac{1}{K-k} \sum_{i=k+1}^K l_i \right)^{K-k}}{\prod_{i=k+1}^K l_i} \right] + \frac{k}{2} (2K - k) \ln N \right\}, \quad (2.32)$$

où $k = 0, 1, \dots, K-1$. Il a été démontré également que le critère de MDL faisait partie d'une classe d'estimateurs convergents¹⁵. Pour cette classe d'estimateurs, le critère $J(k)$ est fortement convergent si [Zha86]

$$\text{i) } \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{C_N}{N} = 0, \quad (2.33)$$

$$\text{ii) } \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{C_N}{\ln(\ln N)} = \infty. \quad (2.34)$$

Comme il peut facilement être démontré, le critère AIC ne satisfait pas ces conditions alors que le critère MDL les rencontre. Les propriétés statistiques des estimateurs D_{AIC} et D_{MDL} furent étudiées par divers chercheurs [Max85][Zhn89][Xu95] dans des conditions pratiques,

¹⁵Un estimateur $\hat{e}$ de e est dit fortement convergent si, lorsque la taille n de la population augmente,

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \Pr[|\hat{e} - e| \geq \varepsilon] = 0.$$

pour tout $\varepsilon > 0$. Cette limite donne les conditions suffisantes mais non nécessaires pour un estimateur fortement convergent.

c'est-à-dire $N < \infty$. Ils ont montré que D_{AIC} tend à surestimer, donc biaisé, D pour les valeurs de N grandes ou pour des rapports signal à bruit élevés. De son côté, D_{MDL} tend vers la vraie valeur de D dans les mêmes conditions. D'un autre côté, lorsque le rapport signal à bruit est faible ou qu'un petit nombre de vecteurs est disponible, D_{MDL} tend à sous-estimer D alors que D_{AIC} approche la vraie valeur de D avec une plus grande probabilité que D_{MDL} . Comme les deux estimateurs sont très similaires, la tendance à surestimer ou à sous-estimer dépend de la constante C_N . Il est donc possible de choisir celle-ci pour satisfaire des besoins précis. D'autres critères optimisant différentes particularités des sous-espaces signal-bruit et bruit peuvent être utilisés [Won90][Wax91][Wil94]. Afin de ne pas diverger de l'objectif de ce chapitre, seule ces critères seront utilisés. Comme l'indique (2.30), le terme à l'intérieur des crochets est le rapport de la moyenne géométrique sur la moyenne arithmétique des $K - k$ plus petites valeurs propres. Ce rapport est effectivement une mesure de l'égalité des valeurs propres et les critères AIC et MDL peuvent être interprétés comme des estimateurs de l'espace bruit le plus sphérique.

Le développement ci-dessus sera maintenant illustré avec l'aide du fichier *cc721* provenant des canaux cellulaires conventionnels. Le point de départ est la matrice d'autocorrélation dont le module est illustré à la figure 2.5. Il apparaît clairement que cette matrice n'est pas diagonale. En particulier, on remarque qu'il semble y avoir une corrélation entre les premiers trajets et les trajets ayant un plus grand délai. Ses valeurs propres seront donc différentes des éléments de sa diagonale. Pour le fichier *cc721*, nous obtenons $K = 53$ valeurs et vecteurs propres distincts à deux échantillons par symbole avec un seuil de 20 dB. La figure 2.6 montre les valeurs l_k de $\hat{R}$ avec les valeurs de $L(k)$ pour les deux critères. On trouve donc que $D_{AIC} = 48$, et $D_{MDL} = 40$. Les valeurs de D_{AIC} et D_{MDL} sont grandes à comparer à D_0 et il apparaît peu probable qu'une valeur propre $\approx 1 \times 10^{-5}$ plus petite que l_1 ait une influence significative à la détection. Plusieurs raisons peuvent expliquer ces grandes valeurs de D_{AIC} et D_{MDL} . Premièrement, le bruit additif est supposé blanc. Il se peut que ce ne soit pas tout à fait exact. Les estimateurs D_{AIC} et D_{MDL} auront alors tendance à surestimer D

[Xu95]. Deuxièmement, il est également possible que le canal ne soit pas linéaire. Une non-linéarité dans le canal aurait comme conséquence de biaiser les estimations des critères d'information théorique. Les deux critères AIC et MDL paraissent donc être très conservateurs dans leur estimation de la dimension de l'espace signal-bruit. On remarque aussi qu'à partir d'un indice de $k=30$, les critères sont à peu près plats, ce qui indique que les critères sont plutôt évasifs.

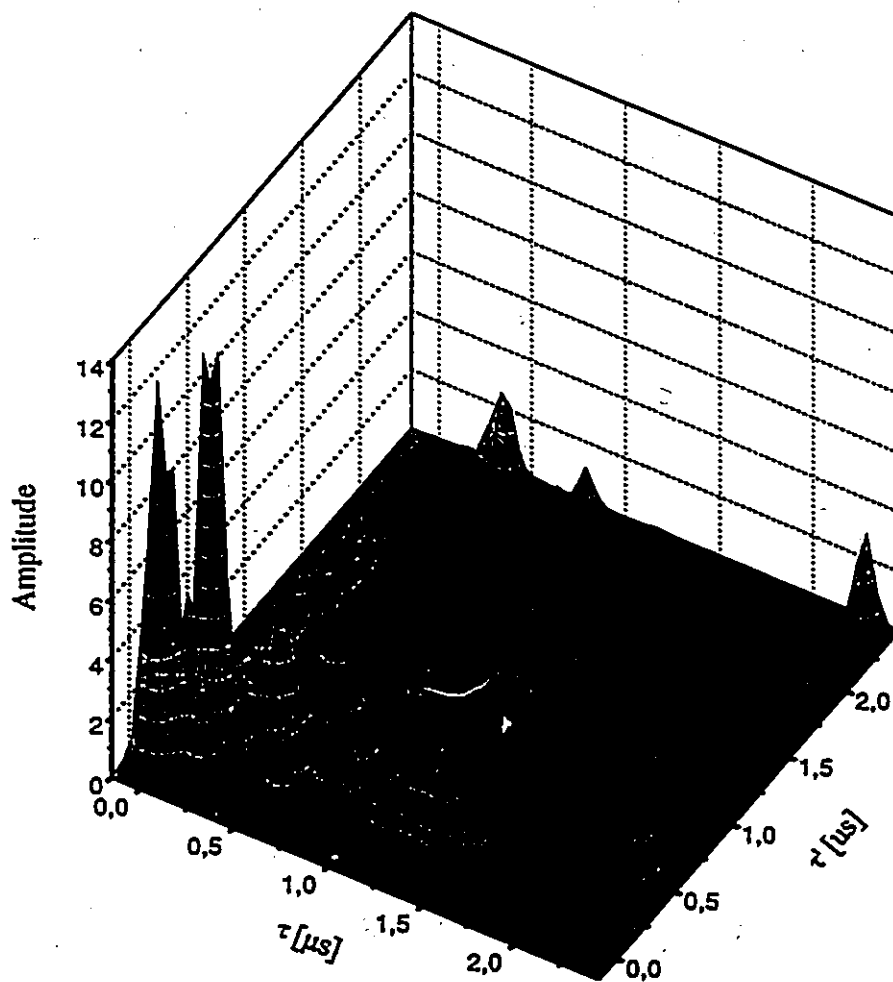


Figure 2.5 Module de la matrice d'autocorrélation des gains complexes pour le fichier *cc721*.

Avec le souci de réduire la dimension de l'espace signal-bruit, il serait intéressant de noter le nombre minimum de dimensions nécessaires pour représenter une fraction de l'énergie totale. Par exemple, on remarque qu'à l'indice $k=6$, l'amplitude des valeurs propres est environ 10 dB plus petite que la valeur propre la plus grande et que, 90 % de l'énergie est incluse dans les mêmes 6 premières valeurs propres. Le nombre de dimensions nécessaire pour représenter x % de l'énergie totale sera représenté par $D_{x\%}$ et est défini comme suit:

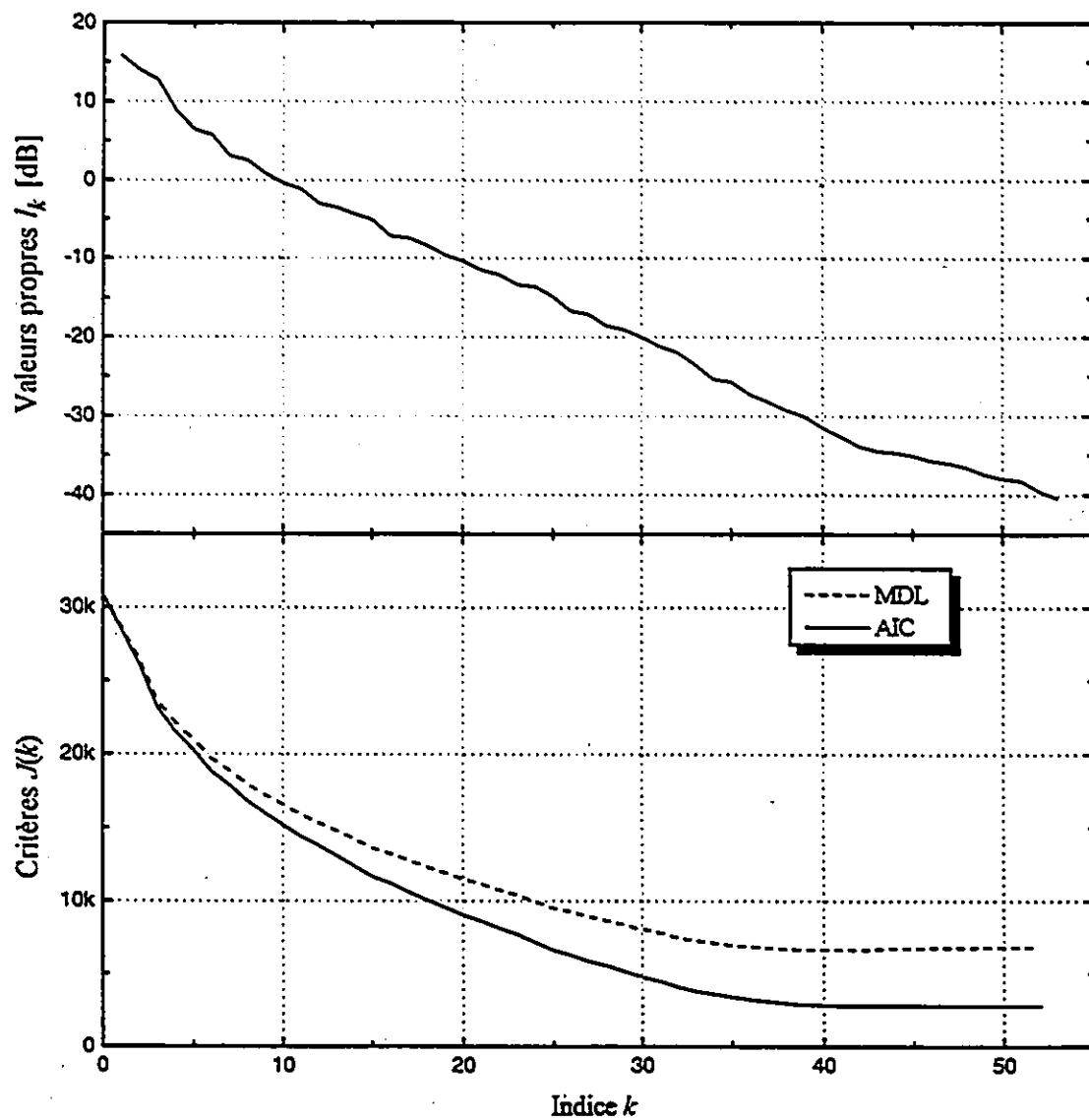


Figure 2.6 Valeurs propres et critères d'information théorique pour le fichier *cc721*.

$$D_{x\%} = \min_k \arg \left\{ \left(\sum_{i=1}^k l_i / \sum_{i=1}^K l_i \right) > x/100 \right\} \quad (2.35)$$

avec $k = 0, 1, \dots, K-1$ et $\min \arg\{expression\}$ est le minimum des arguments satisfaisant *expression*. $D_{x\%}$ sera donc calculé lors de l'analyse statistique, et comme indiqué plus haut, pour le fichier *cc721* on trouve $D_{90\%} = 6$. Relié à la valeur de $D_{x\%}$, on définira les valeurs propres normalisées avec

$$l'_i = \frac{l_i}{\sum_{k=1}^{D_{x\%}} l_k}, \quad (2.36)$$

où $i = 1, 2, \dots, D_{x\%}$. Les valeurs l'_i donnent le poids relatif de chacune des valeurs propres. Ces statistiques seront d'une grande importance pour la caractérisation des canaux.

2.5.3 Nombre effectif de trajets

Le nombre de trajets au récepteur constitue un paramètre déterminant pour exploiter le potentiel de diversité du canal et ainsi contrecarrer les effets de l'évanouissement du signal reçu. Jusqu'à présent, seules les statistiques D_c et $D_{x\%}$ donnent une indication de ce nombre. Cependant, D_c et $D_{x\%}$ représentent une indication biaisée, voir incorrecte, pour la détection dans la presque totalité des cas. En effet, pour D_c , lorsqu'il y a chevauchement d'impulsions, les deux trajets ne sont pas résolubles et le récepteur ne perçoit qu'un seul trajet. Également, même si les trajets sont résolubles, l'amplitude de chacun des trajets n'est pas nécessairement la même ce qui a pour effet de fausser la valeur de la diversité effectivement présente. Pour $D_{x\%}$, l'amplitude des valeurs propres n'est pas la même. Pour remédier à cette lacune, un nouveau paramètre statistique appelée nombre effectif de trajets ou ordre de la diversité effective est introduit. Il est défini avec

$$D_{eff} \equiv D_c \left[\sum_{d=1}^{D_c} p(\tau_d) \log_{D_c} p(\tau_d) \right], \quad (2.37)$$

avec

$$\rho'(\tau'_d) = \frac{\rho(\tau'_d)}{\sum_{i=1}^D \rho(\tau'_i)} \quad (2.38)$$

L'exposant de (2.37) est similaire à la définition de l'entropie en théorie de l'information [Prk83], et est aussi utilisé en reconnaissance des formes [Dev82]. La valeur de D_{eff} s'étend de 1 à D_c . Lorsqu'un seul trajet domine le profile moyen de puissance, D_{eff} tend vers 1 alors que lorsque tous les trajets ont environ la même amplitude, D_{eff} tend vers D_c . D_{eff} sert d'indicateur de l'ordre de la diversité alors que τ_{eff} sert lui d'indicateur de l'étalement temporel. Afin d'avoir une mesure de la décroissance des amplitudes des gains complexes en fonction du délai, les valeurs de $\rho'(\tau'_d)$ seront mises en mémoire.

La valeur de D_{eff} reflétera le degré de diversité si les trajets ne sont pas corrélés et si le chevauchement des impulsions reçus est négligeable. Comme un certain niveau de corrélation semble exister et que le chevauchement des impulsions reçues peut toujours être présent, une mesure du niveau de diversité plus conforme utiliserait les valeurs propres. Conséquemment, la diversité effective propre $D_{\text{eff-p}}$ est définie avec

$$D_{\text{eff-p}} \equiv D_{x\%} \left[\sum_{d=1}^{D_{x\%}} l_d'' \log_{D_{x\%}} l_d'' \right], \quad (2.39)$$

avec

$$l_d'' = \frac{l_d}{\sum_{i=1}^{D_{x\%}} l_i} \quad (2.40)$$

Pour l'exemple du fichier cc721, on trouve $D_{\text{eff}} = 6,3$ et $D_{\text{eff-p}} = 4,5$ avec au moins 90 % de l'énergie, ou six trajets indépendants. La valeur de $D_{\text{eff-p}}$ augmente à 6,5 si l'ordre de grandeur du nombre de trajets est donné par les critères d'information théoriques, c'est-à-dire $D_{x\%}$ remplacé par D_{AIC} ou D_{MDL} . Les valeurs de $D_{\text{eff-p}}$ peuvent être plus grandes que D_{eff} s'il y a présence de chevauchement, ou plus petites s'il y a présence de corrélation. La figure 2.7 montre la valeur de $D_{\text{eff-p}}$ en fonction de l_1'' pour le cas élémentaire où $D_{x\%} = 2$.

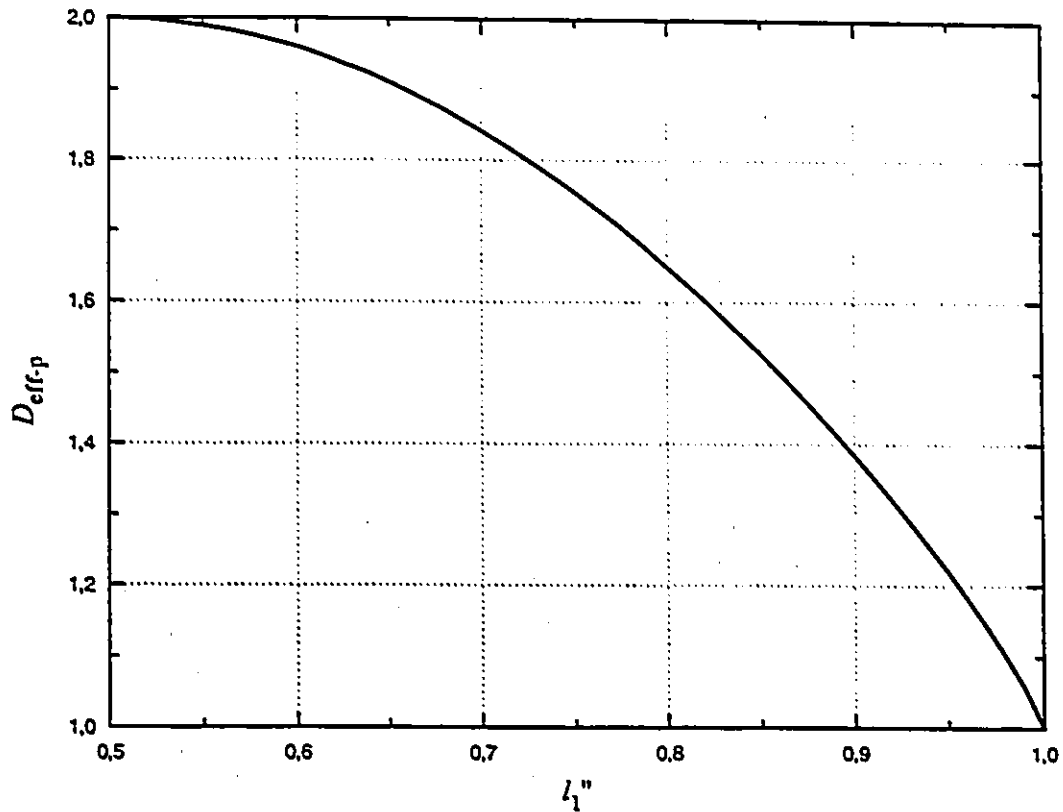


Figure 2.7 Diversité effective propre pour un canal ayant deux trajets.

2.5.4 Statistiques des gains complexes orthogonaux

Une fois les valeurs propres ayant le plus d'énergie déterminées, l'attention sera maintenant portée sur les vecteurs propres correspondants et leurs utilisations. Les vecteurs propres de $\hat{R}$, dénotés c_k , sont orthogonaux et font parties de la caractérisation de la matrice d'autocorrélation au même titre que les valeurs propres. Une caractérisation des vecteurs propres serait donc de mise. Cependant, ceux-ci sont difficiles à caractériser. La construction d'une base orthogonale représentative d'une série de mesures n'est pas simple puisque les vecteurs propres sont mutuellement orthogonaux et de norme unitaire de sorte que leurs composantes ne peuvent être modifiées indépendamment sans perdre cette orthogonalité. Une caractérisation similaire à l'étude des réponses impulsionnelles en utilisant le profil moyen de

puissance n'est donc pas réalisable pour les vecteurs propres. Pour cette raison, les vecteurs propres n'ont pu être caractérisés de façon assez concise pour obtenir une description valable avec seulement un ou deux paramètres. À titre d'exemple, examinons les six premiers vecteurs propres du fichier *cc721*. La figure 2.8 illustre le profil moyen de puissance et le module de c_1 à c_6 . Il est assez évident que les deux premiers maxima du profil de puissance sont le résultat de deux trajets ayant une partie de leur énergie regroupée dans le même mode. Le premier vecteur propre semble aussi contenir la majeure partie de l'énergie entre les indices $k = 25$ et $k = 35$. Également, le troisième et le dernier trajet du profil moyen de puissance se retrouvent principalement dans le troisième vecteur propre. Le quatrième vecteur propre a une forme similaire au profil de puissance. Les vecteurs cinq et six commencent à avoir une forme plus répartie qui commence à ressembler à un vecteur de bruit.

À défaut de ne pouvoir caractériser les vecteurs propres ou une base de l'espace vectoriel signal-bruit, l'attention sera portée sur la transformation des réponses impulsionnelles par les vecteurs propres. Avec les estimations de (2.29), la décomposition de $\hat{\mathbf{R}}$ est

$$\hat{\mathbf{R}} = \hat{\mathbf{V}} \hat{\mathbf{\Lambda}} \hat{\mathbf{V}}^H, \quad (2.41)$$

avec $\hat{\mathbf{V}} = [\mathbf{c}_1, \dots, \mathbf{c}_K]$ une matrice de dimension $K \times K$, et $\hat{\mathbf{\Lambda}}$ une matrice diagonale avec éléments λ_k , $k = 1, 2, \dots, K$. La transformation des réponses impulsionnelles par la base de l'espace vectoriel de $\hat{\mathbf{R}}$ donne naissance aux gains complexes orthogonaux $\hat{\mathbf{g}}_n$ obtenues avec l'opération

$$\hat{\mathbf{g}}_n = \hat{\mathbf{V}}^H \mathbf{h}_n. \quad (2.42)$$

Ici, la matrice $\hat{\mathbf{R}}$ doit être choisie de façon à représenter un intervalle où le canal est considéré quasi-stationnaire. Donc en supposant que la structure du canal est stable pour une période de temps, le module au carré des gains complexes orthogonaux devient alors le poids de chacun des modes dans une combinaison linéaire optimale au sens de la probabilité d'erreur minimale sur un bit [Tur80] puisque

$$E\{\hat{\mathbf{g}}_n \hat{\mathbf{g}}_n^H\} = \hat{\mathbf{V}}^H \hat{\mathbf{R}} \hat{\mathbf{V}} = \hat{\mathbf{\Lambda}}. \quad (2.43)$$

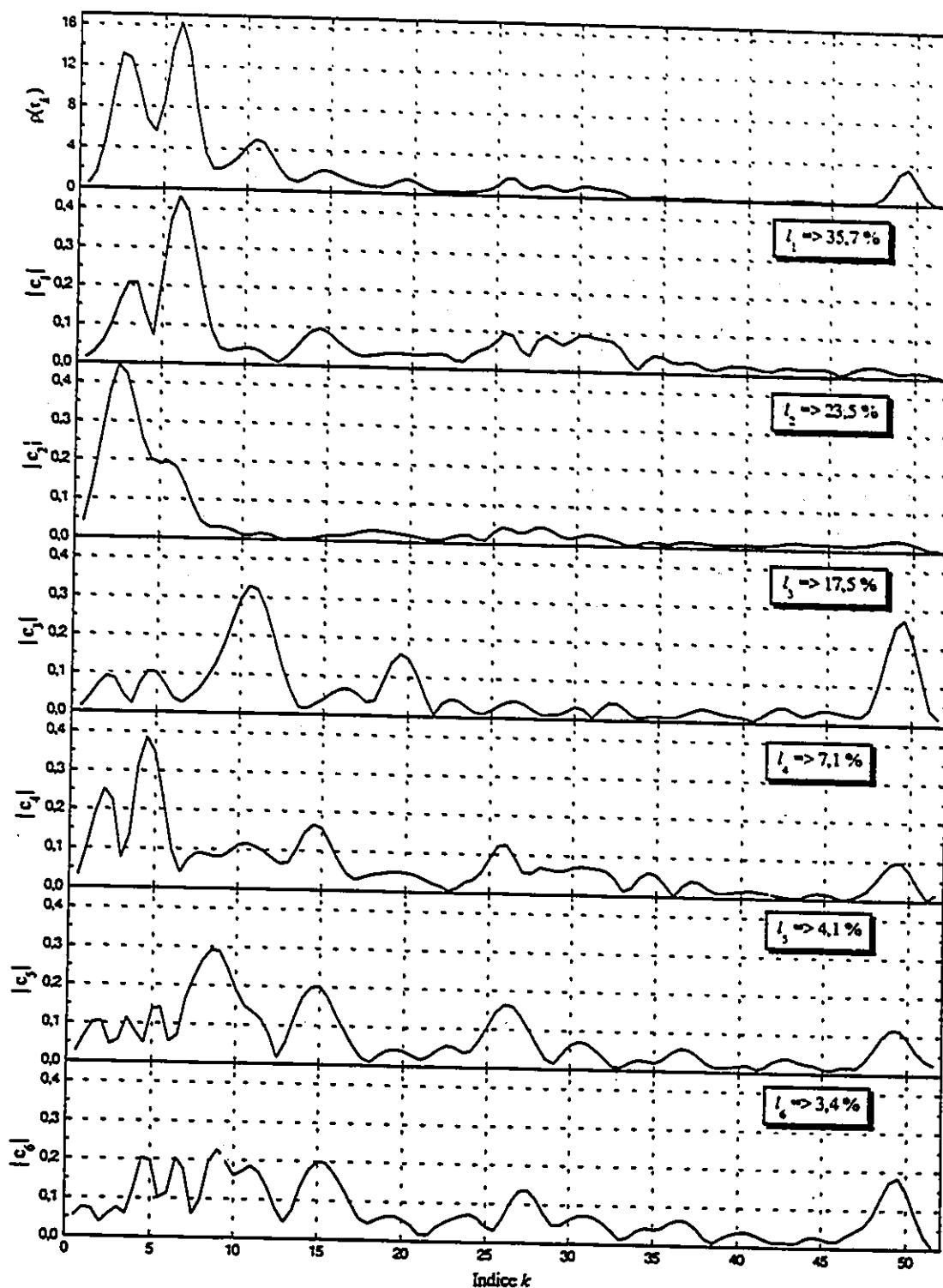


Figure 2.8 Profil moyen de puissance et module des six premiers vecteurs propres pour le fichier cc721.

La variance du k -ième gain complexe orthogonal est l_k , c'est-à-dire $\text{Var}\{\hat{g}_{nk}\}|_k = l_k$, où $\text{Var}\{x_{nk}\}|_k$ signifie la variance de x_{nk} en n à un k donné. Étant donné l'importance des gains complexes orthogonaux pour la détection, il apparaît intéressant de connaître la fonction de répartition de probabilité du module de ces gains. Si les vecteurs h_n sont composés d'éléments ayant une répartition normale, alors les gains complexes orthogonaux seront aussi normaux. Pour cette raison, les mêmes fonctions de répartition théoriques que pour les gains complexes seront testées en appliquant le test de Cramér-Van Mises sur un gain complexe orthogonal à un indice k donné. Par exemple, la transformation des réponses impulsionnelles par les vecteurs c_i , $i=0,1,\dots,20$, est présentée à la figure 2.9. En observant cette figure, il est évident que bien que la variance d'un gain complexe orthogonal soit égale à une valeur propre, à un instant donné $\hat{g}_{ni}$ peut être plus petit que $\hat{g}_{nk}$ pour $i > k$. Un tel événement devra être pris en considération lors de la conception d'un récepteur.

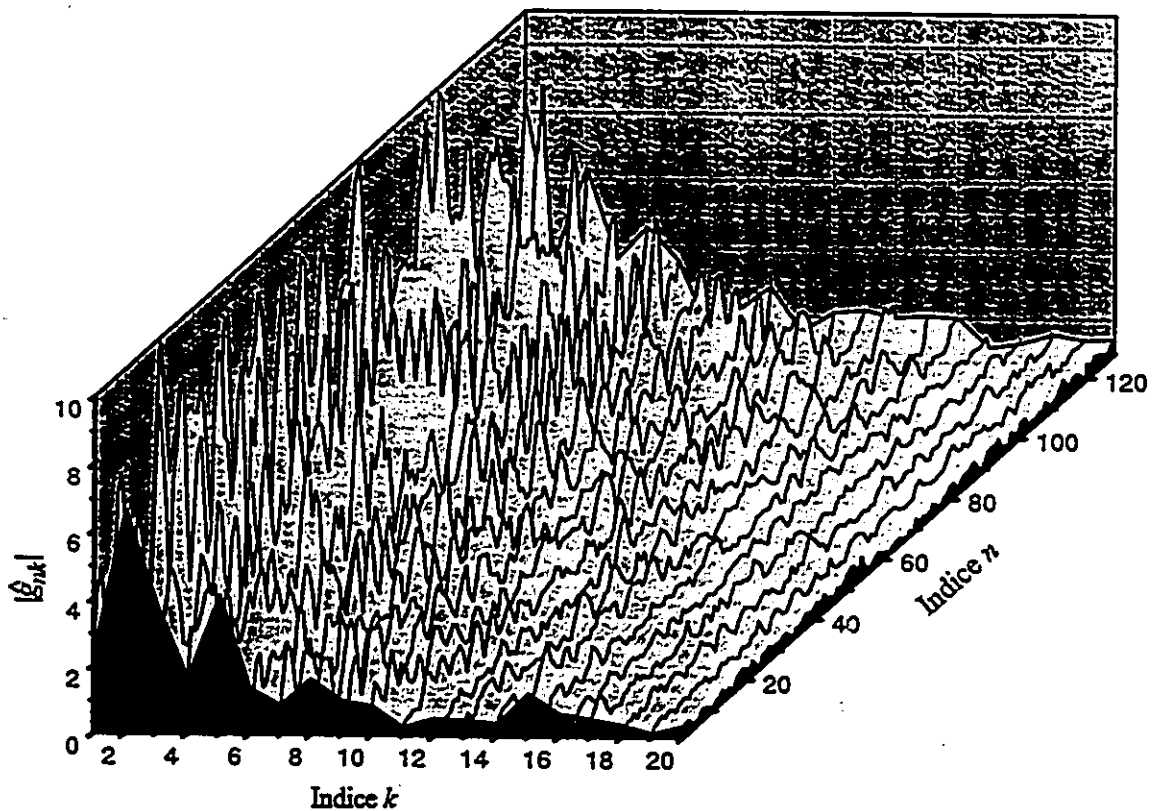


Figure 2.9 Modules des gains complexes orthogonaux pour le fichier cc721.

Afin de limiter les statistiques comptabilisées, seulement D_{α} , gains complexes orthogonaux seront testés et une attention particulière sera portée à g_{n1} pour des raisons qui seront évidentes plus tard.

2.5.5 Fonctions de dispersion

Lors de la présentation des mesures à la section 2.2, une allusion sur l'indépendance des trajets ayant des angles d'arrivées différents mais des délais égaux était émise. De façon analogue à une réponse impulsionnelle à un délai donné, chacun des éléments indépendants du vecteur $\hat{g}_n$ possèdent aussi sa fonction de dispersion. La fonction de dispersion définie en (2.10) peut être estimée en utilisant les mesures et l'équation suivante

$$S_h(f_i; \tau_k) = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N h(t_n; \tau_k) e^{-j2\pi(n-1)f_i} \right|^2, \quad \begin{matrix} i = 0, 1, 2, \dots, N-1; \\ k = 1, 2, \dots, K; \end{matrix} \quad (2.44)$$

avec $f_i = i/(NT_{\text{temps}})$. $S_h(f_i; \tau_k)$ est une approximation de $S_h(f; t)$. La fonction de dispersion est illustrée à la figure 2.10 pour le fichier *cc721*. On remarque clairement que la majorité des trajets arrivent par l'avant et l'arrière du véhicule et, que pour les délais courts, l'angle d'arrivée semble être plus diversifié que pour les grands délais où l'énergie provient d'un angle en particulier. L'objectif de cette section est de vérifier, pour le fichier *cc721*, si les gains complexes orthogonaux ont une répartition similaire de l'énergie en fréquence ou s'ils sont associés à un angle d'arrivée en particulier. Définissons maintenant la fonction de dispersion des gains complexes associé au mode d du canal avec

$$S_g(f_i; \tau_k; d) = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N c_{dk} c_d^H h_n e^{-j2\pi(n-1)f_i} \right|^2, \quad \begin{matrix} i = 0, 1, 2, \dots, N-1; \\ k = 1, 2, \dots, K; \end{matrix} \quad (2.45)$$

avec c_{dk} le k -ième élément du d -ième vecteur propre de $\hat{R}$. Cette fonction de dispersion est en fait la fonction de dispersion de la réponse impulsionnelle due au d -ième mode de propagation, c'est-à-dire le produit de h_n avec la matrice de projection $c_d c_d^H$. Ces fonctions pour les quatre premiers modes sont illustrées à la figure 2.11. Il est apparent que les modes principaux (1 à

3) sont associés à des trajets bien définis, et par le fait même associés à des angles d'arrivées différents. Par exemple, le premier mode est principalement associé au trajet provenant de l'arrière. Le deuxième mode provient principalement d'un angle d'environ $\pm 70^\circ$ avec un peu d'énergie de l'arrière, et le troisième mode est formé principalement de deux signaux provenant de l'avant mais avec des délais différents. Pour les modes supérieurs (4 et plus), la fonction de dispersion contient de l'énergie à plusieurs délais et fréquences Doppler. Ces observations sont conformes à ce qui a été observé pour les vecteurs propres à la figure 2.8.

Dans la définition de la fonction de dispersion du d -ième mode, la séquence $\mathbf{c}_d^H \mathbf{h}_n$ des gains complexes orthogonaux possède aussi un spectre de fréquence. Étant donné que ce sont les gains complexes orthogonaux qui forment les gains complexes, le spectre des g_{nd} pourrait être utilisé lors de la synthèse de canaux, et prend donc une importance particulière. De façon formelle, le spectre du d -ième gain complexe orthogonal est donné par

$$S_g(f_i; d) = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \hat{\mathbf{v}}_d^H \mathbf{h}_n e^{-j2\pi(n-1)f_i} \right|^2, \quad i = 0, 1, 2, \dots, N-1. \quad (2.46)$$

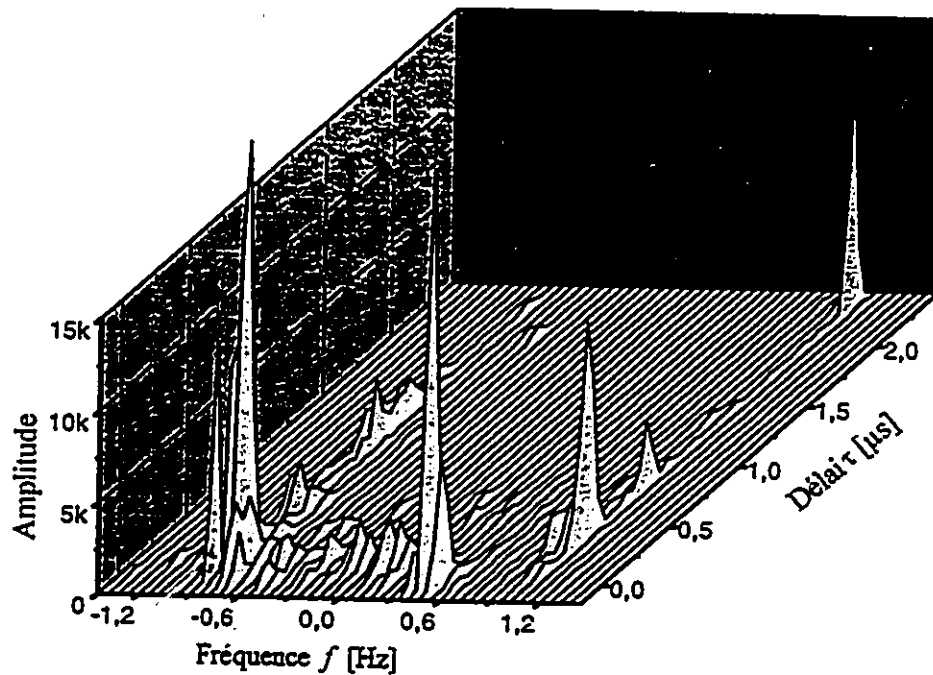


Figure 2.10 Fonction de dispersion pour le fichier cc721.

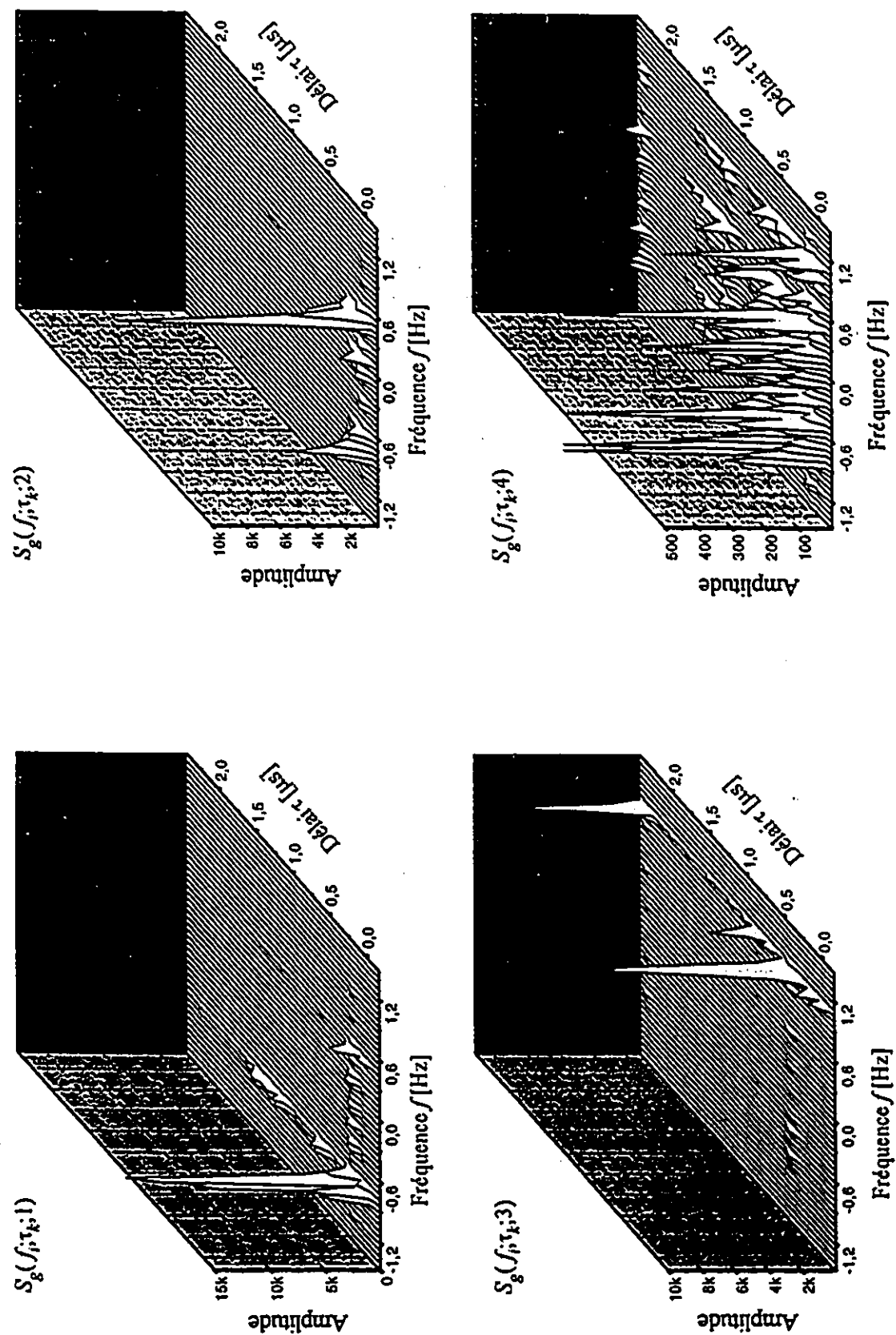


Figure 2.11 Fonctions de dispersion des quatre premiers modes pour le fichier cc721.

2.6 Résultats de l'analyse statistique

Les résultats globaux pour les mesures décrites à la section 2.3 et 2.4 sont maintenant présentés¹⁶. Ils comprennent les paramètres décrits à la section précédente sous forme de tableaux et de figures. Avant de commenter les résultats, une brève description de chacune des lignes des tableaux est présentée. Se référant au tableau 2.2 par exemple, tous les résultats sont les moyennes des paramètres calculés. Les lignes $h(t_n; \tau'_k)$ Rayleigh à $h(t_n; \tau'_k)$ log-normale indiquent le pourcentage des répartitions empiriques de l'amplitude des gains complexes des trajets aux délais τ'_d , $d = 1, \dots, D_c$, qui ne sont rejetées lorsque testées avec l'une de ces répartitions théoriques. Les lignes I'_i (%), $i = 1, \dots, 5$, donnent le pourcentage de l'énergie présente dans la i -ième valeur propre par rapport à l'énergie totale. Les lignes $\hat{g}_{n1}$ Rayleigh à $\hat{g}_{n1}$ log-normale donnent le pourcentage des séquences de premiers gains complexes orthogonaux dont les amplitudes passent le test de Cramer-Van Mises pour les répartitions respectives. Pour les distributions de Rice et log-normale, la valeur moyenne de K_1 et K_1 est également indiquée pour ce premier gain complexe orthogonal. Finalement, les trois dernières lignes affichent le taux de succès en pourcentage du test de la répartition des amplitudes pour les gains complexes orthogonaux de 2 à D_{ok} .

Pour compléter la caractérisation des canaux, quatre figures viendront appuyer les données présentées avec les tableaux pour chaque types de canaux. Une figure illustrera la collection des $\rho'(\tau'_d)$. Une deuxième figure donnera la collection des $|r_d|$ en fonction des délais différentiels $\tau'_{di} = |\tau'_d - \tau'_i|$, $d > i$. Une droite de régression linéaire (R.L.) a été ajoutée à la figure afin de donner la tendance et l'amplitude moyenne en fonction du délai. La troisième figure présentera la moyenne des I'_i , ayant une amplitude supérieure à environ 10^{-3} , avec leur écart type. Un ajustement de courbe (A.C.) à deux exponentielles décroissantes estime très

¹⁶L'appendice C présente également des résultats complémentaires.

bien la moyenne. Pour finir une figure exposera le spectre des principaux gains complexes orthogonaux $\hat{g}_n$.

Avant de présenter les résultats, la figure 2.12 montre la phase des coefficients de corrélation ayant une amplitude supérieure à 0,2 pour la série *cc7xx*. Il ne semble pas exister de tendance pour la répartition de la phase, de sorte que l'affirmation d'une répartition uniforme pour la phase des coefficients de corrélation apparaît valide. Les résultats de la figure 2.12 sont typiques pour d'autres types de canaux, et pour des seuils d'amplitude différents de 0,2.

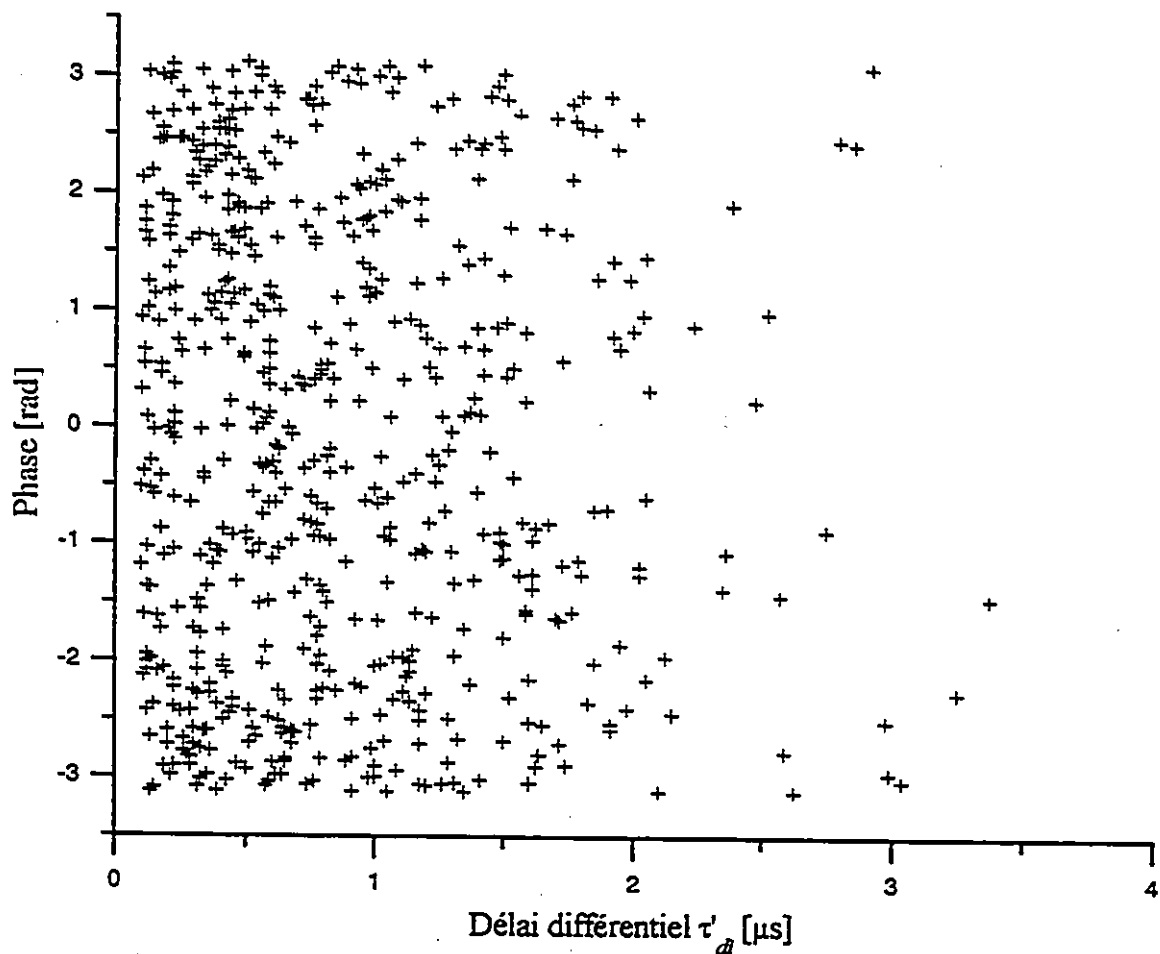


Figure 2.12 Phase des coefficients de corrélation ayant une amplitude supérieure à 0,2 pour la série *cc7xx*.

2.6.1 Résultats pour les canaux cellulaires conventionnels

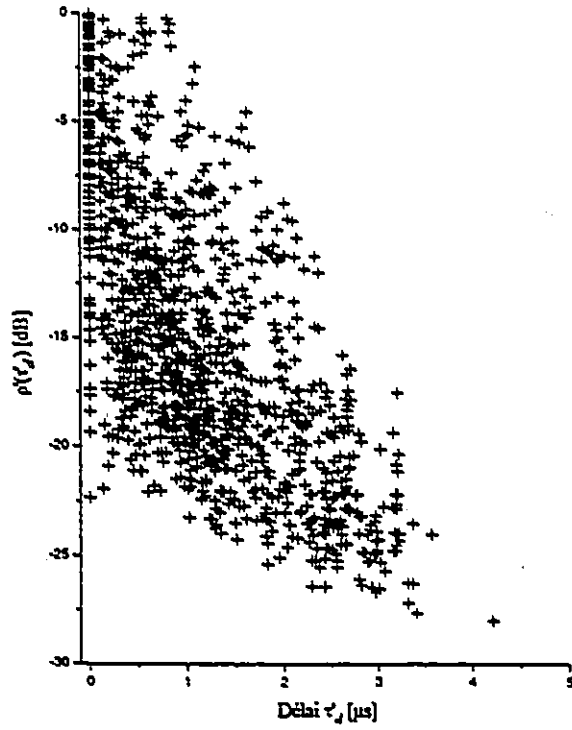
Pour ce type de canaux, il y a quatre séries de fichiers. Le tableau 2.2 ci-dessous montre qu'en général, le nombre de crêtes, la diversité effective, le délai moyen, le délai efficace et le délai maximum augmentent lorsqu'il y a absence de chemin en ligne de vue. Ces résultats ne sont pas surprenants. Notez que la diversité effective est égale à environ la moitié du nombre de trajets résolubles. La figure 2.13a montre l'amplitude normalisée des maxima du profil moyen de puissance. On voit que l'amplitude tend à diminuer lorsque le délai augmente, mais que l'étendue des valeurs à un délai donné est assez grande. La fonction de répartition des amplitudes aux maxima du profil moyen de puissance suit majoritairement une loi de Rice avec une tendance vers une loi de Rayleigh lorsqu'il n'y a pas de trajet en ligne de vue. En présence de trajet direct, la loi de l'amplitude des gains complexes des crêtes s'éloigne de la loi de Rayleigh. La loi log-normale satisfait environ 55 % des amplitudes et semble plus appropriée que la loi de Rayleigh lorsqu'il y a ligne de vue. La loi de Rice est toujours la plus descriptive statistiquement. Ces résultats indiquent que la répartition du module des gains complexes aux maxima du profil moyen de puissance dépend grandement de la présence ou de l'absence d'un trajet en ligne de vue. Le faible succès de la fonction de répartition log-normale avec trajet en ligne de vue signifie que le signal reçu peut être associé à des trajets lointains bien définis (répartition log-normale si produit de plusieurs coefficients de réflexion). Le nombre de coefficients K , à deux échantillons par symbole, est directement proportionnel à $\tau_{\max}$ et augmente donc lorsqu'il n'y a pas de trajet en ligne de vue. Les critères objectifs AIC et MDL semblent surestimer la dimension du sous-espace signal utile comme montré dans l'exemple du fichier *cc721*. L'observation présentée à la figure 2.6 paraît donc se confirmer. Le nombre moyen de valeurs propres pour représenter 90 % de l'énergie est significativement plus petit que K , et plus petit que D_c . Il est cependant intéressant de noter que ce nombre est étroitement relié à la présence de trajet en ligne de vue. Les modules des coefficients de corrélation pour la série *cc7xx* sont présentés à la figure 2.13b avec une droite de régression

linéaire (R.L.). On note que cette droite est relativement horizontale à une valeur¹⁷ de $\approx 0,29$ à l'origine. La matrice d'autocorrélation des gains complexes R_g n'est donc sûrement pas diagonale. Lorsque la matrice d'autocorrélation R est estimée à partir de l'ensemble des réponses d'une série, on trouve que cette matrice R s'approche d'une forme diagonale. Par contre, la matrice $\hat{R}$ d'un seul fichier est très rarement diagonale comme les résultats le montrent. Donc, la structure du canal est locale dans le temps et l'espace. Le point le plus important de ce tableau est peut-être la distribution moyenne de l'énergie contenue dans les valeurs propres. La tendance à une diminution rapide de l'amplitude des valeurs propres se confirme. Lorsqu'il y a un plus grand nombre de crêtes, la diminution est moins prononcée mais tout de même présente. La figure 2.13c illustre la décroissance des I'_k et un ajustement de courbe (A.C.) de deux exponentielles décroissantes. Généralement, l'amplitude de la seconde exponentielle est plus petite que la première et sa constante de temps plus grande. La fonction de répartition de probabilité des modules des gains complexes orthogonaux $\hat{g}_n$ est donnée par une loi de Rice mais dépend aussi de la position du gain dans le vecteur $\hat{g}_n$. Le premier gain complexe orthogonal $\hat{g}_{n1}$ possède un facteur de Rice plus faible que les gains suivants. La moyenne des facteurs K_i pour chacune des séries est approximativement égale à la valeur indiquée à cette ligne du tableau 2.2. En fait, les gains suivants tendent assez fidèlement vers un modèle de Rayleigh. Lorsqu'il y a ligne de vue, le premier gain complexe orthogonal suit davantage une loi log-normale que Rayleigh. La loi log-normale perd de sa représentativité pour les gains complexes orthogonaux dont l'indice est supérieur à deux dans le vecteur $\hat{g}_n$. Finalement, la figure 2.13d présente le spectre des trois premiers gains complexes orthogonaux. La forme est similaire au spectre radio mobile usuel avec des réflecteurs isotropes [Lee82]. Les creux autour de la fréquence de 0 Hz sont dus au fait qu'un filtre coupe-bande a été utilisé pour éliminer la composante continue du signal en bande de base.

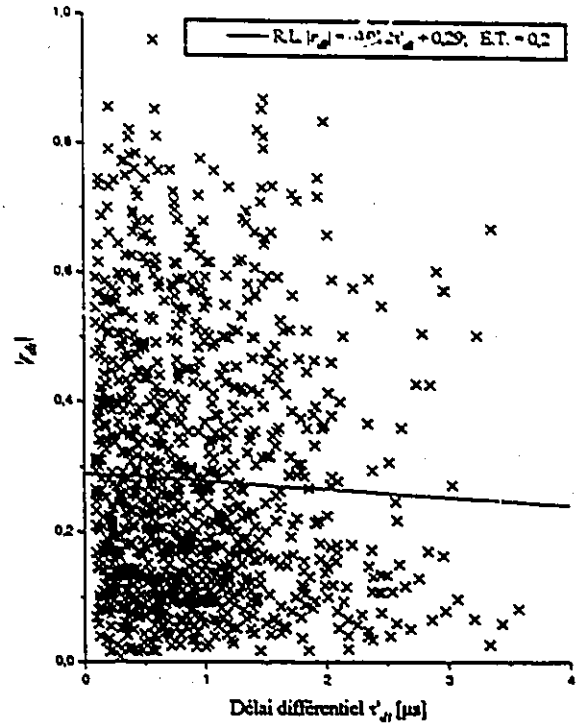
¹⁷Pour les autres séries voir l'appendice C. L'écart type (É.T.) autour de la droite est de 0,2.

Tableau 2.2 Résultats pour canaux cellulaires conventionnels.

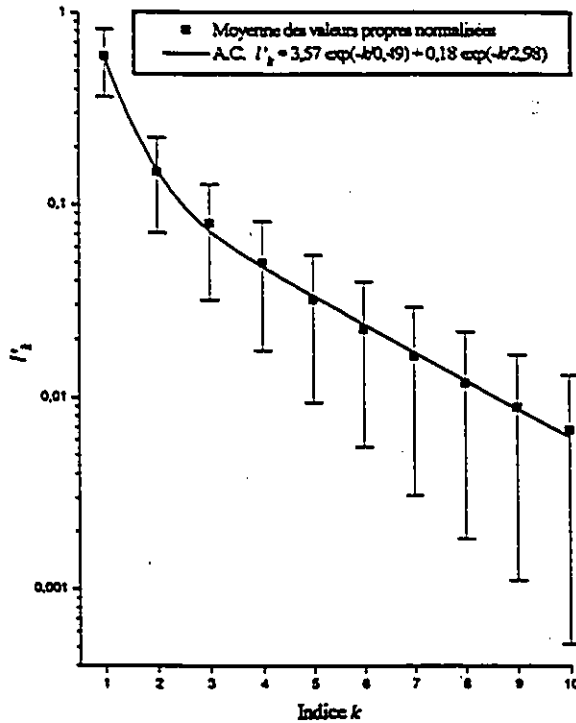
Paramètres	Série cc5xx	Série cc7xx	Série cc8xx	Série cc10xx
Ligne de vue	Non	Mixte	Non	Oui
# de réponses	6 016	6 528	5 760	3 840
D_c	6,4	5,7	13,2	3
D_{eff}	2,9	2,7	6,4	1,4
$\bar{\tau}$ (μ s)	0,23	0,21	0,68	0,04
τ_{eff} (μ s)	0,26	0,25	0,53	0,13
τ_{max} (μ s)	1,49	1,29	2,55	2,97
$h(t_n; \tau'_k)$ Rayleigh (%)	75,6	61	69,5	31,5
$h(t_n; \tau'_k)$ Rice (%)	96,3	97,2	95,1	97,8
$h(t_n; \tau'_k)$ log-normale (%)	42,6	36,9	33,8	55,1
K	36	32	57	18
D_{AIC}	31	28	48	17
D_{MDL}	28	25	39	15
$D_{90\%}$	5	4	7,5	1,7
D_{eff-p}	3,3	2,8	5,1	1,2
I'_1 (%)	54	62	43	89
I'_2 (%)	18	16	16	5
I'_3 (%)	9	8	11	3
I'_4 (%)	6	4	7	1,5
I'_5 (%)	4	3	5	0,8
$\hat{g}_{n1}$ Rayleigh (%)	72,3	45,1	51,1	20
$\hat{g}_{n1}$ Rice (%)	95,7	96,1	95,6	96,7
K_r (dB)	$\approx -4,2$	$\approx -5,6$	$\approx -5,5$	$\approx -7,5$
$\hat{g}_{n1}$ log-normale (%)	34	23,5	46,7	66,7
K_1 (dB)	-3,5	-5,6	-1,1	-8,6
$\hat{g}_{n2-nD_{90\%}}$ Rayleigh (%)	93,1	91,5	90,8	70
$\hat{g}_{n2-nD_{90\%}}$ Rice (%)	98,9	98,7	97,6	100
$\hat{g}_{n2-nD_{90\%}}$ log-normale (%)	31,7	28,1	29,6	50



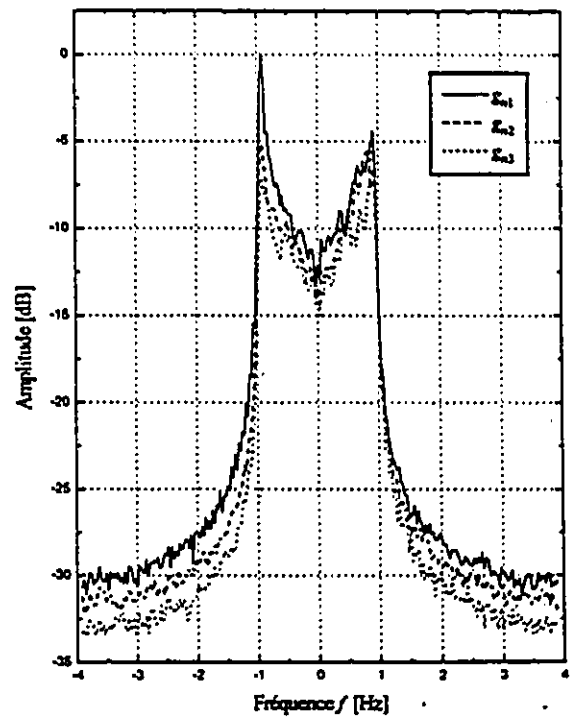
a) Amplitudes normalisées.



b) Module des coefficients de corrélation (série cc7xx).



c) Valeurs propres normalisées.



d) Spectre des gains complexes orthogonaux.

Figure 2.13 Résultats pour canaux cellulaires conventionnels.

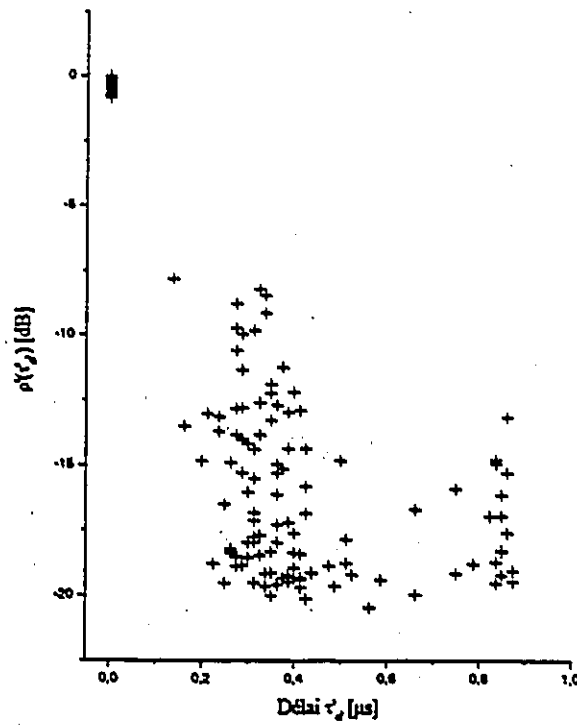
2.6.2 Résultats pour les canaux microcellulaires

Les résultats pour les quatre séries de fichiers pour ce type de canal sont présentés au tableau 2.3. La tendance des résultats est sensiblement la même que pour les canaux cellulaires conventionnels. Les différences à noter sont principalement reliées à la présence d'un trajet en ligne de vue. Le nombre de crêtes, la diversité effective et les statistiques sur les délais sont tous en baisse. Les lois de Rayleigh et log-normale sont totalement inadéquates pour modéliser la fonction de répartition du module des gains complexes. La fonction de répartition de Rice ne donne pas de résultats aussi clairs que pour les canaux cellulaires conventionnels. Pour l'élévation à 3,7 m, le module des gains complexes ne suit aucune des répartitions testées. Une explication plausible de ces résultats des tests de répartition d'amplitude est la présence d'erreurs de quantification pour les faibles niveaux d'amplitude des réponses impulsionnelles de plusieurs fichiers. La valeur de D_{eff} se situe autour de 3 alors que la diversité effective propre est inférieure à 2 avec une valeur de $\approx 1,5$. Le premier gain complexe orthogonal contient environ 90 % de l'énergie et sa fonction de répartition est loi de Rice bien que celle-ci ait un taux de rejet assez élevé. Les gains orthogonaux subséquents semblent être bien modélisés par une loi de Rayleigh. L'élévation de l'antenne émettrice ne semble pas avoir de répercussions importantes sur les paramètres estimés.

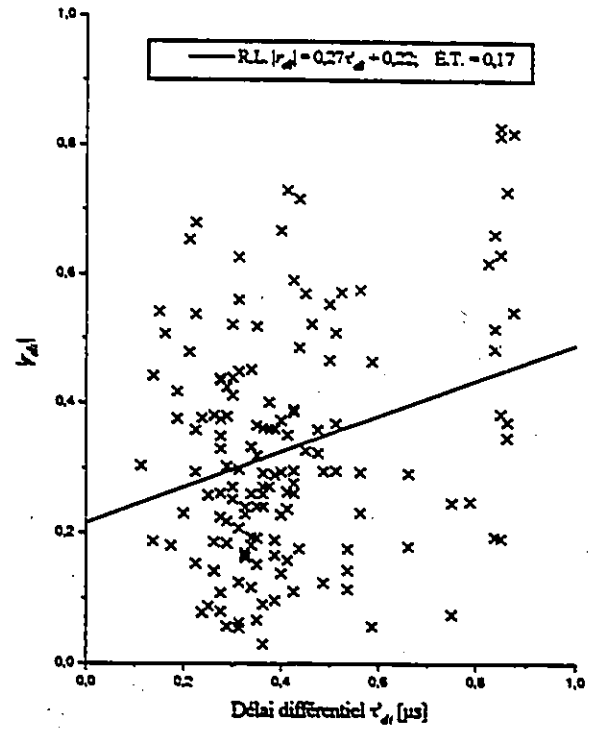
La figure 2.14a montre que les amplitudes des trajets aux délais plus grands que la résolution sont beaucoup plus faibles comparativement aux canaux cellulaires conventionnels. Les coefficients de corrélation sont distribués comme pour les canaux cellulaires conventionnels mais la droite de régression linéaire a maintenant une pente positive. Les valeurs propres normalisées peuvent être ajustées à une courbe tracée par deux exponentielles décroissantes comme en fait foi la figure 2.14c. Le spectre des deux premiers gains complexes orthogonaux est similaire, et indique que les trajets parviennent au récepteur par l'avant et l'arrière du véhicule.

Tableau 2.3 Résultats pour canaux microcellulaires.

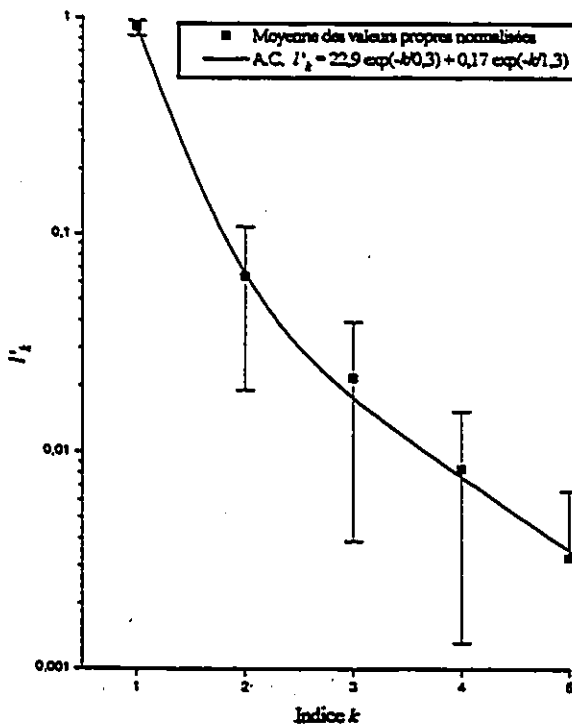
Paramètres	Élev. 3,7 m	Élev. 4,8 m	Élev. 6,5 m	Élev. 8,2 m
Ligne de vue	Oui	Oui	Oui	Oui
# de réponses	6 656	6 528	6 528	6 400
D_c	1,4	1,5	1,6	1,7
D_{eff}	1,1	1,1	1,1	1,1
$\bar{\tau}$ (μ s)	0,004	0,005	0,010	0,007
τ_{eff} (μ s)	0,020	0,025	0,036	0,032
τ_{max} (μ s)	0,122	0,170	0,219	0,211
$h(t_n; \tau'_k)$ Rayleigh (%)	23	31	36	36
$h(t_n; \tau'_k)$ Rice (%)	44	74	75	71
$h(t_n; \tau'_k)$ log-normale (%)	24	16	23	25
K	11	12	13	12
D_{AIC}	10	11	11	11
D_{MDL}	10	10	11	11
$D_{98\%}$	2,6	2,8	3	3
D_{eff-p}	1,4	1,4	1,5	1,4
I'_1 (%)	90,5	90,7	88,4	90,3
I'_2 (%)	6,3	6,1	7,2	5,9
I'_3 (%)	2,0	1,9	2,5	2,2
I'_4 (%)	0,7	0,7	1,0	0,9
I'_5 (%)	0,2	0,3	0,4	0,4
$\hat{g}_{n1}$ Rayleigh (%)	2	18	27	20
$\hat{g}_{n1}$ Rice (%)	38	57	67	62
K_r (dB)	-11,2	-8,1	-7,2	-8,1
$\hat{g}_{n1}$ log-normale (%)	15	14	20	18
K_1 (dB)	-12,4	-9,1	-5,9	-8,9
$\hat{g}_{n2-nD_{98\%}}$ Rayleigh (%)	83	87	87	77
$\hat{g}_{n2-nD_{98\%}}$ Rice (%)	86	95	91	87
$\hat{g}_{n2-nD_{98\%}}$ log-normale (%)	35	35	28	38



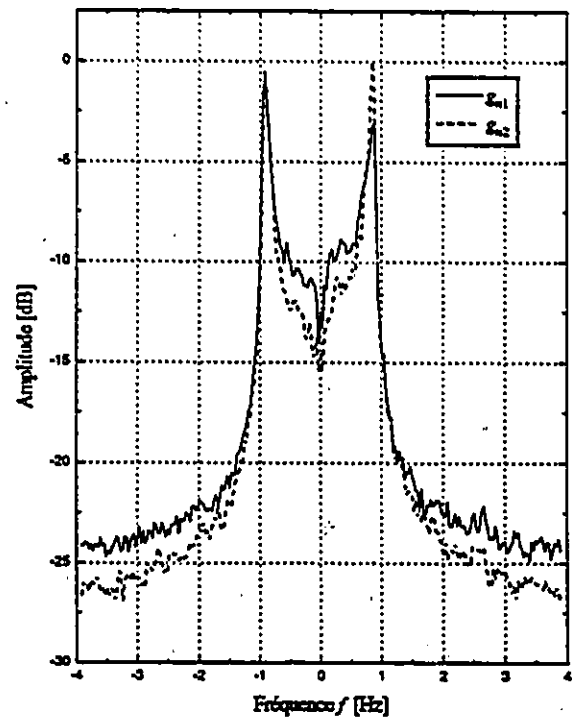
a) Amplitudes normalisées.



b) Module des coefficients de corrélation.



c) Valeurs propres normalisées.



d) Spectre des gains complexes orthogonaux.

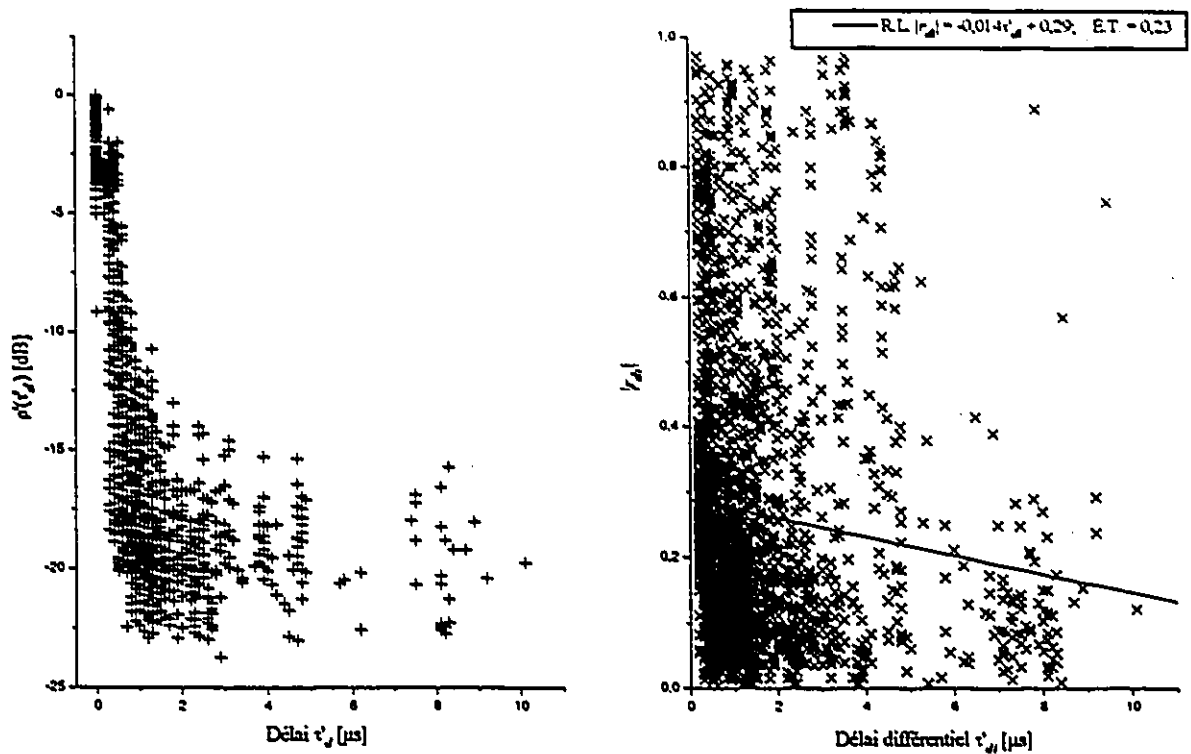
Figure 2.14 Résultats pour canaux microcellulaires.

2.6.3 Résultats pour les canaux en régions rurales

Le tableau et la figure ci-dessous résument les statistiques obtenues pour les canaux de la série *au26*. La dispersion temporelle est semblable en moyenne à ce que l'on trouve pour les canaux microcellulaires et pour les canaux cellulaires conventionnels avec une composante en ligne de vue. On note cependant que la variance des valeurs propres normalisées est assez grande. Ces variations sont dues à la présence, ou non, d'un trajet en ligne de vue. Lorsqu'il y a absence de ligne de vue, le deuxième gain complexe orthogonal prend de l'importance. Le troisième gain $\hat{g}_{n,3}$ reste marginal la plupart du temps et n'excède jamais 20 % de l'énergie totale. Pour ce qui est des autres résultats, ceux-ci sont similaires aux résultats précédents. La figure 2.15 complète les résultats du tableau 2.4.

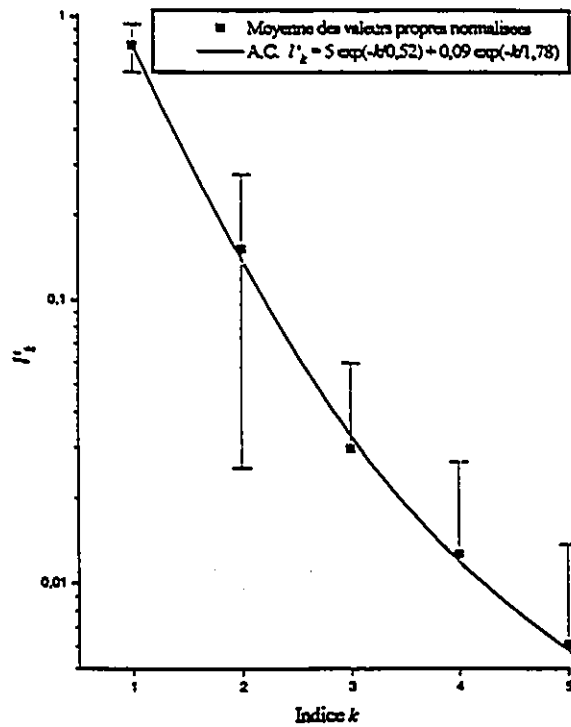
Tableau 2.4 Résultats pour canaux en régions rurales.

Paramètres	au26
Ligne de vue	Mixte
# de réponses	30 720
D_c	2,4
D_{eff}	1,5
$\bar{\tau}$ (μs)	0,073
τ_{eff} (μs)	0,161
τ_{max} (μs)	0,978
$h(t_n; \tau'_k)$ Rayleigh (%)	63
$h(t_n; \tau'_k)$ Rice (%)	86
$h(t_n; \tau'_k)$ log-normale (%)	54
K	17
D_{AIC}	14
D_{MDL}	13
$D_{98\%}$	3,4
D_{eff-p}	1,8
I'_1 (%)	79,2
I'_2 (%)	15,2
I'_3 (%)	3
I'_4 (%)	1,3
I'_5 (%)	0,6
$\hat{g}_{n1}$ Rayleigh (%)	59
$\hat{g}_{n1}$ Rice (%)	88
K_t (dB)	$\approx -5,7$
$\hat{g}_{n1}$ log-normale (%)	68
K_t (dB)	33
$\hat{g}_{n2-nD_{98\%}}$ Rayleigh (%)	86
$\hat{g}_{n2-nD_{98\%}}$ Rice (%)	93
$\hat{g}_{n2-nD_{98\%}}$ log-normale (%)	58

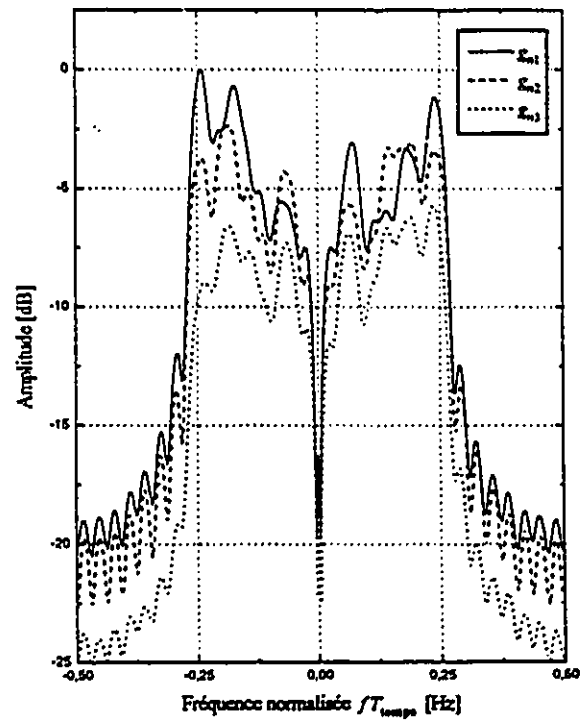


a) Amplitudes normalisées.

b) Module des coefficients de corrélation.



c) Valeurs propres normalisées.



d) Spectres des gains complexes orthogonaux.

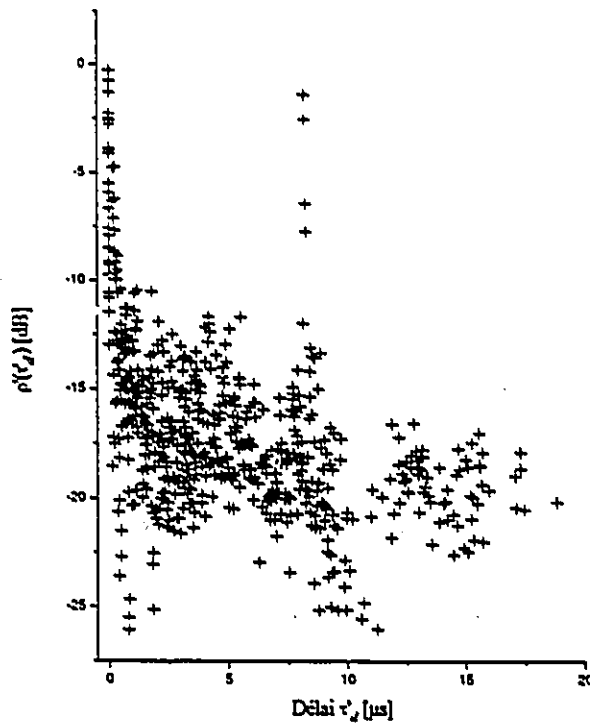
Figure 2.15 Résultats pour canaux en régions rurales.

2.6.4 Résultats pour les canaux en régions montagneuses

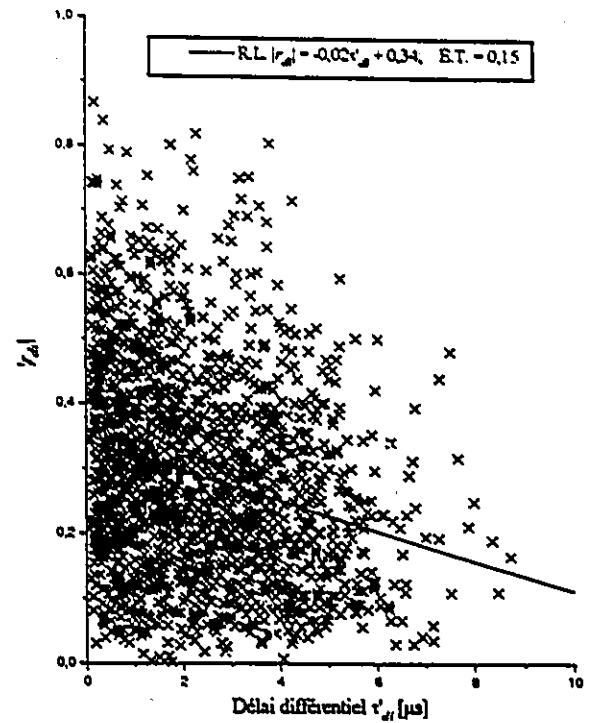
Pour ce type de canaux, il y a quatre séries de fichiers dont les résultats sont cumulés au tableau 2.5. Comme prévu, la durée moyenne des réponses impulsionnelles est beaucoup plus grande que pour les applications mobiles cellulaires en milieu urbain. La fonction de répartition du module des $h(t_k; \tau_k')$ s'apparente bien à une loi de Rice avec une forte tendance vers une loi de Rayleigh. La loi log-normale ne semble pas offrir une aussi bonne conformité. Le nombre de coefficients nécessaires pour représenter une réponse impulsionnelle est relativement grand, mais 90 % de l'énergie est concentrée dans un petit nombre de fonctions propres. Les résultats pour les critères AIC et MDL ne peuvent être calculés puisque $K > N$. Rappelons que pour ces mesures, il n'y a que 26 réponses impulsionnelles par fichier. Nous avons donc ici un système où il y a plus d'inconnues que d'équations. Le cas des systèmes indéterminés devra être étudiés plus à fond si la valeur de K ne peut être réduite ou si la valeur de N ne peut être augmentée. Ici, comme les critères AIC et MDL sont très conservateurs, aucune perte significative d'information affecte les résultats. Les critères seront simplement laissés de côté. La diminution de l'amplitude des valeurs propres est toujours observée bien que le taux de décroissance soit un peu moins accentué. En particulier, la série *copkt* n'a que 75,9 % de l'énergie dans les 5 premières valeurs propres. Les gains orthogonaux $\hat{g}_n$ peuvent être décrits par un processus normal à moyenne nulle dans la plupart des cas. Le spectre des gains complexes orthogonaux ne peut être présenté parce que la période d'échantillonnage T_{temps} était trop grande. Finalement, la taille de la population pour ce type de canaux est relativement petite, de sorte que la validité statistique des résultats est moins grande que pour les résultats précédents. La tendance exprimée demeure cependant indicatrice du type de canal que l'on retrouve en régions montagneuses.

Tableau 2.5 Résultats pour canaux en régions montagneuses.

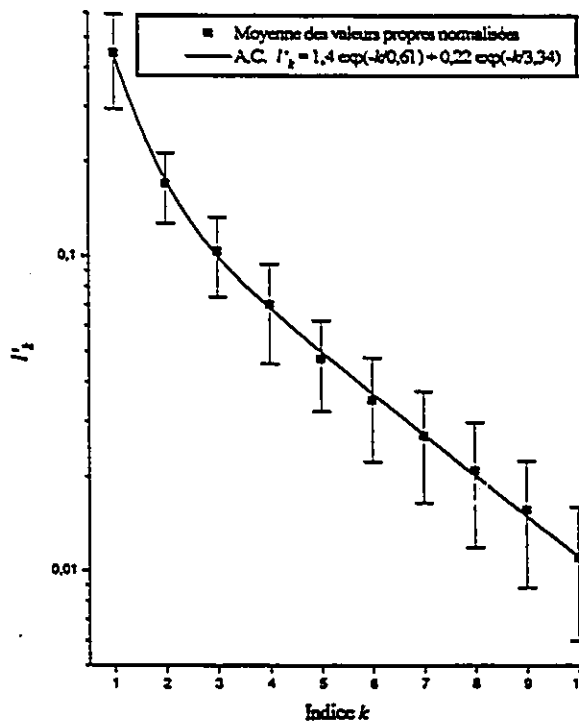
Paramètres	<i>cobpt</i>	<i>copkt</i>	<i>cavert</i>	<i>covldt</i>
Ligne de vue	Non	Non	Mixte	Non
# de réponses	130	130	284	130
D_c	22,2	26,2	15,4	44
D_{eff}	11,8	11,5	7,8	33
$\bar{\tau}$ (μ s)	6,26	2,47	0,75	4,3
τ_{eff} (μ s)	3,56	4,53	1,06	2,4
τ_{max} (μ s)	12,1	16,4	4,3	10,1
$h(t_n; \tau'_k)$ Rayleigh (%)	63	92	83	78
$h(t_n; \tau'_k)$ Rice (%)	99	95	99	98
$h(t_n; \tau'_k)$ log-normale (%)	83	64	64	71
K	114	115	85	114
D_{AIC}	—	—	—	—
D_{MDL}	—	—	—	—
$D_{90\%}$	5,2	10,2	6,6	8,2
D_{eff-p}	3,2	6,7	4,3	5,6
I'_1 (%)	54,7	32	50,7	33,5
I'_2 (%)	17,4	17,8	15,4	19,4
I'_3 (%)	10,3	12,3	8,2	13,5
I'_4 (%)	5,2	8,1	6	10
I'_5 (%)	3,6	5,7	4,6	5,3
$\hat{g}_{n1}$ Rayleigh (%)	0	80	55	80
$\hat{g}_{n1}$ Rice (%)	100	100	100	100
K_r (dB)	-11,5	-2,6	-7,6	-4,9
$\hat{g}_{n1}$ log-normale (%)	80	100	100	80
K_1 (dB)	-4,7	18,4	-8,5	-5,6
$\hat{g}_{n2-nD_{90\%}}$ Rayleigh (%)	90	93	87	89
$\hat{g}_{n2-nD_{90\%}}$ Rice (%)	100	96	100	92
$\hat{g}_{n2-nD_{90\%}}$ log-normale (%)	81	85	77	72



a) Amplitude normalisées.



c) Valeurs propres normalisées (série covert)



b) Coefficients de corrélation.

Spectre
indisponible

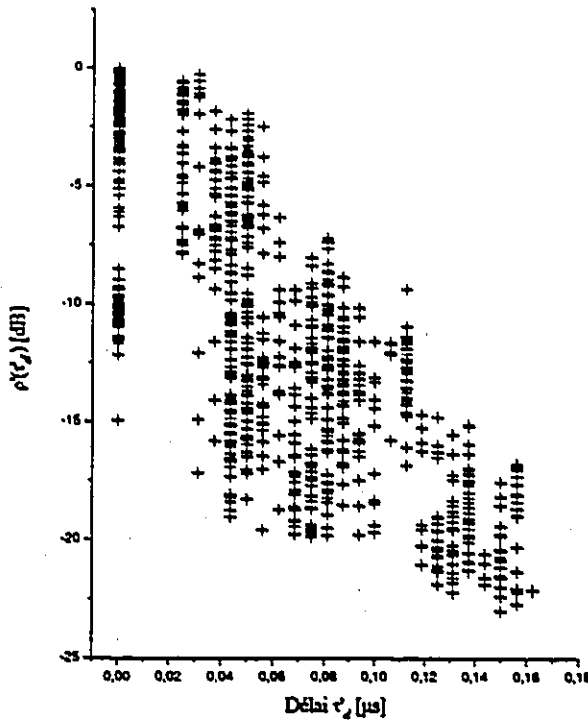
Figure 2.16 Résultats pour canaux en régions montagneuses.

2.6.5 Résultats pour les canaux à l'intérieur des édifices

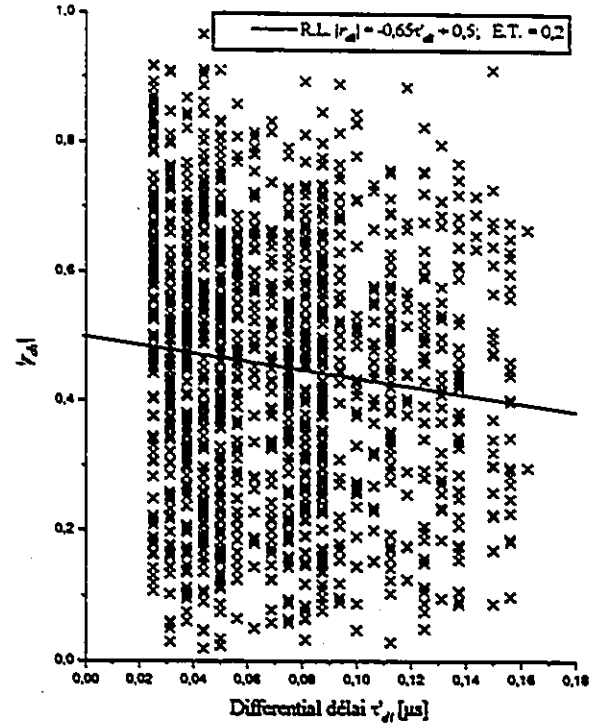
Pour ce type de canal, il y a six séries de fichiers dont les résultats sont résumés aux tableaux 2.6 et 2.7. Les figures 2.17 et 2.18 viennent compléter ces tableaux. En général, il y a très peu de différences relativement au processus de propagation entre la série à 950 MHz et la série à 40 GHz même si les lieux mesurés ne sont pas les mêmes. Les statistiques relatives aux délais démontrent que ces canaux sont beaucoup moins dispersifs dans le temps que les canaux radio mobile. Le nombre moyen de crêtes est du même ordre que pour les canaux microcellulaires. Les réponses impulsionnelles peuvent très bien être représentées avec 14 échantillons à 2 échantillons par élément. La fonction de répartition de l'enveloppe des gains complexes suit de très près une fonction de répartition de Rice ou log-normale. Les résultats pour les critères AIC et MDL sont toujours relativement grands. Des résultats similaires ont été obtenus dans [TLo93]. On remarque aussi que 98 % de l'énergie est concentrée dans moins de 2 fonctions propres, et que la diversité effective propre est inférieure à 1,5. Le premier gain complexe orthogonal $\hat{g}_{n1}$ suit à peu près la même tendance que les modules des gains $h(t_n; \tau'_k)$. Les facteurs K_r et K_i sont d'environ -12 dB pour ce premier gain. Les gains complexes orthogonaux supérieurs semblent être mieux décrits par une fonction de répartition de Rayleigh, ou de Rice. Les modules des coefficients de corrélation sont distribués de façon similaire aux canaux cellulaires conventionnels bien que leurs valeurs soient légèrement plus grandes. Les valeurs propres normalisées peuvent encore être ajustées à une courbe donnée par deux exponentielles décroissantes. Le spectre des gains complexes orthogonaux est différent des canaux radio mobile. Il est de la forme d'un filtre passe bas plutôt que de la forme radio mobile typique avec deux maxima à $\pm V f_p / c$ [Lee82]. Les pointes présentes dans les spectres des figures 2.17d et 2.18d sont dues à l'interférence de l'éclairage à lumières fluorescentes [Mel92]. Pour les mesures à 40 GHz, les spectres des gains complexes orthogonaux ne sont que des approximations puisqu'avec une porteuse à 40 GHz, une personne marchant à 2 m/s peut produire une fréquence Doppler de 266 Hz.

Tableau 2.6 Résultats pour canaux à l'intérieur des édifices à 950 MHz.

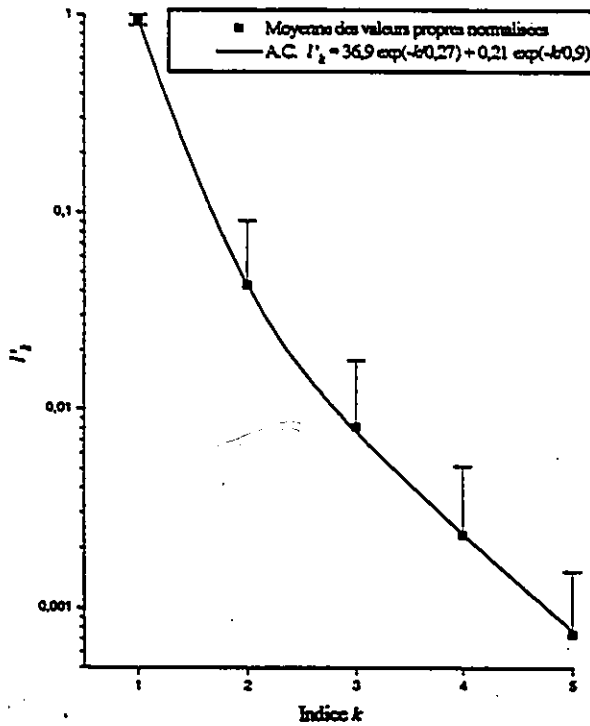
Paramètres	<i>dia02</i>	<i>dia05</i>	<i>dia07</i>	Globaux
Ligne de vue	Non	Non	Non	Non
# de réponses	7 616	7 616	7 616	22 848
D_c	2,7	3,8	3,4	3,3
D_{eff}	1,1	1,2	2,2	1,5
$\bar{\tau}$ (ns)	~	19	20	14,3
τ_{eff} (ns)	14	25	26	21,7
τ_{max} (ns)	74	107	113	98
$h(t_n; \tau'_k)$ Rayleigh (%)	26	14	18	19
$h(t_n; \tau'_k)$ Rice (%)	96	94	98	96
$h(t_n; \tau'_k)$ log-normale (%)	91	92	94	92
K	12	15	16	14
D_{AIC}	10	13	14	12
D_{MDL}	10	12	12	11
$D_{98\%}$	1,6	1,8	2,2	1,9
D_{eff-p}	1,1	1,2	1,3	1,2
I'_1 (%)	96,2	95,2	92,3	94,6
I'_2 (%)	3	3,8	6	4,3
I'_3 (%)	0,6	0,7	1,2	0,8
I'_4 (%)	0,1	0,2	0,4	0,2
I'_5 (%)	0	0	0,1	0,1
$\hat{g}_{n1}$ Rayleigh (%)	20	12	8	13
$\hat{g}_{n1}$ Rice (%)	96	96	97	96
K_r (dB)	$\approx -10,3$	-13,2	$\approx -14,5$	-12,3
$\hat{g}_{n1}$ log-normale (%)	92	93	96	94
K_1 (dB)	-11,2	-12,8	-4,6	-8
$\hat{g}_{n2-nD_{98\%}}$ Rayleigh (%)	86	91	90	89
$\hat{g}_{n2-nD_{98\%}}$ Rice (%)	100	98	99	99
$\hat{g}_{n2-nD_{98\%}}$ log-normale (%)	78	74	72	75



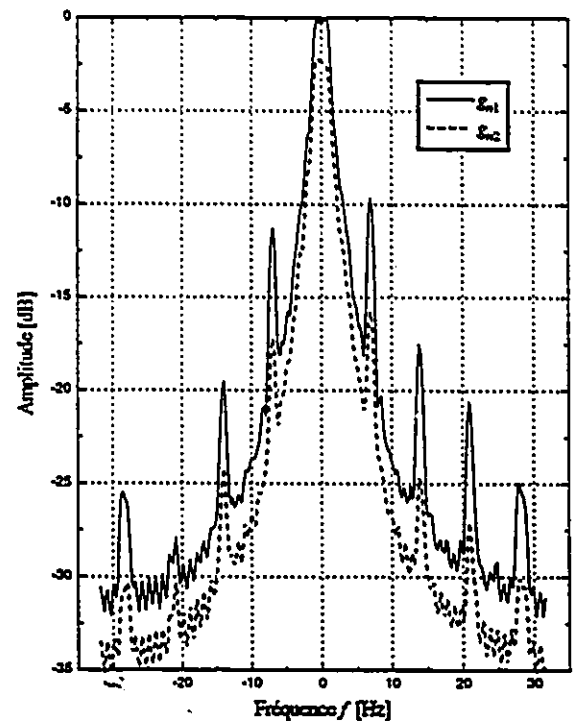
a) Amplitude normalisées.



b) Module des coefficients de corrélation.



c) Valeurs propres normalisées.

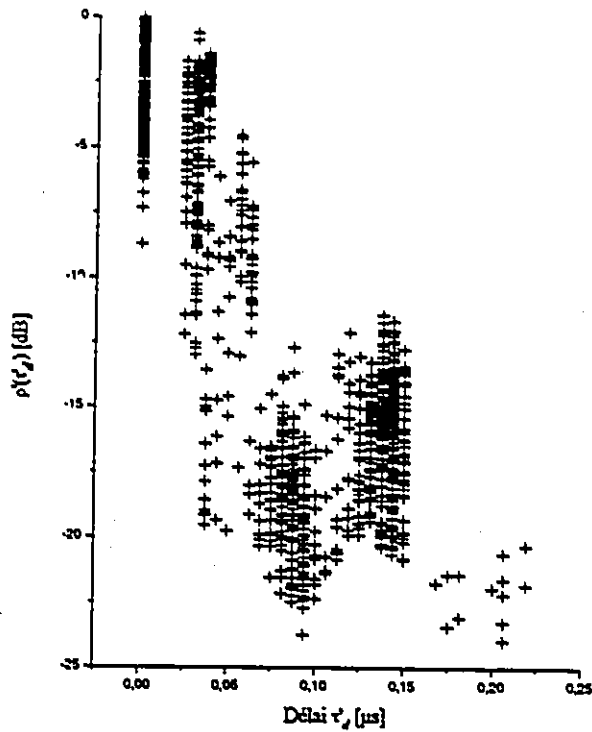


d) Spectre des gains complexes orthogonaux.

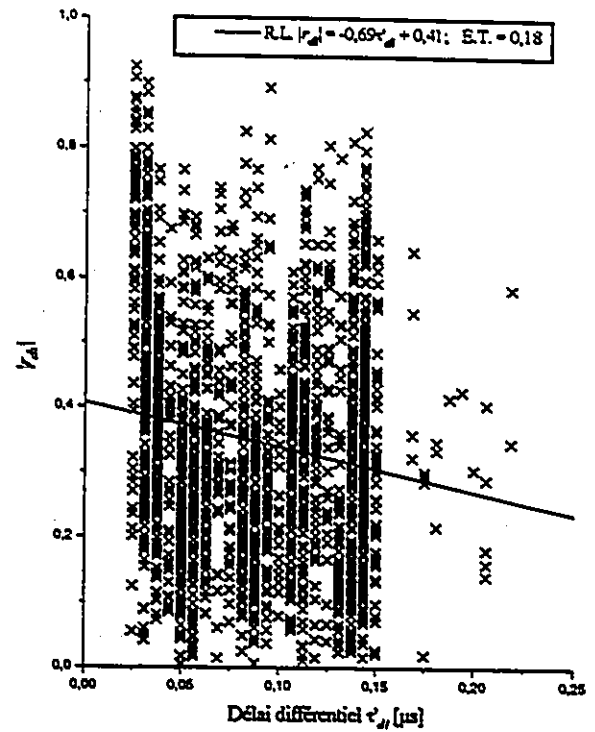
Figure 2.17 Résultats pour canaux à l'intérieur des édifices à 950 MHz.

Tableau 2.7 Résultats pour canaux à l'intérieur des édifices à 40 GHz.

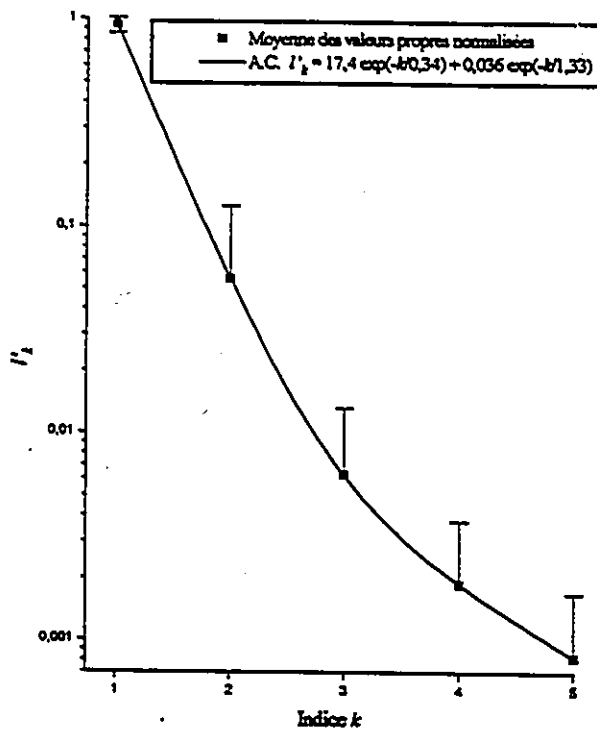
Paramètres	<i>b1801</i>	<i>h2a301</i>	<i>h2a303</i>	Globaux
Ligne de vue	Non	Non	Non	Non
# de réponses	19 008	19 008	19 008	57 024
D_c	1,1	3	3,3	2,5
D_{eff}	1,03	1,5	2,1	1,5
$\bar{\tau}$ (ns)	0,49	7	21	9,5
τ_{eff} (ns)	0,73	24	25	17
τ_{max} (ns)	3,3	135	132	90
$h(\tau_n; \tau'_k)$ Rayleigh (%)	12	10	10	11
$h(\tau_n; \tau'_k)$ Rice (%)	95	95	93	94
$h(\tau_n; \tau'_k)$ log-normale (%)	81	85	74	80
K	9	17	16	14
D_{AIC}	8	15	15	13
D_{MDL}	7	13	14	11
$D_{98\%}$	1,4	1,6	2,3	1,8
D_{eff-p}	1,1	1,2	1,4	1,2
I'_1 (%)	97	95,1	88,2	93,5
I'_2 (%)	2,6	4,1	10	5,6
I'_3 (%)	0,3	0,4	1,2	0,6
I'_4 (%)	0	0,2	0,3	0,2
I'_5 (%)	0	0,1	0,1	0,1
$\hat{g}_{n1}$ Rayleigh (%)	9,4	7,7	9,8	9
$\hat{g}_{n1}$ Rice (%)	93,4	93,6	90,9	93
K_r (dB)	$\approx -11,9$	$\approx -12,4$	≈ -12	$-12,1$
$\hat{g}_{n1}$ log-normale (%)	86,2	82,5	79,1	83
K_l (dB)	$-10,2$	$-16,2$	$-11,8$	$-12,1$
$\mathcal{E}_{n2-nD_{98\%}}$ Rayleigh (%)	87,6	83,2	90,9	87
$\mathcal{E}_{n2-nD_{98\%}}$ Rice (%)	92,4	93,7	93,9	93
$\mathcal{E}_{n2-nD_{98\%}}$ log-normale (%)	54,3	44	44,3	48



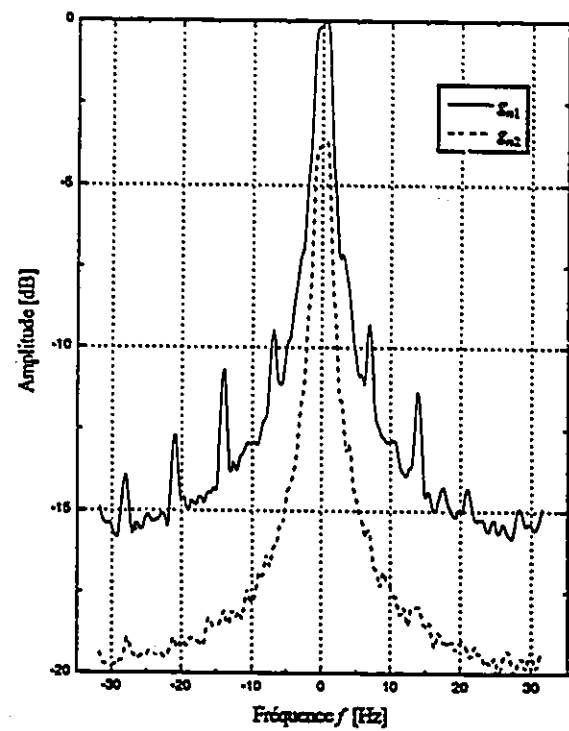
a) Amplitude normalisées.



b) Module des coefficients de corrélation.



c) Valeurs propres normalisées.



d) Spectres des gains complexes orthogonaux.

Figure 2.18 Résultats pour canaux à l'intérieur des édifices à 40 GHz.

Le taux d'échantillonnage à la fréquence de 63,5 Hz est donc trop faible. Cependant, le contenu spectral est très limité de sorte que la figure 2.18d donne tout de même une bonne idée des fréquences composant l'évanouissement.

La longueur des fichiers pour les canaux à l'intérieur des édifices permet de visualiser dans le temps t les variations du poids de chacun des modes de propagation. Pour illustrer cette variation, la figure 2.19 montre I'_1 et I'_2 sur une période de 2 minutes avec des blocs de 1 seconde. Comme deux valeurs propres représentent environ 98 % de l'énergie, on voit que la variation est très symétrique par rapport à 50 %. Il n'y a pas toujours de lien direct entre le nombre de crêtes dans la réponse impulsionnelle et la variation de la structure propre.

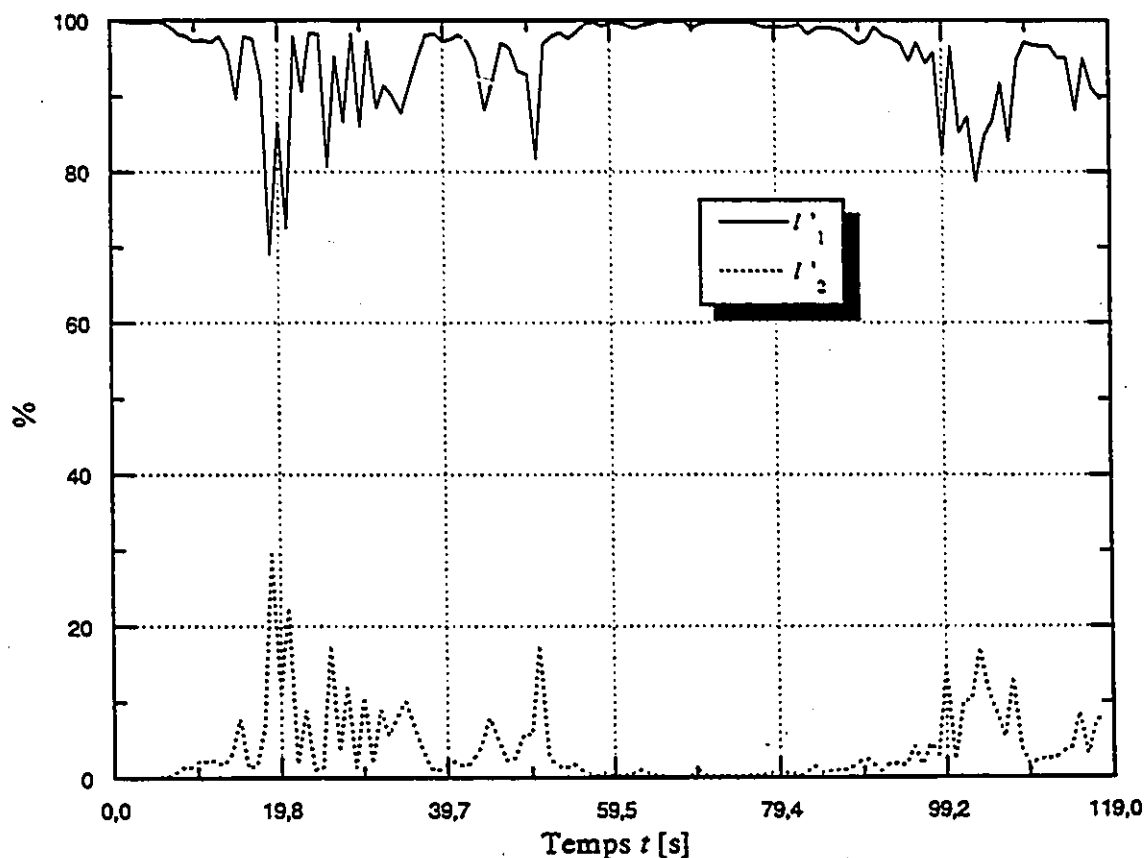


Figure 2.19 Variation du poids normalisé des deux premiers modes de propagation pour le fichier *dia05*.

2.7 Modèle pour canaux sélectifs en fréquence avec évanouissements

Les résultats de la section précédente peuvent maintenant être utilisés pour obtenir un modèle de canal qui tient compte de la structure de propagation du milieu. Jusqu'à maintenant, nous avons analysé des réponses impulsionnelles dérivées de mesures expérimentales. Nous nous intéressons maintenant à la synthèse de réponses impulsionnelles qui possèdent les caractéristiques observées.

Le point de départ est la matrice de covariance R . Cette matrice est composée de deux parties, PR_dP^T et R_w . À partir d'une sélection des délais τ'_d , $d = 1, 2, \dots, D$ et de la forme de l'impulsion au transmetteur, ou de la résultante d'un filtre au transmetteur et au récepteur, la matrice P peut être construite. Le nombre de colonnes de la matrice P est D alors que le nombre de rangées K dépend du taux d'échantillonnage et de $\tau_{\max}$. Les quantités τ'_d et D peuvent être fixes ou aléatoires en accord avec des fonctions de répartition empiriques générées grâce à une analyse statistique. Une fois P calculée, la matrice R_d peut à son tour être construite en utilisant les valeurs de $\rho'(\tau'_d)$ et $|r_d|$ des figures de la section précédente. Lorsque le canal à synthétiser est de type Rayleigh, la matrice R_d est obtenue en multipliant les $|r_d|$ par $2\sigma_d\sigma_l$. Si le canal à synthétiser est de type Rice, $\rho'(\tau'_d) = 2\sigma_d^2 + |s_d|^2$ et le facteur K_{τ_d} doit aussi être défini. Par la suite, la procédure est semblable au canal Rayleigh avec une matrice R_d formée de la somme de la matrice de covariance et de la matrice des moyennes composée des $s_d s_l^*$. Avec P , R_d et le type de canal voulu, toute l'information nécessaire pour modéliser le canal est disponible. Ce modèle ne fait cependant pas appel aux propriétés des modes orthogonaux. Examinons maintenant un modèle orthogonal.

La matrice PR_dP^T peut être décomposée sous forme quadratique avec une matrice diagonale, et une matrice donc les colonnes sont les vecteurs propres associés aux valeurs propres. Les résultats de l'analyse statistique ont permis de caractériser la matrice des valeurs propres. Malheureusement, la matrice des vecteurs propres n'a pu faire l'objet d'une même

étude. Il est donc impossible de synthétiser les réponses impulsionnelles h_n en utilisant des statistiques des modes orthogonaux uniquement. Une approche mixte sera donc utilisée. Les D valeurs propres non-nulles de Λ représentent l'énergie des modes orthogonaux. Si un canal Rayleigh est désiré, par exemple, alors D processus normaux à moyenne nulle avec variance δ_i , $i = 1, 2, \dots, D$ peuvent être utilisés pour générer les réponses impulsionnelles h_n . La relation est

$$h_n = V_s g_n \quad (2.47)$$

où g_n est un vecteur de longueur D avec $E\{g_{ni}\} = 0$, et V_s est la matrice des D vecteurs propres associés aux δ_i de R_s . Les éléments du vecteur g_n sont indépendants car $E\{g_n g_n^H\}$ est diagonale. La fonction de répartition des éléments de g_n suit une loi normale à moyenne nulle pour un canal de Rayleigh. D'un autre côté, si le premier mode peut être associé à une répartition de Rice, alors le premier gain g_{n1} aura une moyenne non-nulle. La distribution des δ_i devrait être similaire en moyenne à ce qui est rapporté dans les résultats de l'analyse statistique.

Pour les statistiques à court terme, la structure (P ou V_s) du canal ne change pas et les processus h_n et g_n sont stationnaires. La dernière information nécessaire est le spectre de l'évanouissement des gains complexes orthogonaux. D'après les figures de la section précédente, le spectre a la même forme pour tous les gains g_{nd} . Il suffit donc de générer D processus blancs et de les filtrer avec D filtres ayant tous la même forme.

Pour rendre le canal encore plus réaliste, pour les simulations à venir, il serait possible de faire varier les paramètres τ_d , $\rho'(\tau_d)$ et $|r_{dl}|$. Cette approche serait relativement compliquée et pourrait ne pas être conforme à la réalité si des hypothèses supplémentaires doivent être énoncées. Il est préférable d'utiliser les mesures elles-mêmes, et cette avenue sera adoptée au chapitre 4 pour vérifier numériquement les performances de divers récepteurs dont le signal reçu résulte de la propagation dans un canal sélectif en fréquence avec évanouissements.

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, l'hypothèse énoncée au chapitre 1 relativement à l'ordre effectif de la diversité d'un canal fut vérifiée et confirmée. Avec l'aide de plusieurs types de mesures de réponses impulsionnelles, plusieurs paramètres permettant d'estimer le niveau de corrélation, et le nombre de modes de propagation indépendants et significatifs furent calculés. Retenons comme résultats principaux que les coefficients de corrélation moyens varient entre 0,2 et 0,5 avec un écart-type moyen d'environ 0,2. Également, une légère tendance à la baisse des coefficients de corrélation en fonction du délai différentiel est observée. Le nombre de modes de propagation indépendants nécessaire à la représentation d'une réponse impulsionnelle dépend du nombre de trajets, et de la présence, ou l'absence, d'une composante en ligne de vue. Pour les canaux sans trajet en ligne de vue, de 5 à 7 modes suffisent pour obtenir une représentation à 90 % de l'énergie, et ce dans la plupart des cas. Lorsqu'un trajet en ligne de vue existe, seulement 2 modes sont requis pour obtenir une représentation à 98 % de l'énergie.

Avec ces résultats, l'hypothèse du chapitre 1 est considérée valide. L'implication de la confirmation de cette hypothèse à la réception sera maintenant étudiée. Plusieurs des choix de conceptions pris en considération dans le prochain chapitre seront directement liés aux résultats présentés dans le présent chapitre.

3

Détection

3.1 Introduction

La vérification, au chapitre précédent de l'hypothèse énoncée au chapitre 1 selon laquelle il est possible de représenter la réponse impulsionnelle par un nombre restreint de fonctions orthogonales, amène maintenant l'auteur à considérer les impacts à la réception. En utilisant, comme au chapitre 2, une caractérisation de canal basée sur une représentation orthogonale de la réponse impulsionnelle des canaux sélectifs en fréquence avec évanouissements, les performances d'un système de communication en terme du taux moyen d'erreur sur un symbole ou sur un bit transmis peuvent maintenant être évaluées.

Dans la section principale de ce chapitre, le taux d'erreur moyen sur un bit pour le cas particulier où il n'y a pas d'interférence intersymbole (IIS), mais seulement de l'interférence intertrajet (IIT), sera calculé. Pour ce cas, une analyse théorique permet de calculer les performances du détecteur linéaire cohérent et du détecteur différentiel. Ces résultats théoriques permettent de comparer les deux types de détecteur et d'apprécier la contribution des différentes sources de dégradation. Parallèlement, le détecteur linéaire cohérent et le détecteur différentiel basé sur l'espace propre seront décrits. Les performances de ces détecteurs sont fonction du nombre de modes orthogonaux sélectionnés. Finalement, un

algorithme réalisant une variante de la détection cohérente et différentielle basée sur l'analyse propre de la réponse impulsionnelle sera développé afin de réaliser les bénéfices potentiels d'une réduction du nombre de dimensions. Ce détecteur sera efficace dans la mesure où les statistiques des modes orthogonaux des canaux sont similaires à ce qui fut observé au chapitre deux.

L'avant dernière section de ce chapitre examine les performances théoriques de la détection cohérente, différentielle et différentielle basée sur l'espace propre lorsqu'il y a présence d'interférence intersymbole. La dégradation engendrée par l'interférence intersymbole pourra donc être quantifiée pour plusieurs types de détection. Ce chapitre servira aussi de base théorique pour comparer certains résultats de simulation qui suivront au chapitre quatre.

3.2 Modèle du signal à la réception

Le modèle de canal présenté au chapitre 2 peut maintenant être utilisé pour calculer les performances de divers systèmes de transmission radio. Afin de présenter l'essentiel des principes de détection, l'analyse qui suit sera limitée à un type de modulation linéaire à deux niveaux. Dénотons le signal transmis $s(t)$ en bande de base par

$$s(t) = \sum_n b_n f(t - nT) \quad (3.1)$$

où $b_n \in \{-1, 1\}$ sont les symboles indépendants, aléatoires et équiprobables, T est la période des symboles entrant dans le filtre $f(t)$ de durée T_f et d'une largeur de bande utile B_f . Le filtre $f(t)$ est choisi de sorte que l'énergie transmise par symbole b_n et par période T , E_b , soit égale à un, donc

$$E_b = \text{Var}\{b_n\} \int_{-\infty}^{\infty} f^2(t) dt = \int_0^T f^2(t) dt = \int_0^{T_f} f^2(t) dt = 1, \quad T_f \leq T. \quad (3.2)$$

Dénотons maintenant la réponse impulsionnelle du canal variable dans le temps par $h(t; \tau)$, t étant le temps d'observation et τ le délai d'excitation. Suite au passage du signal transmis $s(t)$ à

Dénotons maintenant la réponse impulsionnelle du canal variable dans le temps par $h(t; \tau)$, t étant le temps d'observation et τ le délai d'excitation. Suite au passage du signal transmis $s(t)$ à travers le canal linéaire $h(t; \tau)$, le signal résultant est additionné à du bruit blanc normal stationnaire représenté en bande de base par le processus $w'(t)$. Ce processus aléatoire possède une densité spectrale bilatérale de puissance de $N_0/2$. Donc le signal reçu $r'(t)$ sera

$$\begin{aligned} r'(t) &= s(t) \otimes h(t; \tau) + w'(t) \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} s(t - \tau) h(t; \tau) d\tau + w'(t) \\ &= \sum_n b_n \int_{-\infty}^{\infty} f(t - \tau - nT) h(t; \tau) d\tau + w'(t) \end{aligned} \quad (3.3)$$

avec $\otimes$ représentant l'opération de convolution. Si maintenant la réponse impulsionnelle au temps t est de la forme¹

$$h(t; \tau) = \sum_{d=1}^{D(t)} a_d(t) \delta[\tau - \tau_d(t)], \quad (3.4)$$

avec $a_d(t)$ représentant le gain complexe et $\tau_d(t)$ le délai du d -ième trajet, et $D(t)$ le nombre de trajets en fonction du temps. L'équation (3.3) se réduit alors à

$$\begin{aligned} r'(t) &= \sum_n b_n \int_{-\infty}^{\infty} f(t - \tau - nT) \sum_{d=1}^{D(t)} a_d(t) \delta[\tau - \tau_d(t)] d\tau + w'(t) \\ &= \sum_n b_n \sum_{d=1}^{D(t)} a_d(t) \int_{-\infty}^{\infty} f(t - \tau - nT) \delta[\tau - \tau_d(t)] d\tau + w'(t) \\ &= \sum_n b_n \sum_{d=1}^{D(t)} a_d(t) f[t - \tau_d(t) - nT] + w'(t). \end{aligned} \quad (3.5)$$

Maintenant, selon la durée T_f de $f(t)$ et la grandeur de $\tau_{\max}$ par rapport à T , il peut se produire différents scénarios de combinaison des trajets reçus dans l'intervalle $nT \leq t \leq (n+1)T$. Il apparaît important de différencier les cas suivants:

¹Le cas plus général, où $h(t; \tau)$ est un opérateur linéaire variable dans le temps, peut aussi être ramené à une expression de la forme de (3.4) sous certaines conditions. Les conditions nécessaires à une telle équivalence s'appliquent particulièrement aux canaux à large bande avec évanouissements lents, et une démonstration est présentée dans [Och87].

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

Ce type de combinaison existe lorsque $\tau_d(t) + T_f \leq T \forall d$, et $|\tau_d(t) - \tau_i(t)| > T_f \forall d \neq i$. 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 aient une limite inférieure de T_f . Il représente cependant une bonne approximation théorique pour analyser certains systèmes de transmission.

ii) Absence d'interférence intersymbole:

Dans ce cas-ci, on a $\tau_d(t) + T_f \leq T \forall d$. Ici, il peut exister plus ou moins d'interférence intertrajet selon la valeur de T_f par rapport à la différence des délais $\tau_d(t)$ 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 plus grand que $\tau_{\max}$ à la fin de T_f .

iii) Interférence intersymbole et interférence intertrajet:

Ce scénario se produit lorsque $\tau_d(t) + T_f > T$ pour au moins une valeur de d . La sévérité de l'interférence dépend de la grandeur des délais $\tau_d(t)$ 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 multivoie.

Le scénario i) servira principalement de référence pour évaluer les performances d'un scénario idéal. La dégradation pour les scénarios non-idéals pourra donc être quantifiée. En pratique, il y a donc deux cas importants qui peuvent se produire, c'est-à-dire interférence intertrajet avec ou sans interférence intersymbole. Examinons le signal reçu pour chacun de ces deux cas.

3.2.1 Trajets multiples sans interférence intersymbole

Pour les conditions présentées en i) et ii) du paragraphe précédent, 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 $nT \leq t < (n+1)T$ est dû uniquement au symbole b_n et peut s'écrire

$$r'(t) = b_n \sum_{d=1}^{D(t)} a_d(t) f[t - \tau_d(t) - nT] + w'(t). \quad (3.6)$$

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 linéaire $q(t)$ au récepteur. Ce filtre peut être adapté à $f(t)$ si l'évanouissement est lent, ou avoir une largeur de bande plus grande que B_f si l'évanouissement est rapide. Ici, un filtre adapté est utilisé et une fois le filtrage effectué, le signal à échantillonner est

$$\begin{aligned} r(t) &= r'(t) \otimes q(t) \\ &= b_n q(t) \otimes \sum_{d=1}^{D(t)} a_d(t) f[t - \tau_d(t) - nT] + q(t) \otimes w'(t), \end{aligned} \quad (3.7)$$

pour $nT \leq t < (n+1)T$. Donc, en général, le signal à échantillonner, n'est pas composé 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 sur une période T . La variable t , pour ces processus, peut aussi alors être fixée à $t_n \equiv nT$. Afin d'alléger la notation, nous effectuons le changement de variable suivant; $\tau = t - nT$, $0 \leq \tau < T$, puisque seul l'intervalle $nT \leq t < (n+1)T$ est d'intérêt pour le n -ième symbole. Le signal reçu $r(t)$ durant l'intervalle $nT \leq t < (n+1)T$ devient donc

$$r_n(\tau) = b_n \sum_{d=1}^D a_d(t_n) p[\tau - \tau_d(t_n)] + w_n(\tau) \quad (3.8)$$

avec $p[\tau] = q(t) \otimes f(t)$ et $w_n(\tau) = q(t) \otimes w'(t)$. L'indice n dénote un signal sur l'intervalle $nT \leq t < (n+1)T$. Après échantillonnage de ce signal à une période de $T_{\text{délai}} = 1/(2B)$ dans la dimension τ , on peut réécrire (3.8) sous la forme d'un vecteur colonne

$$\mathbf{r}_n = b_n \mathbf{P}(t_n; \tau_k) \mathbf{a}_n + \mathbf{w}_n, \quad (3.9)$$

où $\mathbf{a}_n = [a_1(t_n), a_2(t_n), \dots, a_D(t_n)]^T$, $\mathbf{P}(t_n; \tau_k) = \{p[\tau_1(t_n)], p[\tau_2(t_n)], \dots, p[\tau_D(t_n)]\}$, avec $p[\tau_d(t_n)] = \{p[\tau_1 - \tau_d(t_n)], p[\tau_2 - \tau_d(t_n)], \dots, p[\tau_K - \tau_d(t_n)]\}^T$, et $\mathbf{w}_n = [w_n(\tau_1), w_n(\tau_2), \dots, w_n(\tau_K)]^T$, $\tau_k \equiv kT_{\text{délai}}$ avec $k \in \{1, 2, 3, \dots, K\}$. La variance des échantillons du bruit additif est $E\{|w_n(\tau_k)|^2\} = \sigma_w^2 = N_0/T_{\text{délai}}$. La valeur de K dépend du canal, de la puissance de traitement disponible et du type de récepteur. Un choix répandu est $\lceil \tau_{\text{max}}/T_{\text{délai}} \rceil$ avec $\lceil x \rceil$ représentant la fonction "plafond". Le canal peut être qualifié de quasi-stationnaire au sens large [Bel63], si le produit $f_D(T + \tau_{\text{max}})$ est beaucoup plus petit que 1. La confirmation de ce rapport de grandeur permet d'affirmer qu'un récepteur opérant sur une fenêtre de temps finie, traite un signal stationnaire. Une simplification découlant de ce rapport de grandeur consiste maintenant à supposer que chacun des délais $\tau_d(t)$ sont constants durant plusieurs intervalles T . Ceci est en accord avec le fait que habituellement, la structure d'un canal sélectif en fréquence varie beaucoup plus lentement que l'évanouissement puisque la structure est généralement due à des réflecteurs lointains. Donc on peut prétendre que celle-ci est fixe, de sorte que $\mathbf{P} \equiv \mathbf{P}(t_n; \tau_k)$.

Le modèle du vecteur reçu devient donc

$$\mathbf{r}_n = b_n \mathbf{P} \mathbf{a}_n + \mathbf{w}_n. \quad (3.10)$$

Maintenant qu'une description du signal reçu est disponible, examinons les différentes approches possibles à la sortie du filtre $q(t)$. Le fait que l'évanouissement soit lent permettrait d'estimer les valeurs des délais $\tau_d(t)$ $d = 1, 2, \dots, D$, 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 $\tau_d(t)$ et ensuite le nombre de trajets 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 équivalent, et en quelque sorte, perdrait de sa diversité. Un récepteur estimant les délais $\tau_d(t)$ se retrouve habituellement à suivre les amplitudes maximales du profil moyen de puissance. Le récepteur estimerait donc D_c trajets, et choisirait les valeurs de k correspondant à ces amplitudes maximales. Une approche plus simple consiste à échantillonner systématiquement la sortie du filtre $q(t)$ sur un intervalle de durée $\tau_{\max}$ et de traiter ces échantillons [Tur80] [Hag94]. La forme du vecteur $\mathbf{r}_n$ permet la représentation de ces deux types de récepteur. Différents scénarios de détection seront examinés plus loin dans ce chapitre.

3.2.2 Trajets multiples avec interférence intersymbole

À la sous-section précédente, l'hypothèse que $\tau_d(t) + T_f \leq T \forall d$ permettait d'assurer l'absence d'interférence intersymbole. Dans cette sous-section, cette hypothèse est levée et, l'inégalité $T \leq T_f$ vient la remplacer. Comme mentionné précédemment, il y aura donc toujours de l'interférence intersymbole lorsqu'il y a présence de trajets multiples au récepteur.

Le signal reçu peut être représenté suivant la même approche qu'à la section précédente à partir de l'équation (3.5). En reprenant la même argumentation, il s'ensuit que le vecteur reçu s'exprime avec

$$\mathbf{r}_n = b_n \mathbf{P} \mathbf{a}_n + \sum_{\substack{i=-L \\ i \neq 0}}^{i=L} b_{n+i} \mathbf{P}_{(i)} \mathbf{a}_{n+i} + \mathbf{w}_n, \quad (3.11)$$

où L est un entier positif, et $P_{(i)}$ est une matrice représentant l'interférence intersymbole due au $\pm i$ -ème symbole relatif au symbole courant. Pour la plupart des canaux sélectifs en fréquence résultant de l'utilisation de signal à large bande, le délai maximum est beaucoup plus petit que T , de sorte que $L = 1$ dans l'équation ci-haut est représentatif de la majorité des cas. Nous limiterons donc la présente étude à ce choix. L'interférence intersymbole résulte par conséquent du symbole précédent et du symbole suivant par rapport au symbole courant. La section 3.4 examinera les performances de la détection cohérente et différentielle pour ce type de canal. Pour le moment, le cas sans interférence intersymbole est considéré.

3.3 Analyse des performances sans interférence intersymbole

Le but de cette section est de trouver des expressions théoriques pour le cas ii) de la section précédente, c'est-à-dire en présence d'interférence intertrajet mais sans interférence intersymbole. Ce canal est possible lorsque $\tau_d(t) + T_f \leq T, \forall d$. Pour certaines applications où $f(t)$ a la forme d'une impulsion de courte durée ou d'une séquence pseudo-aléatoire, l'analyse qui suit est particulièrement appropriée.

Les performances théoriques de trois types de détection sont examinées, soit la détection cohérente où il est possible d'estimer les gains complexes du canal de façon exacte, la détection différentielle où l'approximation des gains complexes est obtenue uniquement à l'aide du symbole précédent, et finalement la détection cohérente et différentielle basée sur l'analyse propre où seul un nombre restreint de modes sont utilisés lors de la combinaison des trajets. Pour la détection cohérente et différentielle, les performances théoriques de la diversité parfaite sont également obtenues afin de quantifier la dégradation encourue pour des conditions plus réalistes. Également, pour la détection différentielle avec diversité parfaite, une approximation pour les canaux, où le premier gain complexe orthogonal possède une moyenne non nulle, est présentée.

À partir des résultats théoriques et de quelques observations, un algorithme réalisant une variante de la détection cohérente et différentielle basée sur l'analyse propre est introduit. L'obtention de résultats théoriques pour cet algorithme de détection n'ont pu être dérivés dû à la complexité statistique de la variable décisionnelle.

3.3.1 Détection cohérente

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 a_n , de leurs statistiques et de leur nombre D . La matrice d'autocorrélation R_s de la partie signal de r_n est

$$R_s = E\{P a_n a_n^H P^H\} = P R_a P^T, \quad (3.12)$$

où $R_a = E\{a_n a_n^H\}$. Notez qu'en général, même si les gains complexes a_n ne sont pas corrélés, la matrice R_s ne sera pas diagonale, puisque la matrice P intervient dans la formation de R . De la même façon que la réponse impulsionnelle fut décomposée au chapitre 2, nous pouvons écrire $R_s = V_s \Lambda_s V_s^H$ avec Λ_s une matrice diagonale composée des valeurs propres décroissantes δ_d , $d = 1, 2, \dots, D$, et V_s une matrice dont les colonnes sont les vecteurs propres de R_s associés aux δ_d . Sans perte de généralité, nous supposons que la trace de la matrice R_s est unitaire, c'est-à-dire $\text{tr}[R_s] = 1$. Notez que $\text{tr}[\Lambda_s] = \sum_{k=1}^K \delta_k = \sum_{d=1}^D \delta_d \neq 1$ en général puisque la matrice P n'est pas diagonale et qu'elle intervient dans le calcul des valeurs et vecteurs propres. La matrice Λ_s peut être réduite à une dimension $D \times D$ puisque $K - D$ valeurs propres sont nulles, et par le fait même réduire la matrice V_s à une dimension $K \times D$. Avec cette décomposition, un nouveau vecteur colonne g_n de gains complexes orthogonaux ayant une dimension $D \times 1$ peut être défini. La transformation de $P a_n$ par les colonnes de la matrice V_s donne

$$g_n = V_s^H P a_n. \quad (3.13)$$

La matrice V_s est composée de filtres adaptés orthonormaux pour chacune des dimensions du signal, et la transformation du vecteur reçu r_n par la matrice V_s^H est la sortie des filtres adaptés à l'instant d'échantillonnage. Donc,

$$\begin{aligned}\bar{r}_n &= V_s^H r_n \\ &= b_n V_s^H P a_n + V_s^H w_n \\ &= b_n g_n + V_s^H w_n.\end{aligned}\quad (3.14)$$

Dans cette représentation, les éléments de g_n sont non-corrélés puisque $E\{g_n g_n^H\} = \Lambda_s$. Maintenant, il suffit de combiner linéairement chacun des éléments de $\bar{r}_n$ pour obtenir une variable décisionnelle permettant de faire un choix optimal entre les deux hypothèses de b_n . Nous cherchons donc un vecteur y_n qui, appliqué à $\bar{r}_n$, donnera une variable décisionnelle U_n possédant une propriété voulue. Donc, nous formons

$$\begin{aligned}U_n &= y_n^H \bar{r}_n \\ &= b_n y_n^H g_n + y_n^H V_s^H w_n.\end{aligned}\quad (3.15)$$

Un critère largement répandu pour l'optimisation de la détection pour les canaux à évanouissements lents est le rapport signal à bruit instantané γ , défini comme étant le rapport du module au carré du premier terme sur la variance du deuxième terme dans (3.15). On a donc

$$\gamma = \frac{|b_n|^2 |y_n^H g_n|^2}{E\{y_n^H V_s^H w_n w_n^H V_s y_n\}} = \frac{y_n^H g_n g_n^H y_n}{y_n^H V_s^H E\{w_n w_n^H\} V_s y_n} = \frac{y_n^H g_n g_n^H y_n}{y_n^H V_s^H R_w V_s y_n}. \quad (3.16)$$

Il est démontré dans [SW94] que le récepteur cohérent linéaire optimal² maximisant γ est donné par

$$y_n = X^{-1} g_n, \quad (3.17)$$

²Le 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 à bruit [Tur80].

où $X^{-1} = V_s^H R_w^{-1} V_s$. Avec cette valeur de y_n , le rapport signal à bruit maximal est

$$\gamma_{\max} = \frac{g_n^H X^{-H} g_n g_n^H X^{-1} g_n}{g_n^H X^{-H} X X^{-1} g_n} = g_n^H X^{-1} g_n = a_n^H P^H R_w^{-1} P a_n = \text{tr}[R_w^{-1} P a_n a_n^H P^T]. \quad (3.18)$$

Remarquons que le rapport signal à bruit de (3.18) est le même en combinant les gains complexes orthogonaux que les gains complexes puisque V_s est unitaire. Donc la variable U_n est indépendante de la transformation. Il ne semble donc pas y avoir d'avantages, du point de vue du rapport signal à bruit, à combiner les gains complexes orthogonaux g_n au lieu des gains complexes $P a_n$.

3.3.1.1 Diversité parfaite

Les expressions théoriques pour la détection cohérente avec diversité parfaite sont très bien documentées dans la littérature. Il est généralement sous-entendu que le bruit additif est blanc dans un tel cas, et l'analyse présentée dans cette section ne fait pas exception. Afin de marquer les différences, les similitudes et de présenter une analyse complète, une brève revue de ces résultats est maintenant exposée. Les performances en terme de la probabilité d'erreur moyenne sur un bit P_e , c'est-à-dire

$$P_e = \frac{1}{2} \{ \Pr[U_n < 0 | b_n = 1] + \Pr[U_n > 0 | b_n = -1] \}, \quad (3.19)$$

dépendent des statistiques de U_n qui dépendent à leur tour des statistiques de a_n , w_n et de la matrice P . De façon générale, la probabilité d'erreur moyenne sur un bit est conditionnelle à γ , c'est-à-dire $p_e(\gamma)$, et doit être pondérée par la fonction de densité de probabilité de γ , $p(\gamma)$. Comme les b_n sont équiprobables, (3.19) peut être exprimé sous la forme [Prk83]

$$P_e = \int_0^\infty p_e(\gamma) p(\gamma) d\gamma. \quad (3.20)$$

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

3.3.1.2 Diversité parfaite et canal de Rayleigh

Un scénario typique en théorie est celui où les gains complexes a_n sont des processus aléatoires normaux complexes de moyenne nulle, la matrice $\mathbf{P} = \mathbf{I}_D$, et le bruit additif est blanc. Comme dans ce cas-ci les gains g_n sont équivalents aux gains complexes, les premiers sont utilisés. Pour le présent cas, la variable décisionnelle U_n est aussi une variable aléatoire normale complexe. Pour le type de modulation BPSK et $\gamma = \gamma_{\max}$, il est bien connu que

$$p_e(\gamma) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}). \quad (3.21)$$

Pour déterminer la fonction de densité de probabilité de γ , l'approche traditionnelle lorsque les composantes sont indépendantes, consiste à trouver la fonction caractéristique de γ . Comme la fonction caractéristique est reliée à la fonction de densité de probabilité par une transformée de Laplace, la fonction de densité 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 à sommer sont les composantes de 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 γ est donnée par [Prk83]³

$$p(\gamma) = \sum_{d=1}^D \frac{\alpha_d}{\delta_d} e^{-\gamma/\delta_d} \quad (3.22)$$

avec

$$\alpha_d = \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq d}}^D \frac{1}{1 - \delta_i/\delta_d}. \quad (3.23)$$

où les δ_d sont les variances des éléments respectifs de g_n . Les δ_d sont aussi les valeurs propres de $\mathbf{R}_n$, et sont toutes différentes. En insérant (3.21) et (3.22) dans (3.20) on trouve

³Nous étudions principalement les conditions où les valeurs propres δ_d sont différentes, puisque ce cas représente mieux les résultats observés lors de l'analyse statistique.

$$P_e = \frac{1}{2} \sum_{d=1}^D \alpha_d \left[1 - \sqrt{\frac{2\bar{\gamma}\delta_d}{1+2\bar{\gamma}\delta_d}} \right], \quad (3.24)$$

avec

$$\bar{\gamma} = E\{\gamma_{\max}\} = \text{tr} \left[E\{|b_n|^2\} \mathbf{R}_w^{-1} \mathbf{R}_s \right] = \frac{E_b}{N_0}. \quad (3.25)$$

Généralement, les valeurs propres 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 linéaires, 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 nous en remettons donc à des méthodes numériques pour évaluer P_e . Examinons maintenant quelques exemples pour apprécier l'importance de chacune des composantes du signal reçu.

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

$$\mathbf{R}_s = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & r_{12}\sigma_1\sigma_2 \\ r_{12}\sigma_1\sigma_2 & \sigma_2^2 \end{bmatrix}, \quad (3.26)$$

où r_{12} est le coefficient de corrélation entre le premier et le second trajet, tel que $0 \leq r_{12} \leq 1$, et $\sigma_d^2 = E\{|a_d(r)|^2\}$, $d=1, 2$. Le produit $\mathbf{P}\mathbf{R}_s\mathbf{P}^T = \mathbf{R}_s$ et les deux valeurs propres sont [Sch66]

$$\begin{aligned} \delta_1 &= \frac{1}{2} \left[\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sqrt{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)^2 - 4\sigma_1^2\sigma_2^2(1-|r_{12}|^2)} \right] \\ \delta_2 &= \frac{1}{2} \left[\sigma_1^2 + \sigma_2^2 - \sqrt{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)^2 - 4\sigma_1^2\sigma_2^2(1-|r_{12}|^2)} \right]. \end{aligned} \quad (3.27)$$

On remarque dans (3.27) que les valeurs propres dépendent du module au carré de r_{12} . Donc, les performances se dégraderont peu si r_{12} 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 3.1 illustre P_e obtenue avec (3.24) en fonction de E_b/N_0 pour plusieurs valeurs de δ_1 . La diversité effective propre est aussi indiquée afin de se familiariser avec cette variable. Ici, comme $P = I_2$, nous avons $\delta_1 + \delta_2 = 1$. Il est apparent qu'un débalancement entre la variance des gains des trajets n'est pas très critique particulièrement pour les rapports signal à bruit élevés. ■

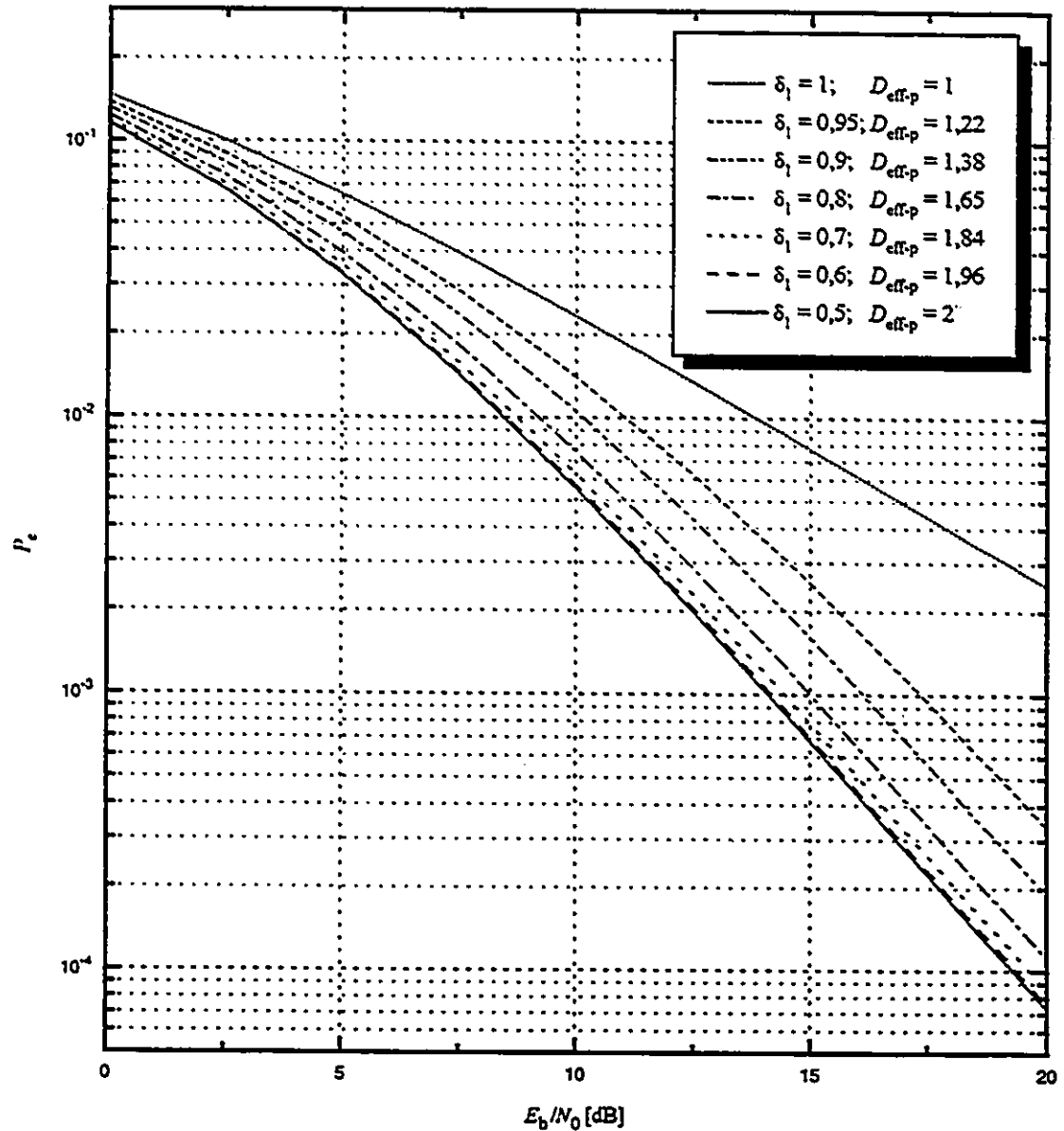


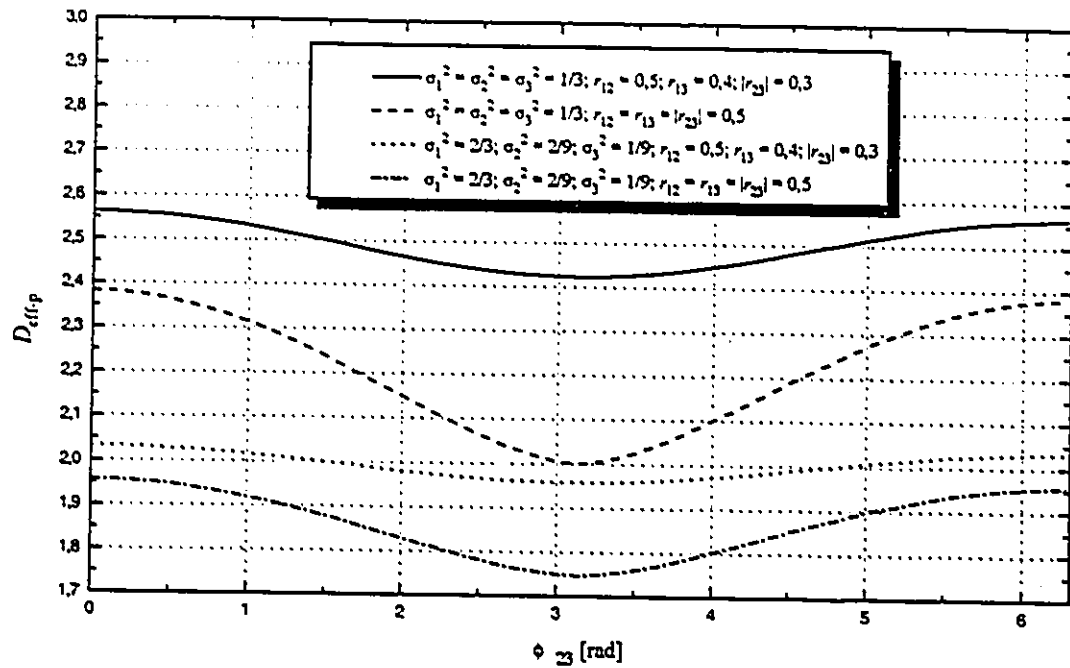
Figure 3.1 P_e pour la réception cohérente linéaire optimale avec diversité double et parfaite pour canal de Rayleigh.

Exemple 2: Diversité triple

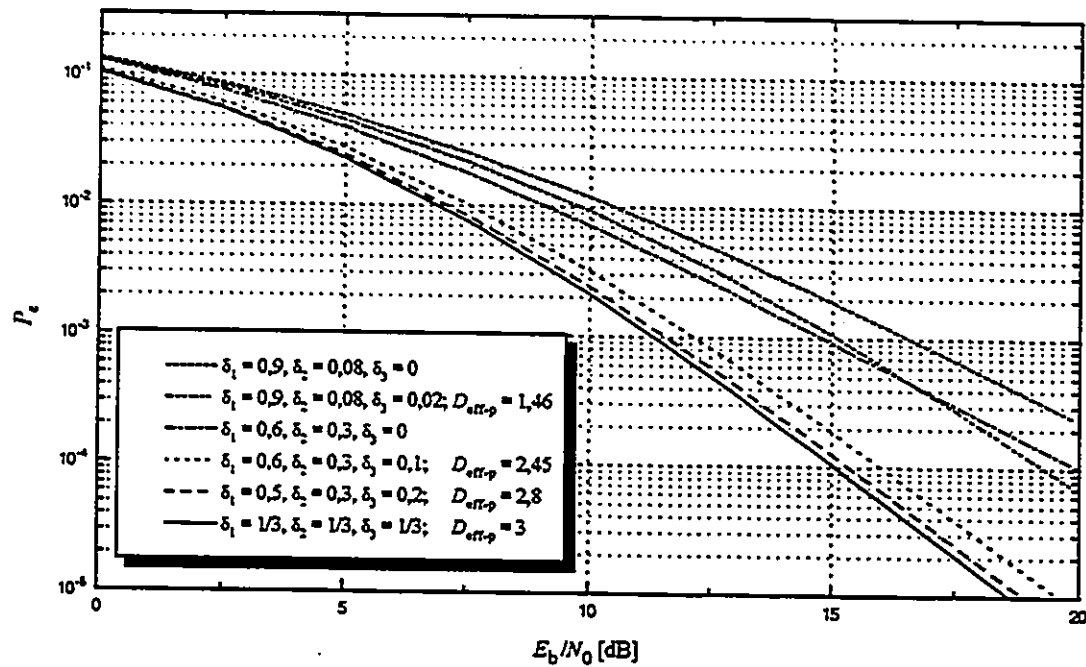
Le cas où $D = 3$ conduit à une solution analytique générale pour les valeurs propres mais ces solutions ne contribuent guère à éclaircir les liens entre les éléments de $\mathbf{R}_d$ et les valeurs propres δ_d . Il est plus instructif de faire quelques remarques. Pour le cas présent, la matrice $\mathbf{R}_d$ peut toujours être exprimée sous la forme

$$\mathbf{R}_d = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & r_{12}\sigma_1\sigma_2 & r_{13}\sigma_1\sigma_3 \\ r_{12}\sigma_1\sigma_2 & \sigma_2^2 & r_{23}\sigma_2\sigma_3 \\ r_{13}\sigma_1\sigma_3 & r_{23}\sigma_2\sigma_3 & \sigma_3^2 \end{bmatrix}, \quad (3.28)$$

où $0 \leq r_{12}, r_{13} \leq 1$, et $0 \leq |r_{23}| \leq 1$ avec r_{23} complexe. La structure propre ne dépend donc plus uniquement du module des coefficients de corrélation $r_{d\alpha}$, mais aussi de leur phase. La figure 3.2a montre l'effet de la phase ϕ_{23} de r_{23} sur la diversité effective propre calculée avec les δ_d , donc sur l'étalement des valeurs propres. En général, ϕ_{23} autour de π produit moins de diversité et une diminution du module des coefficients de corrélation diminue aussi l'effet de ϕ sur la diversité effective propre. Ces remarques s'appliquent également aux systèmes de diversité d'ordre supérieur. La matrice $\mathbf{R}_d$ peut toujours être exprimée avec une première rangée et une première colonne formée d'éléments réels. Ajoutons que les valeurs propres sont fonction des coefficients de corrélation à des puissances proportionnelles à l'ordre de la diversité employée. Observons maintenant à la figure 3.2b P_e pour diverses valeurs de δ_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 considérable. Par exemple, lorsque 10 % de l'énergie est ignorée en laissant de côté le troisième mode, il en résulte une perte de 4 dB en terme du rapport signal à 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 de l'ordre de 1,5 dB à un taux d'erreur de 10^{-3} . ■



a) Diversité effective propre.



b) Probabilité d'erreur moyenne sur un bit.

Figure 3.2 P_e pour la réception cohérente linéaire optimale avec diversité triple et parfaite pour canal de Rayleigh.

3.3.1.3 Canaux avec interférence intertrajet

Pour le type de modulation et de canaux étudiés dans cette recherche, les résultats de la section précédente ne sont que les performances idéales à obtenir. En effet, les canaux avec diversité parfaite ne sont pas réalistes dans le contexte de propagation par multivoies, puisque l'interférence intertrajet ne peut être évitée. Afin de limiter l'interférence intertrajet et préserver la diversité inhérente offerte par le canal, il est évident que l'utilisation d'une signalisation à large bande sera plus efficace qu'une signalisation à bande étroite. Une méthode bien connue pour générer un signal à large bande consiste à utiliser l'étalement spectral à séquence directe⁴. Une brève comparaison entre signaux à bande étroite et signaux à large bande, présentée dans [Kaa94a], confirme cette affirmation. La présente section est donc limitée à une technique de modulation linéaire binaire avec signaux à large bande, avec une emphase sur l'étalement spectral à séquence directe. 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 et les séquences de Gold associées, qui ont des propriétés d'autocorrélation utiles [Pur79]. Nous limiterons notre choix de séquences à cette famille puisque ces séquences sont largement utilisées [Prk83]. 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 séquence aléatoire de sorte que le bruit additif représenté par le vecteur w_n est maintenant coloré. Nous sommes donc en présence d'interférence intertrajet, de corrélation des gains complexes 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

⁴Abréviation largement utilisée en anglais: "Direct Sequence-Spread Spectrum (DS-SS)".

compliquée. Les expressions théoriques avec la détection cohérente pour le modèle de signal présenté au début de ce chapitre à l'item ii) sont maintenant décrites. Il est supposé dans le reste de cette section que les gains complexes sont normaux à moyenne nulle.

Le calcul de P_e pour le cas où les symboles b_n sont équiprobables et indépendants se résume à trouver la probabilité que $U_n < 0$ sachant que le symbole $+1$ fut transmis⁵. La variable décisionnelle de (3.15) pour la détection linéaire optimale peut être réécrite sous forme quadratique. En effet, comme les symboles transmis sont réels, on a

$$\begin{aligned}
 U_n &= \Re\{y_n^H g_n + y_n^H V_s^H w_n\} \\
 &= \frac{1}{2} [y_n^H (g_n + V_s^H w_n) + (g_n^H + w_n^H V_s) y_n] \\
 &= \frac{1}{2} [y_n^H g_n + g_n^H y_n + y_n^H V_s^H w_n + w_n^H V_s y_n] \\
 &= \frac{1}{2} [2g_n^H V_s^H R_w^{-1} V_s g_n + g_n^H V_s^H R_w^{-1} V_s V_s^H w_n + w_n^H V_s V_s^H R_w^{-1} V_s g_n] \\
 &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} g_n^H & w_n^H V_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2(V_s^H R_w^{-1} V_s g_n + V_s^H R_w^{-1} V_s V_s^H w_n) \\ V_s^H R_w^{-1} V_s g_n \end{bmatrix} \\
 &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} g_n^H & w_n^H V_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2V_s^H R_w^{-1} V_s & V_s^H R_w^{-1} V_s \\ V_s^H R_w^{-1} V_s & 0_D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_n \\ V_s^H w_n \end{bmatrix} \\
 U_n &= z^H Q z
 \end{aligned} \tag{3.29}$$

avec

$$z^H = [g_n^H \quad w_n^H V_s], \tag{3.30}$$

et

$$Q = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2V_s^H R_w^{-1} V_s & V_s^H R_w^{-1} V_s \\ V_s^H R_w^{-1} V_s & 0_D \end{bmatrix}. \tag{3.31}$$

Avec une variable décisionnelle sous forme quadratique, le taux d'erreur moyen sur un bit s'exprime par [Brt87]

⁵L'inverse est aussi valable, c'est-à-dire la probabilité que $U_n > 0$ sachant que le symbole -1 fut transmis.

$$P_e = \sum_{\beta_j < 0} \prod_{i=1}^{2D} \frac{1}{1 - \beta_i / \beta_j}, \quad (3.32)$$

où β_i sont les valeurs propres de $R_z Q$ avec

$$R_z \equiv E\{zz^H\} = \begin{bmatrix} \Lambda_s & 0_D \\ 0_D & V_s^H R_w V_s \end{bmatrix}. \quad (3.33)$$

Pour le cas présent, il suffit donc de trouver les valeurs propres de

$$R_z Q = \begin{bmatrix} 2\Lambda_s V_s^H R_w^{-1} V_s & \Lambda_s V_s^H R_w^{-1} V_s \\ I_D & 0_D \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

pour calculer la probabilité d'erreur moyenne sur un bit. Il est facile de montrer que ces valeurs propres sont données par les valeurs propres de deux matrices de dimension $D \times D$, et que la moitié d'entre elles sont positives et l'autre moitié négatives puisque

$$\begin{aligned} \det[R_z Q - \beta I_{2D}] &= \det[\Lambda_s V_s^H R_w^{-1} V_s (I_D + \sqrt{I_D + V_s^H R_w V_s \Lambda_s^{-1}}) - \beta I_D] \times \\ &\det[\Lambda_s V_s^H R_w^{-1} V_s (I_D - \sqrt{I_D + V_s^H R_w V_s \Lambda_s^{-1}}) - \beta I_D] = 0. \end{aligned} \quad (3.35)$$

Le premier déterminant à droite de la première égalité correspond aux valeurs propres positives et le second aux négatives. Contrairement aux résultats de la section précédente, il est assez difficile d'anticiper l'allure de P_e avec la structure donnée par les deux équations précédentes. Cependant comme (3.18) l'indique, si certaines dimensions sont ignorées, les performances seront affectées négativement.

Une autre option largement étudiée pour la détection cohérente consiste à utiliser les gains complexes $\mathbf{P} \mathbf{a}_n$ comme filtre adapté $\mathbf{y}_n$ au lieu du vecteur optimum $\mathbf{X}^{-1} \mathbf{g}_n$. La structure du signal est alors largement simplifiée puisqu'en reprenant la démarche pour obtenir $\mathbf{z}^H \mathbf{Q} \mathbf{z}$, on trouve $\mathbf{z}^H = [\mathbf{a}_n^H \mathbf{P}^T \quad \mathbf{w}_n^H]$ et les matrices

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 2\mathbf{I}_K & \mathbf{I}_K \\ \mathbf{I}_K & \mathbf{0}_K \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

$$\mathbf{R}_z = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_s & \mathbf{0}_K \\ \mathbf{0}_K & \mathbf{R}_w \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

$$\mathbf{R}_z \mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 2\mathbf{R}_s & \mathbf{R}_s \\ \mathbf{R}_w & \mathbf{0}_K \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

Les valeurs propres sont maintenant associées à deux matrices de dimension $K \times K$ données en décomposant le déterminant du polynôme caractéristique de $\mathbf{R}_z \mathbf{Q}$ comme suit⁶

$$\begin{aligned} \det[\mathbf{R}_z \mathbf{Q} - \beta \mathbf{I}_{2K}] &= \det \left[\mathbf{R}_s (\mathbf{I}_K + \sqrt{\mathbf{I}_K + \mathbf{R}_s^{-1} \mathbf{R}_w}) - \beta \mathbf{I}_K \right] \times \\ &\det \left[\mathbf{R}_s (\mathbf{I}_K - \sqrt{\mathbf{I}_K + \mathbf{R}_s^{-1} \mathbf{R}_w}) - \beta \mathbf{I}_K \right] = 0. \end{aligned} \quad (3.39)$$

L'équation (3.32) est toujours valide pour le calcul de P_c . Ce type de détection est nommé cohérente linéaire conventionnelle. Avec ces deux approches cohérentes maintenant décrites, les performances pour des canaux non-idéaux pourront être comparées.

3.3.1.4 Détection basée sur l'espace propre

À la section précédente, les performances d'un détecteur linéaire cohérent optimal utilisant D modes pour la diversité furent présentées. La détection cohérente linéaire optimale est basée sur une décomposition propre comme (3.34) le montre. Pour observer l'effet de l'omission d'une partie de la puissance disponible, il suffit de choisir un entier $r < D$ pour la dimension de Λ_r et le nombre de colonne de $\mathbf{V}_r$. Les équations présentées pour la détection cohérente linéaire optimale demeurent donc valides. L'exemple suivant donne un aperçu des performances.

Exemple 3: Détection cohérente propre pour canal GSM urbain avec étalement spectral

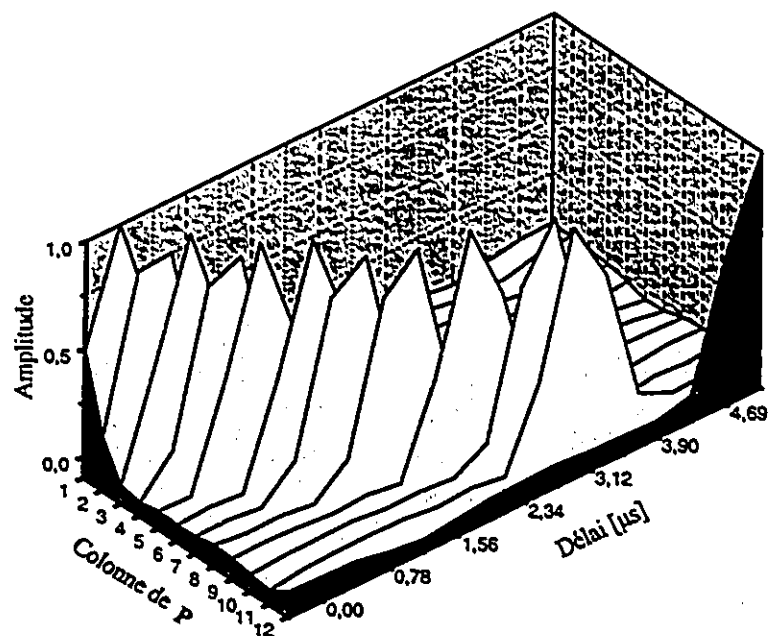
Les spécifications du canal GSM⁷ urbain sont données dans [Fec93]. En s'inspirant de ces spécifications, le modèle de canal pour cet exemple possède les variances suivantes sur la

⁶Notez que pour le présent cas, il est plus avantageux numériquement d'utiliser $\mathbf{R}_z \mathbf{Q}$ que les deux matrices suivantes puisque $\mathbf{R}_z$ peut être singulière.

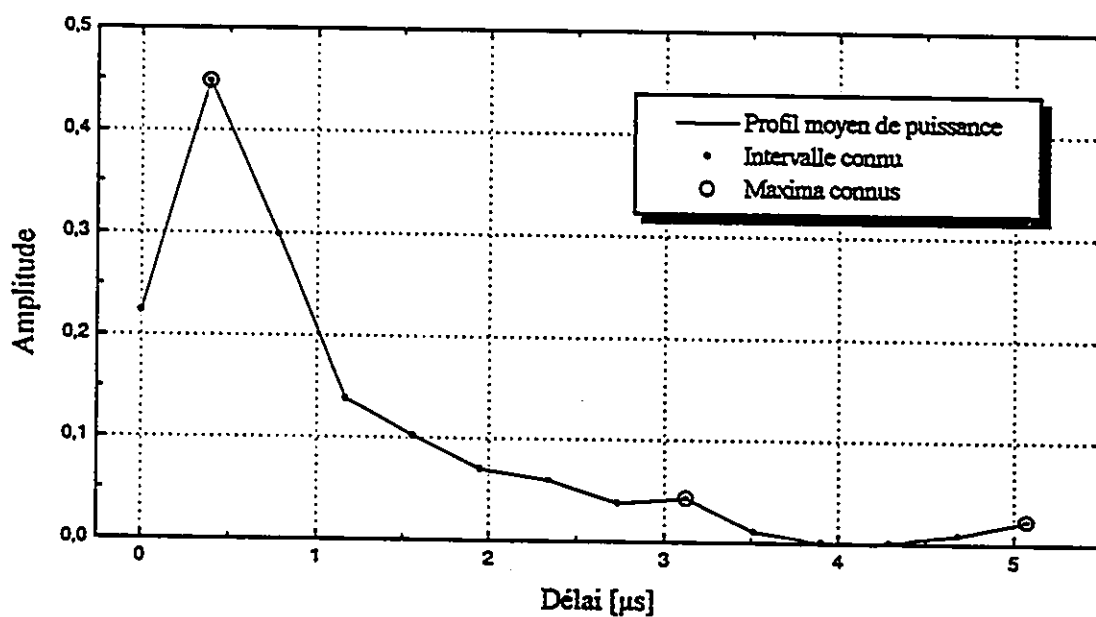
diagonale de $\mathbf{R}_n$, [0,0901 0,1134 0,2262 0,1428 0,1134 0,0715 0,0452 0,0715 0,0569 0,0285 0,0179 0,0226]. Le canal possède donc 12 modes de propagation de Rayleigh. Nous supposons qu'il n'y a pas de corrélation entre les gains complexes, de sorte que $\mathbf{R}_n$ demeure diagonale. Les délais en μs sont $\tau_d(t) = [0 \ 0,2 \ 0,4 \ 0,607 \ 0,807 \ 1,207 \ 1,407 \ 1,807 \ 2,407 \ 3,015 \ 3,215 \ 5,022]$. Le transmetteur utilise une séquence-m^s pseudo-aléatoire de 127 éléments pour former le filtre $f(t)$, et la fréquence des symboles binaires est de 9600 bits/s. Le filtre de transmission $f(t)$ a une durée de $T_f = T - \max\{\tau_d(t)\} = 99,16 \mu\text{s}$. La matrice $\mathbf{P}$ est illustrée à la figure 3.3a et le profil moyen de puissance des trajets est montré à la figure 3.3b. Il est évident que la majorité des trajets ne peuvent être résolus et que l'interférence intertrajet est très importante. Les deux approches pour construire un récepteur du type présenté à la section 3.2 consistent à utiliser les branches sur une fenêtre de temps ou les branches correspondant au maximum du profil moyen de puissance. La première approche est appelée intervalle connu et la seconde maxima connus. Pour une séquence de 127 éléments à deux échantillons par élément, on trouve $K = 14$ à 2 échantillons par élément ou 3 branches selon de l'approche choisie. Également, la diversité effective propre est 4,82 et 1,78 pour la méthode à intervalle connu et la méthode des maxima connus respectivement. La probabilité d'erreur pour les deux approches est montrée à la figure 3.4 pour diverses valeurs de r . Il est sans contredit coûteux de réduire la dimension du récepteur à un rang moins élevé que 5 pour l'approche avec intervalle connu et 2 pour maxima connus. Notez également une perte de ≈ 12 dB entre les deux approches à $P_e = 10^{-5}$. Si l'échantillonnage s'effectuait à 1 échantillon/élément, la perte serait de ≈ 4 dB par rapport à l'approche avec intervalle connu, et pour un échantillonnage à 4 échantillons/élément, il y aurait un gain de seulement $\approx 0,4$ dB par rapport à cette même approche.

⁷"Global System for Mobile communications"

⁸Pour les résultats de cet exemple, une séquence de Gold de 127 éléments donne sensiblement les mêmes résultats.



a) Matrice P.



b) Profil moyen de puissance.

Figure 3.3 Matrice P et profil moyen de puissance pour canal GSM urbain.

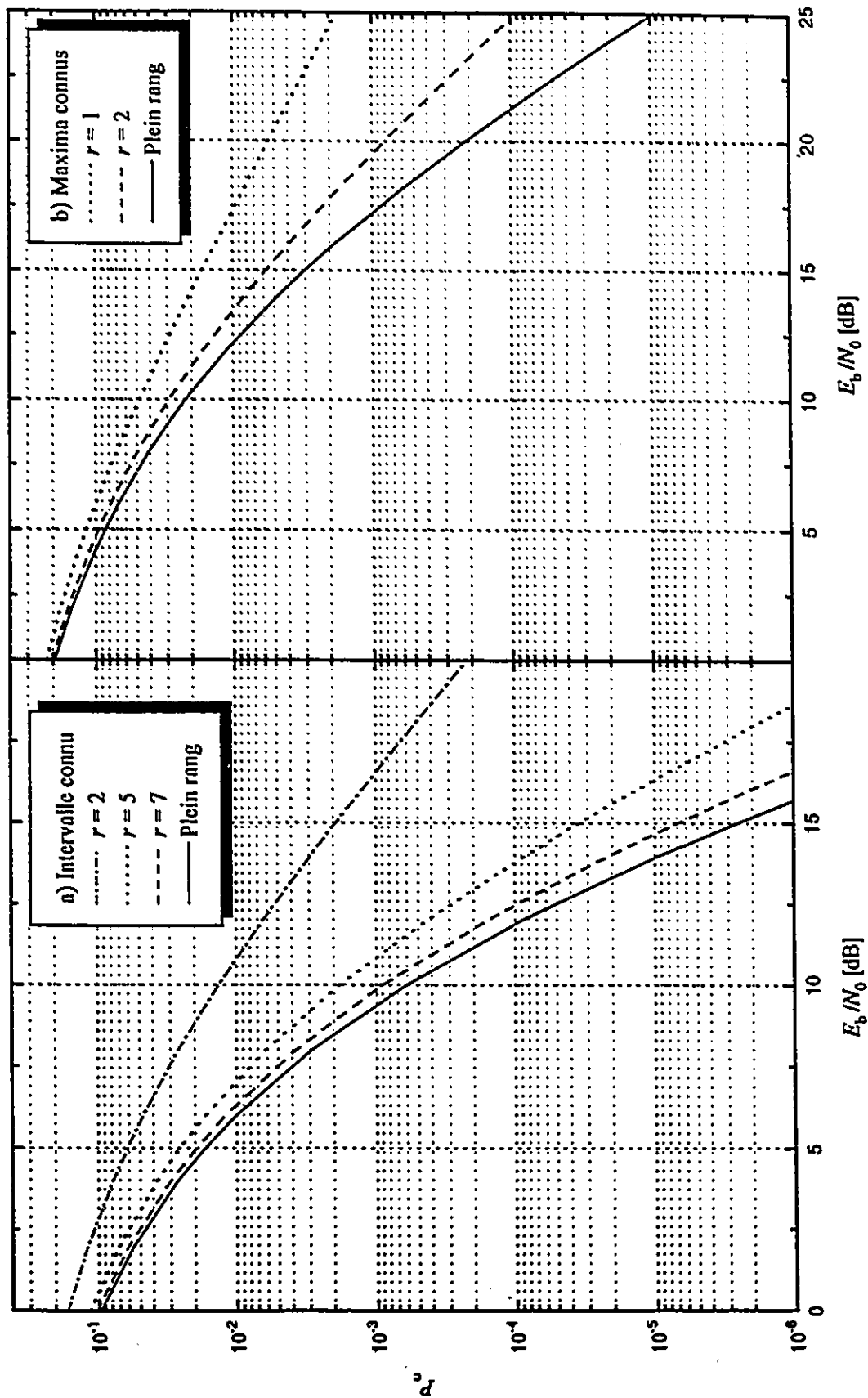


Figure 3.4 Probabilité d'erreur moyenne sur un bit pour canal GSM urbain avec la détection cohérente linéaire optimal de rang r .

3.3.1.5 Sommaire

La présente section permet de conclure que lorsque la détection cohérente est possible, c'est-à-dire que les gains complexes du canal peuvent être estimés précisément, toute l'énergie moyenne disponible contribue à réduire le taux d'erreur moyen et il n'y a pas d'avantages, au niveau des performances, à combiner les gains complexes orthogonaux par rapport aux gains complexes. 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 alternative comme la détection différentielle.

3.3.2 Détection différentielle

Pour réduire la complexité du récepteur, et dans plusieurs cas améliorer les performances pour les canaux avec évanouissements, la technique de détection différentielle s'avère un choix judicieux. Dans un canal à évanouissements lents, la méthode de détection différentielle requiert que les évanouissements soient suffisamment lents afin que la phase des gains a_n ne change pas appréciablement sur une période d'un symbole. En admettant que les symboles aient été préalablement encodés par action différentielle au transmetteur, la variable décisionnelle U_n est formée en prenant la partie réelle du produit scalaire entre le vecteur reçu courant et le vecteur reçu précédent. Donc, le vecteur de combinaison $y_n = r_{n-1}$ et la variable décisionnelle est donnée par

$$U_n = \Re\{r_{n-1}^H r_n\}. \quad (3.40)$$

Le vecteur y_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_n est indicatif du symbole transmis; un signe positif amènera le détecteur à décider $b_{n-1}b_n = 1$ et un signe négatif $b_{n-1}b_n = -1$. La probabilité d'erreur sur un bit, pour le cas où les symboles sont équiprobables, se résume à trouver la

probabilité que U_n soit négatif lorsque $b_{n-1}b_n = 1$. Nous examinerons tout d'abord les performances dans un contexte d'évanouissement asymptotique lent, diversité parfaite et bruit additif normal blanc. Ces résultats idéalistes serviront de borne inférieure pour la détection différentielle de canaux plus réalistes et seront indicatifs des pertes subies avec une approche pratique pour obtenir de la diversité pour combattre les évanouissements.

3.3.2.1 Diversité parfaite et canal de Rayleigh

Le canal idéal typique possède D trajets indépendants ayant une variance donnée par les valeurs propres de $\mathbf{R}_\gamma$. Avec de l'évanouissement asymptotique lent, les gains complexes ne changent pas d'un symbole à l'autre et donc, la fonction de densité de probabilité du rapport signal à bruit est toujours donnée par (3.22). Pour calculer P_e , on doit obtenir la probabilité d'erreur sur un bit pour un rapport signal à bruit connu en utilisant D branches BPSK et la détection différentielle. Cette expression est disponible dans [Prk83] et s'énonce comme suit

$$p_e(\gamma) = \frac{1}{2^{2D-1}} e^{-\gamma} \sum_{n=0}^{D-1} c_n \gamma^n, \quad (3.41)$$

avec γ toujours calculé avec (3.18) et c_n par

$$c_n = \frac{1}{n!} \sum_{i=0}^{D-1-n} \binom{2D-1}{i}. \quad (3.42)$$

En utilisant (3.22) et (3.41) dans (3.20), il est facile de montrer que [Prk83]

$$P_e = \frac{1}{2^{2D-1}} \sum_{n=0}^{D-1} n! c_n \sum_{d=1}^D \frac{\alpha_d}{\bar{\gamma} \delta_d} \left(\frac{\bar{\gamma} \delta_d}{1 + \bar{\gamma} \delta_d} \right)^{n+1} \quad (3.43)$$

avec α_d donné par (3.23).

L'expression (3.41) donne une borne inférieure de la probabilité d'erreur qui peut être améliorée si l'effet des variations temporelles de l'évanouissement est prise en considération. Cependant, comme nous sommes principalement intéressés par de l'évanouissement relativement lent et des rapports signal à bruit moyens, l'écart entre les performances pour l'évanouissement lent et asymptotique 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 au chapitre 2, le premier trajet est souvent distribué selon une fonction de répartition de Rice. Le cas où des trajets sont distribués selon une distribution de Rice fût étudié par Lindsay [Lnd64]. Cependant il ne considère que les canaux où les gains en chemin direct et la composante aléatoire des gains complexes sont identiques pour tous les canaux; conséquemment le même facteur de Rice existe pour tous les canaux. Également, Lindsey mentionne que l'analyse théorique des cas où les facteurs de Rice sont tous différents représente une tâche formidable puisque le signal à la sortie du filtre $q(t)$ doit être moyenné, et que la fonction de densité de probabilité de Rice contient des termes d'ordre supérieur. Pour le canal du chapitre 2, seul le premier gain complexe orthogonal possède un facteur de Rice différent de ∞ . Il demeure néanmoins difficile d'obtenir des expressions relativement simples pour le cas qui nous intéresse. Pour estimer les performances du taux d'erreur, une autre approche consiste à utiliser une fonction de densité de probabilité de Nakagami puisque celle-ci approxime la fonction de densité de probabilité de Rice sur une plage suffisamment étendue pour nos besoins. Cette approche mène généralement à une sous-estimation du taux d'erreur pour un canal sans diversité et un rapport signal à bruit élevé [Crp92], et ce pour un canal avec diversité et combinaison égale des gains complexes [AbD94]. Elle permettra tout de même d'évaluer assez précisément les performances puisque seul le premier trajet est une approximation dans notre cas.

3.3.2.2 Diversité parfaite et canal de Nakagami

Lorsque la détection différentielle est utilisée, il est possible de déterminer les performances d'un canal ayant des gains indépendants de Nakagami [Nkg60]. Pour ce faire, nous procédons comme suit: la fonction génératrice de moments de D trajets indépendants est donnée par [Alh85]

$$g_\gamma(s) = \prod_{d=1}^D \left(\frac{m_d/\Omega_d}{s + \frac{m_d}{\Omega_d}} \right)^{m_d}, \quad (3.44)$$

où Ω_d représente le rapport signal à bruit moyen du d -ième trajet indépendant

$$\Omega_d = \frac{E\{|b_n g_{nd}|^2\}}{N_0} = \frac{E_b \delta_d}{N_0}, \quad (3.45)$$

g_{nd} étant le d -ième gain complexe orthogonal au temps nT et m_d le paramètre de mise en forme donné par

$$m_d = \frac{\Omega_d^2}{\text{Var}\{|a_d(t)|^2\}} \geq \frac{1}{2}. \quad (3.46)$$

Notez que (3.44) se réduit à la fonction génératrice de moments de D variables indépendantes suivant une loi du Chi-carré lorsque $m_d = 1$, $\forall d$. Par définition, nous savons [Pap84] que $p(\gamma) = \frac{1}{2\pi j} \int_{-\infty}^{\infty} g_\gamma(s) e^{-\gamma s} ds$. La probabilité d'erreur conditionnelle à γ est encore exprimée par (3.41), de sorte que nous trouvons en utilisant la méthode des résidus

$$\begin{aligned} P_e &= \int_0^{\infty} p_e(\gamma) p(\gamma) d\gamma \\ &= \frac{1}{2^{2D-1}} \frac{1}{2\pi j} \int_0^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left(e^{\gamma(s-1)} \sum_{n=0}^{D-1} c_n \gamma^n \right) \prod_{d=1}^D \left(\frac{m_d/\Omega_d}{s + \frac{m_d}{\Omega_d}} \right)^{m_d} ds d\gamma \\ &= \frac{1}{2^{2D-1}} \frac{1}{2\pi j} \sum_{n=0}^{D-1} c_n n! \int_{-\infty}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{(s-1)^{n+1}} \prod_{d=1}^D \left(\frac{m_d/\Omega_d}{s + \frac{m_d}{\Omega_d}} \right)^{m_d} ds \\ P_e &= \frac{1}{2^{2D-1}} \sum_{n=0}^{D-1} (-1)^n c_n \left[\frac{d^n}{ds^n} \left\{ \prod_{d=1}^D \left(\frac{m_d/\Omega_d}{s + \frac{m_d}{\Omega_d}} \right)^{m_d} \right\} \right]_{s=1}. \end{aligned} \quad (3.47)$$

Cette expression est plus générale que nécessaire et pourrait être simplifiée davantage puisque $m_d = 1$ pour $d = 2, 3, \dots, D$. Cependant le calcul de la dérivée est relativement long même une

fois la simplification obtenue, de sorte que (3.47) reste adéquate. Cette expression⁹ est équivalente à (3.43) lorsque les m_d prennent la valeur 1. La relation entre m_d de la distribution de Nakagami et le facteur K_{rd} de la distribution de Rice est donnée par [Nkg60]

$$K_{rd} = \frac{1 - \sqrt{1 - 1/m_d}}{\sqrt{1 - 1/m_d}}, \quad (3.48)$$

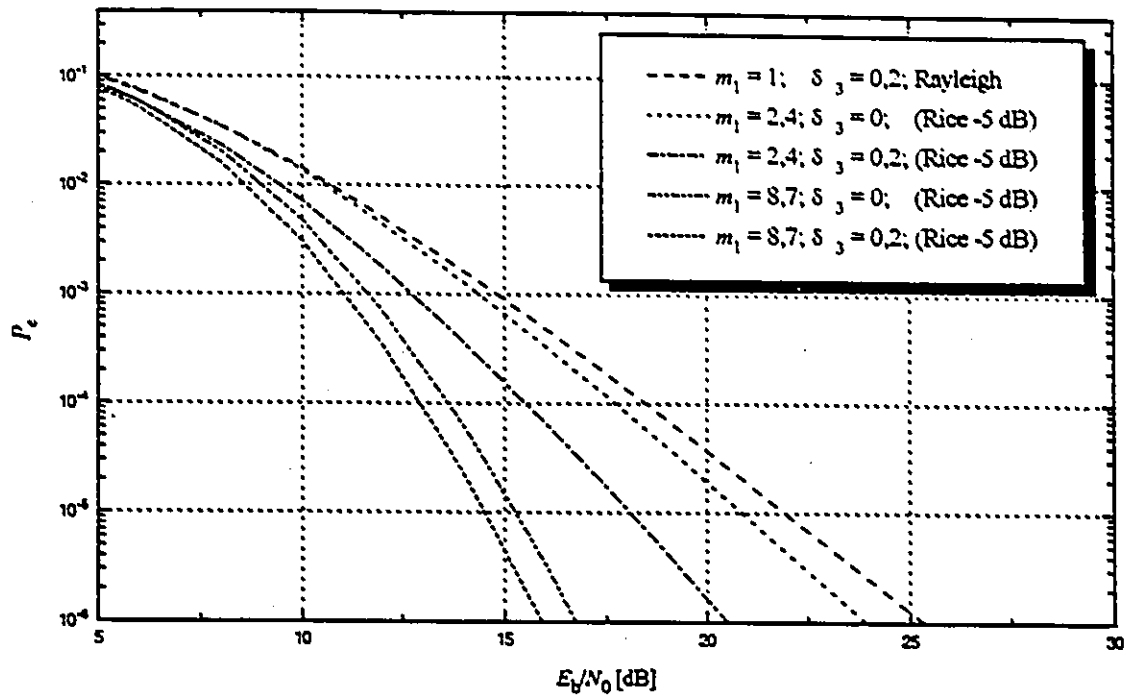
$$m_d = \frac{1}{1 - \frac{1}{(1 + K_{rd})^2}}. \quad (3.49)$$

Avec l'expression (3.47) il est maintenant possible de vérifier l'importance du premier gain complexe orthogonal selon la valeur de m_1 .

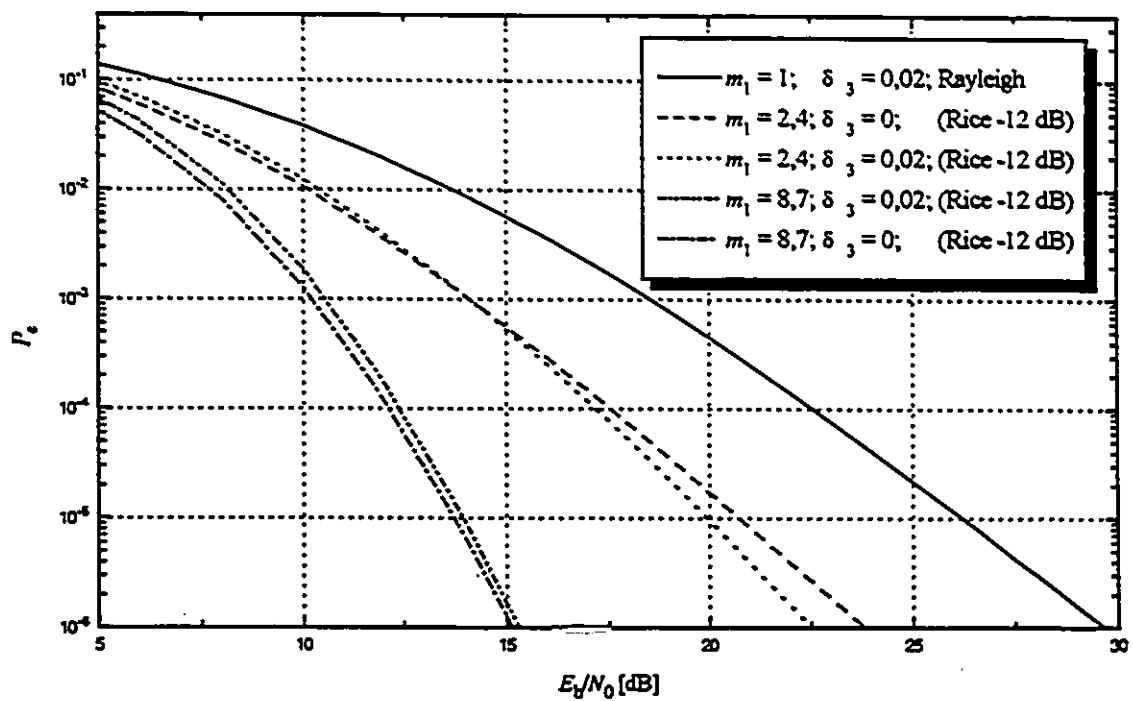
Exemple 4: Diversité triple avec premier gain de Nakagami

Toujours en se référant à l'exemple 2 de la page 97, la figure 3.5 montre P_e pour deux des scénarios de δ_d et pour plusieurs valeurs de m_1 . Les valeurs équivalentes pour la distribution de Rice sont $K_1 = \infty$, -5 dB et -12 dB. La probabilité d'erreur est grandement dépendante de m_1 . Lorsque m_1 est grand, les résultats de la figure 3.5 sous-estime la probabilité d'erreur pour un canal de Rice, mais le comportement général devrait être similaire. Il est aussi évident d'après cette figure, que l'omission du troisième trajet est moins importante lorsqu'il existe un trajet en ligne de vue pour le premier gain complexe. Notez qu'à la figure 3.5b, la probabilité d'erreur est plus faible lorsque le troisième trajet est omis pour $m_1 = 8,7$. ■

⁹Dans [Alh85] une expression [équation (19)] pour P_e est aussi donnée, mais ne semble pas valide puisque seul le premier terme de (3.41) est utilisé dans l'intégration menant à (3.47). Pour $D = 2$ et $m_d = 1$, $d = 1, 2$, les résultats ne sont pas les mêmes qu'en utilisant (3.43). L'équation (19) de [Alh85] n'est donc pas applicable aux présents travaux. Les expressions dérivées dans [Alh85] sont pour la détection différentielle-cohérente où la combinaison des D trajets est effectuée de façon cohérente avant la détection différentielle. Pour les présents travaux, la combinaison des D trajets doit être effectuée après la détection différentielle de chacun des trajets.



a) $\delta_1 = 0.5, \delta_2 = 0.3; D_{\text{eff-p}} = 2.8$



b) $\delta_1 = 0.9, \delta_2 = 0.08; D_{\text{eff-p}} = 1.46$

Figure 3.5 Probabilité d'erreur moyenne sur un bit pour la détection différentielle et un canal de Nakagami avec $m_2 = m_3 = 1$.

3.3.2.3 Canaux avec interférence intertrajet

Les commentaires au début de la section 3.3.1.3 relatifs à la détection cohérente et aux types de signaux demeurent valides. Mais en plus, il faut maintenant tenir compte de la largeur de bande non nulle de l'évanouissement. En utilisant l'approche de la représentation quadratique, il est possible de dériver une expression théorique pour la probabilité d'erreur moyenne sur un bit.

La variable décisionnelle pour la détection différentielle est toujours donnée par (3.40). Comme dans les sections précédentes, nous débutons par le cas où le canal possède des modules des gains complexes de Rayleigh. La variable décisionnelle U_n est maintenant transformée sous forme quadratique afin de pouvoir utiliser certains résultats liés à la réception optimale pour un récepteur quadratique. Pour ce faire, suivant l'approche de la section 3.3.1.3, on trouve

$$U_n = \mathbf{z}^H \mathbf{Q} \mathbf{z} \quad (3.50)$$

où

$$\mathbf{z}^H = [\mathbf{a}_n^H \mathbf{P}^T \quad \mathbf{a}_{n-1}^H \mathbf{P}^T \quad \mathbf{w}_n^H \quad \mathbf{w}_{n-1}^H], \quad (3.51)$$

et

$$\mathbf{Q} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{B} & \mathbf{B} \\ \mathbf{B} & \mathbf{B} \end{bmatrix}, \quad (3.52)$$

avec

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_K & \mathbf{I}_K \\ \mathbf{I}_K & \mathbf{0}_K \end{bmatrix}. \quad (3.53)$$

Comme à la section sur la détection cohérente, la probabilité d'erreur P_e est donnée par (3.32) avec β_e les $2K$ valeurs propres non nulles de $\mathbf{R}_e \mathbf{Q}$, avec

$$R_z = \begin{bmatrix} R_s & \kappa_1 R_s & \mathbf{0}_{2K} \\ \kappa_1 R_s & R_s & \\ \mathbf{0}_{2K} & R_w & \mathbf{0}_K \\ & \mathbf{0}_K & R_w \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

La valeur de κ_1 dans (3.54) est donnée par

$$\kappa_1 = E\{g(t)g^*(t+T)\}/R_s(0). \quad (3.55)$$

où $g(t)$ est un gain complexe orthogonal. La valeur de la constante est donc limitée à l'intervalle $0 \leq \kappa_1 \leq 1$. L'équation (3.54) suppose que la fonction d'autocorrélation des gains complexes orthogonaux $R_s(t)$, est la même pour tous les éléments indépendants de g_n . Cette simplification est raisonnable d'après les résultats présentés au chapitre 2. Notez que la moitié des valeurs propres β_i de $R_z Q$ sont nulles, un quart sont réelles négatives et un quart sont réelles positives. En effet on observant que

$$R_z Q = \begin{bmatrix} \kappa_1 R_s & R_s & \kappa_1 R_s & R_s \\ R_s & \kappa_1 R_s & R_s & \kappa_1 R_s \\ \mathbf{0}_K & R_w & \mathbf{0}_K & R_w \\ R_w & \mathbf{0}_K & R_w & \mathbf{0}_K \end{bmatrix}, \quad (3.56)$$

il est clair que les groupes de colonnes 1 et 2 sont identiques aux groupes de colonnes 3 et 4.

Il est facile de démontrer que le polynôme caractéristique de $R_z Q$ est donné par

$$\det[R_z Q - \beta I_{4K}] = \det[\beta^2 I_K] \det\{[(\kappa_1 + 1)R_s + R_w - \beta I_K]\} \det\{[(\kappa_1 - 1)R_s - R_w - \beta I_K]\} \\ = 0. \quad (3.57)$$

Les valeurs propres nulles correspondent au terme $\beta^2 I_K$, les valeurs propres positives à la première paire de crochets et les valeurs propres négatives à la seconde paire de crochets.

Pour le cas spécial théorique où $R_w = \sigma_w^2 I_K$, les valeurs propres sont

$$\beta_k = \begin{cases} (\kappa_1 + 1)\delta_k + \sigma_w^2, & k = 1, 2, \dots, K; \\ (\kappa_1 - 1)\delta_{2k-K} - \sigma_w^2, & k = 2K+1, 2K+2, \dots, 2K; \end{cases} \quad (3.58)$$

avec $k = 1, 2, \dots, 2K$. Comme les deux équations précédentes le montrent, les valeurs propres β_k , sont toujours toutes différentes en pratique lorsque R_s et R_u sont de plein rang. Comme il a été mentionné auparavant à la section 3.2.1, la représentation sous forme quadratique s'applique aussi bien aux cas de l'utilisation des maxima du profil moyen de puissance qu'aux cas où seulement l'intervalle des délais est connu. Examinons deux exemples.

Exemple 5: Canal GSM urbain

La probabilité d'erreur, calculée avec (3.32), en fonction du rapport signal à bruit moyen pour divers produits $f_D T$ est présentée à la figure 3.6. Les valeurs de κ_1 sont 0,999, 0,9747, et 0,90024 pour $f_D T = 0,01$, 0,05 et 0,1 respectivement. Le spectre est celui de la radio mobile décrit dans [Bal82]. La probabilité d'erreur pour la diversité parfaite est aussi présentée. Cette courbe est obtenue en utilisant les éléments de la diagonale de R_u dans (3.43). À la figure 3.6a, on observe que l'effet de l'interférence intertrajet est de plus en plus marqué lorsque le rapport signal à bruit augmente. Aussi, la largeur de bande de l'évanouissement¹⁰ joue un rôle très important. Comme on peut le voir à la figure 3.6b, la dégradation encourue, en utilisant seulement les délais correspondants aux maxima du profil moyen de puissance est grande. Comme pour la détection cohérente, la dégradation due à l'omission du troisième maximum est significative à des taux d'erreur aussi faibles que 10^{-2} et 10^{-3} . L'effet de l'interférence intertrajet et de la rapidité de l'évanouissement est similaire pour les deux approches. ■

¹⁰Les cas où $f_D T$ s'approche de 1 ne sont pas tout à fait réalistes pour le présent modèle de canal et pour l'exemple choisi. Cependant, ils demeurent intéressants en théorie.

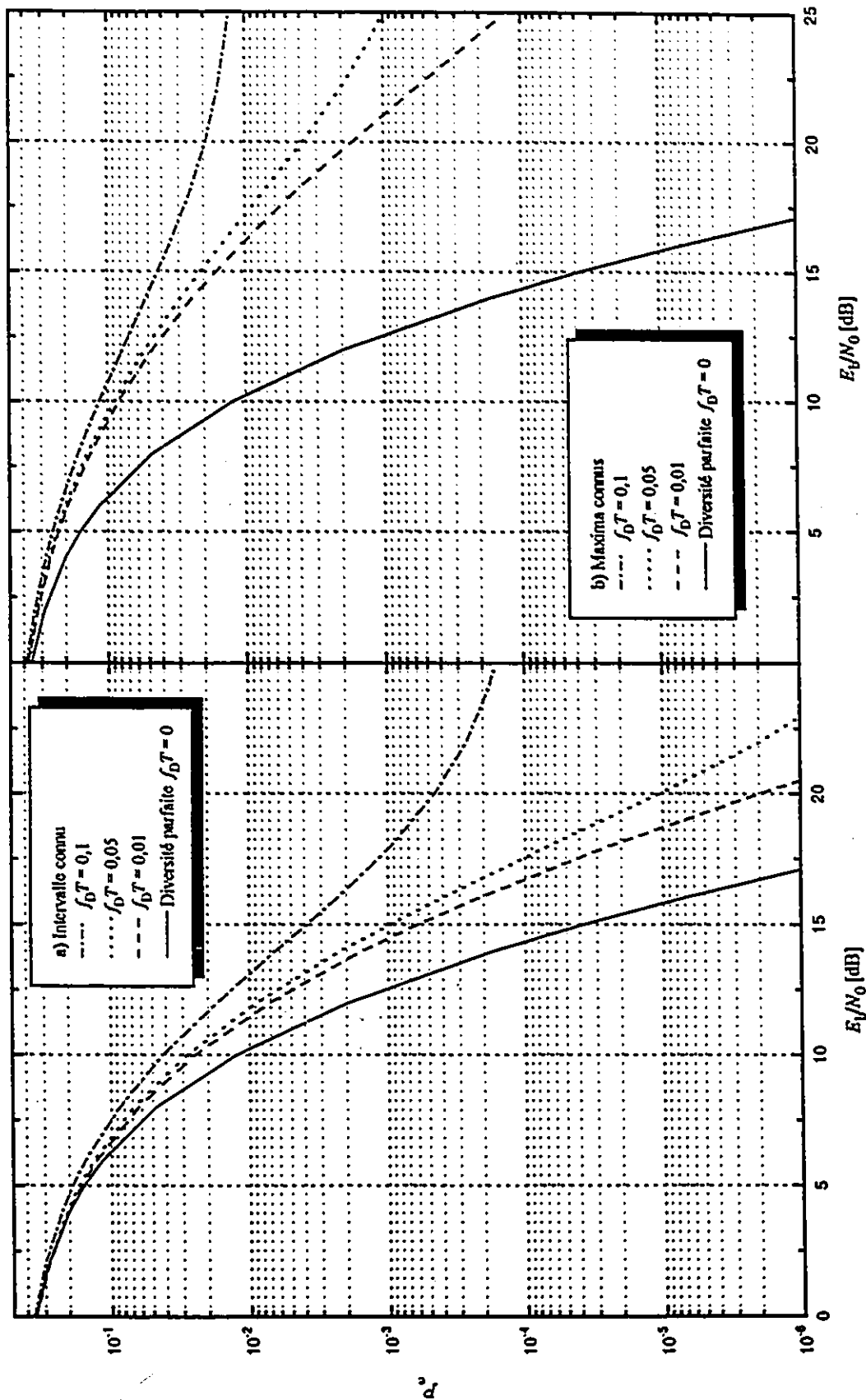


Figure 3.6 Probabilité d'erreur moyenne sur un bit pour le canal GSM urbain avec la détection différentielle.

Exemple 6: Canal en région montagneuse avec étalement spectral

Ce second exemple est typique d'un canal en région montagneuse où les délais sont grands. Pour ce modèle de canal, les variances sur la diagonale de R_z sont [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 $\tau_d(t) = [0 \ 1,5 \ 2,5 \ 3 \ 4,5 \ 5 \ 6 \ 7,5 \ 9 \ 10 \ 10,5 \ 12 \ 12,5]$. Le transmetteur utilise la même séquence pseudo-aléatoire de 127 éléments que dans l'exemple précédent, la fréquence des symboles étant toujours de 9600 symboles/s et le filtre $f(t)$ a une durée de $T_f = T - \max\{\tau_d(t)\} = 91,66 \mu s$. Cette fois, nous supposons qu'il y a de la corrélation entre les gains complexes, et deux scénarios sont étudiés. Le premier est appelé corrélation légère avec une moyenne des modules des coefficients de corrélation de 0,13. Le deuxième appelé corrélation forte avec une moyenne des modules des coefficients de corrélation de 0,45. La phase des composantes de R_z a été choisie de façon aléatoire dans l'intervalle $[-\pi, \pi)$. Le produit $f_b T = 0,025$ avec $\kappa_1 = 0,9937$ avec le même spectre que l'exemple précédent. Le récepteur possède 37 branches lorsque l'intervalle des délais est connu et 9 branches pour le cas où les maxima sont utilisés. La diversité effective pour les quatre scénarios est:

Corrélation légère: intervalle connu: $D_{\text{eff}} = 12,47$;
maxima connus: $D_{\text{eff}} = 6,01$;

Corrélation forte: intervalle connu: $D_{\text{est-p}} = 6,98$;
maxima connus: $D_{\text{est-p}} = 4,32$.

Les courbes de probabilité d'erreur moyenne sont illustrées à la figure 3.7. Cette fois l'écart entre les deux approches est nettement plus petit avec un léger avantage pour la méthode des maxima connus pour les faibles rapports signal à bruit, mais à hauts rapports signal à bruit, la méthode systématique devient plus avantageuse. 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 R_s dans (3.43). Notez qu'il y a trois sources de dégradation par rapport à la diversité parfaite. Premièrement l'interférence intertrajet, deuxièmement le bruit additif corrélé, et troisièmement la vitesse de l'évanouissement. ■

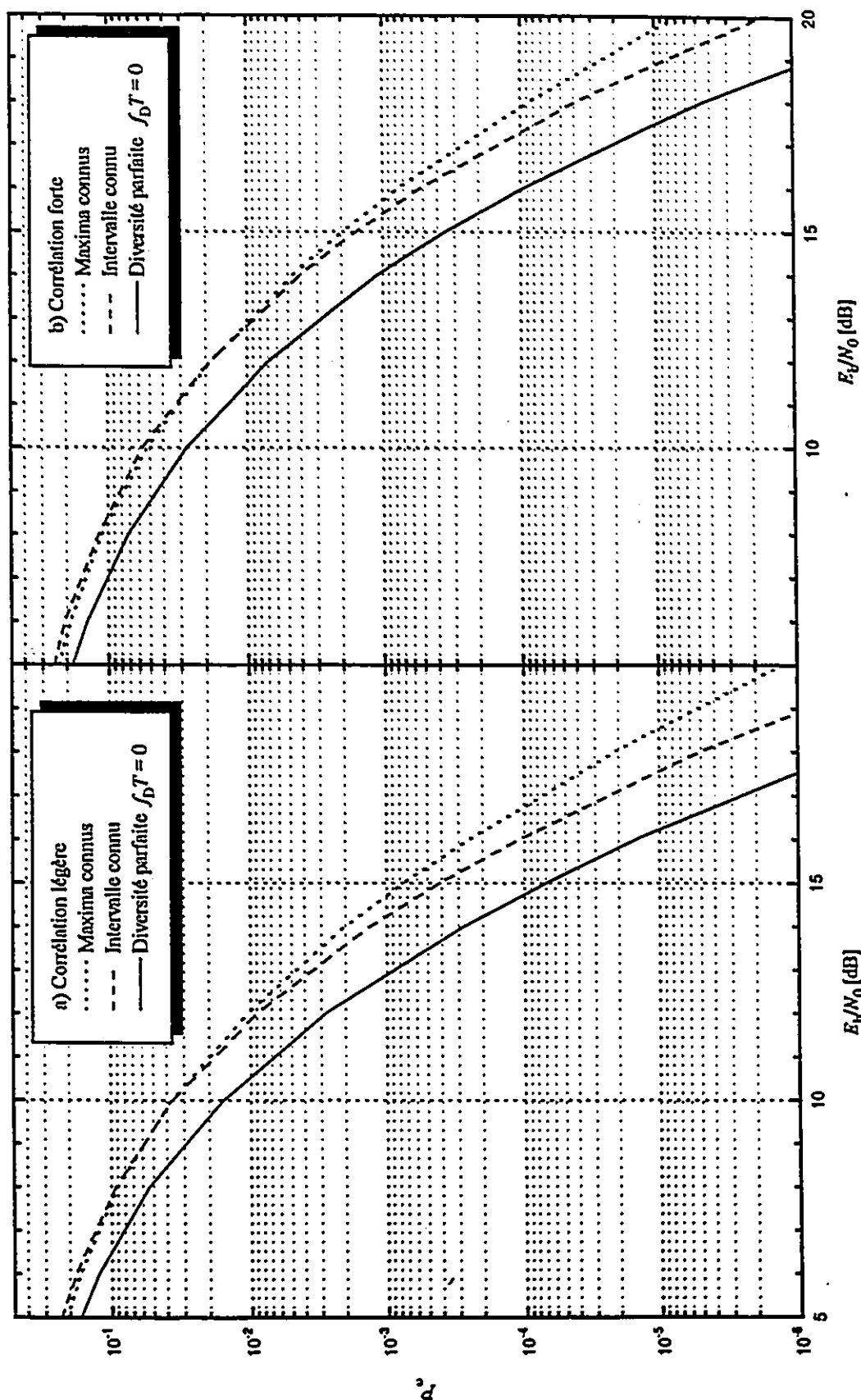


Figure 3.7 Probabilité d'erreur moyenne sur un bit pour canal en régions montagneuses avec $f_b T = 0.025$ et détection différentielle.

3.3.2.4 Pertes et performances relatives

Avant de poursuivre l'étude de la détection, il est intéressant de vérifier l'effet de chacune des sources de dégradation. La figure 3.6 de l'exemple 5 indique que l'évanouissement a un impact majeur à des hauts rapports signal à bruit. La figure 3.8 montre sept séries de résultats pour la détection cohérente et différentielle. Les deux courbes ayant un titre finissant par "IIT et bruit blanc" représentent des canaux à interférence intertrajet mais avec du bruit blanc au détecteur au lieu du bruit coloré¹¹. À des taux d'erreur de 10^{-4} et moins, on note que pour les deux types de détection:

- a) environ 1 dB de perte due au bruit coloré.
- b) entre 1 et 1,5 dB de perte due à l'interférence intertrajet,
- c) entre 4 et 5 dB de perte pour la détection différentielle par rapport à la détection cohérente,
- d) environ 0,6 dB de perte entre la détection cohérente optimale et conventionnelle.

Pour les scénarios où le chevauchement des trajets est moins sévère, l'effet du bruit additif coloré est plus important. Les effets de la corrélation et du chevauchement ont pu être appréciés à la figure 3.7 avec 1 à 1,5 dB de perte dû à un niveau de corrélation moyen de 0,13 à 0,45. Chacune de ces sources de dégradations requiert une action précise du détecteur pour en minimiser les effets.

¹¹Ces scénarios ne sont pas possibles en pratique pour une modulation à séquence directe mais acceptables théoriquement pour fins d'analyse.

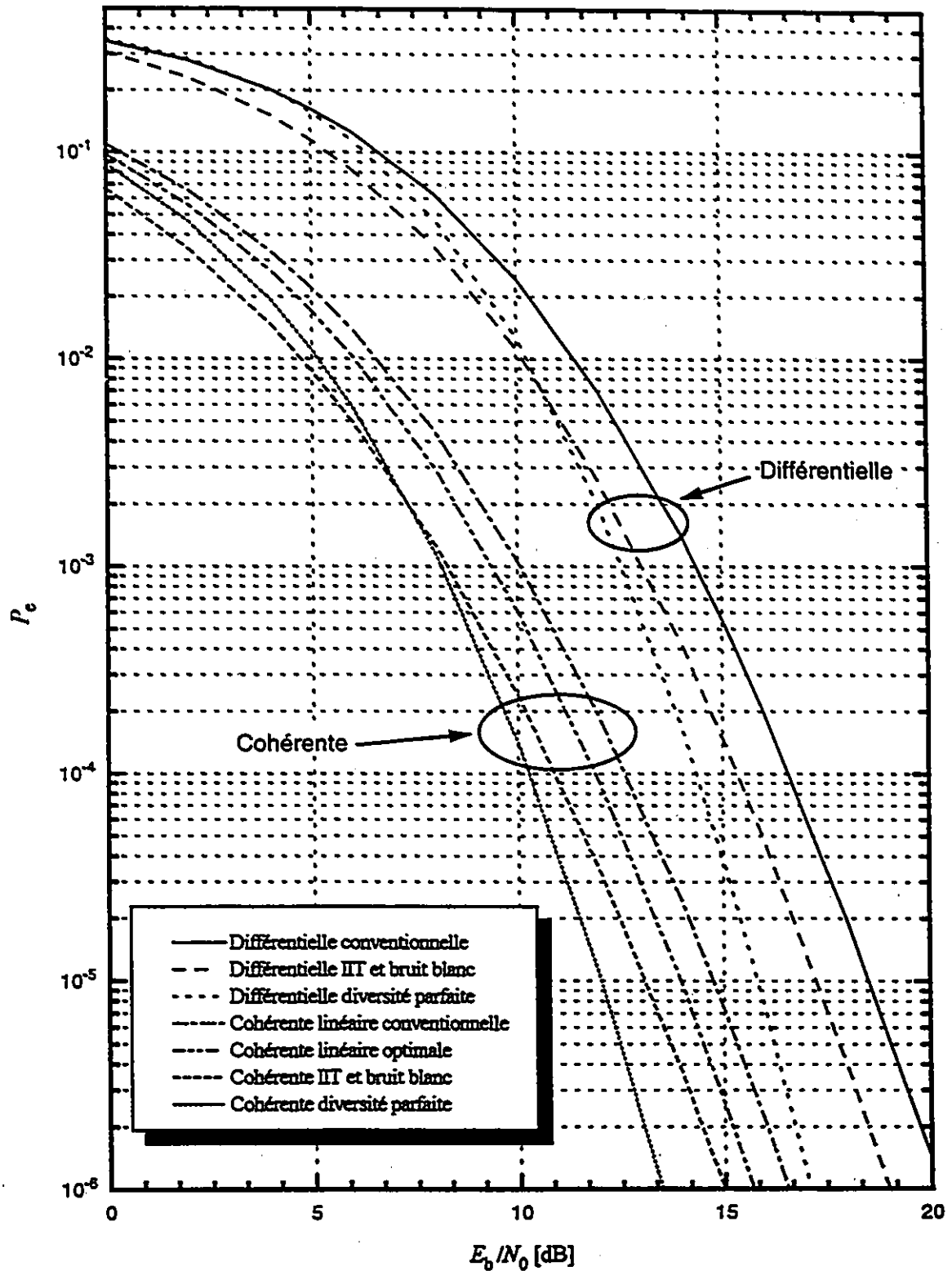


Figure 3.8 Comparaison de P_e entre la détection cohérente et différentielle pour canaux GSM urbain asymptotique lent.

3.3.2.5 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 R_s n'est pas connu mais doit être estimé à partir du signal reçu. La formation de la matrice d'autocorrélation des vecteurs r_n peut servir d'estimation à la matrice R_s et permettre ainsi une décomposition propre. Pour le moment, supposons que $R = E\{r_n r_n^H\}$ soit connu. Comme il a été montré au chapitre 2, cette matrice peut être décomposée sous la forme $R = V \Lambda V^H$ et les D vecteurs propres associés aux D plus grandes valeurs propres mènent à un estimé de R_s lorsque le bruit additif est blanc. Ici le bruit additif w_n n'est pas blanc, la valeur de D ne peut être associée au nombre de valeurs propres différentes. Nous supposons pour le moment que D est connu ou fixé. La matrice V peut être partitionnée pour associer ces vecteurs propres à deux sous-espaces orthogonaux, c'est-à-dire

$$V = \begin{bmatrix} V_{(s)} & V_{(w)} \end{bmatrix}, \quad (3.59)$$

où $V_{(s)}$ est une base orthonormale de dimension $K \times r$ pour le sous-espace signal dominant et $V_{(w)}$ une base orthonormale de dimension $K \times (K - r)$ pour le sous-espace bruit dominant. La dimension de l'espace signal est identifiée par r , avec $r \in \{1, 2, \dots, D\}$.

Comme il n'existe pas d'information sur le signal dans la base orthonormale de l'espace bruit, la base orthonormale obtenue $V_{(s)}$ peut servir de transformée pour le vecteur r_n . Afin de réduire la dimension du signal reçu, le vecteur transformé $\bar{g}_n$ au temps t_n est construit avec le produit

$$\bar{g}_n = V_{(s)}^H r_n. \quad (3.60)$$

La dimension de $\bar{g}_n$ est $r \times 1$. Le vecteur $\bar{g}_n$ contient la même information que r_n et une détection différentielle peut donc être effectuée entre deux vecteurs de gains orthogonaux consécutifs. La variable décisionnelle est

$$\begin{aligned}
 U_n &= \Re \{ \bar{\mathbf{g}}_{n-1}^H \bar{\mathbf{g}}_n \} \\
 &= \Re \{ \mathbf{r}_{n-1}^H \mathbf{V}_{(s)} \mathbf{V}_{(s)}^H \mathbf{r}_n \}.
 \end{aligned} \tag{3.61}$$

On remarque dans cette dernière équation que U_n est similaire à celle obtenue pour le cas de la détection différentielle conventionnelle 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_n peut être exprimée sous une forme quadratique $U_n = \mathbf{z}^H \mathbf{Q} \mathbf{z}$. Pour le présent cas, nous trouvons

$$\mathbf{z}^H = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_n^H \mathbf{P}^T \mathbf{V}_{(s)} & \mathbf{a}_{n-1}^H \mathbf{P}^T \mathbf{V}_{(s)} & \mathbf{w}_n^H \mathbf{V}_{(s)} & \mathbf{w}_{n-1}^H \mathbf{V}_{(s)} \end{bmatrix}, \tag{3.62}$$

avec

$$\mathbf{Q} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{B} & \mathbf{B} \\ \mathbf{B} & \mathbf{B} \end{bmatrix}, \text{ et } \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_r & \mathbf{I}_r \\ \mathbf{I}_r & \mathbf{0}_r \end{bmatrix}.$$

La probabilité d'erreur sur un bit est toujours donnée par (3.32), avec β_i étant les $2r$ valeurs propres non nulles de $\mathbf{R}_z \mathbf{Q}$ et $\mathbf{R}_z$ maintenant donnée par

$$\mathbf{R}_z = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{(s)}^H \mathbf{R}_s \mathbf{V}_{(s)} & \kappa_1 \mathbf{V}_{(s)}^H \mathbf{R}_s \mathbf{V}_{(s)} & \mathbf{0}_{2r} \\ \kappa_1 \mathbf{V}_{(s)}^H \mathbf{R}_s \mathbf{V}_{(s)} & \mathbf{V}_{(s)}^H \mathbf{R}_s \mathbf{V}_{(s)} & \mathbf{0}_r \\ \mathbf{0}_{2r} & \mathbf{0}_r & \mathbf{V}_{(s)}^H \mathbf{R}_w \mathbf{V}_{(s)} \\ \mathbf{0}_r & \mathbf{V}_{(s)}^H \mathbf{R}_w \mathbf{V}_{(s)} & \mathbf{0}_r \end{bmatrix}. \tag{3.63}$$

De la même façon que pour le cas précédent les valeurs propres de $\mathbf{R}_z \mathbf{Q}$ sont données par les racines du polynôme caractéristique

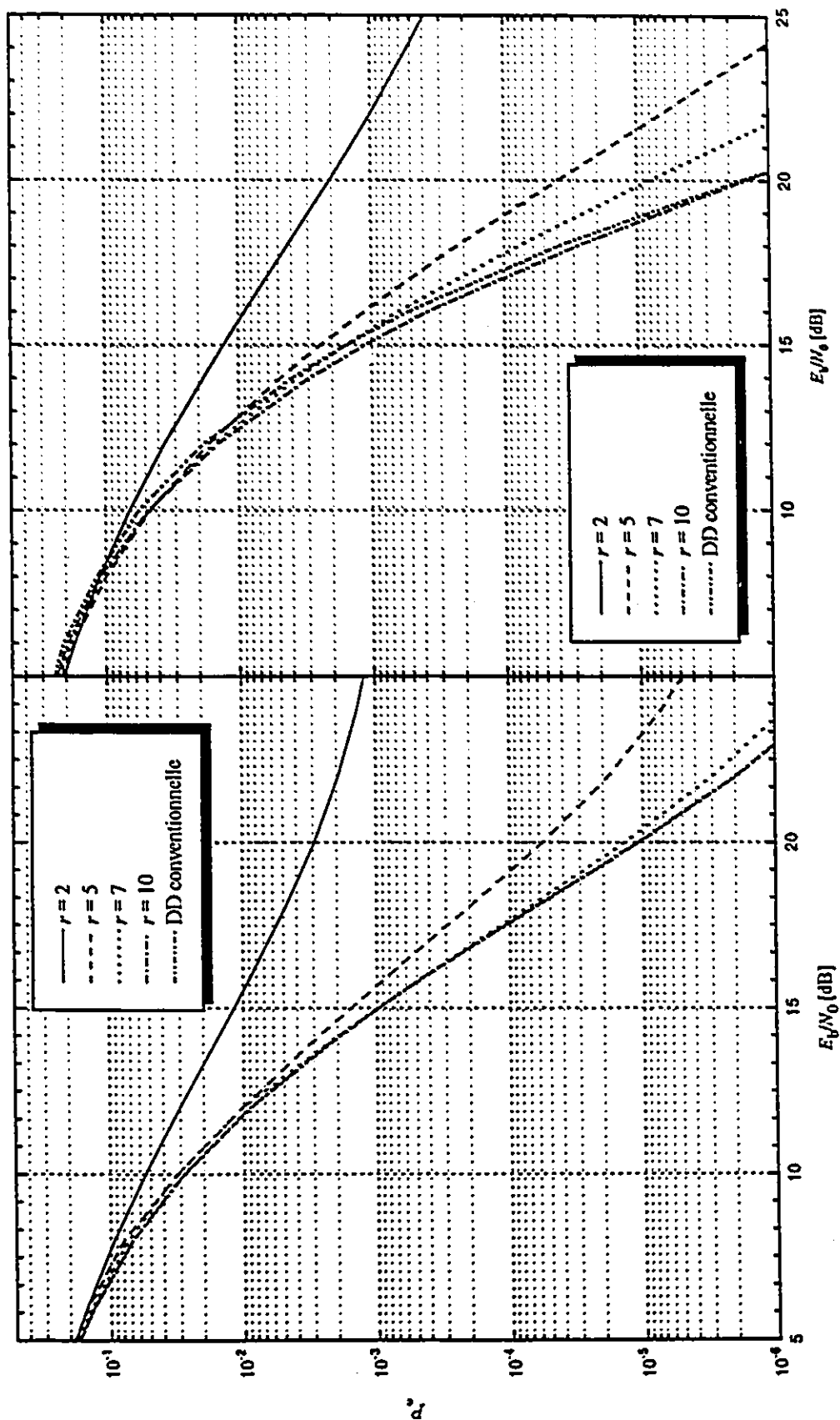
$$\begin{aligned}
 \det[\mathbf{R}_z \mathbf{Q} - \beta \mathbf{I}_{4r}] &= \det[\beta^2 \mathbf{I}_r] \det[\mathbf{V}_{(s)}^H \{(\kappa_1 + 1) \mathbf{R}_s + \mathbf{R}_w\} \mathbf{V}_{(s)} - \beta \mathbf{I}_r] \times \\
 &\quad \det[\mathbf{V}_{(s)}^H \{(\kappa_1 - 1) \mathbf{R}_s - \mathbf{R}_w\} \mathbf{V}_{(s)} - \beta \mathbf{I}_r] = 0.
 \end{aligned} \tag{3.64}$$

La seule différence entre cette expression et celle pour la détection différentielle conventionnelle est la présence de la matrice $\mathbf{V}_{(s)}$. Comme $\mathbf{V}_{(s)}$ est unitaire, $\mathbf{V}_{(s)}$ ne change pas les valeurs propres de $(\kappa_1 + 1) \mathbf{R}_s + \mathbf{R}_w$, mais retient seulement les r valeurs propres les plus grandes.

Exemple 7: Canal GSM urbain et en régions montagneuses et détection différentielle propre

Reprenons certains scénarios des exemples 5 et 6, et calculons P_e pour la détection différentielle basée sur l'espace propre. Premièrement, les résultats pour le canal GSM urbain avec $f_D T = 0,05$ à la figure 3.9a montrent que plus le nombre de modes utilisés est grand, plus les performances se rapprochent de la performance de la détection différentielle conventionnelle, ce qui confirme le commentaire à la fin du paragraphe précédent. Pour le canal en régions montagneuses avec corrélation forte, les résultats de la figure 3.9b ont un comportement similaire pour les grands rapports signal à bruit. Cependant, pour les rapports signal à bruit plus faibles, les performances pour de plus faibles valeurs de r donnent des taux d'erreur légèrement inférieurs à la détection différentielle conventionnelle. Par exemple, pour $r = 7$, le taux d'erreur est inférieur au taux de la détection différentielle conventionnelle pour des valeurs de E_b/N_0 de 5 dB à 14 dB. Pour $r = 10$, les performances sont meilleures pour E_b/N_0 allant de 5 dB à plus de 20 dB. Rappelons que le rang de l'espace signal est 13 pour ce dernier exemple. ■

Le choix de r donnant les meilleures performances à un rapport signal à bruit donné est difficile à faire puisqu'aucune valeur propre de R n'a une multiplicité plus grande que 1, le bruit additif étant coloré. En plus, la discussion sur la dégradation des résultats indiquait que le bruit coloré contribuait pour au moins 1 dB à la réduction des performances. Pour contrecarrer la difficulté de l'estimation de D et potentiellement éliminer une source de dégradation, une transformation rendant les échantillons du bruit additif répartis identiquement et indépendants est nécessaire. Cette transformation a aussi un effet sur une partie du signal. La section qui suit s'intéresse à ce problème.



b) Canal en régions montagneuses avec corrélation forte.

a) Canal GSM avec $f_D T = 0,05$.

Figure 3.9 P_d avec la détection différentielle propre, intervalle connu, pour le canal GSM urbain et en régions montagneuses.

3.3.2.6 Filtre blanchissant et détection différentielle propre

La matrice d'autocorrélation du signal reçu est donnée par

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_s + \mathbf{R}_w \quad (3.65)$$

avec $\mathbf{R}_s = \mathbf{P}\mathbf{R}_p\mathbf{P}^T$. L'objectif ici est de rendre unitaire $\mathbf{R}_w$ et de diagonaliser $\mathbf{R}$ simultanément. La matrice $\mathbf{R}_w$ est connue puisque le filtre de réception $q(t)$ (séquence pseudo-aléatoire) sert aussi de filtre pour le bruit blanc et est connu. La première étape consiste donc à exprimer $\mathbf{R}_w$ sous forme de décomposition propre, c.-à-d.

$$\mathbf{R}_w = \mathbf{V}_w \mathbf{\Lambda}_w \mathbf{V}_w^H, \quad (3.66)$$

où $\mathbf{\Lambda}_w$ est une matrice diagonale avec les valeurs propres décroissantes sur la diagonale, et $\mathbf{V}_w$ une matrice dont les colonnes sont les vecteurs propres associés aux valeurs propres. La matrice $\mathbf{R}_w$ peut donc être rendue unitaire avec la transformation

$$\sqrt{\mathbf{\Lambda}_w^{-1}} \mathbf{V}_w^H \mathbf{R}_w \mathbf{V}_w \sqrt{\mathbf{\Lambda}_w^{-1}} = \mathbf{I}_K. \quad (3.67)$$

Le vecteur reçu $\mathbf{r}_n$ doit donc être transformé en pré-multipliant par la matrice $\sqrt{\mathbf{\Lambda}_w^{-1}} \mathbf{V}_w^H$. La nouvelle matrice d'autocorrélation du signal reçu $\mathbf{R}'$ est donc

$$\begin{aligned} \mathbf{R}' &= \sqrt{\mathbf{\Lambda}_w^{-1}} \mathbf{V}_w^H \mathbf{R} \mathbf{V}_w \sqrt{\mathbf{\Lambda}_w^{-1}} \\ &= \sqrt{\mathbf{\Lambda}_w^{-1}} \mathbf{V}_w^H \mathbf{R}_s \mathbf{V}_w \sqrt{\mathbf{\Lambda}_w^{-1}} + \mathbf{I}_K. \end{aligned} \quad (3.68)$$

Cette matrice doit maintenant être diagonalisée afin de déterminer les modes indépendants comme auparavant. Notons que la matrice $\sqrt{\mathbf{\Lambda}_w^{-1}} \mathbf{V}_w^H$ n'affecte pas le rang de $\mathbf{R}_s$. Dénotons la décomposition en valeurs et vecteurs propres de $\mathbf{R}'$ par $\mathbf{V}' \mathbf{\Lambda}' \mathbf{V}'^H$. La diagonalisation de $\mathbf{R}'$ mène alors à une nouvelle matrice d'autocorrélation de la forme

$$\begin{aligned} \mathbf{\Lambda}' &= \mathbf{V}'^H \mathbf{R}' \mathbf{V}' \\ &= \mathbf{V}'^H \sqrt{\mathbf{\Lambda}_w^{-1}} \mathbf{V}_w^H \mathbf{R}_s \mathbf{V}_w \sqrt{\mathbf{\Lambda}_w^{-1}} \mathbf{V}' + \mathbf{V}'^H \sqrt{\mathbf{\Lambda}_w^{-1}} \mathbf{V}_w^H \mathbf{R}_w \mathbf{V}_w \sqrt{\mathbf{\Lambda}_w^{-1}} \mathbf{V}' \\ &= \mathbf{\Lambda}'_s + \mathbf{I}_K \end{aligned} \quad (3.69)$$

avec $\mathbf{\Lambda}'_s = \mathbf{V}'^H \sqrt{\mathbf{\Lambda}_w^{-1}} \mathbf{V}_w^H \mathbf{R}_s \mathbf{V}_w \sqrt{\mathbf{\Lambda}_w^{-1}} \mathbf{V}'$ étant une matrice diagonale. La matrice $\mathbf{\Lambda}'_s$ est diagonale puisque $\mathbf{\Lambda}'$ et $\mathbf{I}_K$ le sont. La diagonalisation de $\mathbf{R}'$ résulte donc en des valeurs propres dont la

plus petite a une multiplicité plus grande que un si $D < K$. De la même façon que les vecteurs propres de R pouvaient être partitionnés avec (3.59), les vecteurs propres de R' peuvent l'être également. Donc, le calcul de la probabilité d'erreur P_e suit la même procédure qu'à la section suivante sauf que $V_{(n)}$ est remplacé par le sous-espace dominant de $V_w \sqrt{\Lambda_w^{-1}} V'$.

Plusieurs remarques doivent être faites. Premièrement, la diagonalisation simultanée de deux matrices d'autocorrélation est liée à la solution de valeurs et vecteurs propres généralisés de deux matrices hermitiennes non-singulières. En effet la procédure ci-haut est identique à trouver les valeurs et vecteurs propres de $R_w^{-1} R$, donc une égalité du type $R v_k = \lambda_k R_w v_k$ [SW94]. Deuxièmement, contrairement aux vecteurs propres habituels, la matrice de transformation $V_w \sqrt{\Lambda_w^{-1}} V'$ n'est pas unitaire puisque $V_w \sqrt{\Lambda_w^{-1}} V' V'^H \sqrt{\Lambda_w^{-1}} V_w^H \neq I_K$. Il en résulte donc que les éléments de la matrice diagonale Λ'_k ne sont plus les mêmes que les valeurs propres de R_k . Il est difficile en général de trouver la matrice Λ'_k analytiquement à partir des valeurs propres de R_k puisque les valeurs propres d'un produit de matrice ne sont pas le produit des valeurs propres des matrices. Le calcul de P_e peut tout de même être fait avec (3.32) puisque les valeurs propres conservent une multiplicité de un. L'exemple qui suit donne un aperçu des résultats.

Exemple 8: Canal GSM urbain et en régions montagneuses avec blanchiment et détection différentielle propre

Avec les mêmes conditions que l'exemple 7, les figures 3.10a et 3.10b montrent P_e pour $r = 2$ et 7 pour le canal GSM urbain et le canal en régions montagneuses. Il est apparent que la probabilité d'erreur est réduite et que la quantité d'énergie nécessaire est réduite d'environ la même grandeur qu'entre la détection cohérente linéaire optimale et linéaire conventionnelle. De plus la dimension D du canal pourrait théoriquement être estimée à partir des valeurs propres de Λ' . ■

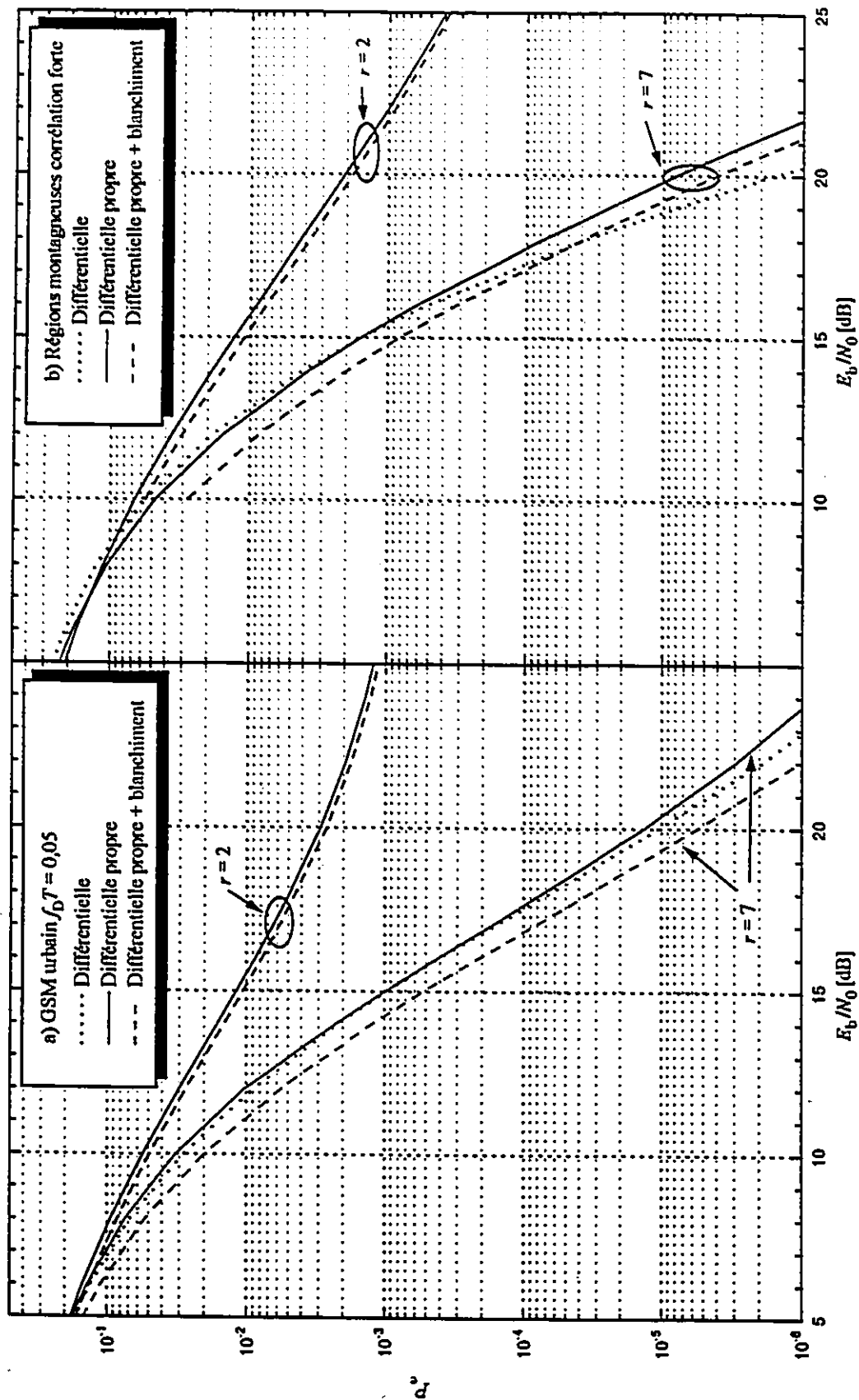


Figure 3.10 P_d avec filtre blanchissant et détection différentielle propre pour canal GSM urbain et en régions montagneuses.

3.3.3 Détection cohérente et différentielle basée sur l'analyse propre

Les résultats théoriques des sections précédentes sont basés sur l'observation de la réponse impulsionnelle moyenne du canal. En pratique, le canal n'est pas stationnaire de sorte que le détecteur devrait être conçu en conséquence. Ici, l'intérêt est donc de développer un détecteur qui prendra avantage du nombre réduit de modes orthogonaux pour diminuer la dimension de la variable décisionnelle U_n . Bien que les résultats théoriques de la probabilité d'erreur n'aient pas démontrés d'avantages importants à réduire la dimension de U_n , bien au contraire dans plusieurs cas, il n'en demeure pas moins qu'il devrait être possible de faire aussi bien et même mieux que les résultats théoriques dans plusieurs cas en ne choisissant que les modes significatifs pour chaque nouveau vecteur reçu. Il est généralement accepté qu'une réduction du nombre de degrés de liberté simplifie la conception et offre, par le fait même le potentiel pour une amélioration générale des performances. Suivant ce principe, un algorithme faisant appel à l'analyse propre sera maintenant décrit.

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

$$\mathbf{R}_n = \alpha \mathbf{R}_{n-1} + (1-\alpha) \mathbf{r}_n \mathbf{r}_n^H, \quad (3.70)$$

avec $0 < \alpha < 1$. $\mathbf{R}_n$ est la matrice d'autocorrélation des vecteurs $\mathbf{r}_n$ au temps t_n . 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

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_n &= \alpha \mathbf{V}_{n-1} \mathbf{\Lambda}_{n-1} \mathbf{V}_{n-1}^H + (1-\alpha) \mathbf{r}_n \mathbf{r}_n^H \\ &= \mathbf{V}_{n-1} [\alpha \mathbf{\Lambda}_{n-1} + (1-\alpha) \mathbf{x}_n \mathbf{x}_n^H] \mathbf{V}_{n-1}^H, \quad \mathbf{x}_n = \mathbf{V}_{n-1}^H \mathbf{r}_n. \end{aligned} \quad (3.71)$$

Pour simplifier les calculs, il est possible de transformer le vecteur complexe $\mathbf{x}_n$ en un vecteur réel sans affecter la décomposition en utilisant la matrice diagonale

$$\mathbf{G}_n = \begin{bmatrix} x_1/|x_1| & & & 0 \\ & x_2/|x_2| & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & x_K/|x_K| \end{bmatrix}, \quad (3.72)$$

où x_k est le k -ième élément de $\mathbf{x}_n$. Le résultat est donc donné par

$$\mathbf{R}_n = \mathbf{V}_{n-1} \mathbf{G}_n [\alpha \Lambda_{n-1} + (1-\alpha) \mathbf{q}_n \mathbf{q}_n^T] \mathbf{G}_n^H \mathbf{V}_{n-1}^H, \quad \mathbf{q}_n = \mathbf{G}_n^H \mathbf{x}_n. \quad (3.73)$$

La décomposition propre se limite maintenant au contenu entre crochets dans l'équation ci-haut. Supposons que l'ordre présumé de la diversité soit de $D < K$. La réduction de la dimension du terme entre les crochets peut se faire en laissant de côté les $K-D$ derniers échantillons de $\mathbf{q}_n$, mais cette mise de côté résultera probablement en une sévère dégradation des performances, comme montré plus haut, si D est plus petit que l'ordre réel de diversité du canal. L'objectif est de conserver toute l'énergie disponible de l'espace signal-bruit dominant. Une méthode efficace consiste à prendre la moyenne des $K-D$ plus petites valeurs propres de Λ_{n-1} pour construire un sous-espace bruit sphérique. Les vecteurs propres de ce sous-espace bruit sphérique peuvent être orientés arbitrairement pourvu qu'ils forment une base orthonormale. Le sous-espace bruit sphérique peut donc subir une rotation qui permettra à la perturbation de rang un $\mathbf{q}_n \mathbf{q}_n^H$, de contribuer à seulement une dimension du sous-espace bruit sphérique. Une façon efficace de construire la base du sous-espace sphérique est de construire une transformée de Householder [Hay91] à partir des $K-D$ derniers éléments de $\mathbf{q}_n$. Une fois appliquée à $\mathbf{q}_n$, cette transformée réduit la dimension de la perturbation à $(D+1) \times (D+1)$ et pivote la base du sous-espace bruit sphérique dans la direction des $K-D$ derniers éléments $\mathbf{q}_n$. Cette transformation est représentée par la matrice

$$\mathbf{H}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_D & 0 \\ 0 & \mathbf{H}_{K-D}^{(w)} \end{bmatrix}, \quad (3.74)$$

où $\mathbf{H}_{K-D}^{(w)}$ est la matrice de Householder des $K-D$ derniers éléments de $\mathbf{q}_n$ donnée par

$$\mathbf{H}_{K-D}^{(w)} = \mathbf{I}_{K-D} - \frac{2 \mathbf{e}_n \mathbf{e}_n^T}{\|\mathbf{e}_n\|^2}, \quad (3.75)$$

avec

$$\mathbf{e}_n = \mathbf{q}_{n,(D+1,K)} - \|\mathbf{q}_{n,(D+1,K)}\| \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}^T, \quad (3.76)$$

où le vecteur $[1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ de longueur $K - D$ a son premier élément égal à 1 et les autres à 0. Le vecteur $\mathbf{q}_{n,(D+1,K)}$ correspond au $K - D$ derniers éléments de $\mathbf{q}_n$ et $\|\mathbf{e}_n\|$ indique la norme du vecteur $\mathbf{e}_n$. Les matrices $\mathbf{G}_n$ et $\mathbf{H}_n$ n'affectent pas $\mathbf{D}_{n-1}$ puisqu'elles sont unitaires. En même temps, les $K - D$ dernières valeurs propres de Λ_{n-1} doivent être moyennées pour refléter la sphéricité du sous-espace bruit. La dimension de la mise à jour des termes entre crochets dans (3.73) se retrouve réduite à $D + 1$. La matrice $\mathbf{R}_n$ devient donc

$$\mathbf{R}_n = \mathbf{V}_{n-1} \mathbf{G}_n \mathbf{H}_n [\alpha \mathbf{D}_{n-1} + (1 - \alpha) \mathbf{s}_n \mathbf{s}_n^T] \mathbf{H}_n^T \mathbf{G}_n^H \mathbf{V}_{n-1}^H, \quad \mathbf{s}_n = \mathbf{H}_n^T \mathbf{q}_n, \quad (3.77)$$

avec

$$\mathbf{D}_{n-1} = \begin{bmatrix} d_{n-1,1} & & & \mathbf{0} \\ & \ddots & & \\ & & d_{n-1,D} & \\ \mathbf{0} & & & \bar{\lambda}_{n-1} \mathbf{I}_{K-D} \end{bmatrix}, \quad (3.78)$$

$$d_{n-1,i} = \lambda_i, \quad \text{pour } i = 1, 2, \dots, D, \quad (3.79)$$

$$\bar{\lambda}_{n-1} = \frac{1}{K - D} \sum_{i=D+1}^K \lambda_i. \quad (3.80)$$

Le vecteur $\mathbf{s}_n$ est aussi donné par $\mathbf{s}_n^T = [q_1, \dots, q_D, (\sum_{i=D+1}^K q_i^2)^{1/2}, 0, \dots, 0]$. La décomposition propre qui doit maintenant être effectuée est sur le contenu entre les crochets de (3.77), que nous appelons $\mathbf{S}_n = \alpha \mathbf{D}_{n-1} + (1 - \alpha) \mathbf{s}_n \mathbf{s}_n^T$. Bien que $\mathbf{S}_n$ soit de dimension K , seulement les $D + 1$ premières valeurs propres doivent être mises à jour puisque seuls ces éléments de $\mathbf{s}_n$ sont non nuls. 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

$$\mathbf{V}_n = \mathbf{V}_{n-1} \mathbf{G}_n \mathbf{H}_n \mathbf{U}_n. \quad (3.81)$$

Cet algorithme est tiré des travaux de [Bun78] et [DeG90] sur la mise à jour des décompositions propres affectées par une perturbation de rang unitaire. Les calculs précédents permettent de mettre à jour la décomposition propre de R_n tout en conservant toute l'énergie disponible dans le vecteur r_n . De plus, la complexité de (3.77) est moindre qu'une approche basée sur une décomposition propre systématique sur R_n . Ce point sera considéré au chapitre suivant.

Avec la décomposition propre donnée ici, la variable décisionnelle doit être modifiée puisque que la transformation des vecteurs reçus par les vecteurs propres résulte toujours en un nombre réel donc le signe est indépendant du symbole transmis, comme l'équation suivante le montre

$$\Im[V_n^H r_n] = \Im[U_n^T H_n^T G_n^H V_n^H r_n] = \Im[U_n^T H_n^T q_n] = 0. \quad (3.82)$$

avec $\Im[x]$ la partie imaginaire de x . Le signe de $\Re[V_n^H r_n]$, la partie réelle de $V_n^H r_n$, sera toujours positif ou négatif dépendant du choix de l'algorithme de décomposition propre des termes entre crochets de (3.77). Sans perte de généralité, supposons le signe de $\Re[V_n^H r_n]$ positif. Rappelons que dans le champ des nombres complexes, il existe une infinité de vecteurs propres de norme 1 associés à une valeur propre. L'algorithme choisit donc le vecteur propre qui transformera, dans une dimension donnée, le vecteur reçu en un nombre réel positif. Ce choix se fait grâce à la matrice G_n qui extrait la modulation lors de la transformation, et qui restaure cette même modulation lors de la formation de V_n dans (3.81). C'est donc dire que la détection doit être effectuée sur les vecteurs propres et non sur la transformation des vecteurs r_n par les vecteurs propres.

L'évaluation théorique de la probabilité d'erreur sur un bit pour l'algorithme ci-haut n'est pas une tâche évidente. Les difficultés principales résident dans les points suivants:

- a) les gains complexes $P a_n$ ne sont pas indépendants sur deux intervalles T consécutifs;
- b) la formation de l'espace de bruit sphérique change les valeurs propres de l'espace signal;
- c) les performances sont fonction du choix de α .

Bien qu'il serait possible de trouver des bornes inférieures ou supérieures pour la probabilité d'erreur moyenne sur un bit, il semble plus précis de simuler l'algorithme. De plus, cette approche permettra d'acquérir d'autres connaissances utiles dans la réalisation d'un détecteur de traitement de signal entièrement numérique, comme la stabilité et la complexité.

3.3.3.1 Détection cohérente

L'utilisation de la mise à jour de R_n pour la détection cohérente peut prendre différentes formes selon l'approche utilisée pour obtenir une estimation des gains complexes du canal. Afin de limiter l'excursion de la recherche dans cette direction, une seule approche sera présentée. Il s'agit de la détection cohérente avec l'aide de symboles de référence [Moh89] [Cav91]. Au transmetteur, un symbole de référence est inséré à tous les f_r symboles. Cette nouvelle séquence composite subit par la suite la même série de traitements que la séquence originale mais à un taux de $f_r/(f_r - 1)$ plus élevé. Au récepteur, le traitement des vecteurs reçus est illustré à la figure 3.11 pour une séquence composite de un échantillon par symbole à l'entrée. Les symboles de référence sont extraits de la séquence composite et dirigés dans la branche du bas pour être filtrés sur une largeur de bande et une amplitude équivalente au spectre de l'évanouissement. Par la suite, les symboles de référence sont interpolés au taux d'échantillonnage du canal, puis filtrés, suivi d'une seconde extraction pour finalement être utilisés dans la combinaison des symboles de la branche du haut. En choisissant +1 comme symbole de référence, il en résulte que les échantillons à l'entrée du sommateur seraient de même phase que les symboles transmis si le bruit additif était absent.

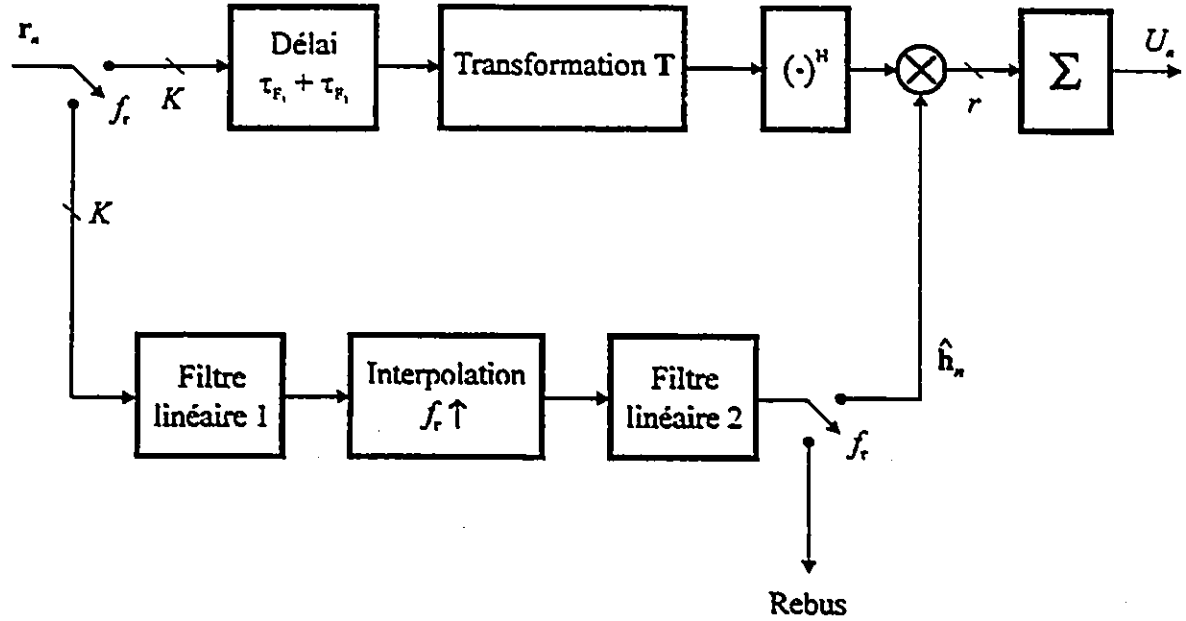


Figure 3.11 Bloc diagramme du récepteur pour la détection cohérente avec symboles de référence.

Dans la branche du haut, les symboles d'information sont retardés dans une ligne à retard ayant un délai équivalent à la somme des délais des deux filtres linéaires de la branche du bas. La fonction suivante est une transformation des vecteurs r_n d'information par une matrice T . Pour la détection cohérente traditionnelle, la transformation T est une opération linéaire donnée par $T = I_K$. L'opération $\otimes$ est alors un multiplicateur complexe qui génère une seule variable ($r = 1$) égale à U_n . Pour la détection cohérente basée sur l'analyse propre, la transformation T est une décomposition propre qui génère les D vecteurs propres orthogonaux de l'espace signal-bruit au temps t_n . Ces D vecteurs propres sont par la suite combinés, par l'opération $\otimes$, un à un avec $\hat{h}_n$ pour former $r = D$ variables indépendantes qui seront à leur tour combinées pour former U_n . La variable décisionnelle est donnée par

$$U_n = \Re \left[\sum_{i=1}^D \eta_{n,i} \mathbf{v}_{n,i}^H \hat{\mathbf{h}}_n \right], \quad (3.83)$$

avec $\mathbf{v}_{n,i}^H$ le i -ième vecteur propre de $\mathbf{R}_n$ associé à $d_{n,i}$, $\hat{\mathbf{h}}_n$ l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal au temps t_n et

$$\eta_{n,i} = \sqrt{d_{n,i}}. \quad (3.84)$$

Les $\eta_{n,i}$ pondèrent la projection de $\hat{\mathbf{h}}_n$ sur les vecteurs propres. Cette variable décisionnelle est largement basée sur des observations empiriques.

3.3.3.2 Détection différentielle

Une fois la mise à jour de la décomposition propre de $\mathbf{R}_n$ terminée, la variable décisionnelle pour une détection différentielle de diversité D doit être formée. À la section 3.3.2.5, la variable U_n était formée en effectuant le produit scalaire entre deux vecteurs de gains complexes orthogonaux résultants de la transformation des vecteurs reçus par les vecteurs propres du sous-espace signal dominant.

Ici, les vecteurs propres doivent être utilisés et la détection différentielle à partir de ces vecteurs propres s'apparente très fortement à la détection non-cohérente de formes d'ondes orthonormales. En effet il est bien connu que pour ce type de détection avec du bruit additif normal blanc et les formes orthonormales connues, la variable décisionnelle pour la d -ième forme d'onde est donnée par [Och87] [VaT68]

$$U_n = \sum_{i=1}^D \frac{\delta_i}{\delta_i + \sigma_w^2} |g_{ni}|^2, \quad (3.85)$$

où g_{ni} est le résultat de la corrélation entre le i -ième vecteur propre et le vecteur reçu au temps t_n . Pour le problème qui nous intéresse, il existe quelques différences notables avec la modulation orthogonale. Premièrement, ici nous ne connaissons pas les formes d'ondes orthonormales du signal, mais seulement une approximation des vecteurs propres de $\mathbf{R}$, soit $\hat{\mathbf{V}}$. La meilleure approximation de $\mathbf{r}_n$ dans la première dimension au temps t_n est $\hat{\mathbf{v}}_{n,1}$. Au temps t_{n-1} la meilleure approximation de $\mathbf{r}_{n-1}$ est $\hat{\mathbf{v}}_{n-1,1}$. Ici dans une dimension donnée, le vecteur propre au temps t_{n-1} sert de fonction orthonormale pour le vecteur propre au temps t_n . Deuxièmement, les valeurs propres δ_i ne sont pas connues et le bruit additif n'est pas blanc.

Troisièmement, les valeurs propres D_n ne sont pas les mêmes que les valeurs propres D_{n-1} , donc le poids du vecteur $\hat{v}_{n,i}$ n'est pas le même que le poids du vecteurs propres $\hat{v}_{n-1,i}$. Avec ces trois dernières remarques, il apparaît difficile de trouver un vecteur optimal de combinaison des produits scalaires des vecteurs propres. Suivant la structure de (3.85), la variable décisionnelle sera donnée par

$$U_n = \Re \left[\sum_{i=1}^D \frac{\eta_{n,i} - \eta_{n,D+1}}{\eta_{n,i}} \mathbf{v}_{n-1,i}^H \mathbf{v}_{n,i} \right], \quad (3.86)$$

avec

$$\eta_{n,i} = \sqrt{d_{n-1,i} d_{n,i}}, \quad i = 1, 2, \dots, D+1. \quad (3.87)$$

Les valeurs propres $d_{n,i}$ sont la somme de la variance du signal et du bruit dans la i -ième dimension. En soustrayant une composante associée à la variance du bruit, la composante signal est accentuée. Notez que $d_{n,D+1}$ est une estimation biaisée de la variance du bruit. La moyenne géométrique des valeurs propres permet de pondérer le poids de la i -ème dimension tout en tenant compte des variations aux deux instants t_n et t_{n-1} . Cette approche a déjà été utilisée dans [Adc94]. La variable décisionnelle de (3.86) serait plus appropriée si le bruit additif était blanc. En utilisant la transformation décrite à la section 3.3.4.1, la même approche décrite dans cette section peut être appliquée. La seule différence est l'application d'une transformation par $\sqrt{\Lambda_w^{-1}} \mathbf{V}_w^H$ des vecteurs $\mathbf{r}_n$ avant la procédure de décomposition propre.

3.3.3.3 Rang adaptatif du sous-espace signal-bruit dominant

Le nombre de variables formant la variable décisionnelle de (3.83) et (3.86) est D . Pour de faibles rapports signal à bruit, il est à prévoir que la dimension de l'espace signal dominant soit plus petite que D . Cet état du récepteur devrait se refléter sur les variables $\eta_{n,i}$, $i = 1, 2, \dots, D+1$, qui possèdent une décroissance similaire aux valeurs propres. Afin de déterminer la dimension du sous-espace signal-bruit dominant, un critère d'information théorique peut être calculé à chaque n sur les $D+1$ valeurs $\eta_{n,i}$. Appelons $r_{\text{AIC}}(n)$ et $r_{\text{MDL}}(n)$ la

dimension du sous-espace signal-bruit dominant donnée par les critères AIC et MDL respectivement au temps t_n , alors

$$r_{\text{AIC}}(n) = \arg \min_d \{L(d) + d(2D+2-d)\}, \quad (3.88)$$

$$r_{\text{MDL}}(n) = \arg \min_d \left\{ L(d) + \frac{d}{2}(2D+2-d) \ln N \right\} \quad (3.89)$$

avec

$$L(d) = N \ln \left[\frac{\left(\frac{1}{D+1-d} \sum_{i=d+1}^{D+1} \eta_{n,i} \right)^{D+1-d}}{\prod_{i=d+1}^{D+1} \eta_{n,i}} \right]; \quad d = 0, 1, 2, \dots, D. \quad (3.90)$$

et $N = 1 / (1 - \alpha)$. Cette valeur de N reflète l'effet de la mémoire lors de la mise à jour de l'approximation de R_n dans (3.73) [DeG92]. Lorsque la dimension du sous-espace signal dominant trouvée est inférieure à D , il est souhaitable de remplacer D par $r_{\text{AIC}}(n)$ ou $r_{\text{MDL}}(n)$, et $\eta_{n,D+1}$ par

$$\bar{\eta}_n = \frac{1}{D-r+1} \sum_{i=r+1}^{D+1} \eta_{n,i}, \quad r = r_{\text{AIC}}(n) \text{ ou } r_{\text{MDL}}(n), \quad (3.91)$$

dans (3.83) et (3.86). Lorsque cette approche est utilisée, l'algorithme est qualifié d'adaptatif. Avec l'utilisation de $r_{\text{AIC}}(n)$ ou $r_{\text{MDL}}(n)$, il devient encore plus difficile d'analyser théoriquement l'algorithme puisque les critères d'information théorique sont des estimateurs dont les performances ne sont connues que lorsque $N \rightarrow \infty$ [Xu95]. De plus, ces critères sont très sensibles à une erreur dans le modèle, ce qui est le cas lorsque le filtre blanchissant n'est pas utilisé. Encore une fois, la difficulté théorique oblige à s'en remettre à des méthodes de simulation pour évaluer la probabilité d'erreur sur un bit. Des résultats de simulations seront présentés au chapitre 4.

3.4 Analyse des performances avec interférence intersymbole

Le scénario de transmission décrit à la section précédente limite la période de transmission à une valeur $T > T_f + \tau_{\max}$. Pour les canaux où le délai maximum $\tau_{\max}$ peut atteindre quelques microsecondes, 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 en choisissant par exemple, $T = T_f$. La quantité d'interférence est négligeable si $\tau_{\max}$ est beaucoup plus petit que T pour les signaux à large bande, car seuls les lobes secondaires de $p(t)$ affecteront le symbole précédent et suivant. En comparaison, pour les signaux à bande étroite, le lobe principal de $p(t)$ est large et la dégradation est importante. Il est possible également d'augmenter davantage le taux de transmission en spécifiant $T < T_f$. Dans ce cas-ci, la dégradation ne sera pas tellement plus importante que pour le cas $T = T_f$ si $\tau_{\max}$ est plus petit que T . Si $\tau_{\max}$ est plus grand que T , alors la dégradation sera liée à l'amplitude relative des trajets associés aux derniers délais par rapport à l'amplitude associée aux premiers délais. Ici, l'étude sera limitée à $T = T_f$ et à $\tau_{\max} < T$. Ceci implique comme mentionné à la section 3.2.2, que l'interférence intersymbole est causée par les deux symboles adjacents au symbole courant. Il est facile de généraliser l'approche qui sera décrite dans cette section aux cas où $L > 1$.

La même approche utilisée pour les canaux sans interférence intersymbole peut être appliquée ici. La détection linéaire conventionnelle, la détection différentielle conventionnelle ainsi que la détection cohérente et différentielle basée sur l'espace propre sont examinées. Les résultats théoriques permettent de quantifier la dégradation due à l'interférence intersymbole.

3.4.1 Détection cohérente linéaire conventionnelle

Les hypothèses énoncées à la section 3.3.1 sont supposées encore valides. Le vecteur reçu est

$$\mathbf{r}_n = b_n \mathbf{P} \mathbf{a}_n + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq 0}}^{i=1} b_{n+i} \mathbf{P}_{(i)} \mathbf{a}_{n+i} + \mathbf{w}_n, \quad (3.92)$$

et par un mécanisme quelconque, le détecteur connaît l'état de canal à chaque instant t_n , c'est-à-dire, $\mathbf{P} \mathbf{a}_n$. L'approche élaborée à la section 3.3 est donc encore employée, et il est facile de montrer que la variable décisionnelle pour la détection linéaire conventionnelle sous forme quadratique est formée avec

$$\mathbf{z}^H = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_n^H \mathbf{P}^T & \mathbf{a}_{n+1}^H \mathbf{P}_{(1)}^T & \mathbf{a}_{n-1}^H \mathbf{P}_{(-1)}^T & \mathbf{w}_n^H \end{bmatrix} \quad (3.93)$$

et

$$\mathbf{Q} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2\mathbf{I}_K & \mathbf{I}_K & \mathbf{I}_K & \mathbf{I}_K \\ \mathbf{I}_K & & & \\ \mathbf{I}_K & & \mathbf{0}_{3K} & \\ \mathbf{I}_K & & & \end{bmatrix}. \quad (3.94)$$

Il s'ensuit que la matrice d'autocorrélation de $\mathbf{z}$ est donnée par

$$\mathbf{R}_z = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_s & \kappa_1 \mathbf{P} \mathbf{R}_s \mathbf{P}_{(1)}^T & \kappa_1 \mathbf{P} \mathbf{R}_s \mathbf{P}_{(-1)}^T & \mathbf{0}_K \\ \kappa_1 \mathbf{P}_{(1)} \mathbf{R}_s \mathbf{P}^T & \mathbf{P}_{(1)} \mathbf{R}_s \mathbf{P}_{(1)}^T & \kappa_2 \mathbf{P}_{(1)} \mathbf{R}_s \mathbf{P}_{(-1)}^T & \mathbf{0}_K \\ \kappa_1 \mathbf{P}_{(-1)} \mathbf{R}_s \mathbf{P}^T & \kappa_2 \mathbf{P}_{(-1)} \mathbf{R}_s \mathbf{P}_{(1)}^T & \mathbf{P}_{(-1)} \mathbf{R}_s \mathbf{P}_{(-1)}^T & \mathbf{0}_K \\ \mathbf{0}_K & \mathbf{0}_K & \mathbf{0}_K & \mathbf{R}_w \end{bmatrix}. \quad (3.95)$$

Les constantes κ_i ci-haut sont égales à $E\{g(t)g^*(t+iT)\}/R_g(0)$, où $R_g(t)$ est la séquence d'autocorrélation d'un gain complexe orthogonal supposé identique, à une constante près. Le produit $\mathbf{R}_z \mathbf{Q}$ est simple à obtenir mais son expression complexe. Il est cependant facile de voir que la moitié des valeurs propres de $\mathbf{R}_z \mathbf{Q}$ sont nulles et que les $2K$ autres sont données par les valeurs propres de deux matrices, l'une définie positive et l'autre définie négative. Encore une

fois, les expressions pour ces matrices sont plutôt embarrassantes et peu instructives. La probabilité d'erreur sur un bit est cependant facile à évaluer numériquement en utilisant (3.32).

Exemple 9: Détection cohérente conventionnelle pour canal GSM urbain et en régions montagneuses avec IIS

Le canal GSM urbain et le canal en régions montagneuses avec corrélation forte avec intervalle connu serviront d'indicateurs. Notez que la matrice P des canaux avec IIS n'est pas la même que celle sans IIS puisque les délais $\tau_d(t)$ relatifs à T sont plus petits ($T_f = T$ au lieu de $T_f \leq T - \tau_{\max}$). La valeur de K pour chacun des canaux est donc maintenant de 13 et 32 au lieu de 14 et 37 respectivement. Les valeurs de P_e sont inscrites au tableau 3.1. Il est clair que l'effet de l'interférence intersymbole est tout à fait négligeable pour la détection cohérente linéaire conventionnelle. ■

Tableau 3.1 P_e pour détection cohérente linéaire conventionnelle pour canal GSM urbain et en régions montagneuses avec IIS.

E_b/N_0 [dB]	Canal GSM urbain		Canal régions montagneuses	
	Sans IIS	Avec IIS	Sans IIS	Avec IIS
5	$2,20 \times 10^{-2}$	$2,28 \times 10^{-2}$	$2,29 \times 10^{-2}$	$2,38 \times 10^{-2}$
10	$1,06 \times 10^{-3}$	$1,18 \times 10^{-3}$	$9,28 \times 10^{-4}$	$1,02 \times 10^{-3}$
15	$7,36 \times 10^{-6}$	$9,53 \times 10^{-6}$	$2,63 \times 10^{-6}$	$3,32 \times 10^{-6}$
20	$6,85 \times 10^{-9}$	$1,11 \times 10^{-8}$	$2,58 \times 10^{-10}$	$4,21 \times 10^{-10}$
25	$1,29 \times 10^{-12}$	$2,68 \times 10^{-12}$	$1,38 \times 10^{-15}$	$3,10 \times 10^{-15}$

3.4.2 Détection différentielle conventionnelle

La démarche suivie lors de l'analyse à la section 3.3.3 s'applique une fois de plus ici mais avec des vecteurs de dimension plus grande. La variable décisionnelle U_n sous forme quadratique est donc

$$U_n = \Re\{\mathbf{r}_{n-1}^H \mathbf{r}_n\} \\ = \mathbf{z}^H \mathbf{Q} \mathbf{z}$$

avec

$$\mathbf{z}^H = [\mathbf{a}_n^H \mathbf{P}^T \quad \mathbf{a}_{n-1}^H \mathbf{P}^T \quad \mathbf{a}_n^H \mathbf{P}_{(1)}^T \quad \mathbf{a}_{n+1}^H \mathbf{P}_{(1)}^T \quad \mathbf{a}_{n-1}^H \mathbf{P}_{(-1)}^T \quad \mathbf{a}_{n-2}^H \mathbf{P}_{(-1)}^T \quad \mathbf{w}_n^H \quad \mathbf{w}_{n-1}^H], \quad (3.96)$$

et

$$\mathbf{Q} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{B} & \mathbf{B} & \mathbf{B} & \mathbf{B} \\ \mathbf{B} & \mathbf{B} & \mathbf{B} & \mathbf{B} \\ \mathbf{B} & \mathbf{B} & \mathbf{B} & \mathbf{B} \\ \mathbf{B} & \mathbf{B} & \mathbf{B} & \mathbf{B} \end{bmatrix}. \quad (3.97)$$

La matrice $\mathbf{B}$ est toujours donnée par (3.53). La probabilité d'erreur donnée par (3.32) utilise maintenant les valeurs propres de $\mathbf{R}_z \mathbf{Q}$ où

$$\mathbf{R}_z = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_z & \kappa_1 \mathbf{R}_z & \mathbf{P} \mathbf{R}_s \mathbf{P}^T & \kappa_1 \mathbf{P} \mathbf{R}_s \mathbf{P}_{(1)}^T & \kappa_1 \mathbf{P} \mathbf{R}_s \mathbf{P}_{(-1)}^T & \kappa_2 \mathbf{P} \mathbf{R}_s \mathbf{P}_{(-1)}^T & \mathbf{0}_{2K} \\ \kappa_1 \mathbf{R}_z & \mathbf{R}_z & \kappa_1 \mathbf{P} \mathbf{R}_s \mathbf{P}_{(1)}^T & \kappa_2 \mathbf{P} \mathbf{R}_s \mathbf{P}_{(1)}^T & \mathbf{P} \mathbf{R}_s \mathbf{P}_{(-1)}^T & \kappa_1 \mathbf{P} \mathbf{R}_s \mathbf{P}_{(-1)}^T & \mathbf{0}_{2K} \\ \mathbf{P}_{(1)} \mathbf{R}_s \mathbf{P}^T & \kappa_1 \mathbf{P}_{(1)} \mathbf{R}_s \mathbf{P}^T & \mathbf{P}_{(1)} \mathbf{R}_s \mathbf{P}_{(1)}^T & \kappa_1 \mathbf{P}_{(1)} \mathbf{R}_s \mathbf{P}_{(1)}^T & \kappa_1 \mathbf{P}_{(1)} \mathbf{R}_s \mathbf{P}_{(-1)}^T & \kappa_2 \mathbf{P}_{(1)} \mathbf{R}_s \mathbf{P}_{(-1)}^T & \mathbf{0}_{2K} \\ \kappa_1 \mathbf{P}_{(1)} \mathbf{R}_s \mathbf{P}^T & \kappa_2 \mathbf{P}_{(1)} \mathbf{R}_s \mathbf{P}^T & \kappa_1 \mathbf{P}_{(1)} \mathbf{R}_s \mathbf{P}_{(1)}^T & \mathbf{P}_{(1)} \mathbf{R}_s \mathbf{P}_{(1)}^T & \kappa_2 \mathbf{P}_{(1)} \mathbf{R}_s \mathbf{P}_{(-1)}^T & \kappa_3 \mathbf{P}_{(1)} \mathbf{R}_s \mathbf{P}_{(-1)}^T & \mathbf{0}_{2K} \\ \kappa_1 \mathbf{P}_{(-1)} \mathbf{R}_s \mathbf{P}^T & \mathbf{P}_{(-1)} \mathbf{R}_s \mathbf{P}^T & \kappa_1 \mathbf{P}_{(-1)} \mathbf{R}_s \mathbf{P}_{(1)}^T & \kappa_2 \mathbf{P}_{(-1)} \mathbf{R}_s \mathbf{P}_{(1)}^T & \mathbf{P}_{(-1)} \mathbf{R}_s \mathbf{P}_{(-1)}^T & \kappa_1 \mathbf{P}_{(-1)} \mathbf{R}_s \mathbf{P}_{(-1)}^T & \mathbf{0}_{2K} \\ \kappa_2 \mathbf{P}_{(-1)} \mathbf{R}_s \mathbf{P}^T & \kappa_1 \mathbf{P}_{(-1)} \mathbf{R}_s \mathbf{P}^T & \kappa_2 \mathbf{P}_{(-1)} \mathbf{R}_s \mathbf{P}_{(1)}^T & \kappa_3 \mathbf{P}_{(-1)} \mathbf{R}_s \mathbf{P}_{(1)}^T & \kappa_1 \mathbf{P}_{(-1)} \mathbf{R}_s \mathbf{P}_{(-1)}^T & \mathbf{P}_{(-1)} \mathbf{R}_s \mathbf{P}_{(-1)}^T & \mathbf{0}_{2K} \\ \mathbf{0}_{2K} & \mathbf{0}_{2K} & \mathbf{0}_{2K} & \mathbf{0}_{2K} & \mathbf{0}_{2K} & \mathbf{0}_{2K} & \mathbf{R}_w \quad \mathbf{0}_K \\ & & & & & & \mathbf{0}_K \quad \mathbf{R}_w \end{bmatrix}. \quad (3.98)$$

Il est possible de montrer que le polynôme caractéristique de $\mathbf{R}_z \mathbf{Q}$ est associé encore une fois à $2K$ valeurs propres non nulles et $6K$ valeurs propres nulles. Cependant, cette propriété a

moins d'importance ici parce qu'il est plus simple de manipuler $R_x Q$ directement pour trouver les valeurs propres¹². Examinons quelques exemples:

Exemple 10: Détection différentielle conventionnelle pour le canal GSM urbain et en régions montagneuses avec IIS

Les mêmes conditions qu'à l'exemple suivant s'applique avec $f_D T = 0,01$ pour le canal GSM urbain. La probabilité d'erreur est inscrite au tableau 3.2. Il est clair que l'effet de l'interférence intersymbole est aussi tout à fait négligeable¹³ pour la détection différentielle. ■

Tableau 3.2 P_e pour détection différentielle conventionnelle pour canal GSM urbain et en régions montagneuses avec IIS.

E_b/N_0 [dB]	Canal GSM urbain		Canal régions montagneuses	
	Sans IIS	Avec IIS	Sans IIS	Avec IIS
5	$1,63 \times 10^{-1}$	$1,60 \times 10^{-1}$	$2,46 \times 10^{-1}$	$2,34 \times 10^{-1}$
10	$2,45 \times 10^{-2}$	$2,43 \times 10^{-2}$	$5,67 \times 10^{-2}$	$5,13 \times 10^{-2}$
15	$5,69 \times 10^{-4}$	$6,19 \times 10^{-4}$	$1,57 \times 10^{-3}$	$1,38 \times 10^{-3}$
20	$1,55 \times 10^{-6}$	$2,06 \times 10^{-6}$	$1,67 \times 10^{-6}$	$1,56 \times 10^{-6}$
25	$7,60 \times 10^{-10}$	$1,31 \times 10^{-9}$	$9,56 \times 10^{-11}$	$1,17 \times 10^{-10}$

Il semble donc que l'effet de l'interférence intersymbole soit négligeable pour les canaux à large bande. Cette constatation n'est pas vraiment surprenante compte tenu de la forme d'onde $p(\tau)$.

¹²Le prix à payer pour l'utilisation directe de $R_x Q$ est une légère baisse de la précision lors du calcul de P_e . L'équation (3.32) est très sensible à la précision des valeurs propres de $R_x Q$ lorsque K est grand pour les rapports signal à bruit faibles.

¹³Notez que pour le canal en régions montagneuses avec la détection différentielle conventionnelle, P_e avec IIS est légèrement inférieur à P_e sans IIS pour plusieurs valeurs de E_b/N_0 . Ces écarts sont dus à la différence du nombre de trajets utilisés, 32 au lieu de 37.

3.4.3 Détection cohérente et différentielle basée sur l'espace propre

L'application de l'approche basée sur l'espace propre requiert la matrice d'autocorrélation des vecteurs reçus. En supposant que les symboles transmis sont indépendants entre eux, et avec le bruit additif, on trouve

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_s + \mathbf{P}_{(1)} \mathbf{R}_a \mathbf{P}_{(1)}^T + \mathbf{P}_{(-1)} \mathbf{R}_a \mathbf{P}_{(-1)}^T + \mathbf{R}_w. \quad (3.99)$$

La différence principale avec le cas où il n'y a pas d'interférence intersymbole, est la présence des deux termes supplémentaires du côté droit de l'égalité de (3.99). Il n'existe généralement pas d'information sur ces matrices au récepteur, de sorte qu'elles devront être considérées comme source supplémentaire de bruit structurée. Si tel n'était pas le cas, alors il serait possible d'éliminer une certaine partie de cette interférence en utilisant une approche de projection oblique rapportée dans [Beh94]. Néanmoins, selon l'amplitude de l'interférence intersymbole, il se peut qu'elle soit négligeable et qu'il n'y ait aucun avantage pratique à faire le traitement supplémentaire pour éliminer l'interférence intersymbole.

Pour la détection cohérente propre, il suffit de combiner les approches des sections 3.3.1.4 et 3.4.1 pour obtenir les matrices pertinentes au calcul de la probabilité d'erreur. On trouve que

$$\mathbf{Q} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2\mathbf{V}_s^H \mathbf{R}_w^{-1} \mathbf{V}_s & \mathbf{V}_s^H \mathbf{R}_w^{-1} \mathbf{V}_s & \mathbf{V}_s^H \mathbf{R}_w^{-1} \mathbf{V}_s & \mathbf{V}_s^H \mathbf{R}_w^{-1} \mathbf{V}_s \\ \mathbf{V}_s^H \mathbf{R}_w^{-1} \mathbf{V}_s & & & \\ \mathbf{V}_s^H \mathbf{R}_w^{-1} \mathbf{V}_s & & \mathbf{0}_{3r} & \\ \mathbf{V}_s^H \mathbf{R}_w^{-1} \mathbf{V}_s & & & \end{bmatrix}, \quad (3.100)$$

et

$$\mathbf{R}_s = \begin{bmatrix} \Lambda_s & \kappa_1 \mathbf{V}_s^H \mathbf{P}_{(1)} \mathbf{R}_a \mathbf{P}_{(1)}^T \mathbf{V}_s & \kappa_1 \mathbf{V}_s^H \mathbf{P}_{(-1)} \mathbf{R}_a \mathbf{P}_{(-1)}^T \mathbf{V}_s & 0_r \\ \kappa_1 \mathbf{V}_s^H \mathbf{P}_{(1)} \mathbf{R}_a \mathbf{P}_{(1)}^T \mathbf{V}_s & \mathbf{V}_s^H \mathbf{P}_{(1)} \mathbf{R}_a \mathbf{P}_{(1)}^T \mathbf{V}_s & \kappa_2 \mathbf{V}_s^H \mathbf{P}_{(1)} \mathbf{R}_a \mathbf{P}_{(-1)}^T \mathbf{V}_s & 0_r \\ \kappa_1 \mathbf{V}_s^H \mathbf{P}_{(-1)} \mathbf{R}_a \mathbf{P}_{(-1)}^T \mathbf{V}_s & \kappa_2 \mathbf{V}_s^H \mathbf{P}_{(-1)} \mathbf{R}_a \mathbf{P}_{(1)}^T \mathbf{V}_s & \mathbf{V}_s^H \mathbf{P}_{(-1)} \mathbf{R}_a \mathbf{P}_{(-1)}^T \mathbf{V}_s & 0_r \\ 0_r & 0_r & 0_r & \mathbf{V}_s^H \mathbf{R}_w \mathbf{V}_s \end{bmatrix}, \quad (3.101)$$

avec $r = 1, 2, \dots, D$ selon la dimension de l'espace signal désirée. Pour la détection différentielle propre, l'absence d'information au sujet de l'interférence intersymbole nous oblige à utiliser une décomposition propre sans contrainte. Donc il s'agit de reprendre l'approche de la section précédente et d'introduire un facteur pré-multiplicatif de $V_{(s)}^H$ et post-multiplicatif de $V_{(s)}$ dans les équations de la sous-section précédente, comme à la sous-section 3.3.2.5. Rappelons que $V_{(s)}$ représente les vecteurs propres du sous-espace signal-bruit dominant de R . Les équations ne seront pas réécrites puisqu'elles sont complexes, et n'apportent pas d'informations importantes.

Exemple 11: Détection cohérente et différentielle propre avec IIS pour canaux GSM urbain et en régions montagneuses.

Pour la détection cohérente, les performances du canal GSM urbain sont présentées pour $r = 2$ et 7. En faisant de même avec le canal en régions montagneuses avec corrélation forte, et en comparant ces résultats avec les mêmes canaux mais en l'absence de l'IIS, il semble que le détecteur cohérent propre soit très peu sensible à la présence de IIS comme le montre le tableau 3.3. Pour la détection différentielle propre avec $f_D T = 0,01$ et les mêmes valeurs de r , la probabilité d'erreur est montrée à la figure 3.12 et il semble que celle-ci soit plus susceptible à la présence de l'IIS que les types de détection précédente. Pour le canal GSM avec $r = 10$, la différence est très petite et les courbes ne sont pas affichées. ■

3.4.4 Détection cohérente et différentielle basée sur l'analyse propre

Les algorithmes pour la détection cohérente et différentielle basée sur l'analyse propre décrite à la section 3.3.3 s'appliquent toujours ici. L'analyse étant très difficile pour le moment, l'IIS sera considérée comme une source de bruit supplémentaire et les performances seront obtenues par voies de simulation au chapitre 4.

Tableau 3.3 P_e pour détection cohérente propre avec IIS pour canal GSM urbain et en régions montagneuses.

E_b/N_0 [dB]	Canal GSM urbain				Canal en régions montagneuses			
	$r = 2$		$r = 7$		$r = 2$		$r = 7$	
	Sans IIS	Avec IIS	Sans IIS	Avec IIS	Sans IIS	Avec IIS	Sans IIS	Avec IIS
5	$6,17 \times 10^{-2}$	$6,28 \times 10^{-1}$	$1,97 \times 10^{-2}$	$2,07 \times 10^{-2}$	$7,02 \times 10^{-2}$	$7,65 \times 10^{-2}$	$2,69 \times 10^{-2}$	$3,21 \times 10^{-2}$
10	$1,35 \times 10^{-2}$	$1,39 \times 10^{-2}$	$9,05 \times 10^{-4}$	$1,02 \times 10^{-3}$	$1,74 \times 10^{-2}$	$1,95 \times 10^{-2}$	$1,68 \times 10^{-3}$	$2,35 \times 10^{-3}$
15	$1,91 \times 10^{-3}$	$1,99 \times 10^{-3}$	$6,91 \times 10^{-6}$	$8,82 \times 10^{-6}$	$2,76 \times 10^{-3}$	$3,16 \times 10^{-3}$	$1,75 \times 10^{-5}$	$3,00 \times 10^{-5}$
20	$2,18 \times 10^{-4}$	$2,29 \times 10^{-4}$	$1,08 \times 10^{-8}$	$1,55 \times 10^{-8}$	$3,33 \times 10^{-4}$	$3,87 \times 10^{-4}$	$3,28 \times 10^{-8}$	$6,67 \times 10^{-8}$
25	$2,28 \times 10^{-5}$	$2,44 \times 10^{-5}$	$6,49 \times 10^{-12}$	$9,99 \times 10^{-12}$	$3,56 \times 10^{-5}$	$4,25 \times 10^{-5}$	$2,11 \times 10^{-11}$	$4,86 \times 10^{-11}$

3.5 Conclusion

Les expressions théoriques présentées dans ce chapitre ont permis de calculer le taux d'erreur moyen sur un bit pour la détection cohérente, la détection différentielle conventionnelle, et pour la détection cohérente et différentielle basée sur l'analyse propre pour les canaux à étalement spectral avec évanouissements. La détection cohérente offre évidemment les meilleures performances théoriques. La détection utilisant l'espace propre est équivalente à la détection conventionnelle lorsque tous les modes sont utilisés. Lorsque seulement les modes dominants sont utilisés, les performances sont généralement moins bonnes aux rapports signal à bruit élevés. Pour la détection différentielle et les rapports signal à bruit de l'ordre de 5 à 20 dB, la détérioration est minime. Il a également été démontré qu'un filtre blanchissant avant la décomposition propre réduisait le taux d'erreur moyen pour la détection différentielle.

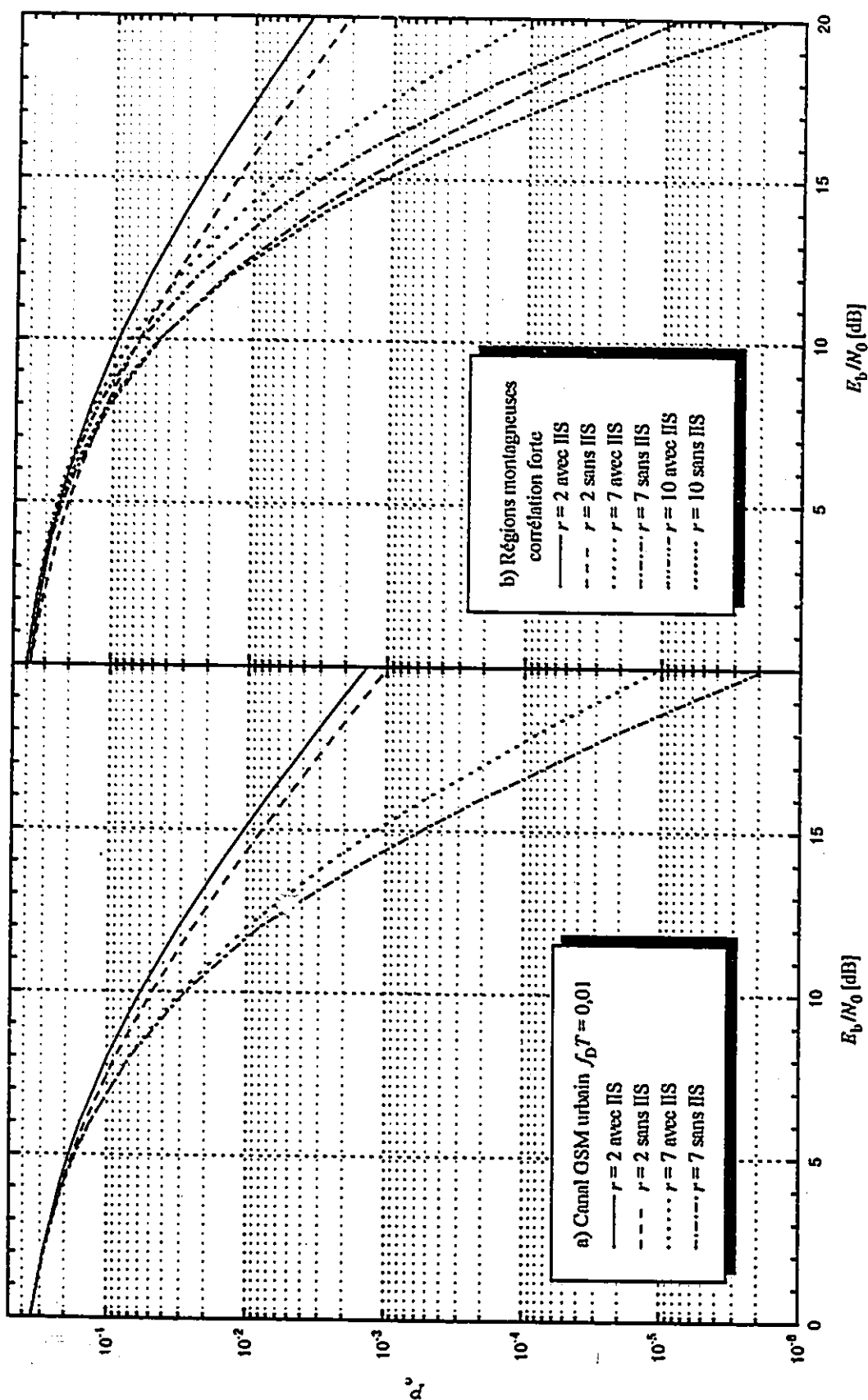


Figure 3.12 P_d pour détection différentielle propre avec IIS pour canal GSM urbain et en régions montagneuses.

En présence d'une composante en ligne de vue pour le premier mode orthogonal, l'importance de ce mode pour réduire la probabilité d'erreur moyenne sur un bit fut estimée pour la détection différentielle. En utilisant la fonction de densité de probabilité de Nakagami pour modéliser l'amplitude des gains complexes orthogonaux en présence de bruit additif blanc, il ressort que l'omission des modes supérieurs ne pénalise pas le taux d'erreur moyen comparativement à un canal de Rayleigh.

Un algorithme réalisant une variante de la détection cohérente et différentielle basée sur l'analyse propre a aussi été présenté. À cause de la complexité statistique de l'algorithme dû à l'utilisation d'un critère théorique d'information, il ne fut pas possible d'obtenir une expression théorique pour la probabilité P_e . Bien qu'il soit sûrement possible de dériver des bornes inférieures ou supérieures de probabilité d'erreur, il apparaît plus pertinent de simuler les systèmes. Le chapitre qui suit présente les performances pratiques à la détection.

Finalement, les performances théoriques pour les canaux avec interférence intersymbole ont également été étudiées. Seule la détection différentielle basée sur l'espace propre semble subir une détérioration notable de ses performances par rapport aux canaux avec seulement de l'interférence intertrajet. L'interférence intersymbole fut limitée au cas où $T = T_f$ et $\tau_{\max} < T$, c'est-à-dire un système ayant un débit de quelques kilo-octets ou dizaine de kilo-octets par seconde. L'approche discutée peut facilement être généralisée à des scénarios plus sévères d'interférence intersymbole. Cependant, l'étude des cas d'interférence intersymbole plus sévère dans le présent contexte mènerait à des performances tout à fait désastreuses pour tous les types de détection étudiés. Pour être adéquat, un détecteur devrait être équipé d'un égalisateur, ce qui ajouterait à la complexité du récepteur.

4

Simulation

4.1 Introduction

Après l'exposé théorique du chapitre précédent, le présent chapitre s'intéresse à deux aspects importants de la technique de détection proposée. Tout d'abord, les résultats théoriques pour tous les cas d'intérêt non pu être obtenus et la simulation de ceux-ci semble être la seule façon pour le moment d'évaluer les performances du détecteur basé sur l'analyse propre. De plus, l'algorithme adaptatif présenté à la section 3.3.3 doit être comparé aux approches de détection plus conventionnelles. Encore une fois, des résultats de simulation serviront de technique d'estimation statistique de la probabilité moyenne d'erreur par bit. Également, afin de compléter les résultats du chapitre deux, des résultats de simulation utilisant les mesures expérimentales de réponses impulsionnelles seront présentés pour la détection différentielle.

Le deuxième aspect de ce chapitre aborde le problème de la complexité de conception du récepteur. Il sera démontré que bien que la complexité de la détection différentielle propre adaptative soit plus grande que celle de la détection différentielle conventionnelle, il est possible de réduire celle-ci à un ordre de grandeur acceptable sans nullement en affecter les

performances. Ces résultats sont aussi applicables à la détection cohérente mais avec moins d'impact puisque celle-ci est à la base plus complexe que la détection différentielle.

4.2 Résultats de simulation

Les résultats de simulation seront présentés en deux groupes principaux. Premièrement, les résultats de canaux synthétisés seront présentés. Ces canaux comprennent les exemples du chapitre précédent ainsi que des modifications de ceux-ci en accord avec les résultats de l'analyse statistique du chapitre 2. Les résultats en termes de la probabilité d'erreur moyenne sur un bit seront présentés en fonction de plusieurs paramètres du canal de transmission et du récepteur. Le modèle de canal utilisé pour les simulations est basé sur les suppositions exposées à la section 3.1: une description plus détaillée se trouve à l'appendice D. Deuxièmement, des résultats sur la performance des détecteurs pour les canaux de transmission expérimentaux suivront. Plusieurs types de canaux représentant différentes conditions de propagation seront ainsi utilisés pour les simulations. On retrouvera des résultats pour les canaux cellulaires conventionnels, les canaux microcellulaires et les canaux à l'intérieur des édifices à 950 MHz et 40 GHz. L'objectif de cette série de simulations consiste à comparer les détecteurs conventionnels avec la détection propre adaptative pour une variété de canaux à large bande donnés, et non de comparer les canaux entre eux.

Afin de faciliter la description des résultats, les légendes des graphiques seront en ordre croissant de performances. De plus quelques acronymes seront utilisés. Ce sont:

- DC: Détection cohérente linéaire conventionnelle,
- DCSR: Détection cohérente avec symboles de référence,
- DCPASR: Détection cohérente propre adaptative avec symboles de référence,
- DD: Détection différentielle conventionnelle,
- DCDD: Détection cohérente avec décodage différentiel,
- DDPA: Détection différentielle propre adaptative.

4.2.1 Canaux synthétisés sans IIS

Les canaux synthétisés sont principalement les canaux des exemples 3 à 6 du chapitre 3. Le premier de ces exemples est le canal GSM urbain. Les résultats des simulations pour cet exemple aideront à déterminer les performances respectives des différentes approches à la détection ainsi qu'à délimiter les conditions de propagation s'appliquant à chacune d'elles. Les résultats de canal radio mobile en régions montagneuses donneront une indication de l'effet de la corrélation sur les performances. Avant d'examiner les résultats en détail, une première conclusion tirée des résultats de simulation est que la détection basée sur l'analyse propre, sans l'algorithme adaptatif de sélection du rang de l'espace signal-bruit dominant, n'a pas un comportement prévisible lorsqu'un des paramètres du canal ou du détecteur est modifié. Pour cette raison, les résultats des sections qui suivent ne comprennent aucune référence à ce type de détection.

4.2.1.1 Canaux GSM urbains

La probabilité d'erreur moyenne¹ pour les récepteurs avec intervalle connu est discutée. Rappelons que les performances pour les maxima connus ne sont guère prometteuses comme montré à la figure 3.6, et celles-ci ne seront pas étudiées dans cette section. Les figures 4.1 et 4.2 montrent les résultats de simulation pour la détection cohérente avec symbole de référence, la détection différentielle, et les versions basées sur l'analyse propre pour trois largeurs de bande d'évanouissement. Une valeur de f_r de 7, 5, et 4 pour les symboles de référence est utilisée pour $f_D T = 0,01; 0,05; 0,1$ respectivement. Ceci implique que la valeur de K est légèrement différente pour chacune des valeurs de $f_D T$. Le taux de

¹Les statistiques des résultats de simulation sont obtenues en prenant la moyenne de 4 séries de simulation ayant chacune un nombre potentiel d'erreurs égal à 50. Pour les valeurs de E_b/N_0 élevées, seulement 2 séries sont calculées. Pour la figure 4.7, 2 séries de 175 000 bits par point servent à obtenir la moyenne et l'écart type. Pour toutes les figures, la barre d'erreurs avec chaque moyenne est un interval de confiance égal à $\pm$ l'écart type.

transmission est toujours de 9 600 bits/s avec un spectre radio mobile pour l'évanouissement. La courbe théorique pour la détection cohérente linéaire conventionnelle est également montrée sur ces figures. Pour la détection cohérente, les performances de DCSR et DCPASR sont les mêmes pour $f_D T = 0,01$ et $0,05$. Il n'y a donc pas d'avantages à avoir plus que 2 modes lors de la décomposition de R_n . La valeur de α pour l'analyse propre est de 0,4 pour les trois figures, ce qui indique la faible mémoire dans le signal reçu avec les symboles de référence. De plus, les valeurs propres de la transformation T décroissent très rapidement indiquant qu'il n'y a qu'un mode important. Également, lorsque la fréquence d'évanouissement normalisée $f_D T$ est de 10 %, les performances de DCPASR se dégradent par rapport à DCSR pour $P_e < 10^{-2}$. Il semble que la structure de détecteur basée sur l'analyse propre n'est efficace que pour les taux d'évanouissement plus faibles que 5 %. La détection cohérente théorique est environ 2 dB plus efficace que DCSR pour $f_D T = 0,01$. Notez qu'aucune optimisation pour les filtres linéaires n'a été faite pour la détection cohérente. La conclusion tirée de ces figures est que l'utilisation de 2 modes ne détériore pas sensiblement les performances du détecteur cohérent avec symboles de référence. Pour la détection différentielle, les résultats de la figure 4.2 montrent que pour un $f_D T$ de 1 %, P_e est inférieure pour DDPA par rapport à DD. Le gain est d'environ 1 dB pour $D = 2$ et moins important avec $D = 5$ pour $P_e < 10^{-2}$. Pour $f_D T = 5$ %, les performances de DD et DDPA sont les mêmes pour $P_e > 10^{-3}$. Avec un $f_D T$ de 10 %, les performances sont toujours plus mauvaises pour DDPA avec même une augmentation du taux d'erreur moyen pour E_b/N_0 grand avec $D = 5$. La fréquence maximum normalisée de l'évanouissement semble aussi être près de 5 %. Pour $f_D T = 1$ %, le détecteur propre est environ à 2,5 dB des performances de la détection cohérente avec décodage différentielle.

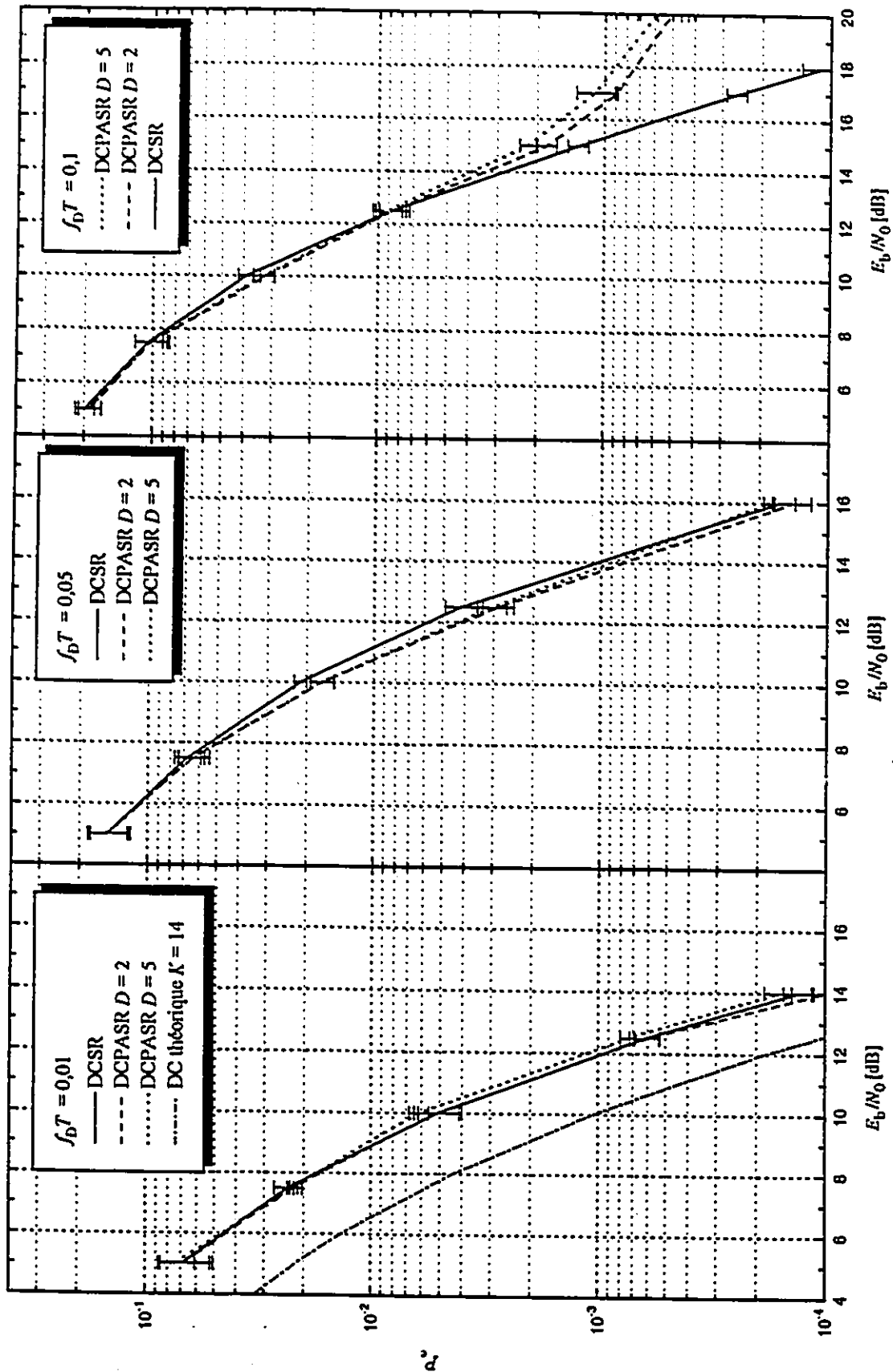


Figure 4.1 P_d pour canaux GSM urbains avec détection cohérente avec symboles de référence pour intervalle connu.
 Détecteur avec $\alpha = 0.4$; $K = 16, 17, 18$ pour $f_b T = 0.01; 0.05; 0.1$.

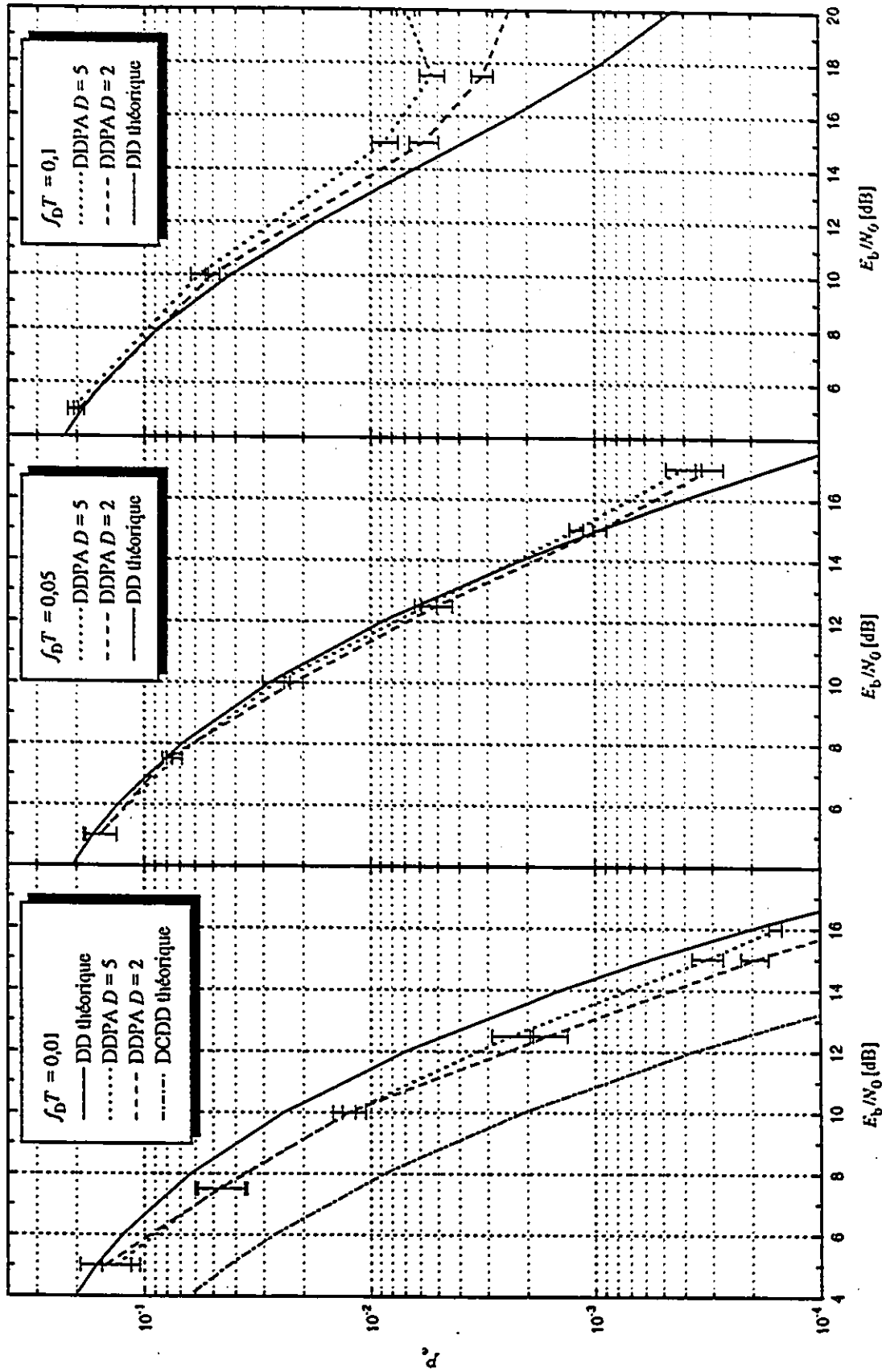


Figure 4.2 P_d pour canaux GSM urbains avec détection différentielle pour intervalle connu.
 Détecteur avec $K = 14$ et $\alpha = 0.8; 0.4; 0.2$ pour $f_b T = 0.01; 0.05; 0.1$.

L'algorithme de DDPA nécessite de choisir un seul paramètre, la variable α . Selon la rapidité de l'évanouissement, la nouvelle matrice R_{n+1} doit être mise à jour avec le nouveau vecteur r_n . La figure 4.3 montre P_e en fonction du paramètre α pour des rapports signal à bruit $E_b/N_0 = 14$ et 15 dB pour $f_D T = 0,01$ et $0,05$ respectivement. Il est clair qu'il n'y a qu'un minimum qui dépend principalement de la vitesse de l'évanouissement et très légèrement du nombre de mode D . Pour $f_D T$ de 1% et 5% , le minimum est à $0,8$ et $0,4$ avec $D = 2$. Pour $D = 5$, α minimum est aussi très près de ces valeurs. Notez, que les courbes sont moins évanescentes pour $D = 5$ que pour $D = 2$. Il est donc judicieux de choisir D le plus petit dans ce contexte. Le choix de α dépend aussi, dans une moindre mesure, du nombre de branches K , des statistiques de gains complexes et de l'algorithme. Pour la détection cohérente avec symboles de référence, la dépendance de P_e par rapport à α est similaire mais beaucoup moins convexe. En fait, le choix de $\alpha = 0,4$ est judicieux pour tous les cas de la figure 4.1.

Lors de l'analyse statistique du chapitre 2, il est ressorti que le premier gain complexe orthogonal possédait une moyenne non nulle et que son module était réparti selon une distribution de Rice. Les performances des détecteurs cohérent et différentiel basés sur l'analyse propre sont présentées aux figures 4.4 et 4.5 pour des valeurs $f_D T$ de 1% et 5% et deux facteurs K_r . Pour la détection cohérente $\alpha = 0,4$ et pour la détection différentielle $\alpha = 0,9$ pour $f_D T = 0,01$ et $\alpha = 0,5$ pour $f_D T = 0,05$ avec K de mêmes valeurs que pour les figures 4.1 et 4.2. Pour la détection cohérente avec $f_D T$ de 1% et 5% , la figure 4.4 montre que la tendance observée pour le canal de Rayleigh se maintient, c'est-à-dire des performances identiques pour $f_D T$ de 1% et une légère amélioration de DCPASR par rapport à DCSR pour $f_D T$ de 5% . Pour la détection différentielle à la figure 4.5, DDPA donne de meilleurs résultats que DD pour $P_e > 10^{-4}$. Pour $f_D T$ de 1% les gains atteignent plus de $1,5$ dB lorsque $K_r = -10$ dB. Pour $K_r = -5$ dB, une bonne plage de E_b/N_0 confère un gain significatif à DDPA par rapport à DD. Il semble exister un point de rencontre à un taux plus bas que 10^{-4} entre DD et DDPA avec $K_r = -5$ dB. Pour $f_D T$ de 5% , le comportement est le même mais avec des gains plus faibles.

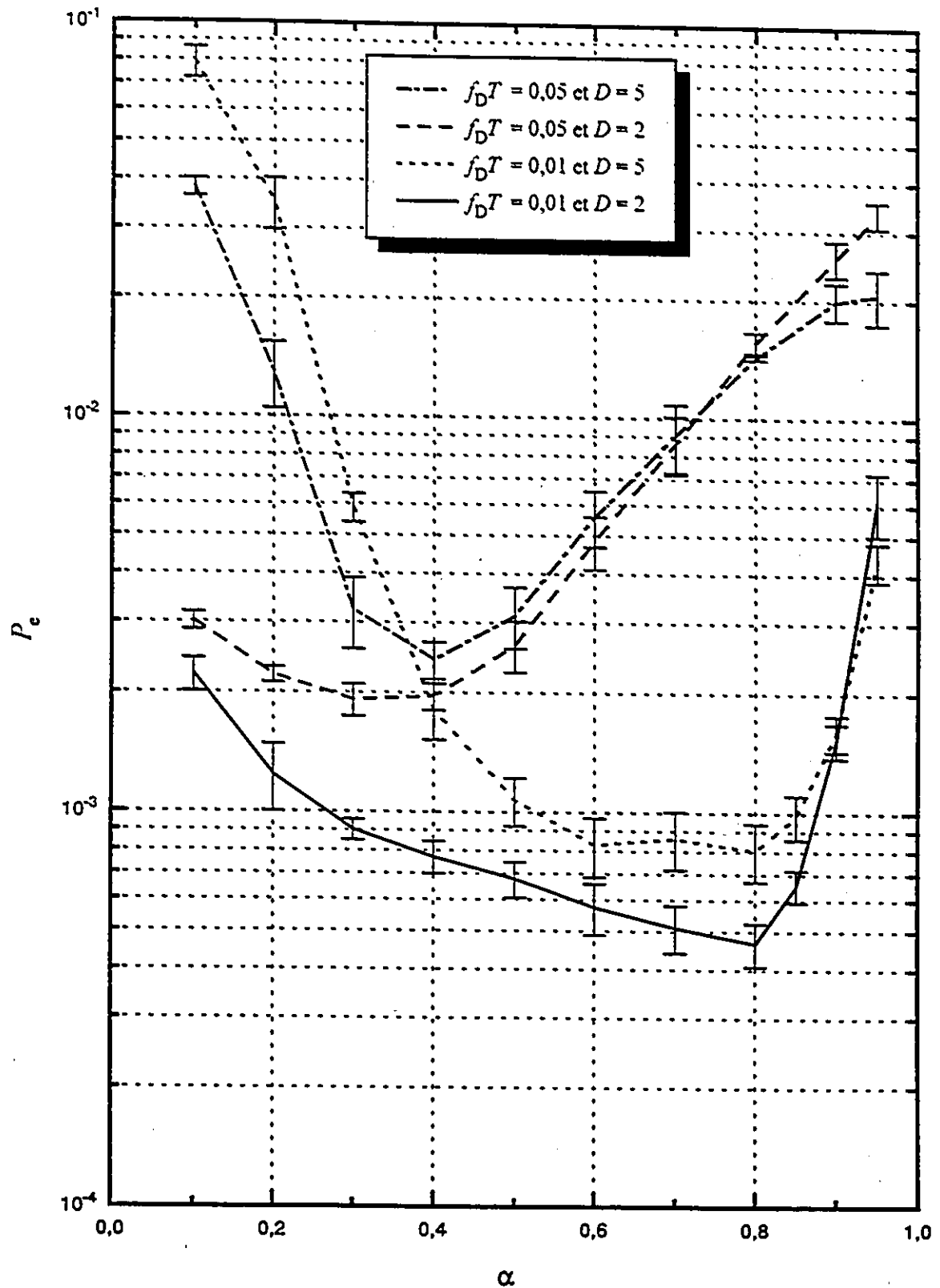


Figure 4.3 P_e avec détecteur différentiel pour canaux GSM urbains en fonction du paramètre de mise à jour α . Taux $f_D T = 0,01$ et $0,05$ avec un rapport signal à bruit de 14 et 15 dB.

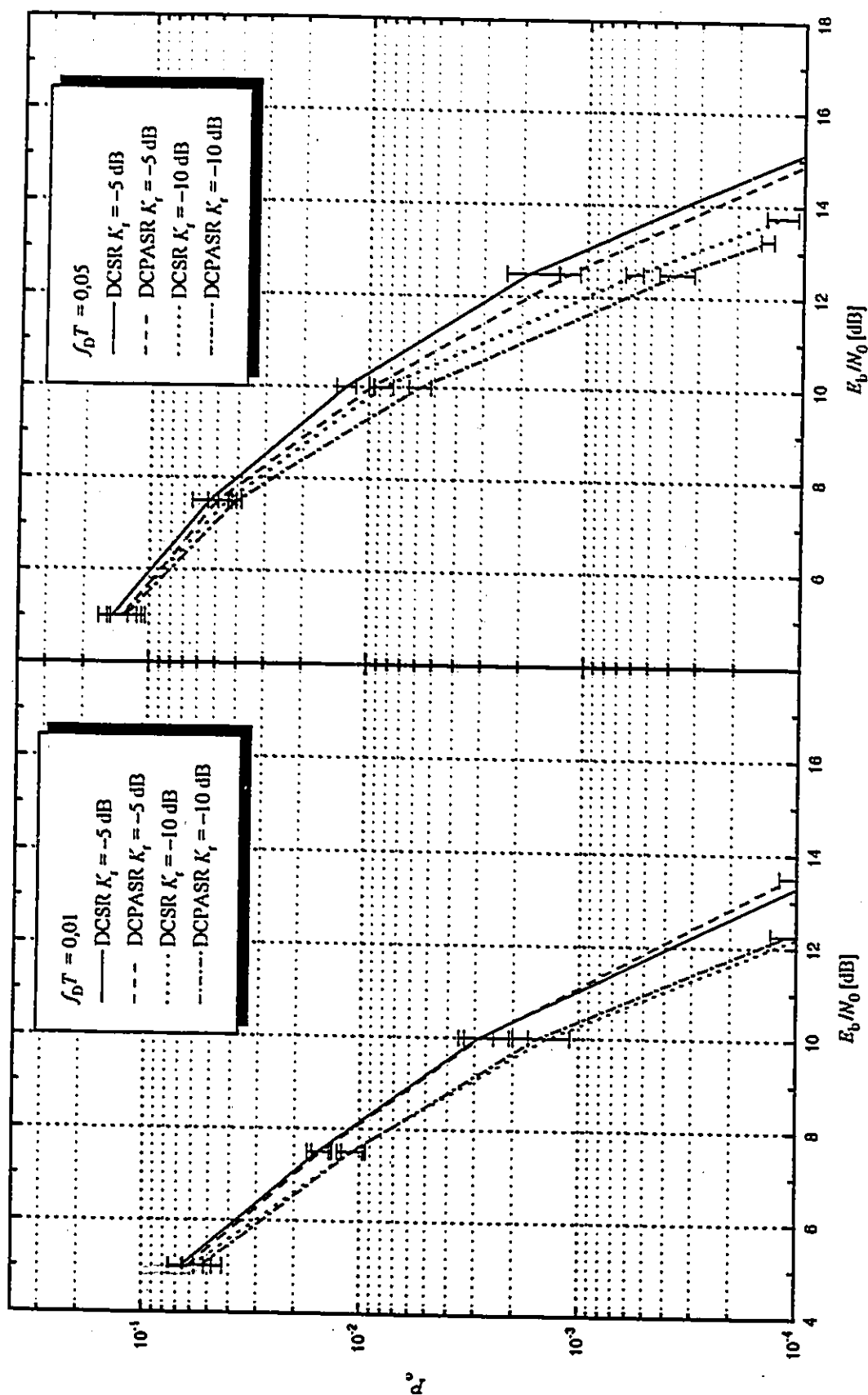


Figure 4.4 P_d pour canaux GSM urbains avec premier gain orthogonal de Rice avec détection cohérente ($K = 16, 17$ pour $f_b T$ de 1 % et 5 %, $I) = 2$ et $\alpha = 0,4$ pour DCPASR).

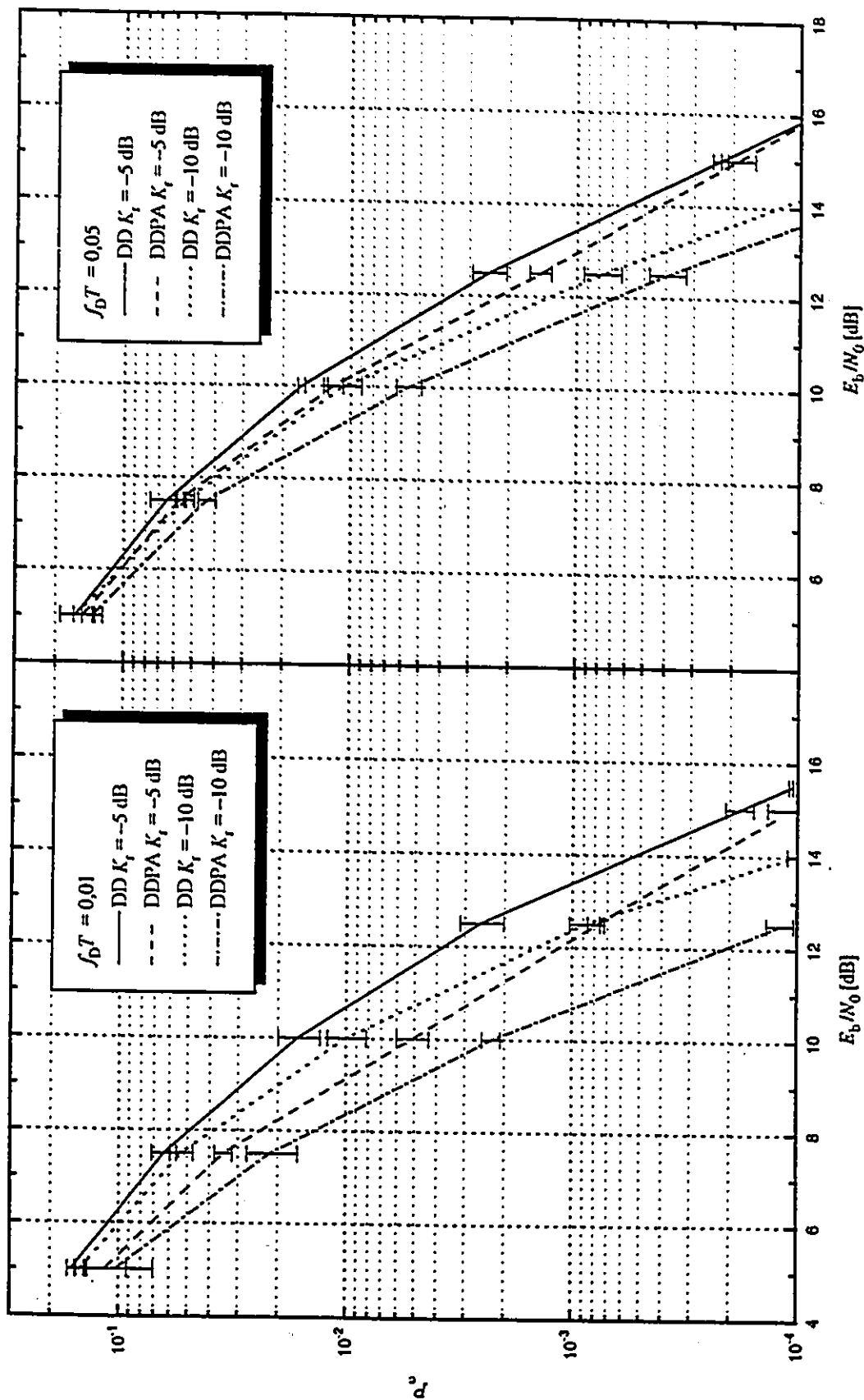


Figure 4.5 P_e pour canaux GSM urbains avec premier gain orthogonal de Rice avec détection différentielle ($K = 14$, DDPA avec $\alpha = 0,9$ pour $f_0T = 0,01$ et $\alpha = 0,5$ pour $f_0T = 0,05$).

Les performances théoriques présentées au chapitre 3 pour la détection linéaire optimale et la détection différentielle avec filtre blanchissant sont maintenant comparées à des résultats de simulation utilisant les mêmes algorithmes que les résultats précédents mais précédés d'un filtre blanchissant (voir figure 4.6). Pour la détection cohérente², DCPASR avec filtre blanchissant est environ 0,5 dB plus efficace que DCPASR sans filtre blanchissant. Ces résultats sont en accord avec les résultats théoriques du chapitre 3. Pour la détection différentielle basée sur l'analyse propre, il apparaît que la probabilité d'erreur moyenne est plus élevée avec filtre blanchissant aux rapports signal à bruit faibles. Cependant, aux rapports signal à bruit élevés, c.-à-d. $E_b/N_0 > 10$ dB et $P_e < 10^{-2}$, les performances sont meilleures que l'approche sans blanchiment d'environ 0,5 dB et de 1,5 dB par rapport à la détection différentielle conventionnelle. Pour cette dernière, le blanchiment ne fait que détériorer les performances.

²DCSR et DCPASR sont très similaires de sorte que seul DCPSAR est simulé.

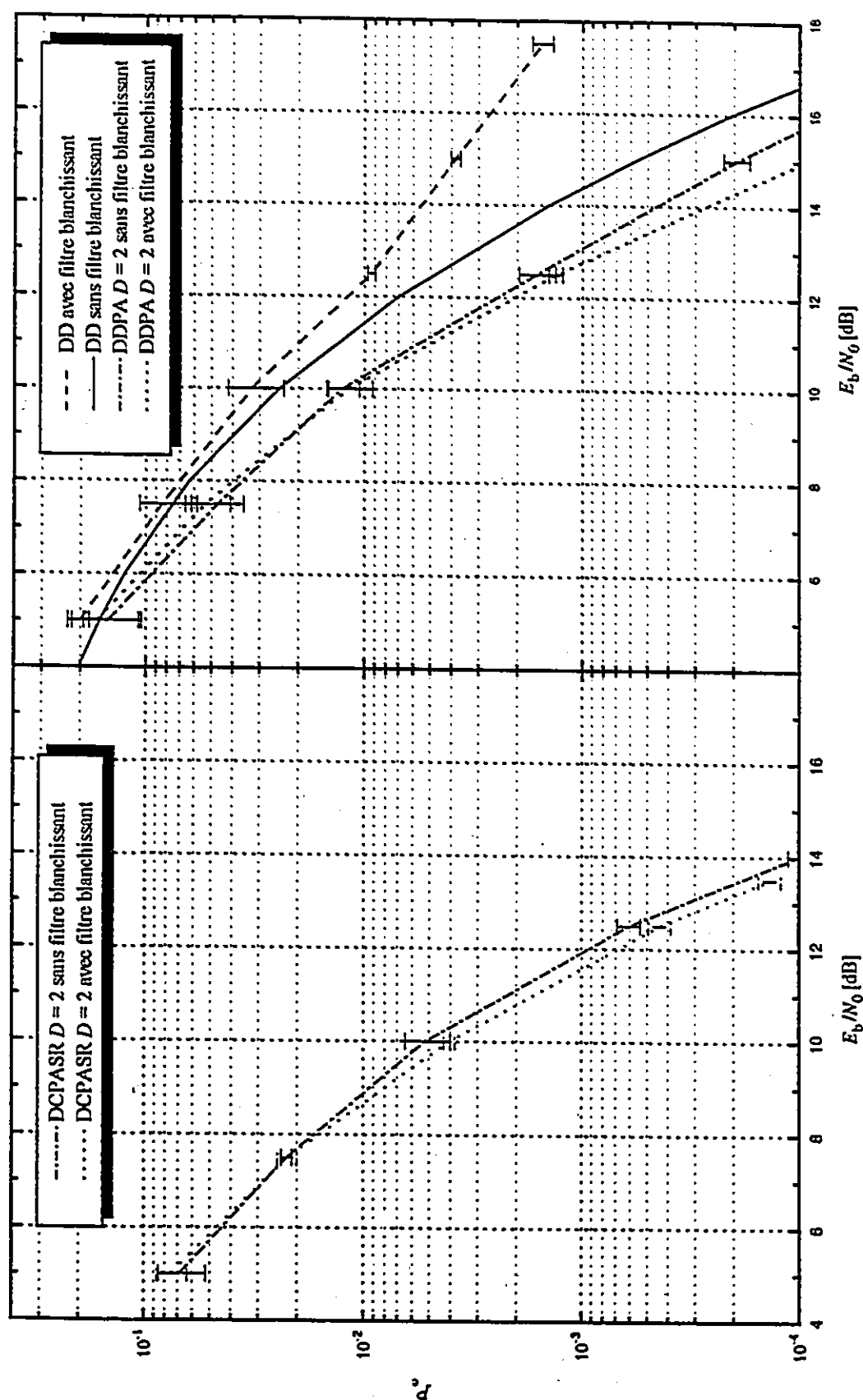


Figure 4.6 P_d pour canaux GSM urbains avec détection cohérente et différentielle avec filtre blanchissant.

Pour les résultats présentés jusqu'à présent, les valeurs de K furent choisies d'après la valeur de $\tau_{\max}$ qui était connue. La valeur de K optimale dépend du rapport signal à bruit. En pratique ces informations ne seront pas disponibles au récepteur et la valeur de K peut être plus ou moins près de la valeur optimale. La DD est principalement sensible à la valeur de K puisque l'estimation des gains complexes n'est donnée que par le vecteur précédent. La figure 4.7 montre P_e versus K pour le canal GSM urbain $f_D T = 0,01$ avec détection différentielle sur intervalle connu. D'après cette figure, la probabilité d'erreur P_e pour la DDPA est inférieure à celle obtenus avec DD à partir de $K > 5$. Pour les valeurs de K grandes, la probabilité d'erreur moyenne sur un bit de DDPA est relativement constante, puis diminue, pour finalement remonter lentement lorsque la grandeur de K excède la valeur $\lceil \tau_{\max} / T_{\text{délai}} \rceil = 14$. Ce constat s'explique par le fait que la DDPA élimine une partie de l'espace bruit et conserve l'espace signal-bruit alors que la DD opère sur les espaces signal-bruit et bruit.

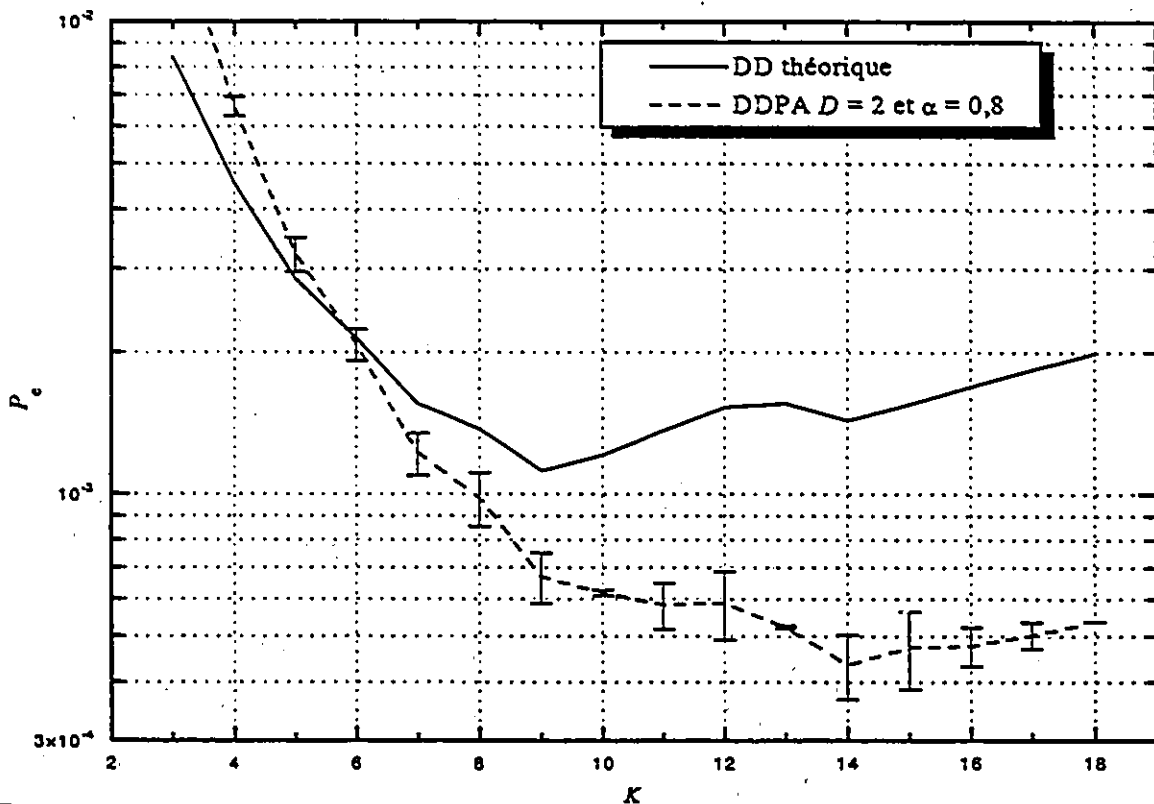


Figure 4.7 P_e pour canal GSM $f_D T = 0,01$ avec détection différentielle et intervalle connu.

4.2.1.2 Canaux en régions montagneuses

Le type de canaux présenté dans cette section est beaucoup plus dispersif dans le temps que le canal précédent. Rappelons que deux matrices de corrélation furent utilisées afin de vérifier l'effet de la corrélation sur les performances. De plus, le grand nombre de trajets permet l'utilisation de maxima avec approximativement les mêmes performances théoriques qu'en utilisant un intervalle connu. Bien sûr, il est sous-entendu que les positions exactes sur l'axe τ de ces maxima sont identifiables au récepteur.

Les premiers résultats sont ceux pour la détection cohérente et différentielle avec intervalle connu, présentés aux figures 4.8 et 4.9. Pour la DCPASR, les résultats montrent une amélioration de $\approx 0,5$ dB pour la corrélation faible et forte avec un canal de Rayleigh par rapport à la DCSR. Les mêmes observations sont valables aussi pour le canal de Rice. Notez ici, que $K = 41$ avec les symboles de référence. Les performances de DCPASR sont environ 3,5 à 4 dB inférieures aux résultats théoriques. Cette différence s'explique en partie par le choix du spectre de l'évanouissement. Le spectre radio mobile est difficile à approximer avec un filtre linéaire puisqu'il possède deux lobes à $\pm f_D$. L'écart entre les performances serait probablement plus petit si le spectre était plus plat. Avec la détection différentielle, le détecteur basé sur l'analyse propre possède un gain d'environ 1 dB sur le détecteur conventionnel pour la corrélation légère. La DDPA avec $D = 2$ semble être suffisante puisque l'amélioration avec $D = 5$ est négligeable et ce sur une plage limitée de rapport signal à bruit. Pour la corrélation forte, le comportement est similaire mais avec des gains moins importants. Encore une fois, l'écart entre la DDPA et la DC avec décodage différentiel est d'environ 4 dB. Rappelons que pour le présent canal, le produit $f_D T$ est de 2,5 %. La détection différentielle est pratiquement aussi performante que la détection cohérente pour la longueur de K utilisée ici.

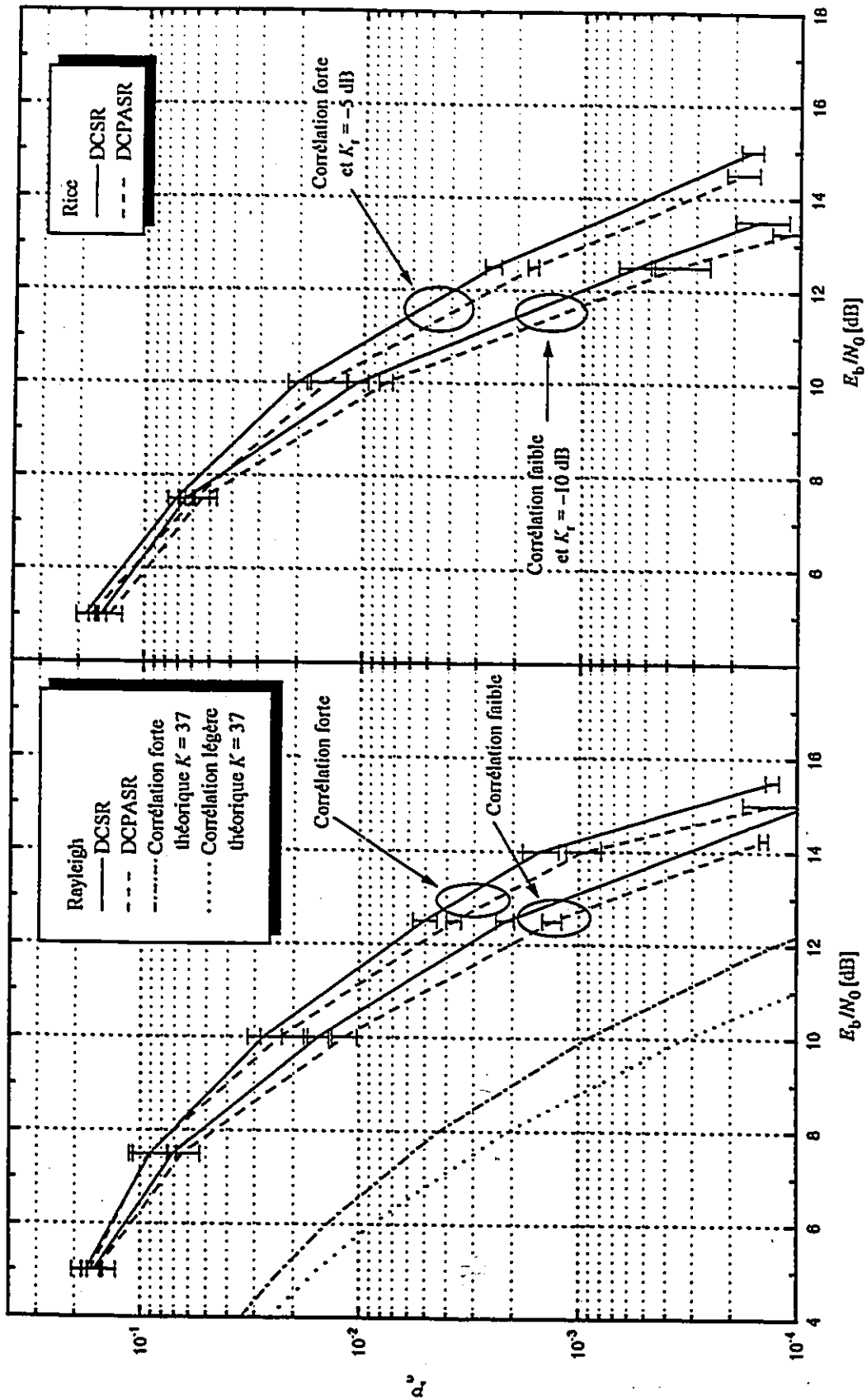


Figure 4.8 P_d avec détection cohérente pour canaux en régions montagneuses avec intervalle connu pour gains de Rayleigh et premier gain orthogonal de Rice. $K = 41$, $D = 2$ et $\alpha = 0,4$.

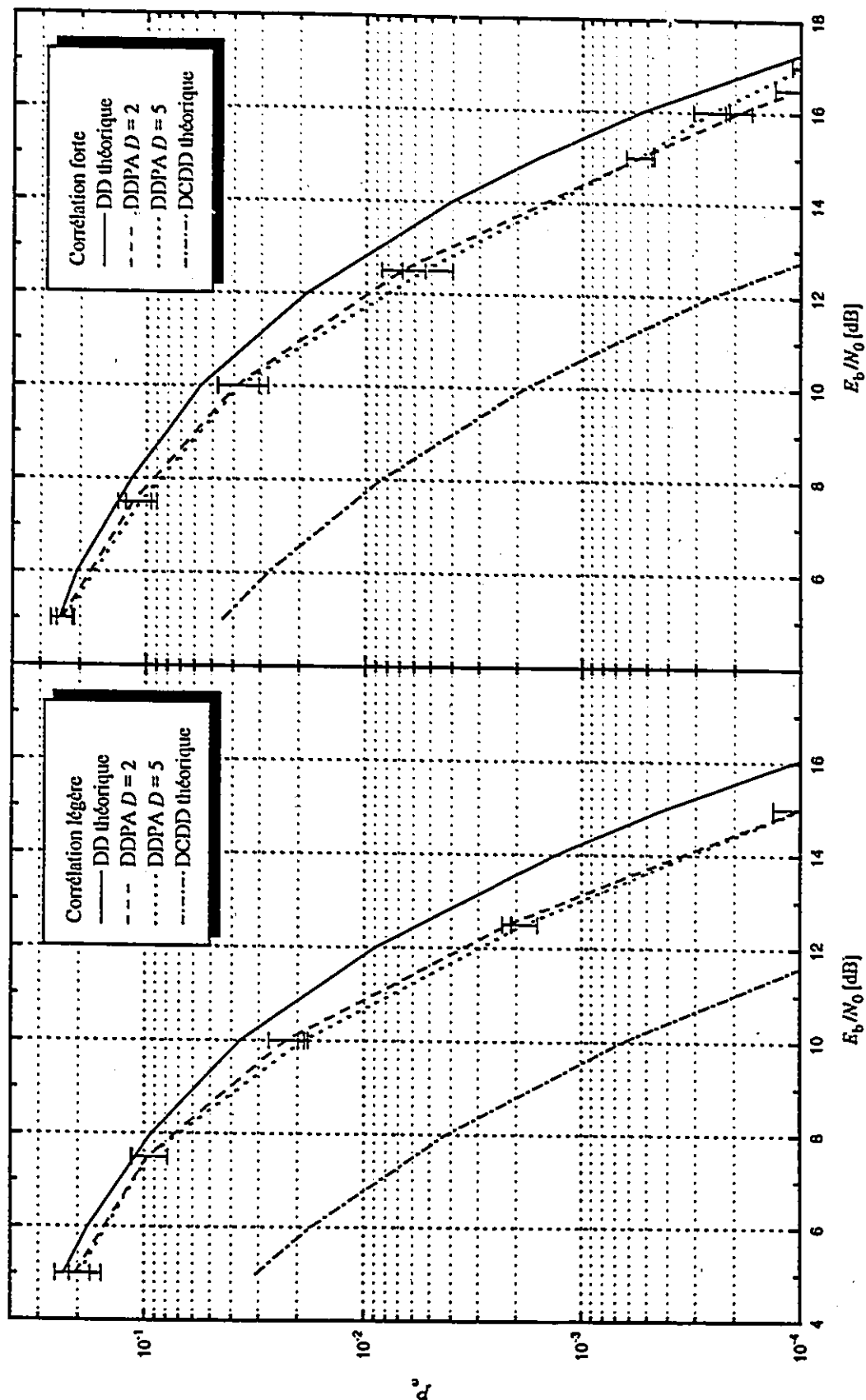


Figure 4.9 P_d avec détection différentielle pour canaux en régions montagneuses avec intervalle connu pour gains de Rayleigh. $K = 37$ et $\alpha = 0.7$.

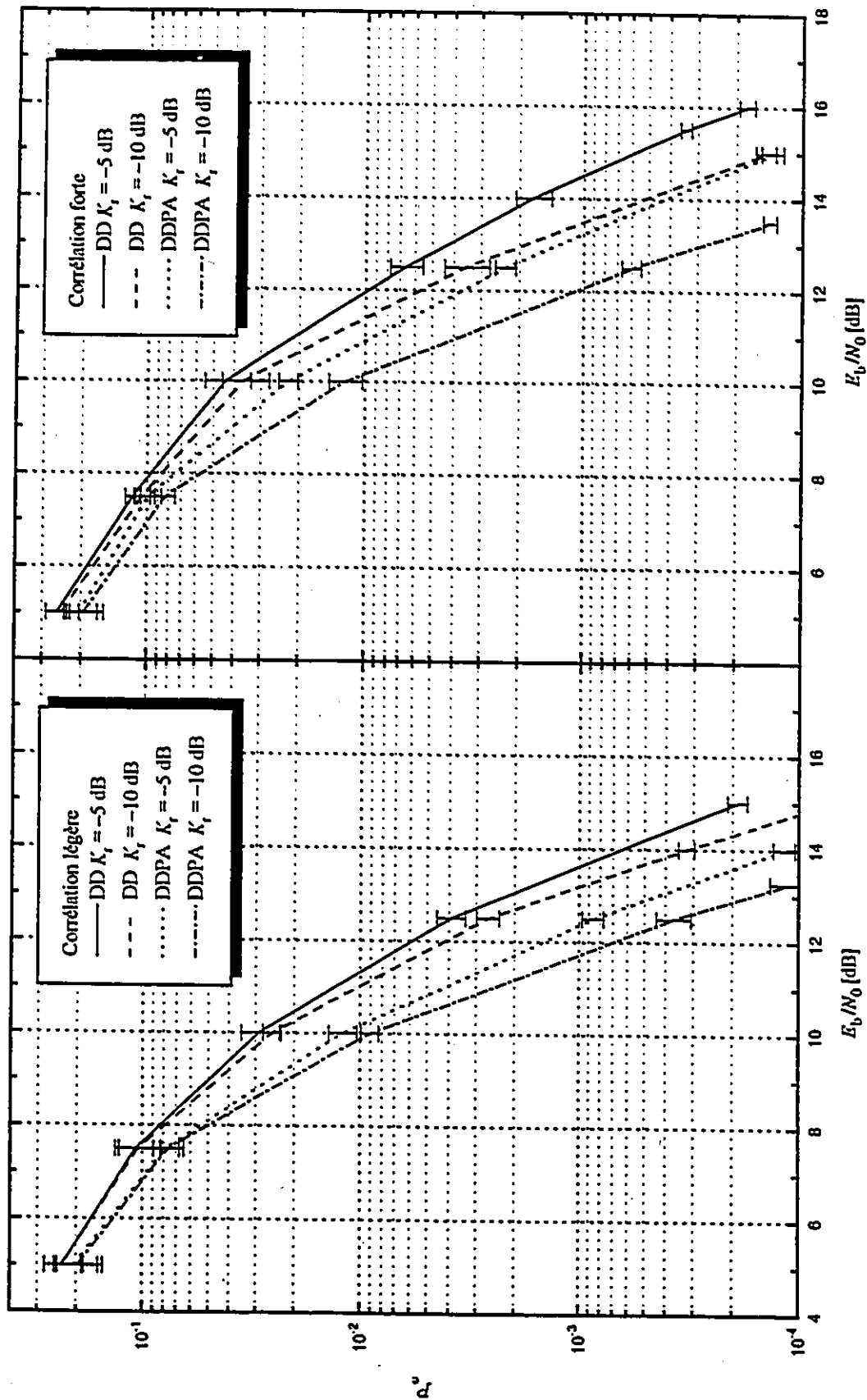


Figure 4.10 P_d avec détection différentielle pour canaux en régions montagneuses avec intervalle connu pour premier gain orthogonal de Rice. $K = 37$ et $\alpha = 0,7$.

Pour le canal avec un premier gain complexe orthogonal de Rice avec intervalle connu, la détection cohérente, toujours à la figure 4.8 se comporte comme lorsque le premier gain orthogonal possède une répartition de Rayleigh avec des gains de l'ordre de 0,5 dB. La DDPA $D = 2$ pour un premier gain de Rice à la figure 4.10 donne environ un gain de $\approx 1,5$ dB pour la corrélation légère avec les deux facteurs K_r simulés. Les gains sont très similaires pour le canal avec corrélation forte. La différence entre le canal avec corrélation légère et forte est d'environ 1 dB pour la DD et la DDPA. Cette différence tend à diminuer lorsque K_r diminue.

L'examen des mêmes canaux mais avec maxima connus suit maintenant aux figures 4.11, 4.12 et 4.13. Avec la détection cohérente, la P_e est similaire aux résultats avec intervalle connu, quoique légèrement meilleurs pour les hauts rapports signal à bruit. Les résultats de simulation sont 2 à 3 dB moins bons que les résultats théoriques. On peut noter la différence des résultats théoriques entre les figures 4.8 et 4.11. Avec la détection différentielle, les résultats généraux pour les maxima connus sont similaires aux résultats avec intervalle connu mais avec des gains moins importants. Aussi, une tendance à voir les courbes de DDPA traversées du côté droit de DD pour les taux d'erreurs moyens entre 10^{-3} de 10^{-4} se développe graduellement lorsque K_r augmente.

Les performances des canaux en régions montagneuses avec un détecteur utilisant un filtre blanchissant sont moins bonnes, pour P_e supérieur à 10^{-4} , que lorsque le filtre blanchissant est absent. Le filtre blanchissant, pour les cas étudiés ici, augmente légèrement la diversité effective du canal ce qui se traduit par une augmentation de P_e pour les rapports signal à bruit faibles pour la DD. L'effet de l'augmentation de la diversité effective ne se fait sentir que pour les rapports signal à bruit élevés et le point de croisement semble augmenter avec K_r .

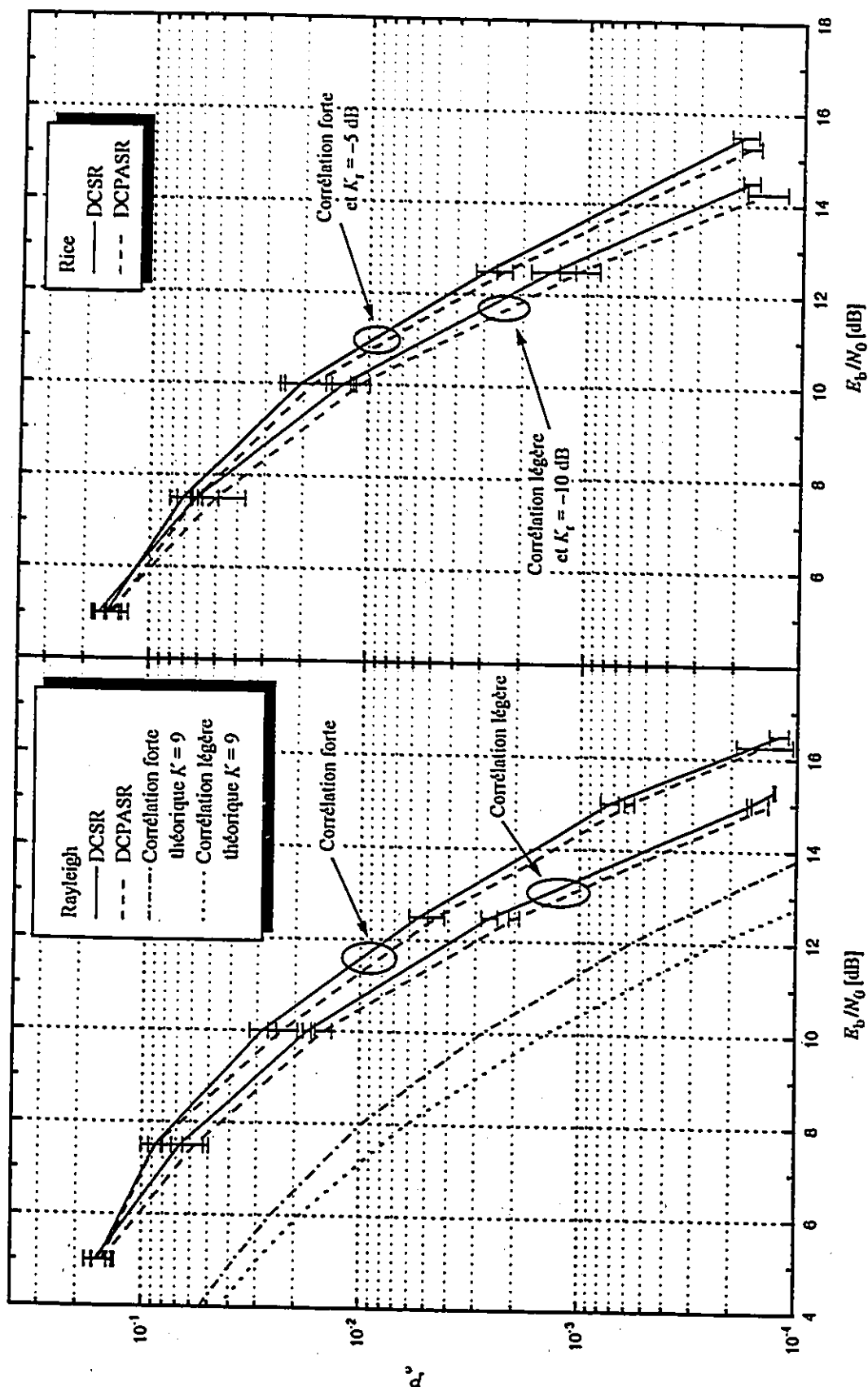


Figure 4.11 P_d avec détection cohérente pour canaux en régions montagneuses avec maxima connus pour gains de Rayleigh et premier gain orthogonal de Rice.

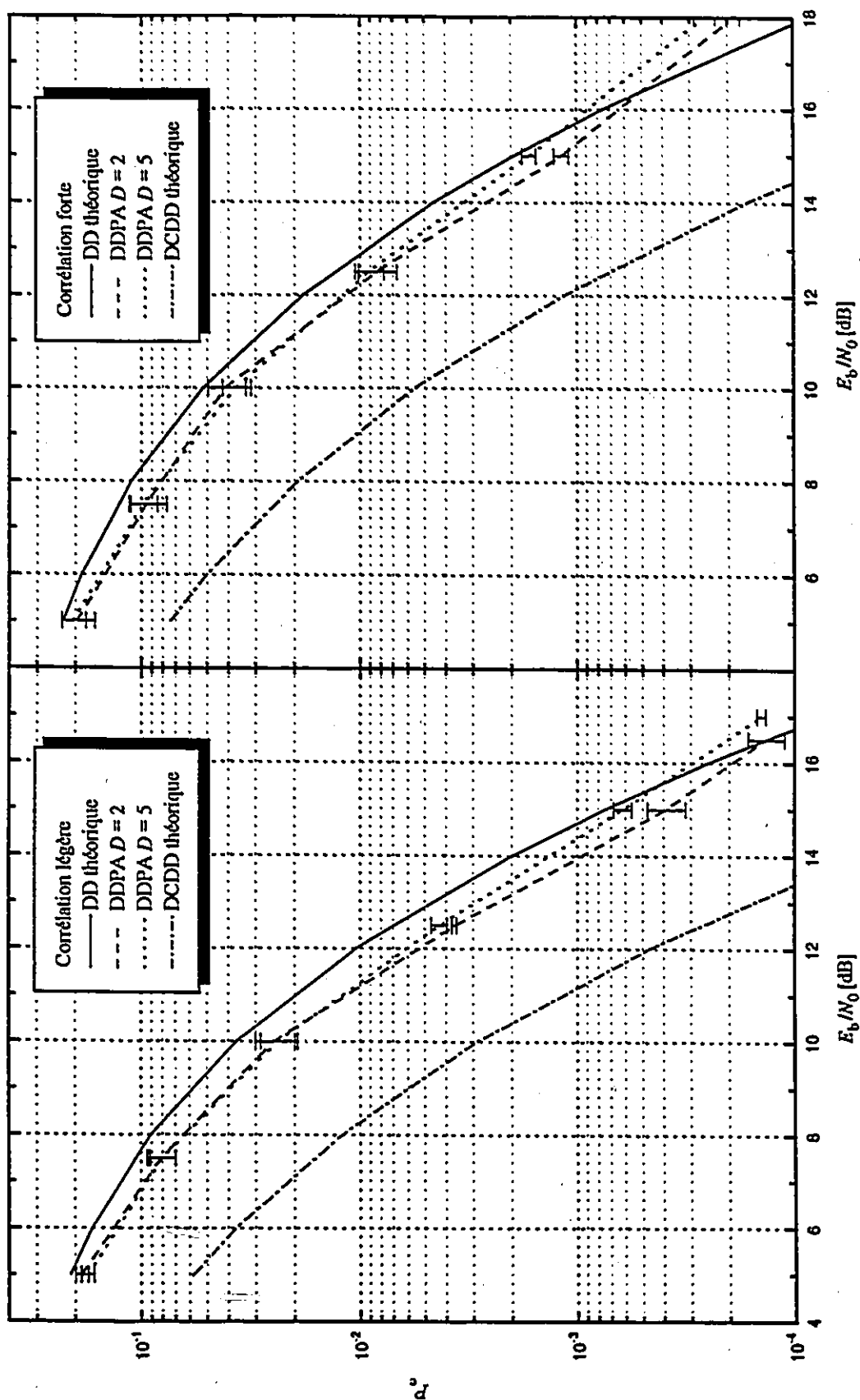


Figure 4.12 P_d avec détection différentielle pour canaux en régions montagneuses avec maxima connus pour gains de Rayleigh.

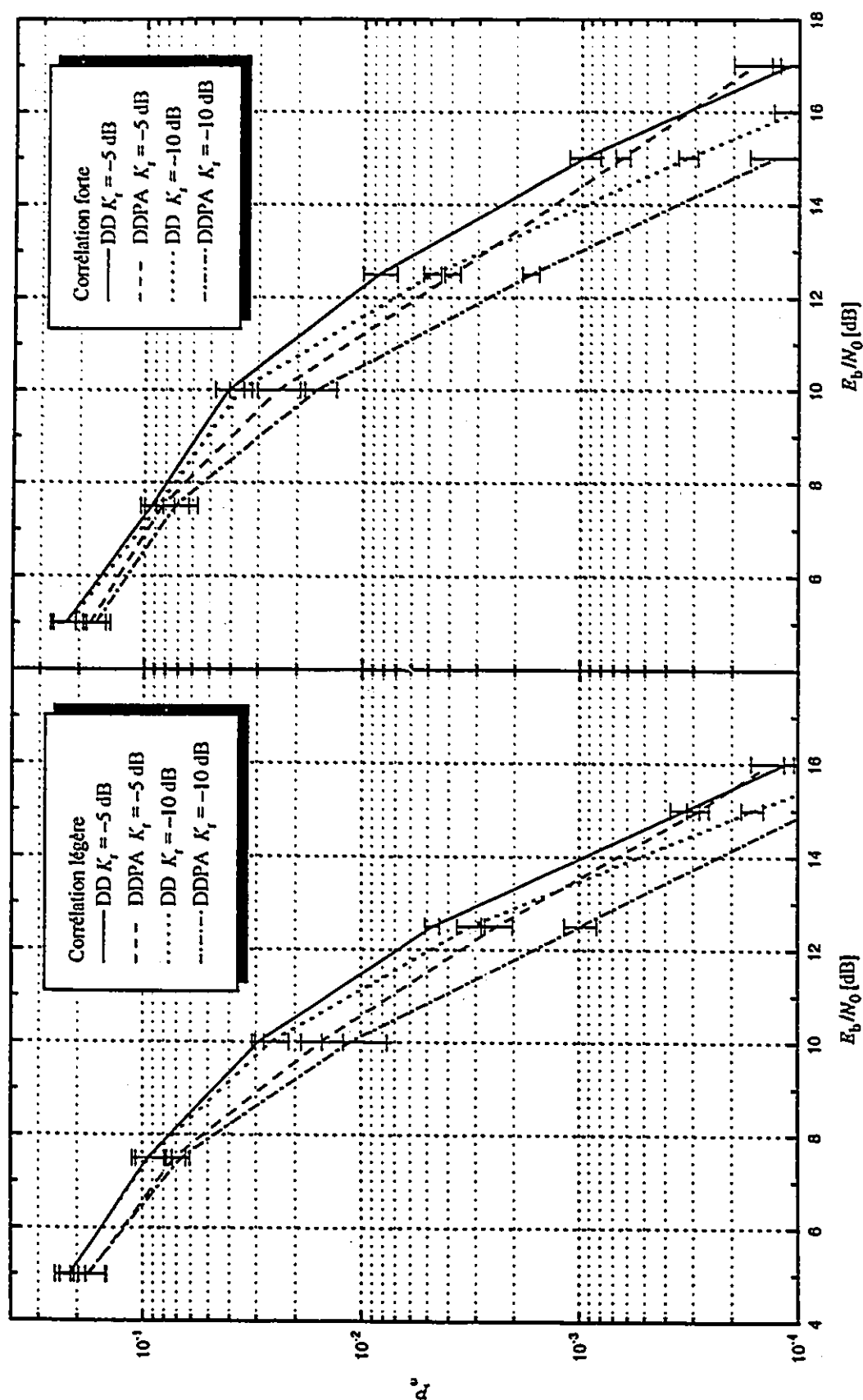


Figure 4.13 P_d avec détection différentielle pour canaux en régions montagneuses avec maxima connus avec premier gain orthogonal de Rice.

4.2.2 Canaux expérimentaux

Bien que les résultats pour les canaux synthétisés soit révélateurs des performances à anticiper pour un canal réel, il demeure tout de même souhaitable de vérifier ces résultats dans des conditions les plus près possibles de la réalité. Afin d'approcher cet état dans le cadre de cette recherche, il est souhaitable de vérifier les algorithmes du chapitre 3 avec les mesures analysées au chapitre 2. Cette section considère la performance des ces algorithmes pour plusieurs des types de canaux analysés au chapitre 2. Comme la quantité d'information à traiter est phénoménale, seulement des cas typiques et extrêmes seront simulés. La largeur de bande de l'évanouissement est très faible pour ces canaux et comme la détection cohérente propre adaptative avec symboles de référence donne des taux d'erreurs très similaires à la DCSR, ces deux dernières techniques ne seront pas simulées. Seule la détection différentielle sera comparée avec la DDPA. Les mesures furent effectuées dans des conditions où il existait de l'interférence intersymbole au sens entendu à la section 3.4. Aucun mécanisme supplémentaire pour introduire une telle interférence n'a donc été rajouté lors des simulations.

4.2.2.1 Canaux cellulaires conventionnels

La simulation se limite aux fichiers *cc721* et *cc813*. Le fichier *cc721* correspond à un canal avec une longue réponse impulsionnelle ayant $K = 49$ branches à deux échantillons par élément. Les réponses du fichier furent interpolées par un facteur de 101 afin de simuler une vitesse de déplacement de 100 km/h avec un taux de transmission de 78 740 bits/s sur une largeur de bande de 10 MHz. Le produit équivalent $f_D T$ est $\approx 0,004$. Le fichier *cc813* est typique d'une série de réponses impulsionnelles pour un canal cellulaire conventionnel avec $K = 36$ branches. La même vitesse de déplacement que pour *cc721* est considérée et pour tous les résultats, $\alpha = 0,99$ avec DDPA. Les résultats sont présentés à la figure 4.14. La réduction de puissance est de l'ordre de 2 dB pour $P_e < 2 \times 10^{-2}$ avec intervalle connu et maxima connus. Ceci représente une amélioration par rapport aux canaux synthétisés largement attribuable au fait que l'évanouissement est maintenant beaucoup plus lent.

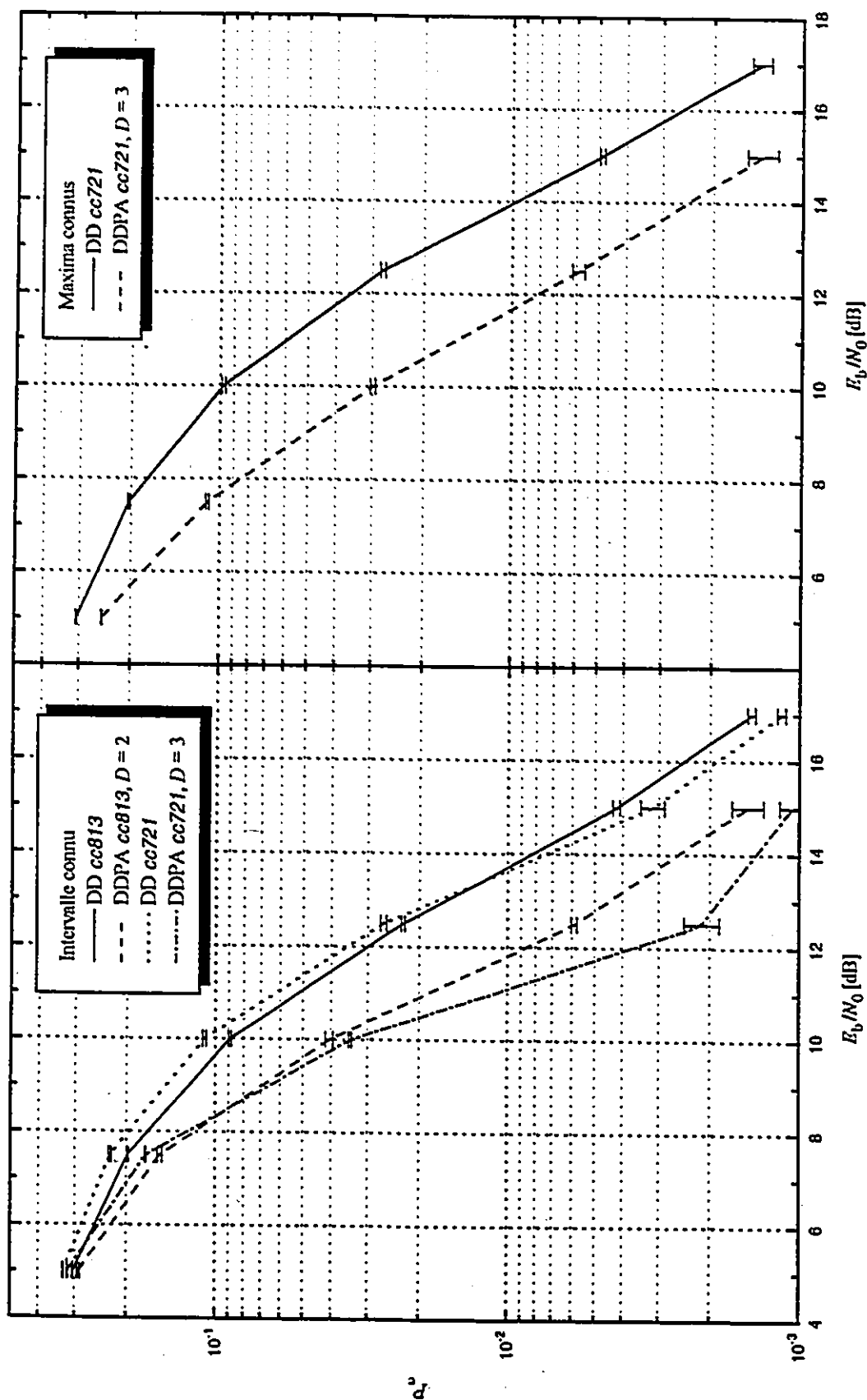


Figure 4.14 P_d avec détection différentielle pour canaux cellulaires conventionnels cc721 ($K=49$) et cc813 ($K=36$).
Facteur de mise à jour $\alpha = 0,99$.

Les vecteurs propres sont donc formés avec une matrice d'autocorrélation plus stable, ce qui diminue la différence entre ceux-ci d'un instant à l'autre.

4.2.2.2 Canaux microcellulaires

Avec les mêmes caractéristiques que pour les canaux cellulaires conventionnels mais une vitesse de déplacement de 30 km/h ($f_D T = 0,001$), les canaux microcellulaires *uc2006* et *uc2029* ont servi de base pour étudier le taux d'erreur moyen. Le fichier *uc2006* caractérise un canal avec peu de diversité et le fichier *uc2029* un canal avec une quantité moyenne de diversité, tous deux avec $K=12$ et $\alpha = 0,99$. Avec les résultats de la figure 4.15 pour la détection différentielle avec intervalle connu, la DDPA maintient un gain d'environ 2 dB sur une bonne plage du rapport signal à bruit par rapport à la DD conventionnelle.

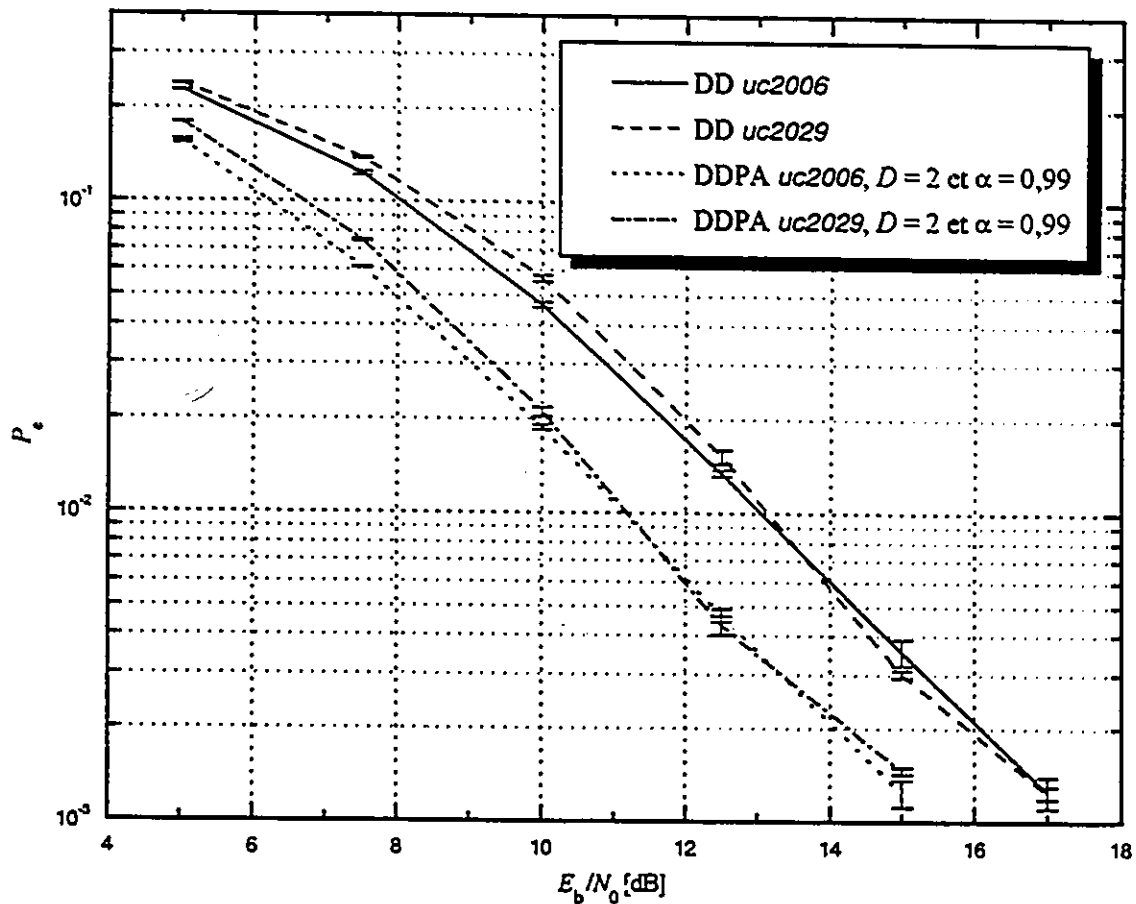


Figure 4.15 P_e avec détection différentielle pour canaux *uc2006* et *uc2029* avec $K = 12$.

4.2.2.3 Canaux à l'intérieur des édifices à 950 MHz et 40 GHz

Les fichiers utilisés pour ces simulations sont *402dia05.imp* et *40h2a303.imp* avec les intervalles de temps de 16 s à 30 s et de 151 s à 175 s respectivement, soit 15 s et 25 s de durée de mesure. Chacune des réponses impulsionnelles du fichier *402dia05.imp* est interpolée linéairement par un facteur de 10 000 avant d'être utilisée pour le module de canal du programme de simulation. Ceci est équivalent à avoir un taux de transmission de 635 000 bits/s. Le graphique du haut à la figure 4.16 illustre la proportion des deux premières valeurs propres normalisées ainsi que la puissance moyenne normalisée pour chaque segment de une seconde pour ce fichier *402dia05.imp*. Il est donc à prévoir que P_e pour chacun des ces segments variera grandement. Le graphique du bas de la figure 4.16 confirme cette attente. La DDPA produit une probabilité d'erreur toujours plus petite que la DD avec des blocs de 1 seconde. Pour P_e plus petit que 10^{-2} , un ordre de grandeur de 10 sépare les deux approches de détection.

Les résultats à la fréquence porteuse de 40 GHz sont similaires à ceux de 950 MHz. Pour ces premiers, les réponses impulsionnelles du fichier *40h2a303.imp* sont interpolées linéairement par un facteur de 238. Le taux d'évanouissement est donc beaucoup plus élevé que pour 950 MHz avec un même taux de transmission. La période effective de simulation n'est donc pas 25 s mais $25/42,1 \text{ s} \approx 0,6 \text{ s}$ afin de tenir compte de l'évanouissement plus rapide du signal. Les blocs sont donc en réalité d'environ 15 000 bits. Pour un rapport signal à bruit de 15 dB, la DD donne de meilleurs résultats sur quelques intervalles tel que montré à la figure 4.17. Ceci est dû au fait que les blocs sont maintenant plus petits, avec possiblement une trop faible quantité d'erreurs par bloc.

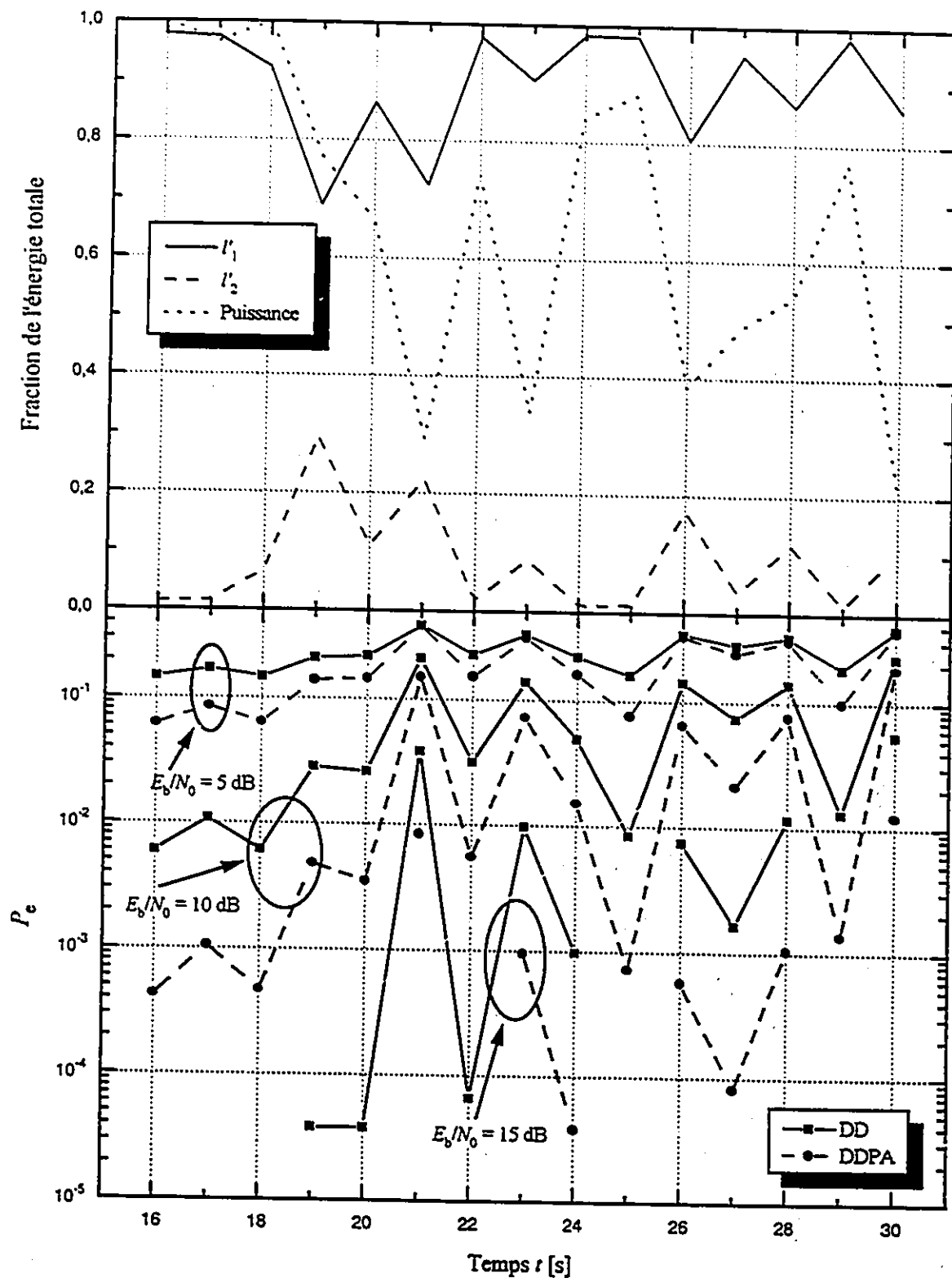


Figure 4.16 Valeurs propres normalisées, puissance moyenne et P_e sur période de 15 s pour fichier 402dia05.imp. $K = 14$ et facteur de mise à jour $\alpha = 0,99$.

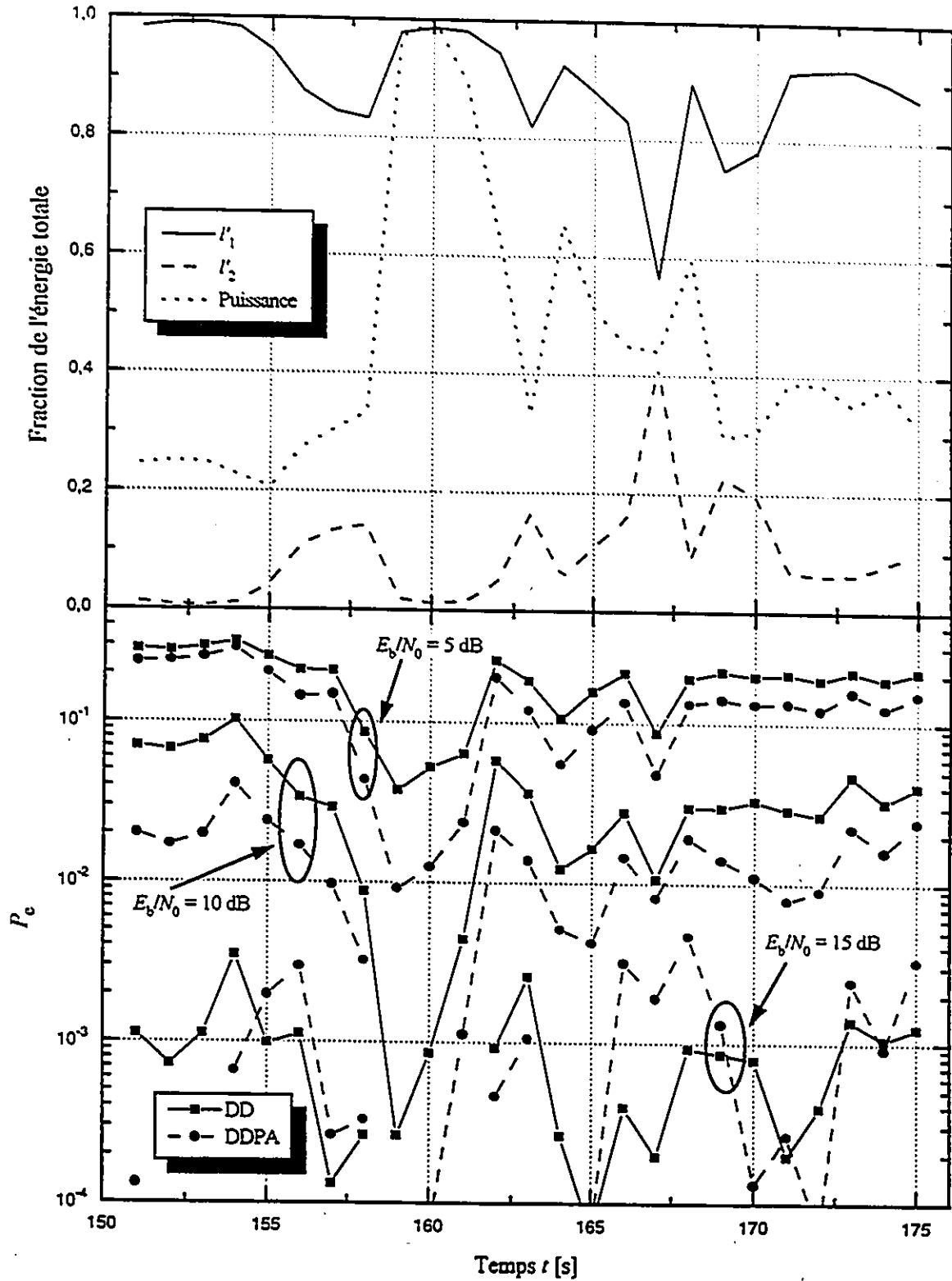


Figure 4.17 Valeurs propres normalisées, puissance moyenne et P_e sur période de 25 s pour fichier 40h2a303.imp. $K = 14$ e. facteur de mise à jour $\alpha = 0,99$.

4.2.3 Canaux synthétisés avec IIS

À la section 3.4, les résultats théoriques pour la détection différentielle basée sur l'espace propre indiquaient que celle-ci était sensible à la présence d'interférence intersymbole au sens entendu dans cette même section. Afin de vérifier si l'algorithme basé sur la décomposition propre était sujet à la même détérioration, quelques résultats de simulation sont présentés à la figure 4.18. En général, la DDPA donne des résultats très semblables à ceux montrés précédemment aux figures 4.2 et 4.9, représentant les mêmes canaux mais sans IIS. Le nombre de branches est légèrement inférieur au cas sans IIS puisque le rapport $\tau_{\max}/T_{\text{délai}}$ est maintenant plus petit. Le facteur de mise à jour demeure le même avec $\alpha = 0,8$ pour le canal GSM et $\alpha = 0,7$ pour le canal en régions montagneuses. On peut donc conclure que l'algorithme de détection différentielle basé sur l'analyse propre n'est pas plus sensible à la présence d'IIS que la détection différentielle conventionnelle.

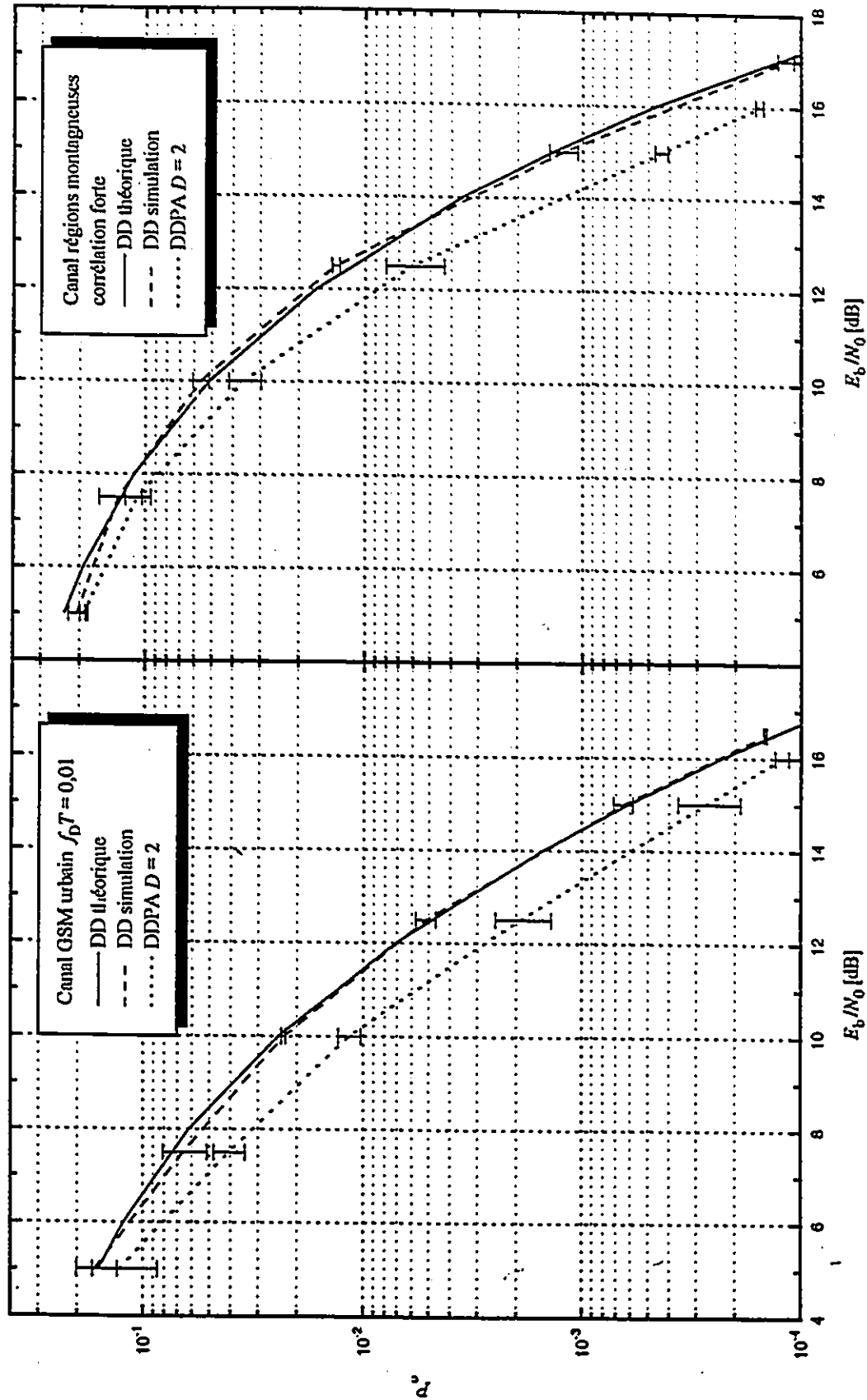


Figure 4.18 P_c pour canal GSM urbain $f_D T = 0,01$ ($K = 13$) et en région montagneuses ($K = 32$) avec IIS.

4.3 Considérations pratiques

La puissance de calcul requise pour réaliser l'algorithme adaptatif de la section 3.3.3 est largement plus considérable que pour la détection cohérente ou différentielle seules. Bien que les performances soient intéressantes, l'augmentation de la complexité du récepteur est une préoccupation majeure pour plusieurs applications. L'objectif de cette section est de proposer une technique afin de diminuer la puissance de traitement sans mettre en péril les gains obtenus. L'augmentation de la complexité est surtout ressentie avec la détection différentielle qui est justement choisie pour sa simplicité de réalisation. Cette dernière servira de base pour l'étude de l'effort de calcul supplémentaire requis. Bien sûr, l'algorithme simplifié qui suit s'applique également à la détection cohérente avec symboles de référence, mais la réduction de la complexité est moins importante puisqu'une bonne partie de l'effort de calcul se retrouve dans les deux filtres linéaires nécessaires avec ou sans décomposition propre.

La détection différentielle conventionnelle requiert K multiplications complexes suivies de $K - 1$ additions complexes en général. Ici, l'utilisation de symboles binaires réels simplifient légèrement les choses. Les opérations nécessaires pour la DD sont comptabilisées au tableau 4.1 pour les deux approches étudiées. Il est évident que la détection propre adaptative est beaucoup plus intensive, par un rapport supérieur à $O(K^2)$, avec $O(x)$ indiquant de l'ordre de x . La source de cette augmentation provient principalement des opérations complexes et non-linéaires. Il est possible de réduire significativement ce nombre d'opération en ne mettant à jour que le sous-espace utilisé pour l'algorithme, c'est-à-dire le sous-espace signal-bruit dominant. En généralisant l'approche décrite dans [DeG92], il est possible de réduire le nombre d'opération à $O(K^2)$ et de ne pas détériorer les performances.

Tableau 4.1 Nombre d'opérations requis pour la détection différentielle.

Type d'opération	Nombre d'opérations	
	Conventionnelle	Propre adaptative
+ complexe	0	$O(K^3)$
+ réelle	$K - 1$	$O(D^3) + O(D^2) + O(K)$
× complexe	K	$O(K^3)$
× réelle	0	$O(D^3) + O(D^2) + O(K^2)$
fonctions non-linéaires (sin, cos, sqrt, ln, ...)	0	$O(K^2) - O(KD)$

Le sous-espace bruit n'est pas utilisé dans le processus de détection sauf pour un de ces vecteurs propres. Il y aurait donc seulement $D + 1$ vecteurs propres à mettre à jour. La transformation de $\mathbf{r}_n$ par $\mathbf{V}_{n-1}$ peut être limitée aux D vecteurs propres de l'espace signal-bruit dominant. Le reste de l'énergie dans $\mathbf{r}_n$ se retrouve donc dans le sous-espace bruit. Une large partie de la complexité de l'algorithme de détection par analyse propre est attribuable à la mise à jour des vecteurs propres dans l'équation (3.81). La structure de cette mise à jour des vecteurs propres est

$$\mathbf{V}_n \approx \mathbf{V}_{n-1} \mathbf{G}_n \mathbf{H}_n \mathbf{U}_n$$

$$\approx \begin{bmatrix} \uparrow & & \uparrow & \uparrow & & \uparrow \\ \mathbf{v}_1 & \cdots & \mathbf{v}_r & \mathbf{v}_{r+1} & \cdots & \mathbf{v}_K \\ \downarrow & & \downarrow & \downarrow & & \downarrow \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1/|c_1| & & & 0 \\ & c_2/|c_2| & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & c_K/|c_K| \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_D & 0 \\ 0 & \mathbf{H}_{K-D}^{(w)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{D+1} & 0 \\ 0 & \mathbf{I}_{K-D-1} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

avec $\mathbf{U}_{D+1}$ la matrice carrée des $D + 1$ vecteurs propres de $\mathbf{S}_n$. Les D premiers vecteurs colonnes résultant de la multiplication des trois premières matrices, $\mathbf{V}_{n-1}$, $\mathbf{G}_n$ et $\mathbf{H}_n$, peuvent

facilement être calculés à faible coût en terme de complexité puisqu'il s'agit d'une post-multiplication par une matrice diagonale et une matrice identité. Ces éléments sont associés au sous espace signal-bruit dominant. Le $D+1$ -ième vecteur colonne, résultant de la multiplication des trois premières matrices, dépend uniquement du $D+1$ -ième vecteur colonne de $\mathbf{H}_n$. La $D+1$ -ième colonne de $\mathbf{H}_n$ est la colonne qui représente le restant de l'énergie non comprise dans l'espace signal-bruit orthogonal dominant. Donc, le vecteur résultant $\tilde{\mathbf{v}}_{D+1}$ au temps $n-1$ doit être dans un espace orthogonal à $\mathbf{V}_{(s)} = [\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_D]$, et possède une norme unitaire. Une matrice de projection pour le sous-espace bruit est $\mathbf{V}_{(w)} \mathbf{V}_{(w)}^H$, de sorte qu'avec des vecteurs propres orthonormaux

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{v}}_{D+1} &= \frac{\mathbf{V}_{(w)} \mathbf{V}_{(w)}^H \mathbf{r}_n}{\xi_{D+1}} \\ &= \frac{1}{\xi_{D+1}} (\mathbf{I}_K - \mathbf{V}_{(s)} \mathbf{V}_{(s)}^H) \mathbf{r}_n \\ &= \frac{1}{\xi_{D+1}} (\mathbf{r}_n - \mathbf{V}_{(s)} \beta_n). \end{aligned} \quad (4.2)$$

La valeur de ξ_{D+1} égale la norme de l'énergie dans le sous-espace bruit et peut être calculé avec

$$\xi_{D+1}^2 = \mathbf{r}_n^H \mathbf{r}_n - \sum_{k=1}^D \xi_k^2. \quad (4.3)$$

Ceci évite de calculer tous les ξ_k . La mise à jour devient donc

$$\mathbf{V}_n \approx \begin{bmatrix} \uparrow & & \uparrow & \uparrow \\ \tilde{\mathbf{v}}_1 & \dots & \tilde{\mathbf{v}}_D & \tilde{\mathbf{v}}_{D+1} \\ \downarrow & & \downarrow & \downarrow \end{bmatrix}_{K \times (D+1)} \mathbf{U}_{D+1}. \quad (4.4)$$

avec $\tilde{\mathbf{v}}_i$, $i = 1, \dots, D$, les D premiers vecteurs résultants du produit des 3 premières matrices. L'algorithme de la section 3.3.3 est maintenant utilisé avec D vecteurs propres au lieu de K , plus la formation d'un vecteur propre pour le sous-espace bruit. Le nombre d'opérations pour cette nouvelle version de la décomposition propre est comptabilisé au tableau 4.2 où $r(n)$ égale $r_{\text{AIC}}(n)$ ou $r_{\text{MDL}}(n)$.

Tableau 4.2 Nombre d'opérations pour la DDPA simplifiée.

Type d'opération	Nombre d'opérations
+ complexe	$K [D^2 + D + E\{r(n)\}]$
+ réelle	$O([D + 1]^3) + D^2 + [4 + E\{r(n)\}]D + 4K + 6E\{r(n)\}$
× complexe	$K [D^2 + 5D + E\{r(n)\} + 1]$
× réelle	$O([D + 1]^3) + 2D^2 + [9 + E\{r(n)\}]D + 6K + 10E\{r(n)\} + 5$
fonctions non-linéaires	$K + 3D + 2[E\{r(n)\} + 1]$

La complexité de l'algorithme est maintenant de l'ordre de KD^2 pour K élevé. Comme D est généralement petit, la complexité n'est accrue que par un facteur légèrement plus grand que D^2 par rapport à la détection différentielle conventionnelle. Il s'agit donc d'une augmentation inférieure à un ordre de grandeur.

Un autre aspect de la mise à jour des vecteurs propres qui n'a pas été mentionné est la nécessité de maintenir l'orthogonalité des vecteurs propres dans le produit répété de (4.4). En effet, en supposant qu'au temps $n=0$ les vecteurs propres soient orthogonaux, d'après [DeG90] l'erreur d'arrondi accumulée de l'orthogonalité des vecteurs propres de l'espace signal-bruit dominant à la n -ième mise à jour est bornée suivant

$$\|\mathbf{V}_n \mathbf{V}_n^H - \mathbf{I}_K\|_F \leq (n+1)K^{1.5}\varepsilon, \quad (4.5)$$

où ε est la précision de calcul et $\|\mathbf{Z}\|_F$ est la norme de Frobenius³ de $\mathbf{Z}$. Lorsque n est grand, l'erreur d'arrondi accumulée devient grande et une correction doit être faite. Une procédure bien connue pour orthogonaliser un ensemble de vecteurs est l'algorithme de Gram-Schmidt [Str80]. Cet algorithme consiste à construire une matrice triangulaire puis à multiplier cette matrice avec la matrice des vecteurs propres. Cette approche requiert $O(K^3)$ opérations. Une

³La norme de Frobenius d'une matrice est $\|\mathbf{Z}\|_F = \sqrt{\sum_{k=1}^K \sum_{d=1}^D |z_{kd}|^2}$ où z_{kd} est l'élément de la k -ième rangée et la d -ième colonne de $\mathbf{Z}$.

approche similaire moins complexe consiste à effectuer une orthogonalisation par paire [DeG90] ce qui réduit la complexité à $O(K^2)$. Ici afin de réduire davantage la complexité, l'orthogonalisation des K vecteurs propres sera répartie sur K mises à jour de la décomposition propre, soit un vecteur orthogonalisé par n . De plus, au lieu de faire un produit matriciel, les vecteurs propres seront simplement renormalisés comme suggéré dans [Moo91]. Donc, nous obtenons

$$\mathbf{v}_i = \frac{\mathbf{v}_i}{\|\mathbf{v}_i\|}. \quad (4.6)$$

La complexité de calcul est ainsi réduite à $O(K)$ pour chaque itération. Tous les résultats de simulation présentés dans ce chapitre utilisaient l'algorithme simplifié de décomposition propre ainsi que la renormalisation des vecteurs propres de l'équation ci-haut. Aucune dégradation des performances par rapport à l'approche complète n'a été observée lors des simulations.

Finalement, si un filtre blanchissant est désirable pour un des algorithmes présentés, il peut facilement être réalisé en formant une matrice triangulaire, basée sur une factorisation de Cholesky, au lieu d'une matrice pleine comme à la section 3.3.2.6. Ceci réduit la complexité de $O(K^2)$ à $O(K^2/2)$.

4.4 Conclusion

Ce chapitre a permis de vérifier à l'aide de simulations par ordinateur les performances de la technique de détection par analyse propre présentée à la section 3.3.3. Les points importants se résument à affirmer que pour la détection cohérente, 2 modes orthogonaux permettent des gains de 0 à 0,5 dB alors que pour la détection différentielle ces gains sont de 0,5 à 2 dB avec 2 ou 3 modes indépendants pour une probabilité d'erreur supérieure à 10^{-4} . Ces résultats sont fonction du rapport signal à bruit et des paramètres de l'algorithme adaptatif propre. L'algorithme de poursuite de la décomposition propre adaptative est très stable et possède une complexité $O(KD^2)$ comparativement à $O(K)$ pour une approche conventionnelle.

5

Conclusion

Les objectifs énoncés au chapitre 1 ont été rencontrés aux trois chapitres précédents. Il serait approprié de rappeler les conclusions de ceux-ci dans un premier temps. Par la suite, les implications de ces résultats seront discutées. De ces conclusions, les principales contributions de cette thèse de doctorat seront extraites pour mettre en évidence les aspects nouveaux. Finalement, les travaux futurs reliés directement à cette thèse et les travaux futurs plus généraux, pouvant découler des conclusions de ce chapitre, seront proposés.

5.1 Sommaire

5.1.1 Modélisation

Dans le chapitre deux, l'hypothèse énoncée au chapitre 1 relativement à l'ordre effectif de la diversité d'un canal fut vérifiée et confirmée. Avec l'aide de plusieurs types de mesures de réponses impulsionnelles, plusieurs paramètres permettant d'estimer le niveau de corrélation, et le nombre de modes de propagation indépendants et significatifs fut calculé. Retenons comme résultats principaux que les coefficients de corrélation moyens varient entre 0,2 et 0,5 avec un écart-type moyen d'environ 0,2. Également, une légère tendance à la baisse des

coefficients de corrélation en fonction du délai différentiel est observée. Le nombre de modes de propagation indépendants nécessaires à la représentation d'une réponse impulsionnelle dépend du nombre de trajets, et de la présence, ou l'absence, d'une composante en ligne de vue. Pour les canaux sans trajet en ligne de vue, de 5 à 7 modes suffisent pour obtenir une représentation à 90 % de l'énergie, et ce dans la plupart des cas. Lorsqu'un trajet en ligne de vue existe, seulement 2 modes sont requis pour obtenir une représentation à 98 % de l'énergie. Avec ces résultats, l'hypothèse du chapitre 1 est considérée valide. Plusieurs des choix de conceptions pris en considération dans le prochain chapitre sont directement liés aux résultats présentés dans le chapitre deux.

5.1.2 Détection

Les expressions théoriques présentées dans le chapitre trois ont permis de calculer le taux d'erreur moyen sur un bit pour la détection cohérente, la détection différentielle conventionnelle, et pour la détection cohérente et différentielle basée sur l'analyse propre pour les canaux à étalement spectral avec évanouissements. La détection cohérente offre évidemment les meilleures performances théoriques. La détection utilisant l'espace propre est équivalente à la détection conventionnelle lorsque tous les modes sont utilisés. Lorsque seulement les modes dominants sont utilisés, les performances sont généralement moins bonnes aux rapports signal à bruit élevés. Pour la détection différentielle et les rapports signal à bruit de l'ordre de 5 à 20 dB, la détérioration est minime. Il a également été démontré qu'un filtre blanchissant avant la décomposition propre réduisait le taux d'erreur moyen pour la détection différentielle. En présence d'une composante en ligne de vue pour le premier mode orthogonal, l'importance de ce mode pour réduire la probabilité d'erreur moyenne sur un bit fut estimée pour la détection différentielle. En utilisant la fonction de densité de probabilité de Nakagami pour modéliser l'amplitude des gains complexes orthogonaux en présence de bruit additif blanc, il ressort que l'omission des modes supérieurs ne pénalise pas le taux d'erreur moyen comparativement à un canal de Rayleigh. Un algorithme réalisant une variante de la

détection cohérente et différentielle basée sur l'analyse propre a aussi été présenté. À cause de la complexité statistique de l'algorithme dû à l'utilisation d'un critère théorique d'information, il ne fut pas possible d'obtenir une expression théorique pour la probabilité P_e . Bien qu'il soit sûrement possible de dériver des bornes inférieures ou supérieures de probabilité d'erreur, il apparaît plus pertinent de simuler les systèmes. Finalement, les performances théoriques pour les canaux avec interférence intersymbole ont également été étudiées. Seule la détection différentielle basée sur l'espace propre semble subir une détérioration notable de ces performances par rapport aux canaux avec seulement de l'interférence intertrajet. L'interférence intersymbole fut limitée au cas où $T = T_f$ et $\tau_{\max} < T$, c.-à-d. de l'interférence intersymbole légère causée par les lobes secondaires de la séquence pseudo aléatoire, mais l'approche discutée peut facilement être généralisée à des scénarios plus sévères d'interférence intersymbole.

5.1.3 Simulation

Le chapitre quatre a permis de vérifier à l'aide de simulations sur ordinateur les performances de la détection par analyse propre. Les points importants se résument à affirmer que pour la détection cohérente, 2 modes orthogonaux permettent des gains de 0 à 0,5 dB alors que pour la détection différentielle ces gains sont de 0,5 à 2 dB avec 2 ou 3 modes indépendants. L'algorithme de poursuite de la décomposition propre adaptative est très stable et possède une complexité $O(KD^2)$ comparativement à $O(K)$ pour une approche conventionnelle, avec la constante D beaucoup plus petite que K .

5.1.4 Implications des résultats

Les résultats principaux de cette recherche ont plusieurs conséquences pour un système de communications à étalement spectral. Un gain en puissance implique une diminution de puissance transmise ou pour un système à accès multiple à répartition par code (CDMA), la possibilité d'un plus grand nombre d'utilisateurs simultanés. Un gain de 0,5 dB

équivalent à 12 % de plus alors qu'un gain de 2 dB offre 58 % plus d'utilisateurs pour un système avec un grand nombre d'utilisateurs dans des conditions idéales d'accès multiple où les autres usagers sont modélisés par du bruit additif blanc. Pour des conditions non-idéales, les gains seront préservés si les modèles de signaux utilisés dans cette thèse sont applicables. Plus important encore, les gains observés lors des simulations étaient principalement dans une plage de probabilité d'erreurs par bit P_e de 10^{-2} à 10^{-3} . Pour la plupart des systèmes de communication, l'utilisation de codes correcteurs d'erreur est inévitable. Ces codes correcteurs rendent leurs bénéfices lorsque le taux d'erreur à l'entrée de ceux-ci est dans la plage de valeurs des gains observés pour le détecteur avec analyse propre. Comme les gains sont plus marqués pour la détection différentielle, la détection différentielle propre adaptative est plus intéressante à ce chapitre.

Une deuxième implication importante de ces résultats, est que si un traitement intensif doit être effectué après l'obtention des variables indépendantes, la complexité sera beaucoup moindre puisque la dimension de l'espace signal-bruit dominant passe de K à $D = 2$ ou 3 . Pour des algorithmes de complexité $O(K^2)$ ou $O(K^3)$ ceci peut représenter la différence entre un algorithme réalisable ou non. Si l'algorithme devient maintenant réalisable, il est même à prévoir que ces performances peuvent être aussi bonnes ou meilleures que lorsque la complexité est $O(K^3)$. L'importance des résultats n'est donc pas seulement au niveau des gains, mais aussi au niveau de la réalisation d'algorithme complexe où la diversité est présente.

5.2 Contributions

Les sections innovatrices de cette thèse se retrouvent aux chapitres 2 et 3. Pour cette raison, les contributions seront regroupées sous deux aspects: modélisation et détection. Les principales contributions sont:

Modélisation:

- 1) augmenter la connaissance générale des niveaux de corrélation pour plusieurs types de canaux tel les canaux cellulaires conventionnels, microcellulaires, régions rurales et montagneuses, canaux à l'intérieur des édifices dans la bande UHF et EHF,
- 2) caractérisation de la réponse impulsionnelle de plusieurs types de canaux sélectifs en fréquence à l'aide d'une décomposition propre principalement axée sur les valeurs propres,
- 3) caractérisation de l'enveloppe des gains complexes orthogonaux résultant de la transformation des vecteurs reçus par des vecteurs propres de la matrice d'autocorrélation des vecteurs reçus,
- 4) proposer une mesure de la diversité effective d'un canal ayant des gains moyens inégaux.

Détection:

- 1) obtention d'une expression théorique pour le calcul de la probabilité d'erreur moyenne sur un bit pour la détection cohérente pour un signal à étalement spectral en présence de trajets multiples corrélés, interférence intertrajet, interférence intersymbole et bruit additif coloré,
- 2) obtention d'une expression théorique pour le calcul de la probabilité d'erreur moyenne sur un bit pour la détection différentielle pour un signal à étalement spectral en présence de trajets multiples corrélés, interférence intertrajet, interférence intersymbole, corrélation de l'évanouissement en t et bruit additif coloré,
- 3) obtention d'une expression théorique pour le calcul de la probabilité d'erreur moyenne sur un bit pour la détection cohérente et différentielle basée sur l'espace propre pour les mêmes conditions que 1) et 2) ci-haut,

- 4) proposition d'un algorithme adaptatif basé sur l'analyse propre permettant de poursuivre l'espace signal-bruit dominant et d'en déterminer le rang,
- 5) obtention de résultats de simulation montrant les performances de l'algorithme adaptatif basé sur l'analyse propre,
- 6) expression théorique pour la probabilité d'erreur moyenne sur un bit pour la détection différentielle avec diversité et gains de Nakagami.

5.3 Travaux futurs

Le temps limité accordé à toute recherche laisse ouvert plusieurs avenues possibles pour la poursuite de travaux directement ou indirectement reliés au sujet de recherche. Encore une fois, comme cette recherche comporte deux parties principales les travaux futurs peuvent aussi être orientés dans ces deux directions. Plus généralement, plusieurs travaux sont aussi envisageables.

Modélisation:

- 1) poursuivre l'analyse statistique des canaux étudiés, spécialement pour les canaux en régions montagneuses où la quantité de données disponibles était très limitée,
- 2) étendre l'analyse statistique à d'autres types de canaux comme les canaux VHF, les canaux optiques à l'intérieur des édifices et les canaux de communication sous-marine,
- 3) trouver une méthode pour caractériser les vecteurs propres de la matrice d'autocorrélation des vecteurs de réponse impulsionnelle,
- 4) établir un lien théorique entre la diversité effective et la probabilité d'erreur moyenne sur un bit,
- 5) compléter la description d'un modèle de canal orthogonal et un modèle de canal tenant compte de l'effet de la diffraction et de la réfraction.

Détection:

- 1) généraliser les expressions théoriques sous formes quadratiques pour le calcul de la probabilité d'erreur moyenne sur un bit pour tenir compte de la répartition des délais,
- 2) généraliser les expressions théoriques sous formes quadratiques pour le calcul de la probabilité d'erreur moyenne sur un bit pour la modulation quaternaire,
- 3) obtenir une expression théorique pour le calcul de la probabilité d'erreur moyenne sur un bit lorsque le premier gain complexe orthogonal possède une répartition de Rice,
- 4) obtenir une expression théorique pour l'algorithme de détection basée sur l'analyse propre,
- 5) trouver un critère d'information plus adapté au type de signaux utilisés dans cette thèse.

Généralités:

- 1) appliquer la méthode de détection basée sur l'analyse propre avec des codes correcteurs d'erreurs, particulièrement la répartition de l'étalement spectral entre le code correcteur et la séquence pseudo aléatoire, et comparer avec des types de détection conventionnelle,
 - 2) appliquer la méthode de détection basée sur l'analyse propre pour les signaux à bande étroite en présence de trajet multiples, plus particulièrement pour la détection optimale faisant appel aux filtres de Kalman [Dai94],
 - 3) voir à l'application de la détection basée sur l'analyse propre dans le contexte de systèmes à accès multiple à répartition par code.
-

Appendices

Appendice A: Système de mesure

Les mesures de réponses impulsionnelles décrites aux sections 2.3 et 2.4, ont été effectuées en utilisant une technique de mesure à large bande. Plusieurs techniques permettent de réaliser de telles mesures [Par91]. La technique utilisée pour l'obtention des mesures mises à ma disposition est maintenant brièvement décrite.

La base théorique de la technique utilisée est très simple. D'après la théorie des systèmes linéaires, nous savons que, si du bruit blanc $w'(t)$ est appliqué à l'entrée d'un système linéaire avec réponse impulsionnelle $h(t)$, et si sa sortie est corrélée avec une réplique décalée de l'entrée $w'(t - \tau)$, alors le résultat est proportionnel à la réponse impulsionnelle $h(t)$ évalué au temps τ . En termes mathématiques, on peut écrire

$$E[w'(t)w''(t-\tau)] = R_w(\tau) = N_0\delta(\tau) \quad (\text{A.1})$$

où $R_w(t)$ est la fonction d'autocorrélation de $w'(t)$ et N_0 est la densité spectrale unilatérale du bruit. À la sortie du système linéaire, nous avons

$$w(t) = \int h(\zeta)w'(t-\zeta)d\zeta \quad (\text{A.2})$$

et la corrélation de ce bruit à la sortie avec le bruit à l'entrée décalé de τ donne

$$\begin{aligned}
E[w(t)w^*(t-\tau)] &= E\left[\int h(\zeta)w'(t-\zeta)w^*(t-\tau)d\zeta\right] \\
&= \int h(\zeta)R_w(\tau-\zeta)d\zeta \\
&= N_0 h(\tau).
\end{aligned} \tag{A.3}$$

Le bruit à la sortie est donc proportionnel à $h(t)$. Généralement, le bruit blanc est simulé en utilisant une séquence pseudo aléatoire telles que les séquences linéaires à longueur maximale (séquences-m). En générale, cette méthode n'est pas utilisée directement. En effet, si l'on désire enregistrer la sortie du corrélateur, le taux d'échantillonnage est dans bien des cas trop élevé puisque le signal est à large bande. Pour réduire le taux d'échantillonnage, le principe énoncé ci-haut est légèrement modifié. Au lieu de corréler $w(t)$ avec $w'(t-\tau)$ au récepteur, $w(t)$ est corrélé avec $w'(t/a)$ qui est identique à $w'(t)$ mais avec une base de temps légèrement plus grande, donc $a > 1$. En corrélant sur plusieurs trames, le maximum de la fonction d'autocorrélation va donc se déplacer lentement dans la dimension τ . Le résultat de cette opération est un signal à la sortie du corrélateur ayant une échelle de temps augmentée par un facteur $f_c/\delta f$ où f_c est la fréquence de l'horloge au transmetteur ($1/T_c$) et δf la différence entre la fréquence de horloge au transmetteur et au récepteur. Par exemple, pour les mesures radio mobiles urbaines, f_c au transmetteur était de 10 MHz alors que l'horloge au récepteur était de 9,999 MHz. Le taux d'échantillonnage peut donc être réduit par un facteur de 10^4 . Ceci signifie aussi que pour former une réponse impulsionnelle à la sortie du corrélateur, il est nécessaire d'utiliser 10^4 réponses en temps réel. Cette technique utilise donc l'étalement dans le temps pour réduire le taux d'échantillonnage effectif. Lorsque le rapport $f_c/\delta f$ est grand la distorsion est minime. Par contre si $f_c/\delta f$ est trop grand, la supposition que la réponse à mesurer est invariable dans le temps peut ne plus être valide. Un compromis est nécessaire mais des valeurs entre 5 000 et 10 000 sont souvent employées [Par91].

Appendice B: Détails du test de la fonction de répartition de l'enveloppe

Le test de Cramér-von Mises mentionné au chapitre deux, est un test basé sur la fonction de répartition de probabilité. Pour un vecteur de données X de longueur n ordonné croissant avec éléments $x_i, i = 1, 2, \dots, n$, le test se résume comme suit:

- 1) Calculer la fonction de répartition de probabilité empirique

$$F_n(x) = \begin{cases} 0, & x < x_1 \\ \frac{i}{n}, & x_i \leq x < x_{i+1}, \quad i = 1, \dots, n-1, \\ 1, & x \geq x_n \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

- 2) estimer les paramètres statistiques $\hat{\theta}$ avec les données X ,
- 3) calculer la fonction de répartition de probabilité théorique $F(x_i, \hat{\theta})$,
- 4) calculer

$$W^2 = n \int \left\{ F_n(x) - F(x, \hat{\theta}) \right\}^2 \psi(x) dF(x, \hat{\theta}) \quad (\text{B.2})$$

où $\psi(x) = 1$ dans le présent cas,

- 5) comparer W^2 avec un seuil S ayant un niveau de confiance χ . Si W^2 n'excède pas S , la répartition de probabilité de X est de la famille $F(x_i, \hat{\theta})$ avec niveau de confiance χ , sinon X n'est pas distribué selon cette même famille.

En général, le seuil S dépend de la taille de l'échantillon, de la fonction de répartition de probabilité testée, des paramètres estimés et de la méthode utilisée pour estimer ces paramètres. Dans la réalisation du test ci-haut, W^2 n'est pas calculé avec (B.2) mais en utilisant [Agt86]

$$W^2 = \sum_{i=1}^n \left\{ z_i - \frac{(2i-1)}{2n} \right\}^2 + \frac{1}{12n}, \quad (\text{B.3})$$

où $z_i = F(x_i, \hat{\theta})$. Ceci permet d'éviter le calcul de l'intégrale dans (B.2).

Le test sur la répartition de probabilité de Rayleigh est fait en transformant les données en une fonction de répartition de probabilité exponentielle avec $y = x^2$. Les seuils S pour ce test sur une variable y distribuée exponentiellement sont disponibles dans la littérature [Agt86]. Pour tester une variable log-normale, la transformation $y = \ln x$ génère une variable normale dont les seuils S sont aussi disponibles [Agt86]. Pour le test de la fonction de répartition de probabilité pour les familles de Rice, les seuils S ne sont pas disponibles. Afin d'obtenir ces seuils, une méthode basée sur une simulation de Monte-Carlo [Agt86] fut employée. Une brève description de cette méthode est maintenant donnée pour une variable normale. Lorsque la fonction de répartition de probabilité à tester, les paramètres à estimer et la méthode d'estimation sont choisis, le seuil dépend uniquement de la taille de l'échantillon. Dans ce cas, il a été montré que la variable aléatoire W^2 peut être modifiée par une fonction de n et que le résultat peut être comparé à un seuil fixe [Agt86]. Pour une variable normale, cette modification est

$$\tilde{W}^2 = W^2(1 + 0,5/n) \quad (\text{B.4})$$

où $\tilde{W}^2$ est la nouvelle variable aléatoire indépendante de n . Cette nouvelle variable aléatoire peut maintenant être comparée avec un seuil fixe choisi en fonction du niveau de confiance désiré. Pour une variable normale, le tableau suivant donne les seuils en question:

Tableau B.1 Seuils fixes pour variables normales.

χ	0,5	0,25	0,15	0,1	0,05	0,025	0,01	0,005
Seuil S	0,051	0,074	0,091	0,104	0,126	0,148	0,179	0,201

Donc si $\tilde{W}^2$ excède le seuil indiqué pour un χ donné, la famille est rejetée. En fait, le seuil est la valeur asymptotique de $\tilde{W}^2$ corrigée par le nombre d'échantillons. Un programme de

simulation pour vérifier des seuils a été testé sur une fonction de répartition de probabilité normale. Les équations et les seuils suivants ont été obtenues pour deux valeurs de χ :

$$\chi = 0,01 \rightarrow \bar{W}^2 = W^2(1 + 0,53/n) \text{ et } S = 0,179,$$

$$\chi = 0,05 \rightarrow \bar{W}^2 = W^2(1 + 0,48/n) \text{ et } S = 0,126,$$

ce qui est très près de (B.4) et du tableau B.1. La même procédure a été employée pour obtenir les seuils pour une variable de Rice. La procédure est légèrement plus compliquée pour le cas de Rice puisque le seuil dépend du facteur K_r . Pour une série de variables de Rice, la procédure se résume comme suit:

- 1) estimer le facteur K_r ,
- 2) trouver le seuil S fonction de K_r ,
- 3) trouver la statistique modifiée fonction de K_r et de χ
- 4) comparer la statistique modifiée au seuil.

Le programme MATLAB® qui suit implémente ce test.

```
function [rice_cdf, K, res] = rice_fit(data, alpha)

% rice_fit - Trouve le meilleur ajustement à une fonction de répartition de Rice
% pour les données.
%
% usage: [rice_cdf, K, res] = rice_fit(data, alpha)
%
% ent: data      - données complexes à tester
%       alpha    - niveau de confiance
% sor: rice_cdf  - fonction de répartition de Rice ajustée au données
%       K        - facteur Kr de Rice
%       res      - résultat du test [Oui = acceptée, Non = rejetée]
%
% auteur: F. Patenaude, Mai 93.

% Table des seuils pour K < -1.5 dB
%
%      A1   A2   x0   dx
sigdataP1 = [.103 .204 12.71 5.93; ...
             .126 .167 3.13  4.78; ...
             .148 .267 8.14  5.62; ...
             .175 .538 19.91 8.80];
%
%      m      b pour K <= 1.5 dB
sigdataP2 = [.035 0.97; ...
             .037 1.06; ...
             .052 1.55; ...
             .071 2.11];
%
%      P1   P2 pour K > -1.5 dB
sigsat = [.122 1.2; ...
          .155 1.6; ...
          .188 1.92; ...
          .238 2.6];
%
%      Seuil pour K = Inf
siginf = [.187; .236; .288; .356];
niveau = [.1 .05 .025 .01];
```

Suite

```

% Test si niveau est défini
index = find(niveau == alpha);
if isempty(index),
    error('Ajustement Rice: Pas de valeurs pour ce niveau de confiance')
end

% Calcule le second et le quatrième moment
[n,dum] = size(data);
M2 = sum(data.^2) / n;
M4 = sum(data.^4) / n;

% Estimation de sigma carré, s carré, et le facteur K
if ((2 * M2^2 - M4) > 0)
    s2 = sqrt(2 * M2^2 - M4);
    sigma2 = (M2 - s2) / 2;
    s = sqrt(s2);
    K = 10*log10(2*sigma2./s2);
    if K > -1.5
        K = NaN;
    end
else
    s2 = eps;
    sigma2 = (M2 - s2) / 2;
    s = sqrt(s2);
    K = Inf;
end

% Calcul la fonction de répartition théorique et applique le test
rice_cdf = rice(data'.s.sigma2,'cdf');
W2 = cra_vmis(rice_cdf);
if K == Inf
    seuil = siginf(index);
elseif isnan(K)
    W2 = W2 * (1 + sigsat(index,2)/length(data));
    seuil = sigsat(index,1);
else
    P2 = sigdataP2(index,1) * min(K,-30) + sigdataP2(index,2);
    W2 = W2 * (1 + P2/length(data));
    seuil = sigmo(K, sigdataP1(index,:));
end

if W2 > seuil,
    res = 'Non';
else
    res = 'Oui';
end

```

```

function seuil = sigmo(x, para)

% sigmo - Evalue la valeur de la fonction sigmodal pour seuil de Rice
%
% usage: seuil = sigmo(x, para)
%   in: x - vecteur colonne de valeurs de la fonction a ce point
%       para - parametre de la fonction [ini fin x0 dx]
%   out: seuil - valeur de la fonction
%
% note: La fonction sigmodal s = (ini-fin)/(1+exp((x-x0)/dx)) + fin
% author: F. Patenaude, Octobre 93.

seuil = (para(1) - para(2)) ./ (1 + exp((x - para(3))/para(4))) + para(2);

```

Appendice C: Résultats complémentaires à l'analyse statistique et aux résultats de simulation

Cet appendice regroupe des résultats qui sont complémentaires aux résultats des chapitres 2 et 4. Plus particulièrement, on y trouve:

- 1) la fonction de répartition empirique des délais τ_d ,
- 2) la probabilité du nombre de trajets résolubles D_e ,
- 3) coefficients de corrélation pour les canaux cellulaires conventionnels et en régions montagneuses,
- 4) les résultats de calibration pour le logiciel de simulation pour canaux synthétisées.

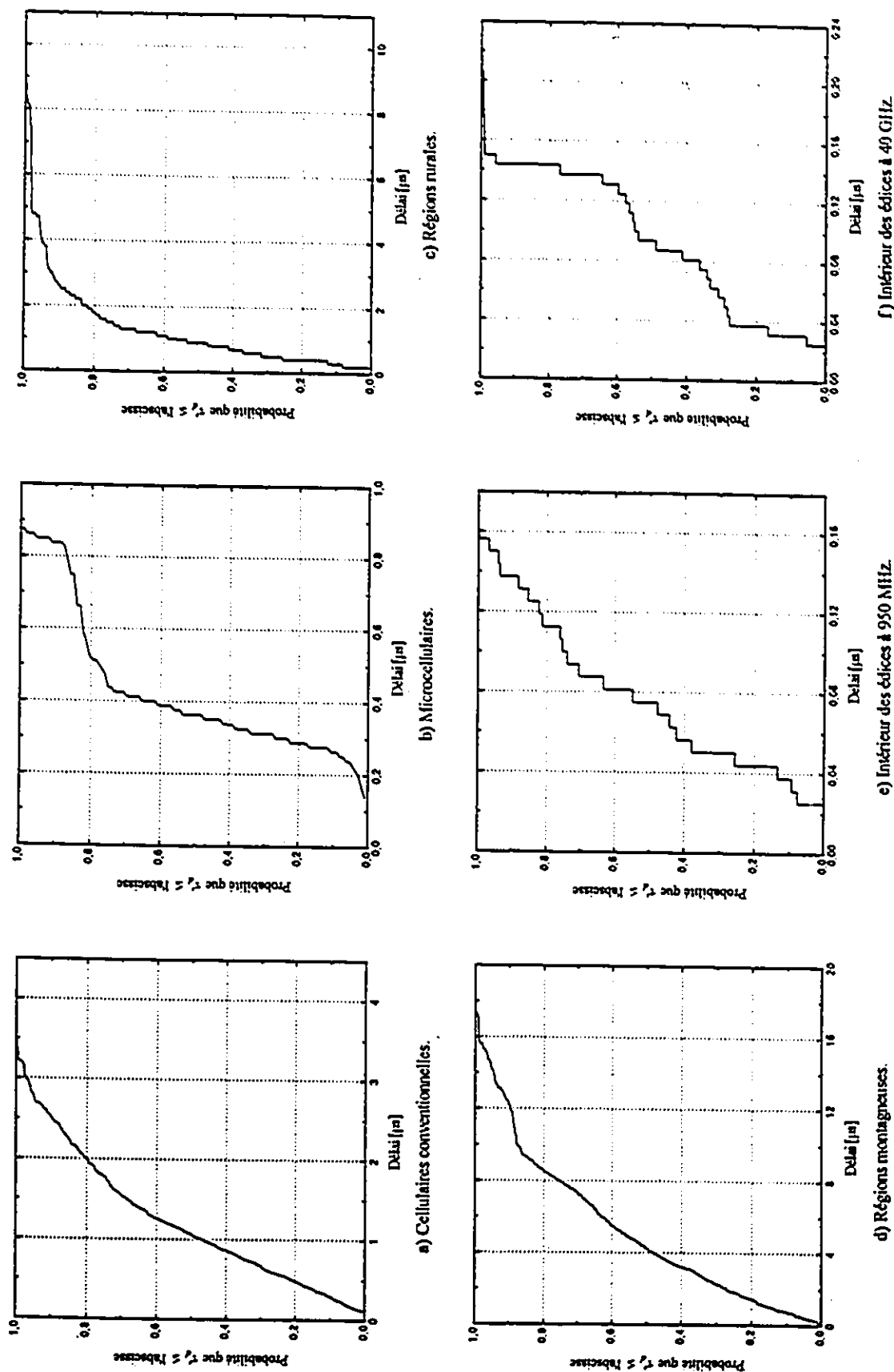


Figure C.1 Fonction de répartition empirique des délais τ_d pour les 6 types de canaux.

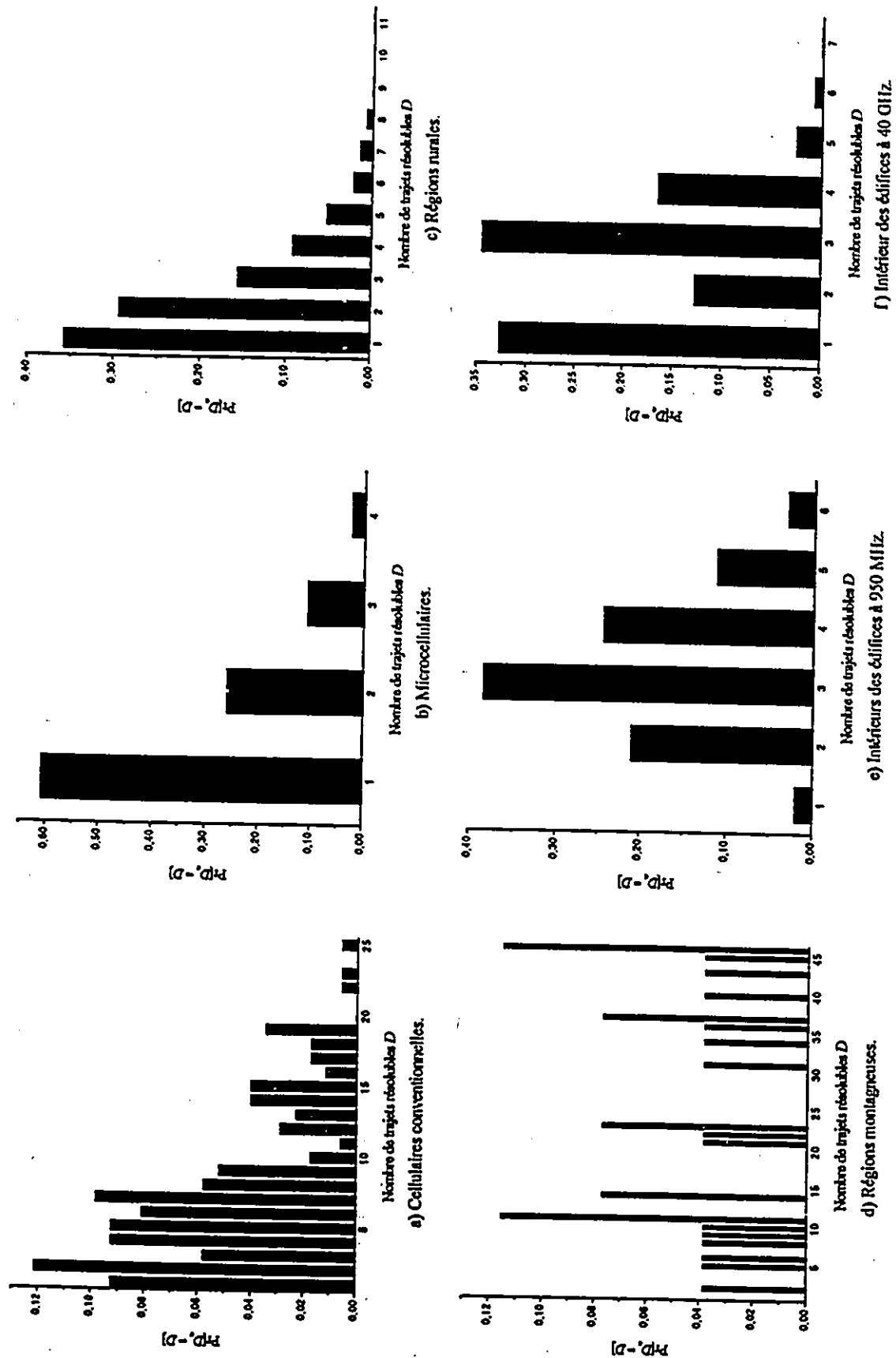


Figure C.2 Probabilité du nombre de trajets résolubles D_r pour les 6 types de canaux.

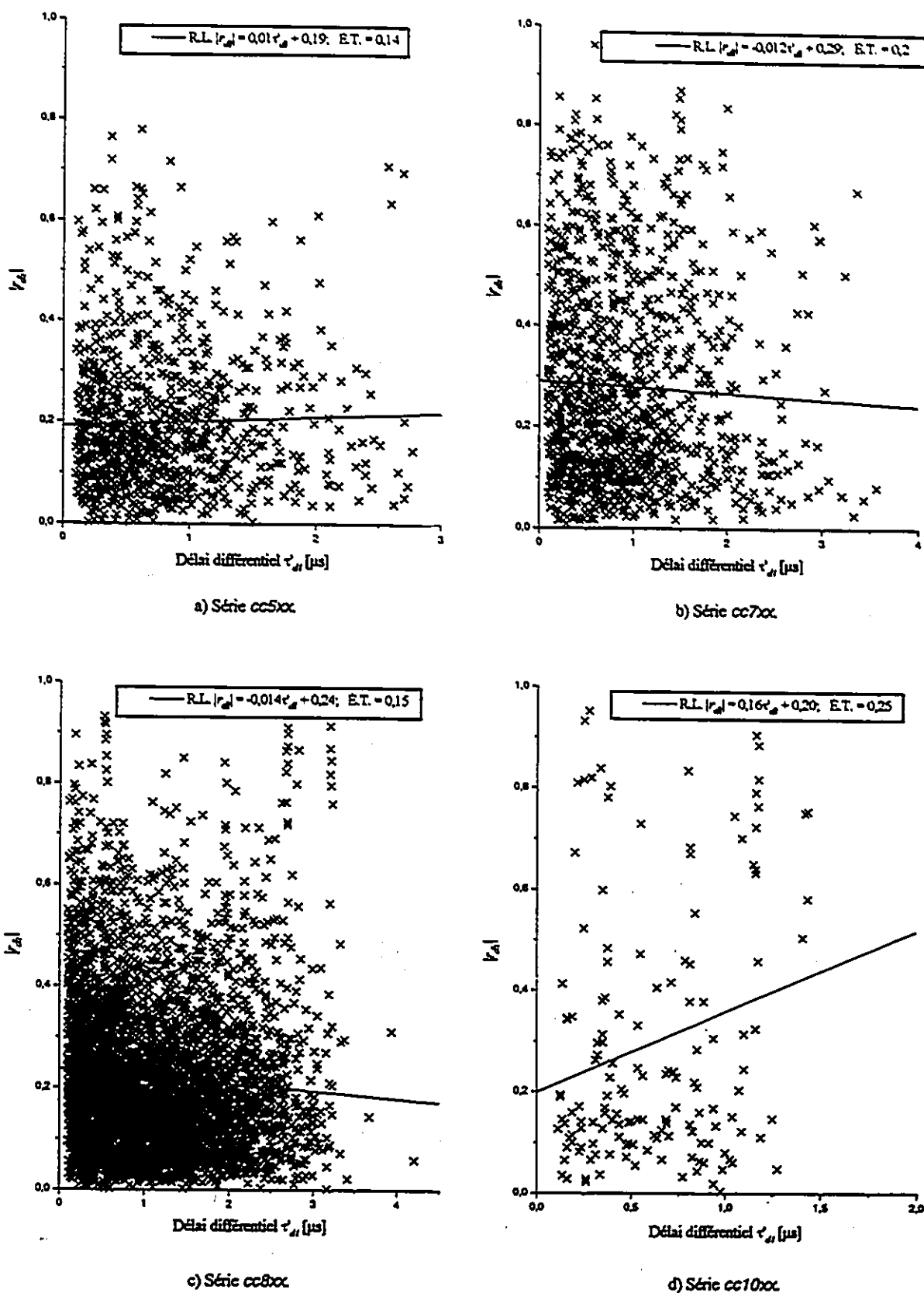


Figure C.3 Coefficients de corrélation pour canaux cellulaires conventionnels.

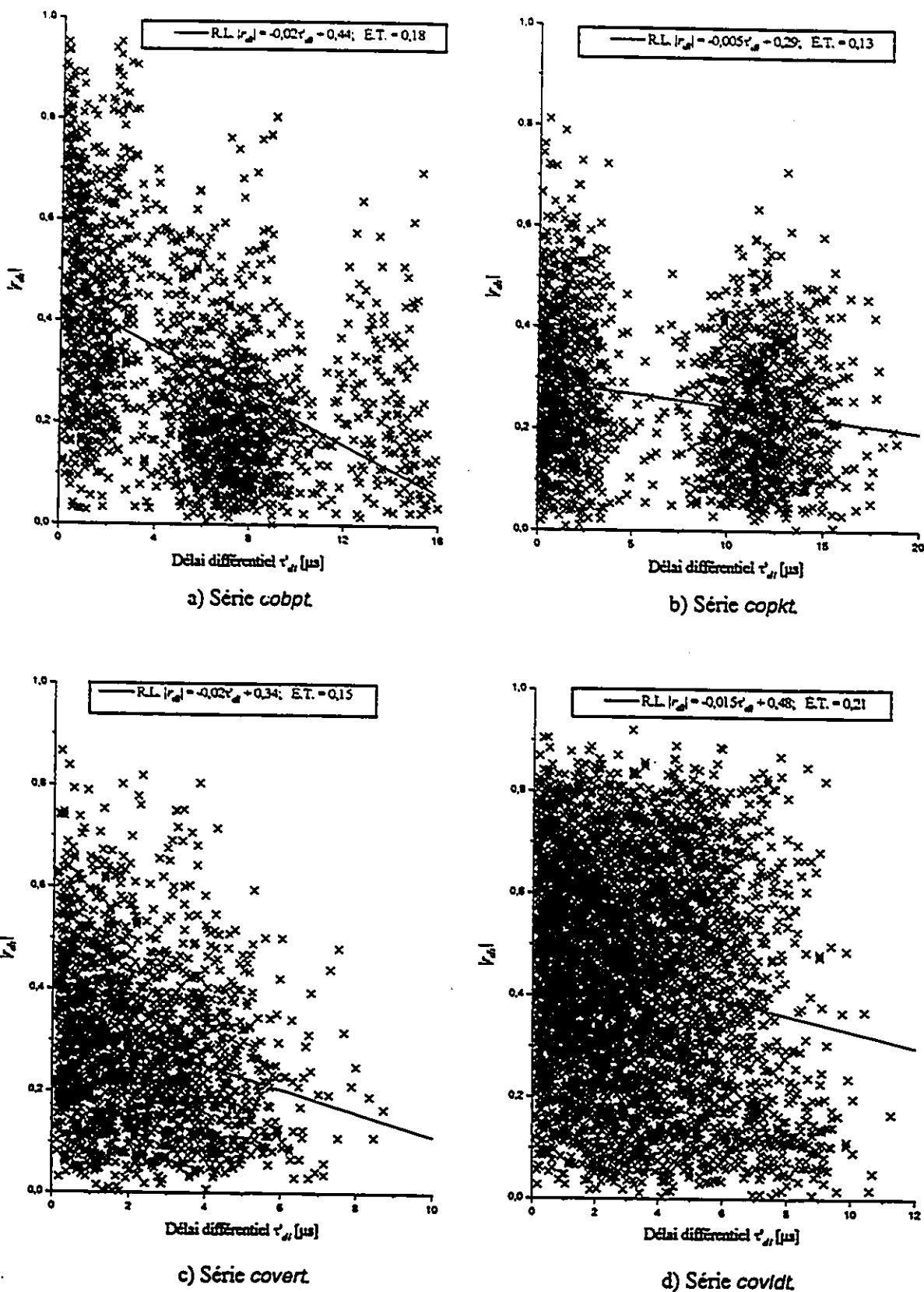


Figure C.4 Coefficients de corrélation pour canaux en régions montagneuses.

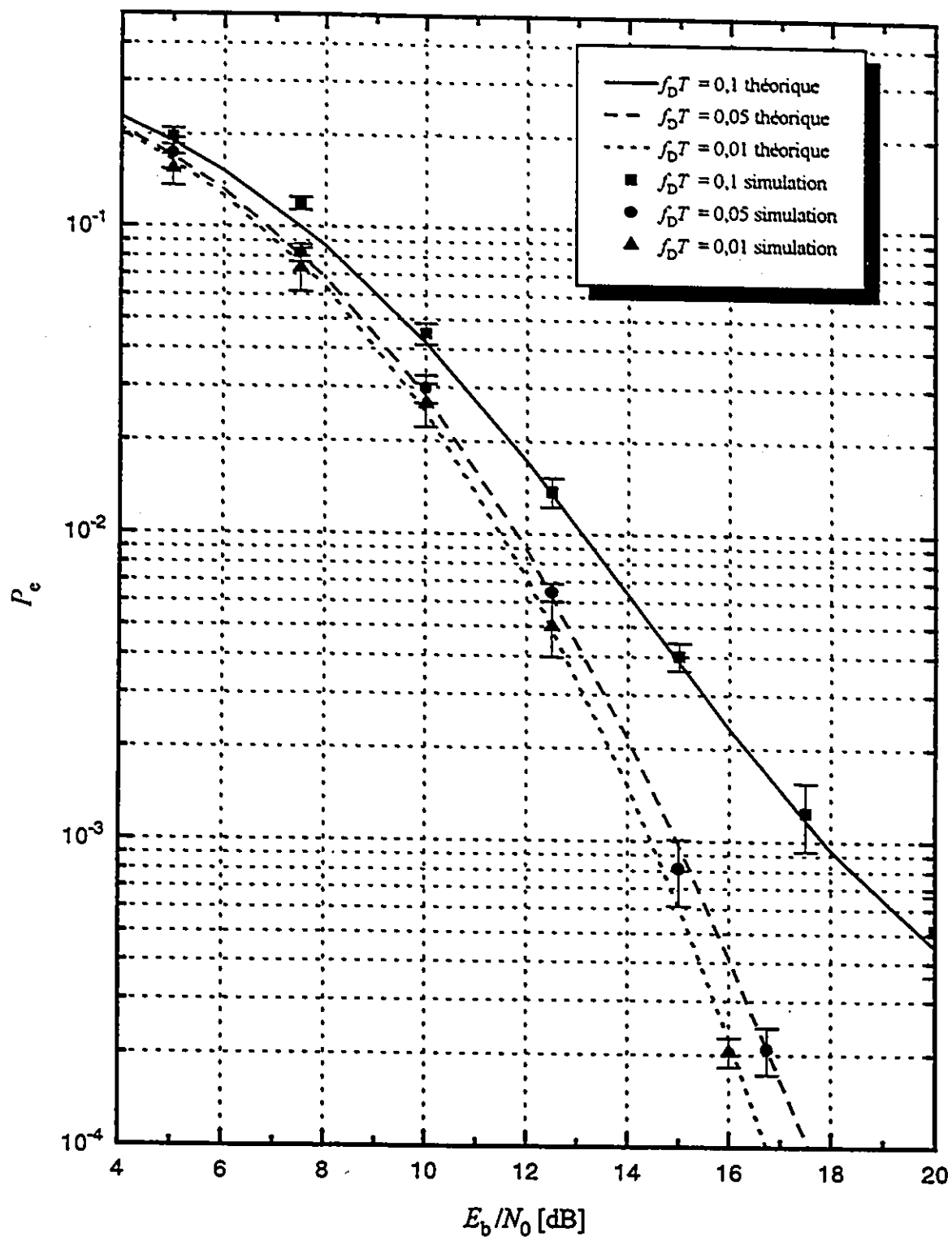


Figure C.5 P_e théorique et par simulation pour canaux GSM urbains avec détection différentielle.

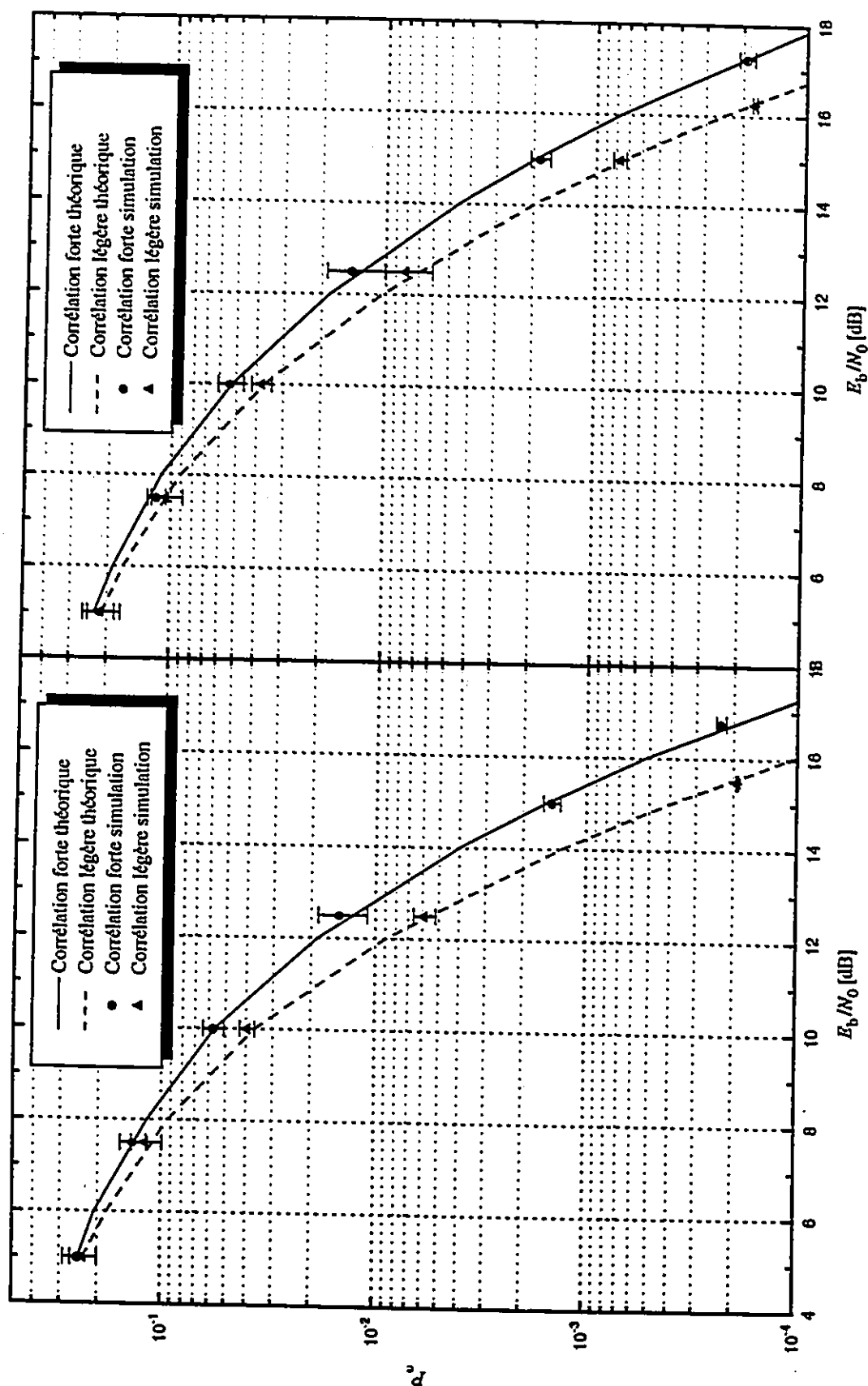


Figure C.6 P_e théorique et par simulation pour canaux en régions montagneuses avec détection différentielle.

Appendice D: Simulation d'un canal sélectif en fréquence avec évanouissements

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 (CRC), 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 deviendraient alors beaucoup trop accaparants, et cela même si des techniques efficaces de réalisation étaient employées. 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 D.1 s'applique. La convolution des filtres du transmetteur et du récepteur est pré-calculée et utilisée pour le calcul des colonnes de $\mathbf{P}$. Donc chacune des colonnes de $\mathbf{P}$ est la fonction d'autocorrélation de la séquence aléatoire modulée par un gain complexe représentant l'évanouissement. Pour éliminer le besoin de corréler 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. Pour une décomposition utilisée par un récepteur cohérent, l'algorithme devra être cohérent avec l'entrée des symboles au transmetteur. Les D vecteurs propres avec D gains complexes orthogonaux normaux, ayant comme puissance moyenne 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_1 du premier gain complexe orthogonal peut être spécifié indépendamment des autres gains complexes orthogonaux, qui sont répartis selon une fonction de Rayleigh. 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 soit 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 sorte que sa représentation avec 2 ou 4 échantillons par période d'éléments de la séquence pseudo aléatoire soit adéquate. L'étape de la génération du bruit additif est donc la plus intensive dans le canal.

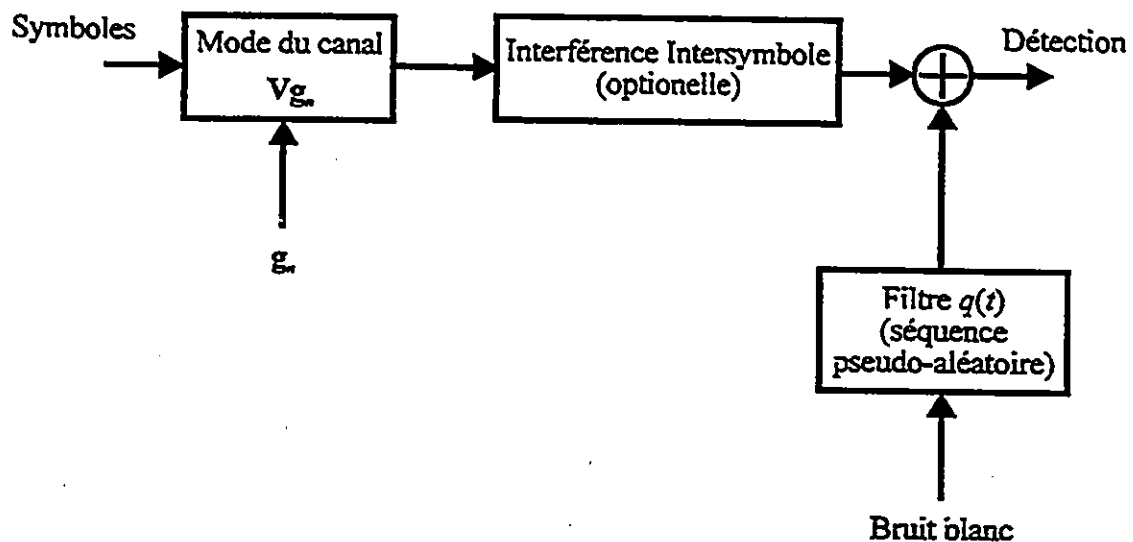


Figure D.1 Structure du canal pour les simulations.

Références

- [AbD94] A.A. Abu-Dayya, et N.C. Beaulieu, "Microdiversity on Rician Fading Channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, pp. 2258-2267, juin 94.
- [Adc94] F. Adachi, et M. Ikura, "Postdetection diversity using differential phase detection for M-ary DPSK," *Electronics Letters*, vol. 30, no. 21, pp. 1745-1746, oct. 94.
- [Agt86] R.B. D'Agostino, et M.A. Stephens, *Goodness-of-Fit Techniques*, Marcel Dekker Inc., chapitre 4, 1986.
- [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 Commun.*, vol. 33, no. 12, pp. 1315-1319, déc. 85
- [Bal82] J.R. Ball, "A Real-Time Fading Simulator for Mobile Radio," *The Radio and Electronics Engineer*, vol. 52, no. 10, pp. 475-478, Oct. 82.
- [Bar93] J.R. Barry, J.M. Kahn, W.J. Krause, E.A. Lee, et D.G. Messerschmitt, "Simulation of Multipath Impulse Response for Wireless Optical Channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 11, pp. 367-379, avril 93.
- [Baj85] A.S. Bajwa, "UHF Wideband Statistical Model and Simulation of Mobile Radio Multipath Propagation Effects," *IEE Proceedings*, Pt F, vol. 132, pp. 327-333, août 85.
- [Beh94] R.T. Behrens, et L.L. Scharf, "Signal Processing Applications of Oblique Projection Operators," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 42, pp. 1413-1424, juin 94.
- [Bel63] P.A. Bello, "Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels," *IEEE Trans. Commun. Syst.*, vol. 11, pp. 360-393, déc. 63.

- [Bra91] W.R. Braun, et U. Dersch, "A Physical Mobile Radio Channel Model," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 40, pp. 472-482, mai 91.
- [Brs85] A.M. Bruckstein, T.-J. Shan, et T. Kailath, "The Resolution of Overlapping Echos," *IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Processing*, vol. 33, pp. 1357-1367, déc. 85.
- [Brt87] M.J. Barrett, "Error Probability for Optimal and Suboptimal Quadratic Receivers in Rapid Rayleigh Fading Channels," *IEEE Jour. Select. Areas. Commun.*, vol. 5, no. 2, pp. 302-304, fév. 87.
- [Bul89] R.J.C. Bultitude, et G.K. Bedal, "Propagation Characteristics on Microcellular Urban Mobile Radio Channels at 910 MHz," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 7, pp. 31-39, jan. 89.
- [Bul89a] R.J.C. Bultitude, S.A. Mahmoud, et W.A. Sullivan, "A Comparison of Indoor Radio Propagation Characteristics at 910 MHz and 1.75 GHz," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 7, pp. 20-30, jan. 89.
- [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.
- [Cav91] J.K. Cavers, "An Analysis of Pilot Symbol Assisted Modulation for Rayleigh Fading Channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 40, pp. 686-693, nov. 91.
- [Cha79] U. Charash, "Reception Through Nakagami Fading Multipath Channels with Random Delays," *IEEE Trans. on Commu.*, vol. 27, no. 4, pp. 657-670, avril 79.
- [Cox72] D.C. Cox, "Delay Doppler Characteristics of Multipath Propagation at 910 MHz in a Suburban Mobile Radio Environment," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 20, pp. 625-625, sept. 72.
- [Cox73] D.C. Cox, "910 MHz Urban Mobile Radio Propagation: Multipath Characteristics in New York City," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 21, pp. 1188-1194, nov. 73.
- [Cox75] D.C. Cox, "Distributions of Multipath Delay Spread and Average Delay for 910-MHz Urban Mobile Radio Paths," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 23, pp. 206-213, mars 75.
- [Cox75a] D.C. Cox, "Correlation Bandwidth and Delay Spread Multipath Propagation Statistics for 910-MHz Urban Mobile Radio Channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 23, pp. 1271-1280, nov. 75.
- [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.

- [Dai94] Q. Dai et E. Shwedyk, "Detection of Bandlimited Signals Over Frequency Selective Rayleigh Fading Channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, no. 2/3/4, pp. 941-950, fév/mars/avril 94.
- [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.
- [DeG92] R.D. DeGroat, et E.M. Dowling, "Spherical Subspace Tracking: Analysis, Convergence and Detection Scemes," *Proc. of the 26th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Pacific Grove, vol. 1, pp. 561-565, 1992.
- [Dev82] P.A. Devijver, et J. Kittler, *Pattern Recognition: A Statistical Approach*, Prentice-Hall International, 1982.
- [Drs91] P.F. Driessen, "Development of a Propagation Model in the 20-60 GHz Band for Wireless Indoor Communications," *Proc. IEEE Pacific Rim Conf. Communications, Computers, and Signal Processing*, pp. 59-62, 1991.
- [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, pp. 422-431, avril 93.
- [God91] D.J. Goodman, "Trends in Cellular and Cordless Communications," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 29, pp. 31-40, juin 91.
- [Hag94] F.J. Hagmanns, et V. Hespelt, "On the Detection of Bandlimited Direct-Sequence Spread-Spectrum Signals Transmitted via Fading Multipath Channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 12, pp. 891-899, juin 94.
- [Has93] H. Hashemi, "The Indoor Radio Propagation Channel," *Proceedings of the IEEE*, vol. 81, pp. 943-968, juil. 93.
- [Has93a] H. Hashemi, "Impulse Response Modeling of Indoor Radio Propagation Channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 11, pp. 967-978, sept. 93.
- [Hay91] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Second Edition, Prentice Hall, 1991.
- [Ilt91] R.A. Iltis, et A.W. Fuxjaeger, "A Digital DS Spread-Spectrum Receiver with Joint Channel and Doppler Shift Estimation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 39, pp. 1255-1267, août 91.

- [Kaa94a] 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.
- [Kum83] R. Kumaresan, et D.W. Tufts, "Estimating the Angle of Arrival of Multiple Plane Waves," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 19, pp. 134-139, jan. 83.
- [Law56] D.N. Lawley, "Tests of Significance for the Latent Roots of Covariance and Correlation Matrices," *Biometrika*, vol. 43, pp. 128-136, 1956.
- [Lee82] W.C.Y. Lee, *Mobile Communications Engineering*, McGraw-Hill, 1982.
- [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.
- [Mel92] P. Melançon, et J. LeBel, "Effects of Fluorescent Lights on Signal Fading Characteristics for Indoor Radio Channels," *IEE Electronics Letters*, vol. 28, no. 18, pp. 1740-1741, août 1992.
- [Mil74] K.S. Miller, *Complex Stochastic Processes: An introduction to theory and application*, Addison-Wesley, 1974.
- [Mkd91] D. Molkar, "Review on Radio Propagation Into and Within Buildings," *IEE Proceedings Part H*, vol. 138, pp. 61-73, fév. 91.
- [Moh89] M.L. Moher, et J.H. Lodge, "TCMP — A Modulation and Coding Strategy for Rician Fading Channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 7, pp. 1347-1355, déc. 89.
- [Moo91] M. Moonen, P. Van Dooren, et J. Vandewalle, "A Note on "Efficient Numerically Stabilized Rank-One Eigenstructure Updating"", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 39, no. 8, pp. 1911-1913, août 91.
- [Mor93] E. Moriyama, M. Mizuno, Y. Nagata, Y. Furuya, I. Kamiya, et S. Hattori, "2.6 GHz Band Multipath Characteristics Measurement in a Residential Area for Micro-cellular Systems," *42th IEEE Veh. Tech. Conf. Record*, vol. 1, pp. 423-426, 1992.
- [Nik94] H. Nikookar, et H. Hashemi, "Phase Modeling of Indoor Radio Channels," *Proc. 44th IEEE Veh. Tech. Conf.*, vol. 3, pp. 1759-1763, 1994.
- [Nkg60] M. Nakagami, "The m -distribution — A General Formula of Intensity Distribution of Rapid Fading," dans *Statistical Methods in Radio Wave Propagation*, Pergamon Press, 1960.

- [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. Papouïs, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, McGraw-Hill, 1984.
- [Par91] J.D. Parsons, D.A. Demery, et A.M.D. Turkmani, "Sounding Techniques for Wideband Mobile Radio Channels: A Review," *IEE Proceedings*, Pt I, vol. 138, pp. 327-333, oct. 91.
- [Per60] J.N. Pierce, et S. Stein, "Multiple Diversity with Nonindependent Fading," *Proc. of the IRE*, pp. 89-104, jan. 60.
- [Prc58] J.N. Pierce, "Theoretical Diversity Improvement in Frequency-Shift Keying," *Proc. IRE*, vol. 46, pp. 903-910, mai 58.
- [Prk83] J.G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 1983.
- [Rap91] T.S. Rappaport, S.Y. Seidel, et K. Takamizawa, "Statistical Channel Impulse Response Models for Factory and Open Plan Building Radio Communication System Design," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 39, pp. 794-807, mai 91.
- [Pur79] M.B. Pursley, et H.F.A. Roefs, "Numerical Evaluation of Correlation Parameters for Optimal Phases of Binary Shift-Register Sequences," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 27, pp. 1597-1604, oct. 79.
- [Sal87] A.A.M. Saleh, et R.A. Valenzuela, "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 5, pp. 128-137, fév. 87.
- [Sch66] M. Schwartz, W.R. Bennett, et S. Stein, *Communication Systems and Techniques*, McGraw-Hill, 1966.
- [Stn87] S. Stein, "Fading Channel Issues in System Engineering," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 5, pp. 68-89, fév. 87.
- [Str80] G. Strang, *Linear Algebra and its Applications*, Academic Press, 1980.
- [Suz77] H. Suzuki, "A Statistical Model for Urban Radio Propagation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 25, pp. 673-680, juil. 77.
- [Sch91] L.L. Scharf, *Statistical Signal Processing Detection, Estimation, and Time Series Analysis*, Addison-Wesley, 1991.

- [SW94] H. Stark, et J.W. Woods, *Probability, Random Processes, and Estimation Theory for Engineers*, Second Edition, Prentice-Hall, 1994.
- [TLo93] T. Lo, J. Litva, et H. Leung, "Estimating the Impulse Response of Indoor Radio Channels Using Signal Subspace Techniques," *IEE Proceedings*, Pt I, vol. 140, pp. 203-210, juin 93.
- [Tur72] G.L. Turin, F.D. Clapp, T.L. Johnston, S.B. Fine, et D. Lavry, "A Statistical Model of Urban Multipath Propagation," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 21, pp. 1-9, fév. 72.
- [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.
- [Wan85] H. Wang, et M. Kaveh, "Coherent Signal Subspace Processing for the Detection and Estimation of Angles of Arrivals of Multiple WideBand Sources," *IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Processing*, vol. 33, pp. 823-837, août 85.
- [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.
- [Wax89] M. Wax, et I. Ziskind, "Detection of the Number of Coherent Signals by the MDL Principle," *IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Processing*, vol. 37, pp. 1190-1196, août 89.
- [Wax91] M. Wax, "Detection and Localization of Multiple Sources Via the Stochastic Signals Model," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 39, pp. 2450-2456, nov. 91.
- [Wec88] J.P. de Weck, P. Merki, et R.W. Lorenz, "Power Delay Profiles Measured in Mountainous Terrain," *38th IEEE Veh. Tech. Conf. Record*, vol. 1, pp. 105-112, 1988.
- [Wil94] D.B. Williams, "Counting the Degrees of Freedom When Using AIC and MDL to Detect Signals," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 42, pp. 3282-3284, nov. 94.
- [Won90] K.M. Wong, Q.-T. Zhang, J.P. Reilly, et P.C. Yip, "On Information Theoretic Criteria for Determining the Number of Signals in High Resolution Array Processing," *IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Processing*, vol. 38, pp. 1959-1971, nov. 90.

-
- [Wu94] W.W. Wu, E.F. Miller, W.L. Pritchard, et R.L. Pickholtz, "Mobile Satellite Communications", *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, no.9, pp. 1431-1448, sept. 94.
- [Xu95] W. Xu, et M. Kaveh, "Analysis of the Performance and Sensitivity of Eigendecomposition-Based Detectors," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 43, pp. 1413-1426, juin 95.
- [Xug94] G. Xu, Y. Cho, et T. Kailath, "Application of Fast Subspace Decomposition to Signal Processing and Communication Problems, " *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 42, pp. 1453-1461, juin 94.
- [Yeg91] P. Yegani, et C.D. McGillem, "A Statistical Model for the Factory Channel", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 39, pp. 1445-1453, oct. 91.
- [Zha86] L.C. Zhao, P.R. Krishnaiah, et Z.D. Bai, "On Detection of the Number of Signals in the Presence of White Noise," *Jour. Multivariate Anal.*, vol. 20, pp. 1-25, 1986.
- [Zhn89] Q.-T. Zhang, K.M. Wong, P.C. Yip, et J.P. Reilly, "Statistical Analysis of the Performance of Information Theoretic Criteria in the Detection of the Number of Signals in Array Processing," *IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Processing*, vol. 37, pp. 1557-1567, oct. 89.
- [Zis88] I. Ziskind, et M. Wax, "Maximum Likelihood Localization of Multiple Sources by Alternating Projection," *IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Processing*, vol. 36, pp. 1553-1560, oct. 88.
-