

INFORMATION TO USERS

This manuscript has been reproduced from the microfilm master. UMI films the text directly from the original or copy submitted. Thus, some thesis and dissertation copies are in typewriter face, while others may be from any type of computer printer.

The quality of this reproduction is dependent upon the quality of the copy submitted. Broken or indistinct print, colored or poor quality illustrations and photographs, print bleedthrough, substandard margins, and improper alignment can adversely affect reproduction.

In the unlikely event that the author did not send UMI a complete manuscript and there are missing pages, these will be noted. Also, if unauthorized copyright material had to be removed, a note will indicate the deletion.

Oversize materials (e.g., maps, drawings, charts) are reproduced by sectioning the original, beginning at the upper left-hand corner and continuing from left to right in equal sections with small overlaps.

ProQuest Information and Learning
300 North Zeeb Road, Ann Arbor, MI 48106-1346 USA
800-521-0600

UMI[®]



Université d'Ottawa • University of Ottawa

**DIVERSITÉ DOPPLER ET
DIVERSITÉ DE L'ESPACE SIGNAL
POUR LA TRANSMISSION DANS LES CANAUX À
ÉVANOUISSEMENTS**

par

Richard Boudreau

Thèse soumise à la
Faculté des études supérieures et postdoctorales
conformément aux exigences du grade de
Maître ès sciences appliquées
en génie électrique

Thèse de maîtrise

Institut de génie électrique et de génie informatique d'Ottawa-Carleton
École d'ingénierie et de technologie de l'information
Département de génie électrique
Faculté de génie
Université d'Ottawa
Avril 2002

© Richard Boudreau, 2002



National Library
of Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque nationale
du Canada

Acquisitions et
services bibliographiques

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

Our file Notre référence

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

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

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

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

0-612-76514-8

*Cette thèse est dédiée à
mes parents,
Simon et Monique,
qui m'ont donné le goût d'apprendre,
et à ces professeurs,
qui m'ont beaucoup influencé :
Mme Exilia Godin,
M. Alfred Blanchard,
M. Marcel Garvie
et
M. Donald Violette.*

Résumé

LA PROPAGATION dans les canaux de radiocommunications mobiles représente un défi considérable pour les concepteurs de systèmes de télécommunications. Les variations temporelles du canal engendrent des fluctuations de puissance du signal reçu qui peuvent s'étendre sur plusieurs dizaines de dB. Dans les cas extrêmes, le signal peut être atténué au point où sa puissance est en deçà du seuil de sensibilité du récepteur. Pour pallier à ce problème, on peut recourir à des techniques de diversité. Celles-ci visent à transmettre la même information sur plusieurs voies pour diminuer la probabilité de perte du signal au récepteur. Parmi ces techniques, deux, assez récentes, peuvent être considérées comme étant intrinsèques car elles exploitent, en quelque sorte, une forme de redondance contenue dans le signal. Ce sont la diversité Doppler et la diversité de l'espace signal. Elles font l'objet du présent travail. Les concepts de base sont expliqués, et on présente les résultats de simulations dans des canaux à évanouissements de Rayleigh et de Rice.

Remerciements

LA POSSIBILITÉ d'acquérir une spécialisation en génie électrique est un rêve que je caressais depuis plusieurs années. À l'été 1998, une occasion de transformer ce rêve en réalité s'est présentée, et je l'ai saisie. Si, aujourd'hui, je me considère privilégié d'avoir pu réorienter ma carrière dans le domaine fascinant des télécommunications, j'en suis redevable à plusieurs personnes et organismes.

Je tiens d'abord à exprimer toute ma gratitude à mes deux co-directeurs de thèse, le Dr. Abbas Yongaçoğlu et le Dr. Jean-Yves Chouinard, pour avoir si gentiment accepté de superviser mes travaux de recherche. Leur expertise, tant théorique que pratique, et leurs conseils ont été très appréciés. C'est aussi le Dr. Chouinard, qui, par ses nombreux contacts dans le monde du travail, a contribué à l'obtention du poste que j'occupe présentement au Centre de recherches sur les communications, à Ottawa. Je l'en remercie grandement.

Je désire aussi remercier les organismes suivants pour leur contribution financière : le Ministère de l'Éducation et de la Formation du Gouvernement de l'Ontario, la Faculté des études supérieures et postdoctorales de l'Université d'Ottawa, ainsi que le Gouvernement du Canada pour l'allocation de formation et d'études dont j'ai pu bénéficier pendant la durée de mes études. Le Conseil de recherches en sciences naturelles et en génie a également contribué au financement de cette recherche. Toutes ces contributions m'ont libéré des soucis financiers pendant mes deux années d'études à temps plein. J'en suis très reconnaissant.

Enfin, j'ajoute des remerciements à mon frère François pour son aide avec la mise en page de ce document au moyen de L^AT_EX.

Table des matières

Résumé	iii
Remerciements	iv
Table des matières	v
Table des figures	ix
Liste des tableaux	xii
Liste des abréviations	xiii
Liste des symboles	xv
1 Introduction	1
1.1 Objectifs de ce travail	2
1.2 Organisation du document	2
2 Le canal de radiocommunication mobile	4
2.1 Le canal fixe : un système LIT	4
2.2 Le canal de radiocommunication mobile : un système LVT	5
2.3 Modèles de propagation dans les canaux multivoies	6
2.3.1 Les modèles de propagation à grande échelle	6
2.3.2 Les modèles de propagation à petite échelle	7
2.4 Réponse impulsionnelle des canaux multivoies	7

2.5	Analyse du canal multivoies par l'approche stochastique	10
2.6	Classification des types d'évanouissements	13
2.6.1	Effets dus à la dispersion temporelle	13
2.6.2	Effets dus à la dispersion en fréquence	14
2.7	Modèles statistiques des canaux à évanouissements	15
2.7.1	Modèle de Rayleigh	15
2.7.2	Modèle de Rice	15
2.7.3	Modèle de Nakagami- m	17
2.8	Le canal à évanouissements de Rayleigh non-sélectif en fréquence	18
2.9	Courbes de performance	20
2.9.1	Canal AWGN	22
2.9.2	Canal à évanouissements de Rayleigh	22
	Détection cohérente	22
	Détection non cohérente	23
2.10	Conclusion	24
3	Quelques notions générales à propos de la diversité	26
3.1	Principe de base de la diversité	26
3.2	Quelques techniques de diversité utilisées	27
3.3	La combinaison des signaux	28
3.4	Performance d'un système avec diversité	32
3.5	Conclusion	33
4	La diversité Doppler	36
4.1	L'effet Doppler et ses conséquences	36
4.2	Aperçu de la diversité Doppler	37
4.2.1	Récepteur utilisé lors des simulations	39
4.3	Simulation dans un canal à évanouissements	39
4.3.1	Description du système simulé	39
4.3.2	Paramètres de simulation	44
4.3.3	Tests de validation du système	46

4.4	Résultats - canal à évanouissements de Rayleigh	49
4.4.1	Filtres Doppler de largeur 480 Hz	49
4.4.2	Filtres Doppler de largeur 1200 Hz	50
4.4.3	Filtres Doppler de largeur 2400 Hz	53
4.5	Résultats - canal à évanouissements de Rice	53
4.6	Conclusion	55
5	La diversité de l'espace signal	58
5.1	Le concept de la diversité de l'espace signal	58
5.1.1	Effet de la rotation de la constellation	59
5.1.2	Effet de l'entrelacement des composantes I et Q	61
5.1.3	Généralisation à des dimensions supérieures	61
5.1.4	Gain de la diversité	62
5.1.5	Le décodeur à maximum de vraisemblance	62
5.2	Description de la simulation	63
5.2.1	Système simulé	63
5.2.2	Paramètres de simulation	66
5.2.3	Choix de l'angle de rotation	67
5.2.4	Rôle de l'entrelaceur	68
5.2.5	Tests de validation du système	73
5.3	Résultats - canal à évanouissements de Rayleigh	75
5.3.1	Variation de la taille de l'entrelaceur	75
5.3.2	Variation du Doppler normalisé	75
5.4	Résultats - canal à évanouissements de Rice	79
5.5	Conclusion	82
6	Conclusion	84
6.1	Résultats de la thèse	85
6.1.1	Diversité Doppler	85
6.1.2	Diversité de l'espace signal	85
6.2	Contributions de la thèse	86

TABLE DES MATIÈRES

viii

6.3	Suggestions de travaux futurs de recherche	87
Annexes		88
A	Simulation du canal à évanouissements de Rayleigh	88
A.1	Modèle de Clarke	89
A.2	Réalisation numérique du modèle de Clarke	92
A.3	Exemples des résultats obtenus	95
B	Simulation du canal à évanouissements de Rice	104
B.1	Formulation mathématique	104
B.2	Exemples des résultats obtenus	106
B.2.1	Cas $A = 1$ (composante directe faible)	106
B.2.2	Cas $A = 10$ (composante directe importante)	109
Bibliographie		114

Table des figures

2.1	Évanouissements à grande échelle et à petite échelle	8
2.2	Relations entre les paramètres de diffusion	12
2.3	Représentation des quatre types d'évanouissements	16
2.4	Modèle du canal à évanouissement de Rayleigh non-sélectif en fréquence	18
2.5	Distribution de l'enveloppe et de la phase dans un canal à évanouissements de Rayleigh	19
2.6	Spectre de $S(f)$ et de $R(\tau)$	21
2.7	Courbes de performances théoriques dans le canal à évanouissements de Rayleigh	25
3.1	Système de communications numériques avec diversité d'ordre L et combinaison pré-détection.	30
3.2	Système de communications numériques avec diversité d'ordre L et combinaison post-détection.	31
3.3	Courbes de performance d'un système utilisant le principe de diversité	34
4.1	Schéma du récepteur temps-fréquence à structure RAKE	38
4.2	Réponse en fréquence du filtre adapté Doppler	40
4.3	Diagramme en blocs de l'implantation d'un filtre adapté Doppler	41
4.4	Diagramme en blocs du système simulé - diversité Doppler	43
4.5	Courbes de performances en situation d'évanouissements rapides	47
4.6	Spectre de puissance du signal reçu - $f_d T \ll 1$	48
4.7	Spectre de puissance du signal reçu - $f_d T = 1.0$	48
4.8	Spectre Doppler lorsque $f_d = 2400$ Hz	49
4.9	Courbes de performance - filtres Doppler de 480 Hz	51

4.10	Courbes de performance - filtres Doppler de 1200 Hz	52
4.11	Courbes de performance - filtres Doppler de 2400 Hz	54
4.12	Courbes de performance - filtres Doppler et canal à évanouissements de Rice	56
5.1	Constellation QPSK non-tournée dans le canal à évanouissements	59
5.2	Constellation QPSK tournée dans le canal à évanouissements	60
5.3	Diagramme en blocs du système simulé - constellations tournées	64
5.4	Constellation tournée - définition de l'angle de rotation	67
5.5	Constellation tournée - angle de rotation optimal	68
5.6	Variation du taux d'erreur en fonction de l'angle de rotation ($E_b/N_0 = 5$ dB)	69
5.7	Variation du taux d'erreur en fonction de l'angle de rotation ($E_b/N_0 = 10$ dB)	70
5.8	Variation du taux d'erreur en fonction de l'angle de rotation ($E_b/N_0 = 15$ dB)	71
5.9	Caractéristiques entrée-sortie d'un entrelaceur bloc 8×8	72
5.10	Séparation entre les composantes I et Q	73
5.11	Performance - constellations tournées dans le canal gaussien	74
5.12	Comparaisons avec les résultats de Boutros et Viterbo	76
5.13	Variation de la taille de l'entrelaceur	77
5.14	Résultats de simulation avec constellations tournées	78
5.15	Courbes de performance - Rice, sans rotation	80
5.16	Courbes de performance - Rice, avec rotation	81
A.1	Densité spectrale de puissance $S(f)$ et fonction de transfert $H(f)$, lorsque $f_d = 100$ Hz.	91
A.2	Modèle de Clarke pour simuler l'évanouissement Rayleigh	93
A.3	Fonction de réponse impulsionnelle des filtres FIR	96
A.4	Fonctions d'autocorrélations des échantillons gaussiens avant le filtrage FIR.	97
A.5	Fonctions d'autocorrélations des échantillons gaussiens filtrés par le filtre FIR	98
A.6	Histogrammes des échantillons en I et Q après passage dans le filtre FIR	99
A.7	Fonction d'autocorrélation des échantillons Rayleigh à la sortie du simulateur	100
A.8	Histogrammes des distributions de l'enveloppe et de la phase (Rayleigh)	101
A.9	Évolution temporelle de l'amplitude et de la phase	102
A.10	Amplitude et phase des échantillons Rayleigh en représentation polaire	103

B.1	Densité de probabilité de l'enveloppe, r , selon le modèle de Rice	107
B.2	Densité de probabilité de la phase, ψ , selon le modèle de Rice	108
B.3	Histogrammes des distributions de l'enveloppe et de la phase selon Rice ($A=1$)	110
B.4	Amplitude et phase des échantillons de Rice en représentation polaire ($A = 1$).	111
B.5	Histogrammes des distributions de l'enveloppe et de la phase selon Rice ($A=10$)	112
B.6	Amplitude et phase des échantillons de Rice en représentation polaire ($A = 10$)	113

Liste des tableaux

4.1	Paramètres de simulation du récepteur avec filtre adapté Doppler.	45
5.1	Paramètres de simulations des constellations tournées - Rayleigh	66
5.2	Paramètres de simulations des constellations tournées - Rice	82

Liste des abréviations

Abréviation	Définition
ARQ	“Automatic Repeat Request”
AWGN	“Additive White Gaussian Noise”
BPSK	“Binary Phase Shift Keying”
CDMA	“Code Division Multiple Access”
CSI	“Channel State Information”
DPSK	“Differential Phase Shift Keying”
DQPSK	“Differential Quadrature Phase Shift Keying”
FA	filtre adapté
FIR	“Finite Impulse Response”
GHz	gigahertz (10^9 Hz)
IES	Interférence entre symboles
kHz	kilohertz (1000 Hz)
LIT	linéaire et invariant dans le temps
LVT	linéaire et variable dans le temps
MEX	“Matlab Executable”

MHz	mégahertz (10^6 Hz)
MLSE	“Maximum-Likelihood Sequence Estimation”
MV	maximum de vraisemblance
QPSK	“Quadrature Phase Shift Keying”
UMTS	“Universal Mobile Telecommunication System”
WAP	“Wireless Access Protocol”

Liste des symboles

Symbole	Description
\otimes	opérateur de convolution
\odot	produit, composante à composante, entre deux vecteurs
A	amplitude de la composante en visibilité directe dans le modèle de Rice
α	vecteur des évanouissements
α	facteur d'adoucissement d'un filtre en cosinus surélevé
α_i	composante i du vecteur α
$\alpha(\tau; t)$	atténuation, au temps t , de la composante du signal ayant un délai τ
$a_k(t)$	facteur d'atténuation, au temps t , associé au parcours k
B_d	étalement Doppler du canal
B_s	largeur de bande du signal
c	vitesse de la lumière dans le vide : 3×10^8 m/s
$c(\tau; t)$	fonction de réponse impulsionnelle complexe
d	distance
d_0	distance de référence
$\delta(t)$	impulsion de Dirac

$(\Delta f)_c$	largeur de bande de cohérence du canal
$(\Delta t)_c$	temps de cohérence du canal
e	base des logarithmes naturels : 2.71828182845904 ...
E_b	énergie par bit
$E[X]$	espérance mathématique de la variable aléatoire X
$E[X(t + \tau)Y(t)]$	espérance mathématique du produit de la variable aléatoire X au temps $t + \tau$ avec la variable aléatoire Y au temps t
f	fréquence
f_c	fréquence de l'onde porteuse
f_d	fréquence Doppler maximale
$f_d T$	fréquence Doppler maximale normalisée
$f_X(x)$	fonction de densité de probabilité de la variable aléatoire X
F_d	fréquence Doppler maximale discrète
F_s	fréquence d'échantillonnage discrète
$F_X(x)$	fonction de répartition de la variable aléatoire X
$f_{X,Y}(x, y)$	fonction de densité de probabilité conjointe des variables aléatoires X et Y
$F_{X,Y}(x, y)$	fonction de répartition conjointe des variables aléatoires X et Y
γ_b	valeur moyenne du rapport E_b/N_0 à l'entrée du récepteur
$\Gamma(m)$	fonction Gamma
$h(\tau; t)$	réponse impulsionnelle au temps t à une impulsion de Dirac au temps $t - \tau$
I	composante en phase
$I_0(x)$	fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre zéro

$J_0(x)$	fonction de Bessel de première espèce et d'ordre zéro
K	facteur K de Rice
λ	fréquence Doppler
L	ordre de la diversité
L_p	perte moyenne associée au trajet p
m	indice d'évanouissement dans le modèle de Nakagami- m
μ_X	moyenne de la variable aléatoire X
$m(\mathbf{x} \mathbf{r})$	métrique pour un canal AWGN
$m(\mathbf{x} \mathbf{r}, \alpha)$	métrique pour un canal à évanouissements
\mathbf{n}	vecteur du bruit AWGN
$n(t)$	bruit additif au temps t
$n_i(t)$	bruit additif associé au parcours i , au temps t
n_i	composante i du vecteur \mathbf{n}
N_I	facteur d'interpolation
N_0	densité spectrale du bruit additif
$N(\mu, \sigma)$	variable aléatoire distribuée selon une distribution normale avec moyenne μ et écart-type σ
P_b	taux d'erreur par bit
P_W	taux d'erreur par symbole
π	constante d'Archimède : 3.14159265358979 ...
π_I	entrelaceur de la composante en phase
π_I^{-1}	désentrelaceur de la composante en phase

π_Q	entrelaceur de la composante en quadrature
π_Q^{-1}	désentrelaceur de la composante en quadrature
$\phi_i(t)$	déphasage du parcours i au temps t
$\phi_c(\tau)$	profil d'intensité multivoie du canal à évanouissements
$\phi_c(\tau_1, \tau_2; \Delta t)$	fonction d'autocorrélation de $c(\tau; t)$
$\phi_c(\Delta f; \Delta t)$	fonction de corrélation à espacement de fréquence et de temps du canal
Q	composante en quadrature
$r(t)$	signal reçu au temps t
\mathbf{r}	vecteur du signal reçu
r_i	composante i du vecteur \mathbf{r}
$r_{bb}(t)$	signal reçu en bande de base au temps t
R_s	débit en symboles par seconde
$R_Y(\tau)$	fonction d'autocorrélation de la variable aléatoire Y
$R_{X,Y}(\tau)$	fonction d'intercorrélation des variables aléatoires X et Y
$s(t)$	signal transmis au temps t
\mathbf{s}	vecteur du signal transmis
s_i	composante i du vecteur \mathbf{s}
$s_{bb}(t)$	équivalent complexe en bande de base de $s(t)$
σ	écart-type
σ^2	variance
σ_τ	délai quadratique moyen
\mathbf{R}	matrice de rotation

$S(\tau, \lambda)$	fonction de diffusion du canal à évanouissements
$S_c(\lambda)$	spectre Doppler du canal
$S_X(f)$	densité spectrale de puissance de $x(t)$
$S_{in}(f)$	densité spectrale de puissance à l'entrée d'un filtre
$S_{out}(f)$	densité spectrale de puissance à la sortie d'un filtre
τ	délai
$\bar{\tau}$	délai excédentaire moyen
$\tau_k(t)$	délai temporel associé au parcours k , au temps t
T_s	durée d'un symbole
T_m	étalement multivoies du canal
θ	angle de rotation d'une constellation tournée
v	vitesse relative entre le transmetteur et le récepteur
$w(t)$	bruit additif complexe au temps t
W	largeur de bande de transmission
x_n	symbole transmis
\hat{x}_n	estimation du symbole transmis
$X(f)$	spectre d'amplitude de $x(t)$
$Z_{m,i}$	estimation du symbole m pour le parcours i
Z_m	estimation du symbole m

Chapitre 1

Introduction

In a world where people and cultures are separate, the food people eat, the clothes they wear, their daily customs, jokes and music, are incomprehensible to one another. But in the GLOBAL VILLAGE - where WE live - these things, even when they're new or unfamiliar are never entirely strange. The humanity in them finds a way to resonate in each of us. And that's what the GLOBAL VILLAGE is all about.

Marshall McLuhan

LA DÉCENNIE qui s'est achevée aura été témoin d'une évolution fulgurante dans le secteur des télécommunications ; évolution qui n'est pas sans nous rapprocher du village global prophétisé par le sociologue canadien Marshall McLuhan, en 1962, dans son livre *The Gutenberg Galaxy* [McL62]. L'émergence des chaînes d'informations continues nous permet maintenant de suivre quasi-instantanément l'actualité planétaire, et ce vingt-quatre heures sur vingt-quatre. Le réseau Internet, jadis l'apanage de la communauté scientifique, est devenue une gigantesque toile sans frontières qui relie des millions de personnes sur tous les continents. Les téléphones cellulaires, dont la part du marché va continuellement en s'accroissant, permet une plus grande mobilité aux usagers en leur offrant un accès au réseau de téléphonie, quelque soit l'endroit où ils se trouvent. Récemment, on a même assisté au développement du protocole *Wireless Access Protocol (WAP)* permettant le transfert de pages web simples.

La prochaine décennie n'entend pas demeurer en reste de la précédente. La radio et la télévision numériques, déjà en vogue en Europe, devraient atteindre leurs périodes de maturité en Amérique du

Nord. La téléphonie mobile de troisième génération, basée sur la norme *Universal Mobile Telecommunication System (UMTS)*, est en voie de s'implanter [Swe00] et elle devrait permettre l'accès sans-fil à l'Internet.

À la lumière des travaux en cours, un constat s'impose : ces futures applications nécessiteront le transfert d'information à débit élevé dans des canaux de radiocommunications mobiles [NSC00], ce qui représente un défi de taille pour les concepteurs de systèmes. En effet, le canal de radiocommunication mobile est un canal variable dans le temps : le signal transmis est sujet aux phénomènes de dispersion temporelle et fréquentielle. Ceci entraîne des fluctuations importantes de l'enveloppe du signal, et même parfois des pertes momentanées du signal reçu. On qualifie ce canal de canal à évanouissements. Beaucoup d'efforts de recherche sont consacrés à améliorer la performance dans ces canaux. Le codage et la diversité sont, par exemple, deux techniques fréquemment utilisées à cet effet.

1.1 Objectifs de ce travail

Dans ce travail, nous nous penchons sur l'étude de deux techniques de diversité qui ont été suggérées au cours des dernières années. Ce sont la diversité Doppler [SA97b], et la diversité de l'espace signal [BV98]. Les deux techniques en question seront étudiées, implantées et vérifiées dans le cadre d'une simulation du type Monte-Carlo. Nous espérons, par la même occasion, atteindre les objectifs suivants :

1. acquérir des connaissances dans le domaine de la propagation dans les canaux de radiocommunications mobiles ;
2. approfondir deux techniques de diversité proposées récemment dans la littérature : la diversité Doppler et la diversité de l'espace signal ; et, finalement
3. développer des habiletés dans la simulation numérique de systèmes de télécommunications.

1.2 Organisation du document

L'organisation du document est la suivante.

Le chapitre 2 passe en revue les caractéristiques principales du canal de radiocommunication mobile et présente les modèles les plus fréquemment utilisés pour décrire ces canaux, soient le modèle de Rayleigh, le modèle de Rice et le modèle de Nakagami.

Au chapitre 3, nous nous penchons sur la technique de la diversité : une méthode utilisée pour aider à combattre le phénomène d'évanouissement dans les canaux de radiocommunications mobiles. Ce chapitre sert à faire le pont avec les concepts de diversité étudiés dans ce travail : la diversité Doppler et la diversité de l'espace signal.

Le chapitre 4 présente les informations pertinentes à la diversité Doppler, soient l'explication du concept, les simulations effectuées et les résultats obtenus.

Le chapitre 5 est le pendant du chapitre 4, mais en ce qui concerne la diversité de l'espace signal que l'on obtient au moyen des constellations tournées.

Enfin, dans le dernier chapitre, on revoit les résultats obtenus, et on présente des suggestions de travaux futurs.

Des informations supplémentaires, sur la simulation des canaux à évanouissements de Rayleigh et de Rice, sont inclus en annexes.

Chapitre 2

Le canal de radiocommunication mobile

CE CHAPITRE passe en revue les propriétés du canal de radiocommunication mobile qui présentent un intérêt particulier pour ce travail. Au départ, on mentionne toutefois quelques particularités du canal fixe car il sert de référence pour mieux apprécier les défis posés par la transmission dans les canaux de radiocommunications mobiles. Les principales particularités de ce dernier, sa caractérisation mathématique et la définition de quelques paramètres importants sont ensuite présentés. Finalement, on évoque quelques modèles statistiques qui décrivent le comportement des canaux à évanouissements. Ce sont : le modèle de Rayleigh, le modèle de Rice et le modèle de Nakagami. Parmi ceux-ci, on s'attardera davantage au modèle de Rayleigh et de Rice car ce sont ceux qui ont été utilisés lors des simulations.

2.1 Le canal fixe : un système LIT

Dans un canal de transmission fixe, constitué par exemple soit de conducteurs coaxiaux, de fibres optiques ou de paires de fils en torsades, les propriétés du canal sont en général suffisamment constantes dans le temps pour que l'on puisse considérer l'ensemble transmetteur, canal et récepteur comme un **système linéaire et invariant dans le temps (LIT)**. Cette propriété importante fait en sorte que si l'on connaît la réponse impulsionnelle du canal, c.-à-d., la réponse à une impulsion de Dirac, alors on peut

connaître la réponse pour un signal transmis quelconque en effectuant la convolution entre la réponse impulsionnelle et le signal en question. Par exemple, si $h(t)$ est la réponse impulsionnelle du canal et $s(t)$ le signal transmis, alors le signal reçu, $r(t)$, s'exprime comme :

$$r(t) = s(t) \otimes h(t) \quad (2.1)$$

$$r(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) s(t - \tau) d\tau \quad (2.2)$$

Comme un canal physique est généralement imparfait, du bruit s'ajoute au signal lors de son passage dans le canal et le signal reçu prend plutôt la forme suivante :

$$r(t) = s(t) \otimes h(t) + n(t) \quad (2.3)$$

$$r(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) s(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (2.4)$$

Souvent, le terme $n(t)$ représente un AWGN et le canal porte le nom de **canal à bruit blanc, additif et gaussien** (AWGN).

2.2 Le canal de radiocommunication mobile : un système LVT

Contrairement au canal de radiocommunications câblé, dans un canal de radiocommunication mobile, les signaux envoyés par la source sont réfléchis, réfractés et diffusés par les obstacles naturels et artificiels, et ils atteignent le récepteur en empruntant une multitude de parcours. On désigne ce phénomène sous le nom de **propagation multivoie**. De plus, comme il y a un mouvement relatif entre la source et le récepteur, le canal de transmission évolue constamment et les signaux atteignent le récepteur en empruntant des voies différentes au cours du temps.

En vertu de ces propriétés, les canaux multivoies sont caractérisés par une fonction de réponse impulsionnelle $h(\tau; t)$ qui dépend à la fois du temps d'observation t et du temps d'excitation τ . Le canal multivoie agit donc comme un filtre **linéaire et variable dans le temps (LVT)** [Rap96, chapitre 4]. À un signal transmis $s(t)$, la réponse du canal multivoie, en présence de bruit AWGN, est donnée par l'expression suivante :

$$r(t) = s(t) \otimes h(\tau; t) + n(t) \quad (2.5)$$

$$r(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau; t) s(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (2.6)$$

Tout comme pour le cas du canal AWGN, le canal linéaire et invariant dans le temps est complètement caractérisé par sa fonction de réponse impulsionnelle $h(\tau; t)$. Cependant comme le canal multivoie est non stationnaire et non déterministe, le calcul de $h(\tau; t)$ représente un défi considérable et on l'aborde par l'approche statistique.

2.3 Modèles de propagation dans les canaux multivoies

Dans les canaux multivoies, les multiples répliques du signal transmis atteignent le récepteur par des parcours de longueurs différentes et n'arrivent donc pas tous en phase au récepteur. Le signal reçu est alors la somme vectorielle de ces composantes individuelles. Il arrive qu'à certains moments ces composantes peuvent être plus ou moins en phase et alors elles interfèrent constructivement tandis qu'à d'autres moments elles sont plus ou moins hors de phase et interfèrent destructivement. Il en résulte que l'amplitude du signal reçu peut fluctuer rapidement sur plusieurs ordres de grandeurs, typiquement de 20 à 30 dB. Ce phénomène porte le nom d'évanouissement ("*fading*"). Des modèles de propagation sont utilisés pour prédire l'amplitude du signal reçu à une distance donnée du transmetteur. On les regroupe en deux grandes catégories [Rap96] : les **modèles de propagation à grande échelle** et les **modèles de propagation à petite échelle**.

2.3.1 Les modèles de propagation à grande échelle

Les modèles de propagation à grande échelle servent à estimer les pertes moyennes de trajet, \bar{L}_p , en fonction de la distance, d , entre le transmetteur et le récepteur. Si l'on connaît la valeur de \bar{L}_p pour une distance d_0 donnée, alors l'expression des pertes pour une distance, d , quelconque peut être exprimée par une loi de puissance de la forme [Sk197a] :

$$\bar{L}_p \propto \left(\frac{d}{d_0}\right)^n \quad (2.7)$$

En espace libre, l'exposant, n , vaut 2. En pratique, n peut être supérieur à 2 s'il y a des obstacles, ou inférieur à 2 si l'environnement agit comme un guide pour la propagation. Ce peut être le cas, par exemple, pour la propagation en milieu urbain.

Ces modèles sont utilisés pour de grandes distance entre le transmetteur et le récepteur, c.-à-d., des centaines de mètres, voire des kilomètres.

2.3.2 Les modèles de propagation à petite échelle

Les modèles de propagation à petite échelle, aussi appelé modèles d'évanouissements, sont utilisés pour caractériser les fluctuations rapides du signal reçu sur une petite distance (de l'ordre de quelques longueurs d'ondes) ou pour de petites durées (de l'ordre de quelques secondes).

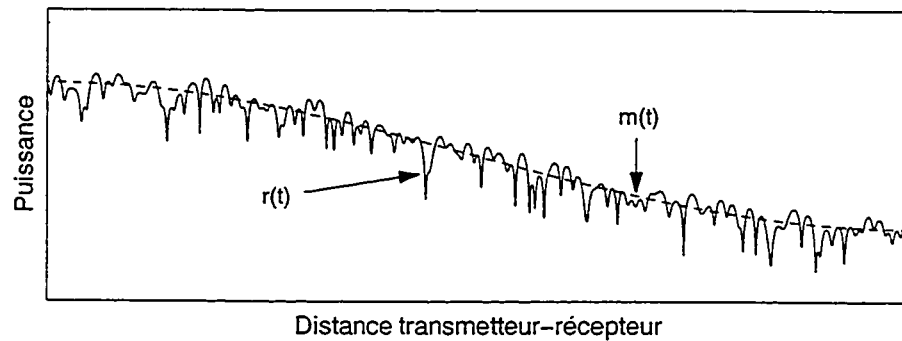
Dans cette étude, nous allons nous concentrer sur les modèles de propagation à petite échelle car ce sont eux qui sont pertinents pour la nature de ce travail.

La figure 2.1 permet de comparer les domaines d'applications de ces deux modèles. Elle affiche le profil de la puissance d'un signal reçu en fonction de sa distance depuis le transmetteur. Dans la partie (a), on montre qu'à un temps, t , donné, ce profil peut présenter des fluctuations locales telles qu'indiquées par la courbe $r(t)$. Le modèle de propagation à grande échelle ne sert qu'à prédire la valeur moyenne de la puissance en fonction de la distance. Par contre, les modèles de propagation à petite échelle s'intéressent aux variations autour de cette moyenne tel que montré dans la partie (b) de la même figure [Skl97a].

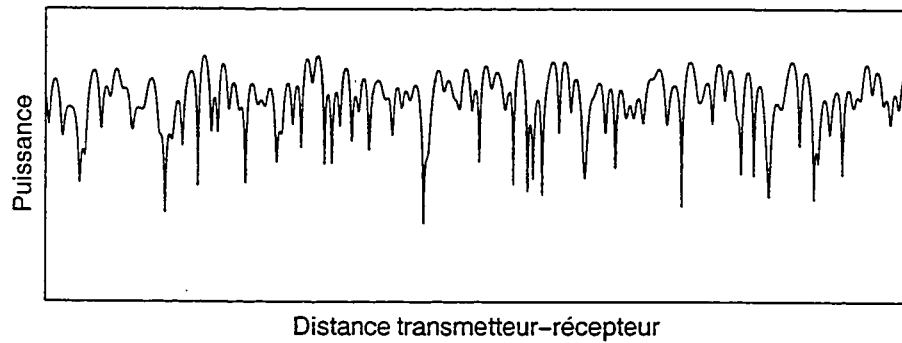
2.4 Réponse impulsionnelle des canaux multivoies

Dans cette section, on dérive une expression générale pour la réponse impulsionnelle du canal linéaire et variable dans le temps. Il s'agit d'une expression importante car c'est sur elle que s'appuie l'analyse stochastique, qui suit, et qui permet de d'extraire des paramètres importants servant à caractériser ces canaux.

Comme il a été mentionné à la section 2.2, on assimile les canaux multivoies a des filtres linéaires variables dans le temps [Rap96, chapitre 4]. L'appellation **filtre linéaire** du canal provient du fait que le signal reçu à un instant donné est la somme de plusieurs composantes ayant chacune leur amplitude et leur déphasage. L'aspect **variable dans le temps** provient du mouvement relatif entre le transmetteur et le récepteur. Les filtres linéaires et variables dans le temps sont décrits par une fonction de réponse



(a)



(b)

FIG. 2.1: Évanouissements à grande échelle et à petite échelle. En (a), la puissance du signal reçu varie selon $r(t)$ en fonction de la distance. Toutefois, le modèle de propagation à grande échelle ne peut que prédire les variations de la valeur de la puissance moyenne, indiquée par $m(t)$. Les modèles de propagation s'intéressent plutôt aux variations rapides de la puissance autour de cette valeur moyenne. C'est ce qui est montré en (b).

impulsionnelle de la forme $h(\tau; t)$. Un modèle souvent utilisé pour la décrire lui attribue la forme suivante :

$$h(\tau; t) = \sum_{k=1}^N a_k(t) \delta(\tau - \tau_k(t)) \quad (2.8)$$

où N est le nombre de parcours dans le canal ; les $\{a_k\}$ sont les facteurs d'atténuation, variables dans le temps, pour les N parcours ; et les $\{\tau_k(t)\}$ sont les délais associés à ces N parcours.

Si le signal transmis est $s(t) = \text{Re}\{s_{bb}(t) \exp^{j2\pi f_c t}\}$, où $s_{bb}(t)$ est l'équivalent complexe en bande de base de $s(t)$, alors le signal reçu, $r(t)$, aura pour expression :

$$r(t) = s(t) \otimes h(t) \quad (2.9)$$

d'où

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{k=1}^N a_k(t) s(t - \tau_k(t)) \\ r(t) &= \text{Re} \left\{ \left[\sum_{k=1}^N a_k(t) \exp^{-j2\pi f_c \tau_k(t)} s_{bb}(t - \tau_k(t)) \right] \exp^{j2\pi f_c t} \right\} \end{aligned} \quad (2.10)$$

On reconnaît, entre crochets carrés, l'équivalent complexe en bande de base du signal reçu, $r_{bb}(t)$, soit :

$$r_{bb}(t) = \sum_{k=1}^N a_k(t) \exp^{-j2\pi f_c \tau_k(t)} s_{bb}(t - \tau_k(t)) \quad (2.11)$$

duquel on peut déduire la fonction de réponse impulsionnelle complexe, $c(\tau, t)$, en bande de base :

$$c(\tau; t) = \sum_{k=1}^N a_k(t) \exp^{-j2\pi f_c \tau_k(t)} \delta(\tau - \tau_k(t)) \quad (2.12)$$

La dérivation de $c(\tau, t)$ s'est effectuée en supposant que le nombre de parcours est discret. En pratique, il arrive plutôt que le nombre de parcours forme un continuum temporel et la sommation dans l'équation 2.10 est alors remplacé par une intégrale :

$$r(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} a(\tau; t) s(t - \tau) d\tau \quad (2.13)$$

Par une procédure identique à celle établie ci-haut, on démontre que la réponse impulsionnelle en bande de base s'écrit comme suit :

$$c(\tau; t) = a(\tau; t) \exp^{-j2\pi f_c \tau} \quad (2.14)$$

Cette expression représente la réponse du canal multivoie au temps t à une impulsion appliquée au temps $t - \tau$.

2.5 Analyse du canal multivoies par l'approche stochastique

Contrairement au canal invariant dans le temps, le canal multivoies ne se prête pas à une analyse déterministe. Par conséquent, l'analyse d'un tel canal doit s'effectuer selon une approche stochastique. Le point de départ de cette analyse est la fonction d'autocorrélation à deux dimensions $\phi_c(\tau_1, \tau_2, \Delta t)$, de la réponse impulsionnelle en bande de base $c(\tau; t)$, définie comme suit [Pro95, chapitre 14] :

$$\phi_c(\tau_1, \tau_2, \Delta t) = E[c^*(\tau_1; t)c(\tau_2; t + \Delta t)] \quad (2.15)$$

où $E[\bullet]$ représente l'espérance mathématique de l'argument. Une simplification initiale est généralement effectuée en supposant que l'atténuation et le déphasage associés au parcours ayant pour délai τ_1 sont indépendants de l'atténuation et du déphasage du parcours ayant le délai τ_2 . Cette hypothèse est celle de la diffusion non corrélée ("*uncorrelated scattering*") [Pro95, Bel63]. Elle permet de réduire la fonction d'autocorrélation à la forme suivante :

$$\phi_c(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = E[c^*(\tau_1; t)c(\tau_2; t + \Delta t)] = \phi_c(\tau_1, \Delta t)\delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (2.16)$$

Lorsque $\Delta t = 0$, la fonction d'autocorrélation $\phi_c(\tau_1; 0) \equiv \phi_c(\tau)$ et elle exprime la puissance moyenne à la sortie du canal en fonction du délai τ . On désigne alors $\phi_c(\tau)$ sous le nom de profil d'intensité multivoie ("*multipath intensity profile*").

Lorsqu'on mesure la fonction d'autocorrélation $\phi_c(\tau)$ et que l'on trace son intensité en fonction de τ , on remarque que c'est une fonction décroissante de τ qui devient pratiquement nulle ou négligeable au delà d'une certaine valeur de τ que l'on désigne T_m . Cette quantité est appelée la dispersion multivoie ("*multipath spread*") du canal.

Il est intéressant de poursuivre l'analyse dans le domaine fréquentiel en effectuant la transformée de Fourier de $c(\tau; t)$. Cela conduit à la fonction de transfert variable dans le temps $C(f; t)$ où :

$$C(f; t) = \int_{-\infty}^{+\infty} c(\tau; t)e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.17)$$

On peut également définir une fonction d'autocorrélation dans le domaine fréquentiel tout comme on l'a fait précédemment dans le domaine spatial. En supposant que le canal est stationnaire au sens large et à diffusion non corrélée ("*wide sense stationary uncorrelated scattering*"), on peut alors écrire la fonction d'autocorrélation de $C(f; t)$ comme suit :

$$\phi_c(f_1, f_2; \Delta t) = E[C^*(f_1; t)C(f_2; t + \Delta t)] \quad (2.18)$$

Puisque $C(f; t)$ est la transformé de Fourier de $c(\tau; t)$, on peut montrer que $\phi_c(f_1, f_2; \Delta t)$ est relié à $\phi_c(\tau; \Delta t)$ par la relation [Pro95, chapitre 14] :

$$\phi_c(f_1, f_2; \Delta t) = \phi_c(\Delta f; \Delta t) \quad (2.19)$$

où $\Delta f = f_2 - f_1$. On appelle $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$ la fonction de corrélation à espacement de fréquence et de temps du canal. On la mesure en pratique en transmettant deux sinusoïdes séparées en fréquence par Δf et en effectuant l'intercorrélation des deux signaux reçus, retardés d'un délai $\Delta \tau$ entre eux.

La figure 2.2 illustre les relations entre les fonctions de corrélation et les paramètres T_m , B_d , $(\Delta f)_c$ et $(\Delta t)_c$ mentionnés précédemment. Les boîtes en traits continus indiquent les fonctions que l'on peut calculer analytiquement à partir de la fonction de corrélation en Δf et Δt , $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$, tandis que les boîtes en pointillés indiquent les paramètres qui sont dérivés de ces fonctions. Les quantités **Temps de cohérence**, $(\Delta t)_c$, et **Étalement Doppler**, B_d , sont inversement proportionnelles l'une par rapport à l'autre. Ceci est indiqué par une paire de flèches ayant les étiquettes $\approx \frac{1}{(\Delta t)_c}$ et $\approx \frac{1}{B_d}$. La relation mathématique exacte entre ces deux quantités est une fonction de la structure multivoies du canal [Rap96]. La même remarque s'applique également à la paire **Largeur de bande de cohérence**, $(\Delta f)_c$, et **Étalement multivoies**, T_m . Ces paramètres sont définis comme suit [Sk197b] :

- **Largeur de bande de cohérence** - $(\Delta f)_c$

C'est une mesure de la plage des fréquences sur laquelle la réponse du canal est considérée comme étant à-peu-près constante. Le canal laisse passer ces fréquences avec un même gain et la réponse de phase est linéaire. On peut aussi se représenter cette quantité comme étant la plage des fréquences sur laquelle deux sinusoïdes auront leurs amplitudes fortement corrélées. Si la séparation fréquentielle est supérieure à $(\Delta f)_c$, alors leurs amplitudes respectives seront affectées différemment.

- **Étalement multivoies** - T_m

L'étalement multivoies s'obtient à partir du profil d'intensité multivoies, $\phi_c(\tau)$ (aussi appelé profil puissance-délai). Il indique la durée pour laquelle la réponse impulsionnelle affecte les symboles transmis. On a mentionné précédemment que plusieurs quantités peuvent être utilisées pour caractériser cet étalement. Ce sont : le délai excédentaire moyen, $\bar{\tau}$, le délai quadratique moyen, σ_τ et le délai excédentaire maximal.

La valeur de T_m nous renseigne sur le degré d'interférence entre symboles (IES) qui existe dans

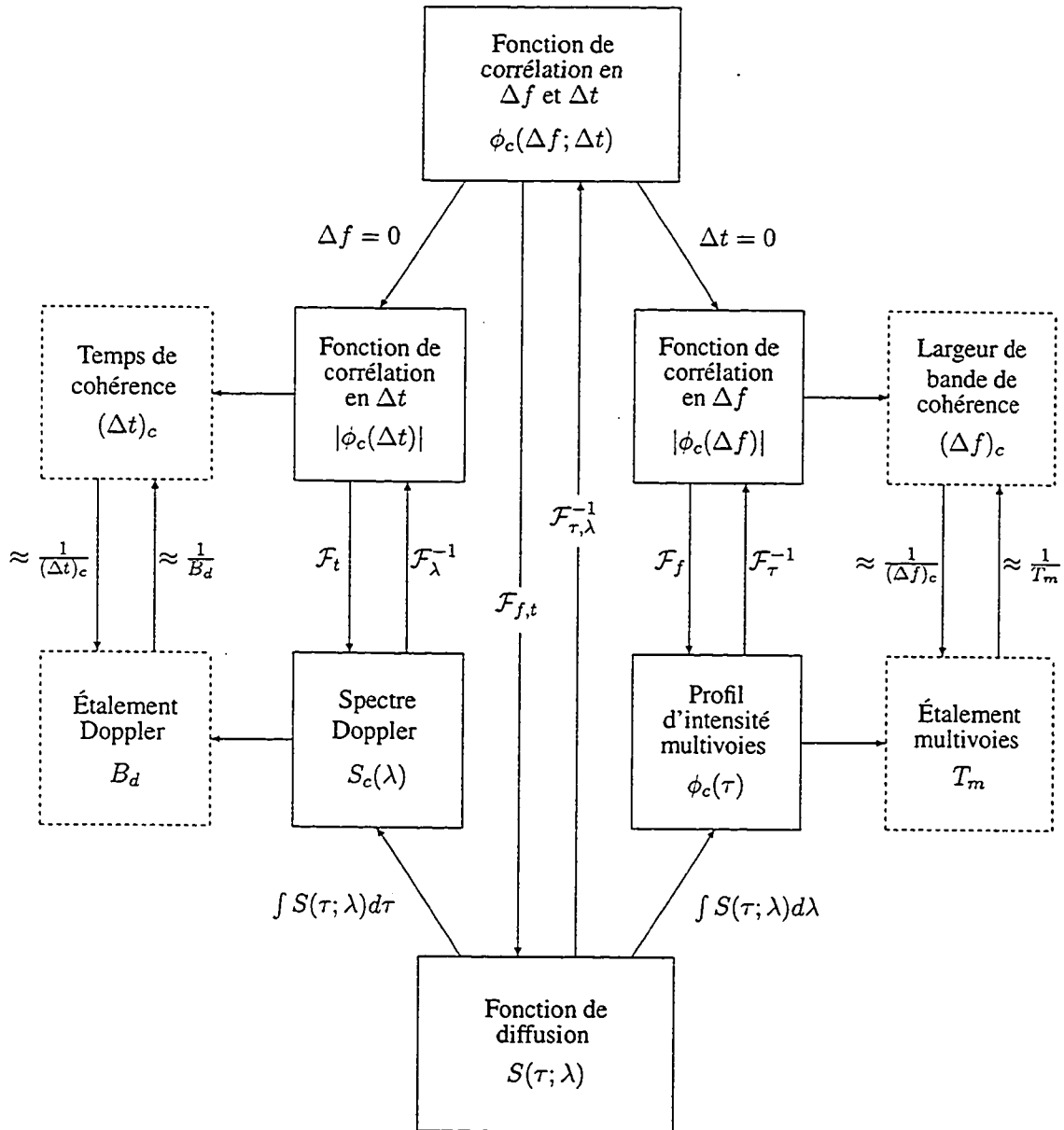


FIG. 2.2: Relations entre les diverses fonctions de corrélation et paramètres importants liés à la fonction de réponse impulsionnelle variable dans le temps pour un canal stationnaire au sens large et à diffusion non corrélée. Le symbole \mathcal{F} désigne une transformée de Fourier alors que l'opération inverse est indiquée par \mathcal{F}^{-1} .

le canal. Plus la valeur de T_m sera grande, plus la durée de l'IES sera importante.

- **Temps de cohérence - $(\Delta t)_c$**

C'est une mesure statistique de la durée pendant laquelle la réponse impulsionnelle du canal est invariante. Si deux signaux transmis sont séparés par un intervalle temporel inférieur à $(\Delta t)_c$, alors leurs amplitudes à la sortie du canal seront corrélées.

- **Étalement Doppler - B_d**

L'étalement Doppler, B_d , est le dual, dans le domaine fréquentiel, du temps de cohérence $(\Delta t)_c$. C'est une mesure de l'élargissement spectral causé par la variation temporelle du canal de radiocommunication mobile. B_d représente la plage des fréquences sur laquelle le spectre Doppler du signal reçu est non-nul.

Par exemple, si on envoie un signal de fréquence unique f_c , c.-à-d., une tonalité ou porteuse pure, le signal reçu sera étalé sur la plage des fréquences allant de $f_c - f_d$ à $f_c + f_d$ où f_d est le décalage Doppler. L'élargissement spectral dépend de f_d qui est fonction de la vitesse relative entre le transmetteur et le récepteur.

2.6 Classification des types d'évanouissements

Tel qu'on a pu le constater précédemment, la fonction de diffusion $S(\tau; \lambda)$ agit comme une fonction de réponse à deux dimensions ; les deux dimensions étant le domaine temporel (τ) et le domaine des fréquences Doppler (λ). Comme ces deux dimensions sont orthogonales entre elles, on peut analyser l'effet du canal de radiocommunication mobile sur la propagation du signal en considérant leurs effets indépendamment l'un de l'autre. La détermination du type d'évanouissement s'effectue en comparant les paramètres du signal aux paramètres du canal.

2.6.1 Effets dus à la dispersion temporelle

On peut déterminer l'effet causé par la dispersion temporelle en comparant la période du signal, T_s , au paramètre d'étalement multivoies, T_m , du canal.

- **Évanouissement plat** (“*flat fading*”)

Le phénomène d'évanouissement plat se produit lorsque $T_s \gg T_m$, ou de manière équivalente, lorsque la largeur de bande du signal, B_s , est inférieure à la largeur de bande de cohérence du canal, $(\Delta f)_c$. Les caractéristiques spectrales du signal sont préservées lors de la transmission dans un canal à évanouissement plat. Cependant, l'amplitude du signal reçu peut varier grandement au cours du temps.

On qualifie ces canaux de **canaux à bande étroite** puisque la largeur de bande du signal est inférieure à la largeur de bande de cohérence du canal.

- **Évanouissement sélectif en fréquence** (“*frequency selective fading*”)

Contrairement à l'évanouissement plat, celui-ci se produit lorsque la durée de l'étalement multivoies du canal est supérieure à la période d'un symbole, c.-à-d., $T_m \gg T_s$. Le canal induit alors de l'IES. Dans le domaine fréquentiel, on remarque que certaines fréquences sont plus atténuées que d'autres, d'où le nom d'évanouissement sélectif en fréquences.

Les canaux de ce type sont aussi connus sous le nom de **canaux à large bande** puisque la largeur de bande du canal est supérieure à la largeur de bande de la réponse impulsionnelle du canal.

2.6.2 Effets dus à la dispersion en fréquence

Dans ce cas-ci on compare les paramètres du signal (T_s et B_s) aux caractéristiques de la dispersion en fréquence, soient l'étalement Doppler, B_d , et son dual, le temps de cohérence $(\Delta t)_c$.

- **Évanouissement rapide** (“*fast fading*”)

Il se produit lorsque la durée d'un symbole est supérieure au temps de cohérence du canal ($T_s \gg (\Delta t)_c$). Ainsi la fonction de réponse impulsionnelle du canal change rapidement pendant la durée d'un symbole, ce qui entraîne une dispersion en fréquence (évanouissement sélectif dans le temps) et par conséquent une distortion du signal.

- **Évanouissement lent** (“*slow fading*”)

L'évanouissement lent se produit lorsque la fonction de réponse impulsionnelle change plus lentement que le signal : en d'autres mots, lorsque la durée d'un symbole est plus courte que le temps de cohérence du canal ($T_s \ll (\Delta t)_c$). Dans l'espace dual, la condition est $B_s \gg B_d$.

Un portrait plus complet du phénomène d'évanouissement dans un canal de radiocommunication mobile s'obtient en recoupant les effets de dispersion temporelle et de dispersion en fréquence que l'on vient d'analyser. Puisque les deux types de dispersion sont indépendants, il en résulte alors quatre formes possibles d'évanouissements. Il est possible de résumer la situation au moyen d'un diagramme à deux dimensions tel qu'illustré à la figure 2.3.

2.7 Modèles statistiques des canaux à évanouissements

Il existe plusieurs modèles pour décrire le comportement statistique de l'enveloppe d'un signal dans un canal à évanouissement. L'utilisation d'un modèle particulier dépend surtout de l'environnement dans lequel la propagation a lieu. Voici quelques-uns de ces modèles.

2.7.1 Modèle de Rayleigh

Ce modèle s'applique aux canaux pour lesquels il n'existe aucun parcours direct ("*line of sight*") entre le transmetteur et le récepteur. Dans ces cas là, les signaux transmis atteignent le récepteur par réflexion et diffraction sur des diffuseurs, et les fluctuations d'enveloppe (le module du gain complexe $\alpha(t)$) du signal reçu obéissent à la fonction de distribution de Rayleigh.

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-r^2/2\sigma^2} \quad (r \geq 0) \quad (2.20)$$

2.7.2 Modèle de Rice

Ce modèle, aussi appelé modèle Nakagami- n [SA00, p. 21], est utilisé lorsqu'il y a une composante en visibilité directe superposée aux composantes multivoies. Si l'on désigne par A l'amplitude de la composante en visibilité directe, alors la fonction de densité de probabilité, $p(r)$, du modèle de Rice s'écrit [Pro95, chap. 2] :

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-(r^2+A^2)/2\sigma^2} I_0\left(\frac{rA}{\sigma^2}\right) \quad (r \geq 0) \quad (2.21)$$

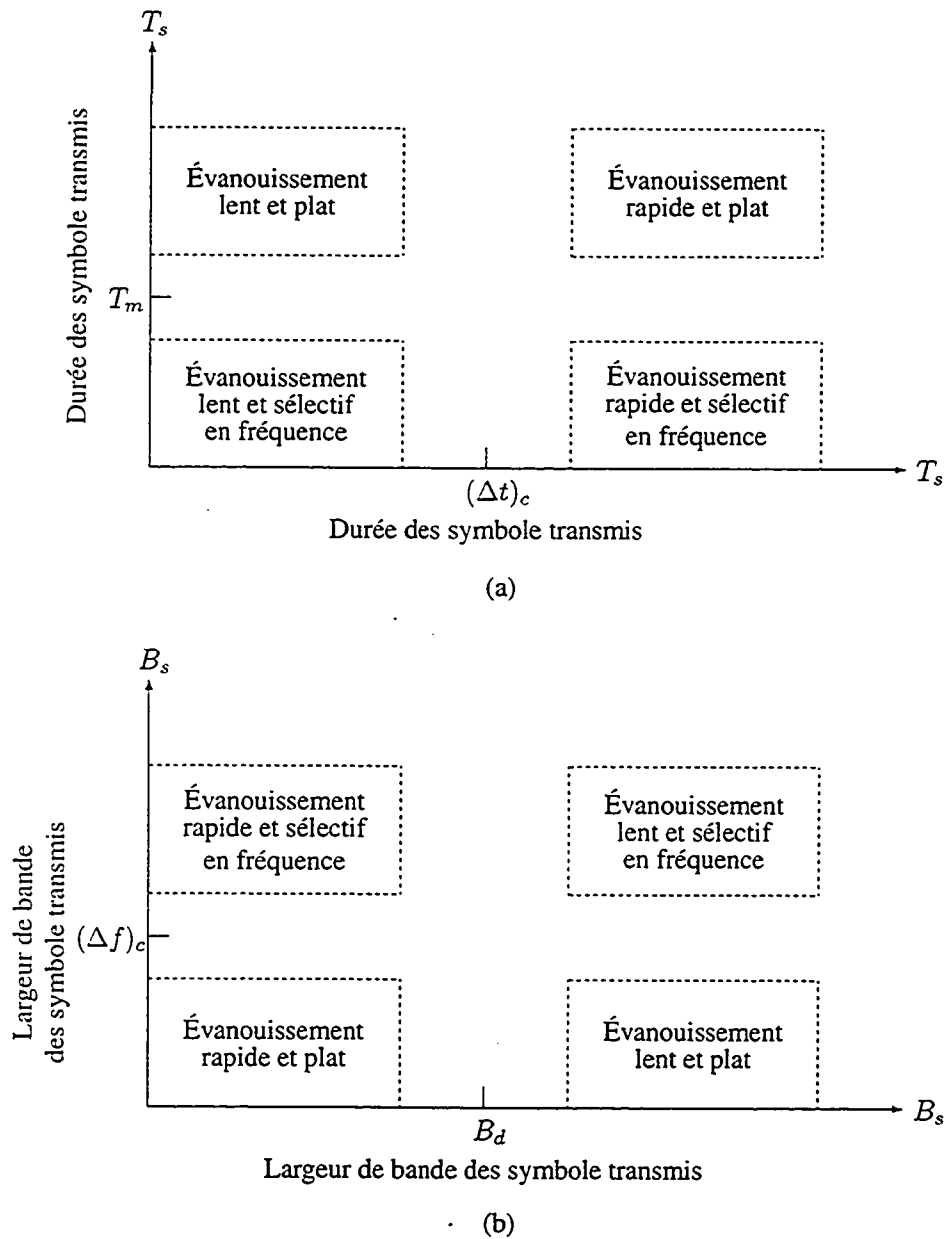


FIG. 2.3: Représentation des quatre types d'évanouissements. En (a), le classement est effectué selon la durée des symboles transmis, alors qu'en (b), il est effectué en fonction de la largeur de bande des symboles transmis.

où $I_0(x)$ est la fonction de Bessel modifiée, d'ordre zéro. Il est souvent pratique de définir le facteur K , appelé "facteur de Rice" [BB99, chap. 13] :

$$K = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (2.22)$$

ou son équivalent en décibels :

$$K(\text{dB}) = 10 \log_{10} \left(\frac{A^2}{2\sigma^2} \right) \text{ dB} \quad (2.23)$$

car il détermine le rapport entre la puissance contenue dans la composante directe, A^2 , à la puissance contenue dans les composantes multivoies, soit $2\sigma^2$.

Lorsqu'il n'y a pas de composante directe, c.-à-d., lorsque $A = 0$ (ou $K \rightarrow -\infty$), alors $I_0\left(\frac{rA}{\sigma^2}\right) = 1$ et l'on retrouve la fonction de distribution de Rayleigh. À l'autre extrême, lorsque K est très grand, la composante en visibilité directe devient dominante et la fonction de distribution de Rice tend vers une distribution normale. Le canal se comporte donc comme un canal AWGN.

2.7.3 Modèle de Nakagami- m

Ce modèle est semblable à celui de Rice mais il permet un meilleur ajustement car la fonction de distribution contient deux paramètres : r et m . L'enveloppe, r , obéit à la distribution- m de Nakagami, dont l'expression est la suivante :

$$p(r) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega} \right)^m r^{2m-1} e^{-mr^2/\Omega} \quad (r \geq 0) \quad (2.24)$$

où Ω est défini comme :

$$\Omega = E[R^2]$$

et le paramètre m , appelé **indice d'évanouissements** est défini comme le rapport de deux moments, soit :

$$m = \frac{\Omega^2}{E[(R^2 - \Omega)^2]} \quad \left(m \geq \frac{1}{2}\right)$$

Lorsque $m = 1$, la fonction de distribution $p(r)$ du modèle de Nakagami- m se réduit à la fonction de distribution du modèle de Rayleigh, tandis qu'à la limite où $m \rightarrow +\infty$ le canal à évanouissements tend vers un canal AWGN [SA00, section 2.2.1.4].

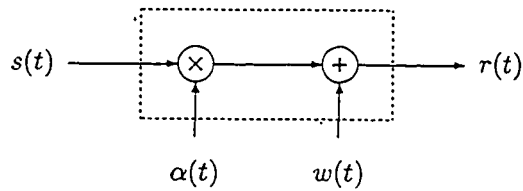


FIG. 2.4: Modèle du canal à évanouissement de Rayleigh non-sélectif en fréquence.

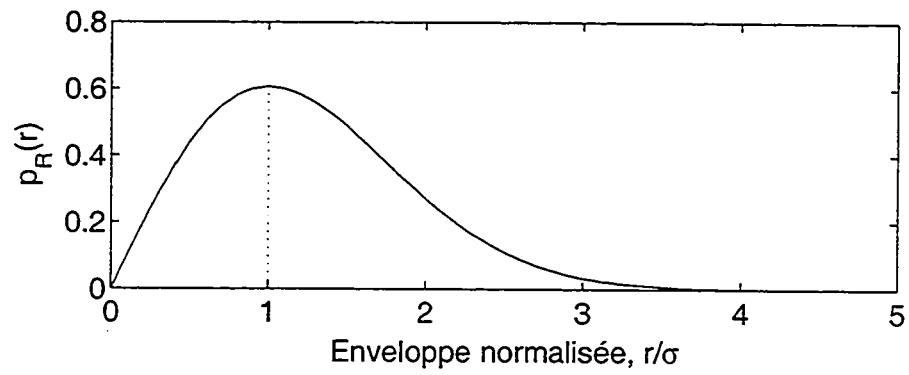
2.8 Le canal à évanouissements de Rayleigh non-sélectif en fréquence

On rencontre souvent dans la littérature l'expression **canal à évanouissements de Rayleigh non-sélectif en fréquence**. Comme on l'a vu précédemment, le canal non-sélectif en fréquence, ou plat, est un canal à bande étroite, ce qui signifie que, lors d'un évanouissement, toutes les composantes fréquentielles du signal sont atténuées simultanément. Dans le domaine temporel, l'amplitude du signal se trouve atténuée, mais la forme générale du signal ne subit pas de distortion. À des fins d'analyse, on peut représenter ce canal par le diagramme de la figure 2.4. Si $s(t)$ est le signal transmis, et $w(t)$ le bruit AWGN, alors le signal reçu, $r(t)$, s'exprime comme suit :

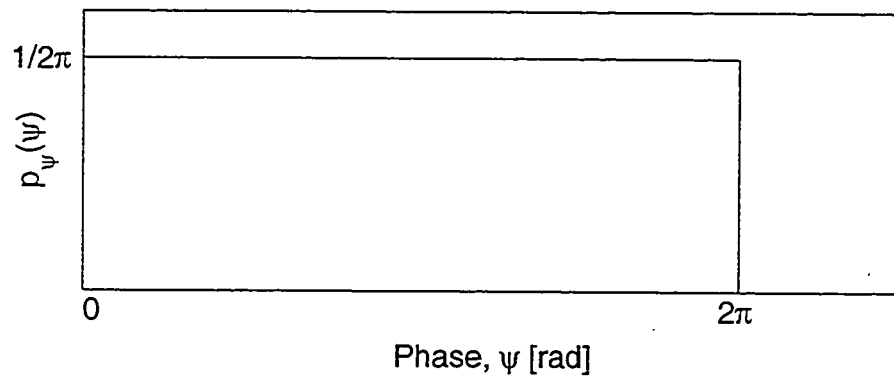
$$r(t) = \alpha(t)s(t) + w(t) \quad (2.25)$$

Dans ce modèle, $\alpha(t)$ est une variable complexe dont l'enveloppe obéit à une distribution de Rayleigh et la phase est répartie uniformément dans l'intervalle $[0, 2\pi]$. Ces deux distributions sont illustrées à la figure 2.5. Il a été montré par Gans [Gan72] que sous ces conditions là, le spectre de puissance, $S(f)$, des fluctuations de l'enveloppe du signal reçu a une forme typique en "U". Dans le cas particulier où l'antenne réceptrice est verticale, et a une longueur égale au quart de la longueur d'onde du signal transmis, l'expression pour $S(f)$ est la suivante :

$$S(f) = \begin{cases} \frac{1.5}{\pi f_d \sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_d}\right)^2}} & (|f - f_c| \leq f_d) \\ 0 & (|f - f_c| > f_d) \end{cases} \quad (2.26)$$



(a)



(b)

FIG. 2.5: La densité de probabilité de l'amplitude de l'enveloppe (a) d'un signal reçu dans un canal à évanouissements de Rayleigh obéit à une fonction de distribution de Rayleigh. La densité de probabilité de la phase (b) est répartie uniformément dans l'intervalle $[0, 2\pi]$.

où f_d est la fréquence Doppler maximale et f_c est la fréquence de la porteuse du signal transmis. La valeur de f_d est :

$$f_d = \left(\frac{v}{c}\right) f_c \quad (2.27)$$

où v est la vitesse relative entre le transmetteur et le récepteur, et c est la vitesse de la lumière dans le vide. Puisque l'on connaît maintenant l'expression pour $S(f)$, on peut alors calculer la fonction d'autocorrélation de l'enveloppe, $R(\tau)$, au moyen de la transformée de Fourier de $S(f)$, ce qui donne :

$$R(\tau) = J_0^2(2\pi f_d \tau) \quad (2.28)$$

où $J_0(x)$ est la fonction de Bessel de première espèce et d'ordre zéro.

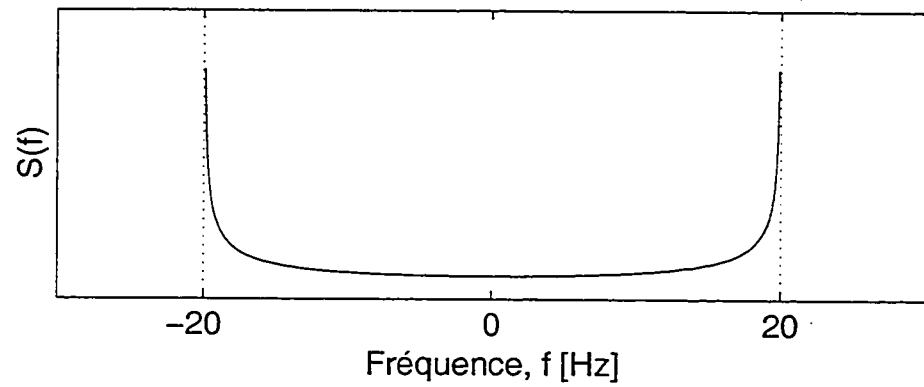
La figure 2.6 montre un exemple des fonctions $S(f)$ et $R(\tau)$, pour le cas où $f_d = 20$ Hz. L'annexe A contient plus d'informations concernant la simulation du canal à évanouissements de Rayleigh utilisée dans ce travail.

En résumé, si l'on veut simuler un canal à évanouissements de Rayleigh, il faut donc utiliser un modèle qui nous permet de reproduire fidèlement les quatre caractéristiques que l'on vient de définir, soient :

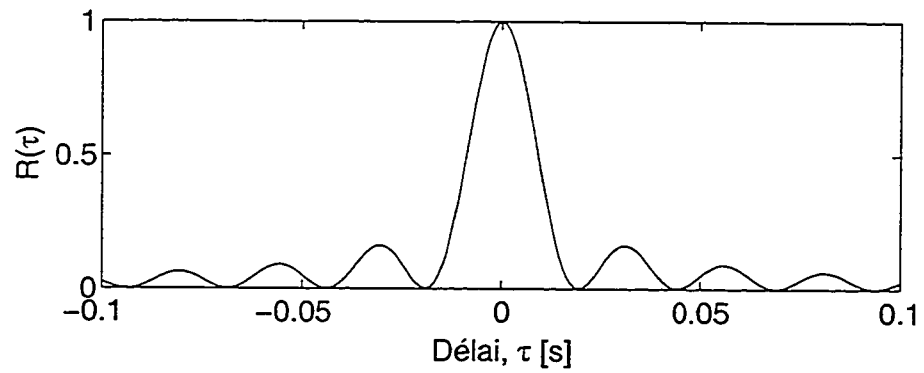
1. les valeurs instantanées de l'amplitude doivent obéir à une distribution de Rayleigh ;
2. la phase instantanée doit être répartie uniformément dans l'intervalle $[0, 2\pi]$;
3. le spectre de puissance des fluctuations de l'enveloppe, $S(f)$, doit vérifier l'équation 2.26 ; et, enfin,
4. la fonction d'autocorrélation des fluctuations de l'enveloppe $R(\tau)$, doit satisfaire l'équation 2.28.

2.9 Courbes de performance

La performance d'un système de télécommunications dans le canal à évanouissements est un phénomène complexe qui tient compte de plusieurs facteurs, incluant la forme de modulation utilisée, le type de récepteur et le type de détection. Une analyse assez exhaustive à ce sujet se trouve dans [SA00]. Cette section présente uniquement les expressions théoriques des taux d'erreurs par bit pour la modulation QPSK, avec **détection cohérente** et la **détection non cohérente** pour le canal à évanouissement



(a)



(b)

FIG. 2.6: Densité spectrale de puissance (a) et fonction d'autocorrélation de l'enveloppe (b) des fluctuations d'amplitude de l'enveloppe d'un signal se propageant dans un canal à évanouissements de Rayleigh. Dans cet exemple, la fréquence Doppler maximale, f_d , est 20 Hz.

de Rayleigh. À des fins de comparaison, on montre aussi la courbe de performance pour la modulation QPSK, employée avec la détection cohérente, dans le canal AWGN.

On utilise la détection non-cohérente dans les cas où il est impossible de suivre la phase de la porteuse au récepteur (en utilisant par exemple une boucle à verrouillage de phase pour les canaux à évanouissements rapides). On utilise alors la modulation différentielle, DQPSK, où les données sont codées de manière à ce que l'information à transmettre se trouve dans la différence de phase entre deux symboles successifs. Au récepteur, le décodage des données s'appuie, non pas sur une référence absolue, mais sur la différence entre la phase du symbole courant et celle du symbole précédent.

2.9.1 Canal AWGN

Le taux d'erreur par bit lorsqu'on utilise la modulation QPSK avec **détection cohérente** est donné par l'expression suivante [Yac93, chap. 9] :

$$P_b \approx \frac{1}{2} \left[\operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_b}) - \frac{1}{4} \operatorname{erfc}^2(\sqrt{\gamma_b}) \right] \quad (2.29)$$

où $\operatorname{erfc}(x)$ est la fonction d'erreur complémentaire de la variable x définie par :

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-u^2} du \quad (2.30)$$

et γ_b est la valeur moyenne du rapport E_b/N_0 à l'entrée du récepteur. Dans le cas du canal AWGN, $\gamma_b = E_b/N_0$.

2.9.2 Canal à évanouissements de Rayleigh

Détection cohérente

Le taux d'erreur par bit, P_b , pour la transmission dans un canal à évanouissements en utilisant la **détection cohérente** est donné par [Yac93, chap. 9], [Suz82] :

$$P_b = \frac{2}{3} \left[1 - (1 - P_W)^2 \right] \quad (2.31)$$

où P_W est le taux d'erreur par symbole ayant pour expression :

$$P_W = \frac{1}{2}(1 - F) \quad (2.32)$$

et F est le facteur suivant :

$$F = \sqrt{\frac{\gamma_b}{1 + \gamma_b}} \quad (2.33)$$

Détection non cohérente

Lorsque la valeur du Doppler normalisé, $f_d T$, augmente, on ne peut plus utiliser la détection cohérente et il faut alors recourir à la détection non-cohérente. Dans ce cas là, le taux d'erreur par bit, se calcule de la même manière que dans le cas de la détection cohérente, sauf que le facteur F vaut maintenant :

$$F = \frac{J_0(2\pi f_d T)}{\sqrt{2(1 + 1/\gamma_b)^2 - J_0^2(2\pi f_d T)}} \quad (2.34)$$

où $J_0(x)$ est la fonction de Bessel d'ordre zéro. On remarque que cette expression fait intervenir la valeur du Doppler normalisé, $f_d T$, via la fonction $J_0(2\pi f_d T)$.

La figure 2.7 montre les courbes des taux d'erreur par bit pour les trois cas énoncés précédemment. La courbe avec les tirets indique la performance pour le canal AWGN alors que celles en traits continus sont associées au canal à évanouissements Rayleigh. Pour ce dernier cas, l'étiquette DQPSK pointe vers la famille de courbe associée à des valeurs de l'écart de fréquence Doppler normalisé, $f_d T$, comprises dans l'intervalle $0 < f_d T < 0.2$.

Il est intéressant de constater l'évolution de ces trois expressions des taux d'erreurs, lorsque la valeur de γ_b augmente.

Pour le canal AWGN, le taux d'erreur diminue rapidement lorsqu'on augmente la puissance transmise. Par exemple, lorsque $\gamma_b = 9.6$ dB, on obtient un taux d'erreur $P_b = 10^{-5}$.

Dans le cas du canal à évanouissement, le taux d'erreur décroît de manière inversement proportionnelle (de manière linéaire, à l'échelle logarithmique) à la puissance reçue. Il faut donc une très grande puissance pour réduire le taux d'erreur de façon significative. Pour le cas, encore une fois, où $P_b = 10^{-5}$, il nous faut maintenant un rapport γ_b de l'ordre de 45 dB ! Ceci n'est évidemment pas à la portée de tous les transmetteurs portables, du genre téléphone cellulaire, par exemple.

Finalement, lorsque le taux des évanouissements augmente ($f_d T > 0$), la situation devient encore plus critique car à ce point le taux d'erreur atteint un seuil plancher dont la valeur dépend du Doppler normalisé, $f_d T$. On désigne aussi ce seuil sous le nom de **taux d'erreur irréductible** [Amo87].

2.10 Conclusion

Comme on peut s'en rendre compte, le canal de radiocommunication mobile est un environnement plutôt hostile pour les communications numériques. Contrairement au bruit blanc additif et gaussien, les fluctuations du type Rayleigh sont de nature *multiplicatives* et *corrélées*. Ces deux particularités engendrent les problèmes suivants :

- la *nature multiplicative* a pour conséquence que l'enveloppe du signal peut fluctuer sur une plage de plusieurs dizaines de dB. À cause de ceci, on ne peut pas remédier au problème simplement en augmentant la puissance, comme on peut le faire pour le canal à bruit blanc additif et gaussien.
- la *nature corrélée* des fluctuations donne lieu à des évanouissements profonds dont la durée peut être suffisamment grande pour affecter plusieurs bits, ou dizaines de bits, consécutifs. Ceci représente donc un défi considérable pour les techniques de codage et d'entrelacement.

Toutefois, une technique connue sous le nom de diversité permet de pallier, quoique jamais totalement, à ce problème. Le mot diversité, tel qu'employé ici, est un terme générique qui recouvre en fait plusieurs techniques. Le chapitre suivant présente la diversité sous son angle le plus général possible, et décrit brièvement quelques techniques utilisées à cette fin.

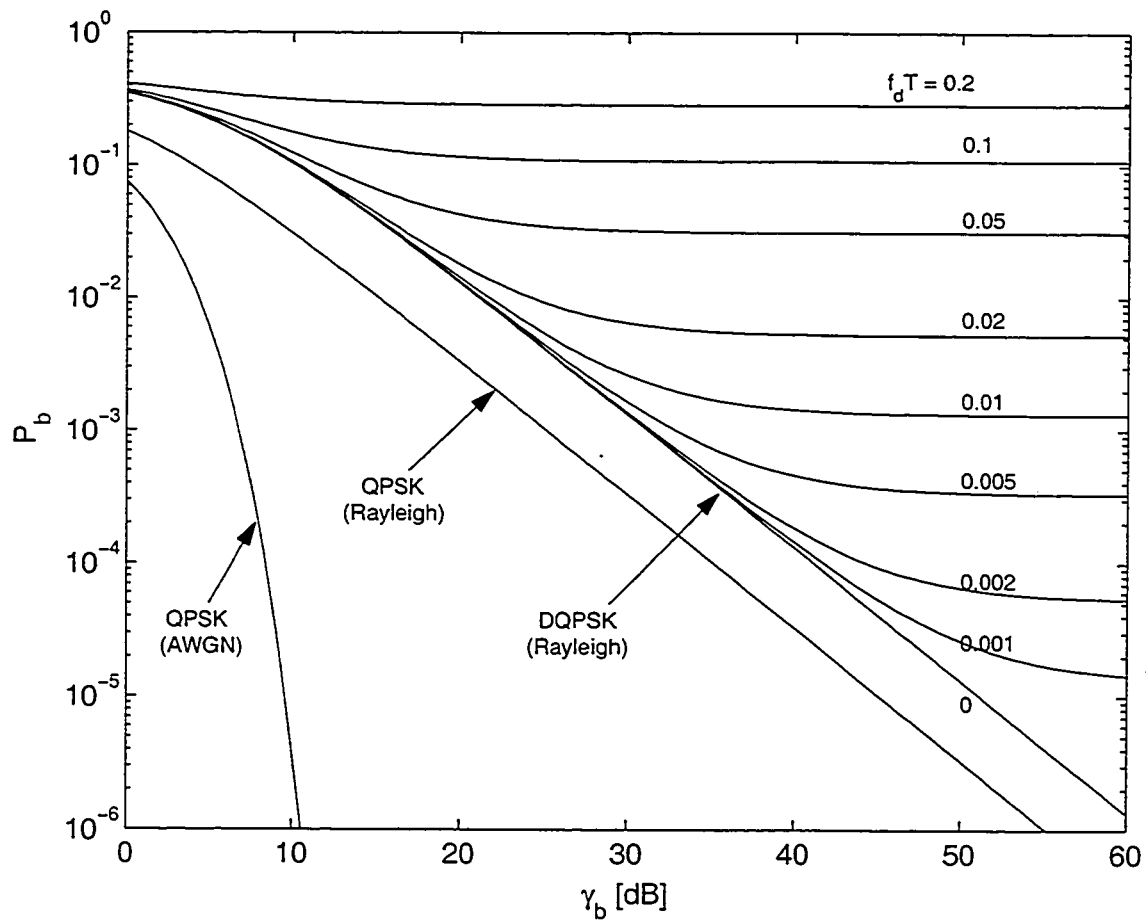


FIG. 2.7: Courbes de performances théoriques dans le canal à évanouissements de Rayleigh. P_b est le taux d'erreur par bit tandis que γ_b est le rapport E_b/N_0 moyen à l'entrée du récepteur. La courbe identifiée par l'étiquette QPSK (Rayleigh), indique la performance lorsque le taux de variation du Doppler, $f_d T$, est lent. On peut alors utiliser détection cohérente. Lorsque les variations Doppler sont rapides, on doit plutôt recourir à la modulation différentielle, DQPSK, et on utilise la détection non cohérente au récepteur. La famille de courbes identifiée par l'étiquette DQPSK (Rayleigh) montre la performance pour diverses valeurs de $f_d T$. Pour fins de comparaisons, on a aussi ajouté la courbe de performance d'un système utilisant la modulation QPSK dans le canal AWGN.

Chapitre 3

Quelques notions générales à propos de la diversité

P UISQUE l'objectif de ce travail est de développer une méthode pour améliorer la performance sur les canaux avec évanouissements, il apparaît pertinent, de prime abord, de passer en revue une technique couramment utilisée pour pallier à ce problème : la technique de la diversité. On présentera d'abord la diversité sous son angle le plus général possible : celui consistant à envoyer le même message sur deux ou plusieurs canaux, que l'on considère être indépendants les uns des autres, lorsque le signal est sujet à un évanouissement excessif ("*deep fade*") lors de son passage dans un canal de communication. Plusieurs techniques de diversité sont décrites et on s'attarde ensuite à quelques méthodes possibles pour recombinaison des signaux au récepteur de manière à améliorer la performance par rapport à un système fonctionnant sans diversité.

3.1 Principe de base de la diversité

Comme on l'a mentionné dans l'introduction de ce chapitre, le principe fondamental à la base de la diversité consiste à envoyer le même message sur plusieurs canaux **indépendants** pour exploiter le

fait que la probabilité que tous ces canaux soient simultanément dans un état d'évanouissement excessif est beaucoup plus faible que la probabilité qu'un seul de ces canaux soit dans un tel état. Supposons, par exemple, que l'on envoie un message via L canaux indépendants et que p est la probabilité que le signal dans le canal i soit atténué en dessous d'un seuil critique. Le calcul des probabilités pour des événements indépendants nous indique alors que la probabilité, P , que les L messages tombent simultanément en dessous du seuil critique est :

$$P = \prod_{i=1}^L p_i = p^L \quad (3.1)$$

Ainsi, la diversité a pour effet de réduire la probabilité que le signal reçu soit en dessous du seuil critique : la performance du système s'en trouvant dès lors améliorée.

Dans les sections qui suivent, on effectue un survol de plusieurs techniques de diversité couramment employées et on examine quelques manières de combiner les signaux à la réception.

3.2 Quelques techniques de diversité utilisées

Il existe une grande variété de techniques de diversité. En voici quelques-unes, fréquemment mentionnées dans la littérature scientifique :

1. La diversité en fréquence

La même information est transmise par L porteuses où $\Delta f \geq (\Delta f)_c$, c.-à-d., la séparation entre deux porteuses, Δf , est plus grande que la largeur de bande de cohérence du canal avec évanouissement, $(\Delta f)_c$. Cette condition est nécessaire pour garantir que les canaux ne seront pas corrélés entre eux ; ceci, dans le but d'exploiter au maximum leur diversité.

2. La diversité en temps

Une autre manière d'obtenir L versions indépendantes du signal est de le transmettre sur L différentes fenêtres temporelles ("*time slots*"). Les différentes versions du message seront décorréliées si la condition $\Delta T \geq (\Delta t)_c$, c.-à-d., si l'intervalle de transmission entre deux messages, ΔT , est supérieur au temps de cohérence du canal $(\Delta t)_c$. C'est ce type de diversité qui est utilisé, par exemple, en communication avec codage de canal avec rétroaction ARQ ("*automatic repeat request*").

3. La diversité d'antennes

Ce type de diversité peut être réalisé selon plusieurs configurations. On peut avoir soit une antenne émettrice et plusieurs antennes réceptrices ou encore plusieurs antennes émettrices et plusieurs antennes réceptrices. Pour réduire la corrélation entre les canaux, la séparation entre les antennes est au moins dix fois la longueur d'onde du signal transmis.

4. La diversité de polarisation

La diversité de polarisation utilise deux polarisations orthogonales (verticale et horizontale, ou encore, circulaire à gauche et circulaire à droite) pour transmettre le signal. Cette diversité peut aussi être couplée à la diversité d'antennes pour augmenter l'ordre de la diversité.

5. Diversité multivoies

Dans la diversité multivoies, on utilise un signal dont une largeur de bande beaucoup plus grande que la largeur de bande de cohérence du canal $(\Delta f)_c$. Dans le domaine temporel, cela signifie que le signal transmis a une durée très faible par rapport à l'étalement maximal du canal multivoies. On dit alors que le canal est sélectif en fréquence avec pour résultat qu'au récepteur on est capable de détecter les échos individuels des différents parcours associés à la structure multivoie du canal. Pour exploiter ce phénomène on utilise souvent un récepteur ayant une structure RAKE [PG58] (c.-à-d., en râteau). Ce récepteur permet d'additionner l'énergie contenue dans chacun des échos, augmentant ainsi l'intensité du signal et réduisant son bruit. Le rapport signal/bruit s'en trouve dès lors amélioré.

6. Autres techniques de diversité

Parmi les autres techniques de diversités employées, on note la diversité par angles d'arrivés, la diversité de secteur d'antennes, etc.

3.3 La combinaison des signaux

Quelque soit le modèle de diversité employé, il demeure qu'à la réception il faut combiner ces signaux ensemble afin d'extraire l'information requise. Cette combinaison des signaux s'effectue généralement soit en amont de la détection, on parle alors de "combinaison pré-détection", ou en aval de la détection, dans le cas de la "combinaison post-détection".

La figure 3.1 montre un système de communication utilisant la combinaison pré-détection. Les signaux reçus pour chacune des L branches de diversité, $r_l(t)$, sont d'abord combinés ensemble (module **Combinaison des signaux**) pour ne former qu'un seul signal, $r(t)$. Celui-ci est envoyé au récepteur qui rend alors une décision, Z_m , pour le symbole transmis m . On remarque qu'à chaque canal, i , on associe le facteur $\alpha_i(t)e^{-j\phi_i(t)}$. C'est un nombre complexe qui indique l'atténuation, $\alpha_i(t)$, et le déphasage, $e^{-j\phi_i(t)}$, du canal en question, au temps t .

La figure 3.2 illustre le cas de la combinaison post-détection. Contrairement à la combinaison pré-détection, il y a maintenant un récepteur pour chacune des L branches de diversité. Chaque récepteur fournit un estimé, $Z_{m,l}$ du symbole m (où $1 < l < L$). Le module responsable de la combinaison des signaux reçoit ces L valeurs estimées et rend la décision, Z_m , quant au symbole transmis m .

Lorsque le choix a été fait quant au type de combinaison, pré-détection ou post-détection, il reste alors à décider de la méthode de combinaison, c.-à-d., la manière dont fonctionnera le module **Combinaison des signaux** mentionné précédemment. Ce dispositif comporte autant d'entrées qu'il y a de branches de diversité mais ne comporte qu'une seule sortie. Si p_i est le signal à l'entrée i , alors le signal à la sortie, p , peut s'exprimer comme une somme pondérée des signaux provenant de chacune des branches de diversité.

$$p = \sum_{i=1}^L a_i p_i \quad (3.2)$$

Les coefficients a_i indiquent la pondération de chaque branche dans le processus de combinaison. Plusieurs méthodes ont déjà été utilisées ou proposées quant à la détermination de ces coefficients mais on remarque qu'elles sont presque toujours une variante de l'une, ou de plusieurs, de ces trois méthodes de base [Bre59].

1. Méthode de la sélection des signaux

Le dispositif de combinaison des signaux choisit le signal le plus intense parmi les L signaux. Mathématiquement, ceci revient à dire, qu'à tout moment, un seul des coefficients a_i est égal à un tandis que les autres valent zéro.

Étant donné qu'une seule des branches de diversité est "active" à la fois, cette méthode de combinaison est indifférente au fait que la combinaison soit du type pré-détection ou post-détection.

2. Méthode du rapport maximal

Dans la méthode de combinaison du rapport maximal, les phases des L signaux sont d'abord

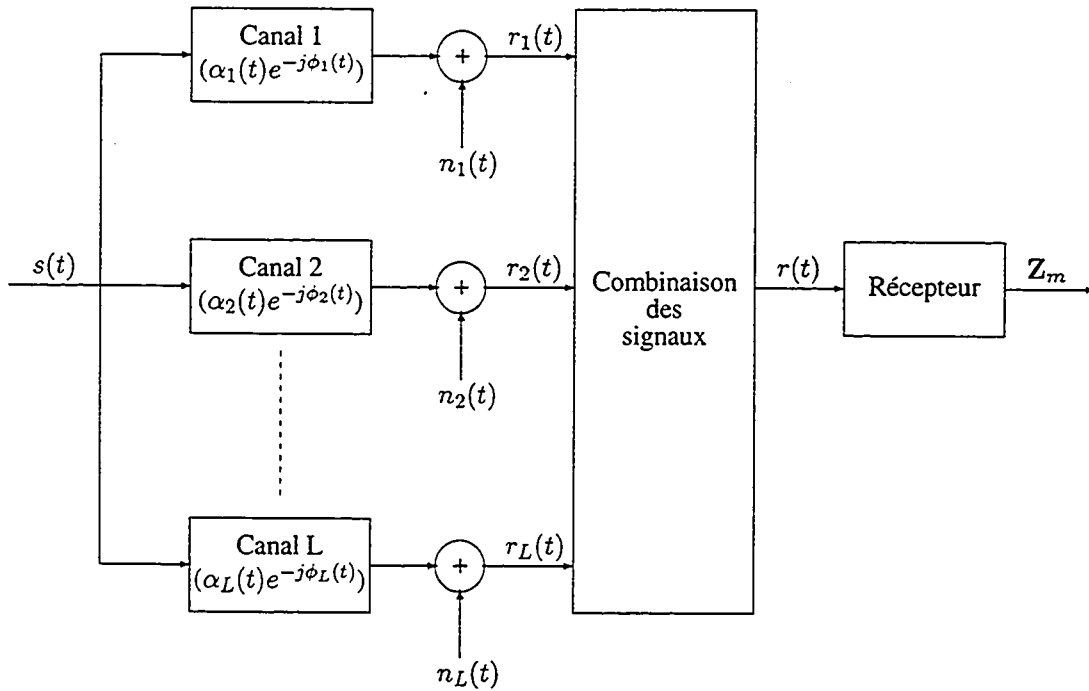


FIG. 3.1: Système de communications numériques avec diversité d'ordre L et combinaison pré-détection. Les signaux reçus pour chacune des L branches de diversité, $r_l(t)$, sont d'abord combinés ensemble pour former un seul signal, $r(t)$. Ce dernier est envoyé au récepteur qui rend alors une décision, Z_m , pour le symbole m .

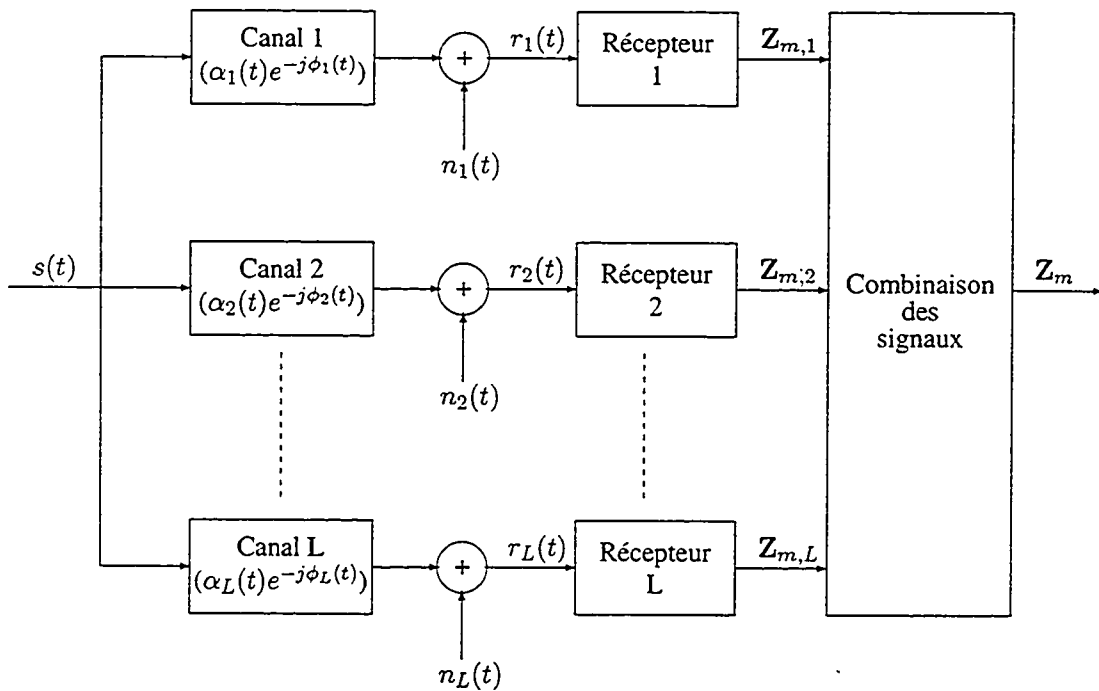


FIG. 3.2: Système de communications numériques avec diversité d'ordre L et combinaison post-détection. Chacune des L branches de diversité est traitée par son récepteur et fournit un estimé, $Z_{m,l}$ du symbole m . Le module responsable de la combinaison des signaux reçoit ces L valeurs estimées et rend la décision, Z_m , pour le symbole m .

alignées et le coefficient de pondération a_i est proportionnel à la racine carrée du rapport signal/bruit de chaque branche de diversité. Il a été démontré [Bre59] que cette méthode est la méthode optimale de combinaison des signaux. Toutefois, elle nécessite une connaissance des rapports signal/bruit et des phases de chacune des branches.

3. Méthode des gains égaux

Comme son nom l'indique, cette méthode assigne une pondération uniforme à tous les coefficients a_i . Les phases des L signaux sont aussi alignés avant de procéder à leur combinaison. Sa performance est légèrement inférieure à la méthode du rapport maximal [Rap96, chap. 6] mais en contrepartie elle est plus simple à implanter car on n'a pas à ajouter les circuits nécessaires pour mesurer les rapports signal/bruit de chacune des branches.

En pratique, le choix du type et de la méthode de combinaison des signaux résulte d'un compromis entre plusieurs facteurs dont les principaux sont la performance désirée et la complexité technique requise pour l'implantation.

3.4 Performance d'un système avec diversité

Un modèle mathématique pour un système de communication avec diversité est décrit dans [Pro95, chapitre 14]. Sans reproduire ici le traitement au complet, revoyons quand même quelques faits saillants. Mentionnons tout d'abord que les hypothèses suivantes sont établies :

1. Il y a L canaux de diversité transportant la même information.
2. Chaque canal est du type non sélectif en fréquence avec évanouissement lent, dont l'enveloppe est distribuée selon la loi de Rayleigh.
3. Les processus d'évanouissements des L canaux sont statistiquement indépendants entre eux.
4. Le signal de chacun des canaux est corrompu par un bruit blanc additif et gaussien (AWGN). Les processus de bruit des L canaux sont mutuellement indépendants et ont la même fonction d'autocorrélation.
5. Notre connaissance des L canaux est parfaite, c.-à-d., que l'on connaît les valeurs des gains et des déphasages de chacun d'eux. Ceci revient à combiner les signaux selon la méthode optimale : la

méthode du rapport maximal.

Lorsqu'on applique ces suppositions à un système de communication utilisant la modulation BPSK, on obtient l'expression suivante pour le probabilité d'erreur par bit [Pro95, p. 781] :

$$P_b = \left[\frac{1}{2}(1 - \mu) \right]^L \sum_{k=0}^{L-1} \binom{L-1+k}{k} \left[\frac{1}{2}(1 + \mu) \right]^k \quad (3.3)$$

où

$$\mu = \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_c}{1 + \bar{\gamma}_c}} \quad (3.4)$$

et $\gamma_c = \gamma_b/L$, γ_b étant le rapport signal/bruit moyen à l'entrée du récepteur. On remarque également que pour des valeurs élevées de γ_c la fonction du probabilité d'erreur par bit se ramène à la forme suivante [Pro95, p. 781] :

$$P_b \approx \left(\frac{1}{4\gamma_c} \right)^L \binom{2L-1}{L} \quad (3.5)$$

ce qui indique que le probabilité d'erreur par bit est inversement proportionnelle au rapport signal/bruit élevé à la puissance L . Ceci est conforme au principe de base de la diversité exprimé par l'équation 3.1. La figure 3.3 reproduit les résultats de l'équation 3.3. Elle illustre bien, en un seul coup d'oeil, l'avantage que l'on peut retirer de l'utilisation de la diversité pour la transmission dans les canal à évanouissements de Rayleigh. Les courbes de performance sont celles d'un système de transmission employant la modulation BPSK avec détection cohérente. La courbe avec les tirets indique la performance du système pour un canal AWGN, tandis que la courbe en trait continu ayant pour étiquette $L = 1$ affiche la performance du même système pour un canal à évanouissements lents, du type Rayleigh, en l'absence de diversité. Les autres courbes montrent l'amélioration de la performance au fur et à mesure que l'ordre de la diversité, L , augmente. On constate, à même cette figure, l'avantage que l'on peut retirer de la diversité : elle permet de convertir un canal avec évanouissements en un canal AWGN.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a pu voir, qu'en dépit de l'effet néfaste du canal à évanouissements sur la performance d'un système de télécommunication, il est quand même possible d'améliorer cette performance en ayant recours à la technique de diversité. Celle-ci consiste à envoyer le même message sur plusieurs canaux indépendants afin de réduire la probabilité que tous ces canaux s'évanouissent

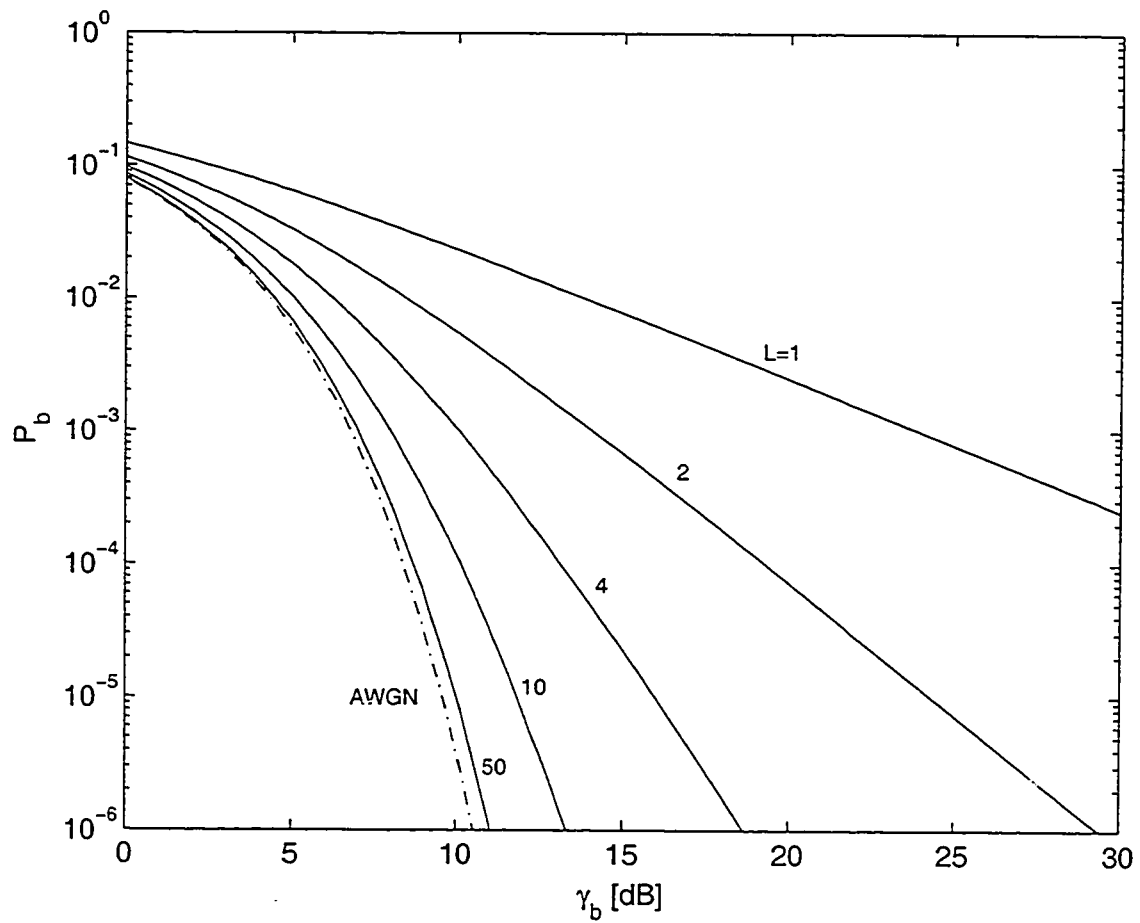


FIG. 3.3: Courbes de performance d'un système utilisant le principe de diversité, dans un canal à évanouissements de Rayleigh. La courbe de performance en l'absence de diversité est dénotée par $L = 1$. Au fur et à mesure que l'ordre de la diversité, L , augmente, la courbe de performance se rapproche de celle pour le canal AWGN (tirets). La modulation est du type BPSK et la méthode de combinaison employée est celle du rapport maximal.

simultanément. Au récepteur, il faut ensuite combiner ces signaux ensemble en choisissant l'une des trois méthodes de combinaison des signaux : sélection, rapport maximal ou gains égaux. Il faut aussi déterminer si on veut effectuer la combinaison avant ou après la détection.

On a aussi montré les courbes de performance d'un système avec diversité. On a pu constater que chaque branche additionnelle améliore la performance et, à la limite où le nombre de branche de diversité L devient grand, le canal à évanouissements Rayleigh se comporte comme un canal AWGN.

Chapitre 4

La diversité Doppler

CE CHAPITRE est consacré au concept de la **diversité Doppler**. On traitera d'abord de l'effet Doppler dans le canal à évanouissements rapides et de ses conséquences sur la performance d'un système. Puis, on introduit le concept de la diversité Doppler dans les canaux dispersifs en temps et en fréquence, et on examine le récepteur optimal pour ces canaux. Après, on fait ressortir les modifications qui ont été apportées pour l'ajuster au besoin de ce travail, c.-à-d., pour un canal dispersif uniquement en fréquence. Ensuite, on décrit l'environnement de simulation (système, paramètres) et les résultats des tests de validation. Enfin, on présente, et on analyse, les résultats des simulations dans les canaux à évanouissements de Rayleigh et de Rice¹.

4.1 L'effet Doppler et ses conséquences

Au chapitre 2, nous avons pu constater que la performance dans un canal à évanouissements rapides se détériore au fur et à mesure que le taux des variations Doppler augmente (cf. figure 2.7). En plus de rendre plus difficile le problème de la détection cohérente car la phase du signal reçu fluctue rapidement, l'effet Doppler est aussi la cause du phénomène de dispersion de l'énergie dans le domaine

¹Certains de ces résultats ont été présentés au Congrès Canadien en Génie Électrique et en Informatique qui s'est tenu à Halifax, Nouvelle-Écosse, Canada, du 7 au 10 mai 2000 [BCY00].

fréquentiel. Ceci peut s'expliquer assez facilement lorsqu'on examine la forme mathématique du canal à évanouissements de Rayleigh non-sélectif en fréquence (équation 2.25). En faisant abstraction du terme représentant le bruit AWGN, nous pouvons modéliser ce canal sous la forme simplifiée :

$$r(t) = \alpha(t)s(t)$$

La transformée de Fourier de cette expression nous fait passer dans le domaine fréquentiel :

$$R(f) = A(f) \otimes S(f)$$

où $R(f)$, $A(f)$ et $S(f)$ sont les transformées de Fourier de $r(t)$, $\alpha(t)$ et $s(t)$ respectivement. Le spectre du signal reçu, $R(f)$, résulte donc de la convolution entre le spectre des fluctuations Doppler, $A(f)$, et le spectre du signal transmis $S(f)$. Comme le spectre de $A(f)$ s'étend du domaine des fréquences allant de $-f_d$ à $+f_d$, il s'ensuit que le spectre du signal reçu est étalé sur une plus large bande de fréquences qu'en l'absence des fluctuations Doppler.

4.2 Aperçu de la diversité Doppler

Puisque l'étalement Doppler est intrinsèque à la propagation dans les canaux de radiocommunications mobiles, alors ne serait-il pas plus simple de trouver une manière de le mettre à profit plutôt que de s'acharner à le combattre ? C'est l'approche qu'ont suivi Sayeed *et al.* dans une série d'articles publiés récemment [SA97b, SA99, SA98, SA97a, BSA00] à propos des communications CDMA dans un canal à évanouissements rapides (dispersif en fréquence). Étant donné qu'un signal CDMA occupe une grande largeur de bande, ceci transforme le canal en un canal sélectif en fréquence, donc dispersif en temps.

Dans leurs travaux, les auteurs ont tenté de déterminer la forme du récepteur optimal pour le canal doublement sélectif. En utilisant une approche mathématique qui s'appuie sur une décomposition temps-fréquence du canal, ils ont montré que l'on peut modéliser le canal comme un ensemble de canaux parallèles, **indépendants**, à évanouissements plats (non-sélectif en temps) et sélectifs en fréquence [SA98]. Ceci revient à dire que l'étalement Doppler - une conséquence des variations rapides du canal - est alors exploité comme une source additionnelle de diversité. Or, on sait que le récepteur à structure RAKE est un récepteur optimal pour le canal sélectif en fréquence. Dans ce cas-ci, puisque nous avons

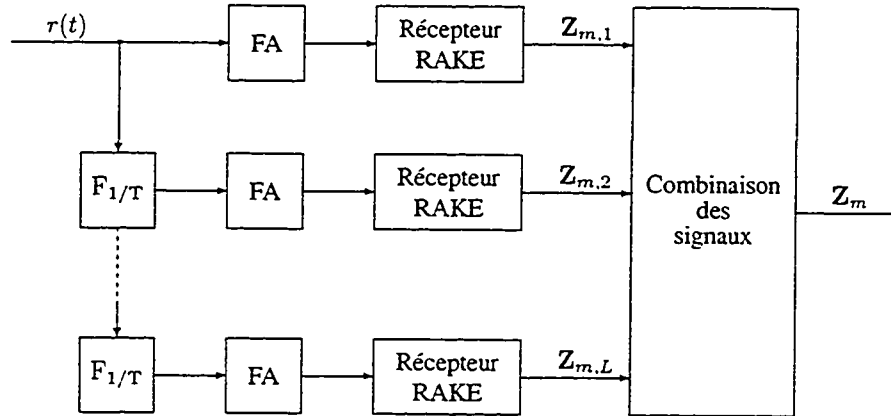


FIG. 4.1: Schéma du récepteur temps-fréquence à structure RAKE. Les modules désignés par l'étiquette FA sont des filtres adaptés, tandis que les modules désignés par $F_{1/T}$ effectuent la translation fréquentielle du signal reçu. La grandeur de la translation est $1/T$ où T est le taux de répétition des symboles.

affaire à un ensemble de ces canaux, les auteurs ont montré que le récepteur optimal est un banc de récepteurs à structure RAKE : une généralisation temps-fréquence du récepteur conventionnel à structure RAKE.

Le schéma d'un tel récepteur est montré à la figure 4.1. Le signal à l'entrée du récepteur est $r(t)$. Dans la branche supérieure, $r(t)$ passe d'abord par le filtre adapté (module FA), situé à l'entrée du récepteur, puis est envoyé à un récepteur à structure RAKE conventionnelle. Ce dernier produit une décision, $Z_{m,1}$, quant au symbole transmis, m . Dans la seconde branche, le signal reçu subit une translation fréquentielle, désignée par l'opération $F_{1/T}$. Cette translation a pour valeur $1/T$, où T est la durée des symboles. Elle a pour effet de présenter au filtre adapté, de la seconde branche, les composantes fréquentielles du spectre qui ont été décalées par $1/T$ Hz. Une autre décision, $Z_{m,2}$, est produite quant au symbole transmis. Le même principe est répété jusqu'à la branche L . Finalement, une combinaison post-détection accepte ces L valeurs de $Z_{m,i}$ pour produire une décision finale, Z_m , quant au symbole m .

4.2.1 Récepteur utilisé lors des simulations

La technique utilisée est une adaptation de celle développée par Sayeed *et al.* [SA99] and [SA98] pour le développement de leur récepteur temps-fréquence à structure RAKE. Étant donné que le canal utilisé dans ce travail est non sélectif en fréquence, nous pouvons réduire la complexité du récepteur de la figure 4.1 en enlevant les récepteurs à structure RAKE. Il ne reste alors que le banc de filtres adaptés (identifiés par FA). La figure 4.2 illustre ce principe. On peut y voir la réponse en fréquence de trois filtres. Le filtre dont la réponse est centrée à $f = 0$ Hz (trait continu), est le **filtre adapté habituel** que l'on retrouve à l'entrée du récepteur. Pour exploiter, autant que possible, l'étalement de l'énergie causé par l'effet Doppler, on a ajouté un filtre de chaque côté de celui-ci (en pointillés). On les appellera **filtres Doppler**. L'ensemble formé du filtre adapté habituel et des filtres Doppler, s'appellera **filtre adapté Doppler**. Le filtre Doppler situé à droite du filtre adapté habituel ira puiser l'énergie dispersée vers les fréquences positives. Celui situé à gauche sera responsable de recueillir l'énergie dispersée vers les fréquences négatives. Dans cet exemple, la largeur des filtres Doppler est la moitié de celle du filtre adapté habituel. En pratique, on peut changer leur largeur. C'est ce qui a été fait à la section 4.3, où trois largeurs différentes de filtres sont testées dans des canaux à évanouissements rapides.

La figure 4.3 montre un diagramme en blocs de l'implantation physique des filtres en question. Une autre différence avec le récepteur temps-fréquence de Sayeed *et al.* est que la combinaison s'effectue en pré-détection plutôt qu'en post-détection. Ceci simplifie considérablement le reste du système car un seul récepteur est requis, au lieu de trois lorsqu'on utilise la combinaison post-détection.

4.3 Simulation dans un canal à évanouissements

4.3.1 Description du système simulé

Le récepteur proposé a été testé théoriquement au moyen de simulations par la méthode de Monte Carlo. Le logiciel MATLAB a été utilisé pour effectuer ces simulations. Parfois, certains modules ont été écrits en langage de programmation C, et convertis en fichiers MEX (Matlab EXecutable), afin de réduire le temps d'exécution. La figure 4.4 contient le diagramme en blocs du système de communication

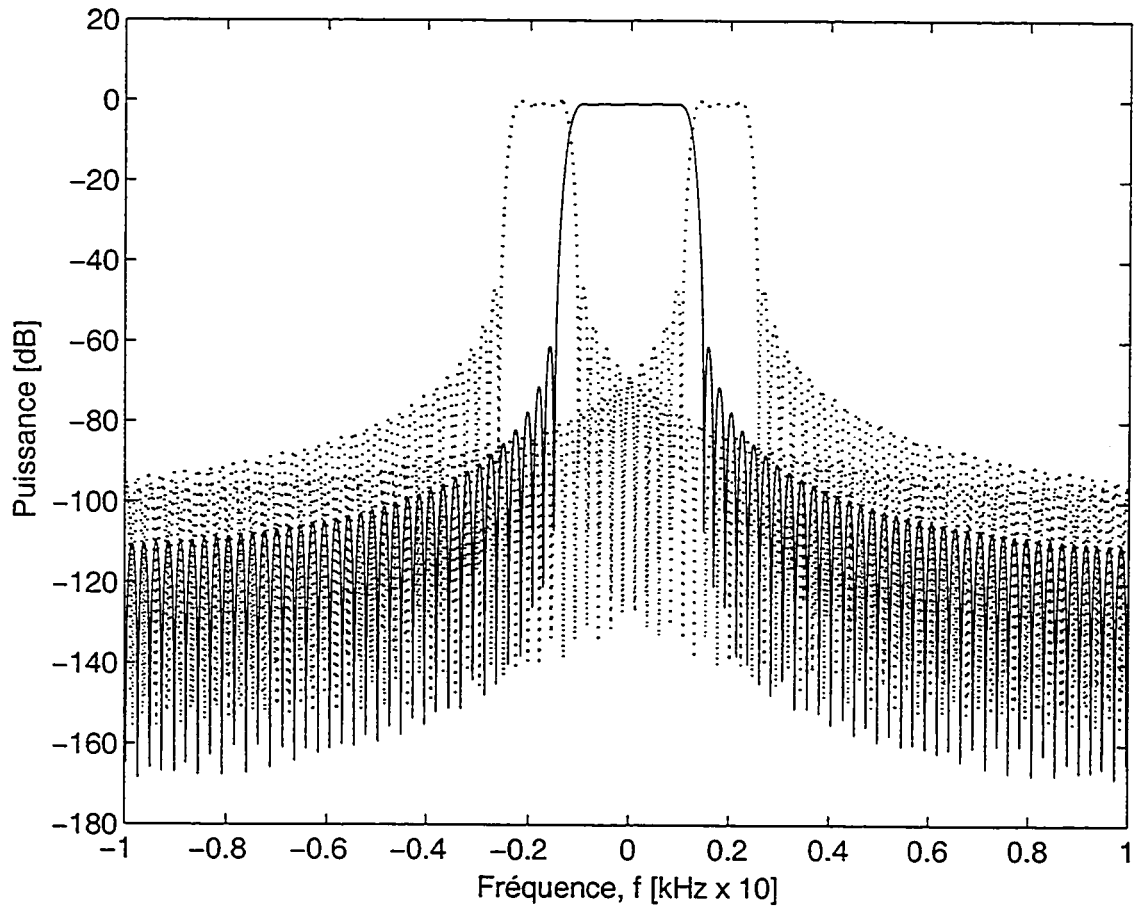


FIG. 4.2: Réponse en fréquence du filtre adapté Doppler. La réponse en fréquence du filtre adapté habituel est centrée à de $f = 0$ (trait continu). Les filtres Doppler sont situés de part et d'autre de celui-ci (en pointillés).

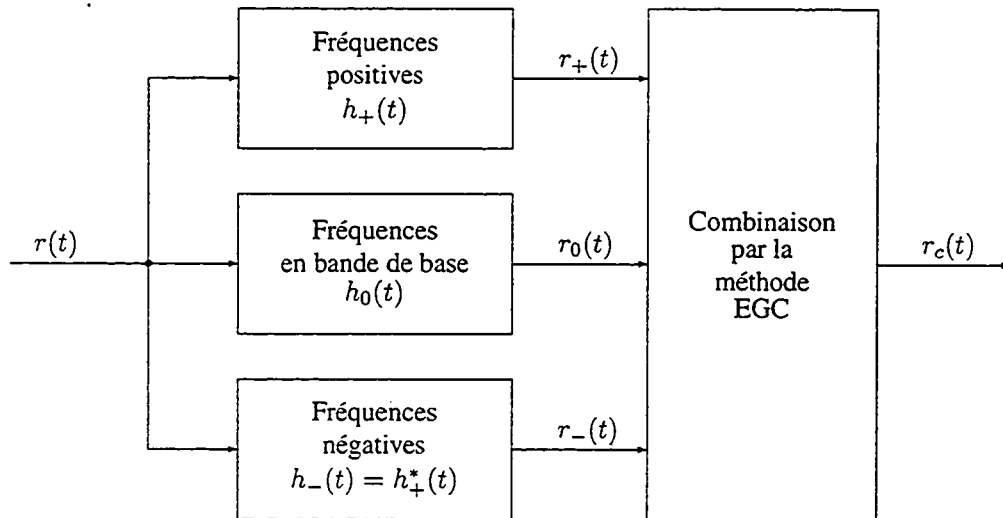


FIG. 4.3: Diagramme en blocs de l'implantation d'un filtre adapté Doppler. Le signal reçu, $r(t)$, est envoyé aux trois filtres du filtre adapté Doppler. Les composantes fréquentielles positives, en bande de base, et négatives, $r_+(t)$, $r_0(t)$ et $r_-(t)$ respectivement, sont combinées par la méthode EGC pour produire le signal combiné $r_c(t)$.

en bande de base utilisé pour la simulation.

Les fonctions des diverses composantes du système, ainsi que les paramètres de simulation, sont décrits ci-après..

Le **Transmetteur** comprend les quatre éléments suivants :

- la SOURCE qui émet des symboles complexes, $\{x_n\}$, tirés aléatoirement, et uniformément, parmi l'ensemble $\{+1 + j, +1 - j, -1 + j, -1 - j\}$. Le débit, R_s , en symboles par seconde, est déterminé par l'utilisateur.
- l'ENCODEUR QPSK assigne les symboles émis par la source aux points de la constellation QPSK selon la règle d'encodage de Gray.
- l'INTERPOLATEUR introduit un nombre, N_I , de zéros entre chacun des symboles émis par la source. Cette opération permet d'obtenir un signal temporel plus "lisse" à la sortie du filtre de transmission. Le facteur N_I est un paramètre de simulation.
- le FILTRE DE TRANSMISSION (TX) effectue la mise en forme spectrale au moyen d'un filtre à réponse impulsionnelle finie (FIR) ayant un spectre en forme de la racine carrée d'un cosinus surélevé. Le facteur d'adoucissement, α , est aussi déterminé par l'utilisateur. Les valeurs de R_s et α déterminent la largeur de la bande de transmission, W , selon la formule $W = (1 + \alpha)R_s$ Hz.

Le signal à la sortie du filtre de transmission est envoyé dans un **Canal à évanouissements**. Celui-ci se compose de deux modules :

- un SIMULATEUR D'ÉVANOUISSEMENTS. Il permet de simuler le canal à évanouissements du type Rayleigh ou Rice. Le lecteur est invité à consulter l'annexe A pour de plus amples détails quant à l'implantation et la validation de ce simulateur. En ce qui nous concerne ici, mentionnons seulement que l'utilisateur peut choisir le taux de Doppler normalisé, $f_d T$, lors d'une simulation.
- une source de BRUIT ADDITIF BLANC, GAUSSIEN ET COMPLEXE, constituée de deux générateurs indépendants de bruit additif blanc, gaussien et réel. L'utilisateur détermine implicitement la variance de chacun des générateurs lors du choix du rapport E_b/N_0 désiré.

Le **Récepteur** contient cinq modules :

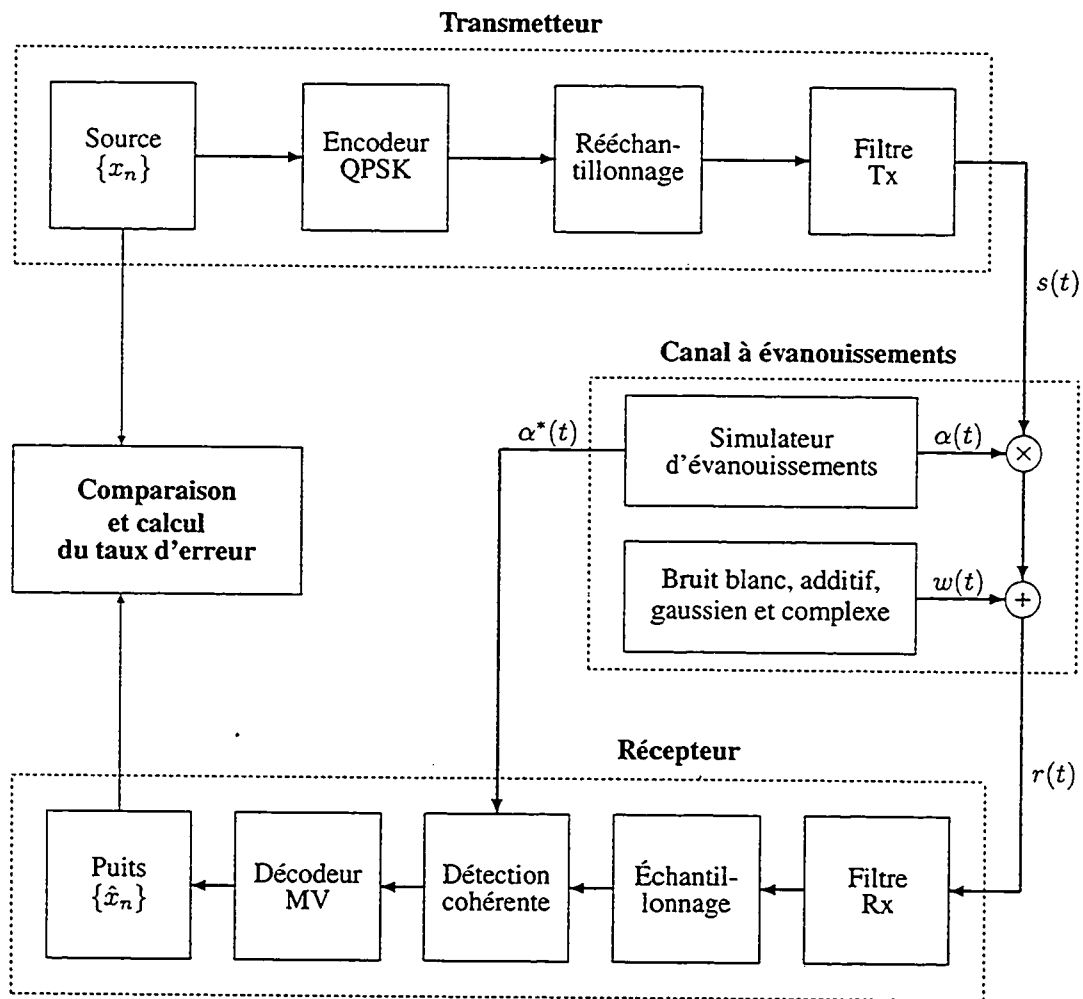


FIG. 4.4: Diagramme en blocs du système de communications numériques utilisé pour les simulations de la diversité Doppler.

- un **FILTRE DE RÉCEPTION (RX)**. Ce filtre est adapté au filtre de transmission. Si le canal était simplement un canal AWGN, ce filtre serait alors le filtre optimal, c.-à-d., celui qui maximise le rapport signal/bruit à l'entrée du récepteur.
- un **ÉCHANTILLONNEUR**, dont le rôle est de prélever un échantillon à tous les N_f échantillons reçus.
- un **DÉTECTEUR COHÉRENT**. Puisqu'on est dans un environnement de simulation, il est donc possible d'obtenir une estimation parfaite de l'état du canal ("*Ideal Channel State Information (CSI)*") ce qui permet la détection cohérente.
- un **DÉCODEUR à maximum de vraisemblance (MV)**.
- le **PUITS d'information** dénoté par le symbole $\{\hat{x}_n\}$. C'est un estimé des symboles transmis.

Finalement, le module **Comparaison et calcul du taux d'erreur** compare les symboles estimés avec ceux transmis par la source et calcule le taux d'erreur.

4.3.2 Paramètres de simulation

À chaque simulation, la largeur de bande des filtres Doppler est ajustée à une valeur fixe, qui correspond à l'étalement Doppler que l'on veut compenser de manière optimale. Par exemple, si l'on veut que le récepteur soit optimal pour un étalement Doppler $f_d = 2400$ Hz, alors on ajuste la largeur de chacun des filtres Doppler à 2400 Hz. C'est précisément le cas illustré à la figure 4.2. Une fois choisi le filtre adapté Doppler, on fixe la valeur de Doppler normalisé, $f_d T$, et on démarre la simulation pour obtenir la courbe de performance. La procédure est ensuite répétée pour d'autres valeurs de $f_d T$. Le tableau 4.1 résume les principaux paramètres de simulation.

À noter qu'une fois le débit d'information, $R_s = 2400$ symboles/s, et le facteur d'adoucissement, $\alpha = 0.2$, choisis, la demie-largeur de bande de transmission, W , a pour valeur

$$W = \frac{1}{2}(1 + \beta)R_s \quad (4.1)$$

$$W = 1440 \text{ Hz} \quad (4.2)$$

ou encore, 2880 Hz pour la pleine largeur.

Le lecteur notera également que la technique de démodulation cohérente est utilisée. En pratique, cela est réalisable lorsque le taux de variation du Doppler est très faible. Dans ce cas, un estimateur de

TAB. 4.1 – Paramètres de simulation du récepteur avec filtre adapté Doppler.

Paramètre	Symbole	Valeur
Débit d'information	R_s	2400 symboles/s
Interpolation	N_I	10
Facteur d'adoucissement	α	0.2
Doppler normalisé	$f_d T$	0.01 à 1.0
Rapport signal/bruit	E_b/N_0	0 à 40 dB (typ.)

canal, au récepteur, peut suivre la variation de phase introduite par le canal et introduire une compensation adéquate lors de la démodulation. Lorsque le taux de variation du Doppler devient élevé, cette tâche s'avère toutefois plus compliquée, voire même impossible. Heureusement, lors d'une simulation, nous avons accès à l'estimation parfaite de l'état du canal et on peut s'en servir au récepteur pour démoduler le signal de manière cohérente. Est-ce que cette approche est réaliste ? Nous pensons que oui, et ceci pour deux raisons. D'abord, on peut considérer que cette approche permet de calculer une borne supérieure à la performance du système, ce qui en soi est une information intéressante. Deuxièmement, même si l'on n'a pas accès à cette estimation parfaite de l'état du canal, il existe quand même des cas, dans la littérature, où on fait appel à la démodulation cohérente dans le canal à évanouissements rapides. Pour y parvenir on peut avoir recours à plusieurs méthodes, comme par exemple l'utilisation :

- de symboles pilotes dans le domaine temporel [Cav91a] ;
- de porteuses pilotes dans le domaine fréquentiel [Cav91b, MB84] ;
- d'égaliseurs MLSE pour suivre la variation du canal [CW01] ;
- d'algorithmes récursifs s'appuyant sur des techniques de décodage itératif [BDE99] ; où,
- de fonctions orthonormales temps-espace, bien localisées. Ce sont des fonctions du type "Prolate Spheroidal Wave Functions" [BBL95].

Bref, en pratique, il est légitime de recourir à la démodulation cohérente dans les canaux rapides, en autant que l'on utilise une de ces méthodes pour avoir une estimation (imparfaite) de l'état du canal.

4.3.3 Tests de validation du système

Le système (transmetteur, canal et récepteur) a d'abord été validé en utilisant un filtre adapté normal au récepteur et en utilisant la modulation QPSK. Le canal est non-sélectif en fréquence et on a fait varier la valeur du Doppler normalisée, $f_d T$, pour obtenir les courbes de la figure 4.5. (Il est à noter que $T = 1/R_s$, c.-à-d., que la période d'un symbole est égale à l'inverse du taux de répétition des symboles). La courbe en trait continu est la performance théorique telle que prédite par l'équation 2.29. On constate que le taux d'erreur par bit, P_b commence à s'écarter de la courbe théorique à des valeurs de $f_d T$ aussi faible que 0.01 et qu'il se détériore rapidement au fur et à mesure que cette valeur augmente. On remarque aussi que chaque courbe de cette famille atteint un taux d'erreur irréductible à partir d'une certaine valeur du E_b/N_0 . Au-delà de cette valeur, l'augmentation de la puissance n'améliore plus la performance.

Il est intéressant d'analyser ce qui se passe dans le domaine fréquentiel lorsque la valeur du Doppler normalisé augmente. La figure 4.6 montre le spectre de puissance du signal à l'entrée du récepteur en situation d'évanouissements "très" lents. La largeur du lobe central est environ 2880 Hz, soit la valeur théorique calculée précédemment. Toutefois, la situation est très différente lorsque $f_d T$ atteint la valeur 1.0, c.-à-d., lorsque $f_d = 2400$ Hz. La figure 4.7 montre que le lobe central est alors beaucoup plus large. Ceci s'explique assez simplement. En effet, dans le domaine temporel, le signal reçu est le résultat du produit entre le signal transmis et le processus aléatoire de Rayleigh. Il en découle que, dans le domaine fréquentiel, le spectre du signal reçu est le résultat de la convolution entre le spectre du signal transmis et le spectre du processus aléatoire de Rayleigh. Le spectre des évanouissements Rayleigh a une forme typique de "U" ayant une largeur totale de 4800 Hz tel que montré dans la figure 4.8. La convolution a pour effet d'élargir le spectre, tel qu'indiqué à la figure 4.7. L'intensité du lobe central a aussi diminué d'environ 3 dB, lorsque comparé au lobe de la figure 4.6, mais sa largeur atteint maintenant 7.4 kHz. Ceci correspond à sa largeur nominale, 2880 Hz, augmentée de la largeur du spectre Doppler, soit 4800 Hz. Or, le filtre adapté au récepteur est toujours optimisé pour une réception sans étalement Doppler. Puisque son lobe principal a une largeur de 2880 Hz, il ne peut pas exploiter l'énergie dispersée de part et d'autre, par l'effet Doppler, et la performance du récepteur en souffre, lorsque comparée à la situation où les évanouissements sont très lents.

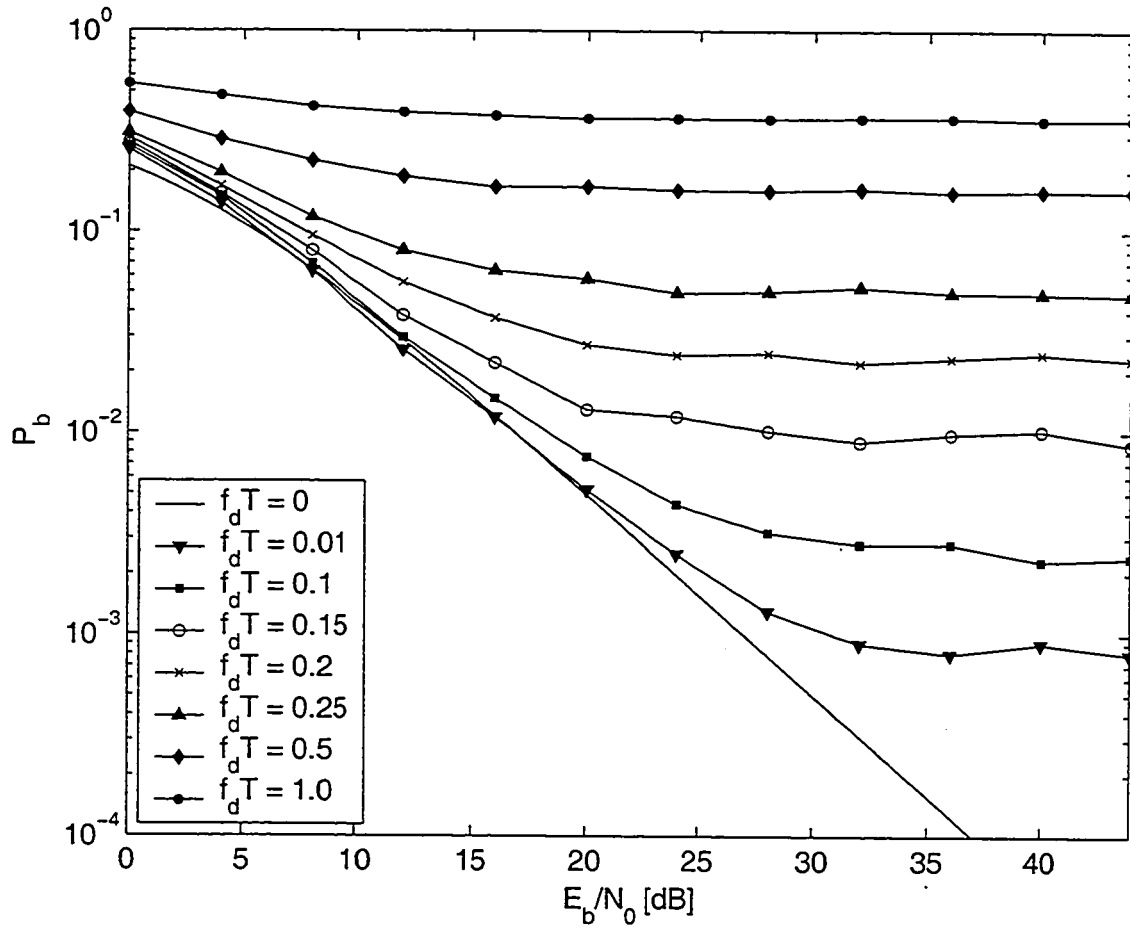


FIG. 4.5: Courbes de performances en situation d'évanouissements rapides. La modulation employée est QPSK, la détection est du type cohérent, et le filtre adapté à l'entrée du récepteur est le filtre adapté habituel. La courbe en trait plein représente la performance dans un canal à évanouissements lents ($f_d T = 0$) et non-sélectif en fréquence. Les autres courbes illustrent la performance du système pour diverses valeurs de $f_d T$ comprises entre 0.01 et 1.0 inclusivement.

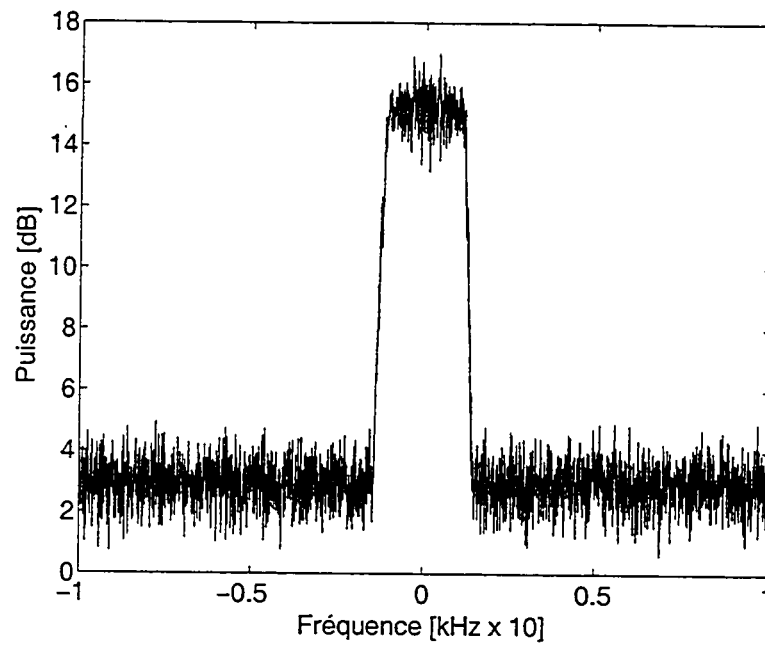


FIG. 4.6: Spectre de puissance du signal à l'entrée du récepteur lorsque $f_d T \ll 1$.

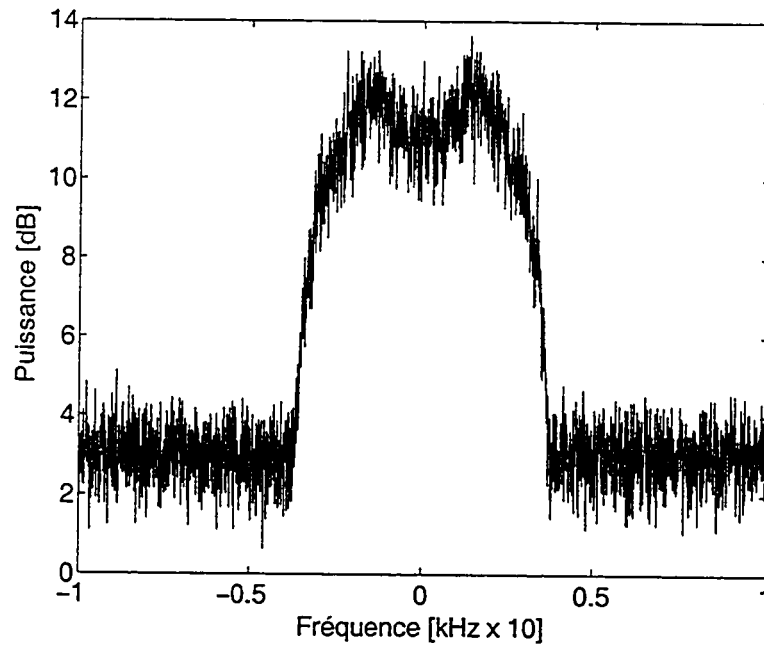


FIG. 4.7: Spectre de puissance du signal à l'entrée du récepteur lorsque $f_d T = 1.0$.

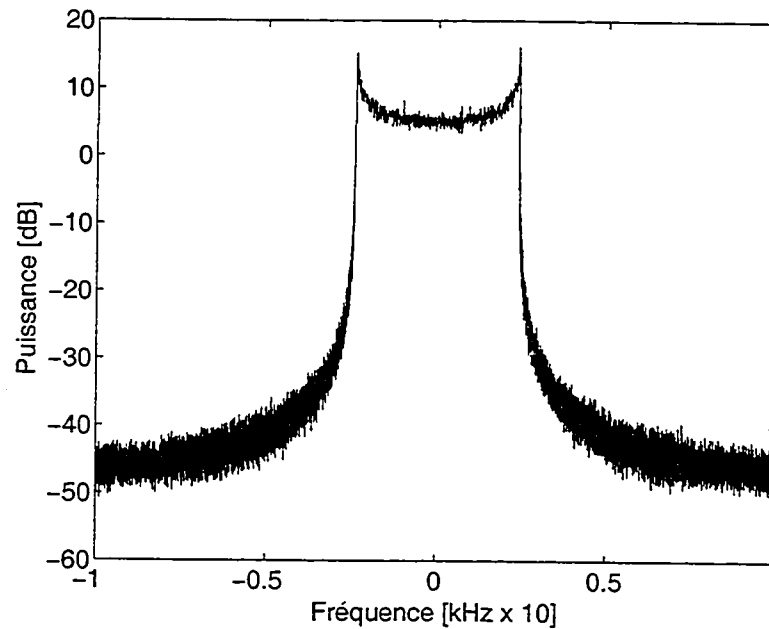


FIG. 4.8: Spectre de puissance des évanouissements Rayleigh. Dans ce cas-ci, la fréquence Doppler maximale, f_d , vaut 2400 Hz.

4.4 Résultats - canal à évanouissements de Rayleigh

Cette section présente les résultats des simulations que nous avons entreprises pour tester l'utilisation de filtres adaptés Doppler pour les communications dans les canaux à évanouissements. Le schéma en blocs du système est identique à celui utilisé pour les tests de validation (figure 4.4), en utilisant cependant le filtré adapté décrit figure 4.2 en lieu et place de filtré adapté habituel.

Trois différentes largeurs de filtres ont été étudiées, soient 480 Hz, 1200 Hz et 2400 Hz. Ces largeurs sont optimales pour des valeurs de Doppler normalisés de $f_d T = 0.2$, 0.5 et 1.0 respectivement. Les résultats sont présentés dans les trois sous-sections suivantes.

4.4.1 Filtres Doppler de largeur 480 Hz

Dans cette simulation, les filtres Doppler ont une largeur de 480 Hz, ce qui correspond à un Doppler normalisé $f_d T = 0.2$. Les résultats sont présentés à la figure 4.9. La largeur du lobe du filtre adapté

habituel est 2400 Hz et les filtres Doppler additionnels de part et d'autre de celui-ci ont une largeur de 480 Hz chacun. Des simulations ont été effectuées pour quatre valeurs différentes de Doppler normalisé, soient $f_d T = 0.1, 0.2, 0.5$ et 1.0 . Pour chaque valeur de $f_d T$, on a tracé la courbe de performance pour un récepteur muni d'un filtre adapté habituel (identifié par "Normal") ainsi que celle pour le récepteur ayant un filtre adapté Doppler (identifié par "Doppler").

Lorsque $f_d T = 0.1$, l'étalement Doppler maximale est de 240 Hz tandis que la largeur des filtres adaptés Doppler est de 480 Hz. Dans ce cas là, on constate que la performance du système muni des filtres Doppler est pire que celle du système qui en est dépourvu. Cela s'explique par le fait que la partie "inutilisée" des filtres Doppler contribue à augmenter le niveau moyen de bruit à l'entrée du récepteur et en conséquence la performance du système se détériore : le taux d'erreur irréductible augmente légèrement. Toutefois, pour les trois autres valeurs de $f_d T$, nous constaterons qu'il y a un abaissement du taux d'erreur irréductible.

L'amélioration la plus grande se produit lorsque $f_d T = 0.2$, parce que maintenant toute l'énergie dispersée par l'effet Doppler se trouve ratissée par les filtres Doppler. De plus, comme la largeur des filtres additionnels est parfaitement adaptée à la valeur de $f_d T$, il n'y a pas de plage inutilisée du filtre qui recueille du bruit, comme dans le cas précédent.

Enfin, lorsque $f_d T = 0.5$ ou 1.0 , il y a aussi un abaissement du taux d'erreur irréductible, mais il n'est pas aussi appréciable que pour le cas $f_d T = 0.2$. Pour ces valeurs du Doppler normalisé, l'étalement Doppler est beaucoup plus grand que la largeur des filtres Doppler et il déborde à l'extérieur des filtres. La performance du système est meilleure lorsque comparée au cas où l'on utilise un filtre adapté normal, mais il y aurait moyen de l'améliorer davantage en allant recueillir l'énergie qui déborde à l'extérieur des filtres Doppler en utilisant, justement, des filtres Doppler plus larges. C'est ce que nous allons constater dans les sections suivantes.

4.4.2 Filtres Doppler de largeur 1200 Hz

Les filtres Doppler ont maintenant une largeur de 1200 Hz chacun, ce qui correspond à un Doppler normalisé $f_d T = 0.5$. Les résultats des simulations sont présentés à la figure 4.10. La largeur du lobe du filtre adapté normal est toujours de 2400 Hz mais, dans ce cas-ci, des filtres Doppler de 1200 Hz ont

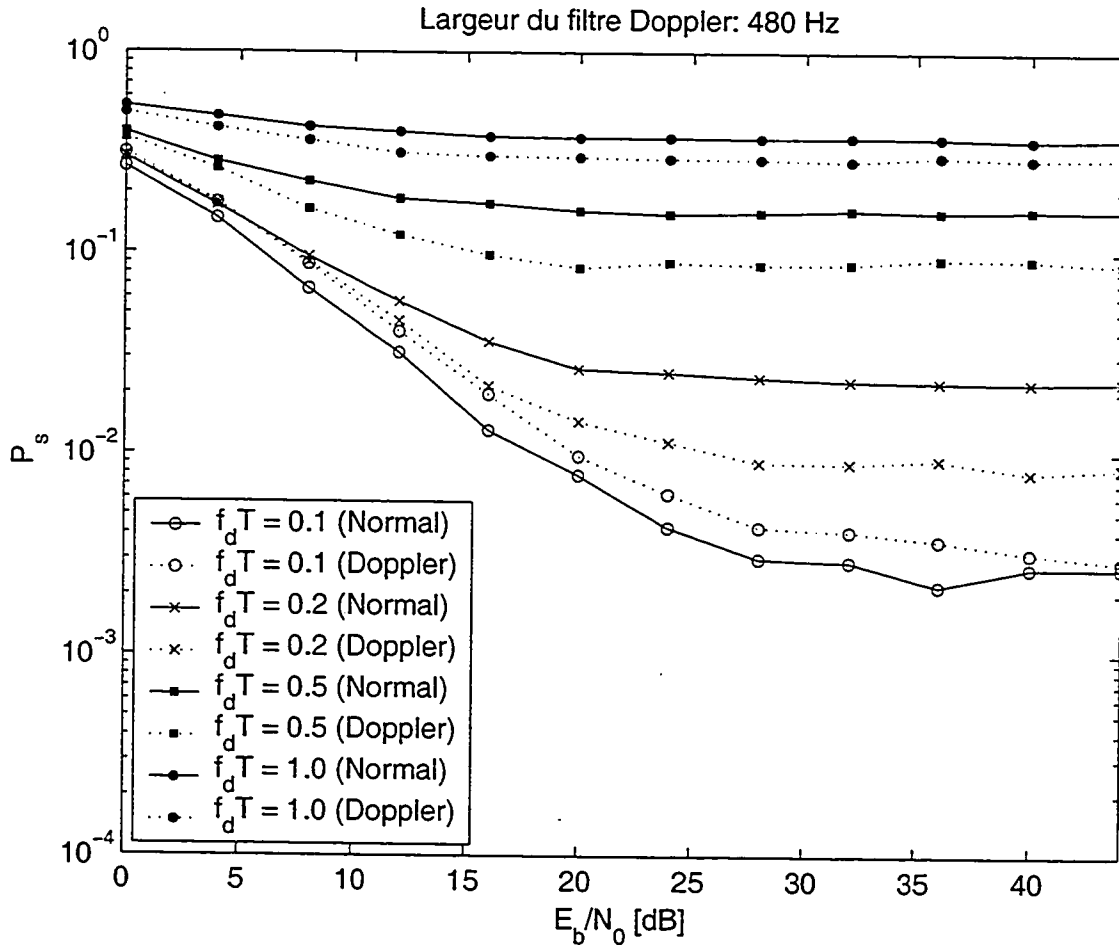


FIG. 4.9: Comparaison de la performance entre un système ayant un filtre de réception normal (traits continus) et celui ayant un filtre de réception Doppler (en pointillés). La largeur de bande du filtre adapté Doppler est optimisée pour la valeur du Doppler normalisé $f_d T = 0.2$.

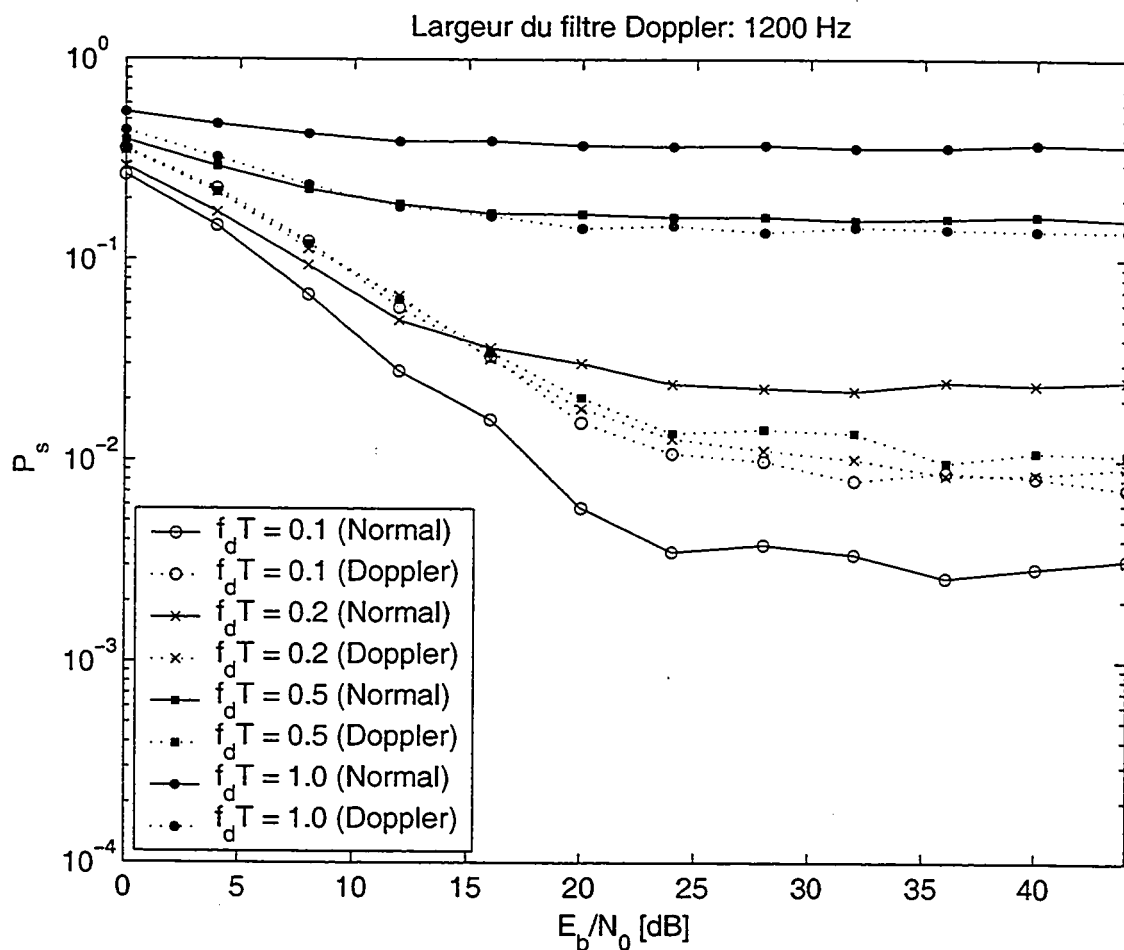


FIG. 4.10: Comparaison de la performance entre un système ayant un filtre de réception normal (traits continus) et celui ayant un filtre de réception Doppler (en pointillés). La largeur de bande du filtre adapté Doppler est optimisée pour la valeur du Doppler normalisé $f_d T = 0.5$.

été ajoutés de part et d'autre.

Les quatre ensembles de courbes de performance correspondent aussi à des valeurs normalisées de Doppler, $f_d T$, de 0.1, 0.2, 0.5 et 1.0 respectivement, comme dans la sous-section précédente. On constate, encore une fois, qu'il y a une détérioration de la performance lorsque $f_d T = 0.1$. Cette détérioration est pire que dans le cas précédent, parce que l'énergie du bruit introduite par ces filtres est plus grande à cause de leur plus grande largeur, tandis que l'étalement Doppler est resté le même à 240 Hz. Par contre, il y a un abaissement du taux d'erreur irréductible pour les trois autres valeurs de $f_d T$.

Tel que prévu, l'amélioration est la plus grande pour le cas où $f_d T = 0.5$ parce que, dans ce cas, la largeur des filtres Doppler recueille complètement l'énergie dispersée par l'étalement Doppler. On peut même constater que le taux d'erreur irréductible s'est abaissé d'environ un ordre de grandeur, passant de 2×10^{-2} à près de 10^{-1} .

4.4.3 Filtres Doppler de largeur 2400 Hz

Dans cette simulation, nous utilisons des filtres Doppler ayant une largeur de 2400 Hz. Cette largeur correspond à un Doppler normalisé $f_d T = 1.0$. Le filtre adapté Doppler se compose alors du filtre adapté habituel, de largeur 2400 Hz, auquel on a rajouté les filtres Doppler de 2400 Hz de part et d'autre.

Les résultats des simulations sont présentés à la figure 4.11. Les quatre ensembles de courbes de performance correspondent à des valeurs de Doppler normalisé de 0.1, 0.2, 0.5 et 1.0, tout comme dans les simulations précédentes. L'analyse s'effectue aussi de la même manière que précédemment. Puisque les filtres Doppler sont optimaux pour un étalement Doppler de 2400 Hz, c.-à-d., $f_d T = 1.0$, on note que la plus grande amélioration de la performance se produit lorsque $f_d T = 1.0$. Là aussi, le taux d'erreur irréductible a chuté d'environ un ordre de grandeur, passant de $\approx 4 \times 10^{-1}$ à 10^{-2} .

4.5 Résultats - canal à évanouissements de Rice

Cette section donne un aperçu de l'utilité du filtre adapté Doppler lorsque le canal est du type Rice. Plutôt que de reprendre toutes les simulations de la section précédente, nous avons essayé le filtre

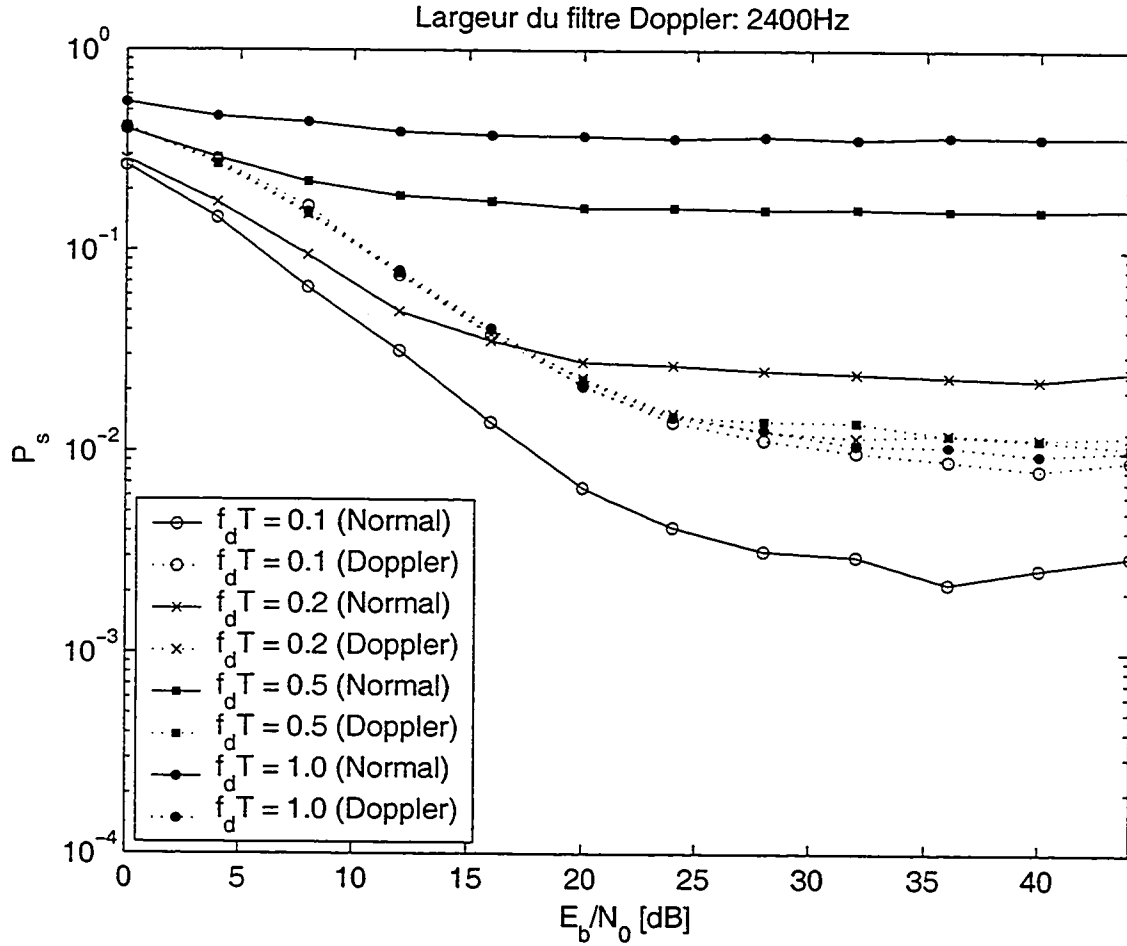


FIG. 4.11: Comparaison de la performance entre un système ayant un filtre de réception normal (traits continus) et celui ayant un filtre de réception Doppler (en pointillés). La largeur de bande du filtre adapté Doppler est optimisée pour la valeur du Doppler normalisé $f_d T = 1.0$.

uniquement pour le cas où la valeur du Doppler normalisé est $f_d T = 0.5$. La largeur des filtres Doppler est 1200 Hz, soit la valeur optimale correspondant à ce $f_d T$.

Les résultats de simulation sont montrés à la figure 4.12. Les courbes de performance en traits continus sont celles d'un récepteur muni d'un filtre de réception normale. Celles en pointillés indiquent la performance du récepteur muni d'un filtre adapté Doppler. Pour chaque type de filtre de réception, on affiche les résultats pour les valeurs du facteur K de Rice de -70 dB, -5 dB, 0 dB et +5 dB. La valeur $K = -70$ dB correspond au canal à évanouissements de Rayleigh. Lorsque $K = 0$ dB, la puissance des composantes multivoies est égale à la puissance de la composante en visibilité directe. Par contre, lorsque $K = +5$ dB (-5 dB), les composantes multivoies ont une puissance supérieure (inférieure) de 5 dB à la composante en visibilité directe.

Pour fin de validation, on constate que si $K = -70$ dB (canal à évanouissements de Rayleigh), on retrouve le résultat obtenu à la figure 4.10 lorsque $f_d T = 0.5$, c.-à-d., qu'on obtient un abaissement du taux d'erreur irréductible d'environ un ordre de grandeur. Toutefois, lorsque la valeur de K augmente, l'amélioration de la performance s'amenuise. En effet, comme le canal devient de plus en plus du type Rice, la puissance dans les composantes multivoies diminue : donc, la dispersion Doppler devient de moins en moins importante et l'énergie recueillie par les filtres Doppler est de plus en plus négligeable par rapport à l'énergie recueillie par le filtre adapté habituel (celui centré autour de $f = 0$). À de moment là, l'exploitation de la diversité Doppler contribue de moins en moins à l'amélioration de la performance.

4.6 Conclusion

La diversité Doppler est un principe de diversité intéressant car il est intrinsèque à la propagation dans les canaux à évanouissements rapides. Son exploitation ne nécessite pas de changement du côté du transmetteur, ou l'ajout d'antennes de transmission ou de réception additionnelles. Le principe peut être implanté en totalité au récepteur.

Les principes fondamentaux de ce type de diversité ont été proposés initialement [SA97b, SA99, SA98, SA97a, BSA00] pour les canaux à la fois dispersifs en fréquence et en temps et où la combinaison des signaux est effectué en post-détection. Dans le cas traité ici, le canal est seulement dispersif en

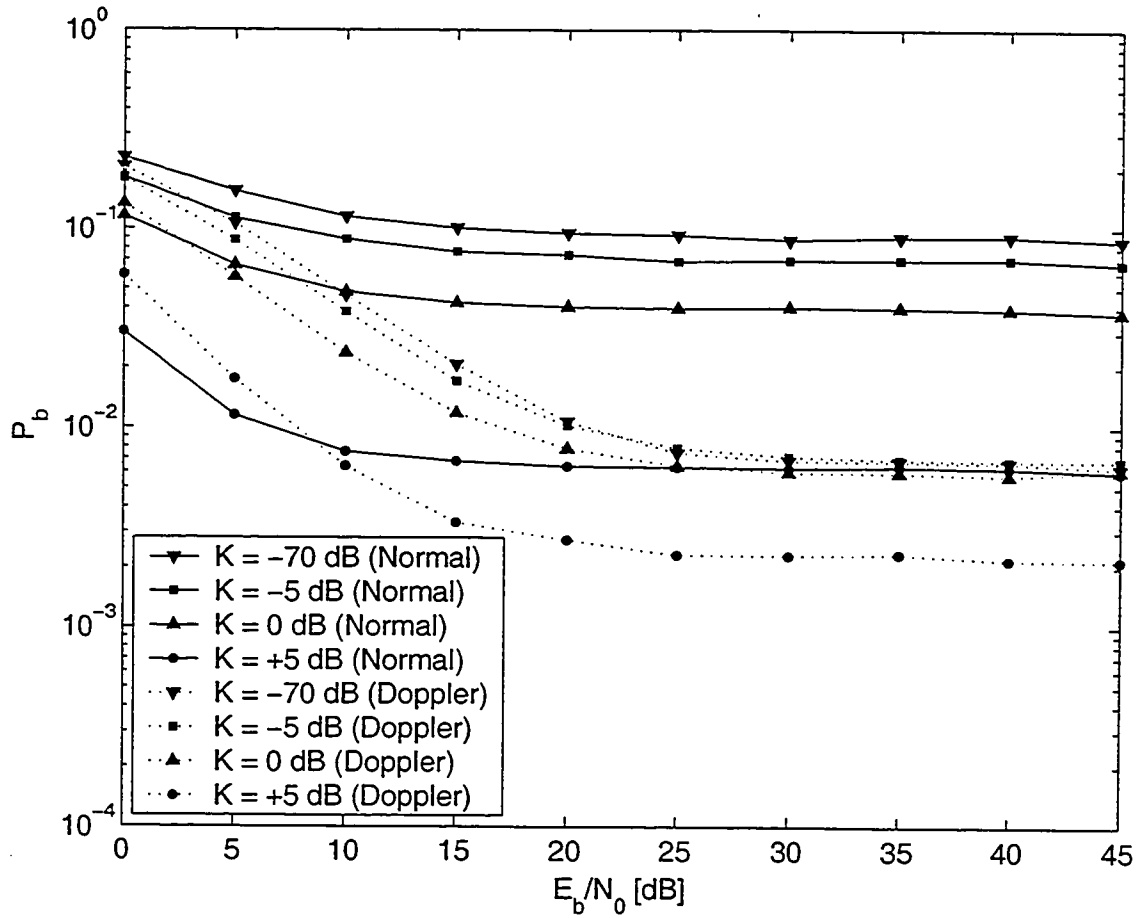


FIG. 4.12: Comparaison de la performance entre un système ayant un filtre de réception normal (traits continus) et celui ayant un filtre de réception Doppler (en pointillés) dans un canal à évanouissements de Rice. Le paramètre K a pour valeur -70 dB, -5 dB, 0 dB et +5 dB. La valeur du Doppler normalisé est $f_d T = 0.5$ et la largeur du filtre adapté Doppler optimale pour cette valeur.

fréquence et la combinaison pré-détection est utilisée.

On a pu constater que les communications dans un canal à évanouissements de Rayleigh peuvent tirer profit de la diversité Doppler. Son utilisation permet d'abaisser le taux d'erreur irréductible associé à la dispersion Doppler. Pour une largeur de filtre Doppler donnée, l'amélioration maximale se fait sentir lorsque la dispersion en fréquence, causée par les variations temporelles du canal, occupe toute la largeur du filtre. Cet effet a été constaté pour trois largeurs de filtres Doppler : 480 Hz, 1200 Hz et 2400 Hz. Toutefois, pour de faibles valeurs du facteur $f_d T$, on assiste plutôt à une légère dégradation de la performance, c.-à-d., un rehaussement du taux d'erreur irréductible, car l'utilisation des filtres Doppler augmente le niveau de bruit. Pour remédier à ce problème, on pourrait songer à une technique d'implantation de largeur de filtres variable dans le temps. Un autre module pourrait être ajouté pour estimer le taux de variations Doppler, en mesurant, par exemple, le taux de passage par un niveau. Cette information serait ensuite utilisée pour modifier les coefficients des filtres Doppler afin que leurs largeurs soient, autant que possible, adaptées à la valeur instantanée du Doppler normalisé.

Finalement, on a aussi montré que cette technique de diversité peut être utilisée lorsque le canal à évanouissements est du type Rice. Toutefois, l'amélioration la plus marquante se fait sentir lorsque la valeur du facteur K de Rice est autour de zéro dB. Pour des valeurs supérieures de K , la puissance des composantes multivoies devient négligeable par rapport à la puissance de la composante en visibilité directe et le gain en performance apporté par la diversité Doppler diminue.

Chapitre 5

La diversité de l'espace signal

LE CONCEPT de **diversité de l'espace signal**, aussi connu sous le nom de **diversité de modulation**, ou de **constellations tournées**, a été proposé en 1992 par Boullé *et al.* [BB92]. Il s'agit d'une forme de diversité innovatrice qui permet d'améliorer la performance dans les canaux à évanouissements, en introduisant une rotation de la constellation, et un entrelaceur pour découpler les composantes I et Q .

Le présent chapitre est consacré à l'étude de ce concept. On y explique d'abord en quoi consiste la diversité de l'espace signal, c.-à-d., comment on peut augmenter l'ordre de la diversité par une simple rotation d'une constellation. Puis, on décrit l'environnement de simulation : le système simulé, le choix des paramètres de simulation et les résultats des tests de validation. Enfin, on présente, et on analyse, les résultats des simulations dans les canaux à évanouissements de Rayleigh et de Rice.

5.1 Le concept de la diversité de l'espace signal

Comme on l'a mentionné précédemment, on obtient une diversité de l'espace signal en appliquant deux transformations à une constellation QPSK habituelle :

- une **rotation**, afin d'augmenter l'ordre de la diversité, et,

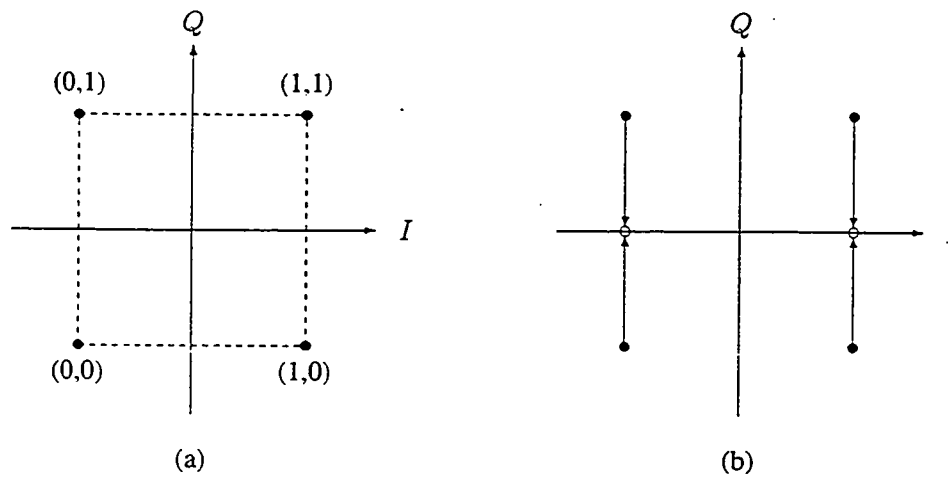


FIG. 5.1: Constellation QPSK en présence d'évanouissement. En (a), les quatre points d'une constellation QPSK habituelle. Chaque point est identifié de manière unique par sa composante en phase, I , et sa composante en quadrature, Q . Si la composante en quadrature est soumise à un évanouissement, en (b), on remarque que les quatre points de la constellation sont ramenés à deux points (les cercles vides). Ceci rend la détection correcte impossible.

- un **entrelacement** dont le but est de réduire la probabilité d'avoir un évanouissement profond simultané des composantes I et Q .

Ceci section examine l'effet de ces deux transformations sur la constellation QPSK.

5.1.1 Effet de la rotation de la constellation

Pour comprendre le principe à la base de la diversité de l'espace signal, il est intéressant d'analyser ce qui se produit lorsqu'une constellation QPSK habituelle est soumise à un évanouissement. Ceci est illustré à la figure 5.1. En (a), les boulets noirs indiquent les points de la constellation. Chaque point est identifié par deux coordonnées distinctes et en présence de bruit AWGN, le récepteur optimal utilise le principe de vraisemblance maximale pour estimer le signal transmis. Dans cet exemple simple, il suffirait de déterminer à quel quadrant appartient le signal reçu pour déterminer le signal transmis le plus probable.

Que se produit-il si cette constellation est soumise à un évanouissement, tel qu'illustré en (b)? Dans cet exemple, seule la composante en quadrature est soumise à un évanouissement. On constate

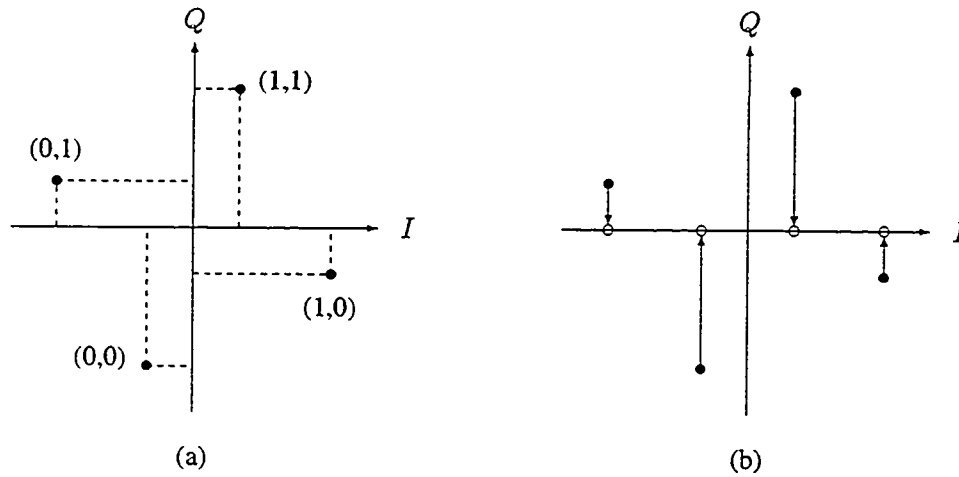


FIG. 5.2: La constellation QPSK tournée est une constellation QPSK habituelle à laquelle on a fait subir une rotation. Ceci a pour effet que les quatre points ont des projections distinctes, que ce soit selon la composante I ou celle en Q . Si on soumet la composante en quadrature à un évanouissement, les quatre points ont des projections distinctes en I . Ceci permet alors la détection du signal reçu. Le principe est tout aussi valable si c'est la composante en I qui est sujette à un évanouissement.

que les quatre points de la constellation initiale sont maintenant réduits à deux points (les cercles vides). Dans ce cas là, le décodage par maximum de vraisemblance ne peut plus s'appliquer car les quatre régions de décision sont maintenant fondues en deux régions. Au mieux, on peut déterminer si la composante en phase est supérieure ou inférieure à zéro, mais ceci est insuffisant pour estimer, sans ambiguïté le signal transmis. Le principe de la diversité de l'espace signal, lorsqu'appliqué à une constellation QPSK, consiste à lui faire subir une rotation d'un certain angle, tel que montré à la figure 5.2(a). Les quatre points de la constellation ont dès lors des projections distinctes, que ce soit selon la composante I ou celle en Q . Si on soumet, encore une fois, la composante en quadrature à un évanouissement, tel que montré en (b), on note que les quatre points ont maintenant des projections distinctes en I . Ainsi, en cas d'évanouissement sévère de l'une des deux composantes, il est quand même possible de prendre une décision fiable à partir de l'autre composante. Le principe est tout aussi valable si c'est la composante en I qui est sujette à un évanouissement.

L'effet de la rotation est bénéfique car elle permet d'augmenter l'ordre de la diversité. Mais comment définit-on l'ordre de la diversité dans une constellation tournée? On a vu au chapitre 3 que le paramètre d'ordre, L , est assez facile à déterminer lorsqu'on peut dénombrer chacune des branches qui

la compose. Par contre, c'est plus difficile à conceptualiser lorsqu'on a affaire à des formes de diversités intrinsèques, comme la diversité de l'espace signal. Certains auteurs, dont [BV98] et [Gui97], ont néanmoins proposé la définition suivante :

on appelle **ordre de diversité**, L , d'une constellation multidimensionnelle le nombre minimal de composantes différentes entre deux points quelconques de la constellation.

Si l'on applique cette définition à la constellation QPSK habituelle, on arrive à la conclusion que $L = 1$, car c'est le nombre minimal de composantes différentes entre deux points quelconques de la constellation. C'est donc dire que la constellation QPSK habituelle n'offre pas de diversité !

Par contre, pour ce qui est de la constellation tournée, on peut facilement constater que le nombre minimal de composantes différentes entre deux points quelconques de la constellation est toujours égale à deux. Or, d'après la définition de l'ordre de diversité que l'on vient d'énoncer, cela revient à dire que $L = 2$. Ainsi, le fait d'appliquer une rotation amène une forme de diversité intrinsèque sans que l'on ait eu recours à du codage ou une autre astuce du genre. C'est ce qu'on entend par **diversité de l'espace signal** ou **diversité de modulation**.

5.1.2 Effet de l'entrelacement des composantes I et Q

En pratique, pour exploiter la diversité de l'espace signal dans un canal à évanouissements Rayleigh, on entrelace les composantes I et Q à la transmission et on procède à l'opération inverse au récepteur. Cette opération a pour but de réduire la probabilité que les composantes en I et en Q se retrouvent simultanément en situation d'évanouissement sévère. Comme on l'a vu à la sous-section précédente, si une seule composante survit à l'évanouissement du canal, la constellation tournée nous permettra de prendre une décision quant au symbole transmis.

5.1.3 Généralisation à des dimensions supérieures

Le concept des constellations tournées s'applique tout aussi bien à des constellations QAM de dimension supérieure à deux. Leur construction s'appuie sur la branche des mathématiques que constitue la *théorie des nombres algébriques*. De plus amples informations à ce sujet peuvent être trouvées

dans les publications [BV98] et [BVRB96]. L'avantage d'utiliser des constellations de dimensions supérieures est qu'elles permettent d'atteindre des ordres de diversité, L , plus élevés. À la limite où L est très grand, le canal à évanouissements de Rayleigh est transformé en un canal du type gaussien [BV98]. Toutefois, dans ce travail, nous nous pencherons seulement sur les cas où la dimension est égale à deux.

5.1.4 Gain de la diversité

Il est montré dans [BV98] que la combinaison constellation tournée et entrelacement permet d'atteindre un gain de l'ordre de 8 dB, à un taux d'erreur de l'ordre de 10^{-3} , pour une constellation QPSK.

5.1.5 Le décodeur à maximum de vraisemblance

Avant d'entrer dans le détail des simulations, il est bon de mentionner quelques mots sur le décodage à maximum de vraisemblance pour les constellations tournées QPSK dans les canaux à évanouissements. On débute d'abord avec le canal AWGN, où le vecteur reçu, \mathbf{r} , s'exprime sous la forme :

$$\mathbf{r} = \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (5.1)$$

où \mathbf{n} est le vecteur bruit et les \mathbf{x} sont les points de la constellation. Pour une constellation à deux dimensions, comme la constellation QPSK, $n = 2$, d'où $\mathbf{r} = (r_1, r_2)$, $\mathbf{x} = (x_1, x_2)$ et $\mathbf{n} = (n_1, n_2)$. Le décodage à maximum de vraisemblance consiste alors à déterminer le \mathbf{x} qui minimise cette métrique :

$$m(\mathbf{x}|\mathbf{r}) = \sum_{i=1}^n |r_i - x_i|^2 \quad (5.2)$$

Si l'on demeure dans le canal AWGN, mais que l'on fait subir une rotation à la constellation QPSK, les \mathbf{x} seront transformés en \mathbf{y} par l'opération :

$$\mathbf{y} = \mathbf{R}\mathbf{x} \quad (5.3)$$

où \mathbf{R} est la matrice de rotation. Dans ce cas, l'opération de décodage à maximum de vraisemblance s'effectue comme précédemment, sauf que les \mathbf{x} sont remplacés par les \mathbf{y} :

$$m(\mathbf{y}|\mathbf{r}) = \sum_{i=1}^n |r_i - y_i|^2 \quad (5.4)$$

Finalement, si le canal est du type à évanouissements, et que l'on a entrelacé les composantes I et Q , tel que nécessaire pour exploiter la diversité de l'espace signal, le vecteur reçu \mathbf{r} est :

$$\mathbf{r} = \boldsymbol{\alpha} \odot \mathbf{y} + \mathbf{n} \quad (5.5)$$

où $\boldsymbol{\alpha}$ est le vecteur évanouissement, et \odot indique le produit composante à composante. Si l'entrelacement est parfait, et que l'on a une connaissance parfaite de l'état du canal, le décodage à maximum de vraisemblance cherche à minimiser la métrique :

$$m(\mathbf{y}|\mathbf{r}, \boldsymbol{\alpha}) = \sum_{i=1}^n |r_i - \alpha_i y_i|^2 \quad (5.6)$$

C'est cette forme de décodeur que nous avons utilisé dans les simulations suivantes.

5.2 Description de la simulation

5.2.1 Système simulé

Le récepteur proposé a été testé théoriquement au moyen d'une simulation par la méthode de Monte Carlo. L'implantation s'est effectuée dans l'environnement de MATLAB. La figure 5.3 montre le diagramme en blocs du système utilisé pour cette simulation.

Les fonctions des diverses composantes du système, ainsi que les paramètres de simulation, sont décrits ci-après.

Le **Transmetteur** comprend les six éléments suivants :

- la **SOURCE** qui émet des symboles complexes, $\{x_n\}$, tirés aléatoirement, et uniformément, parmi l'ensemble $\{+1 + j, +1 - j, -1 + j, -1 - j\}$. Le débit R_s , en symboles par seconde, est déterminé par l'utilisateur.
- l'**ENCODEUR QPSK** assigne les symboles émis par la source aux points de la constellation QPSK selon la règle d'encodage de Gray.
- une **ROTATION** par un angle θ est appliquée à la constellation QPSK telle qu'indiquée à la figure 5.4.

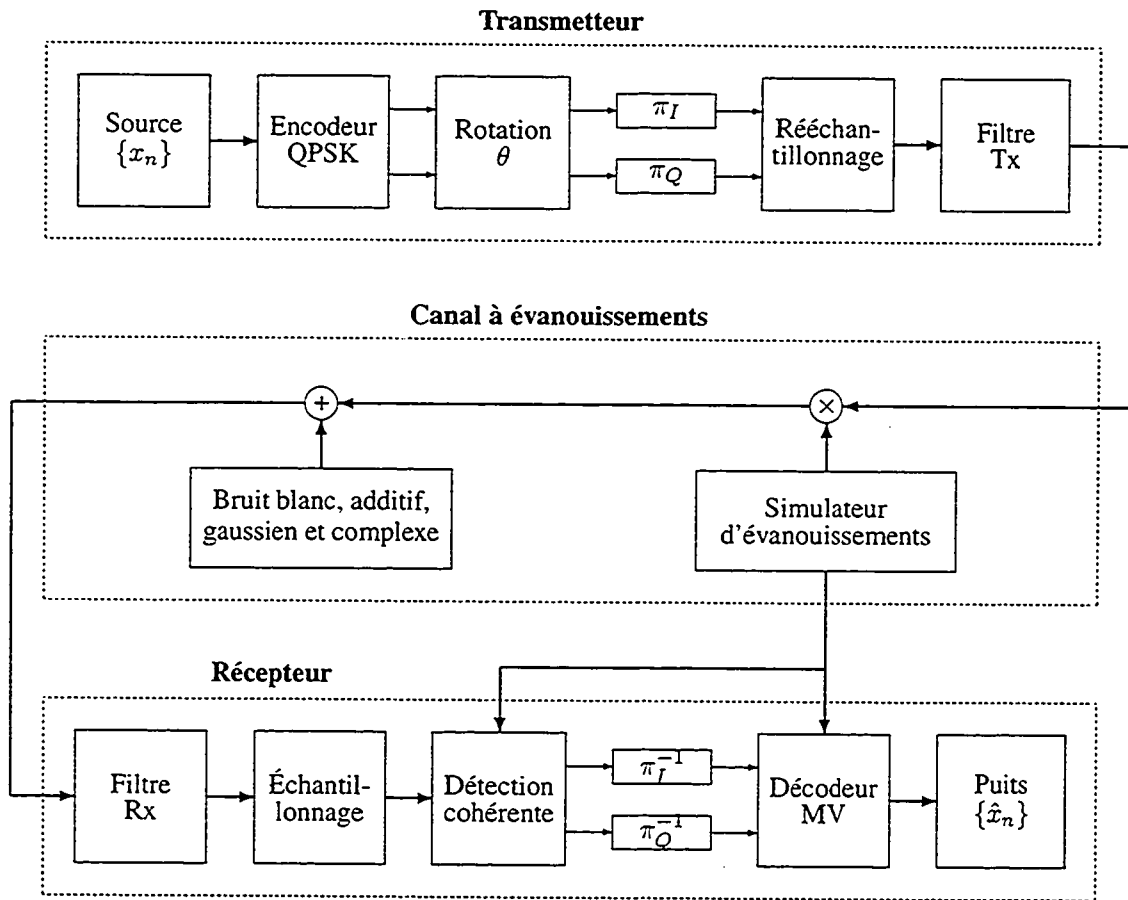


FIG. 5.3: Diagramme en blocs du simulateur utilisé pour tester la performance d'un système utilisant les constellations tournées. $\{x_n\}$ désigne la séquence des bits aléatoires émis par la source, tandis que $\{\hat{x}_n\}$ indique la séquence décodée. Les entrelaceurs des composantes en phase, I , et en quadrature, Q , sont désignés par les symboles π_I et π_Q respectivement. Les lignes en traits gras indiquent que des données complexes alors que les lignes en traits fins représentent un flux de données réelles.

- les ENTRELACEURS dont la fonction est de mélanger les composantes en I et Q afin d'empêcher que les deux composantes soient soumises simultanément à un évanouissement profond.
- l'INTERPOLATEUR introduit un nombre, N_I , de zéros entre chacun des symboles émis par la source. Cette opération permet d'obtenir un signal temporel plus "lisse" à la sortie du filtre de transmission. Le facteur N_I est un paramètre de simulation.
- le FILTRE DE TRANSMISSION (TX) effectue la mise en forme spectrale au moyen d'un filtre à réponse impulsionnelle finie (FIR) ayant un spectre en forme de la racine carré d'un cosinus surélevé. Le facteur d'adoucissement, α , est aussi déterminé par l'utilisateur. Les valeurs de R_s et α déterminent la largeur de la bande de transmission, W , selon la formule $W = (1 + \alpha)R_s$ Hz.

Le signal à la sortie du filtre de transmission est envoyé dans un **Canal à évanouissements**. Celui-ci se compose de deux modules :

- un SIMULATEUR DES ÉVANOUISSEMENTS. Il permet de simuler le canal à évanouissements du type Rayleigh ou Rice. L'utilisateur détermine le taux de Doppler normalisé, $f_d T$, requis pour la simulation. (Consultez l'annexe A pour plus d'informations au sujet de l'implantation du simulateur).
- une source de BRUIT ADDITIF BLANC, GAUSSIEN ET COMPLEXE, constituée de deux générateurs indépendants de bruit additif blanc, gaussien et réel. L'utilisateur détermine implicitement la variance de chacun des générateurs lors du choix du rapport E_b/N_0 désiré.

Le **Récepteur** est constitué de six modules :

- un FILTRE DE RÉCEPTION (RX). Ce filtre est adapté au filtre de transmission. Si le canal était simplement un canal à AWGN, ce filtre serait alors le filtre optimal, c.-à-d., celui qui maximise le rapport signal/bruit à l'entrée du récepteur.
- un ÉCHANTILLONNEUR, dont le rôle est de prélever un échantillon à tous les N échantillons reçus.
- un DÉTECTEUR COHÉRENT. Puisqu'on est dans un environnement de simulation, on a une connaissance parfaite de l'état du canal.
- un DÉSENTRELACEUR, pour réunir les composantes I et Q d'un même symbole.
- un DÉCODEUR à maximum de vraisemblance (MV), dont le fonctionnement est décrit à la

section 5.1.5.

- le PUIITS d'information dénoté par le symbole $\{\hat{x}_n\}$. La suite des \hat{x}_n est un estimé des symboles transmis.

Les symboles reçus sont ensuite comparés avec les symboles transmis afin de calculer le taux d'erreur. Le module responsable de cette opération n'est pas inclus afin d'alléger le diagramme.

5.2.2 Paramètres de simulation

Le tableau 5.1 résume les principaux paramètres de simulation.

TAB. 5.1: Paramètres de simulation des constellations tournées

Paramètre	Symbole	Valeur
Débit d'information	R_s	2400 symboles/s
Interpolation	N_I	10
Facteur d'adoucissement	α	0.2
Angle de rotation	θ	26.6°
Taille de l'entrelaceur	$N \times N$	(Variable)
Doppler normalisé	$f_d T$	(Variable)
Rapport signal/bruit	E_b/N_0	0 à 20 dB

En ce qui concerne le type de détection utilisé, nous avons employé la détection cohérente. Les justifications apportées à la section 4.3.2 du chapitre précédent, concernant l'utilisation de la détection cohérente pour l'étude de la diversité Doppler, sont également valables pour le cas présent.

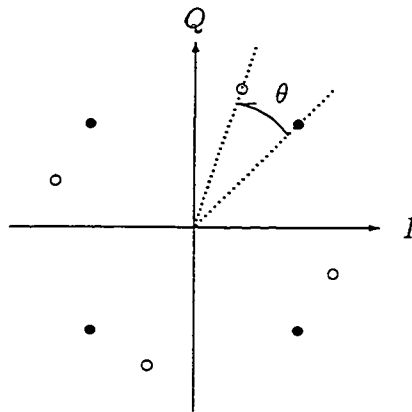


FIG. 5.4: Angle de rotation d'une constellation tournée. Les cercles pleins indiquent les points de la constellation QPSK non tournée tandis que les cercles vides sont ceux de la constellation tournée. L'angle θ indique l'angle de rotation entre les deux constellations.

5.2.3 Choix de l'angle de rotation

Puisqu'il est question de la diversité de l'espace signal obtenue par une rotation de la constellation, il faut évidemment définir cette rotation. La figure 5.4 indique comment on mesure l'angle de rotation, θ , de la constellation tournée. Sa plage de valeurs possibles est $0 \leq \theta \leq \pi/4$. Le cas $\theta = 0$ correspond à la constellation QPSK habituelle tandis que $\theta = \pi/4$ correspondent à une constellation QPSK dont les points sont situés directement sur les axes I et Q . Dans les deux cas, il n'y a pas de diversité possible. Par symétrie de rotation de la constellation sous une rotation de $\pi/2$, les autres valeurs de θ ($\pi/4 \leq \theta \leq 2\pi$) n'apportent rien de neuf car elles sont assimilables à un angle équivalent dans l'intervalle $[0, \pi/4]$.

Dans ce travail, l'angle de rotation optimal a été déterminé comme étant celui qui résulte en des régions de décision de grandeur égale, aussi bien pour la composante en I que celle en Q . La figure 5.5 illustre ce concept. Les calculs effectués indiquent que la valeur $\theta = \arctan(3) - \pi/4 \approx 26.6^\circ$ satisfait à ce critère. Il est à noter que dans [BB96], on mentionne que la valeur de cet angle n'est pas optimale pour le réseau de point \mathcal{Z}^2 complet. Selon les auteurs, la valeur optimale se situe plutôt autour de 32° . Cet écart s'explique peut-être par le fait que notre analyse a été effectuée en une dimension seulement, c.-à-d., qu'on cherche la taille optimale des régions de décision en considérant les composantes I et Q indépendamment l'une de l'autre. Il est possible que les auteurs de l'article [BB96] aient abordé le problème selon une approche différente.

Afin de nous assurer que la valeur de $\theta = 26.6^\circ$ est adéquate pour ce travail, plusieurs simulations

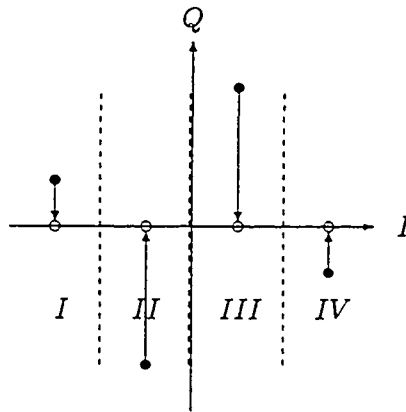


FIG. 5.5: Les cercles pleins sont les points de la constellation QPSK tournée alors que les cercles vides sont leurs projections selon l'axe I . Les chiffres romains, I , II , III et IV , indiquent les régions de décision associées à chacune des projections. L'angle optimal, soit $\theta = \arctan(3) - \pi/4 \approx 26.6^\circ$, résulte en des régions de décision de tailles égales.

ont été réalisées pour étudier l'impact de l'angle de rotation sur la performance d'un système employant la modulation QPSK dans un canal à évanouissements de Rayleigh. Ces simulations ont été effectuées pour des valeurs du rapport E_b/N_0 de 5, 10 et 15 dB. Les résultats sont présentés aux figures 5.6, 5.7 et 5.8 respectivement. Pour chaque figure, on a fait varier l'angle de rotation entre 0° et 45° et on a mesuré le taux d'erreur par bit pour chacun de ces angles. Pour les trois valeurs du rapport E_b/N_0 , on constate que le taux d'erreur, P_b , atteint son minimum lorsque l'angle de rotation, θ , est autour de 26° à 27° plutôt qu'autour de 32° , ce qui confirme que le choix de 26.6° est une valeur adéquate pour l'angle de rotation θ .

5.2.4 Rôle de l'entrelaceur

L'autre composante de la diversité de l'espace signal est l'utilisation de l'entrelaceur pour décorrélérer les composantes I et Q . Malheureusement, l'étude de l'entrelaceur idéal pour une application donnée n'a pas encore été élevée au rang de "science exacte"! Dans le domaine des codes turbo, par exemple, plusieurs groupes de chercheurs sont arrivés à de bons résultats en employant des entrelaceurs déterminés de manière *ad hoc*. Les deux ouvrages de référence de Heegard [HW99, chap. 3] et Vucetic [VY00, chap. 7], sur les codes turbo, fournissent une bonne revue et analyse de plusieurs types d'entrelaceurs fréquemment employés dans ce domaine. Pour les fins de cette étude, un simple entrelaceur

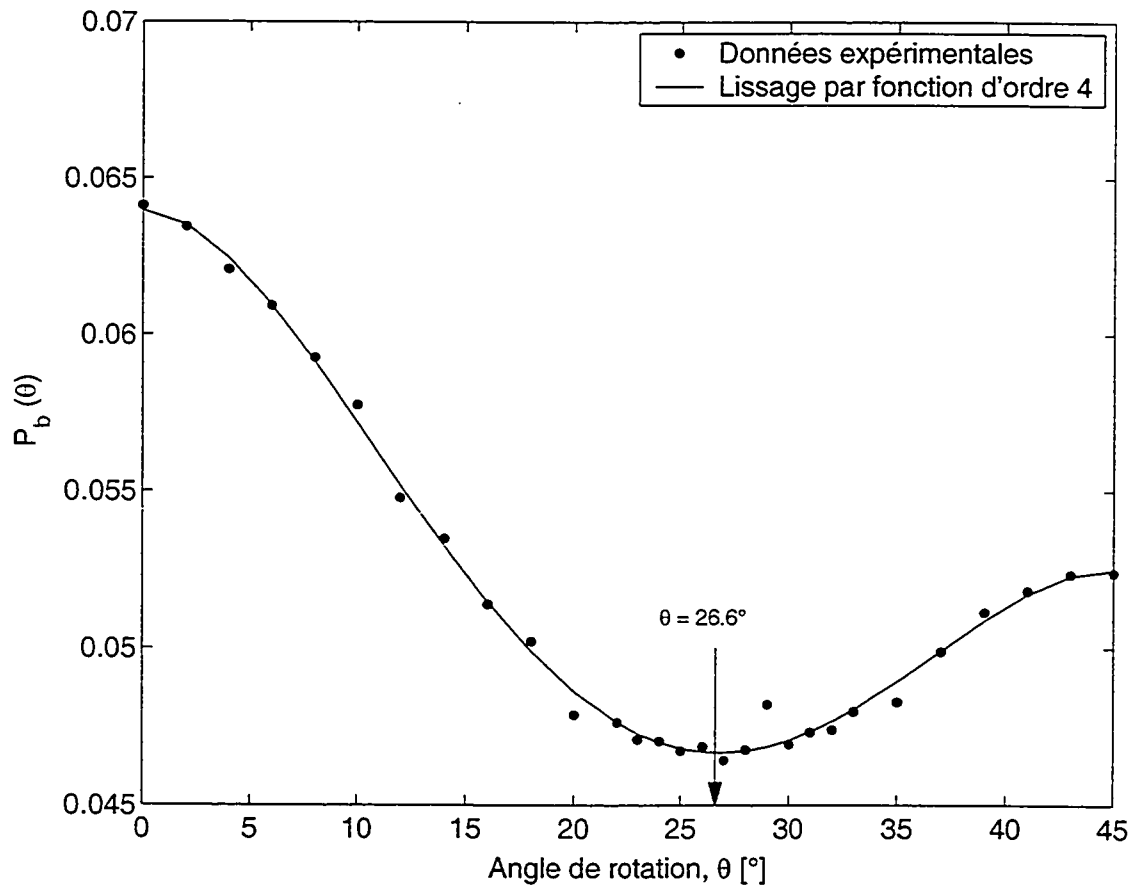


FIG. 5.6: Variation du taux d'erreur en fonction de l'angle de rotation pour une modulation QPSK dans un canal à évanouissements du type Rayleigh. L'angle de rotation, θ , varie de 0° à 45° . Les points expérimentaux sont indiqués par les symboles \bullet . La courbe en trait continu est un lissage effectué avec une fonction d'ordre 4. On peut constater que le taux d'erreur, P_b , atteint son minimum autour de $\theta = 26.6^\circ$. Le rapport E_b/N_0 est égal à 5 dB.

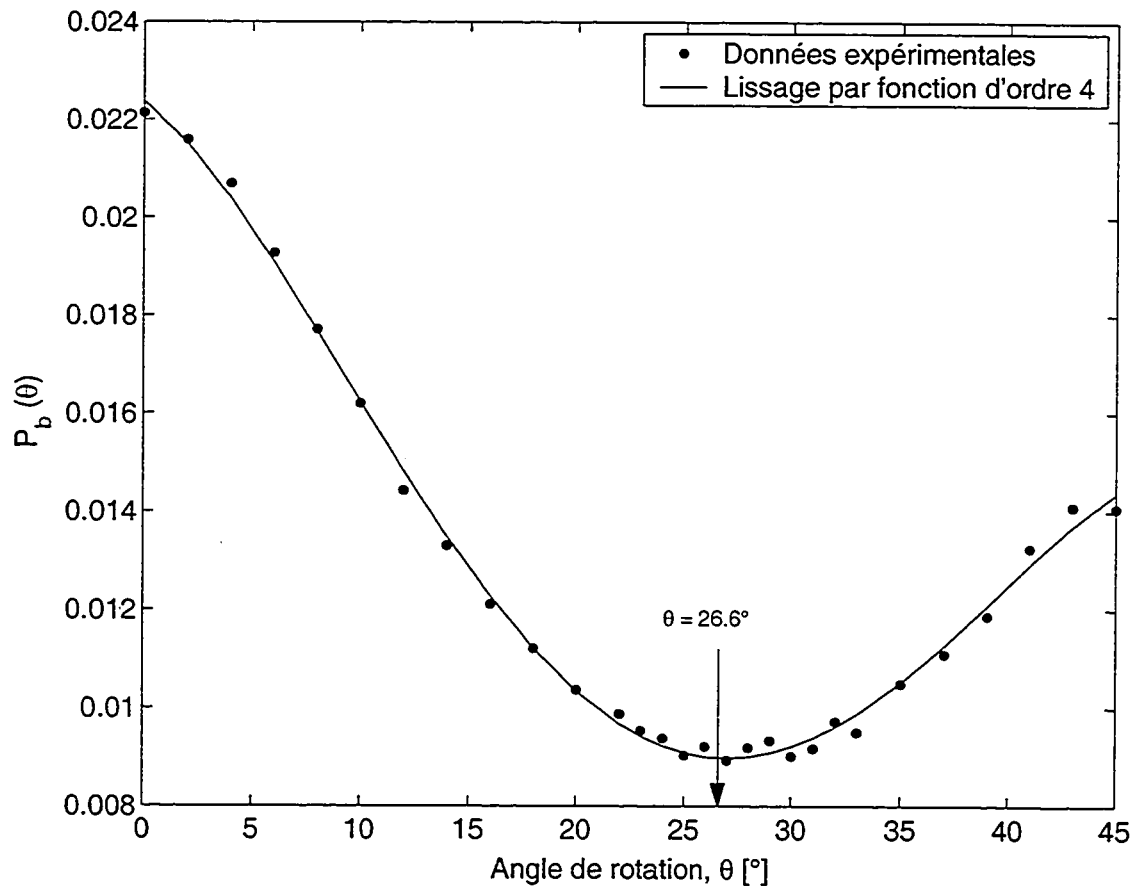


FIG. 5.7: Même légende que pour la figure 5.6 sauf que le rapport E_b/N_0 est égal à 10 dB.

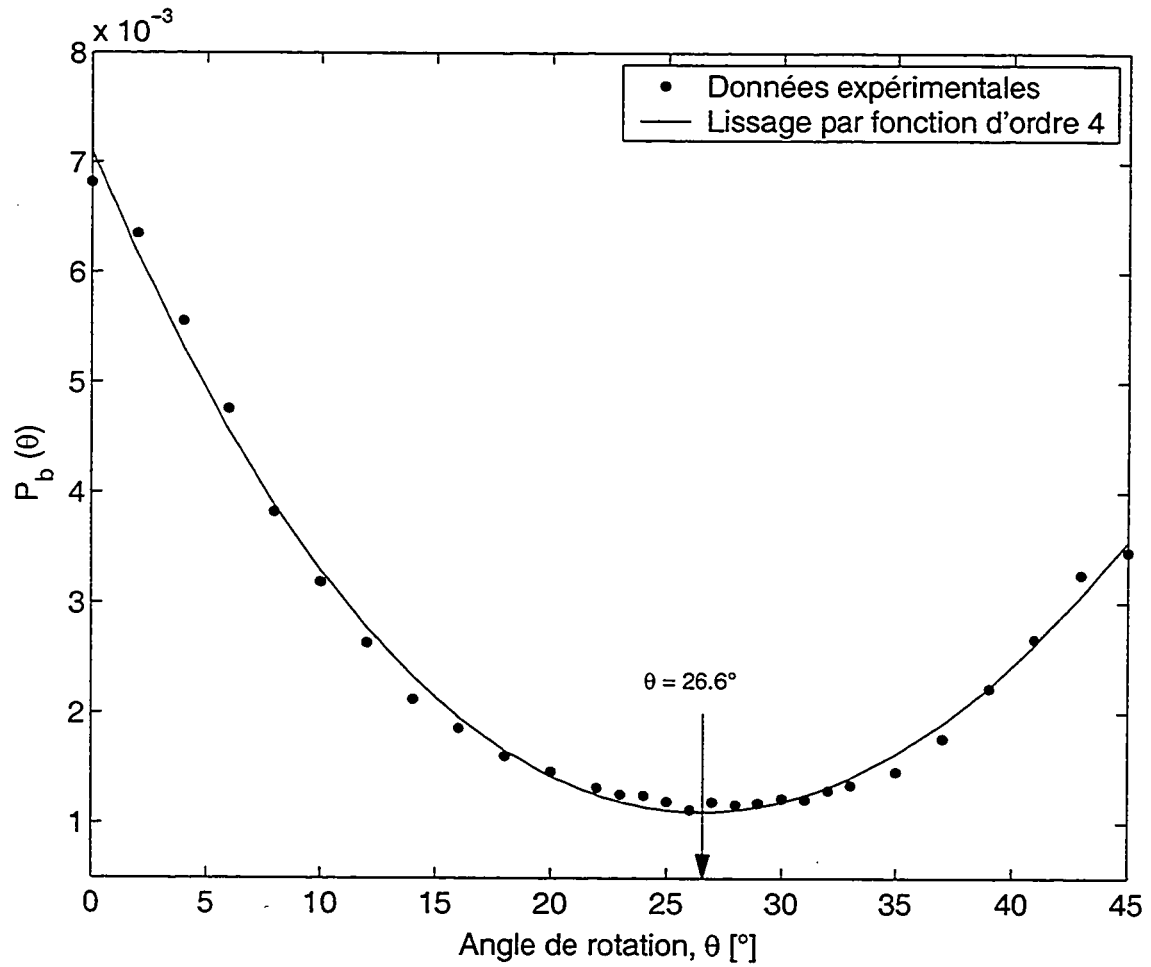


FIG. 5.8: Même légende que pour la figure 5.6 sauf que le rapport E_b/N_0 est égal à 15 dB.

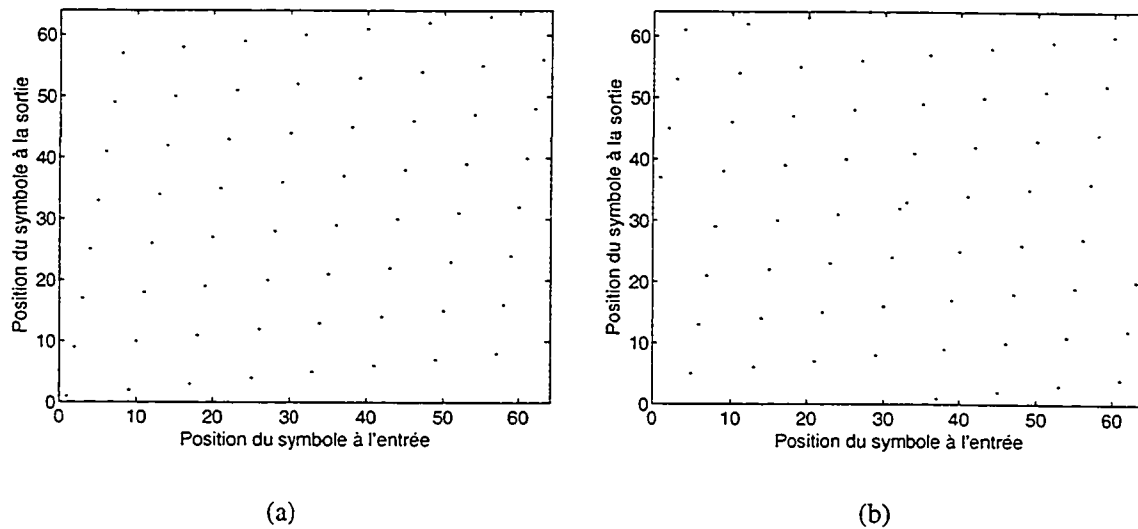


FIG. 5.9: Caractéristiques entrée-sortie d'un entrelaceur bloc 8×8 . (a) composante I , (b) composante Q .

bloc de taille $N \times N$ a été utilisé. Le principe de fonctionnement est simple. Si $N = 8$, par exemple, alors un tableau de 8×8 éléments est rempli rangée par rangée jusqu'à ce qu'il soit plein. Puis, il est lu colonne par colonne jusqu'à ce qu'il soit vidé de son contenu. Deux éléments successifs à l'entrée de l'entrelaceur se trouvent donc écartés l'un de l'autre à la sortie. Lorsqu'employé dans un canal à évanouissements du type Rayleigh, cela a pour effet d'éviter que les évanouissements sévères affectent des symboles consécutifs.

Dans le système de transmission simulé, les composantes I et Q sont envoyées dans leur entrelaceur respectif. Toutefois, lorsque vient le moment de vider les entrelaceurs, celui de la composante I est vidé à partir du point $(1, 1)$, c.-à-d., l'élément de la première rangée et de la première colonne. L'entrelaceur de la composante Q est vidé à partir d'un point central, (soit $(5, 5)$ si l'entrelaceur est de taille 8×8 ou le point $(17, 17)$ s'il est de taille 32×32), ceci afin d'assurer une bonne séparation entre les deux composantes.

La figure 5.9 montre la fonction de transfert des entrelaceurs des composantes I et Q pour le cas où $N = 8$. Dans notre étude, nous avons utilisé $N = 32$ afin d'obtenir une plus grande séparation entre les composantes.

Quant à la figure 5.10, elle montre la séparation obtenue entre les composantes I et Q lorsqu'on utilise l'entrelaceur bloc 8×8 . Un tel entrelaceur agit sur des blocs de 64 symboles à la fois. La figure

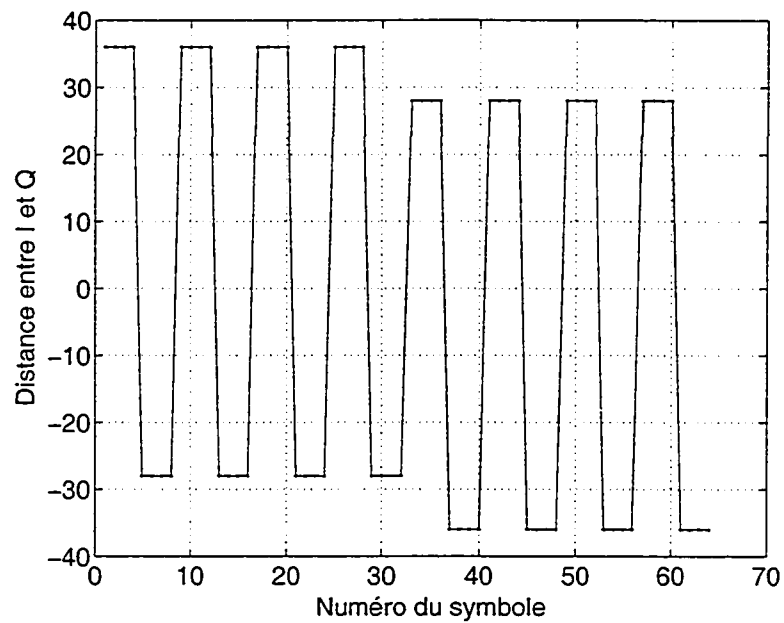


FIG. 5.10: Séparation entre les composantes I et Q pour l'entrelaceur bloc de la figure 5.9. Les distances de séparation oscillent entre 28 et 36.

montre la distance de séparation entre les composantes I et Q d'un symbole en fonction de la position de ce symbole dans le bloc de 64 symboles. En l'absence d'entrelaceur, la distance entre les composantes I et Q serait nulle pour tous les symboles. Après entrelacement, les distances de séparation varient entre 28 et 36. Pour une entrelaceur bloc où $N = 32$, cette distance est beaucoup plus grande mais la courbe garde la même allure générale.

5.2.5 Tests de validation du système

Un test a d'abord été effectué afin de valider le fonctionnement du système dans un canal AWGN. Les résultats sont montrés à la figure 5.11. On constate que les résultats expérimentaux concordent très bien avec la courbe théorique, ce qui est de bonne augure pour la suite des choses. C'est avec confiance que nous pouvons maintenant entreprendre les simulations dans le canal à évanouissements de Rayleigh.

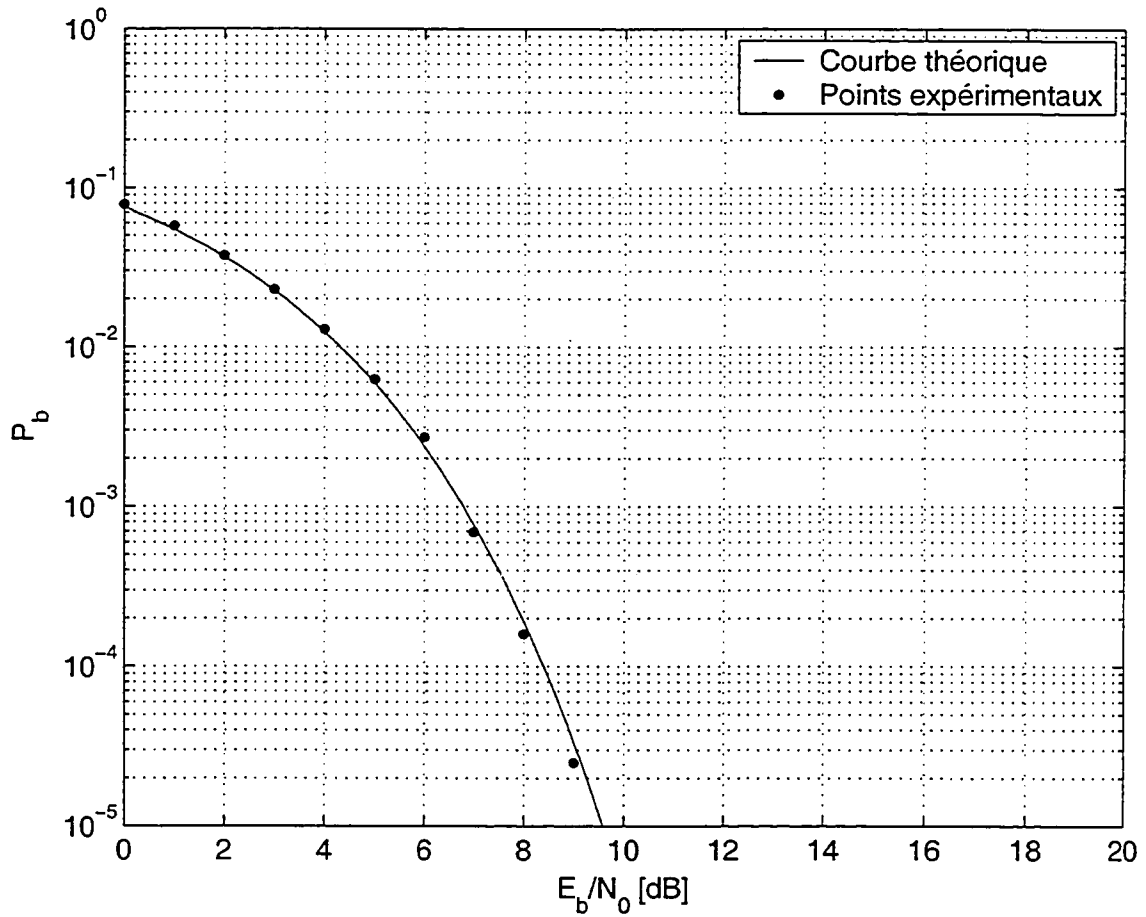


FIG. 5.11: Courbe de performance avec utilisation des constellations tournées dans un canal gaussien. La modulation employée est QPSK.

5.3 Résultats - canal à évanouissements de Rayleigh

La figure 5.12 montre les résultats de la simulation dans le canal à évanouissements de Rayleigh. L'entrelaceur a une dimension de 32×32 . La fréquence Doppler est $f_d = 30$ Hz, ou en valeur normalisée, $f_d T = 0.0125$. On peut constater que la diversité de l'espace signal donne les résultats escomptés. Les deux courbes en traits continus indiquent les performances d'un système avec diversité d'ordre $L = 1$ et $L = 2$. Les résultats expérimentaux concordent exactement avec la courbe ayant pour étiquette $L = 2$. Ce sont aussi les résultats obtenus par Boutros *et al.* [BV98] (courbe avec les symboles "+"). Ceux-ci ont été relevés directement de la figure 11 de leur publication.

5.3.1 Variation de la taille de l'entrelaceur

L'entrelaceur est une composante nécessaire pour implanter la diversité de l'espace signal. Dans le but de déterminer l'effet de la taille de l'entrelaceur sur la performance du système, nous avons réalisé une simulation où deux tailles d'entrelaceurs blocs ont été testés, soient 4×4 et 8×8 . Les résultats sont présentés à la figure 5.13. Lorsque le bloc est de dimension 4×4 , la courbe de performance se situe entre celles de diversité $L = 1$ et $L = 2$. Toutefois, dès que la taille de l'entrelaceur augmente à 8×8 , la courbe de performance avoisine déjà celle pour le système ayant une diversité d'ordre 2.

On constate que l'effet de l'entrelaceur de fait sentir même pour des tailles beaucoup plus petites que celle de 32×32 utilisée dans les simulations. Il semble donc que si l'entrelaceur est essentiel, les exigences quant à sa taille ne sont pas très élevées et même un entrelaceur de taille modeste donne des résultats acceptables.

5.3.2 Variation du Doppler normalisé

Puisque l'utilisation de la diversité de l'espace signal a été introduite pour améliorer la performance dans les canaux à évanouissements, nous avons donc étudié son effet en fonction du Doppler normalisé.

La figure 5.14 montre l'évolution de la performance du système en fonction du Doppler normalisé,

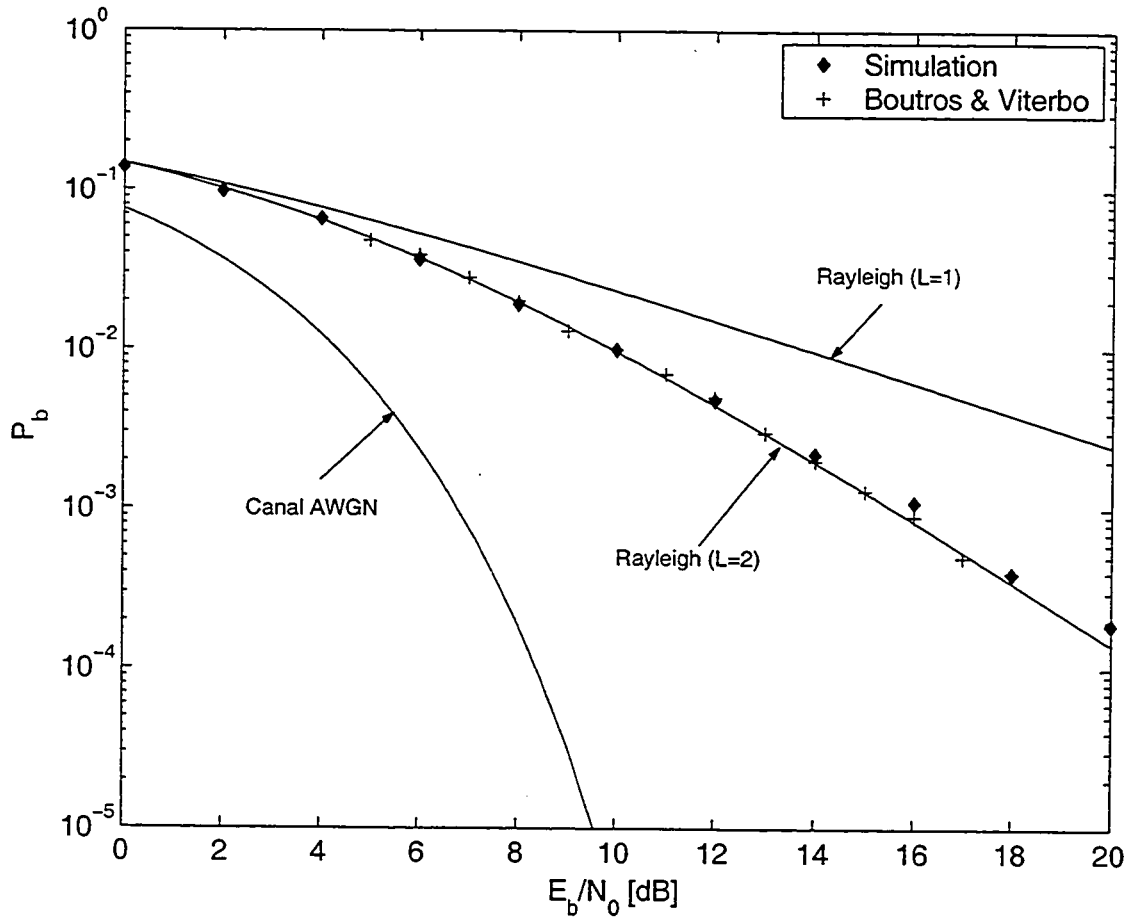


FIG. 5.12: Comparaisons entre les résultats obtenus par simulation et les résultats publiés par Boutros et Viterbo [BV98]. La modulation est du type QPSK et on utilise une constellation tournée ayant un angle de rotation de 26.6° . Le canal est à évanouissements de Rayleigh et la valeur du Doppler normalisé est $f_d T = 0.0125$. On constate que les points expérimentaux concordent avec la courbe théorique pour la performance dans un canal à évanouissements de Rayleigh lorsque la diversité est d'ordre $L = 2$ (indiqué par l'étiquette Rayleigh (L=2)).

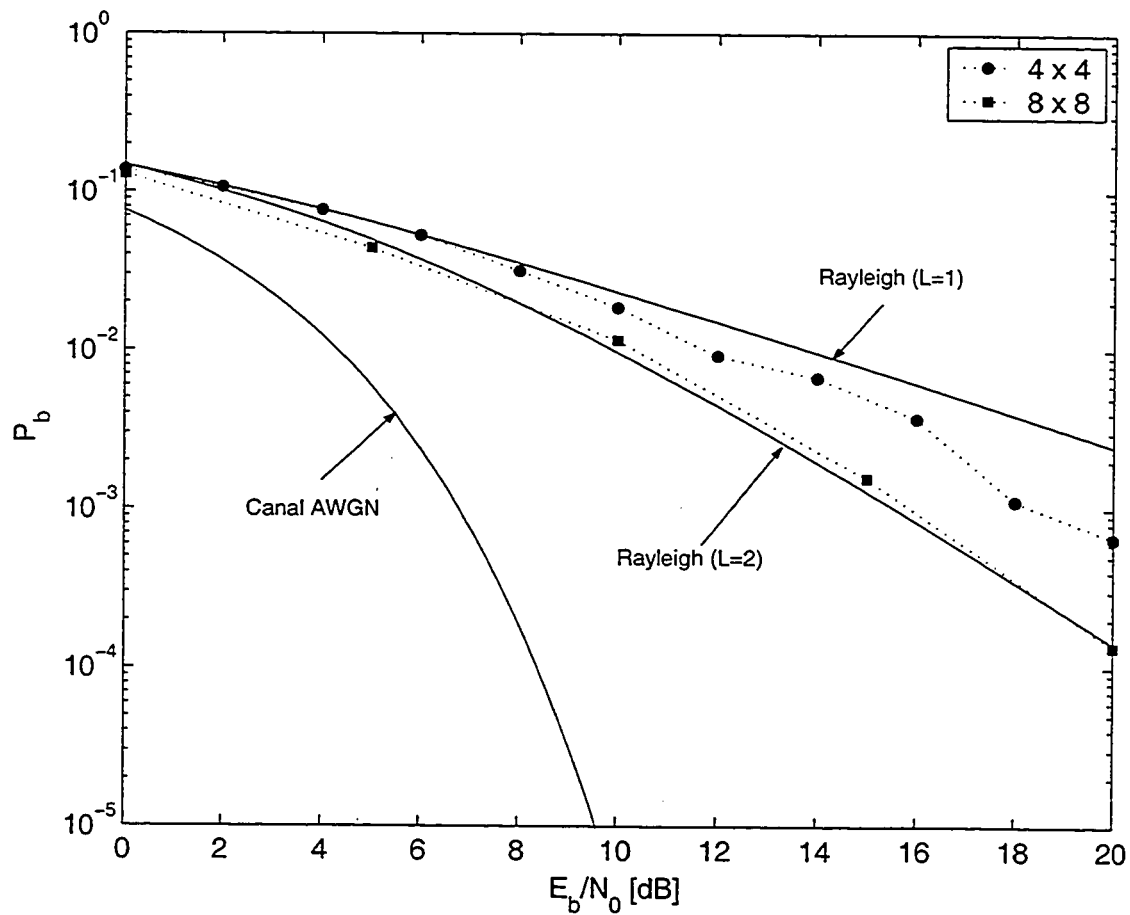


FIG. 5.13: Courbes de performance obtenues pour deux dimensions de la taille de l'entrelaceur bloc. La valeur du Doppler normalisé est $f_d T = 0.0125$.

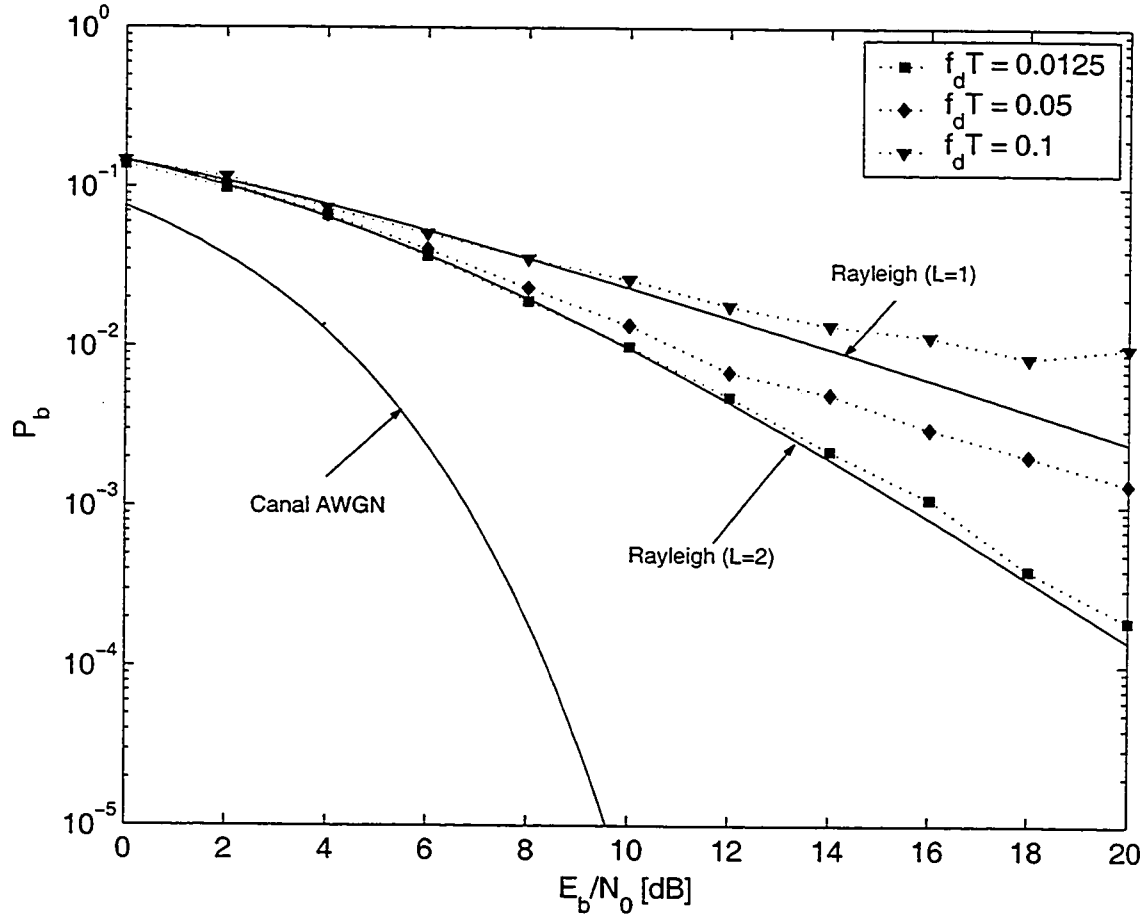


FIG. 5.14: Résultats de simulation avec constellations tournées en faisant varier la valeur du Doppler normalisé $f_d T$.

$f_d T$. Pour une faible valeur de $f_d T$ (0.0125), la performance du système approche la performance théorique d'un système ayant une diversité d'ordre $L = 2$. Toutefois, au fur et à mesure que cette valeur augmente, comme par exemple pour le cas $f_d T = 0.05$, le gain obtenu par l'emploi des constellations tournées s'estompe graduellement. Autour de $f_d T = 0.1$, l'avantage des constellations tournées est perdu, et on revient aux performances d'un système sans diversité (courbe $L = 1$).

5.4 Résultats - canal à évanouissements de Rice

Tout comme pour le cas de la diversité Doppler, des simulations ont aussi été effectuées pour un canal à évanouissements de Rice. Les valeurs du facteur K de Rice que nous avons testées sont : $K = -70$ dB, $K = -5$ dB, $K = 0$ dB et $K = +2$ dB. Le cas où $K = -70$ dB correspond à toutes fins pratiques à un canal à évanouissements de Rayleigh et sert à valider les résultats. Afin d'isoler l'effet du facteur K , seul ce dernier varie alors que tous les autres paramètres de simulations sont constants et prennent les valeurs indiquées dans le tableau 5.2.

Pour chacune des valeurs de K , nous avons obtenu les courbes de performance pour les constellations non-tournées et tournées. Afin d'alléger la présentation des résultats, ceux-ci sont regroupés dans deux figures.

La figure 5.15 montre les résultats obtenus avec l'utilisation des constellations non-tournées, c.-à-d., lorsque l'angle de rotation est 0° . Les résultats pour $K = -70$ dB coïncident avec la courbe théorique portant l'étiquette "Rayleigh ($L = 1$)". Ce résultat était prévisible car le cas où $K = -70$ dB revient à simuler un canal à évanouissements de Rayleigh, et l'utilisation d'un angle de rotation de 0° consiste à utiliser une constellation QPSK habituelle, donc sans diversité. Toutes les autres courbes, $K = -5$ dB, $K = 0$ dB et $K = +2$ dB sont presque "parallèles" à celle-ci, car elles correspondent également à des situations où il n'y a pas de diversité de l'espace signal. Toutefois, au fur et à mesure que le facteur K augmente, la performance s'améliore car la composante en visibilité directe devient de plus en plus importante par rapport aux composantes multivoies.

En revanche, lorsqu'on introduit les constellations tournées, figure 5.16, les quatre courbes sont maintenant parallèles à la courbe théorique ayant l'étiquette "Rayleigh ($L = 2$)". Encore une fois, la courbe pour $K = -70$ dB correspond au canal à évanouissements de Rayleigh, mais elle est maintenant

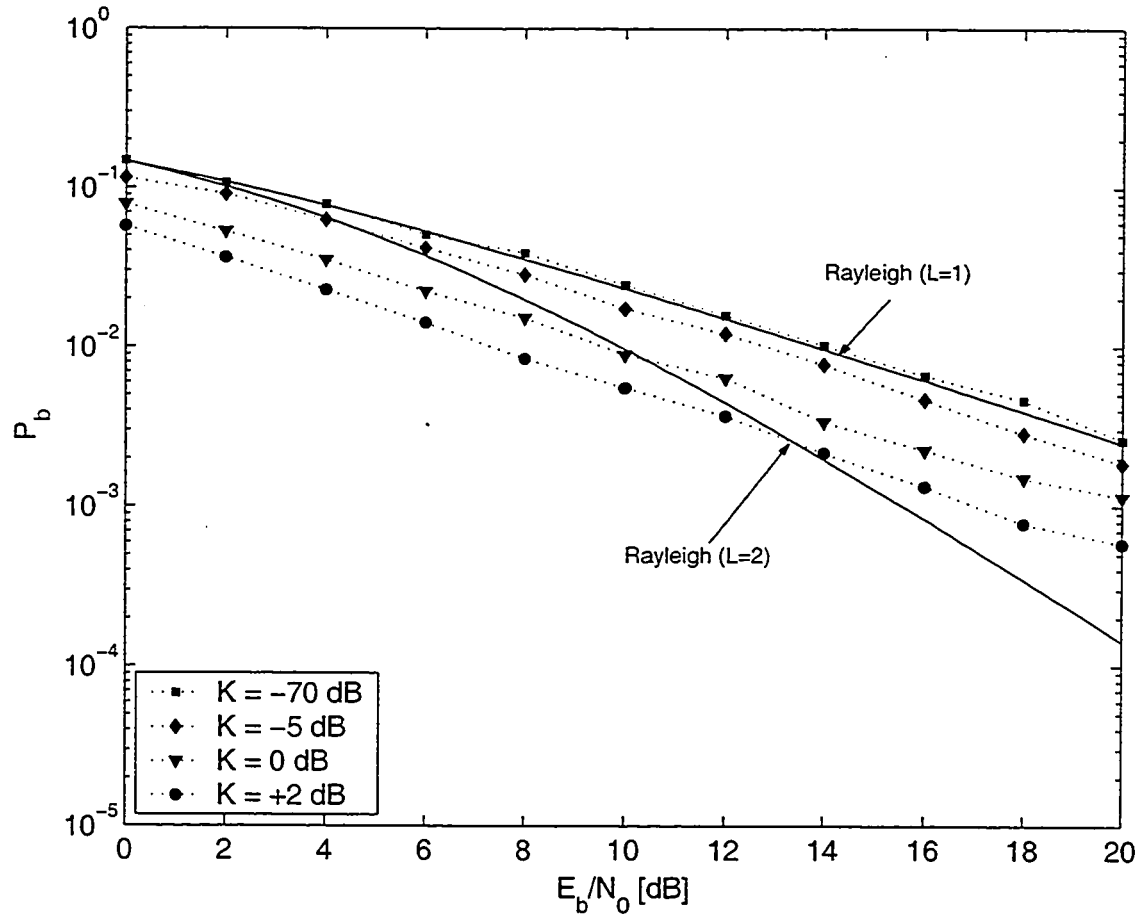


FIG. 5.15: Courbes de performance dans le canal à évanouissements de Rice. L'angle de rotation de la constellation QPSK est 0° : il n'y a donc pas de diversité de l'espace signal. Les courbes de performance sont "parallèles" à la courbe théorique désignée par "Rayleigh ($L = 1$)". La valeur du Doppler normalisé est $f_d T = 0.01$.

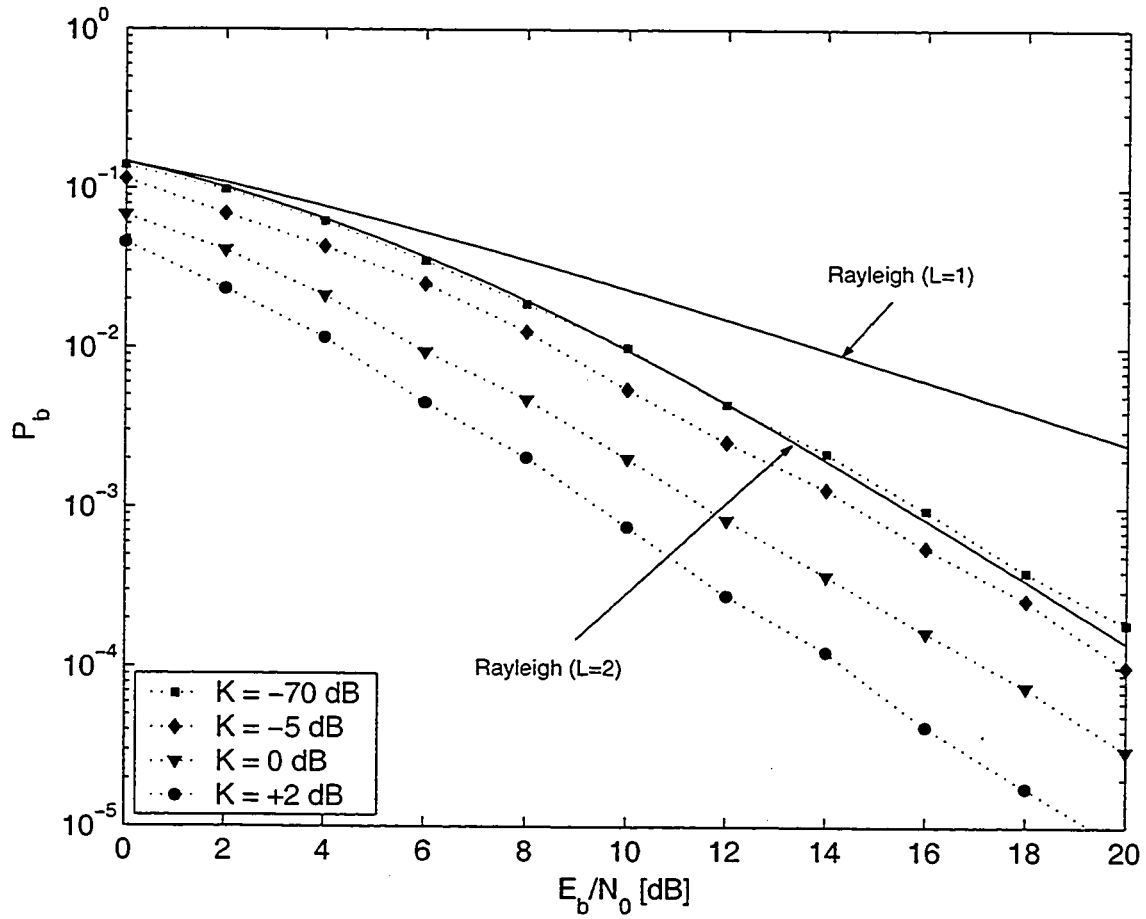


FIG. 5.16: Courbes de performance dans le canal à évanouissements de Rice. L'angle de rotation de la constellation QPSK est 26.6° : la diversité de l'espace signal est maintenant exploitée. Les courbes de performance sont quasiment parallèles à la courbe théorique désignée par "Rayleigh ($L = 2$)". La valeur du Doppler normalisé est $f_d T = 0.01$.

TAB. 5.2: Paramètres de simulation utilisés pour étudier l'effet des constellations tournées dans un canal à évanouissements de Rice.

Paramètre	Symbole	Valeur
Débit d'information	R_s	2400 symboles/s
Interpolation	N_I	10
Facteur d'adoucissement	α	0.2
Angle de rotation	θ	0° et 26.6°
Taille de l'entrelaceur	$N \times N$	32 × 32
Doppler normalisé	$f_d T$	0.01
Rapport signal/bruit	E_b/N_0	0 à 20 dB
Facteur de Rice	K	-70, -5, 0 et +2 dB

superposée à la courbe théorique indiquée par "Rayleigh ($L = 2$)" car elle exploite la diversité de l'espace signal. Les autres courbes de performance ($K = -5$ dB, $K = 0$ dB et $K = +2$ dB) sont parallèles à celle-ci et, comme on vient de l'expliquer, la performance s'améliore car la composante en visibilité directe devient de plus en plus importante par rapport aux composantes multivoies.

Ces résultats montrent donc que le canal à évanouissements de Rice préserve l'effet de la diversité de l'espace signal.

5.5 Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'en apprendre davantage sur le concept de la diversité de l'espace signal et de réaliser quelques simulations sur des canaux à évanouissements de Rayleigh et de Rice.

La technique de diversité de l'espace signal s'est avérée assez simple à implanter du côté du transmetteur, du moins, dans le cas d'une simple constellation QPSK. Seulement deux transformations sont

nécessaires : une rotation de la constellation par un angle de 26.6° et un entrelacement des composantes I et Q pour diminuer la probabilité que les deux composantes s'évanouissent simultanément. La rotation de constellation est triviale à implanter. Quant à l'entrelacement, une simulation a permis de constater que les exigences ne sont pas très strictes. Un simple entrelaceur bloc de dimension raisonnable (32×32) donne des performances très acceptables.

Du côté du récepteur, on effectue d'abord le désentrelacement des composantes I et Q et un détecteur à maximum de vraisemblance rend les décisions quant aux symboles transmis. Celui-ci nécessite un estimé de l'état du canal pour remplir son rôle. Encore une fois, cette exigence est facilement satisfaite dans le cas de simulations, car nous avons accès à l'estimation parfaite de l'état du canal. En pratique, l'état du canal serait plus difficile à obtenir constituerait sans doute le facteur limitatif quant à la performance du système. Là encore, comme dans le cas de la diversité Doppler, on pourrait avoir recours aux techniques énoncées à la section 4.3.2 pour aider à estimer le canal.

Le concept a ensuite été testé au moyen de simulations. Les résultats obtenus dans le canal à évanouissements de Rayleigh concordent très bien avec les résultats théoriques (canal à évanouissements de Rayleigh avec diversité d'ordre $L = 2$) ainsi qu'avec les résultats expérimentaux obtenus par un autre groupe [BV98]. Des simulations ont aussi été réalisées dans un canal à évanouissements de Rice. Elles ont permis de constater que ce type de canal préserve l'effet de la diversité de l'espace signal.

Chapitre 6

Conclusion

Acta est fabula

CET TRAVAIL de recherche a été enrichissant pour l'auteur car il a représenté une occasion d'approfondir le phénomène de la propagation dans les canaux de radiocommunications mobiles et d'étudier deux techniques innovatrices de diversité, soient la diversité Doppler et la diversité de l'espace signal. Pour chacune de ces techniques, des simulations ont été réalisées pour vérifier les concepts de base, reproduire certains résultats déjà publiés par d'autres chercheurs, et apporter des contributions nouvelles.

En nous guidant sur le contenu des conclusions des chapitres 4 et 5, nous présentons d'abord une synthèse des résultats obtenus, puis, soulignons les contributions de ce travail, et enfin, suggérons quelques axes de recherches possibles afin d'étendre la portée de ces travaux.

6.1 Résultats de la thèse

6.1.1 Diversité Doppler

Le concept de diversité Doppler, tel que proposé initialement [SA97b, SA99, SA98, SA97a, BSA00], s'applique à des canaux dispersifs en temps et en fréquence. Une combinaison des signaux du type post-détection est utilisée au récepteur. Dans ce travail, des simulations ont été effectuées pour le cas où le canal est dispersif en fréquence seulement. De plus, la combinaison pré-détection est justifiée et utilisée.

Des simulations ont d'abord été réalisées dans le canal à évanouissements de Rayleigh, en utilisant un filtre adapté Doppler au récepteur. Trois largeurs de filtres Doppler ont été testées : 480 Hz, 1200 Hz et 2400 Hz. On a montré que l'utilisation de ces filtres permet d'abaisser le taux d'erreur irréductible de manière importante (environ un ordre de grandeur). L'effet des filtres Doppler est optimal lorsque leurs largeurs coïncident avec l'étalement fréquentiel causé par l'effet Doppler. Toutefois, lorsque le taux de variation du déplacement de fréquence Doppler est faible, l'ajout des filtres Doppler a pour effet de dégrader légèrement la performance.

La technique de diversité Doppler a également été simulée dans des canaux à évanouissements du type Rice. Plusieurs valeurs du facteur K de Rice ont été essayées. On a constaté que l'amélioration la plus marquante, apportée par la diversité Doppler, se fait sentir lorsque la valeur du facteur K de Rice est autour de zéro. Pour des valeurs supérieures de K , la puissance des composantes multivoies devient négligeable par rapport à la puissance de la composante en visibilité directe et, par conséquent, le gain apporté par la diversité Doppler diminue.

6.1.2 Diversité de l'espace signal

Le concept de diversité de l'espace signal a été étudié puis testé par le biais de simulations. Les résultats obtenus dans le canal à évanouissements de Rayleigh concordent très bien avec les résultats théoriques prévus, ainsi qu'avec les résultats expérimentaux obtenus par un autre groupe de recherche [BV98].

Des simulations ont aussi été menées pour essayer de déterminer l'effet de la taille de l'entrelaceur bloc sur la performance du système. On a pu remarquer que l'avantage apporté par la diversité de l'espace signal se manifeste même avec un entrelaceur de taille 8×8 . Nous avons utilisé un entrelaceur de taille 32×32 pour les autres simulations pour nous assurer qu'aucun artéfact causé par l'entrelaceur ne vienne perturber les résultats.

On a aussi réalisé une autre simulation pour examiner l'effet du taux du Doppler normalisé sur la performance du système. On a constaté qu'autour de $f_d T = 0.1$, l'avantage des constellations tournées est perdu, et on revient au niveau des performance d'un système sans diversité.

Finalement, des simulations ont été réalisées dans un canal à évanouissements de Rice. Elles ont permis de constater que ce type de canal préserve l'effet de la diversité de l'espace signal.

6.2 Contributions de la thèse

Même si cette recherche visait à comprendre, et à reproduire par simulation certains résultats déjà publiés par d'autres groupes de recherche, nous croyons néanmoins avoir apporté quelques contributions originales autant pour la diversité Doppler que pour la diversité de l'espace signal.

D'abord, pour ce qui est de la diversité Doppler, notre travail se distingue de celui des autres chercheurs par les contributions suivantes :

- l'utilisation de la combinaison des signaux reçus en pré-détection plutôt qu'en post-détection. Ceci permet de simplifier le système de réception car un seul démodulateur et un seul détecteur suffisent à la tâche.
- l'utilisation de ce concept sur des canaux dispersifs en fréquence seulement, plutôt que sur des canaux dispersifs en temps et en fréquence. On a été en mesure de constater que ceci a pour effet d'abaisser la valeur plancher du taux d'erreur de façon significative.
- la simulation sur des canaux à évanouissements du type Rice. Cela a permis de vérifier que ce canal préserve le gain apporté par la diversité Doppler.

En ce qui concerne les constellations tournées, les quelques points suivants complètent les travaux antérieurs [BV98, BV96, BVRB96] :

- l'étude de l'effet de la dimension de l'entrelaceur sur la performance. Tel que mentionné dans la section précédente, on a pu montrer que les exigences ne sont pas très élevées quant à la taille de l'entrelaceur. Pour un entrelaceur bloc de dimension $N \times N$, l'effet de la diversité de l'espace signal se manifeste clairement à partir d'une valeur aussi faible que $N = 8$;
- l'étude de la performance selon le taux du Doppler normalisé. L'amélioration de la performance par l'utilisation de la diversité de l'espace signal se détériore au fur et à mesure que le taux de variation du Doppler normalisé augmente ; et
- la simulation dans des canaux à évanouissements du type Rice. L'effet de la diversité de l'espace signal se fait également sentir dans ce type de canal.

6.3 Suggestions de travaux futurs de recherche

Les simulations effectuées dans cette recherche ont utilisé la détection cohérente, et ce, même si les taux de Doppler normalisé étaient assez élevés. Des justifications en ce sens ont été apportées à la section 4.3.2, et l'on cite même quelques travaux où l'on a eu recours à diverses techniques d'utilisation de la détection cohérente dans des canaux à évanouissements rapides. Il serait intéressant de recourir à l'une, ou plusieurs, de ces techniques afin de réaliser la démodulation non-cohérente dans les simulations. Ceci permettrait de recréer un environnement plus conforme à la réalité. Cette suggestion s'applique autant au cas de la diversité Doppler qu'à celui de la diversité de l'espace signal.

Pour ce qui est du cas précis de la simulation de la diversité Doppler, on pourrait essayer d'optimiser l'effet des filtres Doppler en variant leurs largeurs afin qu'elles concordent avec le taux de variation du Doppler en cours. On pourrait, à cet effet, ajouter un circuit dont le rôle serait d'estimer le taux d'évanouissements par la mesure du taux de passage par un niveau. Cette information serait ensuite utilisée soit pour modifier, en temps réel, les coefficients des filtres Doppler afin que leurs largeurs soient, en tout temps, optimales ; soit pour choisir un filtre parmi une banque de filtres de largeurs prédéterminées.

Annexe A

Simulation du canal à évanouissements de Rayleigh

IL EXISTE déjà dans la littérature scientifique plusieurs articles traitant de l'implantation de simulateurs numériques de canaux de radiocommunications mobiles avec évanouissement [Rap96, Smi75, ACW73]. La plupart du temps, ces simulateurs fonctionnent dans le domaine fréquentiel et les valeurs d'évanouissements dans le domaine temporel sont générées "en bloc" par une transformée de Fourier. Étant donné que cette opération devient fastidieuse au fur et à mesure que le nombre d'échantillons requis pour une simulation augmente, cette approche se prête mal à des situations où l'on essaie de simuler la transmission de millions de bits de données dans un canal de transmission.

Le générateur d'évanouissement décrit dans cette annexe fonctionne dans le domaine temporel. D'un point de vue pratique, les valeurs d'évanouissement peuvent être générées "en série" plutôt "qu'en bloc" ce qui convient mieux à une approche informatique, car on peut calculer une valeur d'échantillon à chaque itération de la boucle de transmission.

A.1 Modèle de Clarke

C'est un chercheur de Bell Systems, R.H. Clarke [Cla68], qui le premier a utilisé un modèle de propagation avec diffusion pour expliquer les propriétés statistiques des signaux dans un canal de radiocommunication mobile. D'après ce modèle, les composantes en phase et en quadrature du signal reçu, x_I et x_Q respectivement, arrivent au récepteur par une multitude de voies indépendantes, chacune étant caractérisée par une valeur d'amplitude et une phase. En vertu du théorème de la limite centrale, x_I et x_Q sont alors des réalisations de variables aléatoires distribuées selon une loi normale de moyenne nulle :

$$f_{X_I}(x_I) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-x_I^2/2\sigma^2} \quad (\text{A.1})$$

$$f_{X_Q}(x_Q) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-x_Q^2/2\sigma^2} \quad (\text{A.2})$$

Puisque X_I et X_Q sont deux variables aléatoires indépendantes, leur densité de probabilité conjointe s'écrit comme suit :

$$\begin{aligned} f_{X_I, X_Q}(x_I, x_Q) &= f_{X_I}(x_I) \cdot f_{X_Q}(x_Q) \\ f_{X_I, X_Q}(x_I, x_Q) &= \frac{1}{2\pi} e^{-(x_I^2 + x_Q^2)/2\sigma^2} \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

Puisqu'on s'intéresse surtout aux propriétés statistiques de l'enveloppe, r , et de la phase, ψ , où :

$$r = \sqrt{x_I^2 + x_Q^2} \quad (\text{A.4})$$

$$\psi = \arctan\left(\frac{x_Q}{x_I}\right) \quad (\text{A.5})$$

alors, il est préférable d'effectuer le traitement en coordonnées polaires, (r, ψ) , plutôt qu'en coordonnées cartésiennes, (x, y) . Pour effectuer cette transformation, on se sert de l'équation générale suivante, où $g(x, y)$ est une fonction quelconque de x et y :

$$g(r, \psi) = |J|g(x, y) = |J|g(r \cos(\psi), r \sin(\psi)) = rg(r \cos(\psi), r \sin(\psi)) \quad (\text{A.6})$$

et $J = r$ est le jacobien de la transformation. En coordonnées polaires, la densité de probabilité conjointe, $f_{R, \Psi}(r, \psi)$, devient :

$$f_{R, \Psi}(r, \psi) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} e^{-((r \cos(\psi))^2 + (r \sin(\psi))^2)/2\sigma^2} \quad (\text{A.7})$$

$$f_{R, \Psi}(r, \psi) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} e^{-r^2/2\sigma^2} \quad (\text{A.8})$$

On remarque que cette expression est indépendante de l'angle ψ . Pour obtenir la fonction de densité de probabilité de l'enveloppe du signal reçu, $f_R(r)$, on intègre cette expression par rapport à ψ sur l'intervalle $[-\pi, +\pi]$.

$$\begin{aligned} f_R(r) &= \int_{-\pi}^{+\pi} f_{R,\Psi}(r, \psi) d\psi \\ f_R(r) &= \int_{-\pi}^{+\pi} \frac{r}{2\pi\sigma^2} e^{-r^2/2\sigma^2} d\psi \\ f_R(r) &= \frac{r}{\sigma^2} e^{-r^2/2\sigma^2} \quad (0 < r < +\infty) \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

Cette densité de probabilité a la forme d'une distribution de Rayleigh. Quant à la phase, ψ , on obtient sa densité de probabilité, $f_\Psi(\psi)$, en intégrant la fonction de densité de probabilité conjointe, $f_{R,\Psi}(r, \psi)$, par rapport à la variable r :

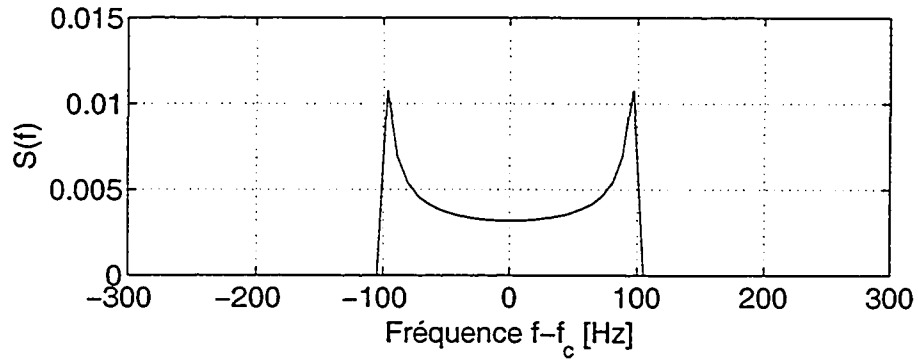
$$\begin{aligned} f_\Psi(\psi) &= \int_0^{+\infty} f_{R,\Psi}(r, \psi) dr \\ f_\Psi(\psi) &= \int_0^{+\infty} \frac{r}{2\pi\sigma^2} e^{-(r^2)/2\sigma^2} dr \\ f_\Psi(\psi) &= \frac{1}{2\pi} \quad (-\pi \leq \psi \leq +\pi) \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

On constate que la phase, ψ , est répartie uniformément entre $-\pi$ et $+\pi$.

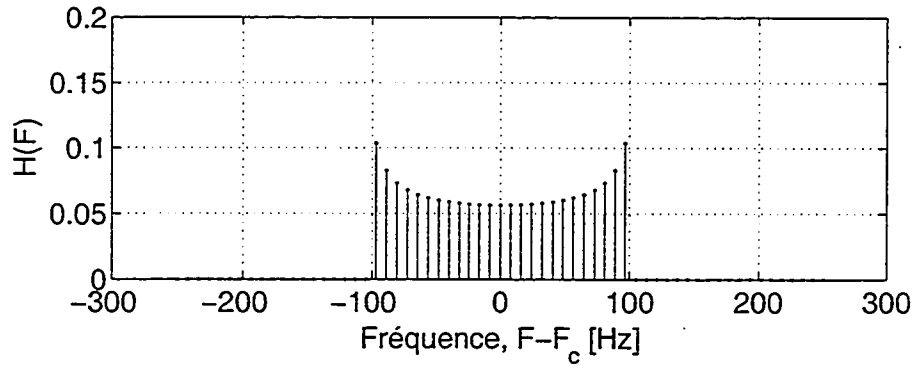
Pour simuler un canal à évanouissements de Rayleigh, il faut donc arriver à reproduire une enveloppe complexe dont le module et la phase obéissent aux équations A.9 et A.10 respectivement. En plus de cela, il faut aussi arriver à reproduire les variations temporelles de l'enveloppe, c.-à-d., qu'il faut que les échantillons complexes possèdent la bonne fonction d'autocorrélation pour arriver à reproduire des résultats comme ceux montrés à la figure 2.1(b).

On sait que la fonction d'autocorrélation d'un signal s'obtient par la transformée de Fourier de sa densité spectrale de puissance. Or, l'analyse spectrale des fluctuations de l'enveloppe du modèle de Clarke a été développée par Gans dans [Gan72]. Dans cet article, il démontre que la densité spectrale de la puissance reçue, $S(f)$, est caractérisée par une forme en "U" décrite par l'équation A.11 et illustrée à la figure A.1.

$$S(f) = \begin{cases} \frac{1.5}{\pi f_d \sqrt{1 - \left(\frac{f-f_c}{f_d}\right)^2}} & (|f - f_d| \leq f_d) \\ 0 & (|f - f_d| > f_d) \end{cases} \quad (\text{A.11})$$



(a)



(b)

FIG. A.1: Densité spectrale de puissance $S(f)$ et fonction de transfert $H(f)$, lorsque $f_d = 100$ Hz.

Pour simuler cet effet dans le domaine temporel, il faut alors filtrer les variables aléatoires en I et en Q au moyen d'un filtre FIR dont la fonction de réponse impulsionnelle $h(t)$ vaut :

$$h(t) = \mathcal{F}\{H(f)\} = \mathcal{F}\{\sqrt{S(f)}\} \quad (\text{A.12})$$

Lors du passage dans un filtre FIR dont la réponse en fréquence vaut $H(f)$, la densité spectrale se transforme comme suit :

$$S_{out}(f) = |H(f)|^2 S_{in}(f) \quad (\text{A.13})$$

Dans le cas présent, $S_{in}(f) = \text{Constante}$ et $|H(f)|^2 = S(f)$, donc

$$S_{out}(f) \propto S(f) \quad (\text{A.14})$$

La fonction d'autocorrélation des échantillons à la sortie du filtre FIR est obtenue par la relation d'Einstein-Wiener-Khintchine [LG94, Chap. 7] :

$$R_{out}(\tau) = \mathcal{F}\{S_{out}(f)\} \quad (\text{A.15})$$

$$R_{out}(\tau) = \mathcal{F}\left\{\frac{1.5}{\pi f_d \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_d}\right)^2}}\right\} \quad (\text{A.16})$$

En faisant la substitution $x = f/f_d$ on obtient que $df = f_d dx$ et l'intervalle d'intégration s'étend alors de $-1 \leq x \leq +1$. D'où :

$$R_{out}(\tau) = \frac{1}{\pi} \int_{-1}^{+1} \frac{e^{j(2\pi f_d \tau)x}}{\sqrt{1-x^2}} dx \quad (\text{A.17})$$

Mais cette dernière expression n'est autre que la fonction de Bessel de première espèce et d'ordre zéro, définie comme suit [Bow58] :

$$J_0(x) = \frac{1}{\pi} \int_{-1}^{+1} \frac{e^{jxt}}{\sqrt{1-t^2}} dt \quad (\text{A.18})$$

et l'on obtient pour $R_{out}(\tau)$:

$$R_{out}(\tau) = J_0(2\pi f_d \tau) \quad (\text{A.19})$$

Ce modèle est schématisé à la figure A.2. À la sortie des filtres FIR, les variables aléatoires X_I et X_Q ont une fonction d'autocorrélation de la forme $J_0(2\pi f_d \tau)$. Puisque la variable aléatoire $Y = \sqrt{X_I^2 + X_Q^2}$, il s'ensuit que Y a la fonction d'autocorrélation suivante :

$$R_Y(\tau) = J_0^2(2\pi f_d \tau) \quad (\text{A.20})$$

La figure A.2 synthétise les étapes du modèle de Clarke, décrit précédemment, afin de générer des variables d'évanouissement distribuées selon une loi de Rayleigh. Dans la section qui suit, on discute de la réalisation numérique de ce modèle.

A.2 Réalisation numérique du modèle de Clarke

La réalisation du simulateur se fait selon les étapes suivantes.

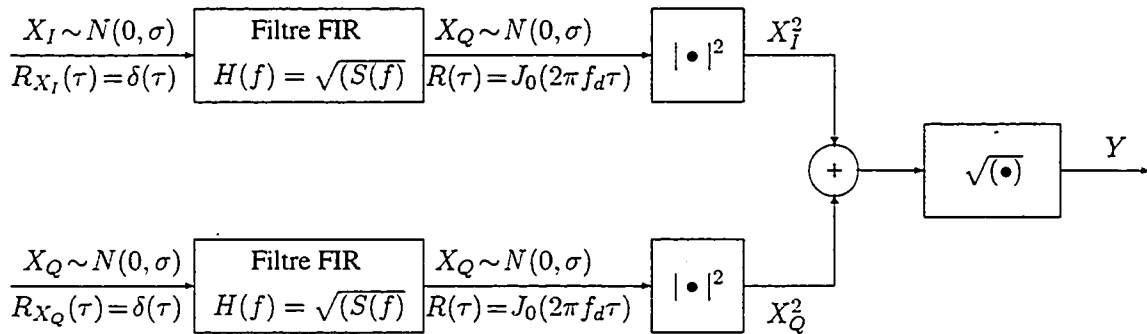


FIG. A.2: Modèle de Clarke pour simuler de l'évanouissement Rayleigh. La variable aléatoire Y est distribuée selon une loi de Rayleigh et possède une fonction d'autocorrélation du type $R_Y(\tau) = J_0^2(2\pi f_d \tau)$.

1. Déterminer la valeur de la fréquence Doppler maximale, f_d , du spectre de puissance $S(f)$. La déviation Doppler, $f - f_c$, provient du processus de diffusion dans le canal multivoies. La fréquence f_d représente la déviation Doppler maximale. Pour une vitesse relative, v , entre le transmetteur et le récepteur, f_d se calcule comme suit :

$$f_d = \left(\frac{v}{c}\right) f_c \quad (\text{A.21})$$

Les valeurs typiques de f_d sont de l'ordre de dizaines de hertz pour un canal de radiocommunication mobile intérieur et de l'ordre de quelques centaines de hertz pour le canal de radiocommunication mobile extérieur.

2. Déterminer le nombre de points N utilisés pour la réponse impulsionnelle $h(t)$ des filtres FIR. La valeur utilisée pour N est une puissance de 2 moins 1 ($N = 2^n - 1$). La fonction de corrélation des échantillons à la sortie du simulateur sera plus près de la valeur théorique $R_Y(\tau) = J_0^2(2\pi f_d T)$ pour une valeur de N élevée. Cependant, le temps de calcul sera également plus long. Il faut donc utiliser une valeur de N qui permette un compromis entre l'ajustement théorique et le temps de calcul. Des essais de simulation ont montré qu'une valeur de N de l'ordre de 255 ($2^8 - 1$) donne de bons résultats.

3. Spécifier la fréquence d'échantillonnage F_s . En général, on utilisera une valeur de F_s qui correspond à un multiple du taux de transmission des données.
4. Calculer la fonction de densité spectrale $S(f)$ pour les paramètres N , f_d et F_s spécifiées par l'utilisateur. Comme la réponse impulsionnelle des filtres FIR est de longueur N , la fonction $S(f)$ aura aussi N points car $h(t)$ est obtenu de $S(f)$ par une transformée de Fourier rapide (FFT). Puisque la fréquence d'échantillonnage est F_s , alors, en vertu du théorème de Nyquist, la plus haute fréquence qui l'on peut représenter est $F_s/2$. (Note : il faut s'assurer que cette fréquence soit supérieure à la fréquence Doppler maximale f_d , sinon on est en situation de sous-échantillonnage de Nyquist). La figure A.1(b) illustre un exemple où $F_s = 500$ Hz, $f_d = 100$ Hz et $N = 127$.

L'intervalle fréquentiel de $-F_s/2$ à $+F_s/2$ est divisé en $(N - 1)$ intervalles égaux d'espacement $\Delta f = f_s/(N - 1)$. La fréquence discrète correspondant à f_d est $F_d = \lfloor \frac{f_d}{\Delta f} \rfloor$ Hz. Puisque la fonction $S(f)$ diverge à $f = f_d$, elle n'est pas évaluée directement à cette fréquence. On calcule plutôt $S(F)$ jusqu'à la fréquence discrète voisine $F = F_d - \Delta f$ puis on extrapole pour calculer la densité spectrale à $F = F_d$.

L'extrapolation s'effectue comme suit :

$$S(f)|_{F=F_d} = S(f)|_{F=F_d-\Delta f} + (\Delta f) * \left. \frac{dS(f)}{df} \right|_{F=F_d-\Delta f} \quad (\text{A.22})$$

À partir de l'expression pour $S(f)$, on peut calculer facilement sa dérivée par rapport à la fréquence :

$$\frac{dS(f)}{df} = \frac{f}{\pi f_d^3 \left[1 - \left(\frac{f}{f_d} \right)^2 \right]^{3/2}} \quad (\text{A.23})$$

Lorsqu'évaluée à $F = F_d - \Delta f$, cette expression devient :

$$\left. \frac{dS(f)}{df} \right|_{F=F_d-\Delta f} = \frac{F_d - \Delta f}{\pi f_d^3 \left[1 - \left(\frac{F_d - \Delta f}{F_d} \right)^2 \right]^{3/2}} \quad (\text{A.24})$$

On substitue ensuite la valeur calculée en A.24 dans l'équation A.22 pour obtenir une approximation de la valeur de $S(f)$ aux points de divergence.

5. Les coefficients de la réponse impulsionnelle des filtres FIR sont obtenus par la transformation de Fourier inverse de $S(f)$. Ces coefficients servent ensuite à implanter les filtres FIR comme sous la forme de lignes à retard.

6. Pour générer un échantillon Rayleigh, on génère d'abord deux échantillons aléatoires, x_I et x_Q , chacun étant distribué selon une loi normale de moyenne nulle et d'écart-type σ . L'échantillon x_I est envoyé dans le filtre FIR en I . De même, l'échantillon x_Q est envoyé dans le filtre FIR en Q . On forme la variable aléatoire $y = \sqrt{x_I^2 + x_Q^2}$ où x_I et x_Q sont les échantillons calculés à la sortie des filtres FIR en I et Q respectivement.
7. Les opérations précédentes sont répétées aussi souvent que nécessaire pour générer le nombre d'échantillons requis.

A.3 Exemples des résultats obtenus

La fonction de réponse impulsionnelle des filtres passe-bas FIR qui servent à corrélérer les échantillons gaussiens en I et Q est présentée à la figure figure A.3. Dans cet exemple le filtre possède 63 coefficients, c.-à-d., un échantillon est corrélé avec les 31 échantillons précédents et les 31 échantillons suivants. Étant donné que nous considérons un système causal, un délai de 31 échantillons est alors introduit par le filtre.

Les figures suivantes illustrent bien l'effet de corrélation introduit par le filtre. Tout d'abord, la figure A.4 montre les fonctions de corrélation des échantillons (composantes I et Q) avant leur passage dans le filtre FIR. Comme on peut s'y attendre, les fonctions ont l'allure de pics de Dirac car le bruit est blanc avant son passage dans le filtre.

L'effet structurant du filtre est bien illustré par la figure A.5 où l'on affiche les fonctions d'autocorrélations mesurés et théoriques (fonctions de Bessel de première espèce et d'ordre zéro) pour les composantes en phase, I , et en quadrature, Q . Comme le filtre FIR utilisé n'avait que 63 coefficients, l'accord avec la théorie est très bon pour des valeurs de τ faibles, mais se dégrade au fur et à mesure que τ augmente. Cela illustre bien l'importance d'utiliser un nombre de coefficients suffisamment élevé pour pouvoir bien reproduire les variations temporelles du canal causées par l'effet Doppler. Lorsque la valeur de f_d est élevée, les variations du canal sont rapides et la fonction d'autocorrélation décroît rapidement lorsque le temps τ augmente. Dans ce cas-là, on n'a pas besoin de beaucoup de coefficients dans le filtre structurant afin de bien reproduire les variations temporelles du canal. Toutefois, pour les fréquences f_d faibles, la longueur de corrélation est plus longue et il faut un nombre beaucoup plus élevé

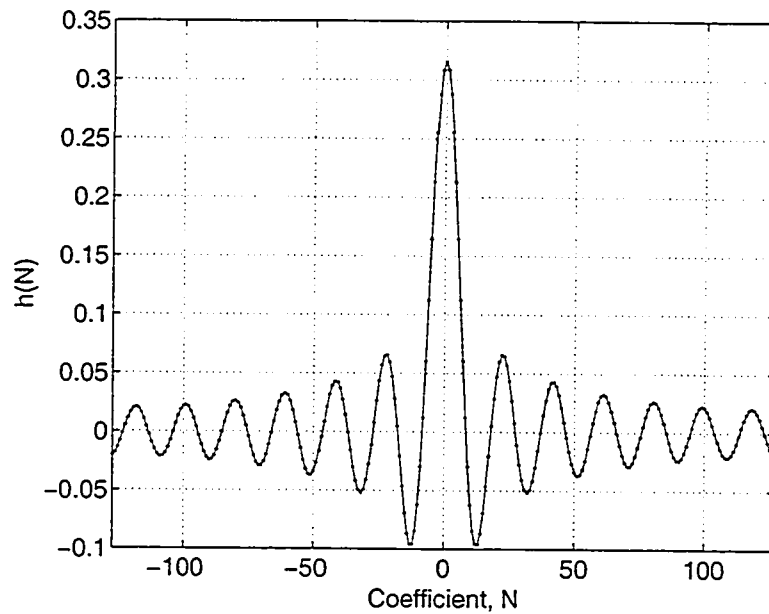


FIG. A.3: Fonction de réponse impulsionnelle des filtres FIR passe-bas qui servent à corrélérer les échantillons gaussiens en I et Q .

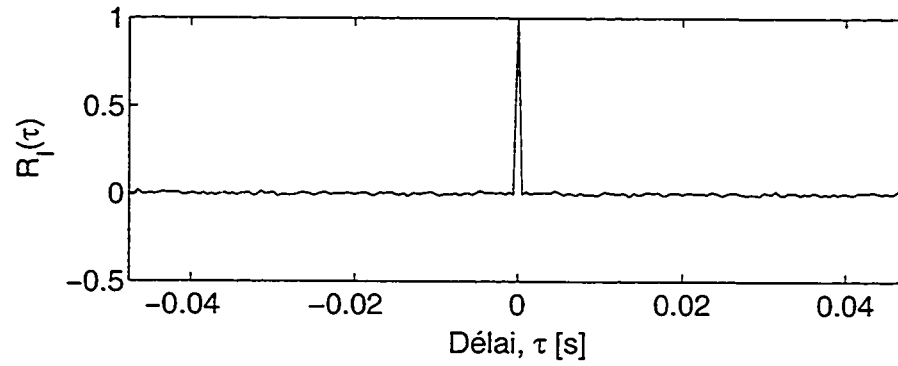
de coefficients afin de pouvoir bien les reproduire.

La figure A.6 montre les distributions des échantillons à la sortie des filtres. Malgré qu'ils aient acquis une corrélation entre eux, les échantillons sont toujours distribués selon une loi normale et s'accordent avec la théorie (en trait continu).

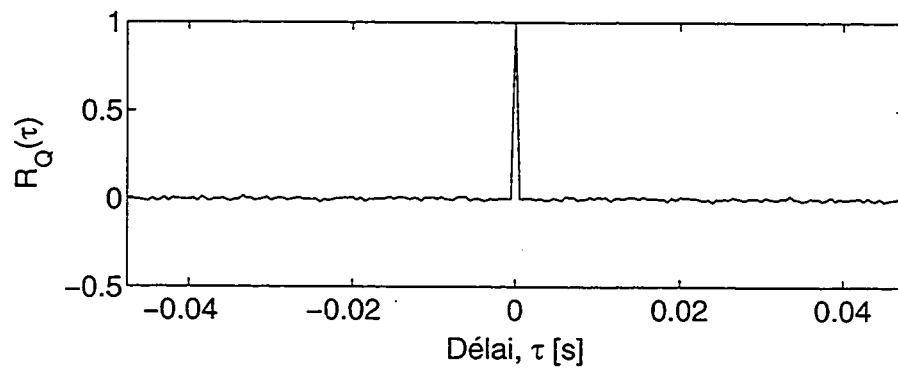
Les échantillons obtenus à la sortie du simulateur sont bien corrélés entre eux selon la formule $R(\tau) = J_0^2(2\pi f_d \tau)$, tel qu'illustré à la figure A.7

La figure A.8 affiche les histogrammes de l'enveloppe (haut) et de la phase (bas) des échantillons du type Rayleigh. L'enveloppe, r , est bien distribuée selon une loi de Rayleigh, en accord avec la théorie (équation A.9, en trait continu). Pour ce qui est de la phase, ψ , elle est distribuée uniformément entre 0 et 2π avec une densité de probabilité $f_\psi(\psi) = 1/2\pi$, là aussi en accord avec la théorie (équation A.10, en trait continu).

Il est intéressant d'afficher simultanément l'enveloppe et la phase des échantillons Rayleigh car cela permet de corréler visuellement les variations prononcées de l'enveloppe avec les sauts brusques dans les valeurs de phase. C'est ce qui est montré à la figure A.9 pour un nombre d'échantillons consé-

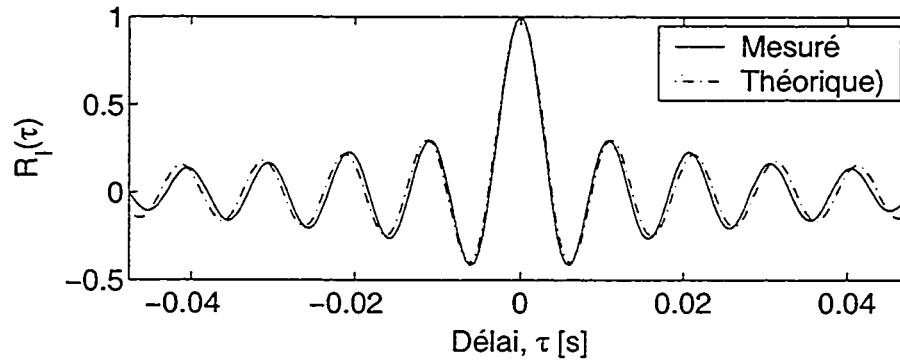


(a)

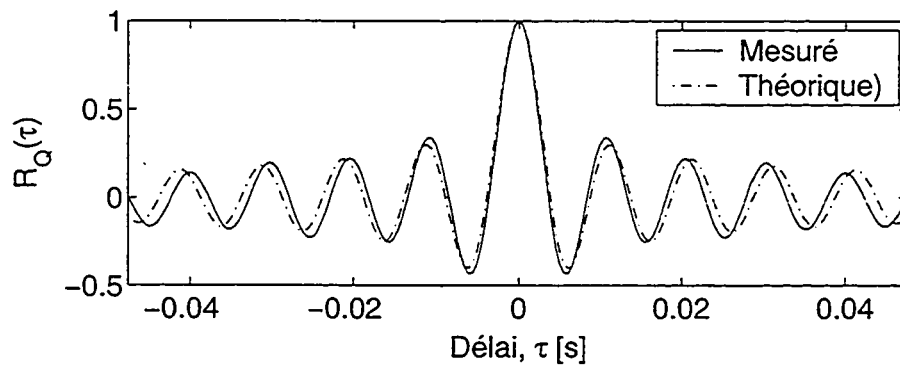


(b)

FIG. A.4: Fonction d'autocorrélation des échantillons gaussiens avant le filtrage FIR. En (a), la fonction d'autocorrélation de la composante en phase, $R_I(\tau)$, et en (b), celle de la composante en quadrature, $R_Q(\tau)$.

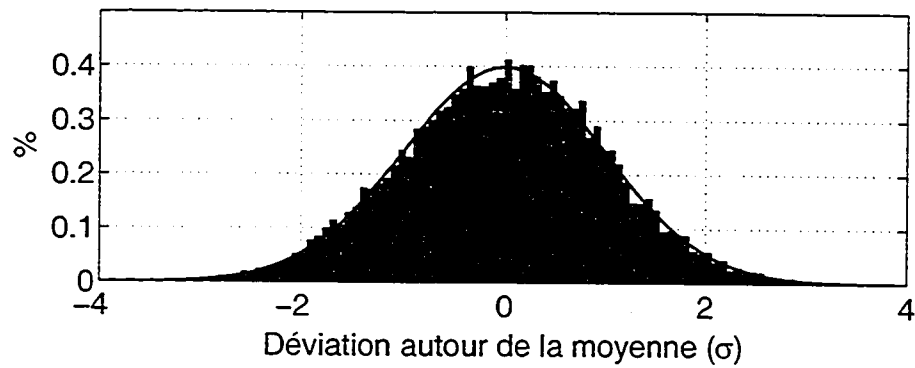


(a)

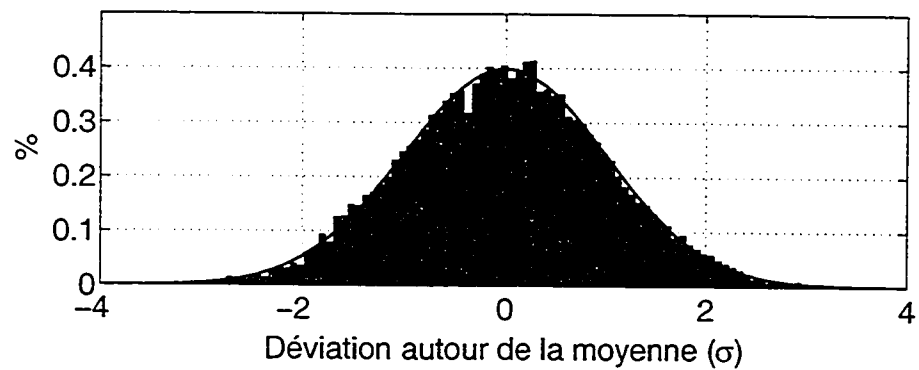


(b)

FIG. A.5: Fonction d'autocorrélation des échantillons gaussiens filtrés par le filtre FIR. En (a), la fonction d'autocorrélation de la composante en phase, $R_I(\tau)$, et en (b) celle de la composante en quadrature, $R_Q(\tau)$.



(a)



(b)

FIG. A.6: Histogramme des échantillons en phase I et Q après passage dans le filtre FIR. En (a), l'histogramme de la composante en phase I , et en (b), celui de la composante en quadrature, Q . Les courbes en traits continus indiquent les distributions prévues par la théorie.

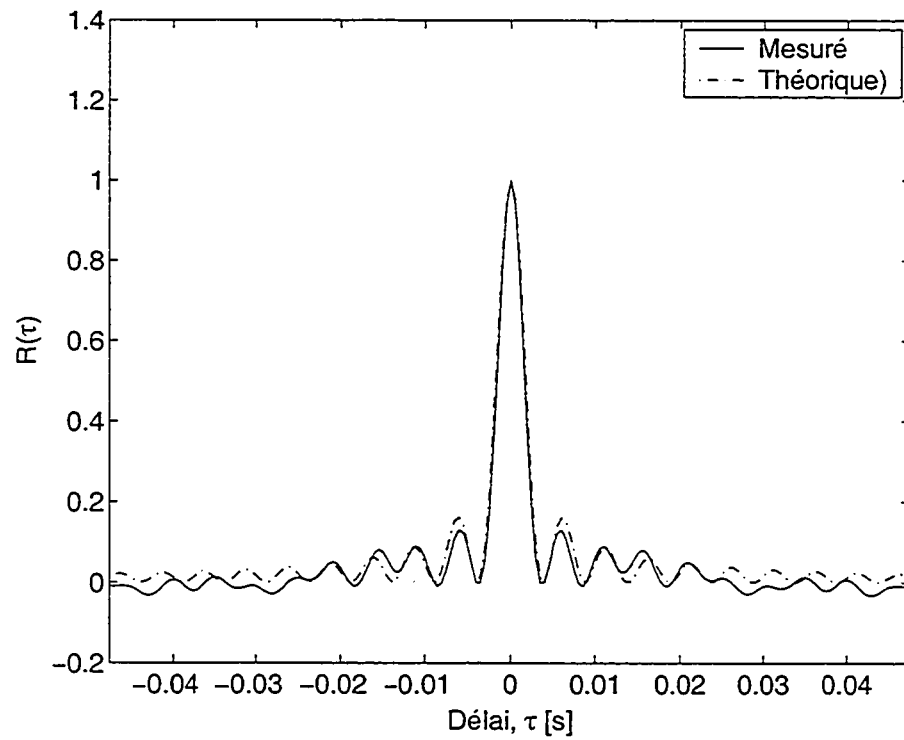
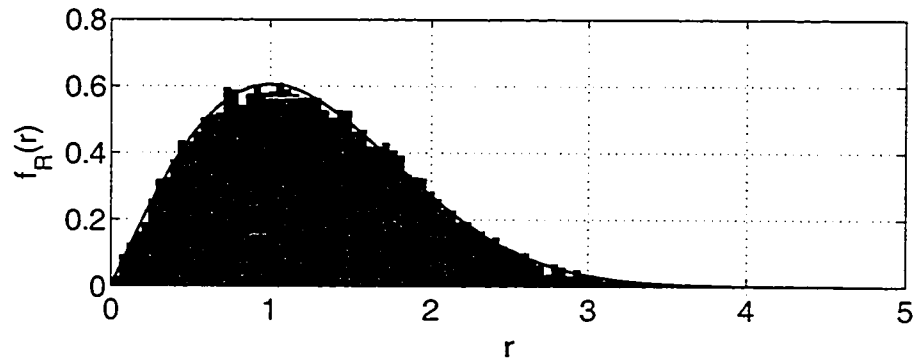
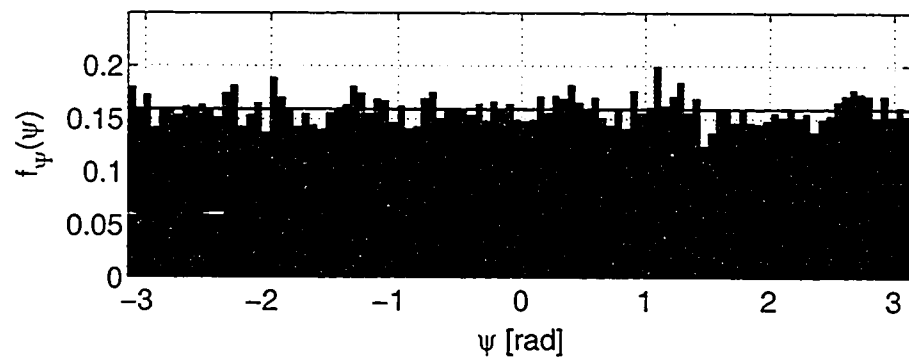


FIG. A.7: Fonction d'autocorrélation des échantillons Rayleigh à la sortie du simulateur. On peut constater qu'il y a un très bon accord entre la fonction d'autocorrélation mesurée (tirets) et celle prévue par la théorie (trait continu).

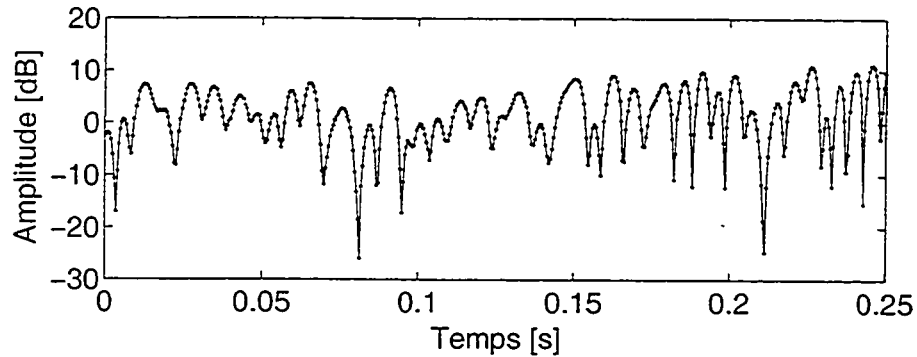


(a)

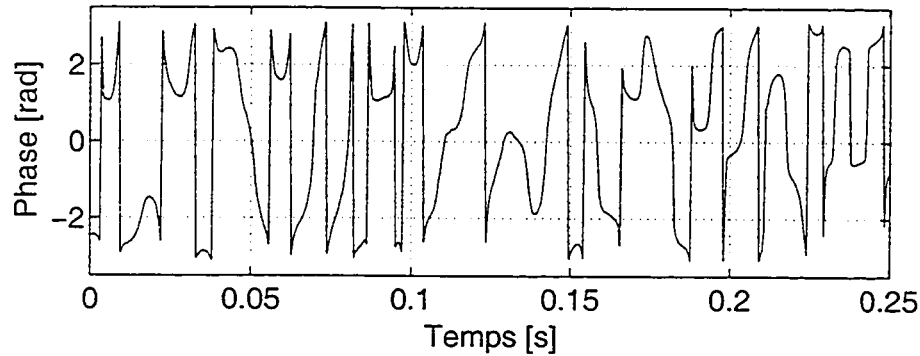


(b)

FIG. A.8: Histogrammes des distributions de l'enveloppe (a) et de la phase (b) des échantillons obtenus du simulateur de canal avec évanouissement Rayleigh. Les courbes en traits continus indiquent les distributions prévues par la théorie.



(a)



(b)

FIG. A.9: Évolution temporelle de l'amplitude et de la phase des échantillons de Rayleigh.

cutifs dont la durée équivaut à 0.25 seconde. En (a), on montre les variations de l'enveloppe, en trait continu. On a superposé à cette courbe un ensemble de points qui indiquent les instants d'échantillonnage. Pour cet exemple, une fréquence Doppler maximale, f_d , de 50 Hz et une fréquence d'échantillonnage, F_s , de 1500 Hz furent choisis. En (b), on montre l'évolution de la phase pendant la même période. On peut constater que les évanouissements profonds de l'enveloppe sont associés à des discontinuités importantes de la phase du signal.

Enfin, la figure A.10 est une représentation polaire des variations de l'enveloppe, r , en fonction de la valeur de la phase, ψ . Les endroits où la courbe passe près de l'origine correspondent aux instants où l'enveloppe du signal reçu se trouve en situation d'évanouissements profonds.

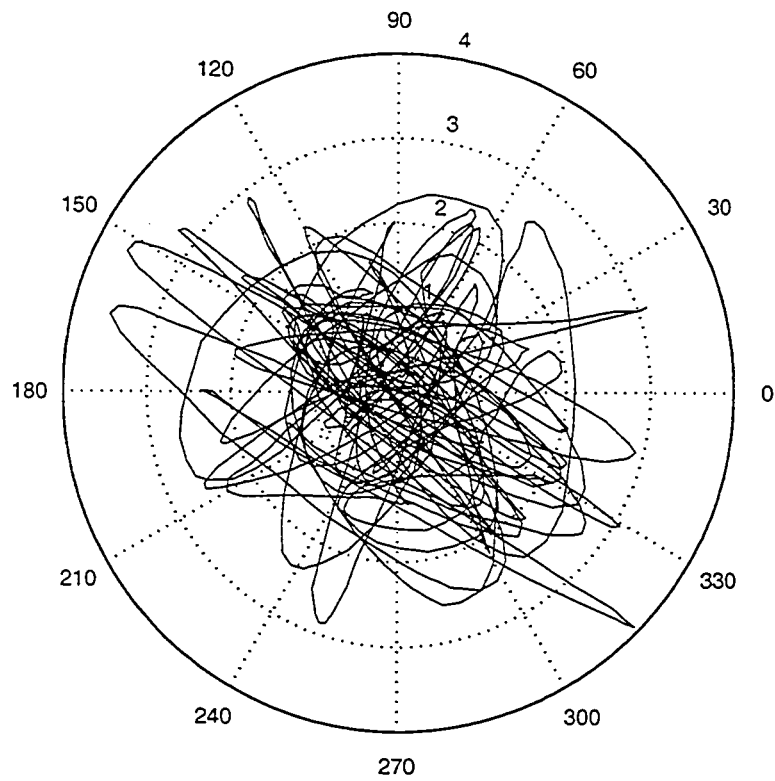


FIG. A.10: Amplitude et phase des échantillons Rayleigh en représentation polaire.

Annexe B

Simulation du canal à évanouissements de Rice

LE CANAL de transmission du type Rice se distingue du canal de type Rayleigh par la présence d'une composante en visibilité directe entre le transmetteur et le récepteur. Pour simuler l'évanouissement Rayleigh, on est parti de la considération que les échantillons aléatoires en I et Q sont distribués selon une loi normale de moyenne nulle. Mathématiquement, la composante en visibilité directe a pour effet de décentrer, soit la distribution $f_{X_I}(x_I)$, soit la distribution $f_{X_Q}(x_Q)$, ou les deux. Toutefois, on peut, sans perte de généralité, considérer que seule l'une des deux distributions est décentrée, ce qui revient à dire que l'on s'intéresse seulement au "décentrage" relatif entre les deux distributions. Considérons que la variable aléatoire X_I a pour moyenne A . En l'absence fluctuations, cette composante a pour énergie A^2 ce qui représente l'énergie de la composante en visibilité directe.

B.1 Formulation mathématique

Le traitement mathématique pour obtenir les fonctions de distribution $f_R(r)$ et $f_\Psi(\psi)$ est semblable à celui effectué pour le cas du canal de type Rayleigh. Le point de départ est l'équation (A.2) que

l'on modifie pour tenir compte de la moyenne non-nulle de la variable aléatoire X_I :

$$f_{X_I}(x_I) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-(x_I-A)^2/2\sigma^2} \quad (\text{B.1})$$

$$f_{X_Q}(x_Q) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-x_Q^2/2\sigma^2} \quad (\text{B.2})$$

La fonction de densité de probabilité conjointe, $f_{X_I, X_Q}(x_I, x_Q)$, est :

$$\begin{aligned} f_{X_I, X_Q}(x_I, x_Q) &= f_{X_I}(x_I) \cdot f_{X_Q}(x_Q) \\ f_{X_I, X_Q}(x_I, x_Q) &= \frac{1}{2\pi} e^{-((x_I-A)^2 + x_Q^2)/2\sigma^2} \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

qui, en coordonnées polaires, (r, ψ) , s'écrit :

$$\begin{aligned} f_{R, \Psi}(r, \psi) &= \frac{r}{2\pi\sigma^2} e^{-((r \cos(\psi)-A)^2 + r^2 \sin^2(\psi))/2\sigma^2} \\ f_{R, \Psi}(r, \psi) &= \frac{r}{2\pi\sigma^2} e^{-(r^2 \cos^2(\psi) - 2rA \cos(\psi) + A^2 + r^2 \sin^2(\psi))/2\sigma^2} \\ f_{R, \Psi}(r, \psi) &= \frac{r}{2\pi\sigma^2} e^{-(r^2 + A^2 - 2rA \cos(\psi))/2\sigma^2} \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

Pour obtenir la fonction de densité de probabilité de l'enveloppe du signal reçu, r , on intègre cette expression par rapport à ψ sur l'intervalle $[-\pi, +\pi]$.

$$\begin{aligned} f_R(r) &= \int_{-\pi}^{+\pi} f_{R, \Psi}(r, \psi) d\psi \\ f_R(r) &= \frac{r}{\sigma^2} e^{-(r^2 + A^2)/2\sigma^2} \frac{1}{2\pi\sigma^2} \int_{-\pi}^{+\pi} e^{rA \cos(\psi)/\sigma^2} d\psi \\ f_R(r) &= \frac{r}{\sigma^2} e^{-(r^2 + A^2)/2\sigma^2} I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right) \quad (0 < r < +\infty) \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

Pour ce qui est de la variable aléatoire Ψ , on obtient sa densité de probabilité, $f_\Psi(\psi)$, en intégrant la fonction de densité de probabilité conjointe, $f_{R, \Psi}(r, \psi)$, par rapport à la variable r .

$$\begin{aligned} f_\Psi(\psi) &= \int_0^{+\infty} f_{R, \Psi}(r, \psi) dr \\ f_\Psi(\psi) &= \int_0^{+\infty} \frac{r}{2\pi\sigma^2} e^{-(r^2 + A^2 - 2rA \cos(\psi))/2\sigma^2} dr \\ f_\Psi(\psi) &= \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{(A^2 \cos^2(\psi) - A^2)} \int_0^{+\infty} r e^{-(r - A \cos(\psi))^2/2\sigma^2} dr \\ f_\Psi(\psi) &= \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-A^2 \sin^2(\psi)} \int_0^{+\infty} r e^{-(r - A \cos(\psi))^2/2\sigma^2} dr \end{aligned} \quad (\text{B.6})$$

Pour simplifier l'expression à intégrer, définissons la variable centrée et réduite u :

$$u = \frac{r - A \cos(\psi)}{\sqrt{2}\sigma} \quad (\text{B.7})$$

Le domaine d'intégration de r varie maintenant de u_0 à $+\infty$ où

$$u_0 = \frac{-A \cos(\psi)}{\sqrt{2}\sigma}$$

On peut donc réécrire $f_\Psi(\psi)$ comme suit :

$$f_\Psi(\psi) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-A^2 \sin^2(\psi)} \left[\underbrace{2\sigma^2 \int_{u_0}^{+\infty} u e^{-u^2} du}_A + \sqrt{2}\sigma A \cos(\psi) \underbrace{\int_{u_0}^{+\infty} r e^{-u^2} du}_B \right] \quad (\text{B.8})$$

L'intégrale A a pour valeur $\frac{1}{2}e^{-u_0^2}$ alors que $B = \text{erfc}(u_0)$ où $\text{erfc}(x)$ est la fonction d'erreur complémentaire de la variable x définie comme suit :

$$\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-u^2} du \quad (\text{B.9})$$

En effectuant ces substitutions dans l'équation (B.8), on obtient finalement l'expression pour $f_\Psi(\psi)$:

$$f_\Psi(\psi) = \frac{1}{2\pi} e^{-A^2/2\sigma^2} + e^{-A^2 \sin^2(\psi)/2\sigma^2} \left[\frac{A \cos(\psi)}{2\sigma\sqrt{2\pi}} \text{erfc}\left(\frac{-A \cos(\psi)}{\sqrt{2}\sigma}\right) \right] \quad (\text{B.10})$$

Les figures B.1 et B.2 montrent la distribution de l'enveloppe, r , et de la phase, ψ , telles que calculées par les équations (B.5) et (B.10) respectivement.

B.2 Exemples des résultats obtenus

Les deux sous-sections suivantes présentent les résultats obtenus pour deux cas extrêmes de la composante en visibilité directe. D'abord, le cas où $A = 1$ qui représente une situation pas très éloignée du cas de Rayleigh, et ensuite le cas $A = 10$. Ce dernier cas représente une situation où la puissance dans la composante directe est beaucoup plus élevée que la puissance contenue dans les composantes multivoies.

B.2.1 Cas $A = 1$ (composante directe faible)

La figure B.3 affiche les histogrammes de l'enveloppe (haut) et de la phase (bas) des échantillons du type Rice. L'enveloppe est bien distribuée selon une loi de Rice avec $A = 1$. Pour ce qui est de la

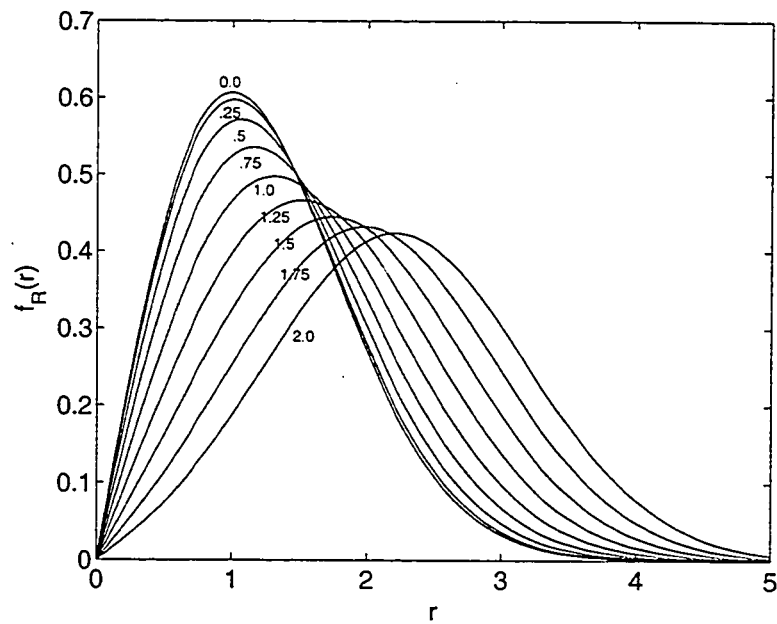


FIG. B.1: Densité de probabilité de l'enveloppe, r , selon le modèle de Rice. La variable A prend des valeurs comprises entre 0 et 2.0 inclusivement, par incrément de 0.25. Sa valeur indique l'amplitude de la composante en visibilité directe. Lorsque $A = 0$, il n'y a plus de composante en visibilité directe et on se retrouve en situation d'évanouissement de Rayleigh.

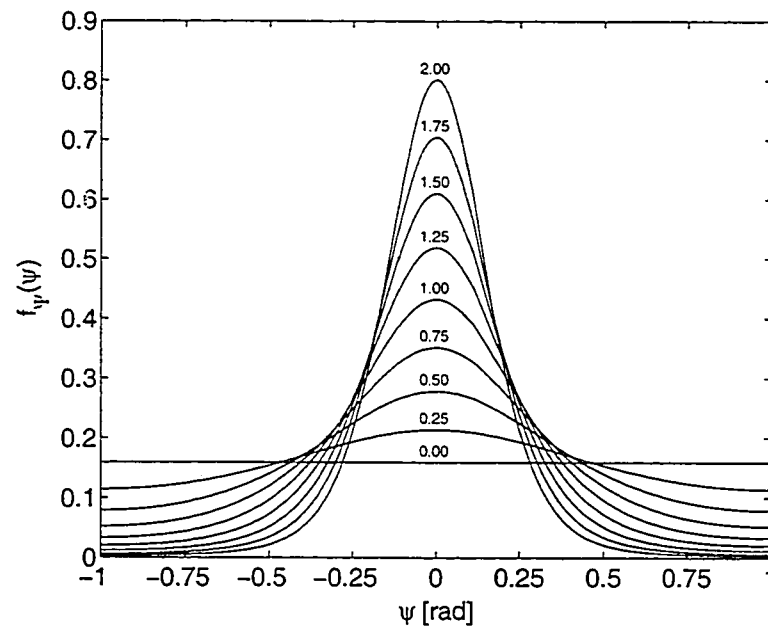
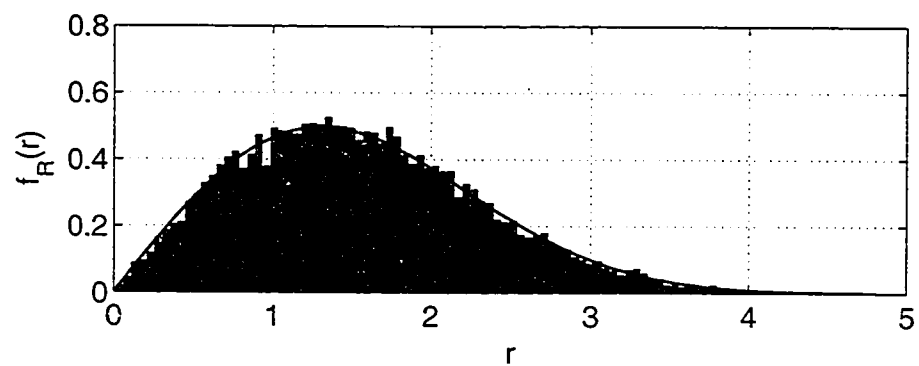


FIG. B.2: Densité de probabilité de la phase, ψ , selon le modèle de Rice. La valeur de A varie entre 0 et 2.0 inclusivement, par incrément de 0.25. Lorsque $A = 0$, on retrouve le canal à évanouissements de Rayleigh et la phase est alors distribuée uniformément entre $-\pi$ et $+\pi$. Au fur et à mesure que A augmente, la plage des phases se rétrécit car la composante en visibilité directe domine le phénomène de réflexion responsable de la dispersion des phases.

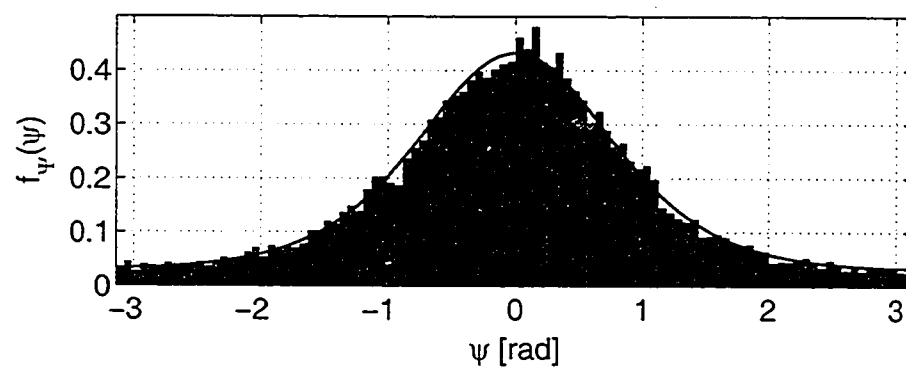
phase, elle occupe la plage allant de $-\pi \leq \psi \leq \pi$ mais présente un lobe autour de $\psi = 0$, en accord avec la théorie. Le diagramme polaire de la figure B.4 permet de mieux interpréter ce résultat. Ce diagramme affiche les valeurs de l'enveloppe en fonction de la phase, en représentation polaire. Étant donné que $A = 1$, la composante en phase, I , est centrée autour de $r = 1$ ce qui explique le lobe autour de $\psi = 0$ dans l'histogramme de ψ .

B.2.2 Cas $A = 10$ (composante directe importante)

La figure B.5 affiche les histogrammes de l'enveloppe (haut) et de la phase (bas) des échantillons du type Rice. L'enveloppe est bien distribuée selon une loi de Rice avec $A = 10$. Pour ce qui est de la phase, elle n'occupe plus la plage allant de $-\pi \leq \psi \leq \pi$ mais présente un pic élevé et étroit autour de $\psi = 0$, là aussi, en accord avec la théorie. Le diagramme polaire de la figure B.6 permet de mieux interpréter ce résultat. Ce diagramme affiche les valeurs de l'enveloppe et de la phase, (r, ψ) , simultanément. Étant donné l'amplitude élevée de la composante en phase, I , les phases sont, à toutes fins pratiques, regroupées autour de $\psi = 0$.



(a)



(b)

FIG. B.3: Histogrammes des distributions de l'enveloppe (a) et de la phase (b) des échantillons obtenus du simulateur de canal avec évanouissement de Rice lorsque $A = 1$. Les courbes en traits continus indiquent les distributions prévues par la théorie.

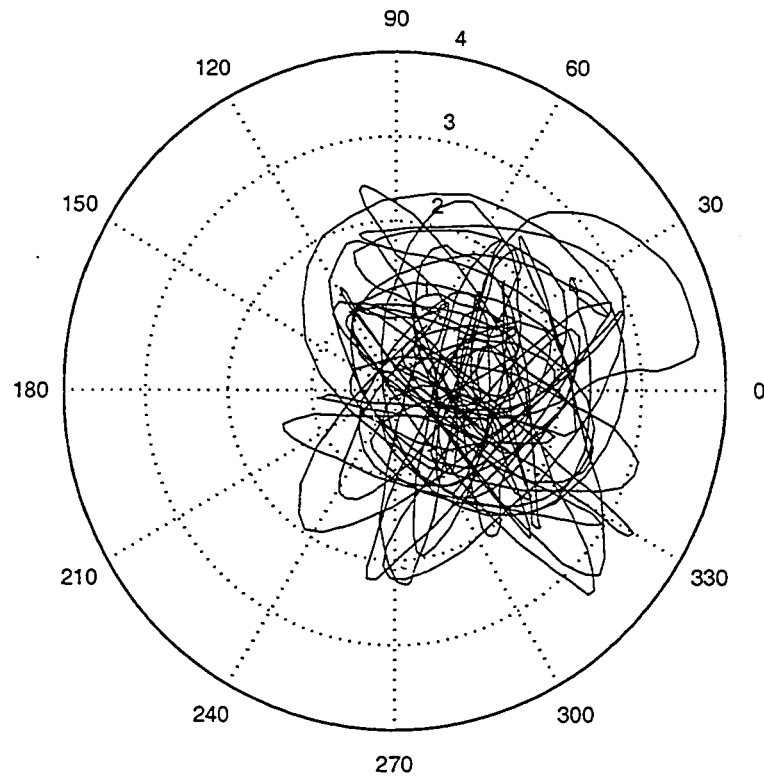
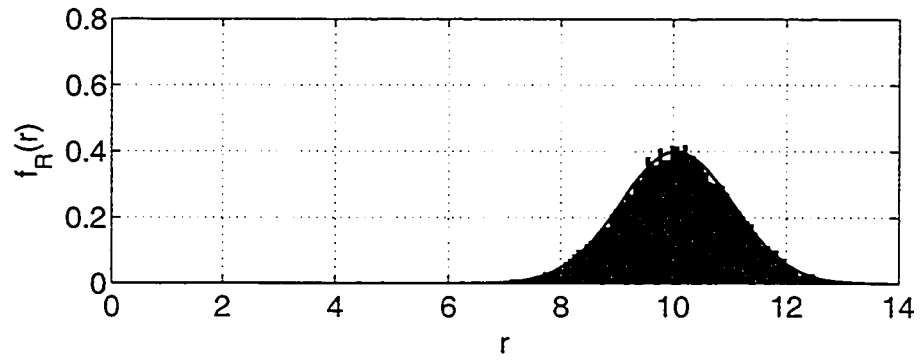
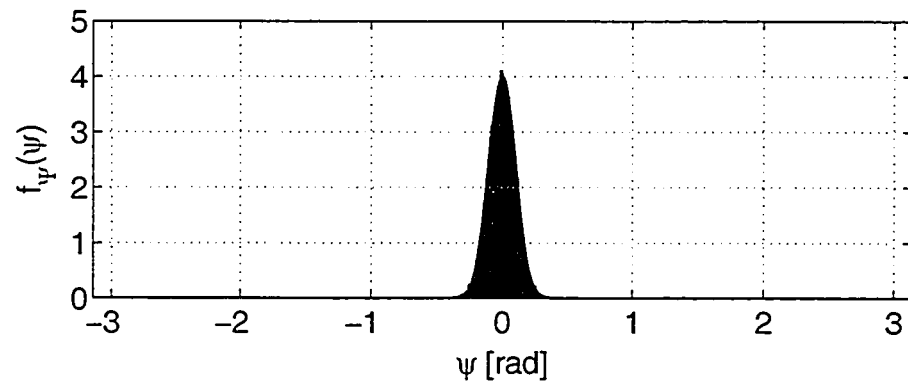


FIG. B.4: Amplitude et phase des échantillons de Rice, en représentation polaire, lorsque $A = 1$.



(a)



(b)

FIG. B.5: Histogrammes des distributions de l'enveloppe (a) et de la phase (b) des échantillons obtenus du simulateur de canal avec évanouissement Rice lorsque $A = 10$. Les courbes en traits continus indiquent les distributions prévues par la théorie.

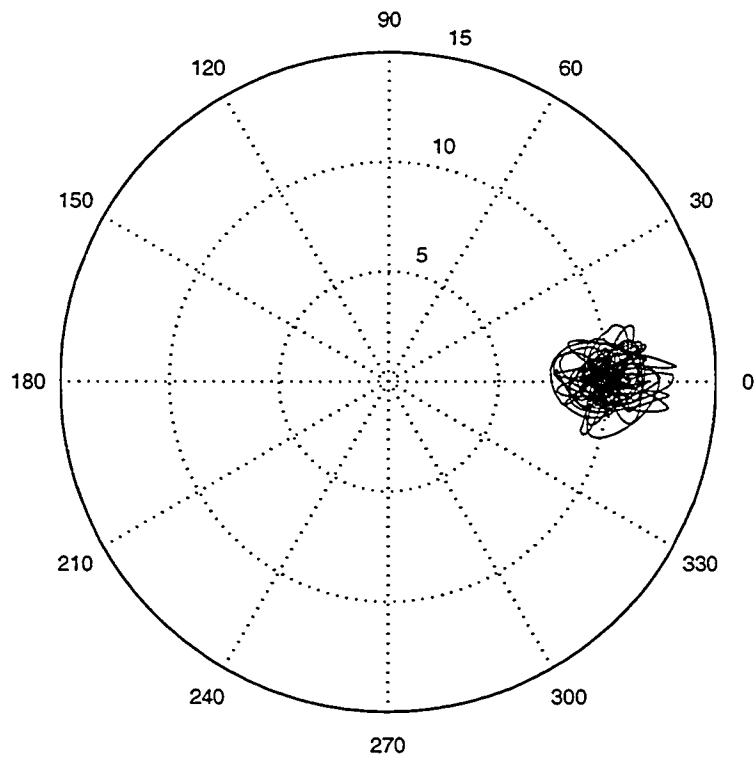


FIG. B.6: Amplitude et phase des échantillons de Rice, en représentation polaire, lorsque $A = 10$.

Bibliographie

- [ACW73] G. A. Arredondo, W. H. Chriss, et E. H. Walker. **A Multipath Fading Simulator for Mobile Radio.** *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, VT-22(4) :241–244, nov. 1973.
- [Amo87] F. Amoroso. **Instantaneous Frequency Effects in a Doppler Scattering Environment.** Paru dans *IEEE Int'l Conf. on Commun. (ICC'87)*, pages 1458–1466, Seattle, Washington, 7-10 juin 1987.
- [BB92] K. Boullé et J.C. Belfiore. **Modulation Schemes Designed for the Rayleigh Channel.** Paru dans *Proc. of CISS'92*, pages 288–293, Princeton, New Jersey, mars 1992.
- [BB96] G. Battail et J. Boutros. **On Communication over Fading Channels.** Paru dans *5th IEEE International Conference on Universal Personal Communications*, pages 985–988, Cambridge, Massachusetts, 29 sept. - 2 oct. 1996.
- [BB99] S. Benedetto et E. Biglieri. *Principles of Digital Transmission With Wireless Applications.* Kluwer Academic/Plenum Publishers, New York, 1999.
- [BBL95] E. Bejjani, J.-C. Belfiore, et P. Leclair. **Coherent Detection for Transmission over Severely Time and Frequency Dispersive Multipath Fading Channels.** Paru dans *Proc. 1995 International Symposium on Information Theory*, page 212, Whistler, Colombie-Britannique, 17-22 sept. 1995.
- [BCY00] R. Boudreau, J.-Y. Chouinard, et A. Yongaçoğlu. **Exploiting Doppler-Diversity in Flat, Fast Fading Channels.** Paru dans *Compte rendus du Congrès canadien en génie électrique et informatique*, pages 270–274, Halifax, Nouvelle-Écosse, 7-10 mai 2000.
- [BDE99] I. Bar-David et A. Elia. **Incremental Frequency, Amplitude and Phase Tracker (IFAPT) for Coherent Demodulation over Fast Flat Fading Channels.** *IEEE Communications Letters*, 3(11) :314–316, nov. 1999.
- [Bel63] P. A. Bello. **Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels.** *IEEE Transactions on Communications Systems*, 11 :360–393, déc. 1963.
- [Bow58] F. Bowman. *Introduction to Bessel Functions.* Dover Publications Inc., New York, 1958.
- [Bre59] D. G. Brennan. **Linear Diversity Combining Techniques.** *Proceedings of the IRE*, pages 1075–1102, juin 1959.
- [BSA00] S. Bhashyam, A. Sayeed, et B. Aazhang. **Time-Selective Signaling and Reception for Communication Over Multipath Fading Channels.** *IEEE Transactions on Communications*, 48(1) :83–94, jan. 2000.

- [BV96] J. Boutros et E. Viterbo. **New Approach for Transmission Over Fading Channels**. Paru dans *5th IEEE International Conference on Universal Personal Communications*, pages 66–70, Cambridge, Massachusetts, 29 sept. - 2 oct. 1996.
- [BV98] J. Boutros et E. Viterbo. **Signal Space Diversity : A Power- and Bandwidth-Efficient Diversity Technique for the Rayleigh Fading Channel**. *IEEE Transactions on Information Theory*, 44(4) :1453–1467, juil. 1998.
- [BVRB96] J. Boutros, E. Viterbo, C. Rastello, et J. C. Belfiore. **Good Lattice Constellations for Both Rayleigh Fading and Gaussian Channel**. *IEEE Transactions on Information Theory*, 42 :502–518, mars 1996.
- [Cav91a] J.K. Cavers. **An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels**. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 40 :689–693, nov. 1991.
- [Cav91b] J.K. Cavers. **The Performance of Phase Locked Transparent Tone-in-Band with Symmetric Phase Detection**. *IEEE Transactions on Communications*, 39(1) :1389–1399, sept. 1991.
- [Cla68] R. H. Clarke. **A Statistical Theory of Mobile-Radio Reception**. *Bell Systems Technical Journal*, pages 957–1000, juil.-août 1968.
- [CW01] J.-T. Chen et Y.-C. Wang. **Adaptive MLSE Equalizers with Parametric Tracking for Multipath Fast-Fading Channels**. *IEEE Transactions on Communications*, 49(4) :655–663, avr. 2001.
- [Gan72] M. J. Gans. **A Power Spectral Theory of Propagation in the Mobile Radio Environment**. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, VT-21 :27–38, fév. 1972.
- [Gui97] J. R. Guisantes. *Codage conjoint de source et de canal*. Thèse de doctorat, École Nationale Supérieure des Télécommunications, Paris, France, déc. 1997.
- [HW99] C. Heegard et S. B. Wicker. *Turbo Coding*. Kluwer Academic, Boston, Massachusetts, 1999.
- [LG94] A. Leon-Garcia. *Probability and Random Processes for Electrical Engineering*. Addison-Wesley, Reading, Massachusetts, 2^e édition, 1994.
- [MB84] J.P. McGeehan et A. J. Bateman. **Phase-Locked Transparent Tone-in-Band (TTIB) : A New Spectrum Configuration Particularly Suited to the Transmission of Data Over SSB Mobile Radio Networks**. *IEEE Transactions on Communications*, 32(1) :81–87, jan. 1984.
- [McL62] H. M. McLuhan. *The Gutenberg Galaxy : The Making of Typographic Man*. University of Toronto Press, Toronto, Canada, 1962.
- [NSC00] A. F. Naguib, N. Seshadri, et A.R. Calderbank. **Increasing Data Rate over Wireless Channels**. *IEEE Signal Processing Magazine*, 17(3) :76–92, mai 2000.
- [PG58] R. Price et P. E. Green. **A Communication Technique for Multipath channels**. *Proceedings of the IRE*, 46 :555–570, mars 1958.
- [Pro95] J. G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw Hill, New York, 3^e édition, 1995.
- [Rap96] T. S. Rappaport. *Wireless Communications*. Prentice Hall, New Jersey, 1996.

- [SA97a] A. Sayeed et B. Aazhang. *Communications over multipath fading channels : A time-frequency perspective*, pages 73–98. *Wireless Communications : TDMA vs CDMA*. Kluwer-Academic, Norwell, Massachusetts, 1997.
- [SA97b] A. M. Sayeed et B. Aazhang. **Exploiting Doppler Diversity in Mobile Wireless Communications**. Paru dans *Proc. 1997 Conf. Information Sciences and Systems (CISS'97)*, pages 287–292, Baltimore, Maryland, 19-21 mars 1997.
- [SA98] A. Sayeed et B. Aazhang. **Joint Multipath-Doppler Diversity in Fast Fading Channels**. Paru dans *Proc. 1998 ICASSP*, pages 3237–3240, Seattle, Washington, 12-15 mai 1998.
- [SA99] A. Sayeed et B. Aazhang. **Joint Multipath-Doppler Diversity in Mobile Wireless Communications**. *IEEE Transactions on Communications*, 47(1) :123–132, jan. 1999.
- [SA00] M. K. Simon et M.-A. Alouini. *Digital Communications over Fading Channels, A Unified Approach to Performance Analysis*. Wiley, New York, 2000.
- [Sk197a] B. Sklar. **Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part I : Characterization**. *IEEE Communications Magazine*, pages 90–100, juil. 1997.
- [Sk197b] B. Sklar. **Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part II : Mitigation**. *IEEE Communications Magazine*, pages 102–109, juil. 1997.
- [Smi75] J. I. Smith. **A Computer Generated Multipath Fading Simulation for Mobile Radio**. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, VT-24(3) :39–40, août 1975.
- [Suz82] H. Suzuki. **Canonic Receiver Analysis for M-ary Angle Modulations in Rayleigh Fading Environment**. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, VT-31(1) :7–14, fév. 1982.
- [Swe00] W. Sweet. **Cell phones answer Internet's call**. *IEEE Spectrum*, 37(8) :42–46, août 2000.
- [VY00] B. Vucetic et J. Yuan. *Turbo Codes, Principles and Applications*. Kluwer Academic, Boston, Massachusetts, 2000.
- [Yac93] M. D. Yacoub. *Foundations of Mobile Radio Engineering*. CRC Press, Boca Raton, 1993.