



National Library
of Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services Branch

395 Wellington Street
Ottawa, Ontario
K1A 0N4

Bibliothèque nationale
du Canada

Direction des acquisitions et
des services bibliographiques

395, rue Wellington
Ottawa (Ontario)
K1A 0N4

Your file / Votre référence

Our file / Notre référence

NOTICE

The quality of this microform is heavily dependent upon the quality of the original thesis submitted for microfilming. Every effort has been made to ensure the highest quality of reproduction possible.

If pages are missing, contact the university which granted the degree.

Some pages may have indistinct print especially if the original pages were typed with a poor typewriter ribbon or if the university sent us an inferior photocopy.

Reproduction in full or in part of this microform is governed by the Canadian Copyright Act, R.S.C. 1970, c. C-30, and subsequent amendments.

AVIS

La qualité de cette microforme dépend grandement de la qualité de la thèse soumise au microfilmage. Nous avons tout fait pour assurer une qualité supérieure de reproduction.

S'il manque des pages, veuillez communiquer avec l'université qui a conféré le grade.

La qualité d'impression de certaines pages peut laisser à désirer, surtout si les pages originales ont été dactylographiées à l'aide d'un ruban usé ou si l'université nous a fait parvenir une photocopie de qualité inférieure.

La reproduction, même partielle, de cette microforme est soumise à la Loi canadienne sur le droit d'auteur, SRC 1970, c. C-30, et ses amendements subséquents.

Réception en diversité d'espace avec
combinaison de signaux sélectionnés pour
de la radiocommunication intérieure
de 20 à 60 GHz

par

Yves Roy

Mémoire

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

Institut de génie électrique d'Ottawa-Carleton

Département de génie électrique

Faculté de génie

Université d'Ottawa

décembre 1995

 Yves Roy, Ottawa, Canada, 1995



National Library
of Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services Branch

395 Wellington Street
Ottawa, Ontario
K1A 0N4

Bibliothèque nationale
du Canada

Direction des acquisitions et
des services bibliographiques

395, rue Wellington
Ottawa (Ontario)
K1A 0N4

Your file / Votre référence

Our file / Notre référence

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

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

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

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

ISBN 0-612-11597-6

Canada



UNIVERSITÉ D'OTTAWA
UNIVERSITY OF OTTAWA

Pour mon épouse Josée.

Pour mes enfants Vincent-W., Léaw, Antoine Wagner, Gabriel Wagner et Andréanne Wagner.

Pour mes parents, ma famille, ma marraine et mes tantes.

Sommaire

Cette thèse explore la possibilité de doter de plusieurs antennes des récepteurs portables opérant à l'intérieur des édifices dans la bande des fréquences allant de 20 à 60 GHz. Elle présente d'abord un modèle à deux rayons de la propagation des ondes millimétriques à l'intérieur des édifices et des résultats expérimentaux qui valident les hypothèses qui sous-tendent ce modèle. Vient ensuite la description de trois techniques nouvelles d'exploitation de la diversité qui proviendrait de l'emploi de plusieurs antennes de réception. Ces techniques impliquent la combinaison cohérente ou non cohérente d'un nombre restreint de signaux captés sélectionnés à cause de la grandeur de leur valeur présentée de rapport signal sur bruit. La comparaison des risques d'erreurs de démodulation associés à l'emploi de ces techniques lorsqu'il y a modulation binaire de la phase des signaux transmis révèle que des trois techniques, c'est la technique dite de "combinaison non cohérente avec sélection par groupe" qui est la plus prometteuse.

Résumé

La faible longueur d'onde des signaux transmis dans la bande des fréquences allant de 20 à 60 GHz faisant en sorte qu'on puisse les capter à l'aide d'antennes de petites dimensions, des récepteurs portables opérant à ces fréquences pourraient se voir dotés d'un grand nombre d'antennes afin d'offrir de meilleures performances lorsqu'il y a propagation par trajets multiples. Cette thèse explore cette éventualité en présentant d'abord un modèle à deux rayons de la propagation des ondes millimétriques à l'intérieur des édifices et des résultats expérimentaux qui valident les hypothèses qui sous-tendent ce modèle. Vient ensuite la description de trois techniques nouvelles d'exploitation de la diversité qui proviendrait de l'emploi de plusieurs antennes de réception. Pour qu'elles soient d'une complexité acceptable et au prix d'une légère baisse des performances offertes par rapport au cas optimal, ces techniques impliquent la combinaison cohérente ou non cohérente d'un nombre restreint de signaux captés sélectionnés à cause de la grandeur de leur valeur présentée de rapport signal sur bruit. Modèle de canal et résultats expérimentaux à l'appui, la comparaison des risques d'erreurs de démodulation associés à l'emploi de ces techniques lorsqu'il y a modulation binaire de la phase des signaux transmis révèle par après que de elles trois, c'est la technique qu'on dit de combinaison non cohérente avec sélection par groupe qui est la plus prometteuse; l'estimation de taux d'erreurs de démodulation montrant alors que les résultats présentés s'appliquent à des débits binaires qui se situent entre 300 kbits/s environ et 1 ou 2 mégabits/s. Contrastant avec cette discussion relative à d'éventuels récepteurs portables, deux annexes complètent cette thèse en produisant des résultats qui peuvent s'avérer fort utiles en pratique. La première annexe présente des règles de sélection de taux d'échantillonnage des signaux captés. Dérivées à partir du modèle de propagation proposé, ces règles permettent de choisir les taux d'échantillonnage en tenant compte des caractéristiques du matériel de laboratoire de même que de la précision souhaitée des valeurs déduites des échantillons récoltés. La dernière

annexe présente plutôt un algorithme de décomposition en éléments simples qui rend plus facile l'estimation des propriétés statistiques des signaux qu'impliquent les techniques proposées de combinaison de signaux sélectionnés et l'évaluation des risques d'erreur de démodulation découlant de l'emploi de ces techniques.

Table des matières

Table des matières	i
Liste des figures	v
Liste des tables	xi
Liste des symboles	xii
1 Introduction	1
1.1 Description du sujet de recherche	1
1.2 Organisation de la thèse	3
2 Revue bibliographique et commentaires	5
2.1 Modélisation du canal radio intérieur	5
2.1.1 Validation des modèles	13
2.2 Réception en diversité	16
2.2.1 Obtention et exploitation de la diversité	17
2.2.2 Restrictions apportées au cadre de travail	25
2.2.3 Évaluation des risques d'erreur de démodulation et réception en diversité	27
2.3 Résumé du chapitre	34
3 Modélisation de la propagation intérieure des ondes millimétriques	36
3.1 Modélisation de la propagation des ondes millimétriques à l'intérieur des édifices	37
3.1.1 Description du modèle	37

3.1.2	Sélection d'un taux d'échantillonnage pour l'enregistrement des signaux captés	46
3.2	Propriétés statistiques des paramètres du modèle	47
3.2.1	Fonctions de répartition et de densité de probabilité des paramètres du modèle	48
3.2.2	Simulations à l'aide du modèle	56
3.3	Propriétés statistiques des variations de la phase du signal dans le temps	60
3.4	Résumé du chapitre	68
4	Validation du modèle proposé à l'aide de résultats expérimentaux	70
4.1	Travaux de laboratoire relatifs à la validation du modèle proposé .	70
4.1.1	Description des objectifs visés par les campagnes de mesures	71
4.1.2	Principe de fonctionnement des systèmes de mesure	74
4.1.3	Premier protocole de mesure	76
4.1.4	Deuxième protocole de mesure	78
4.1.5	Description du premier système de mesure	80
4.1.6	Description du deuxième système de mesure	83
4.1.7	Méthode de correction des échantillons	87
4.1.8	Méthode de calibration des dispositifs de mesure	88
4.1.9	Récolte des fichiers de calibration pour la première cam- pagne de mesures	90
4.1.10	Récolte des fichiers de calibration pour la deuxième cam- pagne de mesures	91
4.1.11	Estimation de paramètres de correction	92
4.1.12	Discussion sur la fiabilité des mesures	93
4.2	Validation des hypothèses à l'aide des mesures	98
4.2.1	Méthode d'estimation des fonctions de répartition	102

4.2.2	Validation des hypothèses formulées à propos des paramètres du modèle	109
4.2.3	Validation des hypothèses formulées à propos des variations de la phase des signaux captés	133
4.3	Résumé du chapitre	139
5	Réception en diversité d'espace avec combinaison de signaux sélectionnés	141
5.1	Hypothèses de travail	143
5.2	Techniques proposées de combinaison de signaux sélectionnés . . .	144
5.2.1	Description d'une technique de sélection simplifiée	145
5.2.2	Description de techniques de combinaison de signaux sélectionnés	147
5.3	Propriétés statistiques du rapport signal sur bruit après sélection et combinaison des signaux	153
5.3.1	Propriétés statistiques du rapport signal sur bruit après sélection	153
5.3.2	Propriétés statistiques du rapport signal sur bruit après combinaison cohérente	156
5.4	Comparaison des techniques proposées de combinaison de signaux sélectionnés	164
5.4.1	Comparaison des techniques de combinaison cohérente de signaux sélectionnés	166
5.4.2	Comparaison des techniques de combinaison cohérente et non cohérente de signaux sélectionnés	175
5.5	Champs d'application des résultats présentés	180
5.6	Résumé du chapitre	184
6	Conclusion	187

6.1	Résumé de la thèse	187
6.2	Contributions	189
6.3	Suggestions de travaux futurs	191
A	Sélection d'un taux d'échantillonnage à l'aide du modèle	192
A.1	Règle de l'angle maximal	193
A.2	Règle de l'angle minimal	196
A.3	Règle de l'écart de phase maximal	198
A.4	Règle du changement de phase maximal	199
A.5	Regroupement des résultats sous une forme graphique	200
A.6	Règle de l'erreur sur la dérivée de la phase du signal capté	203
B	Décomposition en éléments simples pour des fonctions à pôles réels	205

Liste des figures

2.1	<i>Fonction de répartition de l'amplitude normalisée pour les modèles à distribution de Rayleigh, de Nakagami et de Rice.</i>	10
2.2	<i>Gain en matière de rapport signal sur bruit moyen par rapport au cas sans diversité pour différentes techniques d'exploitation de la diversité en réception.</i>	23
3.1	<i>Représentation de la réception d'un signal $S(t)$ à l'intérieur d'un secteur donné lors de la transmission d'une onde non modulée tandis que le récepteur est déplacé à vitesse constante.</i>	38
3.2	<i>Enveloppe $r(t)$ du signal capté selon le modèle pour des valeurs données de paramètres.</i>	40
3.3	<i>Phase $\theta(t)$ du signal capté selon le modèle pour des valeurs données de paramètres.</i>	40
3.4	<i>Dérivée du logarithme naturel de $s(t)$ par rapport au temps pour différentes valeurs du facteur de qualité Q pour le modèle à deux rayons.</i>	45
3.5	<i>Fonction de densité de probabilité $f_{\alpha_s}(\alpha_s)$ de l'angle d'arrivée α_s.</i>	51
3.6	<i>Histogrammes des valeurs $\Psi(t)$ des variations de la phase d'un signal obtenues lors de simulations.</i>	59
3.7	<i>Histogrammes des valeurs $\Psi(t)$ des variations de la phase d'un signal obtenues lors d'une simulation et histogrammes théoriques.</i>	66
4.1	<i>Schématisme du principe de fonctionnement des dispositifs de mesure utilisés.</i>	74
4.2	<i>Signification des caractères qui peuvent former un nom de fichier pour la première série de mesures.</i>	76

4.3	<i>Positions sélectionnées pour le transmetteur et parcours empruntés pour la première série de mesures.</i>	77
4.4	<i>Signification des caractères qui peuvent former un nom de fichier pour la deuxième série de mesures.</i>	79
4.5	<i>Positions sélectionnées pour le transmetteur et le récepteur pour la deuxième série de mesures.</i>	79
4.6	<i>Description des trois types de mouvement considérés pour la deuxième série de mesures (Tangentiel, Radial, avec Angle).</i>	80
4.7	<i>Représentation schématique du montage utilisé pour la première série de mesures.</i>	81
4.8	<i>Représentation de l'encodeur de position utilisé pour la première campagne de mesures.</i>	83
4.9	<i>Aspect du signal $v_d(t)$ que produit l'encodeur de position lorsqu'il est reculé puis avancé.</i>	84
4.10	<i>Représentation schématique du montage utilisé pour la deuxième série de mesures.</i>	84
4.11	<i>Représentation schématique du démodulateur construit pour la deuxième série de mesures.</i>	86
4.12	<i>Écart Δ_{p_1} de puissance mesuré lors de la calibration du deuxième dispositif de mesure en fonction de la puissance moyenne mesurée $\overline{p_{1,k}}$ ($f_p=37.2$ GHz+10 Hz).</i>	94
4.13	<i>Écart Δ_{p_2} de puissance mesuré lors de la calibration du deuxième dispositif de mesure en fonction de la puissance moyenne mesurée $\overline{p_{2,k}}$ ($f_p=37.2$ GHz+10 Hz).</i>	95
4.14	<i>Densités spectrales de puissance représentatives de celles des signaux que décrivent les $i_{1,k}$ et les $q_{1,k}$.</i>	97
4.15	<i>Exemple de signaux enregistrés aux sorties d'une branche du récepteur lors de la 2^e série de mesures.</i>	99

4.16	<i>Enveloppe $r_1(t)$ en fonction du temps d'un signal capté lors de la 2^e série de mesures.</i>	101
4.17	<i>Phase $\theta_1(t)$ en fonction du temps d'un signal capté lors de la 2^e série de mesures.</i>	101
4.18	<i>Intervalles de confiance et estimation $\hat{F}_r(r)$ de la fonction de répartition $F_r(r)$ d'un signal capté à 37.2 GHz (2^e série de mesures, fichier ccharc3.a1).</i>	104
4.19	<i>Ensemble des estimations $\hat{F}_r(r)$ de la fonction de répartition $F_r(r)$ de l'enveloppe des signaux captés à 37.2 GHz (2^e série de mesures).</i>	105
4.20	<i>Estimation $\hat{F}_{p_m}((p_m - \overline{p_m})/\sigma_m)$ des fonctions de répartition des puissances p_m qui conduisent à des valeurs de probabilité m/n données pour $\hat{F}_r(r)$.</i>	107
4.21	<i>Moyenne de l'ensemble des estimations $\hat{F}_r(r)$ de la fonction de répartition $F_r(r)$ de l'enveloppe des signaux captés à 37.2 GHz (2^e série de mesures).</i>	108
4.22	<i>Amplitude du signal et estimation de ses variations lentes (parcours 3, transmetteur au centre de la pièce, 1^{re} série de mesures).</i>	110
4.23	<i>Estimations des variations lentes pour six déplacements "pièce-pièce" (parcours 2, transmetteur près du mur, 1^{re} série de mesures).</i>	110
4.24	<i>Estimations des fonctions de répartition de ρ, ρ_r et ρ_{r2} (2^e série de mesures, $f_p=37.2$ GHz).</i>	115
4.25	<i>Estimation de $d \log_e[s_1(t)]/dt$ établie pour un signal $s_1(t)$ capté lors de la deuxième série de mesures.</i>	117
4.26	<i>Valeurs des estimations de ρ en fonction de la distance d_μ (2^e série de mesures, fichiers dont le nom commence par "cc").</i>	119
4.27	<i>Moyenne des estimations $\hat{F}_{d_\mu}(d_\mu)$ de la fonction de répartition de d_μ (2^e série de mesures, $f_p=37.2$ GHz).</i>	122

4.28	<i>Moyenne des estimations $\hat{F}_\varrho'(\varrho)$ de la fonction de répartition $F_\varrho(\varrho)$ pour les fichiers compris dans la catégorie P ($f_p=37.2$ GHz, 2^e série de mesures).</i>	123
4.29	<i>Moyenne des estimations $\hat{F}_\varrho(\varrho)$ de la fonction de répartition $F_\varrho(\varrho)$ pour les fichiers compris dans la catégorie M ($f_p=37.2$ GHz, 2^e série de mesures).</i>	124
4.30	<i>Moyenne des estimations $\hat{F}_\varrho(\varrho)$ de la fonction de répartition $F_\varrho(\varrho)$ pour les fichiers compris dans la catégorie D ($f_p=37.2$ GHz, 2^e série de mesures).</i>	125
4.31	<i>Moyenne des estimations $\hat{F}_r(r)$ de la fonction de répartition $F_r(r)$ pour les fichiers compris dans la catégorie P ($f_p=37.2$ GHz, 2^e série de mesures).</i>	128
4.32	<i>Moyenne des estimations $\hat{F}_r(r)$ de la fonction de répartition $F_r(r)$ pour les fichiers compris dans la catégorie M ($f_p=37.2$ GHz, 2^e série de mesures).</i>	129
4.33	<i>Moyenne des estimations $\hat{F}_r(r)$ de la fonction de répartition $F_r(r)$ pour les fichiers compris dans la catégorie D ($f_p=37.2$ GHz, 2^e série de mesures).</i>	131
4.34	<i>Histogrammes concernant les estimations de variations de phase Ψ pour les fichiers compris dans la catégorie P ($f_p = 37.2$ GHz, 2^e série de mesures).</i>	135
4.35	<i>Histogrammes concernant les estimations de variations de phase Ψ pour les fichiers compris dans la catégorie M ($f_p = 37.2$ GHz, 2^e série de mesures).</i>	136
4.36	<i>Histogrammes concernant les estimations de variations de phase Ψ pour les fichiers compris dans la catégorie D ($f_p = 37.2$ GHz, 2^e série de mesures).</i>	137
4.37	<i>Histogrammes concernant les estimations de variations de phase Ψ pour les fichiers compris dans les catégories P, M et D ($f_p = 37.2$ GHz, 2^e série de mesures).</i>	138

5.1	<i>Représentation d'un circuit de sélection simplifié.</i>	146
5.2	<i>Représentation d'un circuit de combinaison cohérente avec sélection par groupe.</i>	148
5.3	<i>Représentation d'un circuit de combinaison cohérente avec sélection des meilleurs signaux.</i>	150
5.4	<i>Représentation d'un circuit de combinaison non cohérente avec sélection par groupe.</i>	152
5.5	<i>Programme de décomposition en éléments simples adapté à l'étude de la combinaison de signaux sélectionnés.</i>	159
5.6	<i>Gain en matière de rapport signal sur bruit moyen par rapport au cas sans diversité pour des techniques de combinaison de signaux sélectionnés.</i>	165
5.7	<i>Probabilité d'erreur de démodulation $P_{e_{G,L,M}}(\bar{\gamma})$ pour la combinaison cohérente avec sélection par groupe.</i>	170
5.8	<i>Probabilités d'erreur de démodulation $P_{e_{L,M}}(\bar{\gamma})$ pour la combinaison cohérente avec sélection des meilleurs signaux.</i>	172
5.9	<i>Probabilités d'erreur de démodulation pour les techniques de combinaison cohérente pour des nombres d'antennes donnés lorsqu'il y a 3 signaux de sélectionnés.</i>	174
5.10	<i>Probabilité d'erreur de démodulation $P_{e_{D,L,M}}(\bar{\gamma})$ pour la combinaison non cohérente avec sélection par groupe.</i>	177
5.11	<i>Probabilités d'erreur de démodulation pour les techniques de combinaison cohérente et non cohérente avec sélection par groupe pour des nombres d'antennes et de signaux sélectionnés donnés.</i>	179
5.12	<i>Estimation $P_{approx}(\tau, \nu, N_d, \lambda/4)$ de la probabilité d'erreur pour de la démodulation non cohérente et des variations de phase dues à la propagation par trajets multiples.</i>	183
5.13	<i>Estimations des risques d'erreur pour de la démodulation non cohérente compte tenu des résultats expérimentaux obtenus.</i>	184

A.1	<i>Description du paramètre α.</i>	194
A.2	<i>Description des paramètres δ et α'.</i>	197
A.3	<i>Abaque pour sélectionner le taux d'échantillonnage pour des mesures d'amplitudes et de phases.</i>	201
A.4	<i>Exemple d'utilisation de l'abaque permettant de sélectionner un taux d'échantillonnage.</i>	203
A.5	<i>Erreur relative faite lors de l'estimation de la dérivée de la phase du signal capté.</i>	204
B.1	<i>Principe de division par récurrence par un polynôme de premier degré.</i>	206
B.2	<i>Principe de division par un polynôme à pôles réels appliqué à un exemple numérique.</i>	207
B.3	<i>Programme commenté de décomposition en éléments simples adapté à l'étude de la combinaison de signaux sélectionnés.</i>	209

Liste des tables

4.1	<i>Valeurs des paramètres qui servent à la correction des échantillons.</i>	92
4.2	<i>Puissances moyennes (en dB_{1u}) déduites des données en fonction de conditions qui prévalaient lors de la deuxième série de mesures.</i>	112
4.3	<i>Valeurs absolues ρ du coefficient de corrélation des signaux pour la deuxième série de mesures.</i>	113
4.4	<i>Valeurs calculées du coefficient de corrélation ρ_r des enveloppes de signaux pour la deuxième série de mesures.</i>	114
4.5	<i>Valeurs calculées du coefficient de corrélation ρ_{r^2} des puissances de signaux pour la deuxième série de mesures.</i>	114

Liste des symboles

$S(t)$	signal reçu
f_p	fréquence de porteuse
f_s	taux de signalisation
λ	longueur d'onde de porteuse
ν	vitesse de déplacement
$S_r(t)$	contribution à $S(t)$ qui provient d'une région dont se rapproche le récepteur
$S_e(t)$	contribution à $S(t)$ qui provient d'une région dont s'éloigne le récepteur
α_s	angle entre l'orientation du déplacement et celle du parcours associé à $S_r(t)$
$s(t)$	représentation en bande de base de $S(t)$
$s_r(t)$	représentation en bande de base de $S_r(t)$
$s_e(t)$	représentation en bande de base de $S_e(t)$
$r(t)$	enveloppe de $s(t)$
$\theta(t)$	phase de $s(t)$
A_r	amplitude de $S_r(t)$
A_e	amplitude de $S_e(t)$
Δ_{dB}	ampleur des affaiblissements de $s(t)$
d_μ	distance à parcourir pour que $r(t)$ passe d'un maximum (minimum) local à un minimum (maximum) local
$\frac{d \log_e s(t) }{dt}$	notation utilisée pour représenter $d \log_e [s(t)/s_{ref}]/dt$ où s_{ref} est une valeur de référence quelconque
ρ	paramètre à l'image de la qualité du canal
Δ_r	paramètre dont la valeur absolue est égale à l'ampleur des affaiblissements de $s(t)$ et dont le signe dépend du rapport A_r/A_e
f_e	taux d'échantillonnage
T_μ	temps qui s'écoule entre l'instant où $r(t)$ passe par un minimum (maximum) local et celui où $r(t)$ passe ensuite par un maximum (minimum) local

N_d	nombre moyen de micro-secteurs traversés par déplacement de $\lambda/4$ si ce n'était de la largeur minimale de $\lambda/4$ des micro-secteurs
$2\sigma_r^2$	puissance moyenne de $S_r(t)$
$2\sigma_c^2$	puissance moyenne de $S_c(t)$
$\Psi(t)$	variations dans le temps de $\theta(t)$
N	nombre de signaux captés
L	nombre de signaux combinés
M	nombre de signaux qui alimentent un circuit de sélection donné
X_i	i^{e} entrée d'un système qui ordonne les valeurs qui se trouvent à ses entrées
Y_i	i^{e} sortie d'un système qui ordonne les valeurs qui se trouvent à ses entrées
s_i	i^{e} signal capté lorsqu'il y a réception en diversité
$\bar{\gamma}$	rapport signal sur bruit moyen qui prévaut pour l'un ou l'autre des s_i
$\gamma_{G,L,M}$	rapport signal sur bruit qui prévaut à la sortie d'un circuit de combinaison cohérente avec sélection par groupe
$\gamma_{L,M}$	rapport signal sur bruit qui prévaut à la sortie d'un circuit de combinaison cohérente avec sélection des meilleurs signaux
$P_2(\gamma)$	probabilité d'erreur de démodulation lorsqu'il y a modulation binaire de la phase du signal transmis
$P_{cG,L,M}(\bar{\gamma})$	probabilité d'erreur pour de la modulation binaire de phase pour la combinaison cohérente avec sélection par groupe
$P_{cL,M}(\bar{\gamma})$	probabilité d'erreur pour de la modulation binaire de phase pour la combinaison cohérente avec sélection des meilleurs signaux
$P_{cD,L,M}(\bar{\gamma})$	probabilité d'erreur pour de la modulation binaire de phase pour la combinaison non cohérente avec sélection par groupe
$P_{approx}(\dots)$	estimation de la probabilité d'erreur de démodulation non cohérente en l'absence de bruit additif
r_b	débit binaire

Chapitre 1

Introduction

1.1 Description du sujet de recherche

La croissance du marché des systèmes de radiocommunication personnels est impressionnante et le déploiement de services à l'intérieur des édifices par de tels systèmes est une avenue garante de la continuation de cette croissance. Plusieurs facteurs sont susceptibles d'influencer ce déploiement. Entre autres, le choix de la plage de fréquence est de première importance, car il se traduit par des critères de conception qui limiteront éventuellement la qualité des services offerts. L'engouement des consommateurs pour les services existants entraînant une congestion du spectre pour les fréquences d'environ 900 MHz, on constate un intérêt accru de la part des chercheurs pour la bande de fréquence allant de 20 à 60 GHz qui, elle, est loin d'être encombrée.

D'ailleurs, la technologie des ondes millimétriques est déjà disponible et ne cesse de progresser. Des manufacturiers ont développé des appareils tant pour des applications militaires que pour des applications commerciales (ex. [1, 2]). La petitesse des longueurs d'onde à ces fréquences se traduit par la réalisation de systèmes de radio à circuits intégrés monolithiques qui sont légers et de petites dimensions. Elle permet aussi de construire et de disposer plusieurs antennes dans un volume réduit. On présente dans [3] des résultats théoriques et expérimentaux concernant des réseaux bidimensionnels d'antennes intégrées constitués de 49 cornets (7 rangées de 7 cornets) ou plus qui n'occupent que quelques centimètres cubes. Des unités de radio émettant à environ 19 GHz sont décrites dans [4, 5, 6, 7]. Parce que la longueur d'onde vaut environ 16 mm à cette fréquence, chacune de ces unités est dotée de six antennes qui tiennent sur une structure de surface comparable à celle d'un ordinateur portatif (environ 180 mm × 250 mm).

De plus, on reconnaît [4] que l'emploi des fréquences de longueur d'onde de l'ordre du centimètre conviendrait particulièrement bien aux systèmes de radio-communication qui seraient d'architecture microcellulaire. Ce type d'architecture est semblable à celui qui est employé pour la téléphonie cellulaire, sauf que les différentes cellules sont de dimensions beaucoup moins imposantes. Pour des services qu'on offrirait à l'intérieur des édifices, des cellules n'incluant que quelques pièces pourraient être considérées. Dans de telles conditions, on pourrait exploiter avantageusement les caractéristiques qu'on associe à la propagation à de telles fréquences. Parce que les pertes de propagation augmentent avec la fréquence pour une distance donnée, on estime [4] que les stations de base de chaque cellule pourraient être espacées d'environ 40 m et que les murs des édifices aideraient à confiner l'énergie transmise à l'intérieur des cellules appropriées parce qu'ils agiraient comme de bons réflecteurs à ces fréquences. Bien que cette caractéristique soit favorable à une bonne réutilisation des bandes de fréquence, elle signifie également que des phénomènes de propagation multivoie sont à envisager.

Comme la réception d'un message à l'aide de plusieurs antennes est une façon éprouvée d'améliorer les performances de systèmes ayant à lutter contre la propagation par trajets multiples et parce que la technologie associée aux ondes millimétriques permet de réaliser à faibles coûts des antennes, voir même des réseaux d'antennes, de dimensions réduites et de grande efficacité, il nous semble opportun de nous intéresser à des façons de tirer profit de l'emploi d'un grand nombre d'antennes pour capter un signal transmis dans la bande des fréquences allant de 20 à 60 GHz. Nous avons donc porté une attention toute particulière à la réception en diversité impliquant plusieurs antennes, car nous croyons que cette façon de faire permet de prendre en considération les caractéristiques propres à la bande de fréquence qui nous intéresse. Nous aurions pu couvrir d'autres aspects du problème (codage, modulation, etc...), mais nous pensons qu'il aurait été plus difficile de mener un travail qui tienne d'abord compte de la différence qui existe entre la longueur d'onde d'un signal transmis à environ 900 MHz et celle d'une onde millimétrique lorsqu'on les compare aux dimensions d'un terminal portable. Notre revue des publications susceptibles de faire état de travaux ayant portés

sur la propagation intérieure nous a révélé que peu de recherches avaient été effectuées pour la bande des fréquences allant de 20 à 60 GHz. La majorité des travaux qui ont retenu notre attention porte sur des fréquences proches de 900 MHz; fréquences pour lesquelles une longueur d'onde mesure environ 30 cm. Comme le rapport entre les dimensions typiques d'une pièce et la longueur d'onde est sensiblement différent pour une transmission à 900 MHz qu'il ne l'est de celui qui prévaut pour une transmission à 20 GHz, on ne pouvait présumer *a priori* que les résultats s'appliquant au premier de ces cas pourraient être étendus au second. Néanmoins, les concepts et méthodes de travail utiles à la caractérisation et à l'exploitation du canal intérieur risquaient d'être les mêmes étant donné qu'il faut dans chaque cas combattre des effets indésirables causés par la propagation par trajets multiples. Nous avons donc choisi de reprendre certaines des hypothèses rencontrées et d'élaborer des campagnes de mesures qui nous permettraient de vérifier si ces hypothèses sont applicables à la modélisation de la propagation à plus de 20 GHz. On se garde d'avoir voulu tracer un portrait précis du canal étudié, nous avons tout au plus voulu faire reposer notre modélisation sur des résultats expérimentaux. Non que nous doutions de la fiabilité de nos mesures, mais plutôt sommes nous conscients du fait que des travaux expérimentaux plus complets seraient requis pour prétendre "bien connaître" le canal. Cette démarche nous a permis d'obtenir un modèle de canal et des résultats relatifs à la réception en diversité que nous croyons applicables à la radiocommunication intérieure à des fréquences allant de 20 à 60 GHz.

1.2 Organisation de la thèse

Dans ce qui suit, on procède d'abord dans le chapitre 2 à une revue bibliographique commentée qui porte d'abord sur la modélisation du canal radio intérieur pour ensuite discuter de la réception en diversité. Par après, on propose dans le chapitre 3 un modèle de la propagation des ondes millimétriques à l'intérieur des édifices. Les hypothèses qui sous-tendent ce modèle sont validées à l'aide de résultats provenant de travaux expérimentaux qu'on décrit au chapitre 4. Enfin, le modèle qu'on pro-

pose est utilisé dans le chapitre 5 pour discuter de la possibilité de faire appel à la réception en diversité d'espace à l'aide d'une grande quantité d'antennes lorsqu'il est question de radiocommunications intérieures et d'ondes millimétriques. À ce moment, on propose trois techniques d'exploitation de la diversité et on procède à des comparaisons afin d'identifier celle qui nous semble la plus prometteuse. Ces trois techniques sont basées sur un principe nouveau qui consiste à combiner des signaux qui ont fait l'objet d'une sélection. Des conclusions relatives aux travaux qu'on présente dans cette thèse sont formulées dans le chapitre 6. Deux annexes (A et B) complètent ce document. L'annexe A présente des règles de sélection de taux d'échantillonnage qui sont établies à l'aide du modèle qu'on propose au chapitre 3 tandis que l'annexe B discute d'un algorithme de décomposition en éléments simples associé aux calculs qu'on retrouve dans le chapitre 5.

Chapitre 2

Revue bibliographique et commentaires

Les travaux théoriques présentés dans cette thèse impliquent un modèle de la propagation des ondes radio qui repose sur des mesures effectuées en laboratoire. Ils portent sur la réception en diversité à l'aide d'un grand nombre d'antennes. Pour les mener à bien, on a dû procéder à une revue bibliographique qui a porté tant sur la modélisation du canal radio intérieur que sur la réception en diversité. C'est pourquoi les sections qui suivent présentent une revue bibliographique commentée qui se divise en deux parties. Une première partie porte sur la modélisation du canal radio (section 2.1) et une autre concerne la réception en diversité (section 2.2). Des commentaires y sont apportés au besoin. Ils cherchent notamment à justifier les choix qu'on a fait lors de nos recherches ou à préciser le cadre de travail que l'on s'est donné. Le chapitre se termine par un résumé présenté à la section 2.3.

2.1 Modélisation du canal radio intérieur

Lorsqu'on transmet une onde radio dans un milieu où il y a des objets, ceux-ci en affectent la propagation. La modélisation de ce phénomène admet souvent que le signal transmis emprunte plusieurs parcours pour aller du transmetteur au récepteur et associe à chacun de ces parcours une version modifiée du signal transmis. On parle alors de canaux multivoies, de propagation par trajets multiples ou de propagation multiparcours. Selon les longueurs des parcours et selon les objets qui les déterminent, chaque version contribue au signal reçu de manière à le rendre parfois très différent du signal original. Le signal reçu passe souvent par des périodes d'évanouissement plus ou moins prononcées qui se traduisent par des affaiblissements répétés de son amplitude. Le résultat n'est pas facilement

prévisible puisque les perturbations causées par le canal multivoie sont fonction de paramètres qu'on ne sait commander. On ne peut donc que développer des modèles statistiques aptes à décrire les effets du canal radio. On peut choisir de représenter le canal en soi ou bien de faire un modèle du signal capté. Dans le premier cas, on associe souvent le canal à un système dont la réponse en fréquence varie dans le temps. Dans le second cas, l'attention se tourne vers les variations mêmes du signal et le milieu dans lequel s'opère la transmission n'est plus qu'une "boîte noire".

Des paramètres clés ont été définis pour caractériser les canaux de radiocommunication lorsqu'on les considère comme des filtres dont les propriétés varient dans le temps. Lorsqu'on transmet une impulsion dans un canal multivoie, on capte un signal pendant un temps plus long que la durée de l'impulsion transmise. Le temps T_m (voir [8] à propos du *multipath spread*) pendant lequel on considère que l'énergie captée n'est pas négligeable aide à déterminer si un système transmettant $1/T$ symboles par seconde est susceptible d'être affecté par des problèmes d'interférence intersymbole ($T \ll T_m$) ou non ($T \gg T_m$). L'énergie captée variant dans le temps, on lui associe un contenu fréquentiel et une largeur de bande $(\Delta f)_c$ (voir [8] à propos de la *coherence bandwidth*) pour laquelle on considère que le canal affecte de façon équivalente tout signal transmis dans cette bande. Pour un signal de largeur de bande W telle qu'on a $W \ll (\Delta f)_c$, on suppose que le canal ne fait qu'atténuer l'amplitude du signal en plus d'en retarder l'arrivée et on dit alors que le canal n'est pas sélectif en fréquence. Pour $W \gg (\Delta f)_c$, le canal altère le spectre du signal et il est considéré comme sélectif en fréquence (voir [8] à propos des *frequency selective channels*).

Les paramètres T_m et $(\Delta f)_c$ servent à décrire les effets de la propagation par trajets multiples, mais ils ne servent pas à caractériser les variations des caractéristiques du canal dans le temps. Pour prendre ces variations en considération, on évalue plutôt la durée $(\Delta t)_c$ pour laquelle on peut supposer que la réponse en fréquence du canal ne change pas de façon significative (voir [8] à propos du *coherence time*). Comme les affaiblissements du signal sont dus à des changements des propriétés du canal, il est question d'affaiblissements lents si $T \ll (\Delta t)_c$ et d'affaiblissements

rapides si $T \gg (\Delta t)_c$. Un autre paramètre est obtenu lorsqu'on s'intéresse aux changements dans le temps de l'évaluation à une fréquence donnée de la réponse en fréquence du canal. Ces changements dans le temps impliquent un contenu fréquentiel caractérisable par une largeur de bande B_d . Le paramètre B_d est associé à l'effet Doppler. Sa valeur traduit l'importance de l'étalement en fréquence du spectre du signal capté (voir [8] à propos du *doppler spread*). Les paramètres T_m et $(\Delta f)_c$ ou $(\Delta t)_c$ et B_d sont utilisés pour traiter de deux phénomènes à partir d'observations portant soit sur des changements dans le temps, soit sur des caractéristiques spectrales. La dualité entre le domaine des fréquences et celui du temps permet de poser $(\Delta f)_c \approx 1/T_m$ et $(\Delta t)_c \approx 1/B_d$.

Pour une modélisation reposant sur l'observation du signal capté plutôt que sur une représentation du canal, on est amené à parler de variations lentes ou rapides pour décrire les affaiblissements du signal. Les variations lentes sont associées aux changements des caractéristiques générales du milieu au fur et à mesure que les déplacements ont lieu [9]. Le passage d'un récepteur d'une ville à la campagne ou bien d'une pièce à un corridor peut impliquer une telle modélisation. On définit alors comme secteur [10] un volume pour lequel on n'observe pas de fluctuations des caractéristiques générales du milieu. Pour de la radiocommunication intérieure à des fréquences de l'ordre du gigahertz, on estime souvent [11] que les variations lentes sont fonction de la distance élevée à une puissance qui varie selon le milieu. D'autres paramètres sont définis quand on désire tenir compte de situations particulières. Par exemple [12], un facteur d'atténuation peut être attribué à chacun des cloisons qui se situerait entre le transmetteur et le récepteur.

D. Molkdar a produit [11] une revue très détaillée des publications ayant trait à la caractérisation du canal radio intérieur pour des applications qu'il qualifie de "portables". Cette revue porte principalement sur des expériences faites à environ 900 MHz. Même si plus de 75 références bibliographiques sont incluses, il est remarqué que des travaux supplémentaires sont requis pour parfaire la connaissance du canal radio intérieur. La modélisation adéquate des variations lentes est donc une tâche considérable.

Nous ne sommes pas encore parvenus à recueillir des renseignements se rapportant

à la modélisation sous tous ses angles des variations lentes pour de la radiocommunication intérieure pour la bande des fréquences allant de 20 à 60 GHz. Ce travail est toutefois en cours et des résultats ont déjà été publiés [13, 14, 15]. Nous avons participé activement aux séances de laboratoire (octobre 1991-décembre 1991) qui ont permis d'obtenir certains [13] de ces résultats. Ces travaux et les campagnes de mesures que nous avons entrepris par la suite nous ont permis de constater [16] que, à ces fréquences, la modélisation des variations lentes devrait tenir compte des objets qui se trouvent dans les bâtiments. Ce fait contribue à rendre plus fastidieuse encore la modélisation en question.

Les variations rapides sont habituellement associées aux déplacements relatifs des objets près des unités radio en mouvement [9]. En radiomobile, c'est à dire lorsqu'il y a communication entre une station fixe et un véhicule mobile, il n'est pas surprenant de constater qu'on retrouve plusieurs modèles statistiques pour décrire ces variations (exemples dans [10]) puisqu'un véhicule peut se retrouver dans une multitude de types d'environnement. Parmi les plus populaires, il en est un qui veut que les différentes versions du signal transmis atteignent l'antenne de réception en très grand nombre sans qu'il n'existe de liens entre les effets du canal sur chacune de ces versions. L'enveloppe R des variations rapides est alors associée à une variable aléatoire régie par une loi de Rayleigh [8] voulant que sa fonction de densité de probabilité $f_R(r)$ soit donnée par

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-r^2/2\sigma^2} \quad (2.1)$$

où la puissance moyenne $\overline{r^2}$ des variations rapides est telle que $\overline{r^2} = 2\sigma^2$. Pour N_o représentant la puissance moyenne du bruit qui entache le signal reçu, le rapport signal sur bruit $\gamma = r^2/N_o$ a alors une fonction de densité de probabilité $f_\gamma(\gamma)$ telle que

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{1}{\overline{\gamma}} e^{-\gamma/\overline{\gamma}} \quad (2.2)$$

où $\overline{\gamma} = \overline{r^2}/N_o$ est le rapport signal sur bruit moyen. Cette notation rappelle que lorsque les parties réelles et imaginaires d'un nombre complexe sont des variables aléatoires gaussiennes indépendantes de même variance σ^2 et de moyenne nulle, le module de ce nombre complexe est décrit par une loi de Rayleigh qui prend la

forme de l'équation 2.1. La phase du signal est quant à elle décrite par une variable aléatoire distribuée uniformément entre 0 et 2π radians. Les hypothèses qui sous-tendent ce modèle sont relativement simples et faciles à comprendre. C'est ce qui la rend particulièrement utile lorsque des analyses théoriques poussées sont envisagées (ex. [8, 9, 17, 18]). On pourrait craindre que cette simplicité conduit à des résultats trop généraux et difficilement applicables en pratique. En fait, l'emploi de ce modèle qu'on dira à distribution de Rayleigh dans ce qui suit, est d'autant plus justifié qu'il a été vérifié expérimentalement à maintes reprises qu'il s'applique à la modélisation des propriétés des variations rapides pour différentes conditions de mesure [10].

Certes, le modèle à distribution de Rayleigh mène à des résultats généraux. Néanmoins, il aide à mieux comprendre les problèmes reliés à la propagation multivoie. Par exemple, il conduit à poser qu'un déplacement d'une quarantaine de longueurs d'onde ne fait pas changer de secteur [19]. De plus, la compréhension qu'il procure peut toujours être améliorée à l'aide de modèles plus complexes ou radicalement différents. L'usage du modèle à distribution de Rayleigh donne accès à une quantité de résultats d'applications étendues et les conclusions qu'un tel emploi permet de tirer sont adaptables à différentes bandes de fréquence.

D'autres modèles ont été développés pour décrire les variations rapides. Parmi ceux-ci, il y a le modèle à distribution de Rice qui suppose l'existence d'une version du signal transmis plus forte que toutes les autres versions qui contribuent au signal capté. Pour ce modèle, $f_R(r)$ est donnée par

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{(r^2 + s^2)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{rs}{\sigma^2}\right) \quad (2.3)$$

où $I_0(\cdot)$ est la fonction de Bessel modifiée d'ordre zéro et où s est l'amplitude de la version la plus forte tandis que la puissance moyenne associée aux versions restantes vaut $2\sigma^2$. La figure 2.1 présente des tracés de la fonction de répartition $F_r(r)$ de r lorsque $K_{dB} = 10 \log_{10}(s^2/2\sigma^2)$ représente le rapport entre la puissance de la version la plus forte et celle associée au reste des versions. L'échelle utilisée est telle que $F_r(r)$ a l'aspect d'une droite lorsqu'un modèle à distribution de Rayleigh s'applique. Pour $K_{dB} = -\infty$, le modèle à distribution de Rice et le

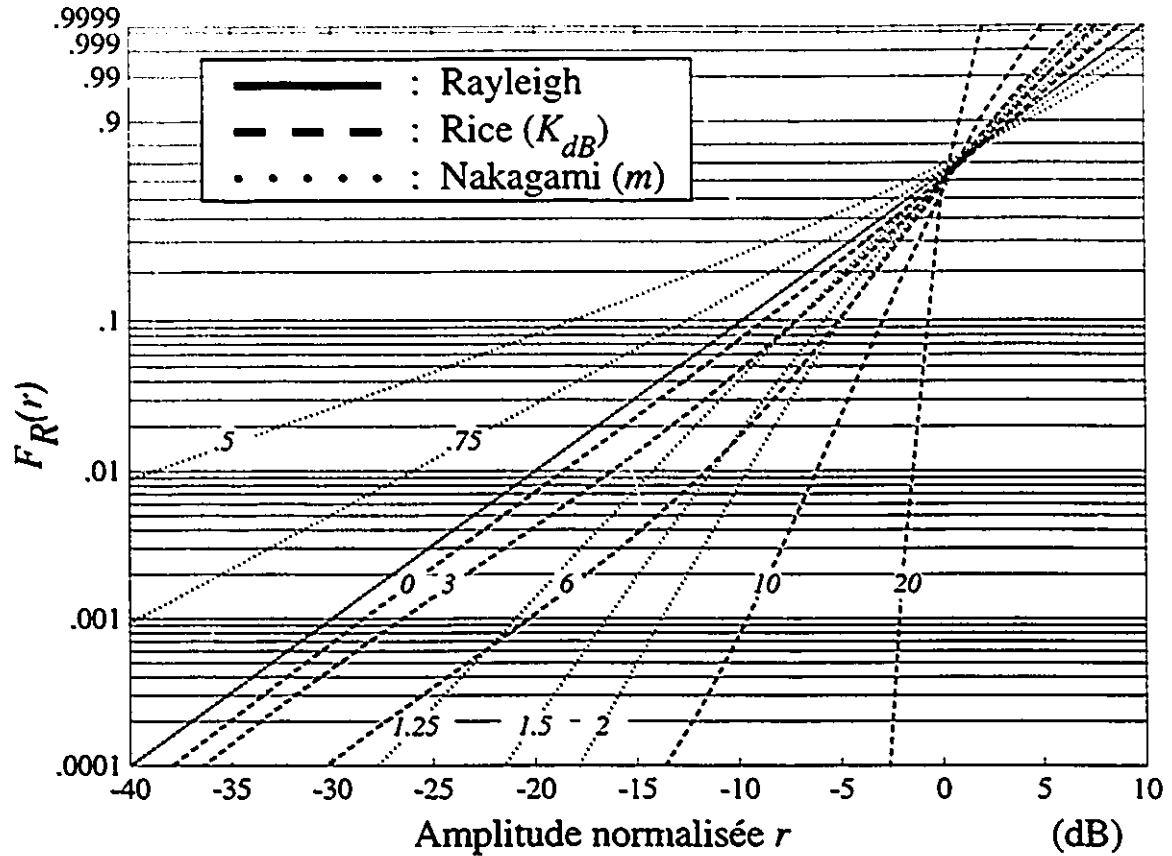


Figure 2.1: Fonction de répartition de l'amplitude normalisée pour les modèles à distribution de Rayleigh, de Nakagami et de Rice.

modèle à distribution de Rayleigh sont équivalents.

La figure 2.1 présente aussi des tracés de $F_R(r)$ basés sur une modélisation à distribution de Nakagami. Leur aspect, ainsi que celui de $f_R(r)$ qui est donné par

$$f_R(r) = \frac{2m^m r^{2m-1} e^{-mr^2/\bar{r}^2}}{\Gamma(m)\bar{r}^{2m}} \quad (2.4)$$

où $\Gamma(\cdot)$ est la fonction gamma, dépend maintenant de la puissance moyenne \bar{r}^2 des variations rapides et de m qui est l'inverse de la variance de r^2 normalisée par rapport à \bar{r}^2 [10]. Pour $m = 1$, une modélisation à distribution de Nakagami se ramène à un modèle à distribution de Rayleigh.

De par sa nature empirique, le modèle à distribution de Nakagami est plus loin

d'une explication physique simple que ne l'est celui à distribution de Rice. C'est d'ailleurs parce qu'il ne voit pas d'explications intuitives justifiant l'emploi du modèle à distribution de Nakagami que Stein [20] remet en question l'utilité, dans la pratique, de résultats basés sur ce modèle. Il observe aussi dans [20] que le traitement des résultats expérimentaux qui est à l'origine du modèle à distribution de Nakagami est basé sur une étude des propriétés statistiques du signal centrée sur la valeur moyenne de son enveloppe alors qu'il considère qu'il faut que la validation d'un modèle repose sur les valeurs faibles de l'enveloppe par rapport à sa moyenne puisque ce sont les risques de rencontrer ces valeurs faibles qui font foi des performances des systèmes radio.

Un autre modèle simple prédit le comportement de la phase du signal capté à partir de celui de son amplitude. Il repose sur la théorie exposée par Voelcker dans [21]. Il veut que le signal reçu soit tel que les variations de sa phase soient égales à la transformée de Hilbert du rapport des variations de son amplitude sur elle-même. Fattouche et Zaghoul indiquent dans [22] qu'ils réfèrent à ce modèle lors de recherches faites "pour compenser pour les erreurs introduites par le canal, pour combiner les signaux captés par deux antennes et pour estimer le taux d'erreur pour un signal transmis dans le canal." Ils notent aussi que leur modèle ne permet pas de déterminer la polarité des variations de la phase.

D'autres techniques de modélisation ont été mises au point. L'une d'elles consiste à dire que les ondes radio se propagent dans le canal à la manière de faisceaux lumineux dans un milieu truffé de miroirs plus ou moins réfléchissants. Pour de tels modèles dits "à rayons", on ne tient pas nécessairement compte du rapport entre les longueurs d'onde en jeu et les dimensions des objets qui définissent le milieu, la disposition des "miroirs" et des antennes revêt plus d'importance. Certains s'intéressent alors à l'obtention de modèles mathématiques, tandis que d'autres se tournent vers la génération de signaux présentant des caractéristiques comparables à celles du signal capté. Pour l'approche mathématique, il est nécessaire de procéder à une modélisation du milieu. L'évaluation de la provenance des contributions au signal reçu peut donc être au coeur de nombreuses discussions (ex. [17, 23, 24, 25]).

Le logiciel que décrit [26] est un exemple de l'autre approche. La qualité d'une telle modélisation dépend fortement du nombre de rayons qui sont compris dans les calculs. Elle varie aussi en fonction du temps que l'on consacre à l'exécution de ces calculs et elle implique une description rigoureuse du milieu. Cette méthode aide à comprendre les phénomènes d'affaiblissements multivoies, mais elle se prête mal au traitement analytique des problèmes. En fait, lorsqu'il s'agit de simulations, on préfère souvent (ex. [24, 27, 28, 29]) établir un modèle mathématique du canal, effectuer des campagnes de mesures pour valider ce modèle et concevoir des programmes qui incorporent les valeurs expérimentales obtenues aux notions théoriques qui sont à la base du modèle. Il est alors possible de comparer les conclusions provenant des simulations, des mesures et du traitement analytique. Parfois, on simplifie la modélisation en ne considérant que peu de rayons. On se limite même à deux composantes pour réaliser des simulations et des développements théoriques. Bien qu'on puisse penser que ce procédé ne permette pas de bien refléter la réalité, il peut conduire à des quantités de résultats intéressants (ex. [9, 24, 30, 31]). Ainsi, dans son livre intitulé *Mobile Communications Design and Fundamentals* [9], W. C. Lee introduit-il ses lecteurs aux phénomènes de propagation multivoie par l'entremise d'un tel modèle. On y suppose que le récepteur est approché d'une source unique de réflexions à mesure qu'il est éloigné du transmetteur. La vitesse ν du déplacement est considérée comme constante. La contribution provenant du transmetteur est décrite par

$$Ae^{j2\pi(f_p + \frac{c}{\lambda})t} \quad (2.5)$$

où A est l'amplitude, f_p la fréquence de la porteuse, λ la longueur d'onde et t la variable de temps. L'onde réfléchi est de même amplitude que celle qui provient directement du transmetteur, on la représente par

$$- Ae^{j2\pi(f_p - \frac{c}{\lambda})t} \quad (2.6)$$

Comme le signal capté $S(t)$ est égal à la somme des deux contributions, on a

$$\begin{aligned} S(t) &= (Ae^{j2\pi\frac{c}{\lambda}t} - Ae^{-j2\pi\frac{c}{\lambda}t})e^{j2\pi f_p t} \\ &= j2A \sin\left(2\pi\frac{\nu}{\lambda}t\right)e^{j2\pi f_p t} \end{aligned} \quad (2.7)$$

L'enveloppe $|s(t)|$ de $S(t)$ est alors donnée par

$$|s(t)| = \left| 2A \sin\left(2\pi \frac{\nu}{\lambda} t\right) \right| \quad (2.8)$$

qui montre bien qu'elle varie dans le temps. Ce modèle est repris par Vaughan [24] qui s'attarde cette fois à la phase de $S(t)$. Il remarque qu'elle ne prend que deux valeurs (0 et π) et note qu'il ne se produit des transitions qu'aux instants où l'enveloppe du signal est le plus affaiblie. Bien que simple, un tel modèle aide néanmoins à expliquer les affaiblissements et les sauts de phase qu'on observe lors de transmissions radio.

2.1.1 Validation des modèles

Lorsqu'on désire déterminer la réponse en fréquence d'un filtre linéaire invariant dans le temps, plusieurs techniques s'offrent à nous. On peut injecter une onde sinusoïdale à son entrée, mesurer la sortie, changer la fréquence du signal et répéter l'opération au besoin. On peut aussi injecter un signal d'une grande largeur de bande, mesurer la sortie et déterminer d'un coup l'effet du filtre sur le spectre original. Le signal à bande large peut, par exemple, être une impulsion ou un signal modulé en fréquence à moins qu'on ne préfère moduler une porteuse par une séquence de données. On s'inspire de ces techniques pour valider les modèles du canal radio.

On admet généralement [32] que les canaux radio agissent à la manière de filtres linéaires sur les signaux. On simplifie la modélisation en présumant que leur propriétés statistiques ne changent pas pour des périodes de temps courtes. Par conséquent, le problème se réduit à étudier un système qui est stationnaire le temps qu'il faut pour effectuer une mesure; l'analyse des variations des mesures successives devant permettre de compléter la caractérisation. D'autres difficultés sont contournées en posant qu'il n'y a pas de corrélation entre les divers parcours qu'empruntent les contributions au signal reçu. Ces simplifications font que l'on estime la plupart du temps avoir affaire à un système stationnaire au sens large et elles permettent de poser qu'il n'y a pas de corrélation entre les perturbations

qui affectent les diverses versions du signal transmis que la modélisation définit (voir [32] à propos du *WSSUS: wide-sense stationary, uncorrelated scattering*).

Les techniques exigeant des signaux à bande large impliquent des dispositifs de mesure sophistiqués. On peut juger de leur complexité en lisant Parsons *et al.* [32] ou Hewitt et Vilar [33]. Ces techniques permettent de discerner les différentes contributions au signal reçu en nous laissant mesurer le temps qu'il faut à chacune de ces contributions pour se rendre du transmetteur au récepteur. Un système de mesure à bande large permet aussi d'obtenir des informations portant sur les affaiblissements sélectifs en fréquence et sur l'ordre de grandeur des taux de signalisation qui ne nécessitent pas qu'on ait recours à des dispositifs d'égalisation. Dans [34], on donne le détail de travaux faits à l'intérieur à une fréquence d'opération de 58 GHz à l'aide d'un dispositif ayant une largeur de bande de 2 GHz. À partir de ceux-ci, un modèle à trajets multiples du canal a pu être validé [35]. D'après cette modélisation, la transmission d'une impulsion implique que plusieurs versions du signal transmis parviennent au récepteur en suivant des parcours indépendants les uns des autres, la phase de chacune des versions étant distribuées uniformément entre 0 et 2π tandis que des lois de Rayleigh régissent les distributions des amplitudes. La première version reçue est de même puissance, en moyenne, que les versions captées dans les 50 ns qui suivent et la puissance des versions reçues par la suite décroît de façon exponentielle, toujours en moyenne, en fonction du temps. La validité du modèle a aussi été vérifiée pour la bande des fréquences allant de 41 à 43 GHz. L'analyse de données provenant des mesures indique [34] que l'égalisation n'est pas requises à 59 GHz si on transmet moins de deux millions de symboles par seconde. À notre connaissance, seul ce modèle de la propagation intérieure dans la bande des fréquences allant de 20 à 60 GHz et celui qu'on propose dans cette thèse ont fait l'objet d'articles déjà publiés.

Lorsqu'on étudie le canal radio à l'aide d'une onde sinusoïdale, on peut mesurer l'amplitude et la phase du signal capté afin d'en étudier les propriétés statistiques. L'évaluation de la phase est toutefois compliquée par le fait qu'il faut employer un démodulateur cohérent. La majorité des résultats qui se retrouvent dans la littérature scientifique ne porte pas sur la phase parce qu'il n'est pas simple de

s'assurer que les oscillateurs d'un démodulateur cohérent sont en phase avec ceux du transmetteur. En radiomobile, on y parvient en utilisant des oscillateurs de grande précision (ex. [36, 37]). La tâche est plus simple à l'intérieur, car on peut relier le poste de transmission au récepteur par un câble qui transporte un signal de référence. Il faut alors s'assurer que ce câble n'influence pas trop les mesures et accepter de se voir limité en distance par la longueur du câble; ce dernier facteur étant moins contraignant quand on fait une modélisation de situations qui n'impliquent que de courts déplacements.

On peut transmettre une onde sinusoïdale lorsqu'on cherche à connaître les liens qu'il y a entre un signal capté à une position particulière et un autre reçu à un endroit différent. L'importance de ces liens est généralement déterminée [9] d'après la valeur du coefficient complexe de corrélation $\rho_{m,n}$ donnée par

$$\rho_{m,n} = \frac{\mathbb{E}[x_n(t)x_m^*(t)] - \mathbb{E}[x_n(t)]\mathbb{E}[x_m^*(t)]}{\sqrt{(\mathbb{E}[|x_n(t)|^2] - |\mathbb{E}[x_n(t)]|^2)(\mathbb{E}[|x_m(t)|^2] - |\mathbb{E}[x_m(t)]|^2)}} \quad (2.9)$$

pour une modélisation du canal faite à l'aide de processus stationnaires avec $x_m(t)$ et $x_n(t)$ qui sont les représentations en bande de base des signaux reçus à des endroits "m" et "n" donnés alors que $\mathbb{E}[\cdot]$ et $(\cdot)^*$ représentent respectivement la moyenne de l'argument utilisé et sa valeur conjuguée. On ne s'intéressera qu'à la valeur $|\rho_{m,n}|$ du module de $\rho_{m,n}$ s'il n'est pas possible d'évaluer l'écart qui existe entre la phase de $x_m(t)$ et celle de $x_n(t)$. Les perturbations responsables des fluctuations de $x_m(t)$ sont indépendantes de celles qui causent de variations de $x_n(t)$ dans le temps si $\rho_{m,n} = 0$. L'équation 2.9 impliquent que les phases et les amplitudes des signaux $x_m(t)$ et $x_n(t)$ doivent être connues pour évaluer $\rho_{m,n}$. Si on ne dispose que de mesures d'amplitude, on peut procéder selon la méthode décrite dans [38] pour étudier la corrélation entre $x_m(t)$ et $x_n(t)$. On peut aussi calculer le coefficient de corrélation ρ_r des enveloppes $r_m(t)$ et $r_n(t)$ des signaux captés à l'aide de

$$\rho_r = \frac{\mathbb{E}[r_n(t)(r_m(t))^*] - \mathbb{E}[r_n(t)]\mathbb{E}[r_m(t)]}{\sqrt{(\mathbb{E}[|r_n(t)|^2] - |\mathbb{E}[r_n(t)]|^2)(\mathbb{E}[|r_m(t)|^2] - |\mathbb{E}[r_m(t)]|^2)}} \quad (2.10)$$

ou encore s'intéresser au coefficient de corrélation ρ_{r^2} de leur puissance respective.

On a alors que

$$\rho_{r^2} = \frac{\mathbb{E}[r_n^2(t)(r_m^2(t))^*] - \mathbb{E}[r_n^2(t)]\mathbb{E}[r_m^2(t)]}{\sqrt{(\mathbb{E}[|r_n^2(t)|^2] - |\mathbb{E}[r_n^2(t)]|^2)(\mathbb{E}[|r_m^2(t)|^2] - |\mathbb{E}[r_m^2(t)]|^2)}} \quad (2.11)$$

Pour un modèle à distribution de Rayleigh, on a $|\rho_{m,n}|^2 \approx \rho_r^2 \approx \rho_{r^2}^2$ [39]. Les renseignements qu'on obtient en estimant $\rho_{m,n}$, ρ_r ou ρ_{r^2} sont nécessaires lorsqu'on étudie des techniques de lutte contre les affaiblissements du signal pour lesquelles on utilise plus d'une antenne de réception. À notre connaissance, peu de résultats relatifs à ce sujet ont déjà été publiés pour les fréquences qui nous préoccupent. Tout au plus indique-t-on dans [13] que la probabilité que les signaux captés par deux antennes séparées par plus d'un quart de longueur d'onde soient faibles en même temps est très petite. Or, les antennes décrites dans [13] sont trop volumineuses pour qu'on puisse utiliser un espacement d'un quart de longueur d'onde: la remarque de [13] n'a été vérifiée que pour des séparations d'une trentaine de longueurs d'onde.

La tenue de mesures reposant sur l'emploi d'un signal de faible largeur de bande offre d'autres possibilités. Des modifications peuvent être apportées aux systèmes de mesure qui n'utilisent qu'une fréquence à la fois afin qu'ils émettent plusieurs ondes de fréquences différentes. Il est alors possible [40] de récolter des informations qui permettent l'estimation des largeurs de bande n'entraînant que des affaiblissements non sélectifs en fréquence. Sans produire une représentation précise du canal, un tel procédé peut tout de même aider à évaluer l'ordre de grandeur des taux de transmission envisageables sans que des circuits d'égalisation soient requis. Des mesures restent à faire pour qu'il soit possible de se prononcer sur ce point pour les fréquences plus grandes que 20 GHz.

2.2 Réception en diversité

Les systèmes dont on discute à la section 1.1 font appel à la réception en diversité d'espace pour combattre les affaiblissements du signal. L'un d'eux comprend six antennes par récepteur. L'hypothèse voulant qu'on dispose de radio à micro-ondes présentant plus de 2 ou 3 antennes est donc réaliste et des applications pratiques

pourraient fort probablement utiliser les résultats d'une recherche s'intéressant à des moyens favorisant l'implantation de tels systèmes. La revue de littérature qu'on a conduit a été dirigée en partie en ce sens. C'est pourquoi cette section porte sur la réception en diversité: une première partie (section 2.2.1) s'intéresse tant à l'obtention de la diversité qu'à son exploitation, une autre (section 2.2.2) apporte des précisions quant au cadre de travail proposé et une dernière (section 2.2.3) aborde l'évaluation des effets de la réception en diversité sur les taux d'erreur de démodulation à prévoir.

2.2.1 Obtention et exploitation de la diversité

Il est question de réception en diversité quand un récepteur capte par différents moyens plusieurs répliques d'un même message. Dans certains cas, la réception en diversité réduit considérablement la probabilité qu'on ait à démoduler un signal fortement affaibli par le canal radio [8]. Si on présume que les erreurs de réception se produisent lorsqu'il y a des affaiblissements, il s'en suit que la réception en diversité peut réduire le nombre d'erreurs lors de la démodulation. La mise en oeuvre de ces principes soulève deux problèmes de taille. D'abord, il faut déterminer comment obtenir plusieurs répliques du message. Ensuite, il faut savoir comment exploiter la diversité de ces répliques.

Obtention de la diversité

Lorsqu'on doit contrer les affaiblissements du signal, on peut avoir davantage de bénéfices s'il n'y a pas, ou s'il y a peu, de corrélation entre les perturbations qui affectent les différentes répliques du message dont dispose le récepteur pour récupérer l'information transmise [41]. L'à-propos d'une technique de réception en diversité est donc fonction de sa capacité à produire des répliques perturbées de façon indépendante par le canal radio. Plusieurs méthodes éprouvées (diversité en fréquence, en polarisation, des angles d'arrivées identifiables, des temps d'arrivée du message...) [9, 41] permettent d'obtenir la diversité adéquate. Celle qui ici retient l'attention consiste à utiliser plus d'une antenne de réception, il s'agit de

réception en diversité d'espace.

Le nombre d'antennes que l'on peut raisonnablement envisager d'utiliser pour un récepteur portable dépend du volume occupé par chacune de ces antennes. On a utilisé [16, 42, 43] pour faire des mesures à 37.2 GHz des antennes qui sont relativement volumineuses parce qu'elles sont protégées par un boîtier de forme cylindrique. Néanmoins, il serait possible d'en placer 12 sur une surface de 30 cm sur 30 cm et bien plus encore s'il n'y avait pas de boîtier de protection ou si elles étaient construites à l'aide de circuits imprimés (antennes de type microruban). Le nombre d'antennes utilisées dépend aussi de la séparation minimale qu'il doit y avoir entre chacune d'elles pour qu'elles captent des signaux dont la corrélation entre les perturbations qui les affectent soit suffisamment faible pour conduire à une diversité acceptable. Pour un modèle de canal à distribution de Rayleigh, cette séparation vaut la moitié de la longueur d'onde de la fréquence de transmission [9]. Elle correspond à une distance de 7.5 mm lorsqu'on opère à 20 GHz et cet espacement est plus petit encore pour des fréquences plus élevées. Pour des transmissions à plus de 20 GHz donc, on peut penser que le nombre d'antennes sera limité par leur dimensions et par celles des circuits qui leur sont reliés plutôt que par les besoins associés à l'obtention d'une diversité adéquate. Si ce n'était que de la diversité, on pourrait parler de récepteurs disposant de centaines d'antennes. Par exemple, pour une séparation requise de 4 mm correspondant à une transmission à 37.2 GHz, on pourrait placer environ 60 rangées de 60 antennes sur une surface comparable à celle d'un ordinateur portable.

Pour la propagation intérieure à plus de 20 GHz, il doit être vérifié expérimentalement pour un large éventail de conditions de propagation qu'il n'y a que peu de corrélation entre les perturbations qui affectent les signaux captés par deux antennes séparées par plus d'une moitié de longueur d'onde. Cependant, même s'il s'avérait qu'il faut une séparation de plusieurs longueurs d'onde pour certains cas, la présence de plusieurs antennes pourrait encore être envisagée tant la longueur d'onde est courte à ces fréquences. Ainsi, s'il fallait une séparation de 5 longueurs d'onde à 37.2 GHz, il suffirait de 4 cm d'espacement et 49 antennes (7 rangées de 7 antennes) pourraient être placées sur une surface d'environ 30 cm sur 30 cm.

L'emploi de dizaines d'antennes pour l'obtention d'une diversité bénéfique nous apparaît donc comme étant plausible pour des transmissions à plus de 20 GHz pour peu qu'il soit possible de réaliser de tels réseaux d'antennes.

Lorsqu'on s'intéresse surtout à des fréquences de transmission pour lesquelles la séparation minimale entre les antennes doit être telle qu'on ne peut guère en placer plus de quatre sur un récepteur que l'on veut portable, on ne voit pas l'utilité de présenter des travaux s'intéressant à contrer les inconvénients reliés à la propagation multivoie à l'aide de 20, 30 ou même 40 antennes. C'est probablement pourquoi on ne trouve que peu de travaux à ce sujet dans la littérature. Il y a là un vide à combler du moment qu'on envisage des transmissions à plus de 20 GHz.

Exploitation de la diversité

Une fois que l'on a opté pour une méthode réception en diversité, il faut décider de la manière d'utiliser les répliques dont on dispose. Sans égard aux moyens procurant la diversité, on peut classer les techniques existantes en deux catégories: les techniques de combinaison et les techniques de sélection. Pour les techniques de combinaison, on cherche à combiner les différentes répliques du message de manière à produire un signal de qualité supérieure à celle de la meilleure de ces répliques. Pour les techniques de sélection, on ne cherche qu'à utiliser la meilleure d'entre elles. Nous employons cette classification, car elle incite à imaginer des techniques qui se trouvent à mi-chemin entre les deux catégories qu'elle implique.

Techniques de combinaison Le principe qui gouverne les techniques de combinaison consiste à présumer qu'on obtient un gain en matière de rapport signal sur bruit en ajustant la phase de chacune des répliques disponibles avant de les additionner. S'il arrive qu'une des répliques présente un mauvais rapport signal sur bruit, on peut réduire son effet sur la sortie du circuit combinatoire en l'atténuant avant qu'elle ne soit ajoutée aux autres. On gagne alors en performance.

Si on présume que les propriétés statistiques des signaux captés ne changent pas dans le temps et que de plus on suppose que le bruit affectant une réplique donnée

est additif, de moyenne nulle, indépendant de celle-ci et sans corrélation avec les perturbations qui affectent les autres répliques, il peut être montré que la combinaison des répliques est optimale si chacune d'elles est pondérée par un facteur de pondération égal au rapport signal sur bruit qu'elle présente (voir [44] à propos de la méthode *Maximal-Ratio Diversity*). Il est d'usage de juger de la valeur d'une technique de réception en diversité en évaluant l'amélioration du rapport signal sur bruit moyen qu'elle procure lorsqu'on se réfère au cas sans diversité. Pour les conditions que nous venons d'indiquer et si le bruit est en moyenne de même intensité pour chaque réplique, la technique de combinaison qui est optimale procure un gain de $10 \log_{10}[M]$ dB [44] s'il y a M répliques.

Souvent, on préfère ne pas pondérer les différentes répliques avant de les combiner. On réduit ainsi la complexité du récepteur en ne tenant compte que de la phase des signaux captés plutôt que d'utiliser leur phase et leur amplitude. Or, il y a un prix à payer pour ce refus d'exploiter tous les paramètres disponibles. Si on reprend les conditions que nous mentionnons ci-haut et si on utilise le modèle de canal à distribution de Rayleigh, la combinaison sans pondération implique un gain de $10 \log_{10}[1 + (M-1)\pi/4]$ dB en matière de rapport signal sur bruit moyen par rapport au cas sans diversité (voir [44] à propos de la *Equal-Gain Diversity*). La figure 2.2 permet de comparer ce gain à celui que procure la technique de combinaison "optimale". À la limite, lorsque le nombre M de répliques utilisées est infini, il y a un écart de 1.05 dB entre les gains des deux techniques [41].

G. Y. Delisle et A. T. Denidni proposent dans [45] un nouvel algorithme permettant de calculer les facteurs de correction de phase d'un réseau d'antennes opérant en présence de trajets multiples. L'algorithme y est décrit en tant que méthode pour ajuster le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes de manière à favoriser la réception du signal désiré. Un système expérimental a récemment été construit et comporte 8 antennes de type cornet opérant à plus de 20 GHz et les circuits nécessaires à l'implantation de l'algorithme. L'ajustement de la phase et la combinaison sans pondération se fait à une fréquence intermédiaire de 30 MHz. Il s'agit en fait d'un circuit de combinaison sans pondération à 8 branches pour lequel on est en droit de s'attendre (voir figure 2.2) à un gain en

matière de rapport signal sur bruit moyen d'environ 8 dB par rapport au cas sans diversité. L'ajustement des phases des signaux provenant des antennes se fait de façon itérative et on a cherché à réduire le temps de réponse du système lors de changements des propriétés du canal de radio. Toutefois, un traitement itératif implique que ce temps de réponse augmente avec le nombre de phases à estimer. L'algorithme proposé pourrait donc ne pas être utilisable, tel quel, lorsqu'on envisage un très grand nombre d'antennes.

L'utilité des techniques de combinaison est réduite par plusieurs facteurs. Par exemple, les gains qu'elles procurent diminuent lorsqu'il y a corrélation entre les perturbations qui affectent les différents signaux captés [44]. D'autres facteurs font en sorte de compliquer la mise en oeuvre de ces techniques. Ainsi, si le niveau de bruit n'est pas identique pour chacune des répliques, il devient difficile d'évaluer les rapports signal sur bruit nécessaires à la pondération. On ne peut plus se contenter d'évaluer la puissance des répliques, il faut aussi connaître les niveaux de bruit pour chacune d'elle. Choisir de ne pas pondérer ne règle pas le problème pour autant. Il est alors possible qu'une réplique faible, mais de très bon rapport signal sur bruit, se voit, au moment de la combinaison, noyée dans le bruit associé à une autre réplique qui serait beaucoup plus forte.

Ces techniques de combinaison ont un inconvénient majeur: elles nécessitent la connaissance de la phase de chacun des signaux reçus. C'est une exigence qui est semblable à celle qu'impose la démodulation cohérente des signaux. Or, lorsqu'il s'agit de propagation multivoie pour des récepteurs mobiles, on préfère généralement opter pour de la démodulation non cohérente [46], car il est difficile de concevoir des circuits d'estimation de phase capables de répondre aux changements rapides des signaux reçus [45]. On s'intéresse ici à des récepteurs portables qui ont plusieurs antennes. Si on opte pour les techniques de combinaison, on a à présumer que le problème de l'estimation de la phase des signaux captés peut être résolu à l'aide de circuits assez simples pour se retrouver en grand nombre dans un espace très réduit. Il faut aussi supposer que l'ensemble peut être alimenté par piles pendant de longues périodes de temps. Pour ces raisons, il est bon d'orienter les recherches vers des techniques qui n'impliquent pas d'ajustements de phase.

Techniques de sélection Il y a un prix à payer lorsqu'on ne tient compte que de la phase des signaux disponibles plutôt que d'utiliser leur phase et leur amplitude, mais il en coûte encore plus lorsqu'on décide de ne considérer que leur amplitude. On ne peut alors songer à additionner les répliques du message puisqu'on ne saurait être certain qu'elles ne se cancelent pas les unes les autres. On ne peut donc plus les combiner pour obtenir un signal de meilleure qualité que la meilleure d'entre elles, on ne peut que sélectionner la meilleure.

La figure 2.2 permet de comparer les techniques de combinaison couvertes précédemment avec la technique de sélection qui consiste à utiliser celle des répliques disponibles qui offre le meilleur rapport signal sur bruit. On y suppose que l'intensité du bruit est la même pour toutes les répliques et on y utilise le modèle de canal à distribution de Rayleigh. Dans ces conditions, la technique de sélection permet un gain de $10\log_{10}\left[\sum_{k=1}^M \frac{1}{k}\right]$ dB en matière de rapport signal sur bruit moyen par rapport au cas sans diversité lorsqu'on utilise M répliques (voir [44] à propos de la *Selection Diversity*). On constate que les gains que procurent la technique de sélection progressent moins vite avec le nombre de répliques disponibles que ceux qu'offrent les techniques de combinaison. Par exemple, il faut sept répliques ($M = 7$) pour que la technique de sélection offre un peu plus de 4 dB de gain alors qu'il n'en faut que trois ($M = 3$) aux techniques de combinaison pour procurer un gain de cette grandeur. Tout comme pour les techniques de combinaison, les bénéfices provenant de la technique de sélection sont amoindris s'il y a corrélation entre les perturbations qui affectent les signaux captés ou si celles-ci sont d'intensités différentes [46].

On est ici en droit de remettre en question les choix que nous préconisons. On peut croire qu'il est préférable d'échanger la complexité d'un réseau d'antennes d'envergure pour celle d'un petit nombre de circuits d'estimation de phase. Heureusement, les cas que nous avons couverts ne sont pas les seuls qui existent. Il est notamment possible de simplifier la technique de sélection de manière à favoriser les choix préconisés au détriment des techniques de combinaison nécessitant des circuits d'estimation de phase.

Les techniques de combinaison présentées impliquent qu'on cherche à combiner

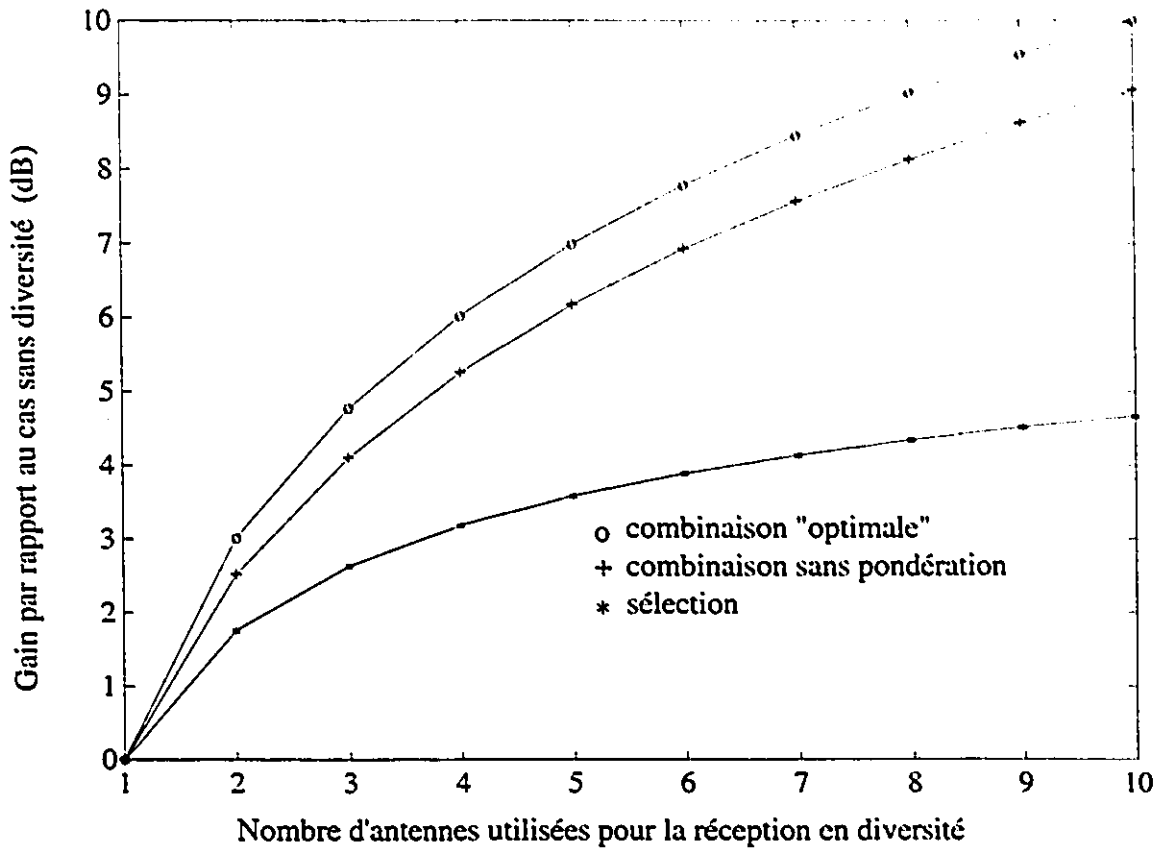


Figure 2.2: Gain en matière de rapport signal sur bruit moyen par rapport au cas sans diversité pour différentes techniques d'exploitation de la diversité en réception.

les répliques du message avant de démoduler afin d'éviter la présence de plusieurs démodulateurs. S'il est acceptable qu'il y ait plusieurs démodulateurs, on peut préférer démoduler avant de combiner. La combinaison est ainsi facilitée parce qu'elle se fait alors en bande de base. Mais, l'intérêt principal de ce procédé réside dans le fait qu'il n'est plus nécessaire de connaître la phase des répliques pour combiner. Et si la modulation employée est telle qu'on peut utiliser des démodulateurs non cohérents, il élimine le besoin d'avoir des circuits d'estimation de phase dans le récepteur. La modulation binaire de la phase des porteuses est une des techniques de modulation qui permet la démodulation non cohérente.

Bien que les techniques de sélection ou de combinaison après démodulation impliquent des circuits plus simples que les techniques de combinaison avant démodulation, elles nécessitent tout de même autant de détecteurs ou de démodulateurs qu'il y a de répliques du message. Dans l'optique de récepteurs portables qui ont beaucoup d'antennes, cela peut entraîner une complexité inacceptable. On se doit donc de considérer des techniques d'exploitation de la diversité qui comportent encore plus de simplifications que celles qui viennent d'être couvertes.

Techniques de complexité réduite

Les techniques d'exploitation de la réception en diversité qui impliquent un traitement en parallèle des répliques du message sont toutes susceptibles d'être trop complexes lorsqu'il est question de dizaines d'antennes de réception. Il faut donc dans de tels cas s'orienter vers des méthodes qui évitent une répétition des circuits; il faut traiter les différents signaux captés les uns après les autres, quitte à y perdre du point de vue des performances. Or, en choisissant de traiter les répliques en série, on élimine la possibilité de les combiner afin d'obtenir un signal de qualité supérieure, il faut donc procéder par sélection.

Une des méthodes à envisager alors consiste à démoduler une seule des répliques jusqu'à ce qu'elle soit de niveau inférieur à une valeur seuil prédéterminée. Un circuit de commutation est alors activé afin de sélectionner une autre réplique qui est à son tour démodulée et testée. Les performances qu'autorise ce procédé dépendent tant de l'algorithme qui gouverne les interrupteurs que de la valeur du seuil [47]. Lorsqu'il s'agit de systèmes de radiomobile, il est admis que des recherches supplémentaires sont nécessaires pour qu'on préfère cette technique à celles qui traitent les répliques d'un bloc (voir [9] à propos du *switched combining*). Il en serait peut-être autrement si on portait ce jugement en ayant à l'esprit un récepteur qui dispose d'un grand nombre d'antennes.

D'ailleurs, les simplifications qui mènent à cette méthode nous semblent excessives. On n'observe qu'un signal à la fois et c'est ce qui oblige la comparaison avec une valeur seuil fixe. On n'a pas été en mesure de trouver des informations

concernant des méthodes pour lesquelles la simplification est moins grande. Cela résulte probablement du fait que le besoin n'était pas encore là. Quand on ne considère que deux répliques du message, on ne cherche pas une solution dont la complexité se situe entre celle de la technique de sélection qui compare les niveaux de deux signaux et celle d'une version simplifiée qui compare le niveau d'un signal à une valeur seuil. S'il y a plusieurs antennes, on ne peut pas opter pour la technique de sélection sans y apporter de modifications, car il faudrait s'intéresser à des récepteurs qui nécessitent des dizaines de comparateurs. Comme il ne peut être que profitable de préférer une solution qui n'exige qu'un comparateur à une autre qui en demande des dizaines, il faut reprendre le processus de simplification de la technique de sélection afin de proposer une solution suffisamment simple et efficace pour qu'il soit envisageable de concevoir des récepteurs disposant de beaucoup d'antennes. Évidemment, la solution recherchée doit aussi s'appliquer quand la réception en diversité n'implique qu'un petit nombre de répliques du message.

2.2.2 Restrictions apportées au cadre de travail

Afin de connaître les implications d'une méthode de réception en diversité, on cherche à connaître son effet sur la probabilité de commettre des erreurs lors de la démodulation des données. Les travaux de recherches sont différents selon qu'il s'agit de démodulation cohérente ou non cohérente.

Les démodulateurs cohérents peuvent être préférés parce qu'ils permettent de meilleures performances que ceux du type non cohérent pour un rapport signal sur bruit donné [48]. On présume souvent que la phase de la porteuse est parfaitement connue lors des comparaisons entre ces deux façons de démoduler (ex. [49]). La démodulation cohérente tire un autre avantage du fait qu'elle implique la présence d'une section d'estimation de la phase de la porteuse dont la sortie peut être également utilisée par un décodeur de Viterbi [50]. On ne peut profiter de cette information lors d'une démodulation non cohérente puisqu'il n'y a pas de section d'estimation de phase.

La démodulation cohérente se voit défavorisée par la complexité des circuits qui permettent d'estimer la phase de la porteuse de façon acceptable. L'approche doit être systématique [48, 51] pour qu'il soit plus facile de tenir compte des non linéarités et des imperfections que présentent ces circuits d'estimation, car l'interdépendance entre eux et les autres sections du récepteur est subtile et difficile à analyser (ex. [52]). Les principes de fonctionnement même des circuits d'acquisition de la phase de la porteuse entraînent des temps d'acquisition qui font qu'on ne peut s'attendre à un fonctionnement acceptable de leur part lorsqu'il est question de propagation multivoie [53]. Ils imposent aussi des difficultés difficilement surmontables quand il s'agit des systèmes à accès multiple à répartition dans le temps [54]; difficultés qui sont d'autant plus grandes que la largeur de bande du signal est faible [55]. Il nous semble donc préférable d'opter pour la démodulation non cohérente d'autant plus que ce choix est en accord avec ce qu'on préconise pour exploiter la réception en diversité quand il y a plusieurs antennes.

Une des modulations qui permettent l'emploi de démodulateurs non cohérents est la modulation de phase par des données encodées différenciellement (voir [8] à propos du *DPSK*). Le cas quaternaire impliquant des déphasages multiples de $\pi/4$ suscite un intérêt particulier à cause de l'adoption relativement récente d'une norme pour la radio cellulaire numérique au Japon et en Amérique du Nord [18]. Bien que cette norme n'ait pas été établie spécialement pour les radiocommunications à plus de 20 GHz, il nous semble indiqué de nous en inspirer pour préciser notre cadre de travail. Comme la portion du spectre qui nous intéresse ne souffre pas des mêmes problèmes de surexploitation que celle pour laquelle la norme s'applique, on ne doit pas se limiter aux taux de signalisation et à la séparation entre les canaux qu'elle fixe. Cependant, on retient l'idée d'un système à accès multiple à répartition dans le temps, car elle permet de simplifier l'évaluation des techniques d'exploitation par sélection de la réception en diversité. Pour cela, on pose que les circuits de commutation ne sont actionnés que lorsque l'on reçoit les signaux de synchronisation des trames. Cela permet de ne pas considérer les effets des discontinuités de phase que présente le signal à démoduler à cause des commutations [46]. On retient aussi que l'emploi d'une modulation de phase par

des données encodées différentiellement est souhaitable. On obtient un aperçu de la démarche qu'il faut suivre pour tenir compte de ces choix en s'attardant aux cheminements habituellement empruntés lorsque le cadre de travail est comparable au nôtre. C'est ce qui est fait dans ce qui suit.

2.2.3 Évaluation des risques d'erreur de démodulation et réception en diversité

On s'intéresse ici à la démodulation cohérente et non cohérente de signaux dont la phase est modulée. On s'attarde surtout aux cas de démodulateurs qui démoduleraient les signaux en comparant leur phase avec celle de versions retardées de ces signaux (voir [8] à propos du *DPSK: differential-PSK*). Pour alléger le texte qui suit, on réfère à cette façon de démoduler à l'aide de l'expression "démodulation par comparaison de phase" (DCP). De plus, on utilise les sigles "DCP-B", "DCP-Q" ou "DCP-M" selon qu'il s'agit de démoduler un signal binaire, quaternaire ou à "M" niveaux.

Notre revue bibliographique des travaux portant sur les performances offertes par les récepteurs dans ces cas nous a montré qu'on aborde le problème de l'évaluation des probabilités d'erreur de deux façons quand il est question de propagation multivoie: soit que l'on suppose que les propriétés du signal ne changent pas au cours d'une décision quant à la valeur d'un symbole reçu, soit qu'on suppose le contraire.

Évaluation des risques d'erreur pour des variations lentes des propriétés du signal capté

Lorsqu'on considère que les propriétés des signaux captés ne varient pas pendant le temps qu'il faut au démodulateur pour prendre une décision, on ne suppose pas pour autant qu'elles ne changent pas dans le temps. On suppose plutôt que les variations dans le temps n'entraînent pas une altération significative des performances du démodulateur. On considère alors que les affaiblissements sont lents (voir section 2.1). C'est ainsi que T. T. Tjhung *et al.* arrivent dans [18]

à évaluer les risques d'erreur pour la DCP-Q lorsqu'un modèle à distribution de Rice représente le canal. Ils établissent d'abord la probabilité d'erreur $P_{b|R}(R)$ qui prévaut pour la DCP-Q en présence de bruit additif gaussien lorsque l'enveloppe du signal vaut r . Ils obtiennent une équation qui implique que

$$P_{b|R}(r) = e^{-\frac{r^2 T}{2N_0}} \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} (\sqrt{2} - 1)^m I_m \left(\frac{r^2 T}{\sqrt{2}N_0} \right) + \frac{1}{2} I_0 \left(\frac{r^2 T}{\sqrt{2}N_0} \right) \right\} \quad (2.12)$$

quand le rapport signal sur bruit pour une valeur r donnée est égal à $\frac{r^2 T}{2N_0}$; T étant la durée d'un symbole, N_0 étant la valeur de la densité spectrale du bruit définie pour les fréquences positives et $I_m(\cdot)$ représentant la fonction de Bessel modifiée de première espèce d'ordre m . L'hypothèse du modèle à distribution de Rice faisant en sorte que la fonction de densité de probabilité $f_R(r)$ de R est donnée par

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}} I_0 \left(\frac{rA}{\sigma^2} \right) \quad (2.13)$$

où A est l'amplitude de la principale contribution au signal capté alors que σ^2 correspond à la puissance moyenne associée au reste des contributions avec $R \geq 0$, ils déterminent le taux moyen d'erreur sur les bits P_b en calculant

$$P_b = \int_0^{\infty} P_{b|R}(r) f_R(r) dr \quad (2.14)$$

L'expression qu'ils obtiennent implique un nombre infini d'intégrales, mais elle se réduit à

$$P_b = \frac{1}{2\sqrt{1 + 4\gamma_R + 2\gamma_R^2}} \times \left\{ \frac{\sqrt{2}\gamma_R + (\sqrt{2} - 1) \left(1 + 2\gamma_R - \sqrt{1 + 4\gamma_R + 2\gamma_R^2} \right)}{\sqrt{2}\gamma_R - (\sqrt{2} - 1) \left(1 + 2\gamma_R - \sqrt{1 + 4\gamma_R + 2\gamma_R^2} \right)} \right\} \quad (2.15)$$

lorsque le modèle à distribution de Rice est ramené à celui à distribution de Rayleigh en posant $A=0$ pour $\gamma_R = \sigma^2 T / N_0$.

En procédant d'une façon similaire, Adachi et Sawahashi [46] obtiennent des résultats plus généraux en ce sens qu'il n'est pas nécessaire que la modulation de phase soit quaternaire. De plus, ces résultats ne s'appliquent pas qu'aux cas de réception sans diversité: la technique de sélection est considérée. L'effet des

circuits de commutation est négligé et seul le modèle de canal à distribution de Rayleigh est étudié. Pour qu'on comprenne bien leur cheminement, ils posent d'abord que les différences de phase qui sont mesurées lors de la DCP-M correspondent aux écarts de phase attribuables aux données entachés d'un bruit de phase $\Delta\theta$ dû à du bruit gaussien, blanc et additif présent à l'entrée du démodulateur. Ils évaluent ensuite la distribution de probabilité $P(\psi | \gamma) = P(-\pi \leq \Delta\theta \leq \psi | \gamma)$ de $\Delta\theta$ pour un rapport signal sur bruit γ donné à la sortie du circuit de sélection avec $-\pi \leq \psi \leq 0$. L'hypothèse voulant que les propriétés des signaux captés varient très lentement leur permet de trouver la distribution de probabilité moyenne $P_{SC}(\psi)$ de $\Delta\theta$ pour la technique de sélection. En fait, ils calculent

$$\begin{aligned} P_{SC}(\psi) &= P(-\pi \leq \Delta\theta \leq \psi) \\ &= \int_0^\infty P(\psi | \gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma \end{aligned} \quad (2.16)$$

avec $f_\gamma(\gamma)$, la fonction de densité de probabilité de γ , donnée par

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{L}{\Gamma} \sum_{l=0}^{L-1} \binom{L-1}{l} (-1)^l e^{-\frac{\gamma}{\Gamma}(1+l)} \quad (2.17)$$

lorsqu'une même valeur Γ peut être attribuée au rapport signal sur bruit moyen que présente chacune des L répliques utilisées et qu'il n'y a pas de corrélation entre les perturbations qui affectent ces dernières (l'équation 2.17 ne reproduit pas l'erreur typographique qui se trouve dans [46]). Ils en déduisent que

$$\begin{aligned} P_{SC}(\psi) &= \frac{1}{2} + \frac{\psi}{2\pi} + \frac{L}{\pi} \sum_{l=0}^{L-1} \binom{L-1}{l} \frac{(-1)^l}{1+l} \\ &\quad \times \left\{ \frac{\sin(\psi)}{\sqrt{\left(\frac{1+l}{\Gamma} + 1\right)^2 - \cos^2(\psi)}} \arctan\left(\sqrt{\frac{\frac{1+l}{\Gamma} + 1 + \cos(\psi)}{\frac{1+l}{\Gamma} + 1 - \cos(\psi)}}\right) \right\} \end{aligned} \quad (2.18)$$

pour cette situation. Ils sont alors en mesure d'évaluer la probabilité moyenne P_s d'erreur sur les symboles pour la DCP lorsque la modulation est à M niveaux. Pour y arriver, ils posent que

$$P_s = 2P_{SC}(-\pi/M) \quad (2.19)$$

Ils reprennent ensuite leur calcul pour $L = 2$ en prenant soin d'apporter certaines modifications à l'expression de $p_{SC}(\gamma)$. Cette fois, ils tiennent compte d'une corrélation entre les perturbations qui affectent les répliques du signal qui, de plus, n'ont pas à être de même puissance en moyenne. On s'intéresse souvent à ce type de situation (ex. [47, 56, 57]) parce qu'il se rencontre lorsqu'on utilise un récepteur portable qui disposent de plus d'une antenne [57].

Dans [47] et [58], Beaulieu et Abu-Dayya supposent aussi que les propriétés des signaux captés ne varient pas d'une façon significative lors de la démodulation d'un symbole donné. Encore une fois, les démarches décrites se résument à déterminer le risque d'erreur $P_{e|\gamma}(\gamma)$ pour un rapport signal sur bruit donné de même que la fonction de densité de probabilité $f_\gamma(\gamma)$ du rapport signal sur bruit en question pour ensuite procéder au calcul du risque d'erreur moyen P_e à l'aide de

$$P_e = \int_0^\infty P_{e|\gamma}(\gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (2.20)$$

Dans [58], ils évaluent en détail les performances des techniques de combinaison sans pondération avant démodulation pour un modèle de canal à distribution de Nakagami. Une partie de cette étude porte sur la DCP-B et, fait intéressant pour notre recherche, permet de connaître la probabilité moyenne d'erreur en fonction du rapport signal sur bruit pour un nombre L de répliques de notre choix. Les équations dérivées impliquant l'évaluation d'une série infinie, ils présentent des graphiques permettant de déterminer cette probabilité pour L valant 1, 2, 4 et 8. Les auteurs produisent ces résultats parce qu'ils considèrent qu'il est plus pratique de préférer la DCP aux méthodes de démodulation cohérente lorsque les propriétés statistiques du canal changent dans le temps; ils invoquent la complexité et le coût des circuits d'estimation de la phase de la porteuse pour justifier leur position. Or, la combinaison sans pondération des répliques du messages qui fait l'objet de leur étude exigent la connaissance de la phase de chacune de ces répliques. Beaulieu et Abu-Dayya nous laisse donc perplexes en posant qu'il est pratique de concevoir un circuit de combinaison qui implique plusieurs circuits d'estimation de phase tout en considérant qu'il n'est pas pratique d'y relier un démodulateur qui exige l'ajout d'un circuit d'estimation de phase. Ils évitent cette situation

dans [47] alors qu'ils s'intéressent à la DCP d'un signal provenant d'un circuit de sélection à deux branches pour lequel on compare les répliques à une valeur seuil. On trouve là un autre argument qui joue en faveur des techniques de sélection lorsqu'il s'agit de récepteurs portables.

Le modèle de propagation à distribution de Rayleigh alors que les affaiblissements sont lents est aussi utilisé dans [8] pour estimer les risques d'erreur de démodulation pour la réception en diversité de signaux dont la phase est modulée. On y discute en particulier des performances qu'offre la technique de combinaison optimale dans de tels cas. Partant de résultats présentés dans [44] pour cette technique, la démarche suivie consiste d'abord à évaluer la probabilité conditionnelle d'erreur $P_2(\gamma_b)$ pour une valeur de rapport signal sur bruit γ_b donné présent à la sortie du circuit de combinaison. La technique de combinaison optimale impliquant que le rapport signal sur bruit γ_b qui prévaut à la sortie d'un circuit de combinaison optimale vaut la somme des rapports signal sur bruit qu'on retrouve aux L entrées du circuit, la fonction de densité de probabilité $f_{\gamma_b}(\gamma)$ de γ_b est ensuite déterminée en se servant des propriétés des équations caractéristiques de variables associées aux fonctions de densité de probabilité en jeu. Enfin, un moyennage des probabilités d'erreur qui tient compte de l'ensemble des valeurs possibles de rapport signal sur bruit est effectué à l'aide de

$$P_2 = \int_0^{\infty} P_2(\gamma_b) f_{\gamma_b}(\gamma) d\gamma \quad (2.21)$$

pour trouver que la probabilité P_2 de faire une erreur de démodulation est donnée par

$$P_2 = \left(\frac{1-\mu}{2}\right)^L \sum_{k=0}^{L-1} \binom{L-1+k}{k} \left(\frac{1+\mu}{2}\right)^k \quad (2.22)$$

où, par définition, on pose que $\mu = \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_c}{1+\bar{\gamma}_c}}$ avec $\bar{\gamma}_c$ qui représente la valeur moyenne du rapport signal sur bruit aux entrées du circuit de combinaison.

Dans [8], on traite aussi du cas de la démodulation non cohérente de signaux dont la phase est modulée pour de la combinaison optimale de L signaux. À nouveau, des équations donnant la probabilité d'erreur $P_2(\gamma_b)$ pour une valeur donnée de rapport signal sur bruit après combinaison de même que la fonction de densité

de probabilité de cette valeur sont utilisées pour estimer une probabilité d'erreur moyenne P_2 . L'expression donnant $P_2(\gamma_b)$ s'applique au cas de la combinaison optimale des sorties de L démodulateurs non cohérents qui auraient à démoduler des signaux présentant des valeurs de rapport signal sur bruit données. On y donne que pour le modèle à distribution de Rayleigh utilisé, la DCP-B fait qu'on peut poser que

$$P_2(\gamma_b) = \frac{1}{2^{2L-1}} e^{-\gamma_b} \sum_{k=0}^{L-1} g_k \gamma_b^k \quad (2.23)$$

où

$$g_k = \frac{1}{k!} \sum_{n=0}^{L-1-k} \binom{2L-1}{n} \quad (2.24)$$

qui conduit à trouver que

$$P_2 = \frac{1}{2^{2L-1}(L-1)!(1+\bar{\gamma}_c)^L} \sum_{k=0}^{L-1} b_k (L-1+k)! \left(\frac{\bar{\gamma}_c}{1+\bar{\gamma}_c} \right)^k \quad (2.25)$$

pour $\bar{\gamma}_c$ représentant la valeur que prend en moyenne chacun des rapport signal sur bruit présenté par les signaux combinés. Il est intéressant de noter que cette équation peut aussi être utilisée lorsqu'il est question de modulation en fréquences orthogonales (voir [8] à propos du *orthogonal FSK*) et de démodulation non cohérente. Il suffit alors de remplacer $\bar{\gamma}_c$ par $\bar{\gamma}_c/2$ pour connaître P_2 dans de tels cas alors que cette même substitution dans l'équation 2.22 donne un résultat applicable lorsque la démodulation est cohérente. Comme pour les cas où il n'y a pas de propagation multiparcours, on y constate que le rapport signal sur bruit requis pour les cas non cohérents doit être plus grand de 3 dB que ce qu'il faut pour que les cas cohérents conduisent à un risque d'erreur donné.

Évaluation des risques d'erreur pour des variations rapides des propriétés du signal capté

Le fonctionnement de la DCP suppose que l'effet du canal sur la phase du signal capté ne change pas au cours de la période qu'il faut pour qu'une décision sur une donnée reçue soit rendue. Toutefois, si les propriétés statistiques du canal radio changent rapidement, on peut avoir à considérer l'effet d'affaiblissements rapides (voir section 2.1) lors du calcul des risques d'erreur de démodulation.

Adachi et Tjhung [56] ont récemment abordé ce sujet pour le cas d'un modèle de canal à distribution de Rayleigh. L'approche qu'ils suivent est semblable à celle présentée dans [59]. Ils y remarquent d'abord que la DCP implique que les décisions rendues ne sont pas uniquement fonction des différences de phase reliées aux messages. Ils posent qu'elles dépendent aussi d'un bruit gaussien, blanc et additif présent à l'entrée du démodulateur. Partant d'un modèle de canal à distribution de Rice, ils posent ensuite que la partie du signal capté associée à la propagation multivoie est un processus aléatoire gaussien quand on considère une séquence de symboles donnée. Ils peuvent alors combiner bruit et processus gaussien sous la forme d'un seul processus gaussien et se ramener au modèle à distribution de Rayleigh afin d'établir plus facilement la distribution $P(\Delta\eta)$ du signal $\Delta\eta$ à partir duquel le démodulateur rend ses décisions. Une fois $P(\Delta\eta)$ connu, ils évaluent la probabilité d'erreur P_e pour la DCP-M à l'aide de la relation $P_e = 2P(\Delta\eta = -\pi/M)$. Le modèle à distribution de Rayleigh leur permet de tenir compte d'une corrélation $\xi_s(T)$ entre les enveloppes des signaux qui sont comparés. Ils utilisent $\xi_s(T) = J_0(2\pi f_D T)$ où T est la durée d'un bit, f_D est la fréquence Doppler associée au déplacement et $J_0(\cdot)$ est la fonction de Bessel de première espèce d'ordre 0. En faisant varier la valeur du produit $f_D T$, ils concluent qu'ils sont à même de donner "une explication physique des effets relatifs du bruit de phase et du bruit additif sur les performances" offertes par la DCP-M: les risques d'erreurs augmentent avec $f_D T$. Le cas de la DCP-Q pour un modèle de canal à distribution de Rice est abordé dans [60].

Pour un taux de transmission donné, une vitesse de déplacement de 1.5 m/s lors d'une transmission à 37.2 GHz conduit à une même valeur pour $f_D T$ qu'une vitesse de 223 km/h lors d'une transmission à 900 MHz. Or, une personne peut aisément se déplacer à 1.5 m/s à l'intérieur d'un édifice. Par contre, on roule rarement à plus de 100 km/h en voiture. On comprend donc que les situations à bruit de phase important sont plus susceptibles d'être rencontrées pour de la radiocommunication intérieure à plus de 20 GHz que pour de la radiomobile à 900 MHz. Il est donc nécessaire de disposer de modèles de la propagation multiparcours qui permette de faire la distinction entre les situations impliquant des variations lentes des signaux

de celles qui entraînent des variations rapides si on veut pouvoir inclure les effets du bruit de phase par exemple sur les performances des récepteurs lorsqu'il est question de réception en diversité. À défaut de tels modèles, on se voit obliger de déterminer à quel taux de signalisation s'applique les résultats qu'on peut dériver en utilisant un modèle qui n'implique que des variations lentes.

2.3 Résumé du chapitre

Dans ce chapitre, on a procédé à une revue bibliographique commentée portant sur la modélisation de la propagation intérieure et sur la réception en diversité. Du fait qu'on a constaté qu'il y a peu d'informations disponibles relatives à des transmissions intérieures à des fréquences allant de 20 à 60 GHz, on s'est aussi intéressé aux techniques de validation des modèles théoriques. De plus, on ne s'est pas limité à des cas de propagation à plus de 20 GHz. La nécessité de faire des mesures pour supporter nos travaux théoriques nous forçant à tenir compte du matériel de laboratoire mis à notre disposition, on a procédé de manière à insister tant sur les hypothèses qu'on pouvait tenter de valider que sur les méthodes qu'on pouvait employer pour ce faire. C'est ainsi qu'on en est venu à s'attarder aux situations pour lesquelles les affaiblissements du signal sont lents alors que son amplitude est en accord avec un modèle à distribution de Rice ou de Rayleigh lors de déplacements pour lesquels on demeure dans un même secteur. On a alors pris en considération le fait qu'on ne dispose que d'un système de mesure à bande étroite qu'on ne peut utiliser pour établir un modèle des variations lentes du signal dans un temps raisonnable. On a aussi indiqué que ce système permet par contre de s'intéresser aux relations qui existent entre les propriétés de l'amplitude du signal et celles de sa phase de même qu'à la corrélation entre les perturbations qui affectent les signaux que captent deux antennes en fonction de la distance qui sépare ces deux antennes.

Par après, on a porté une attention toute particulière à l'obtention de la diversité à l'aide de plusieurs antennes. Cela a permis d'indiquer que l'emploi de dizaines d'antennes de réception par récepteur lorsqu'on opère dans la bande des

fréquences allant de 20 à 60 GHz nous apparaît comme plausible en autant que des résultats expérimentaux traitant de la diversité que procurent des antennes en fonction de la distance qui les sépare appuient cette hypothèse. On a ensuite discuté de techniques d'exploitation de la diversité pour des récepteurs dotés de dizaines d'antennes. La discussion a d'abord porté sur les techniques de combinaison, puis il a été question des techniques de sélection. On a par la suite constaté qu'il est de mise d'apporter des simplifications à la technique de sélection lorsque le nombre d'antennes est élevé. On s'est donc aussi intéressé à de telles simplifications. Puis, on a apporté des précisions relatives au cadre de travail qu'on s'est donné en manifestant entre autres un intérêt pour les types de modulation pour lesquels il est possible de démoduler le signal reçu de façon non cohérente. Des méthodes d'évaluation des performances des démodulateurs non cohérents en période d'affaiblissements lents ou rapides ont finalement été décrites à titre de moyens de juger de l'efficacité des techniques d'exploitation de la diversité. En particulier, on a présenté comment on peut estimer les risques d'erreur de démodulation cohérente ou non cohérente lorsqu'une technique de combinaison "optimale" est employée pour exploiter la diversité que présenterait plusieurs signaux différents, mais porteurs du même message.

Chapitre 3

Modélisation de la propagation intérieure des ondes millimétriques

On propose dans ce chapitre un modèle qui cherche d'abord à décrire le signal $S(t)$ qui est reçu lorsqu'un récepteur est déplacé à l'intérieur d'un édifice alors qu'on transmet une onde sinusoïdale à une fréquence f_p qui vaut plus de 20 GHz. Les hypothèses sur lesquelles il repose sont assez générales pour qu'on l'utilise dans d'autres contextes. Il a la particularité de lier d'une façon explicite les variations de la phase de $S(t)$ à ses variations d'amplitudes. Cette particularité peut rendre plus facile la simulation de la propagation des ondes dans le canal qu'on modélise. En disposant d'équations qui permettent de représenter les variations de $S(t)$ dans le temps, on peut éviter d'avoir recours à des filtres pour produire des signaux dont les propriétés spectrales sont réalistes. On a souhaité cette caractéristique afin qu'il soit tout indiqué d'employer le modèle qu'on propose lorsqu'on entend simuler la réception simultanée d'un grand nombre de signaux.

Le reste de ce chapitre se divise en quatre sections. Dans la section 3.1, on décrit d'abord le modèle qu'on propose. Les hypothèses qui le sous-tendent sont présentées et justifiées et on indique comment le modèle peut servir à sélectionner un taux d'échantillonnage lorsqu'on désire enregistrer les signaux qu'on capte. Dans la section 3.2, on se prononce sur les propriétés statistiques des paramètres du modèle en plus de discuter des façons de l'utiliser pour simuler la réception d'ondes millimétriques à l'intérieur des édifices. Les propriétés statistiques des variations du signal dans le temps pour les hypothèses qu'on formule sont étudiées à la section 3.3. Elles font l'objet d'une section à elles seules à cause de l'importance qu'elles revêtent lorsqu'on s'intéresse à la démodulation des signaux alors qu'il y a de la propagation multiparcours. Le chapitre se termine par la section 3.4 qui

est un résumé des propos des sections 3.1 à 3.3.

3.1 Modélisation de la propagation des ondes millimétriques à l'intérieur des édifices

Dans cette section, on décrit d'abord le modèle qu'on propose (section 3.1.1). C'est un modèle des variations rapides du signal $S(t)$ qui comprend deux rayons. Les hypothèses qui sous-tendent le modèle sont présentées et justifiées. La définition des paramètres qu'il comporte est donnée sans qu'on précise leurs propriétés statistiques; ces propriétés faisant à elles seules l'objet de la section 3.2. Cette section se termine (section 3.1.2) en indiquant comment le modèle peut servir à sélectionner un taux d'échantillonnage lorsqu'on désire enregistrer $S(t)$. Le détail des calculs et des explications qui ont trait à ce sujet est inclus dans l'annexe A de cette thèse.

3.1.1 Description du modèle

Pour utiliser le modèle qu'on propose, les hypothèses qui suivent doivent être satisfaites. D'abord, il est possible de faire la distinction entre les variations lentes et les variations rapides de $S(t)$ et la notion de secteur s'applique. Ensuite, les conditions dans lesquelles on opère le récepteur font que celui-ci dispose d'une plage dynamique suffisamment grande pour qu'on n'ait pas à se soucier de faire un modèle des variations lentes. Le taux de signalisation r_s est donc assez élevé pour que les décisions que rend le démodulateur à partir de ce qui est reçu dans un secteur donné soient indépendantes de ce qui provient d'autres secteurs. De plus, r_s doit être assez grand pour qu'il puisse être question d'affaiblissements lents tout en étant assez petit pour que les affaiblissements ne soient pas sélectifs en fréquence.

D'autres hypothèses concernent les variations rapides du signal capté. La figure 3.1 illustre comment le modèle représente la réception d'un signal $S(t)$ à l'intérieur

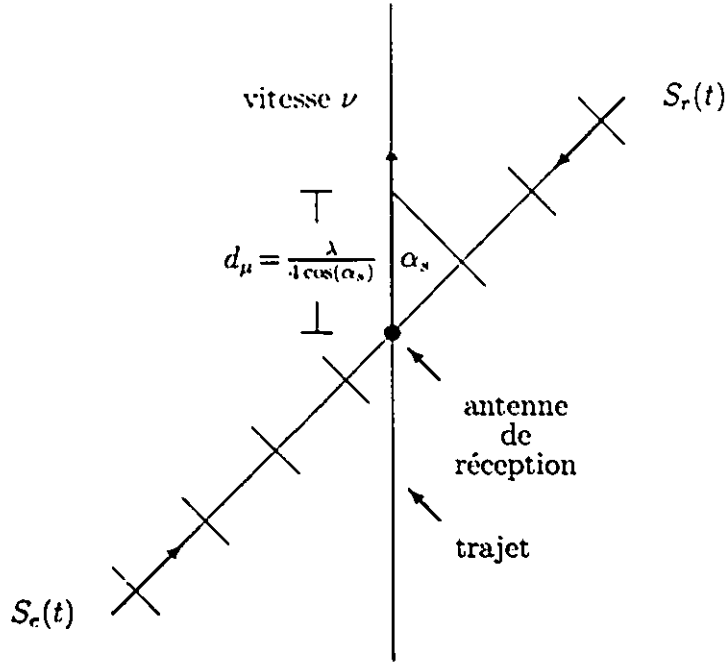


Figure 3.1: Représentation de la réception d'un signal $S(t)$ à l'intérieur d'un secteur donné lors de la transmission d'une onde non modulée tandis que le récepteur est déplacé à vitesse constante.

d'un secteur donné lorsqu'on transmet à une fréquence f_p une onde non modulée de longueur d'onde λ tandis que le récepteur est déplacé à une vitesse v . Pour simplifier la notation, on ne spécifie pas en fonction de quelles variables varie chacun des paramètres qui sont en jeu. Le modèle a deux rayons. Des contraintes quant à la provenance des contributions à $S(t)$ sont à prendre en considération. Une de ces contributions, soit $S_r(t)$, provient d'une région dont se rapproche le récepteur et l'autre, $S_c(t)$, arrive d'une zone dont s'éloigne le récepteur. De plus, le parcours associé à $S_r(t)$ est orienté comme celui dont dépend $S_c(t)$. L'angle α_s , avec $|\alpha_s| \leq \pi/2$, qui existe entre l'orientation du déplacement et celle du parcours associé à $S_r(t)$ suffit donc pour décrire le milieu et l'effet Doppler à considérer à cause du mouvement du récepteur. C'est pourquoi on a à l'instant t' que

$$S_r(t') = A_r \cos \left(2\pi f_p t' + \frac{2\pi v \cos(\alpha_s) t'}{\lambda} + \theta_r \right) \quad (3.1)$$

et

$$S_c(t') = A_c \cos \left(2\pi f_p t' - \frac{2\pi v \cos(\alpha_s) t'}{\lambda} - \theta_c \right) \quad (3.2)$$

où θ_r et θ_e rappellent que $S_r(t)$ et $S_e(t)$ ne sont pas nécessairement en phase: A_r et A_e indiquant plutôt qu'ils ne sont pas toujours de la même amplitude. S'il n'y a pas de bruit et que l'origine des temps est choisie de manière à avoir

$$t = t' + \frac{\lambda(\theta_r + \theta_e)}{4\pi\nu \cos(\alpha_s)} \quad (3.3)$$

$S(t)$ est tel qu'on a

$$\begin{aligned} S(t) &= S_r(t) + S_e(t) \\ &= \Re e \left\{ \left(A_r e^{j \frac{2\pi\nu \cos(\alpha_s)t}{\lambda}} + A_e e^{-j \frac{2\pi\nu \cos(\alpha_s)t}{\lambda}} \right) e^{j \left(2\pi f_p \left(t - \frac{(\theta_r + \theta_e)\lambda}{4\pi\nu \cos(\alpha_s)} \right) + \frac{\theta_r - \theta_e}{2} \right)} \right\} \end{aligned} \quad (3.4)$$

et la représentation en bande de base de $S(t)$ est donnée par

$$s(t) = A_r e^{j2\pi\nu \cos(\alpha_s)t/\lambda} + A_e e^{-j2\pi\nu \cos(\alpha_s)t/\lambda} \quad (3.5)$$

alors que celles de $S_r(t)$ et $S_e(t)$ valent respectivement

$$s_r(t) = A_r e^{j2\pi\nu \cos(\alpha_s)t/\lambda} \quad (3.6)$$

et

$$s_e(t) = A_e(t) e^{-j2\pi\nu \cos(\alpha_s)t/\lambda} \quad (3.7)$$

On peut aussi représenter $s(t)$ par

$$s(t) = r(t) e^{j\theta(t)} \quad (3.8)$$

où l'enveloppe $r(t)$ et la phase $\theta(t)$ de $s(t)$ sont données par

$$r(t) = \sqrt{A_r^2 + A_e^2 + 2A_r A_e \cos\left(\frac{4\pi\nu \cos(\alpha_s)t}{\lambda}\right)} \quad (3.9)$$

et

$$\theta(t) = \arctan \left[\frac{A_r - A_e}{A_r + A_e} \tan\left(\frac{2\pi\nu \cos(\alpha_s)t}{\lambda}\right) \right] \quad (3.10)$$

Pour ce modèle, les variations de la phase sont égales à la transformée de Hilbert du rapport des variations de l'amplitude sur elle-même.

Les figures 3.2 et 3.3 montrent ce à quoi peuvent ressembler $r(t)$ et $\theta(t)$ pour des valeurs données de paramètres. Comme $r(t)$ vaut au plus $A_r + A_e$ et au moins

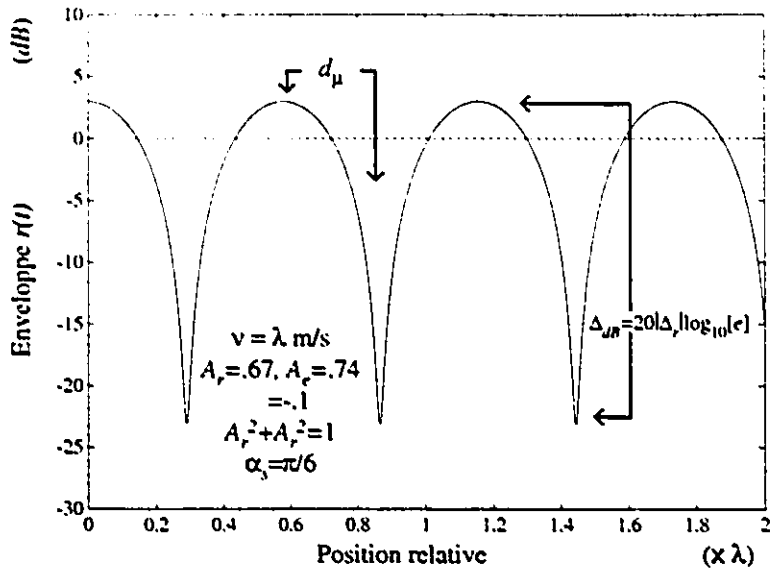


Figure 3.2: Enveloppe $r(t)$ du signal capté selon le modèle pour des valeurs données de paramètres.

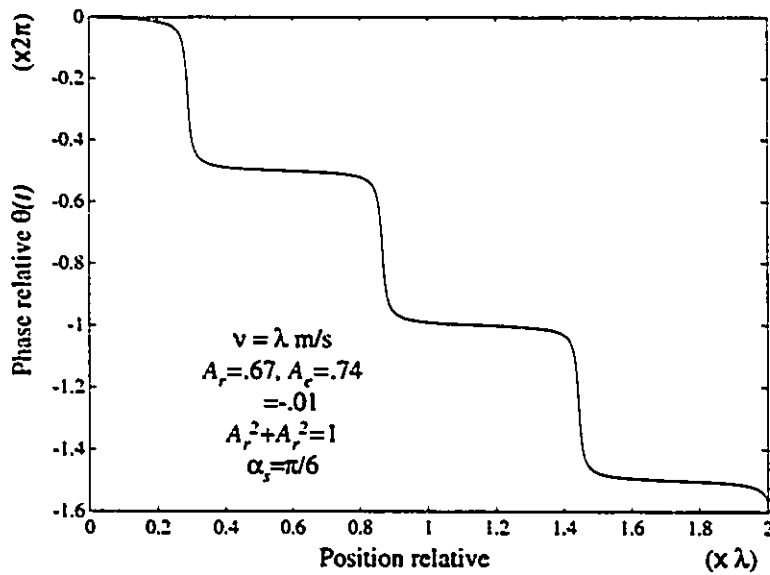


Figure 3.3: Phase $\theta(t)$ du signal capté selon le modèle pour des valeurs données de paramètres.

$|A_r - A_e|$. L'ampleur Δ_{dB} des affaiblissements de $s(t)$ vaut en dB

$$\Delta_{dB} = 10 \log_{10} \left[\frac{(A_r + A_e)^2}{(A_r - A_e)^2} \right] \quad (3.11)$$

Bien que la notation qu'on utilise n'indique pas qu'on considère que A_r , A_e , θ_r , θ_e , α_s et ν changent dans le temps et selon les déplacements, il n'en demeure pas moins que de telles variations doivent être prises en compte. Pour simplifier la modélisation, on procède pour les variations rapides comme on le fait pour les variations lentes. On reprend la notion de secteurs pour lesquels on peut considérer que les caractéristiques du canal de radio ne changent pas. Cette fois, les secteurs auxquels on pense sont plus petits: ils englobent des parcours qui sont au plus longs d'un quart de longueur d'onde environ. Appelons les "micro-secteurs".

Pour préciser notre pensée, on pose que les dimensions des micro-secteurs en question sont proportionnelles à la distance d_μ qu'on doit parcourir pour que $r(t)$ passe d'un maximum local à un minimum local (voir figure 3.2). On pose que A_r , A_e , θ_r , θ_e et θ_e ne changent pas tant que la réception de $s(t)$ se fait à l'intérieur d'un même micro-secteur. Dans ces conditions, l'équation 3.5 qui donne $s(t)$ indique que d_μ ne dépend plus que de l'angle d'arrivée α_s . On a que

$$d_\mu = \frac{\lambda}{4 \cos(\alpha_s)} \quad (3.12)$$

alors que

$$s_r(t) = A_r e^{j \frac{\pi \nu t}{2d_\mu}} \quad (3.13)$$

et

$$s_e(t) = A_e e^{-j \frac{\pi \nu t}{2d_\mu}} \quad (3.14)$$

qui font qu'on a

$$s(t) = A_r e^{j \frac{\pi \nu t}{2d_\mu}} + A_e e^{-j \frac{\pi \nu t}{2d_\mu}} \quad (3.15)$$

Cela n'implique pas que les propriétés statistiques de d_μ sont indépendantes de celles des autres paramètres. Toutefois, on choisit de formuler l'hypothèse qu'elles ne sont fonction que de celles de α_s . On choisit du coup de considérer que α_s est une variable aléatoire indépendante de A_r , A_e , θ_r et θ_e . Dès lors, la vitesse à laquelle $s(t)$ varie n'est fonction que de ν et de α_s .

Les micro-secteurs doivent être de petites dimensions. L'hypothèse voulant que les dimensions des micro-secteurs soient comparables à d_μ peut paraître inacceptable lorsque $|\alpha_s|$ se rapproche de $\pi/2$, car la valeur de d_μ tend alors vers l'infini. Aussi, la modélisation qu'on fait suppose qu'il y a suffisamment de sources de réflexion et de diffraction à considérer pour admettre qu'il y a "toujours" des contributions qui permettent de poser que α_s est faible. La valeur de d_μ se trouve limitée en grandeur par le fait même, on la garde proche de sa valeur minimale qui est $\lambda/4$. En pratique, les signaux peuvent provenir de toutes les directions. Il y a donc des contributions qui entraînent des variations lentes de $S(t)$ parce qu'elles s'associent à des valeurs élevées de $|\alpha_s|$ et d'autres, pour lesquelles α_s serait près de zéro, qui causent des variations plus rapides. En gardant d_μ petit, on ne fait que supposer que les effets des contributions pour lesquelles $|\alpha_s|$ serait proche de $\pi/2$ font partie de ce que décrirait un modèle des variations lentes. Lorsqu'on se déplace avec un récepteur, les variations rapides dépendent de ce qui provient d'en avant ou d'en arrière, les variations lentes dépendent de ce qui provient des côtés.

Des avantages découlent de la définition de micro-secteurs de dimensions proches de $\lambda/4$ lorsqu'on travaille à plus de 20 GHz. En effet, cela revient à dire que les propriétés du canal ne changent pas sur des distances de quelques millimètres. Aussi, on peut poser sans problème que le récepteur traverse normalement chaque micro-secteur en ligne droite à une vitesse ν constante. On n'est plus limité à l'étude de longs trajets rectilignes. N'importe quel type de parcours peut être représenté par une suite de minuscules déplacements qui sont tous rectilignes, mais d'orientation variable. Il devient ainsi plus simple d'étudier les variations de $S(t)$ en fonction du temps ou des déplacements. Comme ν est constant, les variations dans le temps de $S(t)$ sont directement proportionnelles aux variations de $S(t)$ en fonction des distances parcourues.

Une façon simple d'étudier les variations de $S(t)$ à l'intérieur d'un micro-secteur donné consiste à déterminer la dérivée par rapport au temps du logarithme naturel de $s(t)$. Pour que les unités de $s(t)$ ne soient pas un problème lors du calcul du logarithme naturel, il faut rapporter $s(t)$ à une valeur de référence s_{ref} . Or, la valeur de la dérivée du logarithme d'un paramètre normalisé ne dépend pas de

la valeur de référence qu'on utilise. Aussi, on ne se souciera pas dans ce qui suit de rapporter $s(t)$ à une valeur de référence s_{ref} avant d'en calculer le logarithme afin de simplifier la notation. Lorsque l'expression $d \log_e[s(t)]/dt$ sera rencontrée, on devra comprendre qu'on réfère à $d \log_e[s(t)/s_{ref}]/dt$ où s_{ref} est une valeur quelconque.

Le calcul de $d \log_e[s(t)]/dt$ donne

$$\begin{aligned} \frac{d \log_e[s(t)]}{dt} &= \frac{1}{r(t)} \frac{dr(t)}{dt} + j \frac{d\theta(t)}{dt} \\ &= \frac{-\pi\nu}{2d_\mu} \left\{ \frac{\sin\left(\frac{\pi\nu t}{d_\mu}\right) - j\left(\frac{A_r^2 - A_e^2}{2A_r A_e}\right)}{\frac{A_r^2 + A_e^2}{2A_r A_e} + \cos\left(\frac{\pi\nu t}{d_\mu}\right)} \right\} \end{aligned} \quad (3.16)$$

qui tient compte que les paramètres du modèle sont constants tant qu'on demeure dans un même micro-secteur. Comme on sous-entend que $s(t)$ est normalisé, $\log_e[s(t)]$ n'a pas d'unités. Donc $d \log_e[s(t)]/dt$ s'exprime en hertz. Si on préfère travailler en dB/seconde, on utilise la relation

$$\frac{d(20 \log_{10}[s(t)])}{dt} = 20 \log_{10}[e] \frac{d \log_e[s(t)]}{dt} \quad (3.17)$$

On constate que l'importance relative de l'amplitude d'une des contributions par rapport à l'autre est un paramètre déterminant lorsqu'il s'agit d'évaluer leurs effets respectifs sur $s(t)$. Pour tenir compte de ce fait et afin de simplifier la notation, définissons un paramètre nouveau ϱ à l'image de la qualité du canal en posant

$$\varrho \equiv \log_e \left[\frac{A_r}{A_e} \right] \quad (3.18)$$

Au mieux, il n'y a pas de propagation multivoie et A_r ou A_e vaut zéro selon qu'on éloigne ou qu'on rapproche le récepteur du transmetteur. Alors, $\varrho = \infty$ pour un rapprochement et $\varrho = -\infty$ pour un éloignement. Au pire A_r et A_e sont identiques. L'enveloppe de $s(t)$ est nulle par moments et ϱ vaut zéro pour indiquer qu'on a affaire à un canal de mauvaise qualité. La définition de ϱ implique aussi qu'on reçoit un signal à phase minimale ou maximale [21] selon que l'on a $\varrho > 0$ ou $\varrho < 0$. L'ampleur des affaiblissements de $r(t)$ peut aussi servir à représenter la qualité du canal de radio. Plutôt que d'utiliser Δ_{dB} à cette fin, on définit Δ_r qu'on veut tel

que

$$\Delta_r \equiv \begin{cases} \log_e \left[\frac{A_r + A_c}{A_r - A_c} \right] & \text{pour } A_r > A_c \\ \log_e \left[\frac{A_c - A_r}{A_c + A_r} \right] & \text{pour } A_c > A_r \end{cases} \quad (3.19)$$

Ainsi défini, Δ_r est positif si $A_r > A_c$ et négatif si $A_r < A_c$. La définition de Δ_{dB} ne permet pas de faire cette distinction.

De la définition de ϱ il vient que

$$\tanh\left(\frac{\varrho}{2}\right) = \frac{A_r - A_c}{A_r + A_c} \quad (3.20)$$

qui aide à trouver que

$$\Delta_r = \arg \sinh\left(\frac{1}{\sinh(\varrho)}\right) \quad (3.21)$$

L'expression qui donne Δ_r implique que

$$\begin{aligned} \Delta_{dB} &= 20 \log_{10}[e] |\Delta_r| \\ &= 20 \log_{10}[e] \left| \arg \sinh\left(\frac{1}{\sinh(\varrho)}\right) \right| \end{aligned} \quad (3.22)$$

Cette dernière équation confirme que la qualité du canal décroît avec la valeur de $|\varrho|$, car elle démontre que l'ampleur des fluctuations de $r(t)$ augmente lorsque $|\varrho|$ diminue.

L'équation 3.18 implique que

$$r(t) = \sqrt{2A_r A_c} \sqrt{\cosh(\varrho) + \cos(\pi \nu t / d_\mu)} \quad (3.23)$$

et

$$\theta(t) = \arctan\left(\tanh\left(\frac{\varrho}{2}\right) \tan\left(\frac{\pi \nu t}{2d_\mu}\right)\right) \quad (3.24)$$

tandis que des équations 3.16 et 3.18 on déduit que

$$\frac{d \log_e[s(t)]}{dt} = \frac{-\pi \nu}{2d_\mu} \left\{ \frac{\sin(\pi \nu t / d_\mu) - j \sinh(\varrho)}{\cosh(\varrho) + \cos(\pi \nu t / d_\mu)} \right\} \quad (3.25)$$

La figure 3.4 illustre l'effet des différents paramètres sur la valeur de $d \log_e[s(t)]/dt$. On y constate que chaque valeur de ϱ commande le tracé, dans le plan imaginaire, d'un cercle de rayon $\frac{\pi \nu}{2d_\mu |\sinh(\varrho)|}$ centré au point $P_\varrho = \frac{j\pi \nu}{2d_\mu \tanh(\varrho)}$, car on a

$$\left(\Re e \left\{ \frac{d \log_e[s(t)]}{dt} \right\} \right)^2 + \left(\frac{\pi \nu \cosh(\varrho)}{2d_\mu \sinh(\varrho)} - \Im m \left\{ \frac{d \log_e[s(t)]}{dt} \right\} \right)^2 = \left(\frac{\pi \nu}{2d_\mu \sinh(\varrho)} \right)^2 \quad (3.26)$$

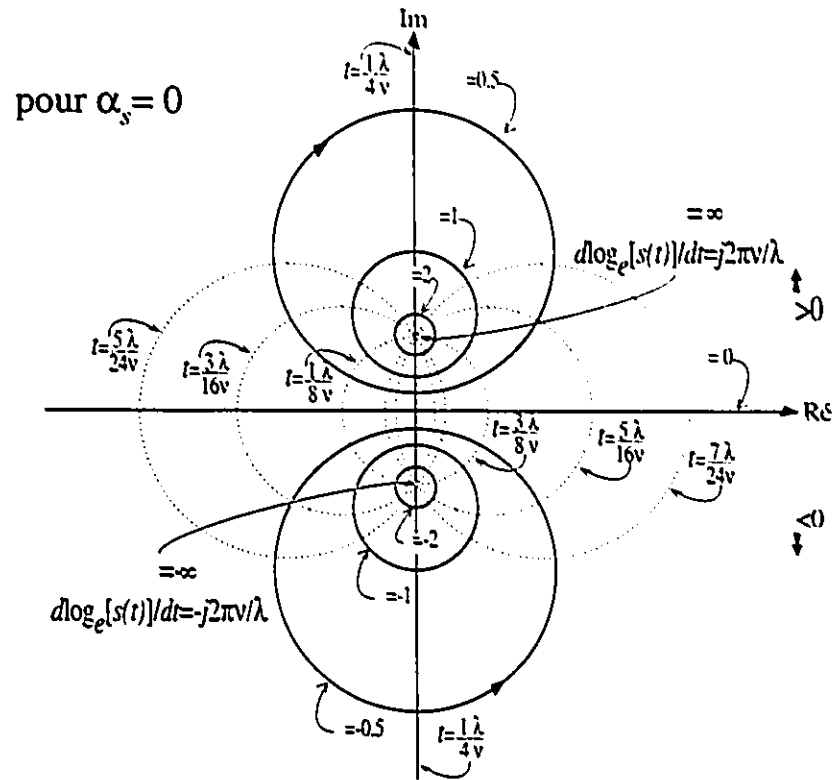


Figure 3.4: Dérivée du logarithme naturel de $s(t)$ par rapport au temps pour différentes valeurs du facteur de qualité Q pour le modèle à deux rayons.

où $\Re\{\cdot\}$ et $\Im\{\cdot\}$ indiquent respectivement la partie réelle et la partie imaginaire de l'argument. Pour chacun des cercles, la portion de la circonférence qui est la plus loin de l'origine correspond à la période de temps pendant laquelle $s(t)$ s'évanouit. Celle qui est plus près dépend des instants où $s(t)$ est moins affaibli. D'après l'équation 3.26, il faut que le récepteur parcoure une distance de $2d_\mu$ pour qu'un cercle complet soit tracé. Par contre, les micro-secteurs sont larges de d_μ seulement par hypothèse. C'est dire qu'il faut s'attendre à ce que des résultats expérimentaux produisent des courbes qui montrent que ϱ peut changer d'un micro-secteur à l'autre. Comme il est plus logique de croire que le canal change d'une façon graduelle au fil des déplacements que de penser qu'il varie brusquement, on peut prévoir que les courbes expérimentales montreront des passages progressifs d'une grandeur de cercle à une autre. On peut donc choisir d'utiliser le modèle proposé même si on dispose de valeurs mesurées pour lesquelles le tracé de l'estimation de $d \log_e[s(t)]/dt$ ressemble à une combinaison de "S" et de spirales. S'il arrivait que les courbes expérimentales ne ressemblent pas du tout à la figure 3.4, les hypothèses concernant les dimensions des micro-secteurs devraient être reconsidérées à moins que les différences ne s'expliquent par un échantillonnage inapproprié de $S(t)$.

3.1.2 Sélection d'un taux d'échantillonnage pour l'enregistrement des signaux captés

D'un nombre donné d'échantillons, on ne peut déduire qu'un nombre fini d'estimations de $d \log_e[s(t)]/dt$. Les courbes qu'il est possible de tracer à partir de ces estimations pourront ressembler d'autant plus à des cercles que le nombre de valeurs recueillies par micro-secteur sera grand. L'aspect de ces courbes dépend donc du rapport entre le taux d'échantillonnage f_e et d_μ . Cela suggère que f_e peut être choisi en formulant des exigences quant à l'allure souhaitée des graphiques montrant les estimations de $d \log_e[s(t)]/dt$. Au moment d'entreprendre la partie expérimentale des travaux dont cette thèse fait l'objet, on a été confronté au fait qu'on ne pouvait disposer de règles de sélection de f_e spécialement dérivées pour

des fins de mesures de phases et d'amplitudes. On a cherché à corriger cette situation en précisant les liens qui relient f_c à l'aspect des estimations de $d \log_e[s(t)]/dt$ pour le modèle qu'on propose. Deux règles de sélection de f_c découlent de cette recherche. Elles sont d'emploi facile. Par exemple, l'une d'elles suggère que les cercles correspondant à des affaiblissements de $s(t)$ pour lesquels on aurait $\Delta_{dB} < \Delta_{\max}$ seront au pire représentés par un polygone régulier à N côtés si on prend f_c tel que

$$f_c = \frac{4\pi\nu}{\lambda} \left\{ \frac{\pi}{2} - \arctan \left(\frac{1}{2} \left[\frac{10^{\Delta_{dB}/20}}{\tan\left(\frac{\pi}{N}\right)} - \frac{\tan\left(\frac{\pi}{N}\right)}{10^{\Delta_{dB}/20}} \right] \right) \right\}^{-1} \quad (3.27)$$

Comme on peut préférer choisir f_c à partir d'une approche plus objective, on a obtenu deux autres règles qui suggèrent que f_c soit choisi en fonction d'une valeur limite de l'écart entre la phase de deux échantillons de $s(t)$. On a aussi développé une règle basée sur l'approximation de l'erreur relative qu'on peut faire en estimant les variations de la phase des signaux captés. On présente ces cinq règles et on décrit comment les obtenir à l'annexe A de ce document. On trouve au même endroit un abaque nouveau et facile à utiliser. Il regroupe sous forme graphique les informations que procurent les quatre règles de sélection de f_c . On a conçu cet abaque de manière à pouvoir évaluer d'un coup d'oeil les implications d'un choix quant à la valeur de f_c .

3.2 Propriétés statistiques des paramètres du modèle

Dans cette section, on s'intéresse d'abord (section 3.2.1) aux propriétés statistiques des paramètres que comprend le modèle de canal qu'on propose. On formule des hypothèses qui concernent les fonctions de répartition et de densité de probabilité de ces paramètres. Pour une variable aléatoire X donnée, la notation qu'on utilise fait que $f_X(x)$ représente la fonction de densité de probabilité de X tandis que $F_X(x)$ donne sa fonction de répartition. Si la notation implique plus d'une variable aléatoire, c'est qu'on réfère aux propriétés statistiques conjointes des variables.

Par exemple, la fonction de densité de probabilité conjointe de A_r , A_c , θ_r et θ_c est représentée par $f_{A_r, A_c, \theta_r, \theta_c}(A_r, A_c, \theta_r, \theta_c)$. La section se termine (section 3.2.2) en indiquant comment le modèle peut servir à simuler la réception d'un signal $S(t)$ compte tenu des hypothèses faites à propos des propriétés statistiques de ses paramètres.

3.2.1 Fonctions de répartition et de densité de probabilité des paramètres du modèle

On a déjà indiqué qu'on suppose que la longueur des micro-secteurs dépend de la distance d_μ qui doit être parcourue pour que $r(t)$ passe d'un maximum à un minimum local ou d'un minimum à un maximum local. On a posé aussi que d_μ et α_s sont indépendants des autres paramètres du modèle. Pour décider des hypothèses à formuler à propos de $f_{d_\mu}(d_\mu)$, on doit tenir compte de deux facteurs en particulier. D'abord, le modèle suggère que $d_\mu \geq \lambda/4$ d'où $f_{d_\mu}(d_\mu) = 0$ pour $d_\mu < \lambda/4$. Ensuite, l'expression de $f_{d_\mu}(d_\mu)$ doit refléter le fait qu'on suppose que α_s est généralement faible. On ne peut pas poser que α_s est une variable uniformément distribuée entre $-\pi/2$ et $\pi/2$ pour réduire $f_{d_\mu}(d_\mu)$ par la suite.

Pour choisir $f_{d_\mu}(d_\mu)$, on fait le raisonnement suivant. D'abord, on appelle "évènement" le passage de $r(t)$ par un maximum ou un minimum local. Ensuite, on s'intéresse au temps T_μ qui s'écoule entre deux évènements consécutifs. Pour un déplacement à vitesse ν constante, T_μ est lié à d_μ et α_s par

$$\begin{aligned} T_\mu &= \frac{d_\mu}{\nu} \\ &= \frac{\lambda}{4\nu \cos(\alpha_s)} \end{aligned} \quad (3.28)$$

Le développement en série de $1/\cos(\cdot)$ permet de poser que

$$T_\mu = \frac{\lambda}{4\nu} (1 + T_\alpha) \quad (3.29)$$

où T_α est donné par

$$T_\alpha = \frac{\alpha_s^2}{2} + \frac{5\alpha_s^4}{24} + \dots + \frac{E_n \alpha_s^{2n}}{(2n)!} + \dots \text{ pour } |\alpha_s| < \frac{\pi}{2} \quad (3.30)$$

pour E_n représentant le n^e nombre d'Euler. Comme d_μ , T_μ et T_α sont fonction de α_s , il suffit de décider des propriétés statistiques de T_α pour en faire autant à propos de α_s , T_μ et d_μ . On limite le nombre des expressions possibles pour $f_{T_\alpha}(T_\alpha)$ en posant qu'à l'intérieur d'un même secteur, T_α a la propriété d'être une variable aléatoire continue qui n'a pas de mémoire. Il n'y a que les variables aléatoires à fonction de densité de probabilité de type exponentiel qui satisfont cette condition [61]. On pose donc que

$$f_{T_\alpha}(T_\alpha) = \begin{cases} 0 & \text{pour } T_\alpha < 0 \\ N_d e^{-N_d T_\alpha} & \text{pour } T_\alpha \geq 0 \end{cases} \quad (3.31)$$

où

$$N_d = \frac{1}{E[T_\alpha]} \quad (3.32)$$

par définition. Comme N_d dépend de la moyenne de T_α , on ne saurait se prononcer sur $F_{N_d}(N_d)$ sans étudier les propriétés de T_α en fonction des milieux dans lesquels se font les transmissions. Il en résulte $F_{N_d}(N_d)$ dépendrait sûrement d'un nombre de paramètres qui serviraient à décrire les conditions de propagation et on pourrait aussi penser à étudier les propriétés de ces paramètres. On préfère plutôt utiliser N_d pour représenter les situations possibles. C'est pourquoi l'évaluation de N_d à partir des mesures fait l'objet de nombreuses discussions dans les pages et les sections qui suivent.

Des équations 3.29 et 3.31 on déduit que

$$f_{T_\mu}(T_\mu) = \begin{cases} 0 & \text{pour } T_\mu < \frac{\lambda}{4\nu} \\ \frac{N_d \nu}{\lambda/4} e^{-\frac{N_d \nu}{\lambda/4} (T_\mu - \frac{\lambda}{4\nu})} & \text{pour } T_\mu \geq \frac{\lambda}{4\nu} \end{cases} \quad (3.33)$$

Enfin, cette équation et l'équation 3.28 impliquent que $f_{d_\mu}(d_\mu)$ et $F_{d_\mu}(d_\mu)$ sont donnés par

$$f_{d_\mu}(d_\mu) = \begin{cases} 0 & \text{pour } d_\mu < \frac{\lambda}{4} \\ \frac{N_d}{\lambda/4} e^{-\frac{N_d}{\lambda/4} (d_\mu - \frac{\lambda}{4})} & \text{pour } d_\mu \geq \frac{\lambda}{4} \end{cases} \quad (3.34)$$

et

$$F_{d_\mu}(d_\mu) = \begin{cases} 0 & \text{pour } d_\mu < \frac{\lambda}{4} \\ 1 - e^{-\frac{N_d}{\lambda/4} (d_\mu - \frac{\lambda}{4})} & \text{pour } d_\mu \geq \frac{\lambda}{4} \end{cases} \quad (3.35)$$

qui font en sorte que la largeur moyenne \bar{d}_μ des micro-secteurs vaut

$$\begin{aligned}\bar{d}_\mu &= \mathbb{E}[d_\mu] \\ &= \frac{\lambda}{4} \left(1 + \frac{1}{N_d}\right)\end{aligned}\quad (3.36)$$

Ces équations révèlent le sens qu'il faut accorder à la valeur de N_d en pratique. Elles signifient que si ce n'était de leur largeur minimale de $\lambda/4$, on traverserait N_d micro-secteurs en moyenne à chaque fois qu'on se déplace d'un quart de longueur d'onde. On comprend mieux le rôle que joue N_d quand on s'intéresse à son effet sur les propriétés statistiques de α_s . Le fait qu'on ait $d_\mu = \frac{\lambda}{4\cos(\alpha_s)}$ permet de trouver sans trop de difficultés que

$$f_{\alpha_s}(\alpha_s) = \begin{cases} \frac{N_d e^{-N_d \left(\frac{1}{\cos(\alpha_s)} - 1\right)} |\sin(\alpha_s)|}{\cos^2(\alpha_s)} & \text{pour } |\alpha_s| < \frac{\pi}{2} \\ 0 & \text{autrement} \end{cases}\quad (3.37)$$

tandis que

$$F_{\alpha_s}(\alpha_s) = \begin{cases} 1 - e^{-N_d \left(\frac{1}{\cos(\alpha_s)} - 1\right)} & \text{pour } |\alpha_s| < \frac{\pi}{2} \\ 0 & \text{autrement} \end{cases}\quad (3.38)$$

si on suppose que les chances qu'on ait $\alpha_s > 0$ sont les mêmes que celles qu'on ait $\alpha_s < 0$. La figure 3.5 utilise un système de coordonnées polaires pour montrer, en traits continus, $f_{\alpha_s}(\alpha_s)$ en fonction de α_s et N_d . La distance qui sépare les points des courbes du centre du graphique correspond à la valeur de $f_{\alpha_s}(\alpha_s)$. Les courbes pointillées sont présentées pour rappeler que les deux rayons que comprend le modèle sont orientés de la même façon.

En présentant $f_{\alpha_s}(\alpha_s)$ de cette manière, il devient facile de voir comment on décide de la provenance probable des contributions à $s(t)$ lorsqu'on se prononce sur la valeur de N_d . La forme de ces courbes démontre que des faibles variations de la provenance probable des rayons peuvent entraîner des changements importants de la valeur de N_d lorsque ce paramètre est plus grand que 4 environ. Elle montre aussi que les hypothèses formulées à propos de T_α impliquent que les contributions à $S(t)$ ne parviennent pas de la direction vers laquelle on dirige le récepteur. Cela s'explique par le fait qu'on impose une grandeur minimale de $\lambda/4$ à d_μ . On maintient ces hypothèses même si les signaux peuvent provenir de partout en

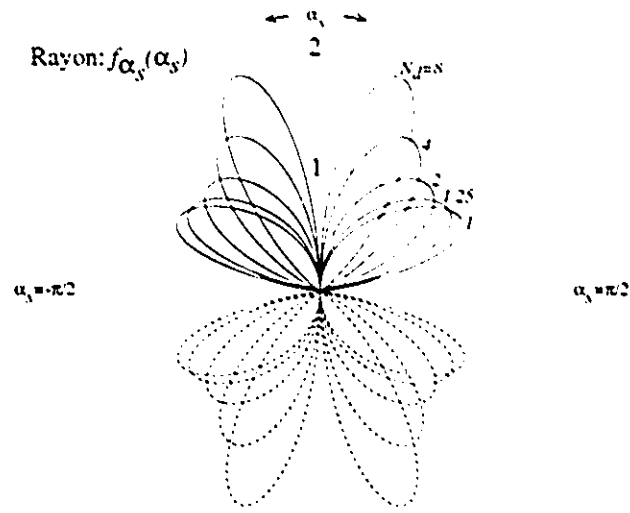


Figure 3.5: Fonction de densité de probabilité $f_{\alpha_s}(\alpha_s)$ de l'angle d'arrivée α_s .

pratique parce qu'on veut préserver la simplicité du modèle qu'on propose. On ne cherche pas à parfaire les hypothèses relatives aux propriétés statistiques de α_s parce que les signaux qu'on capte ne dépendent pas seulement de leur provenance, mais aussi du matériel qui sert à les recevoir ou à les transmettre (ex. diagramme de rayonnement des antennes). On ne saurait tenir compte de toutes les situations possibles vu la multitude de facteurs susceptibles d'influencer les propriétés de $S(t)$. Il faut considérer que la figure 3.5 montre la conséquence des choix qu'on fait à propos de T_α plutôt que de penser qu'elle montre ce qu'on a choisi par rapport à α_s . On établit un modèle des propriétés de $S(t)$ plutôt qu'un modèle des facteurs qui influencent les propriétés de $S(t)$.

Néanmoins, on peut penser utiliser la figure 3.5 pour déterminer N_d en fonction du diagramme de rayonnement des antennes qui sont considérées. Ainsi, on pourrait prendre $N_d > 8$ pour décrire la réception d'un signal à l'aide d'un cornet pointé vers où on se dirige (avant) où vers ce dont on s'éloigne (arrière) et prendre $N_d \ll 1$ pour un cornet pointant dans une direction perpendiculaire (côtés) à celle du mouvement. Pour une antenne omnidirectionnelle, on pourrait plutôt prendre N_d proche de 2, car cette valeur est associée à une courbe qui semble indiquer que

la puissance reçue ne parvient pas plus des côtés que de l'avant ou de l'arrière. Cette hypothèse est d'ailleurs vérifiée dans les sections qui suivent alors qu'on obtient $1.25 < N_d < 3.5$ en général et $N_d \approx 2$ en moyenne.

Les propriétés de $S(t)$ ne dépendent pas seulement des propriétés statistiques de d_μ ou de celles des paramètres associés à $S(t)$. Elles sont aussi fonction des paramètres A_r , A_e , θ_r et θ_e . À leur propos, on pose d'abord que A_r , A_e , θ_r et θ_e sont des variables aléatoires indépendantes. On a donc

$$f_{A_r A_e \theta_r \theta_e}(A_r, A_e, \theta_r, \theta_e) = f_{A_r}(A_r) f_{A_e}(A_e) f_{\theta_r}(\theta_r) f_{\theta_e}(\theta_e) \quad (3.39)$$

On suppose que A_r et A_e respectent des lois de Rayleigh, on a

$$f_{A_r}(A_r) = \begin{cases} \frac{A_r}{\sigma_r^2} e^{-\frac{A_r^2}{2\sigma_r^2}} & \text{pour } A_r \geq 0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (3.40)$$

et

$$f_{A_e}(A_e) = \begin{cases} \frac{A_e}{\sigma_e^2} e^{-\frac{A_e^2}{2\sigma_e^2}} & \text{pour } A_e \geq 0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (3.41)$$

On considère que θ_r et θ_e sont régis par des lois uniformes telles que

$$f_{\theta_r}(\theta_r) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} & \text{pour } -\pi < \theta_r \leq \pi \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (3.42)$$

et

$$f_{\theta_e}(\theta_e) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} & \text{pour } -\pi < \theta_e \leq \pi \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (3.43)$$

La puissance de moyenne de $s_r(t)$ vaut donc $2\sigma_r^2$ tandis que celle de $s_e(t)$ est égale à $2\sigma_e^2$.

Quand on exprime $s_r(t)$ et $s_e(t)$ en fonction de la variable t' afin que l'origine des temps ne dépende pas de θ_r ni de θ_e , on a que

$$s_r(t') = A_r e^{j\left(\frac{\pi\nu t'}{2d_\mu} + \theta_r\right)} \quad (3.44)$$

et

$$s_e(t') = A_e e^{-j\left(\frac{\pi\nu t'}{2d_\mu} + \theta_e\right)} \quad (3.45)$$

On peut aisément montrer que $\Re\{s_r(t')\}$, $\Im\{s_r(t')\}$, $\Re\{s_e(t')\}$ et $\Im\{s_e(t')\}$ sont des variables gaussiennes indépendantes nulles en moyenne; les variances de $\Re\{s_r(t')\}$ et $\Im\{s_r(t')\}$ valant σ_r^2 et celles de $\Re\{s_e(t')\}$ et $\Im\{s_e(t')\}$ valant σ_e^2 . La partie réelle $\Re\{s(t')\}$ et la partie imaginaire $\Im\{s(t')\}$ de $s(t')$ valent respectivement $\Re\{s_r(t')\} + \Re\{s_e(t')\}$ et $\Im\{s_r(t')\} + \Im\{s_e(t')\}$. Il s'en suit que la partie réelle $\Re\{s(t')\}$ et la partie imaginaire $\Im\{s(t')\}$ de $s(t')$ sont des variables aléatoires nulles en moyenne. De plus, la variance de $\Re\{s(t')\}$ est identique à celle de $\Im\{s(t')\}$. Elle vaut $\sigma_r^2 + \sigma_e^2$. Comme $\Re\{s_r(t')\}$ et $\Re\{s_e(t')\}$ sont indépendants de $\Im\{s_r(t')\}$ et $\Im\{s_e(t')\}$, $\Re\{s(t')\}$ est indépendant de $\Im\{s(t')\}$. Dans ces conditions, il devient facile de montrer que $f_{r,\theta}(r,\theta)$ est donné par

$$f_{r,\theta}(r,\theta) = \frac{r}{2\pi(\sigma_r^2 + \sigma_e^2)} e^{-\frac{r^2}{2(\sigma_r^2 + \sigma_e^2)}} \quad (3.46)$$

qui implique que $r(t)$ suit une loi de Rayleigh alors que la distribution de $\theta(t)$ est uniforme entre $-\pi$ et π . De plus $r(t)$ est indépendant de $\theta(t)$. Aussi, la puissance moyenne de $s(t)$ vaut $2(\sigma_r^2 + \sigma_e^2)$. On reconnaît là la somme des puissances moyennes de $s_r(t)$ et $s_e(t)$. Les hypothèses formulées conduisent donc à un modèle à distribution de Rayleigh.

Compte tenu de ces hypothèses, on trouve $f_\rho(\rho)$ de ρ en procédant comme suit. Pour x et y et z , des variables aléatoires telles que $z = x/y$, $f_z(z)$ est donné (page 137 de [62]) par

$$f_z(z) = \int_{-\infty}^{\infty} |y| f_{x,y}(zy, y) dy \quad (3.47)$$

En appliquant ce résultat au rapport A_r/A_e , on trouve

$$f_{A_r/A_e}(A_r/A_e) = \begin{cases} \frac{2\sigma_e^2 A_r}{\left(\frac{\sigma_r^2}{\sigma_e^2} + \frac{A_r^2}{\lambda_e^2}\right)^2} & \text{pour } A_r \geq 0 \text{ et } A_e \geq 0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (3.48)$$

Ce résultat implique que

$$\begin{aligned} F_{A_r/A_e}(A_r/A_e) &= \int_{-\infty}^{A_r/A_e} f_{A_r/A_e}(x) dx \\ &= \begin{cases} \frac{\sigma_e^2 A_r^2}{\sigma_r^2 + \frac{A_r^2}{\lambda_e^2}} & \text{pour } A_r \geq 0 \text{ et } A_e \geq 0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \end{aligned} \quad (3.49)$$

Comme on a $\varrho = \log_r [A_r/A_c]$, on peut trouver $f_\varrho(\varrho)$ à partir de $f_{A_r/A_c}(A_r/A_c)$. On obtient

$$f_\varrho(\varrho) = \frac{2\frac{\sigma_r^2}{\sigma_c^2}e^{2\varrho}}{\left(\frac{\sigma_r^2}{\sigma_c^2} + e^{2\varrho}\right)^2} \quad (3.50)$$

On peut réécrire cette égalité sous une forme plus commode. On a alors

$$\begin{aligned} f_\varrho(\varrho) &= \frac{2}{\left(e^{\varrho - \log_c[\sigma_r/\sigma_c]} + e^{-\varrho + \log_c[\sigma_r/\sigma_c]}\right)^2} \\ &= \frac{1}{2 \cosh^2(\varrho - \log_c[\sigma_r/\sigma_c])} \end{aligned} \quad (3.51)$$

Il devient ainsi facile d'admettre que la moyenne $\bar{\varrho}$ de ϱ vaut $\log_c[\sigma_r/\sigma_c]$ parce que $f_\varrho(\varrho)$ est symétrique par rapport à cette valeur. On confirme qu'on a $\bar{\varrho} = \log_c[\sigma_r/\sigma_c]$ en faisant,

$$\begin{aligned} \bar{\varrho} &= \int_{-\infty}^{\infty} \varrho f_\varrho(\varrho) d\varrho \\ &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\varrho}{\cosh^2(\varrho - \log_c[\sigma_r/\sigma_c])} d\varrho \\ &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{u + \log_c[\sigma_r/\sigma_c]}{\cosh^2(u)} du \\ &= \lim_{b \rightarrow -\infty} \frac{1}{2} \left\{ u \tanh(u) - \log_c[\cosh(u)] + \log_c[\sigma_r/\sigma_c] \tanh(u) \right\} \Big|_{-b}^b \\ &= \log_c[\sigma_r/\sigma_c] \end{aligned} \quad (3.52)$$

Aussi a-t-on

$$f_\varrho(\varrho) = \frac{1}{2 \cosh^2(\varrho - \bar{\varrho})} \quad (3.53)$$

En intégrant $f_\varrho(\varrho)$, on peut montrer que cette équation implique que

$$F_\varrho(\varrho) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \tanh(\varrho - \bar{\varrho}) \quad (3.54)$$

On complète la description statistique de ϱ en calculant les moments $E[(\varrho - \bar{\varrho})^n]$ d'ordre n de la variable ϱ centrée à $\bar{\varrho}$. Pour $\Phi(s, \bar{\varrho})$ tel qu'on a

$$\Phi(s, \bar{\varrho}) = \int_{-\infty}^{\infty} f_\varrho(\varrho) e^{s(\varrho - \bar{\varrho})} d\varrho \quad (3.55)$$

on a que

$$E[(\varrho - \bar{\varrho})^n] = \left. \frac{d^n \Phi(s, \bar{\varrho})}{ds^n} \right|_{s=0} \quad (3.56)$$

En posant $(\varrho - \bar{\varrho}) = \log_e [u]$, on obtient

$$\begin{aligned}\Phi(s, \bar{\varrho}) &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{s(\varrho - \bar{\varrho})} d\varrho}{\cosh^2(\varrho - \bar{\varrho})} \\ &= 2 \int_0^{\infty} \frac{u^{s+1} du}{(u^2 + 1)^2}\end{aligned}\quad (3.57)$$

et à l'aide de tables d'intégrales, on trouve que

$$\Phi(s, \bar{\varrho}) = \frac{\frac{\pi s}{2}}{\sin\left(\frac{\pi s}{2}\right)} \text{ pour } |s| < 2 \quad (3.58)$$

Si dans cette équation on remplace $\sin\left(\frac{\pi s}{2}\right)$ par son développement en série de Mac Laurin, on a

$$\begin{aligned}\Phi(s, \bar{\varrho}) &= 1 + \frac{\pi^2 s^2}{24} + \frac{7\pi^4 s^4}{5760} + \dots \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(1 - 2^{-(2k-1)}) B_k \pi^{2k} s^{2k}}{(2k)!} \text{ pour } |s| < 2\end{aligned}\quad (3.59)$$

où B_k prend la valeur du k^{e} nombre de Bernoulli. Il devient facile de dériver n fois l'expression de $\Phi(s, \bar{\varrho})$ pour ensuite déduire $E[(\varrho - \bar{\varrho})^n]$. Ce faisant, on trouve que

$$E[(\varrho - \bar{\varrho})^n] = \begin{cases} (1 - 2^{1-n}) B_{\frac{n}{2}} \pi^n & \text{pour } n \text{ pair} \\ 0 & \text{pour } n \text{ impair} \end{cases} \quad (3.60)$$

On obtiendra les moments $E[\varrho^n]$ de ϱ à l'aide de

$$E[\varrho^n] = \sum_{k=0}^n \binom{n}{k} E[(\varrho - \bar{\varrho})^k] (\bar{\varrho})^{n-k} \quad (3.61)$$

Si on prend $n=1$, on confirme que ϱ vaut $\bar{\varrho}$ en moyenne. 'si on pose $n=2$, on en déduit que la variance σ_{ϱ}^2 de ϱ vaut $\pi^2/12$.

Comme pour N_d , on ne cherche pas à se prononcer sur les propriétés statistiques de $\bar{\varrho}$ qui dépendent sûrement des milieux dans lesquels prennent place les transmissions de signaux. On utilisera plutôt des résultats expérimentaux lorsqu'il sera nécessaire d'attribuer une valeur à $\bar{\varrho}$.

Comme $\sinh(\Delta_r) = 1/\sinh(\varrho)$, $F_{\Delta_r}(\Delta_r)$ se laisse déterminer à partir de $F_{\varrho}(\varrho)$. On trouve

$$F_{\Delta_r}(\Delta_r) = \begin{cases} \frac{1 - \tanh^2(\bar{\varrho})}{2(\cosh(\Delta_r) + \tanh(\bar{\varrho}))} & \text{pour } \Delta_r \leq 0 \\ 1 - \frac{1 - \tanh^2(\bar{\varrho})}{2(\cosh(\Delta_r) - \tanh(\bar{\varrho}))} & \text{pour } \Delta_r > 0 \end{cases} \quad (3.62)$$

qui implique que

$$f_{\Delta_r}(\Delta_r) = \begin{cases} -\frac{(1-\tanh^2(\bar{\varrho}))\sinh(\Delta_r)}{2(\cosh(\Delta_r)+\tanh(\bar{\varrho}))^2} & \text{pour } \Delta_r \leq 0 \\ \frac{(1-\tanh^2(\bar{\varrho}))\sinh(\Delta_r)}{(\cosh(\Delta_r)-\tanh(\bar{\varrho}))^2} & \text{pour } \Delta_r > 0 \end{cases} \quad (3.63)$$

Bien que pour $r(t)$, $f_r(r)$ n'est pas une fonction de la valeur de $\bar{\varrho}$, on peut voir que $\bar{\varrho}$ a un effet sur les propriétés statistiques des variations de $r(t)$.

3.2.2 Simulations à l'aide du modèle

Les équations 3.3 et 3.15 impliquent que pour

$$t = t' + \frac{d_\mu(\theta_r + \theta_e)}{\pi\nu} \quad (3.64)$$

on a que

$$s(t) = A_r e^{j\frac{\pi\nu t}{2d_\mu}} + A_e e^{-j\frac{\pi\nu t}{2d_\mu}} \quad (3.65)$$

Quand on s'intéresse aux effets des variations des conditions de propagation sur les performances des récepteurs de radio, on peut utiliser ces résultats pour simuler à l'aide d'un ordinateur la réception d'un signal $s(t)$ sur des périodes de temps plus ou moins longues. Toutefois, cela n'est possible que si on dispose d'un modèle des caractéristiques spectrales de A_r , A_e , d_μ , θ_r et θ_e en plus de celles de N_d et $\bar{\varrho}$. Comme un tel modèle implique qu'on doit caractériser les variations lentes de $s(t)$, on préfère plutôt profiter du fait que le modèle qu'on propose donne des expressions qui relient les variations relatives de l'amplitude et de la phase de $s(t)$ aux paramètres qu'on a définis. Il devient ainsi possible de générer des valeurs de variation de $s(t)$ dans le temps sans avoir à procéder à des filtres numériques de variables gaussiennes ou à des sommations de plusieurs ondes sinusoïdales comme c'est le cas dans [24], [25] et [63] par exemple. Ces simplifications font qu'il est tout indiqué d'employer le modèle qu'on propose lorsqu'on entend simuler la réception d'un grand nombre de signaux. Le temps de calcul qui n'a pas à être consacré à la génération d'un signal donné peut compenser (en tout ou en partie) pour celui que nécessite la production des autres signaux. En particulier, les équations 3.16 et 3.25 permettent de poser que pour

$$R(t) = \frac{1}{r(t)} \frac{dr(t)}{dt} \quad (3.66)$$

et

$$\Psi(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} \quad (3.67)$$

on a que

$$R(t) = -\frac{\pi\nu}{2d_\mu} \frac{\sin(\pi\nu t/d_\mu)}{[\cosh(\varrho) + \cos(\pi\nu t/d_\mu)]} \quad (3.68)$$

et que $\Psi(t)$ qui représentent les variations de la phase $\theta(t)$ de $s(t)$ à l'instant t est tel que

$$\Psi(t) = \frac{\pi\nu}{2d_\mu} \frac{\sinh(\varrho)}{[\cosh(\varrho) + \cos(\pi\nu t/d_\mu)]} \quad (3.69)$$

tandis que

$$\frac{d \log_c[s(t)]}{dt} = R(t) + j\Psi(t) \quad (3.70)$$

Il suffit donc d'attribuer à ϱ et à d_μ des valeurs qui tiennent compte de $f_{\varrho, d_\mu}(\varrho, d_\mu) = f_\varrho(\varrho)f_{d_\mu}(d_\mu)$ pour décider d'une valeur pour $R(t)$ et $\Psi(t)$ à un temps donné t pour une vitesse ν .

À la page 103 de [62], on démontre que pour une variable aléatoire x dont la fonction de répartition est $F_x(x)$, on a que $y = g(x)$ est distribué uniformément entre 0 et 1 si $g(x) = F_x(x)$. En appliquant ce résultat aux équations 3.35 et 3.54 qui donnent $F_{d_\mu}(d_\mu)$ et $F_\varrho(\varrho)$, on trouve que pour F_{d_μ} et F_ϱ , deux variables aléatoires distribuées uniformément entre 0 et 1, $F_{d_\mu}(d_\mu)$ et $F_\varrho(\varrho)$ représentent les fonctions de répartition de ϱ et d_μ en autant qu'on ait

$$d_\mu = \frac{\lambda}{4} \left(1 - \frac{\log_c[1 - F_{d_\mu}]}{N_d} \right) \quad (3.71)$$

et

$$\begin{aligned} \varrho &= \bar{\varrho} + \arg \tanh(2F_\varrho - 1) \\ &= \bar{\varrho} + \frac{1}{2} \log_c \left[\frac{F_\varrho}{1 - F_\varrho} \right] \end{aligned} \quad (3.72)$$

Il devient donc simple de générer par ordinateur des vecteurs de valeurs aléatoires représentant d_μ et ϱ si on dispose de routines qui servent à générer des séquences pseudo-aléatoires à distribution "uniforme".

Les équations 3.68 et 3.69 qui donne $R(t)$ et $\Psi(t)$ demandent qu'on attribue une valeur à t et à ν pour connaître les variations de $\theta(t)$ à l'instant t . Si on souhaite

généraliser des valeurs Ψ de $\Psi(t)$ et R de $R(t)$ pour différentes valeurs de t . on doit tenir compte que l'équation 3.64 montre que t dépend de θ_r et θ_c qui sont deux variables aléatoires indépendantes distribuées uniformément entre 0 et 2π . Ces propriétés et la périodicité des fonctions sinus et cosinus qui figurent dans les équations 3.68 et 3.69 font qu'on peut montrer qu'on peut remplacer le terme $\pi\nu t/d_\mu$ par une variable aléatoire distribuée uniformément entre 0 et 2π pour généraliser Ψ et R . Pour X_t représentant cette variable qu'on génère en utilisant la relation

$$X_t = 2\pi F_t \quad (3.73)$$

où F_t est distribué uniformément entre 0 et 1, on produit alors R et Ψ à partir des variables F_{d_μ} , F_ϱ et F_t qui sont indépendantes les unes des autres à l'aide des égalités

$$\begin{aligned} R &= \frac{\pi\nu}{2d_\mu} \frac{\sin(X_t)}{[\cosh(\varrho) + \cos(X_t)]} \\ &= \frac{-4\pi\nu N_d \sqrt{F_\varrho(1-F_\varrho)} \sin(2\pi F_t)}{\lambda(N_d - \log_e[1-F_{d_\mu}]) [\cosh(\bar{\varrho}) + \sinh(\bar{\varrho})(2F_\varrho - 1) + 2\sqrt{F_\varrho(1-F_\varrho)} \cos(2\pi F_t)]} \end{aligned} \quad (3.74)$$

et

$$\begin{aligned} \Psi &= \frac{\pi\nu}{2d_\mu} \frac{\sinh(\varrho)}{[\cosh(\varrho) + \cos(X_t)]} \\ &= \frac{-2\pi\nu N_d [\sinh(\bar{\varrho}) + \cosh(\bar{\varrho})(2F_\varrho - 1)]}{\lambda(N_d - \log_e[1-F_{d_\mu}]) [\cosh(\bar{\varrho}) + \sinh(\bar{\varrho})(2F_\varrho - 1) + 2\sqrt{F_\varrho(1-F_\varrho)} \cos(2\pi F_t)]} \end{aligned} \quad (3.75)$$

La figure 3.6 montre un histogramme (trait gras) des valeurs de Ψ qu'on a obtenu en procédant à une simulation reposant sur l'emploi de l'équation 3.75. On a utilisé $N_d=2$ et $\bar{\varrho}=0$. Le million de valeurs dont tient compte cette courbe a été généré en un peu moins de 5 minutes par un ordinateur de type PC (386 dx, 33 MHz avec coprocesseur, logiciel Matlab). On peut penser que le temps nécessaire à la génération du même nombre de valeurs de Ψ aurait été beaucoup plus long si on n'avait pas disposé d'une équation donnant $\Psi(t)$ en fonction de quelques paramètres facilement générés par ordinateur. La figure 3.6 présente aussi un histogramme (trait fin) des valeurs qu'a pris Ψ lors d'une simulation ($N_d=2$, $\bar{\varrho}=0$, 1×10^6 valeurs) pour laquelle on a posé d_μ comme étant égal à

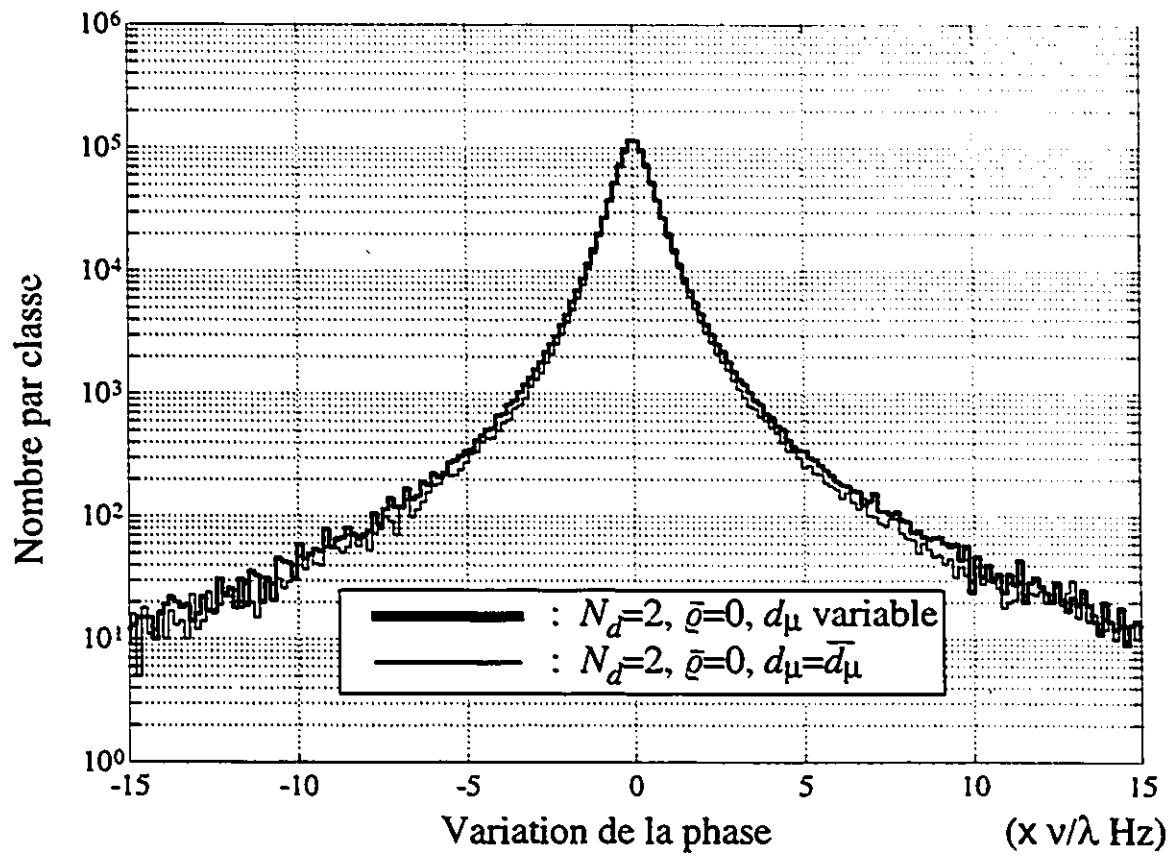


Figure 3.6: Histogrammes des valeurs $\Psi(t)$ des variations de la phase d'un signal obtenues lors de simulations.

sa valeur moyenne $\overline{d_\mu} = \frac{\lambda}{4}(1 + \frac{1}{N_d})$ plutôt que de le faire varier. On constate que les courbes sont très proches l'une de l'autre bien qu'une valeur pour N_d un peu plus grande que celle utilisée aurait pu conduire à une meilleure ressemblance. On en retient que les résultats obtenus en ne faisant pas varier d_μ sont comparables à ceux qu'on obtient dans le cas contraire même si on a simplifié la méthode de simulation en n'ayant pas à générer de valeurs pour F_{d_μ} .

3.3 Propriétés statistiques des variations de la phase du signal dans le temps

À la section 3.2.2, on explique comment on peut générer des valeurs R et Ψ qui sont dotées respectivement des mêmes propriétés statistiques que $R(t)$ et $\Psi(t)$ lorsqu'on pose

$$R(t) = \frac{1}{r(t)} \frac{dr(t)}{dt} \quad (3.76)$$

pour étudier les variations dans le temps de l'enveloppe $r(t)$ du signal $s(t)$ rapportée à la valeur de $r(t)$ et

$$\Psi(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} \quad (3.77)$$

pour représenter les variations dans le temps de la phase $\theta(t)$ de $s(t)$ et qu'on utilise une variable aléatoire X_t distribuée uniformément entre 0 et 2π dont la valeur est indépendante de celle de ϱ et d_μ . À l'intérieur d'un micro-secteur d'une largeur d_μ donnée, la fonction de densité de probabilité conjointe $f_{\Psi,R}(\Psi, R|d_\mu)$ de $R(t)$ et $\Psi(t)$ sachant d_μ est donc la même que celle de R et Ψ dans les mêmes conditions. Aussi, il suffit d'utiliser les équations 3.74 et 3.75 qui donnent R et Ψ en fonction de ϱ , d_μ et X_t pour trouver $f_{\Psi,R}(\Psi, R|d_\mu)$ à partir de la fonction de densité de probabilité conjointe $f_{\varrho,X_t}(\varrho, x_t|d_\mu)$ de ϱ et X_t sachant d_μ .

Une des démarches à suivre pour trouver $f_{\Psi,R}(\Psi, R|d_\mu)$ consiste d'abord à simplifier la notation en utilisant les variables

$$Z = \frac{2d_\mu}{\pi\nu} R \quad (3.78)$$

et

$$W = \frac{2d_\mu}{\pi\nu} \Psi \quad (3.79)$$

Ensuite, on observe que les équations 3.74 et 3.75 impliquent que

$$Z = \frac{-\sin(X_t)}{\cosh(\varrho) + \cos(X_t)} \quad (3.80)$$

et

$$W = \frac{\sinh(\varrho)}{\cosh(\varrho) + \cos(X_t)} \quad (3.81)$$

En calculant le rapport Z/W et en exprimant $\cos(X_t)$ en fonction de ϱ et W on obtient que

$$\sin(X_t) = -\frac{Z}{W} \sinh(\varrho) \quad (3.82)$$

et

$$\cos(X_t) = \frac{\sinh(\varrho)}{W} - \cosh(\varrho) \quad (3.83)$$

En se servant de $\cos^2(X_t) + \sin^2(X_t) = 1$ et $\cosh^2(\varrho) - \sinh^2(\varrho) = 1$, on trouve après quelques manipulations que

$$\tanh(\varrho) = \frac{2W}{1 + W^2 + Z^2} \quad (3.84)$$

d'où

$$\begin{aligned} \varrho &= \frac{1}{2} \log_e \left[\frac{(1+W)^2 + Z^2}{(1-W)^2 + Z^2} \right] \\ &= \frac{1}{2} \log_e \left[\frac{\left(\frac{\pi\nu t}{2d_\mu} + \Psi(t) \right)^2 + R^2(t)}{\left(\frac{\pi\nu t}{2d_\mu} - \Psi(t) \right)^2 + R^2(t)} \right] \end{aligned} \quad (3.85)$$

et

$$\sinh(\varrho) = \frac{2W}{\sqrt{(1+W)^2 + Z^2} \sqrt{(1-W)^2 + Z^2}} \quad (3.86)$$

Des équation 3.81 à 3.86 on déduit que

$$\begin{aligned} \cos(X_t) &= \sqrt{1 - \sin^2(X_t)} \\ &= \frac{1 - W^2 - Z^2}{\sqrt{(1+W)^2 + Z^2} \sqrt{(1-W)^2 + Z^2}} \end{aligned} \quad (3.87)$$

Pour exprimer X_t en fonction de Z et W , il faut tenir compte de la périodicité de la fonction cosinus. Ce faisant, on trouve pour $|\varrho| < \infty$ que

$$X_t = \begin{cases} 0 & \text{pour } Z = 0 \text{ et } W^2 < 1 \\ \arccos\left(\frac{1-W^2-Z^2}{\sqrt{(1+W)^2+Z^2}\sqrt{(1-W)^2+Z^2}}\right) & \text{pour } Z < 0 \text{ (i.e. } 0 \leq X_t < \pi) \\ \pi & \text{pour } Z = 0 \text{ et } W^2 > 1 \\ 2\pi - \arccos\left(\frac{1-W^2-Z^2}{\sqrt{(1+W)^2+Z^2}\sqrt{(1-W)^2+Z^2}}\right) & \text{pour } Z > 0 \text{ (i.e. } \pi < X_t < 2\pi) \end{cases} \quad (3.88)$$

alors que toutes les valeurs de X_t peuvent impliquer $Z = 0$ et $W^2 = 1$ puisque cette situation correspond à $|\varrho| = \infty$.

Quand on calcule le jacobien $|J(\varrho, x_t)|$ du changement de variables auquel on procède, on trouve que

$$|J(\varrho, x_t)| = \frac{1}{[\cosh(\varrho) + \cos(x_t)]^2} \quad (3.89)$$

Comme on pose que ϱ , d_μ et X_t sont des variables aléatoires indépendantes, on a que

$$\begin{aligned} f_{\varrho, X_t}(\varrho, x_t | d_\mu) &= f_\varrho(\varrho) f_{X_t}(x_t) \\ &= \left(\frac{1}{2 \cosh^2(\varrho - \bar{\varrho})} \right) \left(\frac{1}{2\pi} \right) \end{aligned} \quad (3.90)$$

On connaît maintenant $|J(\varrho, x_t)|$, $f_{\varrho, X_t}(\varrho, x_t | d_\mu)$ et les expressions de X_t et ϱ en fonction de Z et W . Aussi peut-on trouver que la fonction de densité de probabilité conjointe $f_{W, Z}(w, z | d_\mu)$ de W et Z sachant d_μ est telle que

$$\begin{aligned} f_{W, Z}(w, z | d_\mu) &= \frac{f_{\varrho, X_t}(\varrho, x_t | d_\mu)}{|J(\varrho, x_t)|} \\ &= \frac{[\cosh(\varrho) + \cos(x_t)]^2}{4\pi \cosh^2(\varrho - \bar{\varrho})} \\ &= \frac{1}{\pi \cosh^2(\bar{\varrho}) \left([w - \tanh(\bar{\varrho})]^2 + z^2 + \frac{1}{\cosh(\bar{\varrho})} \right)^2} \end{aligned} \quad (3.91)$$

si on tient compte que

$$\cosh(\varrho - \bar{\varrho}) = \cosh(\varrho) \cosh(\bar{\varrho}) - \sinh(\varrho) \sinh(\bar{\varrho}) \quad (3.92)$$

Les équations 3.78 et 3.79 qui donnent Z et W en fonction de R et Ψ impliquent que

$$f_{\Psi,R}(\Psi, R|d_\mu) = \left(\frac{2d_\mu}{\pi\nu}\right)^2 f_{W,Z}\left(\frac{2d_\mu\Psi}{\pi\nu}, \frac{2d_\mu R}{\pi\nu} \middle| d_\mu\right) \quad (3.93)$$

qui permet finalement de trouver que

$$f_{\Psi,R}(\Psi, R|d_\mu) = \frac{\left(\frac{\pi\nu}{2d_\mu \cosh(\bar{\nu})}\right)^2}{\pi \left(R^2 + \left[\Psi - \frac{\pi\nu}{2d_\mu} \tanh(\bar{\nu})\right]^2 + \left[\frac{\pi\nu}{2d_\mu \cosh(\bar{\nu})}\right]^2\right)^2} \quad (3.94)$$

L'expression de $f_{\Psi,R}(\Psi, R|d_\mu)$ révèle que pour d_μ donné, $\Psi(t)$ et $R(t)$ présentent une symétrie circulaire par rapport au cas $\Psi(t) = \frac{\pi\nu}{2d_\mu} \tanh(\bar{\nu})$ et $R(t) = 0$. En effet, si on pose

$$R_p \cos(\alpha_p) = R(t) \quad (3.95)$$

et

$$R_p \sin(\alpha_p) = \Psi - \frac{\pi\nu}{2d_\mu} \tanh(\bar{\nu}) \quad (3.96)$$

pour passer en coordonnées polaires qui ont ce cas particulier comme origine, on trouve que la fonction de densité de probabilité conjointe $f_{R_p, \alpha_p}(r_p, \alpha_p|d_\mu)$ de R_p et α_p sachant d_μ est telle que

$$\begin{aligned} f_{R_p, \alpha_p}(r_p, \alpha_p|d_\mu) &= r_p f_{\Psi,R}(r_p \sin(\alpha_p), r_p \cos(\alpha_p)|d_\mu) \\ &= \frac{r_p \left(\frac{\pi\nu}{2d_\mu \cosh(\bar{\nu})}\right)^2}{\pi \left[r_p^2 + \left(\frac{\pi\nu}{2d_\mu \cosh(\bar{\nu})}\right)^2\right]^2} \end{aligned} \quad (3.97)$$

d'où

$$\begin{aligned} f_{R_p}(r_p|d_\mu) &= \int_0^{2\pi} f_{R_p, \alpha_p}(r_p, \alpha_p|d_\mu) d\alpha_p \\ &= \frac{2r_p \left(\frac{\pi\nu}{2d_\mu \cosh(\bar{\nu})}\right)^2}{\left[r_p^2 + \left(\frac{\pi\nu}{2d_\mu \cosh(\bar{\nu})}\right)^2\right]^2} \end{aligned} \quad (3.98)$$

et

$$\begin{aligned} f_{\alpha_p}(\alpha_p|d_\mu) &= \int_0^\infty f_{R_p, \alpha_p}(r_p, \alpha_p|d_\mu) dr_p \\ &= \frac{1}{2\pi} \end{aligned} \quad (3.99)$$

pour $r_p \geq 0$ qui montrent que R_p et α_p sont indépendants l'un de l'autre, car on a $f_{R_p, \alpha_p}(r_p, \alpha_p | d_\mu) = f_{R_p}(r_p | d_\mu) f_{\alpha_p}(\alpha_p | d_\mu)$.

Cette symétrie de $f_{\Psi, R}(\Psi, R | d_\mu)$ implique que les coordonnées du centre de symétrie donne les moyennes $\bar{\Psi}$ et \bar{R} de $\Psi(t)$ et $R(t)$. On a donc que

$$\begin{aligned}\bar{R} &= \text{E}[R(t)] \\ &= 0\end{aligned}\tag{3.100}$$

qui signifie que les accroissements de $r(t)$ sont de la même importance que ses diminutions et

$$\begin{aligned}\bar{\Psi} &= \text{E}[\Psi(t)] \\ &= \frac{\pi\nu}{2d_\mu} \tanh(\bar{\varrho}) \\ &= \frac{\pi\nu}{2d_\mu} \left(\frac{A_r^2 - A_c^2}{A_r^2 + A_c^2} \right)\end{aligned}\tag{3.101}$$

qui montre que la moyenne des variations de la phase de $s(t)$ dans un micro-secteur est directement proportionnelle à la différence de puissance des deux rayons qu'on considère. De plus, le calcul de la valeur moyenne \bar{r}_p de r_p pour d_μ donné implique que

$$\begin{aligned}\bar{R}_p &= \int_0^\infty r_p f_{R_p}(r_p | d_\mu) dr_p \\ &= \frac{\pi^2\nu}{4d_\mu \cosh(\bar{\varrho})}\end{aligned}\tag{3.102}$$

qui révèle comment \bar{R}_p décroît lorsque $|\bar{\varrho}|$ augmente. On en conclut que la valeur du paramètre ϱ est bien à l'image de la qualité du canal de radio, car la probabilité d'avoir des variations imprévisibles de $s(t)$ qui sont importantes diminue lorsque $|\bar{\varrho}|$ augmente.

Partant de $f_{\Psi, R}(\Psi, R | d_\mu)$, on peut montrer que la fonction de densité de probabilité $f_\Psi(\Psi | d_\mu)$ de $\Psi(t)$ sachant d_μ est donnée par

$$\begin{aligned}f_\Psi(\Psi | d_\mu) &= \int_{-\infty}^\infty f_{\Psi, R}(\Psi, R | d_\mu) dR \\ &= \frac{\left(\frac{\pi\nu}{2d_\mu \cosh(\bar{\varrho})} \right)^2}{2 \left[\left(\Psi - \frac{\pi\nu}{2d_\mu} \tanh(\bar{\varrho}) \right)^2 + \left(\frac{\pi\nu}{2d_\mu \cosh(\bar{\varrho})} \right)^2 \right]^{\frac{3}{2}}}\end{aligned}\tag{3.103}$$

tandis que

$$\begin{aligned}
F_\Psi(\Psi|d_\mu) &= \int_{-\infty}^{\Psi} f_\Psi(\Psi|d_\mu) d\Psi \\
&= \frac{1}{2} + \frac{\left(\Psi - \frac{\pi\nu}{2d_\mu} \tanh(\bar{\varrho})\right)}{2\sqrt{\left(\Psi - \frac{\pi\nu}{2d_\mu} \tanh(\bar{\varrho})\right)^2 + \left(\frac{\pi\nu}{2d_\mu \cosh(\bar{\varrho})}\right)^2}} \quad (3.104)
\end{aligned}$$

Pour connaître $f_\Psi(\Psi)$ ou $F_\Psi(\Psi)$ pour $\bar{\varrho}$, il faut calculer

$$I_1 = \int_{-\infty}^{\infty} f_\Psi(\Psi|d_\mu) f_{d_\mu}(d_\mu) dd_\mu \quad (3.105)$$

ou

$$I_2 = \int_{-\infty}^{\infty} F_\Psi(\Psi|d_\mu) f_{d_\mu}(d_\mu) dd_\mu \quad (3.106)$$

qui demandent que l'on résolve, pour a , b et c des constantes, des intégrales de même forme que

$$I = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{xe^{-b(x-a)}}{\sqrt{x^2 + c^2}} dx \quad (3.107)$$

qu'on ne peut représenter autrement que sous la forme d'une somme infinie de termes.

Plutôt que d'avoir à travailler avec de telles sommes, on préfère définir des estimations $\hat{f}_\Psi(\Psi)$ et $\hat{F}_\Psi(\Psi)$ de $f_\Psi(\Psi)$ et $F_\Psi(\Psi)$. Comme on a constaté lors de simulations (ex. figure 3.6) que les histogrammes pour lesquels on permet à d_μ de varier ressemblent à ceux pour lesquels on remplace d_μ par sa valeur moyenne $\bar{d}_\mu = \frac{\lambda}{4}(1 + \frac{1}{N_d})$, on pose que

$$\begin{aligned}
\hat{f}_\Psi(\Psi) &= f_\Psi(\Psi|d_\mu) \Big|_{d_\mu = \bar{d}_\mu} \\
&= \frac{\left(\frac{\nu N_d}{\lambda(N_d+1) \cosh(\bar{\varrho})}\right)^2}{4\pi \left[\left(\frac{\Psi}{2\pi} - \frac{\nu N_d}{\lambda(N_d+1)} \tanh(\bar{\varrho})\right)^2 + \left(\frac{\nu N_d}{\lambda(N_d+1) \cosh(\bar{\varrho})}\right)^2 \right]^{\frac{3}{2}}} \quad (3.108)
\end{aligned}$$

et

$$\begin{aligned}
\hat{F}_\Psi(\Psi) &= F_\Psi(\Psi|d_\mu) \Big|_{d_\mu = \bar{d}_\mu} \\
&= \frac{1}{2} + \frac{\left(\frac{\Psi}{2\pi} - \frac{\nu N_d}{\lambda(N_d+1)} \tanh(\bar{\varrho})\right)}{2\sqrt{\left(\frac{\Psi}{2\pi} - \frac{\nu N_d}{\lambda(N_d+1)} \tanh(\bar{\varrho})\right)^2 + \left(\frac{\nu N_d}{\lambda(N_d+1) \cosh(\bar{\varrho})}\right)^2}} \quad (3.109)
\end{aligned}$$

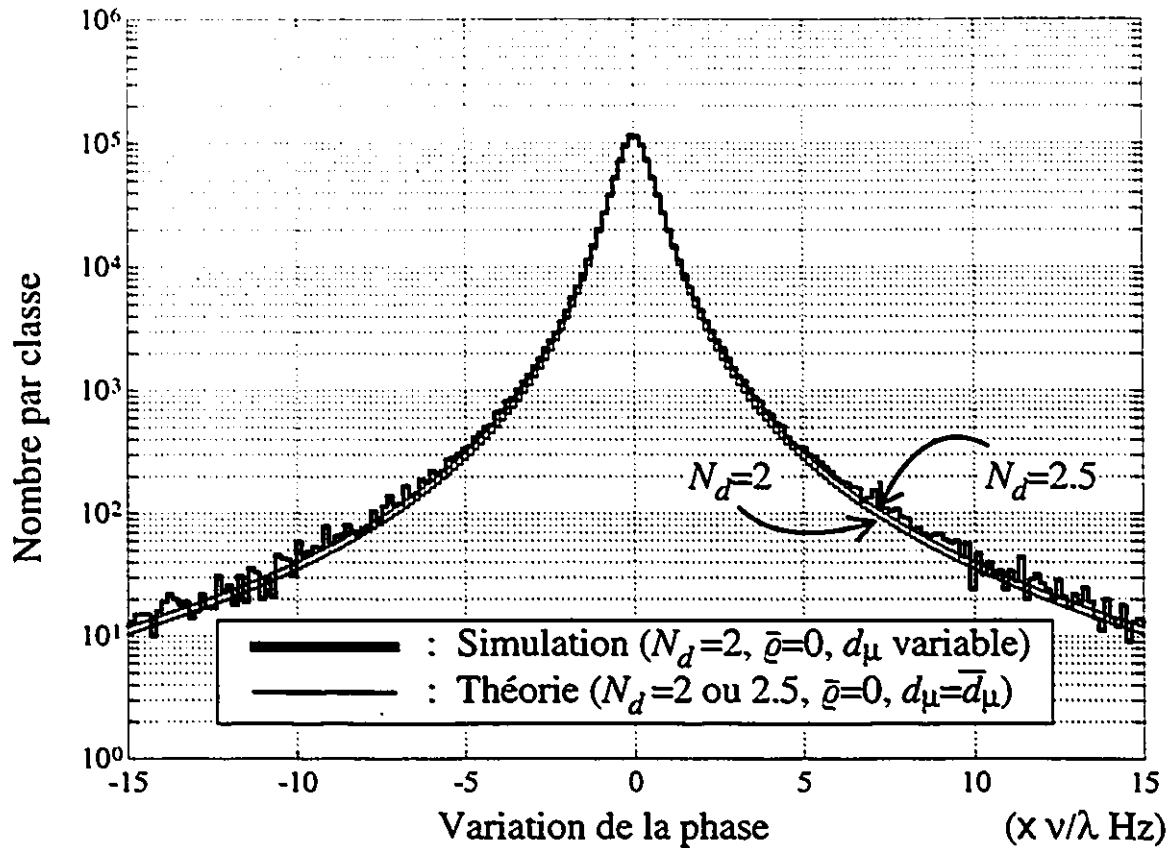


Figure 3.7: Histogrammes des valeurs $\Psi(t)$ des variations de la phase d'un signal obtenues lors d'une simulation et histogrammes théoriques.

qui font qu'on approxime $\bar{\Psi}$ par $\frac{2\pi\nu N_d \tanh(\bar{\rho})}{\lambda(N_d+1)}$. La figure 3.7 permet de voir à quel point $\hat{F}_\Psi(\Psi)$ peut être proche de $F_\Psi(\Psi)$ pour N_d donné. Elle reprend la courbe de la figure 3.6 qui résulte d'une simulation pour laquelle on pose $N_d = 2$ et $\bar{\rho} = 0$ alors que d_μ est généré en tenant compte de $F_{d_\mu}(d_\mu)$. Elle montre aussi des histogrammes théoriques déduits de $\hat{F}_\Psi(\Psi)$ pour $N_d = 2$ et $N_d = 2.5$ en calculant pour chacune des classes la probabilité que Ψ soit dans la classe considérée fois le nombre de valeurs utilisées (1 million) pour la simulation. On constate que les courbes théoriques décrivent bien le résultat de la simulation bien qu'il soit préférable de prendre $N_d = 2.5$ plutôt que $N_d = 2$.

On pourrait se soucier du fait que les simulations pour lesquelles on pose $d_\mu = \bar{d}_\mu$

de même que le tracé de $\hat{F}_\Psi(\Psi)$ indiquent qu'il faut préférer $N_d = 2.5$ à $N_d = 2$ pour tenir compte des variations de d_μ , mais on juge que cela n'est pas nécessaire. En fait, $N_d = 2.5$ signifie qu'un déplacement de 21λ implique qu'on traverse 60 micro-secteurs en moyenne plutôt que 56 comme c'est le cas pour $N_d = 2$. Bien qu'assez différentes, ces deux valeurs de N_d décrivent donc des situations qui se ressemblent. D'ailleurs, l'examen de la figure 3.5 qui montre $f_\alpha(\alpha)$ révèle aussi qu'il faudrait un écart plus grand que .5 entre ces valeurs de N_d pour considérer qu'elles signifient que les deux rayons du modèles proviennent dans l'ensemble de directions très différentes. De plus, ni l'une ni l'autre de ces valeurs ne permet de tenir compte du fait qu'on ne peut avoir $d_\mu < \lambda/4$ comme c'est le cas en pratique. Aussi estime-t-on que $\hat{f}_\Psi(\Psi)$ et $\hat{F}_\Psi(\Psi)$ peuvent très bien s'utiliser pour décrire les propriétés statistiques de Ψ alors que $f_{d_\mu}(d_\mu)$ et $F_{d_\mu}(d_\mu)$ serviraient plutôt à décider d'une valeur à attribuer à N_d .

On a mis en évidence le rapport

$$f_d = \frac{\Psi}{2\pi} \quad (3.110)$$

dans les équations 3.108 et 3.109, car il correspond à une valeur de fréquence qu'on peut associer à l'effet Doppler. Si on se sert de $\hat{F}_\Psi(\Psi)$ pour obtenir une estimation $\hat{F}_{f_d}(f_d)$ de $F_{f_d}(f_d)$, on obtient que pour

$$D_m = \frac{\nu N_d \tanh(\bar{\varrho})}{\lambda(N_d + 1)} \quad (3.111)$$

et

$$D_s^2 = \left(\frac{\nu N_d}{\lambda(N_d + 1) \cosh(\bar{\varrho})} \right)^2 \quad (3.112)$$

on a que

$$\begin{aligned} \hat{F}_{f_d}(f_d) &= \hat{F}_\Psi(\Psi) \\ &= \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \frac{(f_d - D_m)}{\sqrt{(f_d - D_m)^2 + D_s^2}} \end{aligned} \quad (3.113)$$

qui implique une fonction de distribution de la même forme que ce qu'on donne dans [64] (distribution t de Student à deux degrés de liberté).

On peut se servir de D_m et D_s^2 pour juger de l'importance de l'étalement spectral que subit $s(t)$ [64]. Aussi D_m et D_s^2 augmentent-ils avec N_d étant donné que N_d

grand signifie que les affaiblissements se produisent à un rythme élevé et donc que l'étalement spectrale de $s(t)$ augmente avec N_d . De même a-t-on que D_s^2 diminue lorsque $|\bar{v}|$ augmente pour indiquer que l'étalement spectrale que subit $s(t)$ est de moins en moins important à mesure que la qualité du canal croît. Ainsi, pour $|\bar{v}|$ infini, il n'y a pas d'étalement spectral, car on ne considère qu'un rayon. On a alors $D_s^2 = 0$ qui confirme ce fait et $D_m = \frac{v N_d}{\lambda(N_d+1)}$ qui montre que la fréquence Doppler dont on doit tenir compte ne dépend plus que de la direction du mouvement. Le modèle qu'on propose permet donc de voir aisément en quoi la provenance et le rapport des puissances qu'on capte sont susceptibles d'affecter les propriétés spectrales des signaux qu'on désire traiter.

3.4 Résumé du chapitre

On a proposé dans ce chapitre un modèle à distribution de Rayleigh qui cherche d'abord à décrire le signal reçu lorsqu'un récepteur est déplacé à l'intérieur d'un édifice alors que l'on transmet une onde sinusoïdale à une fréquence qui vaut plus de 20 GHz. En plus de reposer sur des hypothèses assez générales pour qu'on l'utilise dans d'autres contextes, ce modèle a la particularité de lier d'une façon explicite les variations de la phase des signaux captés à leur variations d'amplitudes. Il suppose qu'on peut faire la distinction entre les variations lentes et les variations rapides des signaux captés. C'est un modèle des variations rapides qui comprend deux rayons: l'un d'eux provient d'une région dont se rapproche le récepteur tandis que l'autre arrive d'une zone dont s'éloigne le récepteur. Pour l'utiliser, on doit considérer des taux de signalisation qui sont assez grands pour qu'il soit question d'affaiblissements lents et assez petits pour que les affaiblissements ne soient pas sélectifs en fréquence. On explique en détail à l'annexe A comment il peut servir à sélectionner un taux d'échantillonnage lors de mesures.

Lors de la description du modèle, on a défini des micro-secteurs. Il s'agit de secteurs qui englobent des parcours longs d'un quart de longueur d'onde environ. Le paramètre d_μ est utilisé pour représenter la largeur de ces micro-secteurs. On a aussi défini des paramètres qui permettent de juger de la qualité du canal (A_e , A_r ,

$\rho, \bar{\rho}...$) et de la provenance des rayons que comprend le modèle ($\alpha_s, N_d...$). L'étude des variations des signaux captés a ainsi été facilitée. Une fois la description du modèle complétée, des hypothèses concernant les propriétés statistiques de ses paramètres ont été formulées. On a aussi indiqué comment le modèle peut servir à simuler la réception de plusieurs signaux lorsqu'on tire profit du fait qu'il implique des expressions qui relient les variations relatives de l'amplitude et de la phase de chacun d'eux aux paramètres qu'on a définis. Enfin, on s'est intéressé aux propriétés statistiques des variations dans le temps de la phase des signaux captés.

Chapitre 4

Validation du modèle proposé à l'aide de résultats expérimentaux

Ce chapitre présente (section 4.1) les travaux qu'on a effectué en laboratoire afin d'appuyer (section 4.2) les hypothèses qu'on formule au chapitre 3. Nous n'avons pas la prétention de croire que nos travaux faits en laboratoire permettent de tracer un portrait précis du canal intérieur de radio à plus de 20 GHz. Nos ambitions sont moins grandes. Nous voulons au plus nous prononcer sur l'à propos du modèle que nous proposons et appuyer l'hypothèse voulant que des systèmes de réception en diversité dotés d'un grand nombre d'antennes de réception puissent être utilisés. Nous pensons que nous aurions pu nous contenter de formuler des hypothèses de travail raisonnables et supposer que les résultats obtenus par après se seraient appliqués à la propagation intérieure à plus de 20 GHz. Toutefois, on ne trouve que peu d'information concernant ce type de canal dans la littérature scientifique. Nous avons préféré ajouter une dimension expérimentale à notre contribution. Le plaisir éprouvé à observer des fluctuations de phase et d'amplitude sur l'écran d'un oscilloscope alors qu'on prenait de profondes respirations ou pendant qu'on remuait un doigt valait bien la peine qu'on s'est donnée en passant des centaines d'heures en laboratoire pour y arriver.

4.1 Travaux de laboratoire relatifs à la validation du modèle proposé

Dans cette section, on décrit (section 4.1.1) les objectifs qu'on visait lors des travaux qu'on a fait en laboratoire et on explique pourquoi on a procédé à deux

séries de mesures. Ensuite, on donne le principe de fonctionnement des systèmes de mesure utilisés (section 4.1.2). Puis les protocoles de mesure qu'on a respectés sont présentés (section 4.1.3 et 4.1.4) et la description des dispositifs de mesure qu'on a conçus vient par après (section 4.1.5 et 4.1.6). On discute ensuite de la correction des échantillons recueillis lors des mesures et de la calibration du matériel (section 4.1.7 à 4.1.11). La section se termine par une discussion sur la fiabilité des mesures qu'on a fait (section 4.1.12).

4.1.1 Description des objectifs visés par les campagnes de mesures

Pour la première campagne de mesures, on a cherché à vérifier [16] qu'on peut utiliser un modèle de canal pour lequel on considère des variations lentes et des variations rapides du signal capté $S(t)$ dont la représentation en bande de base est $s(t)$. Il fallait donc pouvoir simuler l'emploi d'un éventuel récepteur portable dans une cellule hypothétique pour des positions d'antennes de transmission probables. On a choisi de s'intéresser à des passages du récepteur d'un corridor à une pièce et d'une pièce à une pièce adjacente pour se renseigner sur les effets des murs sur la puissance moyenne de $S(t)$. On a aussi voulu considérer les variations de la puissance moyenne de $S(t)$ à l'intérieur d'une même pièce. Il fallait savoir si le choix de l'emplacement était critique pour les mesures. Des déplacements en ligne droite ont été jugés appropriés pour étudier ces situations. Comme elles impliquent la localisation du récepteur, on pouvait penser construire un encodeur de position peu compliqué si on définissait des parcours rectilignes. Les positions n'avaient pas à être déterminées avec une grande précision, car on doit tenir compte qu'il s'agissait de déplacer un meuble de la pièce pour que change $S(t)$ aux positions relevées. C'est au cours de cette campagne de mesures qu'on a écrit la plupart des programmes de traitement des données et d'étude des propriétés statistiques. Au même moment, on acceptait l'hypothèse voulant que $S(t)$ soit de puissance constante en moyenne lorsque la réception prend place à l'intérieur d'un secteur englobant des parcours longs d'une vingtaine de longueurs d'onde environ. On

était prêt à entreprendre la deuxième campagne de mesures.

L'expérience acquise lors de la première série de mesures a servi pour décider du déroulement d'une deuxième campagne de mesures. Pour cette dernière, on a voulu vérifier en tout premier lieu que l'emploi d'un modèle à distribution de Rayleigh pouvait être justifié par des résultats expérimentaux. On a aussi voulu appuyer l'idée qui veut qu'il y ait une faible corrélation entre les signaux qui sont captés par deux antennes qui se situent à plus d'une longueur d'onde l'une de l'autre. Il fallait utiliser deux antennes de réception, car le matériel disponible ne permettait pas d'en utiliser plus. De toutes façons, l'emploi d'un plus grand nombre d'antennes aurait soulevé des questions difficiles à répondre. Les choix auraient été plus difficiles à justifier. Par exemple, pour trois antennes, aurait-il fallu placer les antennes en rangée ou en triangle? La séparation entre deux antennes aurait-elle dû être la même que celle entre l'une d'elle et la troisième? Le nombre de paramètres à contrôler lors des mesures aurait été plus grand. Aussi, il aurait été nécessaire de récolter plus de fichiers pour pouvoir tirer avantage de l'augmentation de la complexité du dispositif de mesure. En bout de ligne, il valait mieux se contenter d'un récepteur à deux antennes. En démontrant [42] que la corrélation entre deux antennes est faible quand elles sont séparées par plus d'une longueur d'onde, il devenait plus facile d'admettre qu'il en serait de même si ces antennes faisaient partie d'un groupe de plusieurs antennes.

On était confiant de pouvoir construire un système capable de mesurer des affaiblissements de 30 dB environ. Souhaitant que le tracé de $d \log[s(t)]/dt$ pour de tels affaiblissements ressemble au pire à la "circonférence" d'une pièce de un cent (dodécagone, 12 côtés), on a utilisé l'abaque qu'on présente dans l'annexe A pour décider de f_c . En prenant $\vartheta_{\max} = 360/12$ et $\Delta_{dB} = 33$, l'abaque recommande $f_c \approx 1024$ échantillons par longueur d'onde. L'équation 3.27 suggère la même chose. Pour $f_p = 37.2$ GHz, ce taux d'échantillonnage signifie qu'il faut échantillonner à tous les $7 \mu\text{m}$ environ. Du coup, on a exclu la possibilité d'employer un encodeur de position. On a préféré déplacer les antennes à vitesse constante et utiliser une fréquence d'échantillonnage appropriée. On allait fixer les antennes de réception sur un petit chariot à roulettes qui reposerait sur la

surface de dessin d'une table traçante. En commandant correctement le bras de la table qui porte les crayons, le chariot serait poussé à la vitesse désirée. Encore fallait-il avoir des antennes de dimensions appropriées.

On voulait étudier la corrélation entre les signaux captés pour des séparations d'antennes d'une longueur d'onde ou plus. Les antennes devaient donc être assez petites pour qu'on puisse les placer à 1 cm environ l'une de l'autre et les boîtiers des antennes qui avaient servi pour la première série de mesures ne le permettaient pas. On a choisi de construire des antennes en modifiant des petits connecteurs qui ne servaient plus. En utilisant ces antennes de conception simple et de construction peu coûteuse, on pouvait atteindre un but supplémentaire. On renforçait l'idée qui veut que les récepteurs opérant à plus de 20 GHz puissent être dotés d'un grand nombre d'antennes.

Les dimensions de la table traçante utilisée limitent la longueur des trajets à un peu plus d'une vingtaine de longueurs d'onde lorsque f_p est proche de 30 GHz. C'est court si on considère que les données recueillies le long d'un trajet donné doivent être représentatives de celles qu'on aurait pu récolter ailleurs dans le secteur où se situe ce trajet. Il était donc nécessaire de définir plusieurs parcours par secteur à étudier. Pour chaque emplacement de récepteur, on y arriverait en se permettant de fixer les antennes de réception à différents points de leur support. Sans déplacer la table traçante, on récolterait un fichier de données par configuration d'antennes. Il serait ainsi plus facile de contrôler l'orientation du mouvement et la distance entre le transmetteur et le récepteur. Cette façon de procéder permettrait de tester si la puissance reçue par chaque branche du récepteur serait la même en moyenne. En changeant la séparation d entre les antennes au cours des travaux, il devenait aussi possible d'étudier la corrélation entre les signaux captés en fonction de d . Une calibration rigoureuse du dispositif de mesure devait d'abord être faite pour qu'il soit possible de se prononcer sur la précision des mesures. On ne voulait pas risquer de tenter d'expliquer d'éventuelles divergences avec la théorie sans avoir préalablement tenu compte de cette précision. On voulait aussi ouvrir la porte à une étude des propriétés statistiques des paramètres ρ , Δ_r et d_μ . Comme ces paramètres sont évalués à partir de valeurs mesurées, il

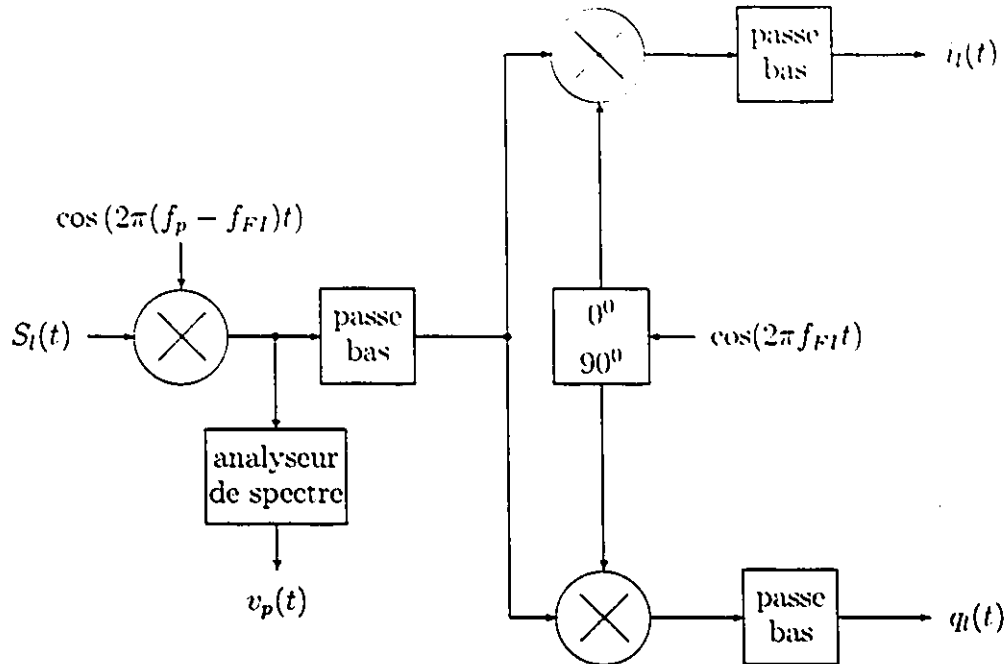


Figure 4.1: Schématisation du principe de fonctionnement des dispositifs de mesure utilisés.

fallait connaître l'erreur sur ces dernières quantités pour pouvoir se prononcer sur la fiabilité des résultats concernant ρ , Δ_r et d_μ .

4.1.2 Principe de fonctionnement des systèmes de mesure

Le principe de fonctionnement des systèmes de mesure qu'on utilise est schématisé à la figure 4.1. On n'y présente qu'une seule branche du récepteur. On considère que pour une fréquence de porteuse f_p donnée, le signal $S_l(t)$ que capte la l^e branche du récepteur est tel qu'on a

$$S_l(t) = x_l(t) \cos(2\pi f_p t) + y_l(t) \sin(2\pi f_p t) \quad (4.1)$$

s'il n'y a pas de bruit et si la phase de l'oscillateur qui sert à la transmission est prise comme référence. Les branches du récepteur sont conçues de manière à faire subir aux signaux $S_l(t)$ une translation en fréquence à une fréquence d'opération intermédiaire. Les signaux sont alors amplifiés et injectés dans un démodulateur

cohérent. S'il était possible de connaître la phase absolue des oscillateurs du récepteur par rapport à celle du signal transmis, la démodulation produirait $x_l(t)$ et $y_l(t)$. Comme les ondes qu'on transmet ne sont pas modulées, ce n'est pas le cas. Le démodulateur étant constitué de deux sections qui opèrent en quadrature, on peut tout de même obtenir des informations relatives à l'enveloppe et aux variations de la phase des $S_l(t)$. Aussi dit-on dans ce qui suit qu'une de ces sections est la section en phase tandis que l'autre est la section en quadrature. De plus, la phase de l'oscillateur qui est couplé au démodulateur sert de référence à la place de celle de l'oscillateur qui sert à la transmission. Pour $i_l(t)$ et $q_l(t)$ représentant respectivement la sortie de la section en phase et celle de la section en quadrature, on pose donc que la représentation en bande de base $s_l(t)$ de $S_l(t)$ est donnée par

$$s_l(t) = i_l(t) + jq_l(t) \quad (4.2)$$

et on garde à l'esprit qu'on ne peut connaître la phase absolue des signaux qu'on mesure.

Les systèmes de mesure qu'on utilise échantillonnent les signaux $i_l(t)$ et $q_l(t)$ à des valeurs de fréquence d'échantillonnage f_e variables et les échantillons sont corrigés en fonction de certains paramètres reliés à la calibration de ces systèmes. La notation qu'on emploie est telle que $\hat{i}_{l,k}$ et $i_{l,k}$ servent à représenter le k^e échantillon d'un groupe de mesures de $i_l(t)$ avant et après correction, tandis que $\hat{q}_{l,k}$ et $q_{l,k}$ représentent la k^e donnée d'un groupe de valeurs provenant de $q_l(t)$ avant et après correction. Un des dispositifs de mesure dont on se sert ne fait pas que démoduler les signaux qui sont captés: une partie du montage sert à évaluer la puissance de $S_l(t)$ à partir d'une tension $v_p(t)$ produite par un analyseur de spectre. Une autre partie de ce montage est constituée d'un encodeur de position dont la sortie $v_d(t)$ permet d'obtenir des renseignements quant à la position relative des antennes de réception par rapport à celle de transmission. On représente les échantillons associés à $v_p(t)$ et $v_d(t)$ par $v_{p,k}$ et $v_{d,k}$ respectivement.

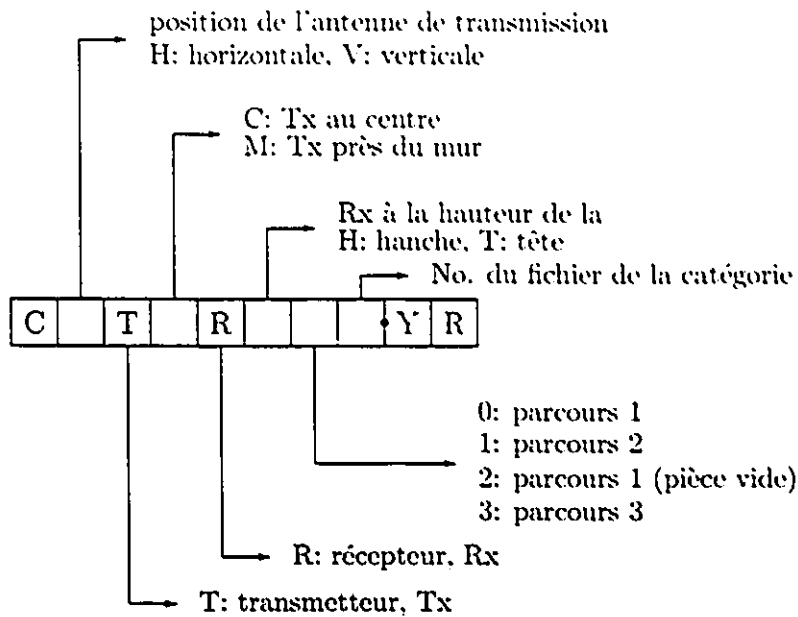


Figure 4.2: Signification des caractères qui peuvent former un nom de fichier pour la première série de mesures.

4.1.3 Premier protocole de mesure

Les mesures du premier type produisent des fichiers qui contiennent des échantillons $\hat{i}_{1,k}$, $\hat{q}_{1,k}$, $v_{p,k}$ et $v_{d,k}$ représentant les signaux $i_1(t)$, $q_1(t)$, $v_p(t)$ et $v_d(t)$ pour des transmissions d'un signal sinusoïdal de fréquence f_p valant 37.2 GHz. Les $\hat{i}_{1,k}$ et les $\hat{q}_{1,k}$ servent au calcul de l'amplitude et de la phase du signal capté. Les $v_{p,k}$ servent à corroborer les résultats qui concernent l'amplitude. Les $v_{d,k}$ s'utilisent pour faire correspondre les échantillons à des positions de l'antenne de réception le long de parcours rectilignes. La dénomination des fichiers recueillis permet de connaître dans quelles conditions se sont faites les mesures. La figure 4.2 donne la signification des caractères qui peuvent former un nom de fichier selon la position qu'ils occupent dans ce nom. Elle fait référence aux trois parcours rectilignes et aux positions de transmetteur que décrit la figure 4.3. Un de ces trajets n'implique qu'une pièce, un autre entraîne le passage de cette pièce à une salle adjacente et un troisième fait qu'on passe d'un corridor à cette même pièce.

Au moment des mesures, les trajets sont parcourus en quelques 10 secondes alors

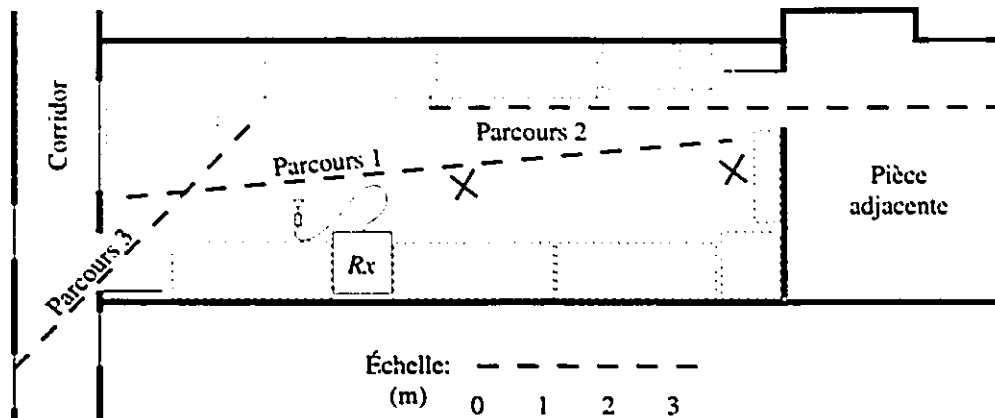


Figure 4.3: Positions sélectionnées pour le transmetteur et parcours empruntés pour la première série de mesures.

que l'antenne de réception, le mélangeur harmonique et l'encodeur de position sont tenus dans la main de la personne qui se déplace. Ils sont portés, près du corps de cette personne, à la hauteur de sa tête (1.5 m) ou à celle de sa hanche (80 cm) tandis que l'antenne de transmission se situe à 2.3 m du sol à l'une ou l'autre des positions représentées par des "x" à la figure 4.3. Une corde tendue à la bonne hauteur en travers des pièces sert de guide lors des déplacements. Avant d'entreprendre sa marche, la personne déplace quelque peu sa main vers l'arrière jusqu'à ce que l'encodeur de position atteigne un point de la corde qui indique où commence le trajet. Elle avance ensuite en adoptant une démarche naturelle: vitesse de 1.3 m/s environ et pas d'une cinquantaine de centimètres. Dans ces conditions, un taux d'échantillonnage f_e de 4000 échantillons par seconde par signal enregistré laisse les $v_{d,k}$ représenter la sortie de l'encodeur de position de façon adéquate. C'est le taux d'échantillonnage qu'on utilise.

Chaque combinaison de parcours, de hauteur de corde et de position de transmetteur implique la récolte de 2 à 8 fichiers. Certaines combinaisons sont réutilisées dans le cas d'enregistrements pour lesquels les lieux ont été presque entièrement

vidés à cause d'un déménagement. La position des points d'attache de la corde sur les murs et celle du point de la corde qui indique le début du trajet sont prises en note pour chaque parcours. Le chariot sur lequel se trouve une partie du récepteur de même que le système d'acquisition de données sont placés à un endroit qui donne l'impression que ces appareils font partie du mobilier. On cherche ainsi à atténuer les effets de leur présence sur les mesures. Avant de servir, les données recueillies doivent être filtrées, corrigées et échantillonnées de manière à ce qu'on dispose d'enregistrements qui sont fonction de la position de l'antenne de réception sur l'un ou l'autre des parcours. Le prélèvement se fait à raison de 21 valeurs par signal enregistré par déplacement d'une longueur d'onde λ pour $f_p = 37.2$ GHz ($\lambda = 1/124$ m). On dispose présentement de 92 fichiers de données pour la première campagne de mesures en plus des fichiers de calibration qu'il a fallu recueillir.

4.1.4 Deuxième protocole de mesure

Les mesures du second type produisent des fichiers qui contiennent des échantillons $\hat{i}_{1,k}$, $\hat{q}_{1,k}$, $\hat{i}_{2,k}$ et $\hat{q}_{2,k}$ qui représentent les signaux $i_1(t)$, $q_1(t)$, $i_2(t)$ et $q_2(t)$ pour des transmissions d'un signal sinusoïdal de fréquence f_p valant 27 ou 37.2 GHz. On destine ces échantillons au calcul de l'amplitude et de la phase des signaux qui sont captés. La figure 4.4 indique comment la dénomination des fichiers est liée aux conditions expérimentales. Les positions d'antennes auxquelles on réfère sont décrites à la figure 4.5 et la description des types de mouvement à considérer se trouve à la figure 4.6. Pour toutes les mesures, l'antenne de transmission est placée à 2.3 m du plancher. Les antennes de réception se situent plutôt à une hauteur de 1.2 m. En considérant qu'on a $\lambda = 1/124$ m lorsque $f_p = 37.2$ GHz et $\lambda = 1/90$ m quand $f_p = 27$ GHz, on utilise des séparations d entre les antennes de réception qui valent 1, 2, 4, 6 ou 8λ . Les données sont récoltées alors que les antennes de réception sont déplacées en ligne droite à une vitesse de 1 pouce par seconde (2.54 cm/s) sur une distance de 22λ . On choisit f_c de manière à considérer qu'on recueille 1024 échantillons par signal enregistré pour chaque déplacement

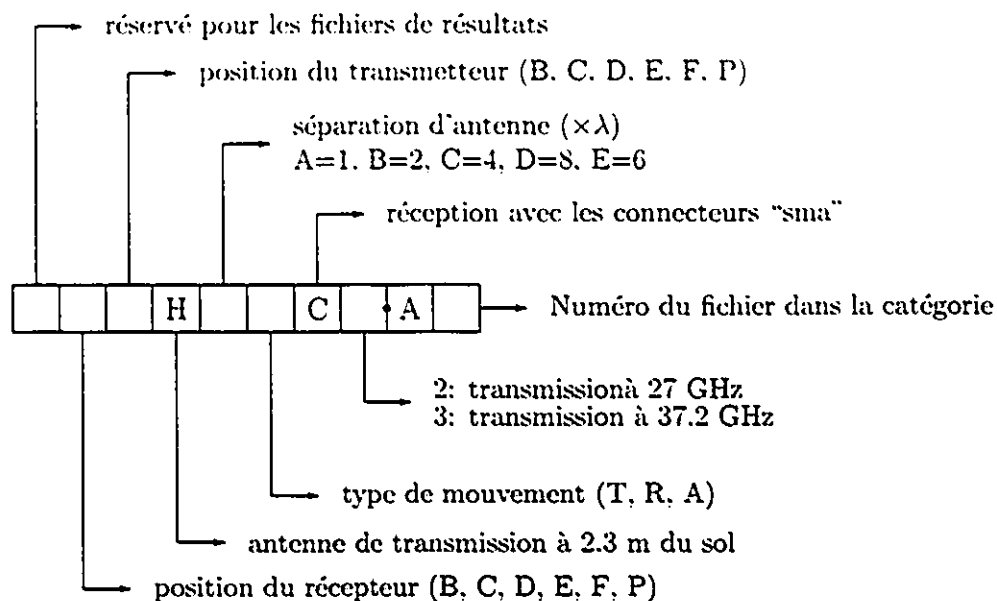


Figure 4.4: Signification des caractères qui peuvent former un nom de fichier pour la deuxième série de mesures.

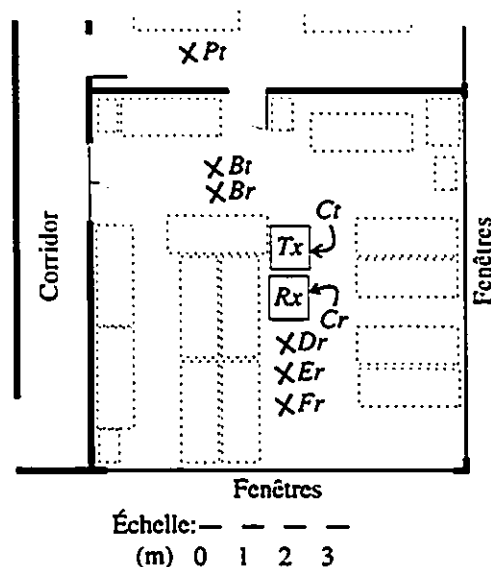


Figure 4.5: Positions sélectionnées pour le transmetteur et le récepteur pour la deuxième série de mesures.

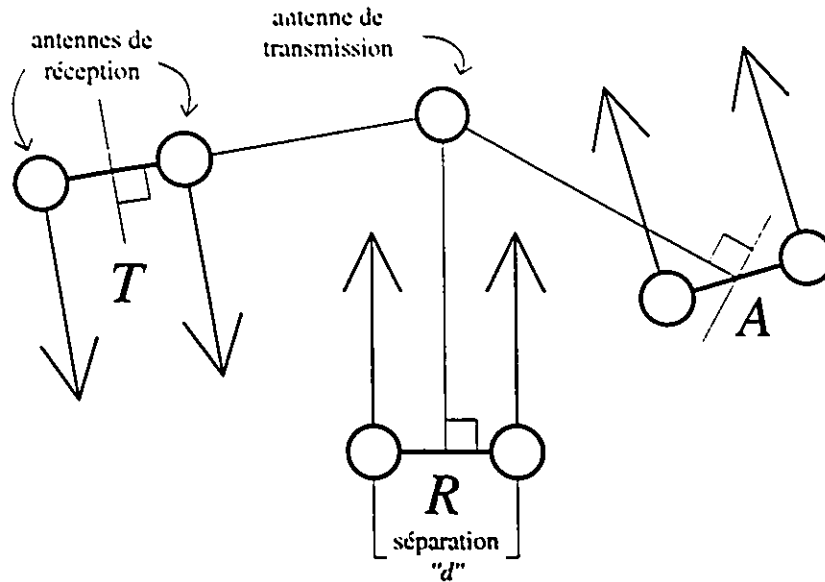


Figure 4.6: Description des trois types de mouvement considérés pour la deuxième série de mesures (**T**angentiel, **R**adial, avec **A**ngle).

d'une longueur d'onde. Le mouvement est provoqué par une table traçante, la vitesse doit être constante. On veille à ce que ce mouvement soit le seul qui ait lieu au moment de faire une mesure. On se tient donc immobile lorsque les antennes bougent, accroupi à un endroit où on ne risque pas de perturber de façon sensible les signaux qui sont captés. Pendant les mesures, les fluorescents sont éteints parce qu'on a constaté qu'ils ont un effet non négligeable sur les signaux à enregistrer. Les perturbations dont ils sont la cause sont comparables à celles qui sont étudiées dans [65] pour des transmissions à moins de 10 GHz. On dispose présentement de 65 fichiers de données obtenus pour $f_p = 37.2$ GHz et de 18 fichiers pour lesquels $f_p = 27$ GHz. Des fichiers de calibration créés avant et pendant la deuxième campagne de mesures s'ajoutent à cela.

4.1.5 Description du premier système de mesure

Le premier montage est schématisé à la figure 4.7. Le transmetteur génère un signal de puissance ajustée à 10 dBm. Les antennes sont de type biconique. Un

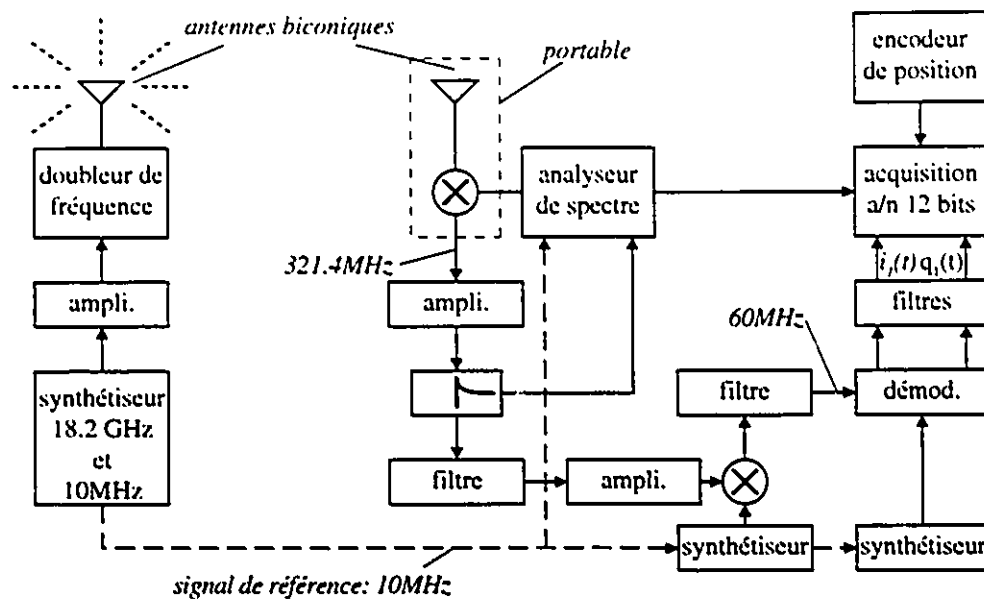


Figure 4.7: Représentation schématique du montage utilisé pour la première série de mesures.

analyseur de spectre (système 7000 de HP) agit comme oscillateur local pour un mélangeur harmonique raccordé à l'antenne de réception. Il est ajusté pour faire en sorte que le spectre de la sortie du mélangeur se retrouve à 321.4 MHz environ. La sortie du mélangeur est amplifiée puis répartie entre l'analyseur de spectre et la section effectuant la démodulation cohérente. La démodulation cohérente se fait en deux étapes. On fait d'abord subir au signal une translation en fréquence afin de travailler à 60 MHz. Un analyseur de signaux (modèle 8981A de HP) sert ensuite à obtenir $i_1(t)$ et $q_1(t)$. Cet analyseur utilise un oscillateur externe pour faire la démodulation. La fréquence du signal que génère ce dernier est à ajuster manuellement au millième de hertz près lors de la calibration du montage pour que la démodulation soit correcte. La synchronisation des boucles d'acquisition de phase des divers oscillateurs est assurée par l'emploi d'un signal de référence d'une fréquence de 10 MHz. Les sorties $i_1(t)$ et $q_1(t)$ de l'analyseur de signaux ainsi qu'une tension $v_p(t)$ proportionnelle à la puissance mesurée par l'analyseur de spectre sont amplifiées et converties sous forme numérique par un système d'acquisition de données. Chaque échantillon est représenté par 12 bits. Un

oscilloscope permet d'observer les signaux au besoin.

On utilise deux chariots à tablettes pour rendre le dispositif transportable. Sur la tablette du bas de l'un d'eux, on pose l'oscillateur qu'on utilise pour la transmission tandis qu'on empile une petite table et un banc sur la tablette du haut pour pouvoir placer l'antenne de transmission à 2.3 m du sol. La table et le banc sont en bois. Ils servent de support au doubleur de fréquence et à l'amplificateur qui lui est connecté. Sur l'autre chariot, on retrouve tous les éléments qui servent à l'acquisition des données à l'exception du mélangeur harmonique et de l'antenne qui s'y rattache; ces deux composantes étant fixées solidement sur un petit support en bois qu'on tient d'une main lors des mesures. Des câbles d'une longueur de 7 m relient le mélangeur au reste du récepteur et un autre câble, long d'un peu plus de 20 m, porte le signal de référence du récepteur au transmetteur. C'est la liberté de mouvement que procure de telles longueurs de câble qui permet de simuler l'emploi d'un récepteur portable à l'intérieur d'une cellule qui englobe deux pièces et une partie de corridor. On a pris soin de vérifier que les effets du seul mouvement des câbles sur les mesures ne sont pas perceptibles.

Le fonctionnement du système de mesure de position est simple, mais ingénieux. Au coeur du système se trouve un appareil construit à partir de bouts de bois, de composantes électroniques usagers, d'un négatif de film, de pièces provenant d'une règle de table à dessin et de morceaux d'un vieux magnétophone. C'est un encodeur de position qui est muni de trois roulettes à rainure. Le parcours à suivre lors d'une mesure est défini par une corde tendue. L'encodeur est suspendu à cette corde à la manière de ce qu'illustre la figure 4.8. La main qui porte l'antenne de réception tient aussi l'encodeur. Lors des mouvements, la friction fait tourner les roulettes. La tension dans la corde doit être suffisante pour qu'il n'y ait pas de glissements, mais elle ne doit pas empêcher la personne qui porte l'antenne d'adopter une démarche naturelle. Une des roulettes fait partie d'un compte-tours mécanique, elle est solidaire d'un disque qui est en partie opaque et en partie transparent. Le compte-tours sert à vérifier qu'il n'y a pas de glissements. En tournant, le disque bloque ou laisse passer les faisceaux lumineux que génèrent deux détecteurs optiques. Un circuit électrique combine les sorties des détecteurs

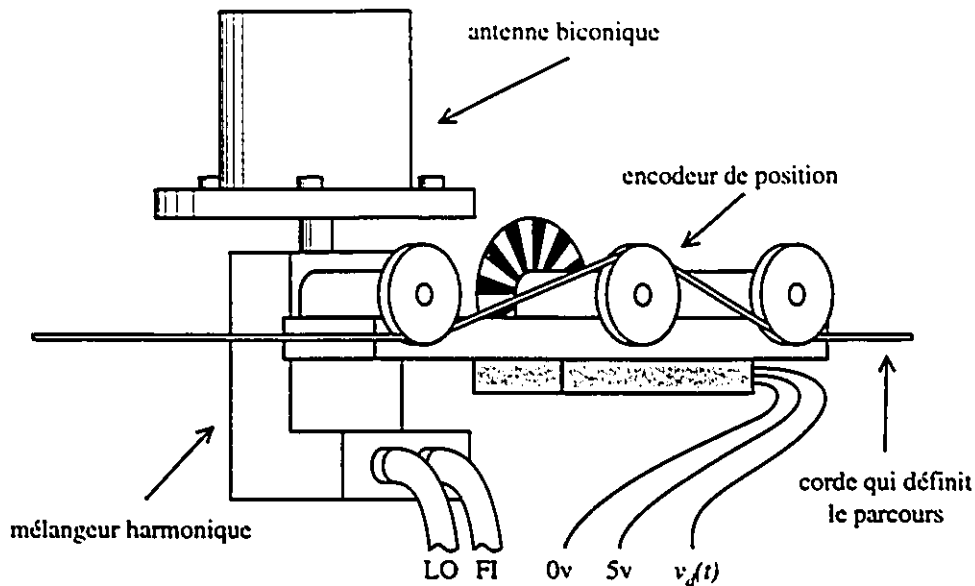


Figure 4.8: Représentation de l'encodeur de position utilisé pour la première campagne de mesures.

pour produire le signal $v_d(t)$ qu'on échantillonne en même temps que $i_1(t)$, $q_1(t)$ et $v_p(t)$. La figure 4.9 montre l'aspect de $v_d(t)$ lorsque l'encodeur est d'abord reculé puis avancé. La tension $v_d(t)$ prend quatre valeurs distinctes et ces valeurs sont prises dans un ordre qui dépend de la direction du mouvement. Il y a changement de niveau à chaque fois que l'encodeur est déplacé de $\frac{2}{8}$ mm environ. De la forme de l'onde $v_d(t)$ que représentent les échantillons $v_{d,k}$, on déduit le sens des déplacements. En alliant cette information au décompte des transitions que décrivent les $v_{d,k}$, il est possible de faire correspondre les données $\hat{i}_{1,k}$, $\hat{q}_{1,k}$ et $v_{p,k}$ à des positions de l'antenne de réception par rapport à sa position de départ.

4.1.6 Description du deuxième système de mesure

Le deuxième montage est schématisé à la figure 4.10. Il ressemble au premier système de mesure, la partie servant à la transmission est la même. Cette fois l'analyseur de spectre agit comme oscillateur local pour deux mélangeurs harmoniques, car il y a deux antennes de réception. Ces antennes sont en fait des

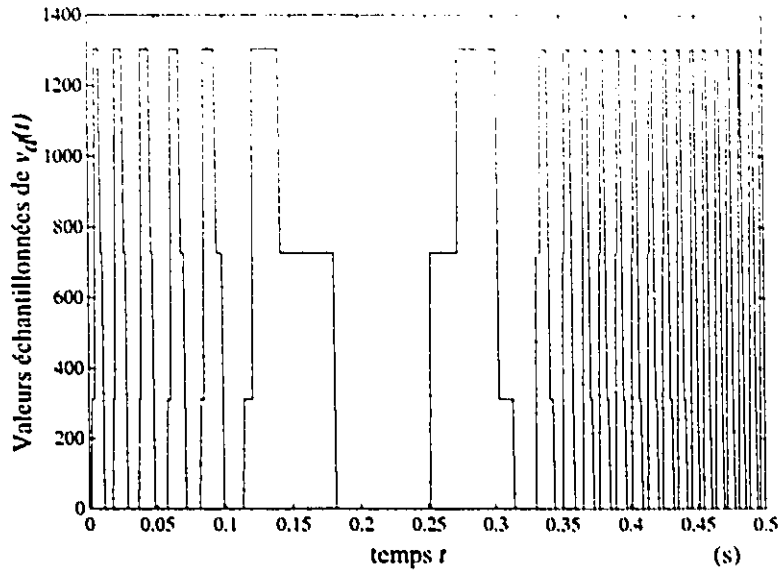


Figure 4.9: Aspect du signal $v_d(t)$ que produit l'encodeur de position lorsqu'il est reculé puis avancé.

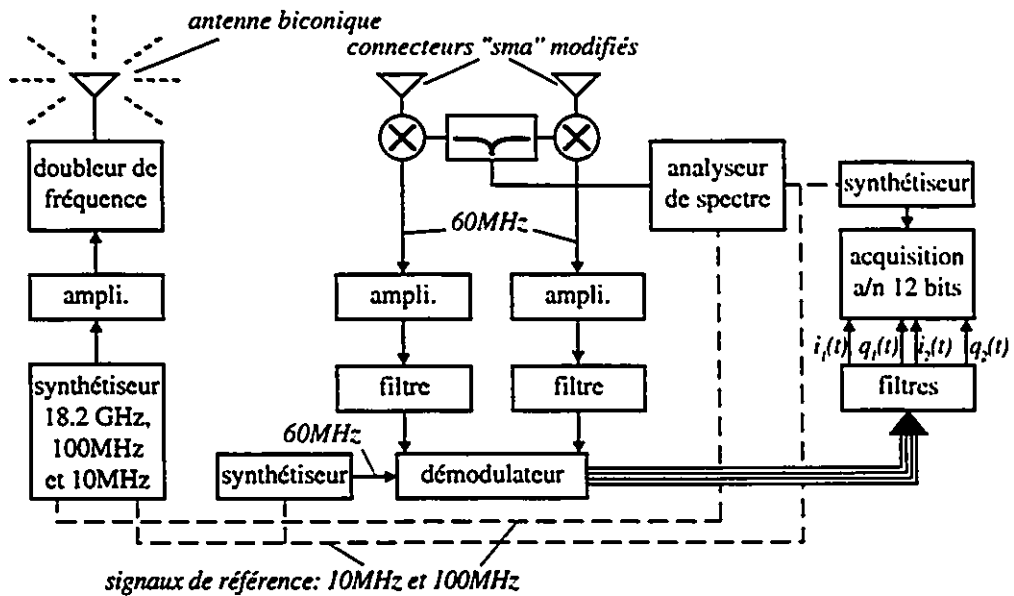


Figure 4.10: Représentation schématique du montage utilisé pour la deuxième série de mesures.

connecteurs modifiés afin de disposer d'antennes suffisamment petites pour qu'on puisse les placer à 8 mm l'une de l'autre. Lors d'essais en laboratoire, on a constaté que leur "gain" ne varie pas de façon sensible dans le plan horizontal. On présume que les caractéristiques électriques de ces antennes sont comparables à celles de monopôles mesurant un quart de longueur. La tension $v_p(t)$ que produit l'analyseur n'ayant pas à être échantillonnée, celui-ci est ajusté de manière à ce que le contenu fréquentiel des sorties des mélangeurs soit centré à 60 MHz plutôt qu'à 321.4 MHz. On fait comme si la transmission se faisait à $f_p + 261.4$ MHz plutôt qu'à f_p . L'emploi de deux étages de translation en fréquence est ainsi évité. La synchronisation des divers oscillateurs est assurée par l'emploi de deux signaux de référence provenant du transmetteur. La fréquence de l'un d'eux est de 100 MHz et celle de l'autre vaut 10 MHz. Un des oscillateurs qu'on utilise sert à imposer un rythme de conversion au système d'acquisition des données. Ce sont les signaux $i_1(t)$, $q_1(t)$, $i_2(t)$ et $q_2(t)$ résultant de la démodulation cohérente qui sont échantillonnés. La démodulation cohérente des signaux se fait à l'aide d'un démodulateur que j'ai conçu et construit pour l'occasion. Il est schématisé à la figure 4.11. Il doit être couplé à un oscillateur pour fonctionner. La fréquence de cet oscillateur est ajustée manuellement au millième de hertz près pour tenir compte de l'imprécision des autres oscillateurs. Les sorties du démodulateur sont reliées à un circuit constitué d'amplificateurs à gain variable et de circuits servant à réduire les effets des tensions de décalage.

Pour la seconde série de mesures, des élastiques savamment entrelacés servent à attacher les antennes de réception, les mélangeurs harmoniques et un coupleur directionnel à un support à roulettes posé sur la surface de travail d'une table traçante. On peut commander la table traçante pour qu'elle déplace les antennes en ligne droite à vitesse constante sur une distance pouvant atteindre 25 cm. Le tout repose sur le dessus d'un chariot. Le support fut construit en ajoutant des petites roues à un support à bouteilles de vin sur lequel se fixe un cadre de bois. L'emploi d'élastiques facilite l'ajustement de la séparation entre les antennes de réception. Le système d'acquisition de données et le reste du récepteur, à l'exception de l'analyseur de spectre, se trouvent sur les tablettes du bas du

sra-3: mélangeur
psc: coupleur

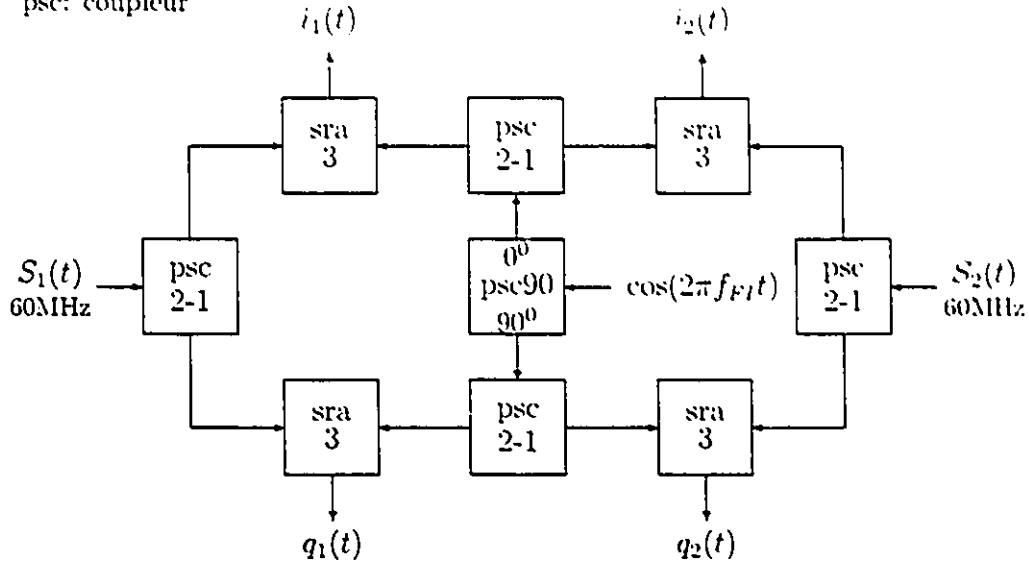


Figure 4.11: Représentation schématique du démodulateur construit pour la deuxième série de mesures.

chariot. L'analyseur de spectre occupe un autre chariot à lui seul. Les éléments du transmetteur en occupent un troisième. Le montage qui sert à la transmission pour la première série de mesures est réutilisé pour la seconde. En plaçant les chariots qui transportent les antennes un à côté de l'autre, on peut faire en sorte que les antennes de réception se trouvent directement en dessous de l'antenne de transmission. Celle-ci se trouve à 2.3 m du sol et celles-là sont plutôt à 1.2 m du sol. Des câbles d'une vingtaine de mètres chacun portent le signal de référence de 100 MHz du transmetteur à l'analyseur de spectre et celui de 10 MHz du transmetteur au récepteur. La sortie de l'oscillateur de l'analyseur de spectre est acheminée au coupleur directionnel du récepteur à l'aide d'un câble long d'une quinzaine de mètres. Un atténuateur variable remplace l'antenne de transmission et l'une ou l'autre des antennes de réception lors de la récolte des fichiers de calibration.

4.1.7 Méthode de correction des échantillons

L'étude des propriétés spectrales des échantillons montrant qu'on a utilisé des fréquences d'échantillonnage plusieurs fois plus élevées que la largeur de bande des signaux à enregistrer, on a choisi de faire subir un filtrage numérique aux données $\hat{i}_{l,k}$ et $\hat{q}_{l,k}$ avant de procéder à leur correction. Un même type de filtre est utilisé pour les deux campagnes de mesures. Il s'agit d'un filtre passe-bas de type Butterworth d'ordre 3 dont la fréquence de coupure f_p vaut $.075f_c$ pour la première campagne de mesures et $.005f_c$ pour la seconde. Pour les fichiers de calibration, on utilise plutôt $f_p = .1f_c$. Les déphasages qu'implique l'emploi d'un tel filtre sont éliminés en quelques opérations (voir [66] à propos de la commande "filtfilt"). Dans un premier temps, les échantillons $\hat{i}_{l,k}$ et $\hat{q}_{l,k}$ sont filtrés et l'ordre des données qui résultent de ces premier filtrages est inversé. Une deuxième série de filtrages est ensuite effectué. Puis, on attribue aux $\hat{i}_{l,k}$ et $\hat{q}_{l,k}$ les valeurs des résultats préalablement réordonnées. La correction des $\hat{i}_{l,k}$ et $\hat{q}_{l,k}$ peut alors prendre place.

On s'est soucié d'atténuer plusieurs des causes d'erreur qu'engendre le dispositif de mesure. On a voulu tenir compte des tensions de décalage des circuits, des différences entre les gains des canaux de mesure et de l'imperfection de la quadrature des signaux utilisés pour faire la démodulation cohérente. Négligeant un instant le bruit qui entache les mesures, on pose que

$$\hat{i}_{l,k} = i_{l,k} + \epsilon_{i_l} \quad (4.3)$$

et

$$\hat{q}_{l,k} = \alpha_l \left[\cos\left(\frac{\pi}{2} + \theta_l\right) i_{l,k} + \sin\left(\frac{\pi}{2} + \theta_l\right) q_{l,k} \right] + \epsilon_{q_l} \quad (4.4)$$

où ϵ_{i_l} et ϵ_{q_l} représentent les tensions de décalage des sections en phase et en quadrature du montage. De façon arbitraire, les $\hat{i}_{l,k}$ sont pris comme signaux de référence. Pour déterminer $i_{l,k}$ et $q_{l,k}$, on doit donc utiliser

$$i_{l,k} = \hat{i}_{l,k} - \epsilon_{i_l} \quad (4.5)$$

et

$$q_{l,k} = \frac{\hat{q}_{l,k} - \epsilon_{q_l} - \alpha_l \cos\left(\frac{\pi}{2} + \theta_l\right) i_{l,k}}{\alpha_l \sin\left(\frac{\pi}{2} + \theta_l\right)} \quad (4.6)$$

On retiendra que la correction est simplifiée si $\alpha_l = 1$ et $\theta_l = 0$. Ces valeurs étant de mise lorsque les sections d'une même branche opèrent en quadrature tout en amplifiant les signaux de façon équivalente, on a alors que

$$Q_{l,k} = q_{l,k} - \epsilon_{q_l} \quad (4.7)$$

On donne à la section 4.1.11 les valeurs de ϵ_{i_l} , ϵ_{q_l} , α_l et θ_l utilisées et on y décrit comment obtenir ces valeurs.

4.1.8 Méthode de calibration des dispositifs de mesure

L'artiste travaillant à la construction du moule d'une oeuvre d'art s'applique à parfaire ce moule afin de minimiser les retouches qu'il devra apporter aux reproductions qu'il en tirera. La calibration du dispositif de mesure se fait dans cet esprit. On se doit d'utiliser des puissances de sortie d'oscillateur qui permettent de supposer que les composantes utilisées sont des éléments linéaires. On a à ajuster le gain des amplificateurs pour que les sections en phase et en quadrature provoquent des amplifications des signaux qui sont similaires. Il faut aussi s'assurer que les tensions de décalage des amplificateurs sont négligeables peu importe le niveau de la puissance des signaux captés. Il faut choisir une puissance de transmission et des gains d'amplificateurs qui minimisent les risques de saturation des étages d'amplification lorsque récepteur et transmetteur sont près l'un de l'autre. On veille à ce que ces ajustements procurent une plage dynamique aussi étendue que possible et on porte une attention particulière à la disposition des instruments présents dans le montage. Il faut éviter qu'un appareil mal placé ne nuise aux mesures. Des tests doivent être effectués alors que les antennes utilisées occupent les positions prescrites par le protocole de mesure qu'on a élaboré.

On doit tenir compte d'une quantité de détails. Par exemple, en tordant et pliant les câbles qui distribuent les signaux de référence, on vérifie que les fluctuations

de phase qu'on déduira des échantillons ne dépendront pas des torsions que subissent ces câbles lors des déplacements des antennes de réception. En simulant un déséquilibre ou en prenant de profondes respirations, on obtient plutôt un aperçu de l'effet qu'on aura sur les mesures lorsqu'on tentera de rester immobile. On s'efforce d'être méticuleux lors de la calibration afin de réduire le temps à consacrer au traitement des signaux, mais surtout afin de ne pas nuire à la validité des résultats. Une fois les ajustements terminés, on connecte les câbles portant les signaux à enregistrer à la carte d'échantillonnage et on procède à l'acquisition de fichiers de calibration. Leur nombre et leur type diffèrent selon la campagne de mesures.

Les méthodes de calibration qu'on a conçues tenaient compte des différences entre les systèmes de mesure qu'on a utilisés, des buts visés lors de l'élaboration des protocoles de mesure et de l'équipement disponible. L'ajustement des éléments du système de mesure s'est fait en observant, à l'oscilloscope, les signaux $i_t(t)$ et $q_t(t)$. En posant que la précision sur la mesure d'un oscilloscope est de 5%, on s'attendait à des erreurs de cet ordre de grandeur lors du traitement des données. En dB, 5% d'erreur sur le relevé d'une tension correspond à une marge d'erreur de 1 dB environ sur la puissance calculée à partir de cette mesure. On prévoyait donc relever des imprécisions de cet ordre de grandeur lors du traitement des données reliées aux procédures de calibration. On a jugé qu'une plage dynamique de 30 dB environ suffirait lorsque la puissance moyenne d'un signal à échantillonner serait inférieure de 5 dB environ à la puissance maximale qui pourrait être mesurée. On tenait compte que pour un signal dont l'amplitude respecte une loi de Rayleigh, de telles conditions permettent de mesurer adéquatement des événements qui arrivent plus d'une fois sur 1000 et moins de 999 fois sur 1000 environ (voir figure 2.1). Une plage dynamique plus étendue permettrait de mesurer avec précision des événements plus rares, mais la longueur des fichiers qu'on voulait manipuler impliquait qu'on n'aurait pas pu détecter suffisamment de ces événements rares pour qu'on puisse se prononcer sur la probabilité qu'ils se produisent. On a aussi considéré qu'un signal sinusoïdal de puissance moindre que ce à quoi correspond la borne inférieure de cette plage dynamique ne serait représentée au mieux qu'à

l'aide de 5 bits par le convertisseur de tension sur 12 bits qu'on utilise.

4.1.9 Récolte des fichiers de calibration pour la première campagne de mesures

Pour la première série de mesures, les gains des différents amplificateurs sont tels que l'amplitude maximale calculable à partir de $i_{1,k}$ et $q_{1,k}$ est atteinte lorsque l'antenne de réception se trouve à la même hauteur et à 1 m environ de celle de transmission. Le convertisseur analogique/numérique utilisé représente les nombres signés sur 12 bits. L'amplitude maximale calculable à partir des données vaut donc 2048 unités lorsqu'il n'y a pas de saturation. Aussi, pour la première série de mesures, on a choisi de rapporter les puissances calculées à celle d'un signal dont l'amplitude vaudrait 2048 unités alors qu'il serait capté à 1 m environ de l'antenne de transmission. La notation dB_{1m} qu'on utilise dans ce qui suit sert à rappeler ce choix. Une onde sinusoïdale est transmise à une fréquence qui est supérieure de 10 Hz à f_p . Alors que rien ni personne ne bouge dans le laboratoire, on observe à l'oscilloscope $i_1(t)$. On ajuste les amplificateurs de manière à ce que la moyenne du signal observé soit nulle. Les gains sont variés jusqu'à ce que l'amplitude mesurée soit aussi près de 5 volts que possible sans toutefois dépasser cette valeur. En variant la puissance de l'onde transmise, on vérifie que la moyenne de $i_1(t)$ n'est pas influencée par les fluctuations de la puissance captée. On procède de la même façon pour la section en quadrature qui produit $q_1(t)$. L'amplificateur relié à la sortie du détecteur de puissance de l'analyseur de spectre voit son gain réglé pour que la tension $v_p(t)$ à sa sortie soit au plus de 5 volts quand on transmet et près de 0 volts lorsqu'on ne transmet pas. On échantillonne ensuite $i_1(t)$, $q_1(t)$ et $v_p(t)$. Un filtrage numérique effectué sur les échantillons permet de produire $\hat{i}_{1,k}$ et $\hat{q}_{1,k}$ à partir desquels on évalue les valeurs ϵ_{i_l} , ϵ_{q_l} , α_l et θ_l à considérer pour la première série de mesures. On utilise les échantillons $v_{p,k}$ de $v_p(t)$ pour déterminer si $\hat{i}_{1,k}$ et $\hat{q}_{1,k}$ permettent d'évaluer correctement la puissance qui est captée. On a récolté des fichiers de calibration pour différents ajustements de la valeur de la puissance transmise.

4.1.10 Récolte des fichiers de calibration pour la deuxième campagne de mesures

Pour la deuxième série de mesures, on ne transmet pas lors de la récolte des fichiers de calibration. La puissance de 10 dBm que produit le transmetteur est plutôt injectée dans un atténuateur variable qui remplace l'une ou l'autre des antennes de réception. En se basant sur des travaux préliminaires, on pose que l'effet combiné des antennes et du canal lorsque le récepteur se situe à quelques mètres du transmetteur se traduit par une atténuation de 62 dB environ. On impose donc au signal une atténuation minimale de 62 dB alors que l'atténuation maximale que peut causer l'atténuateur variable est de 101 dB. Une onde sinusoïdale est générée à une fréquence supérieure de 10 Hz à f_p tandis que la première des deux branches du récepteur est reliée à l'atténuateur. La première antenne de réception est temporairement mise de côté. On ajuste les gains des différents amplificateurs de manière à ce que les amplitudes des signaux $i_1(t)$ et $q_1(t)$ soient très proches de 5 volts. On fait aussi en sorte que ces signaux soient pratiquement nuls en moyenne et on vérifie que c'est bien le cas pour des atténuations de signal allant jusqu'à 101 dB. Alors qu'on actionne les commandes de l'atténuateur de manière à obtenir des atténuations allant de 62 à 101 dB par pas de 1 dB, on échantillonne $i_1(t)$, $q_1(t)$, $i_2(t)$ et $q_2(t)$. Les signaux $i_2(t)$ et $q_2(t)$ doivent être pour ainsi dire nuls puisqu'on ne transmet pas de signal. La présence d'un signal autre qu'un faible bruit traduirait une mauvaise isolation entre les branches du circuit. Par filtrage numérique des échantillons, on obtiendra $i_{1,k}$ et $q_{1,k}$ qu'on emploiera pour attribuer des valeurs à ϵ_{i_1} , ϵ_{q_1} , α_1 et θ_1 . Enfin, on enlève le câble qui relie la première branche à l'atténuateur variable et on remet l'antenne de réception en place. La récolte des fichiers de calibration de la deuxième branche se fait de la même manière que pour la première branche. On doit toutefois être certain d'avoir remplacé la deuxième antenne de réception par l'atténuateur variable avant de procéder si on veut pouvoir obtenir des valeurs $i_{2,k}$ et $q_{2,k}$ qui permettent de choisir ϵ_{i_2} , ϵ_{q_2} , α_2 et θ_2 .

Montage	ϵ_{i_1}	ϵ_{q_1}	α_1	θ_1 (rad.)	ϵ_{i_2}	ϵ_{q_2}	α_1	θ_1 (rad.)
1	21	35	.9964	.08	-	-	-	-
2	26	38	1	0	-6	-1	1	0

Table 4.1: Valeurs des paramètres qui servent à la correction des échantillons.

4.1.11 Estimation de paramètres de correction

La démodulation d'une onde sinusoïdale supérieure de 10 Hz à f_p fait que les échantillons $i_{l,k}$ et $q_{l,k}$ doivent représenter des ondes sinusoïdales d'une fréquence de 10 Hz, en quadrature, de même amplitude et nulles en moyenne. Pour évaluer les ϵ_{i_l} et les ϵ_{q_l} , on prélève des fichiers de calibration des segments des $\hat{i}_{l,k}$ et $\hat{q}_{l,k}$ qui représentent un nombre entier de périodes des signaux échantillonnés. Les moyennes des échantillons provenant des $\hat{i}_{l,k}$ servent à approximer les ϵ_{i_l} . Les ϵ_{q_l} sont estimés à l'aide des moyennes déduites des segments des $\hat{q}_{l,k}$. On utilise plusieurs fichiers de calibration et plusieurs segments distincts afin de disposer de plusieurs estimations des tensions de décalage. Les valeurs moyennes des estimations sont retenues pour représenter les ϵ_{i_l} et les ϵ_{q_l} . À partir des mêmes segments, on calcule les transformées de Fourier $\mathcal{F}\{\hat{i}_{l,k}\}$ et $\mathcal{F}\{\hat{q}_{l,k}\}$ des échantillons provenant respectivement des $\hat{i}_{l,k}$ et des $\hat{q}_{l,k}$. Pour k_{10} étant l'indice des points des transformées qui correspondent à une fréquence de 10 Hz, on pose que

$$\alpha_l e^{j(\frac{\pi}{2} + \theta_l)} = \frac{\mathcal{F}\{\hat{i}_{l,k_{10}}\}}{\mathcal{F}\{\hat{q}_{l,k_{10}}\}} \quad (4.8)$$

Le moyennage des estimations déduites de l'emploi de plusieurs fichiers de calibration et de plusieurs segments distincts permet de décider des valeurs à attribuer aux α_l et aux θ_l . La table 4.1 présente les valeurs qu'on utilise pour procéder à la correction des données dont on dispose.

4.1.12 Discussion sur la fiabilité des mesures

Pour la première série de mesures, on a jugé de la fiabilité des mesures en comparant les variations des puissances $p_{1,k}$ en dB_{1m} déduites des $i_{1,k}$ et $q_{1,k}$ à celles obtenues à partir des $v_{p,k}$ correspondants. Les $v_{p,k}$ sont directement proportionnels aux valeurs de la puissance en dBm des signaux qui sont captés. On utilise les nombres que produit le convertisseur pour les représenter. Les variations des $p_{1,k}$ doivent aussi être directement proportionnelles aux valeurs de la puissance de ces signaux si le dispositif de mesure fonctionne correctement. Par régression linéaire, on a pu déterminer que $v_{p,k}$ et $p_{1,k}$ sont liés par

$$p_{1,k} \approx .015v_{p,k} + 14.4 \quad (4.9)$$

pour les ajustements utilisés. La comparaison à l'aide de cette règle des $p_{1,k}$ avec les $v_{p,k}$ pour les fichiers de calibration et de mesures a révélé des écarts généralement inférieurs à 2 dB. Des différences d'une dizaine de dB sont parfois relevées lors d'affaiblissements marqués. Il suffit que l'analyseur de spectre implique des retards légèrement différents de ceux du démodulateur pour que cela se produise, car le signal capté varie plus rapidement lors des affaiblissements que lorsque les écarts sont faibles. C'est suite à ces comparaisons que l'on a estimé qu'on pouvait se fier aux résultats tirés de l'emploi du premier système de mesures. Pour la deuxième campagne de mesures, on dispose de fichiers de calibration pour lesquels les puissances qui sont mesurées couvrent une plage de 40 dB environ. On s'est questionné quant au besoin de procéder à la correction des $i_{l,k}$ et des $q_{l,k}$ en utilisant des valeurs pour les ϵ_{i_l} et les ϵ_{q_l} qui sont fonction de la puissance des signaux mesurés. Pour obtenir des réponses, on a procédé de la même façon pour les deux branches de réception tant pour $f_p=27$ GHz que pour $f_p=37.2$ GHz. Le traitement d'un fichier de calibration de la première branche consiste à prélever 300 échantillons de $i_{1,k}$ et 300 autres de $q_{1,k}$ pour chacune des valeurs d'atténuation utilisées. À partir de ces groupes de données, on trouve des valeurs à attribuer à ϵ_{i_1} , ϵ_{q_1} , α_1 et θ_1 pour chacun des niveaux d'atténuation. On a trouvé que ces paramètres valent respectivement $\overline{\epsilon_{i_1}} = 25.2$, $\overline{\epsilon_{q_1}} = 37.7$, $\overline{\alpha_1} = .992$ et $\overline{\theta_1} = 0.013$ en moyenne pour $f_p=37.2$ GHz. On corrige chaque groupe d'échantillons à l'aide

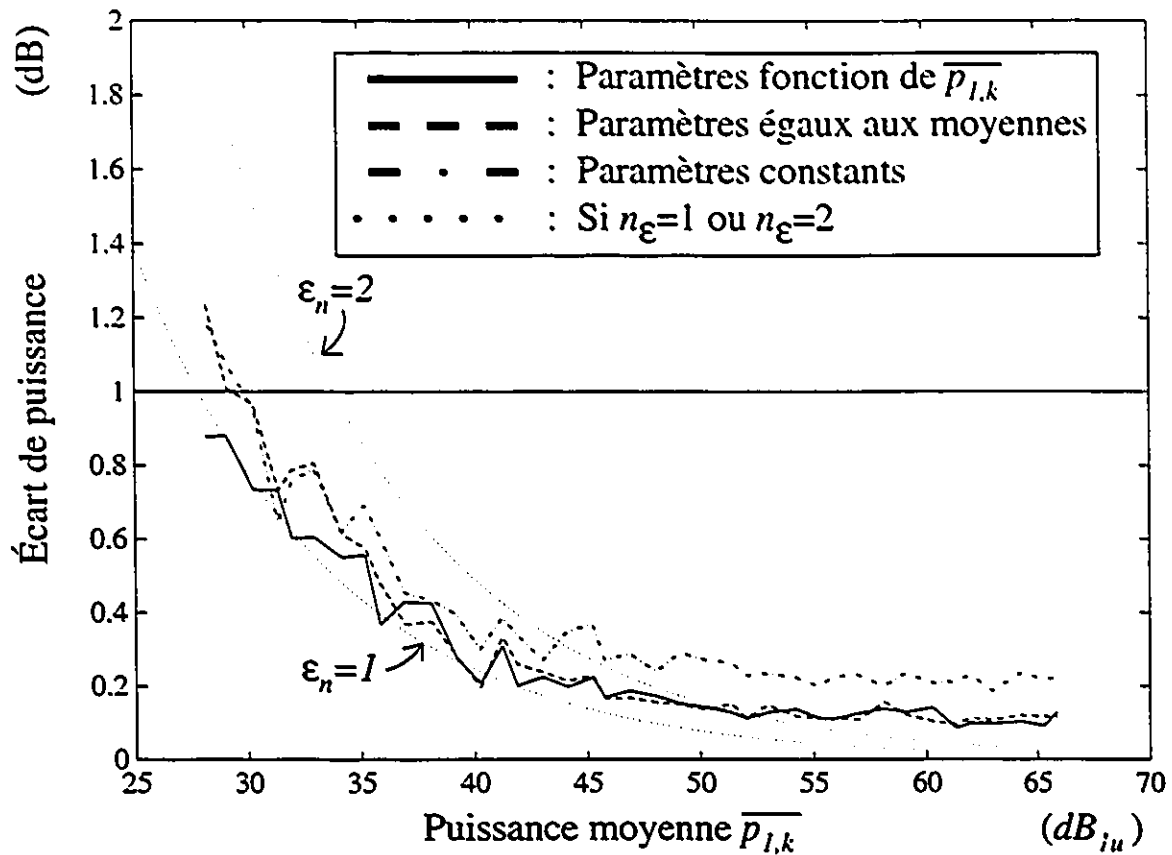


Figure 4.12: Écart Δ_{p_1} de puissance mesuré lors de la calibration du deuxième dispositif de mesure en fonction de la puissance moyenne mesurée $\overline{p_{1,k}}$ ($f_p = 37.2 \text{ GHz} + 10 \text{ Hz}$).

de leur facteurs de correction respectifs. Les puissances $p_{1,k}$ associées aux données conservées sont calculées en dB rapporté à la puissance associée à un signal dont l'amplitude serait de 1 unité (1 u) une fois enregistré. On utilise la notation dB_{1u} pour rappeler ce fait. Pour chaque groupe de données, on calcule la différence Δ_{p_1} en dB entre la valeur la plus élevée et la valeur la moins grande des $p_{1,k}$. On trouve aussi la valeur moyenne $\overline{p_{1,k}}$ des $p_{1,k}$. La courbe en trait continu de la figure 4.12 présente les valeurs obtenues de Δ_{p_1} en fonction de $\overline{p_{1,k}}$.

On obtient les courbes en traits non continus de la figure 4.12 lorsqu'on corrige

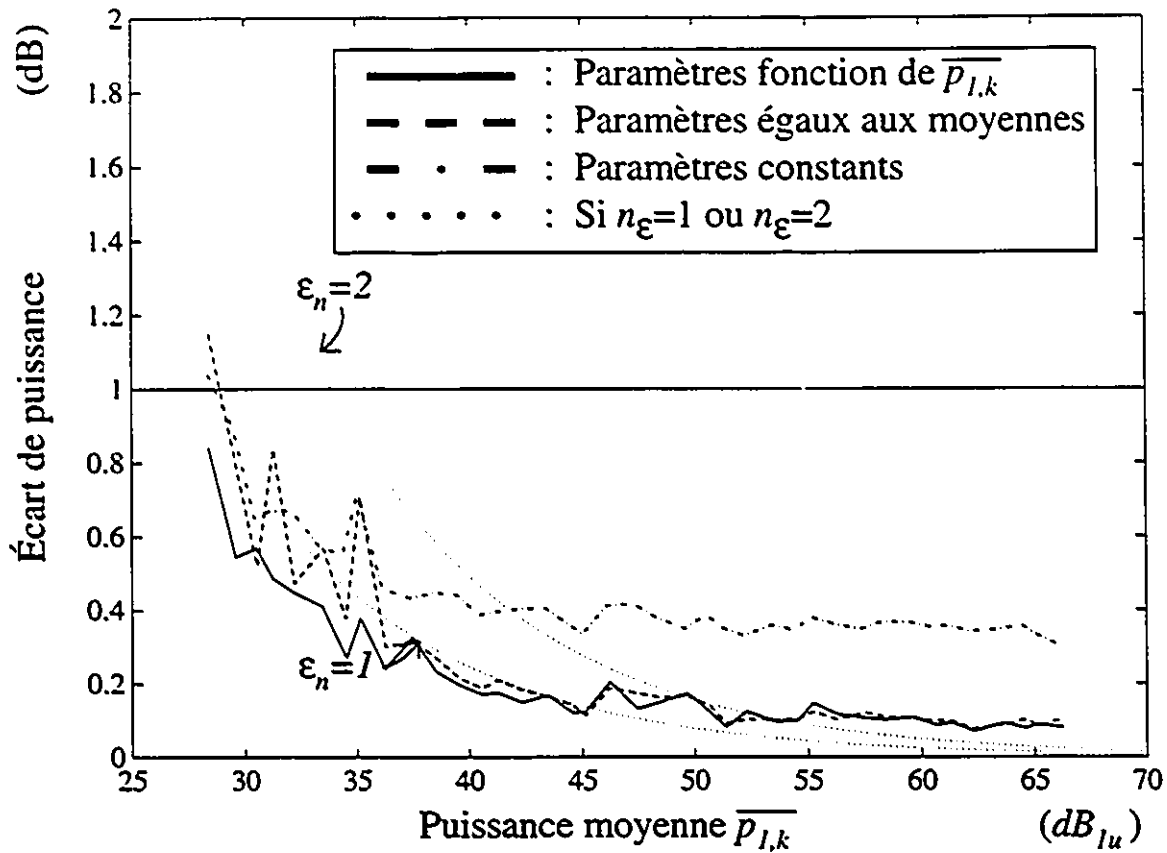


Figure 4.13: Écart Δ_{p_2} de puissance mesuré lors de la calibration du deuxième dispositif de mesure en fonction de la puissance moyenne mesurée $\overline{p}_{2,k}$ ($f_p=37.2\text{ GHz}+10\text{ Hz}$).

l'ensemble des $i_{1,k}$ et des $q_{1,k}$ retenus avec des valeurs de paramètres que ne varient pas en fonction de la puissance à mesurer. On a d'abord utilisé les valeurs moyennes $\overline{\epsilon}_{i_1}$, $\overline{\epsilon}_{q_1}$, $\overline{\alpha}_1$ et $\overline{\theta}_1$ des paramètres de correction. On a aussi employé $\epsilon_{i_1} = 26$, $\epsilon_{q_1} = 38$, $\alpha_1 = 1$ et $\theta_1 = 0$. En comparant les courbes de la figure 4.12, on constate qu'il y a peu de différences entre les valeurs Δ_{p_1} qu'on obtient pour les différentes méthodes de correction. Le graphique obtenu en reprenant cette suite d'opérations pour la seconde branche est présenté à la figure 4.13. Cette fois, on considère Δ_{p_2} pour des valeurs $\overline{p}_{2,k}$ pour lesquelles $\overline{\epsilon}_{i_2} = -6.1$, $\overline{\epsilon}_{q_2} = -1.3$, $\overline{\alpha}_2 = .970$ et $\overline{\theta}_2 = -.007$. On utilise $\epsilon_{i_2} = -6$ et $\epsilon_{q_2} = -1$ lorsqu'on pose $\alpha_2 = 1$

et $\theta_2 = 0$. Là encore, on constate que les trois types de correction sont indiqués compte tenu de la grande ressemblance des courbes présentées. Les deux branches du dispositif de mesure permettent d'évaluer les $p_{l,k}$ au dB près pour les trois méthodes de correction pour des puissance à mesurer se situant entre $30 dB_{1u}$ et $66 dB_{1u}$.

Des erreurs sur les $p_{l,k}$ sont inévitables à cause de la conversion sous forme numérique des valeurs de tension mesurées. Si l'erreur absolue pour $i_{l,k}$ et $q_{l,k}$ vaut $\pm n_\epsilon$ unités, on doit tenir compte que l'erreur relative en dB faites sur les $p_{l,k}$ vaut au moins $\Delta_{p_{l,k},n_\epsilon}$, avec

$$\begin{aligned} \Delta_{p_{l,k},n_\epsilon} &= 10 \log_{10} \left[\frac{\max(p_{l,k})}{\min(p_{l,k})} \right] \\ &= 20 \log_{10} \left[\frac{\sqrt{p_{l,k}} + \sqrt{2}n_\epsilon}{\sqrt{p_{l,k}} - \sqrt{2}n_\epsilon} \right] \end{aligned} \quad (4.10)$$

et retenir que le bruit thermique et d'autres sources de problèmes sont susceptibles d'augmenter l'imprécision de la mesure. Le cas $n_\epsilon = 1$ correspond à une situation où seul le bit le moins significatif des conversions sous forme numérique n'est pas fiable. On doit prendre n_ϵ entier puisque les nombres que produit le convertisseur analogique/numérique sont des entiers. Les courbes en pointillé des figures 4.12 et 4.13 montrent les valeurs que prend $\Delta_{p_{l,k},n_\epsilon}$ pour des conversions sur 12 bits en fonction de la puissance mesurée pour $n_\epsilon = 1$ et $n_\epsilon = 2$ en plus des valeurs de Δ_{p_l} . Des situations pour lesquelles $n_\epsilon = 1$, on déduit facilement qu'on ne peut s'attendre à être plus précis qu'au dB près environ lorsque la plage dynamique vaut une quarantaine de dB et que les conversions numériques se font sur 12 bits. On explique qu'on obtienne des Δ_{p_l} moindre que ce qui est prévu par $\Delta_{p_{l,k},n_\epsilon}$ pour certaines valeurs de $p_{l,k}$ en rappelant qu'on procède à un filtrage numérique des données recueillies. Les $i_{l,k}$ et les $q_{l,k}$ ne prennent pas que des valeurs entières, le filtrage entraîne des interpolations. Or, on ne peut réduire l'erreur absolue sur une mesure en interpolant certains des résultats. Lorsqu'on a $\Delta_{p_l} < \Delta_{p_{l,k},1}$, on doit tout au plus considérer que le système de mesure fonctionne très bien.

La comparaison des courbes donnant les Δ_{p_l} et les $\Delta_{p_{l,k},n_\epsilon}$ révèle que les trois

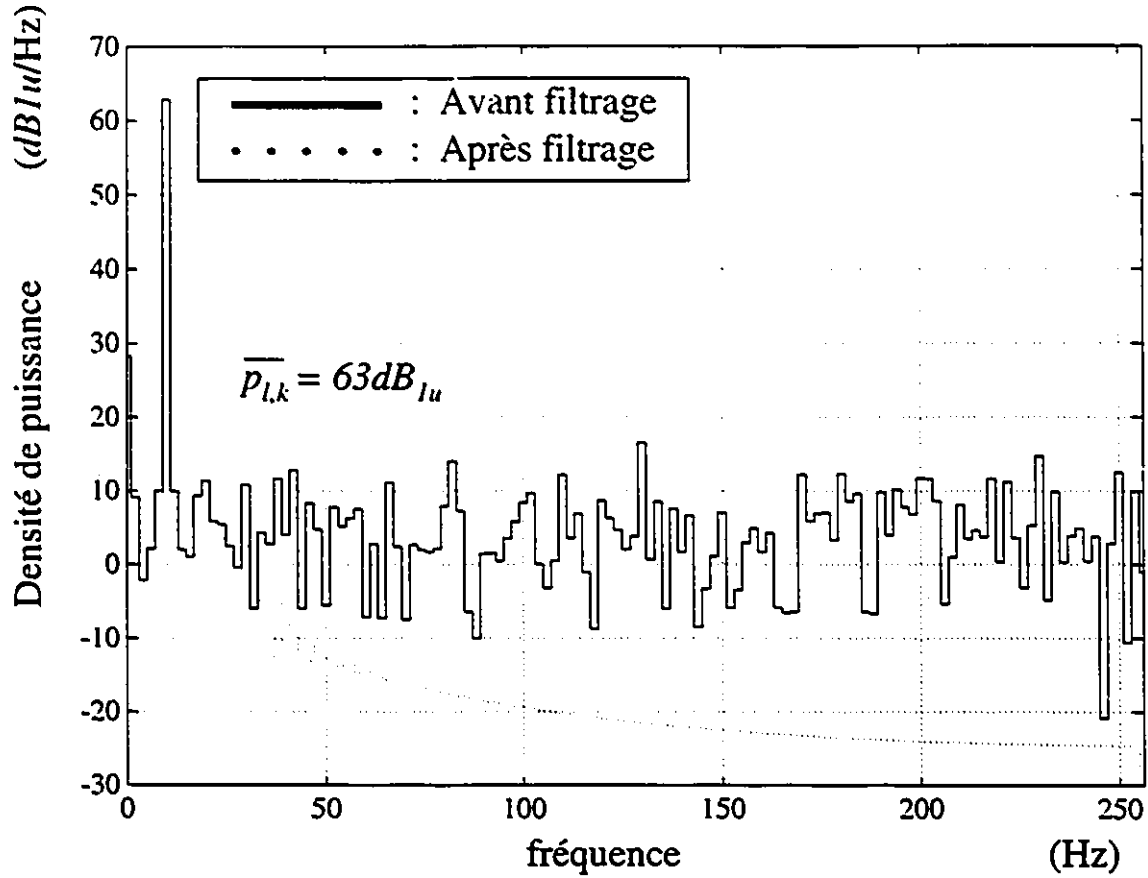


Figure 4.14: Densités spectrales de puissance représentatives de celles des signaux que décrivent les $i_{l,k}$ et les $q_{l,k}$.

méthodes de correction sont équivalentes lorsque les $p_{l,k}$ sont plus petits que 43 dB_{1u} environ; les $i_{l,k}$ et les $q_{l,k}$ étant alors précis à 2 unités près environ. Pour les $p_{l,k}$ plus grands, les Δ_{p_l} semblent atteindre une valeur seuil proche de $.4 \text{ dB}$ si on pose $\alpha_l = 1$ et $\theta_l = 0$ et proche de $.2 \text{ dB}$ autrement. Les $i_{l,k}$ et les $q_{l,k}$ sont évidemment entachés de bruit. On évalue le niveau de bruit en examinant le spectre des $i_{l,k}$ et de $q_{l,k}$ lorsque les Δ_{p_l} prennent des valeurs seuil. La figure 4.14 présente des évaluations, dans un tel cas, de la fonction de densité spectrale de puissance du signal que représentent les $i_{l,k}$ avant et après filtrage. On y constate l'effet du filtre sur le bruit. L'aspect des courbes est représentatif de ce qu'on observe pour différentes valeurs de $\overline{p_{l,k}}$ tant pour les $i_{l,k}$ que pour les $q_{l,k}$. Idéalement,

toute l'énergie serait confinée à la fréquence de 10 Hz. En pratique, le niveau moyen de la densité spectrale d'énergie du bruit se situe à 10 dB_{1u} environ. Un rapport signal sur bruit meilleur que 30 dB prévaut donc lorsque les causes des seuils observés dominent sur les effets de la conversion analogique/numérique. Aussi, la similitude des courbes qui correspondent à l'emploi de valeurs de paramètres variables ou moyennes indique qu'il n'est pas nécessaire de tenir compte des variations de la puissance mesurée lors de la correction des $i_{l,k}$ et $q_{l,k}$. La différence entre la valeur seuil de .4 dB environ et celle de .2 dB est suffisamment faible pour montrer que la quadrature entre les sections d'une même branche est acceptable et que l'ajustement des gains des amplificateurs a été bien fait.

Pour $f_p=37.2 \text{ GHz}$, on peut donc corriger les $i_{l,k}$ et les $q_{l,k}$ en utilisant $\alpha_l = 0$ et $\theta_l = 0$ et en prenant $\epsilon_{i_1} = 26$, $\epsilon_{q_1} = 38$, $\epsilon_{i_2} = -6$ et $\epsilon_{q_2} = -1$ et on a vérifié que cette conclusion s'applique aussi lorsque $f_p=27 \text{ GHz}$. Alors les $p_{l,k}$, en dB_{1u} , sont précis au dB près pour $30 \text{ dB}_{1u} < p_{l,k} < 66 \text{ dB}_{1u}$, l'erreur absolue faite sur les $i_{l,k}$ et les $q_{l,k}$ après filtrage valant ± 2 unités environ dans ces conditions. Un bruit dont la densité spectrale d'énergie vaut 10 dB_{1u} à peu près entache alors les données. Ce faisant, le système de mesure qu'on a construit répond aux attentes qu'on avait formulées. La conception, la réalisation et la calibration du dispositif de mesure est donc une réussite.

4.2 Validation des hypothèses à l'aide des mesures

La figure 4.15 montre les valeurs prises par deux signaux enregistrés (fichier *ccharc3.a1*) pendant la deuxième campagne de mesures. Elle présente la sortie $q_1(t)$ de la section en quadrature d'une branche du démodulateur en fonction de la sortie $i_1(t)$ de la section en phase. Le point qu'on identifie par la lettre "a" correspond au début du tracé. La grille du graphique permet de connaître l'enveloppe $r_1(t)$ et la phase $\theta_1(t)$ du signal $S_1(t)$ qui est montré et l'aspect de la courbe est représentatif du contenu des fichiers de mesures dont on dispose. Les

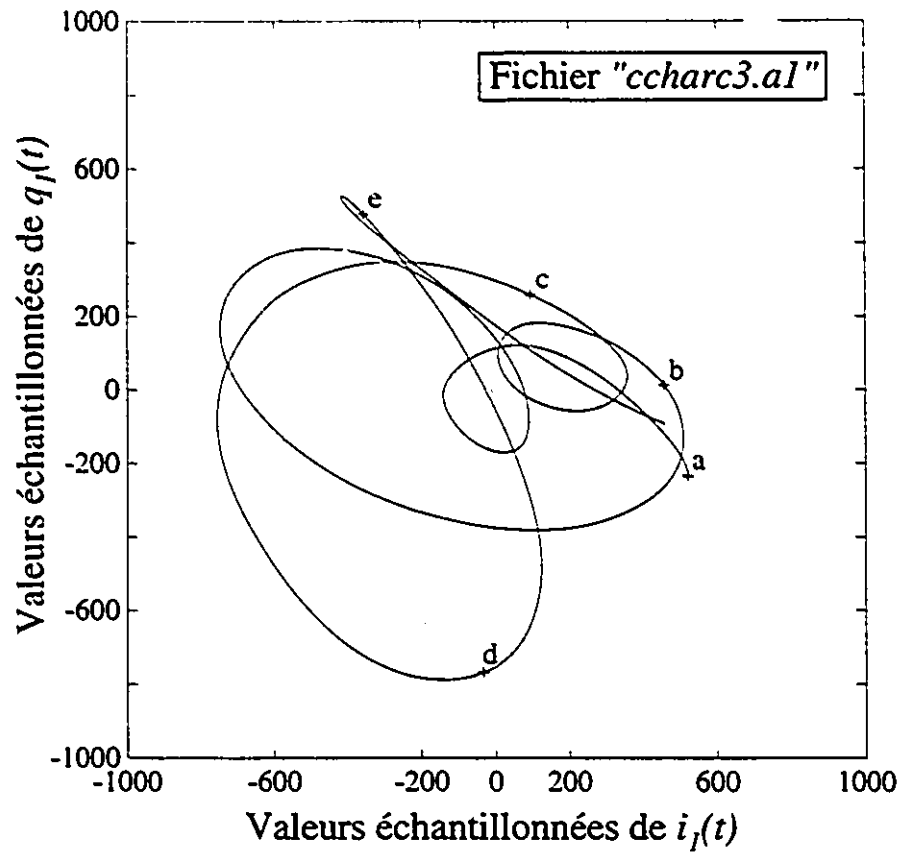


Figure 4.15: Exemple de signaux enregistrés aux sorties d'une branche du récepteur lors de la 2^e série de mesures.

données qui servent à construire la figure 4.15 sont réutilisées pour les graphiques des figures 4.16 et 4.17 qui présentent respectivement $r_1(t)$ et $\theta_1(t)$ en fonction du temps.

Bien que la courbe de la figure 4.15 ne corresponde qu'à un déplacement de 5.5λ (4 cm), elle implique plusieurs caractéristiques intéressantes des signaux captés. Par moment (ex. du point "a" au point "b"), elle semble être construite à partir de segments d'ellipses centrées à l'origine. Cela suggère que le modèle qu'on propose est acceptable. Par contre, il y a des segments (ex. point "b" au point "c") de cette courbe qui n'encerclent pas l'origine. Le modèle qu'on propose ne permet pas de décrire cette situation, il lui faudrait plus de paramètres. Le segment qui va du point "d" de la courbe au point "c" correspond à une variation d'une trentaine de dB ($\Delta_{dB} = 29.5$ dB) de la puissance du signal $S_1(t)$. Il représente une situation qui est susceptible d'être mal mesurée si la calibration des appareils n'est pas adéquate; une petite erreur d'ajustement de tension de décalage suffirait à donner l'impression que $\theta_1(t)$ augmente plutôt que de décroître. Ce même segment permet de comprendre pourquoi des variations de phase importantes accompagnent généralement des affaiblissements profonds lorsqu'on le compare au segment qui va du point "c" au point "d" par exemple. Quand la courbe passe près de l'origine, la phase change brusquement de polarité. Autrement, elle varie de façon plus progressive. On présente des points recueillis après le point "c" de la courbe pour montrer comment des changements de phase importants peuvent survenir (augmentation de $\theta(t)$ suivie d'une diminution) sans pour autant que le signal soit affaibli de façon marquée. Évidemment, la figure 4.15 ne couvre pas toutes les situations, mais elle donne un bon aperçu des facteurs qui font que l'on opte pour un modèle à deux rayons. De plus, elle montre qu'il serait possible d'améliorer le modèle proposé.

Des résultats qualitatifs ne peuvent suffire à justifier un modèle. On doit plutôt chercher à évaluer et à étudier ses paramètres clés afin de pouvoir valider les hypothèses dont il dépend. Des hypothèses concernant les propriétés statistiques des paramètres du modèle qu'on propose ont été émises dans les sections qui précèdent. Grâce aux travaux expérimentaux réalisés, on peut juger de leur validité en com-

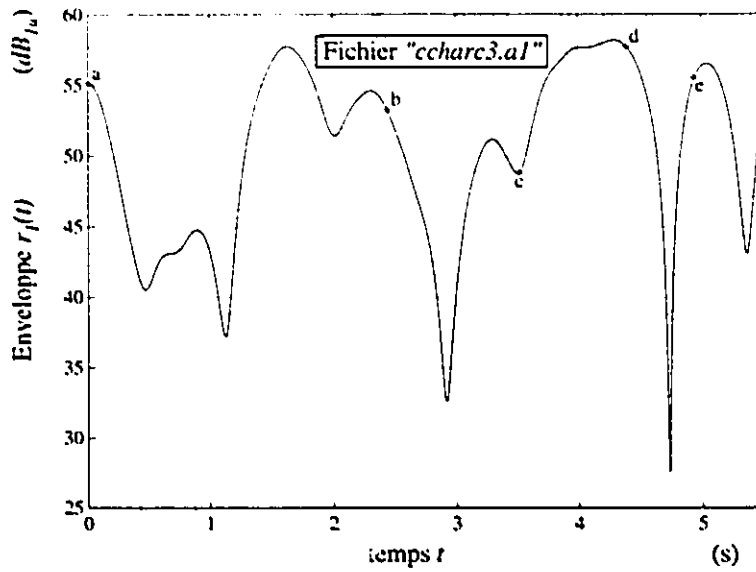


Figure 4.16: Enveloppe $r_1(t)$ en fonction du temps d'un signal capté lors de la 2^e série de mesures.

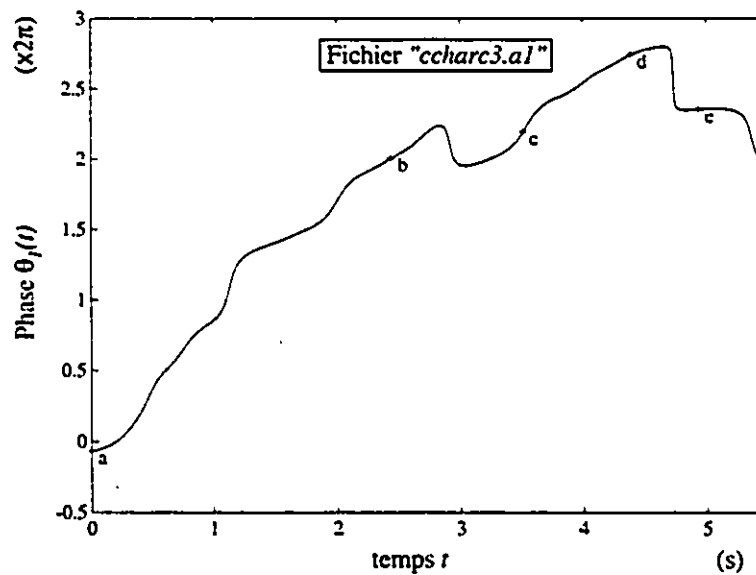


Figure 4.17: Phase $\theta_1(t)$ en fonction du temps d'un signal capté lors de la 2^e série de mesures.

parant des résultats pratiques à ce que prévoit le modèle proposé. Ces hypothèses supposent qu'il y a indépendance statistique entre certains paramètres. Elles font aussi en sorte que l'on caractérise les propriétés des signaux captés à l'aide d'un ensemble de fonctions de répartition associées à un groupe de paramètres précis. On a donc recours à la comparaison de fonctions de répartition théoriques à des estimations de fonctions de répartition déduites des mesures pour valider le modèle. Le reste de cette section débute par une discussion (section 4.2.1) qui porte sur la méthode qu'on utilise pour estimer des fonctions de répartition. La section se termine par la validation des hypothèses qui vont de paire avec notre modèle (section 4.2.2) et par la validation des hypothèses formulées à propos des variations de la phase des signaux captés (section 4.2.3). On présente alors des résultats expérimentaux que l'on compare à la théorie.

4.2.1 Méthode d'estimation des fonctions de répartition

Pour une variable aléatoire X donnée, calculer l'estimation $\hat{F}_X(x)$ de $F_X(x)$ revient à estimer la probabilité que la variable aléatoire X soit plus petite que la valeur x . Si les propriétés statistiques de X le permettent, on peut approximer cette probabilité en comptant le nombre n_x d'échantillons dont on dispose qui sont de valeur plus petite ou égale à x . S'il y a n échantillons en tout, on dit que

$$\begin{aligned}\hat{F}_X(x) &= \frac{n_x}{n} \\ &\approx F_X(x)\end{aligned}\tag{4.11}$$

Cette façon de faire revient à décider de l'abscisse des points du tracé de $\hat{F}_X(x)$ en fonction de x . Elle n'est pas avantageuse si on n'a pas une idée précise de la plage des valeurs que peut prendre X parce qu'il est alors difficile de décider des valeurs x à considérer. Plutôt que de décider de l'abscisse des points du tracé de $\hat{F}_X(x)$ en fonction de x , on peut préférer décider de leur ordonnée. C'est dire qu'on peut chercher à connaître la valeur x_m de l'échantillon qui est plus grand ou égale à $m - 1$ autres échantillons au plus. Pour m donné, on a alors que

$$\hat{F}_X(x_m) = \frac{m}{n}$$

$$\approx F_X(x_m) \quad (4.12)$$

En pratique, il suffit de placer les n échantillons d'un vecteur de données en ordre croissant et de prélever la valeur d'indice m pour trouver x_m .

L'avantage de cette deuxième méthode réside dans le fait qu'on sait qu'on a $0 \leq F_X(x) \leq 1$, on n'a donc pas à avoir idée de la plage des valeurs que prend X pour l'utiliser. De plus, elle peut être préférée à l'autre méthode quand on a à comparer une estimation $\hat{F}_X(x)$ faite pour un groupe d'échantillons donné à celles faites à partir d'autres groupes d'échantillons et qu'il est nécessaire de normaliser X par rapport à une valeur de référence qui change d'un groupe à l'autre avant de procéder à la comparaison. Pour la première méthode, il faut que la normalisation de X précède le calcul de $\hat{F}_X(x)$ pour qu'on puisse faire la comparaison sur une base commune. Pour la seconde, elle peut suivre le calcul de $\hat{F}_x(x_m)$, car elle n'affecte pas les valeurs attribuées à m . Ces avantages permettent de choisir des valeurs pour m en fonction du type de graphique qu'on souhaite utiliser (ex. papier à échelle de Rayleigh) sans trop se soucier des valeurs d'abscisse qu'on obtiendra. On préfère utiliser la deuxième méthode dans ce qui suit parce qu'on travaille avec des puissances de signal rapportées à des puissances moyennes. C'est aussi parce qu'elle permet de décider du nombre d'échantillons que représente chaque point des tracés de fonction de répartition estimée qu'on l'a choisit.

Il est bon d'accompagner les courbes représentant des estimations de fonctions de répartition par des intervalles de confiance. Ces intervalles de confiance permettent de dessiner autour des courbes obtenues des zones d'incertitude [67] qui renseignent sur la précision des estimations. La grandeur des intervalles de confiance dépend entre autres de la précision des mesures, du nombre d'échantillons dont on dispose et de la corrélation qu'il y a entre la valeur d'un échantillon quelconque et celle des autres échantillons. Par exemple, on peut utiliser les résultats de la section 4.1.12 ($n_e = 2$, ± 1 dB de précision) pour évaluer l'imprécision des mesures de puissance qu'on fait. Les intervalles de confiance qui sont tracées avec les estimations $\hat{F}_R(\tau)$ de $F_R(\tau)$ ressemblent alors à ce que présente la figure 4.18.

Comme on a pris des mesures dans plusieurs circonstances, on observe des va-

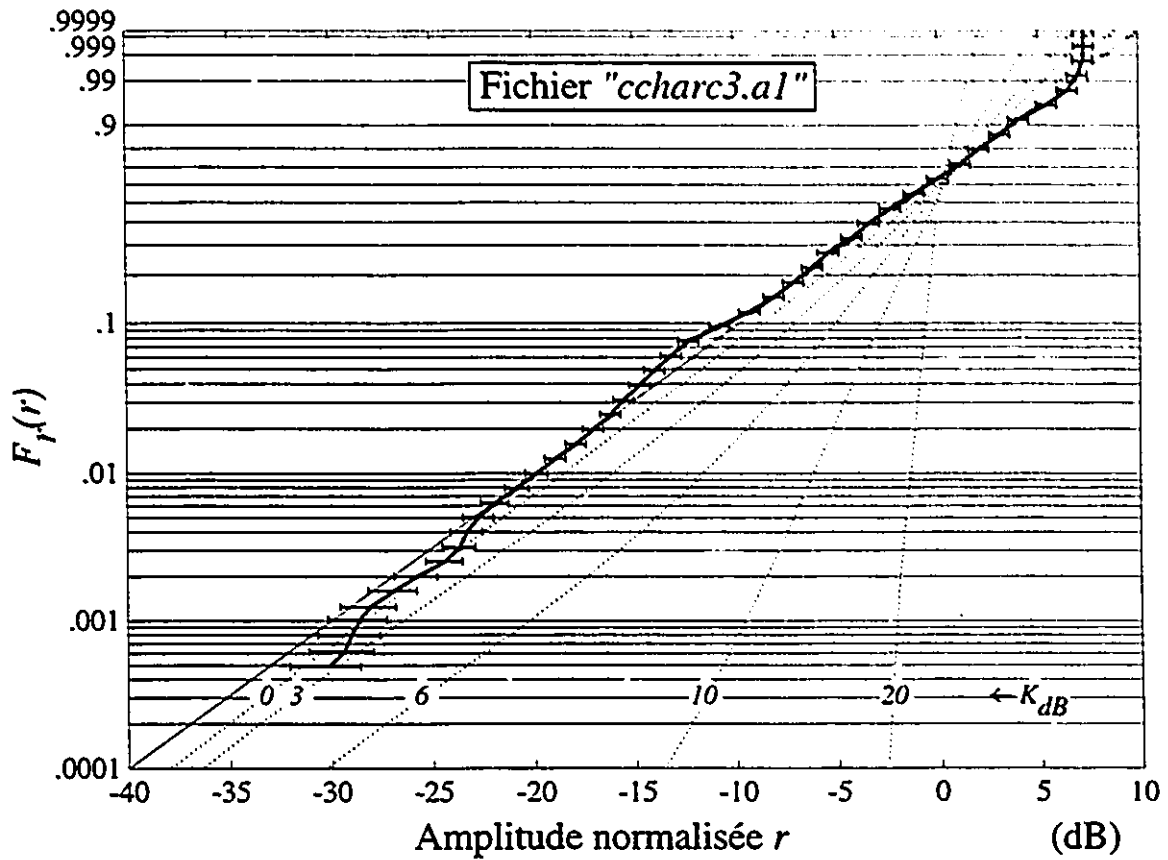


Figure 4.18: Intervalles de confiance et estimation $\hat{F}_r(r)$ de la fonction de répartition $F_r(r)$ d'un signal capté à 37.2 GHz (2^e série de mesures, fichier ccharc3.a1).

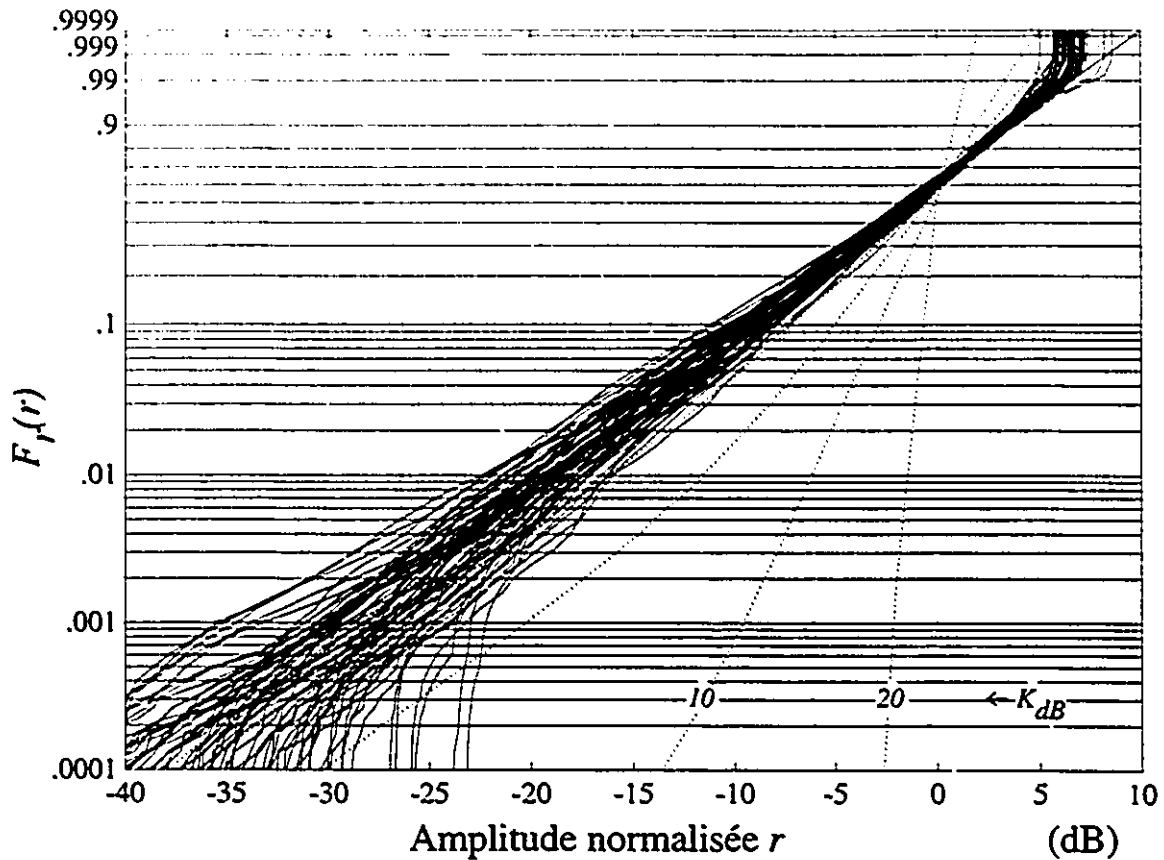


Figure 4.19: Ensemble des estimations $\hat{F}_r(r)$ de la fonction de répartition $F_r(r)$ de l'enveloppe des signaux captés à 37.2 GHz (2^e série de mesures).

riations dans les résultats dont on dispose. Ces variations sont autant dues aux erreurs de mesures qu'aux changements des conditions expérimentales. La figure 4.19 présente sur un même graphique l'ensemble des estimations $\hat{F}_r(r)$ de la fonction de répartition $F_r(r)$ de l'enveloppe des signaux qui ont été captés pendant la deuxième campagne de mesures lors des transmissions à 37.2 GHz. Il n'est pas dit que des intervalles de confiance rendraient cette figure plus instructive. Aussi, on préfère accompagner les courbes qu'on présente de barres qui montrent dans quelle mesure les résultats montrés varient d'un fichier à l'autre plutôt que de montrer l'imprécision sur les estimations prises une à une. À cause de l'attention que l'on a porté à la calibration des dispositifs de mesure, on se permet de supposer que

les estimations qu'on fait sont suffisamment précises pour que les fluctuations des propriétés statistiques des signaux captés soient plus importantes que les erreurs d'estimation.

Comme les intervalles de confiance qu'on présente doivent être à l'image des variations possibles des propriétés du canal de radio, elles ne peuvent qu'accompagner des courbes qui résultent d'un moyennage des résultats provenant de plusieurs fichiers de données. Pour X représentant une variable aléatoire dont on estime la fonction de répartition $F_X(x)$ pour différentes conditions expérimentales, voici comment on détermine la longueur des intervalles de confiance qu'on présenterait de même que la façon dont se fait le moyennage des résultats. On s'assure d'abord que les résultats qu'on veut regrouper donnent des valeurs x_m qui conduisent à un ensemble prédéterminé de valeurs pour m/n . Puis, pour chaque valeur de probabilité m/n , on regroupe dans un vecteur \mathbf{x}_m toutes les valeurs d'abscisse x_m qui conduisent à la même valeur m/n . On estime ensuite les fonctions de répartition $\hat{F}_{x_m}(x_m)$ du contenu de chacun des vecteurs et on les compare à des lois normales. Si on juge que les courbes pratiques et théoriques se ressemblent, on utilise la valeur moyenne \bar{x}_m de x_m pour représenter les points du vecteur \mathbf{x}_m . Enfin, on se sert de l'écart type σ_m des points provenant de \mathbf{x}_m pour déterminer la longueur de la barre qui est associée à \bar{x}_m . À $\hat{F}_X(\bar{x}_m) = m/n$ correspond une barre qui va de $\bar{x}_m - \sigma_m$ à $\bar{x}_m + \sigma_m$.

Par exemple, les courbes que montre la figure 4.20 sont représentatives de ce qu'on obtient à partir des $\hat{F}_r(r)$ que présente la figure 4.19. La ressemblance entre les courbes pratiques après normalisation et le cas théorique permet de représenter globalement les informations de la figure 4.19 par la figure 4.21. En comparant la longueur des intervalles de confiance des figures 4.18 et 4.21, on confirme que les fluctuations dues au canal de radiocommunication dominent celles qui sont causées par les erreurs de mesure.

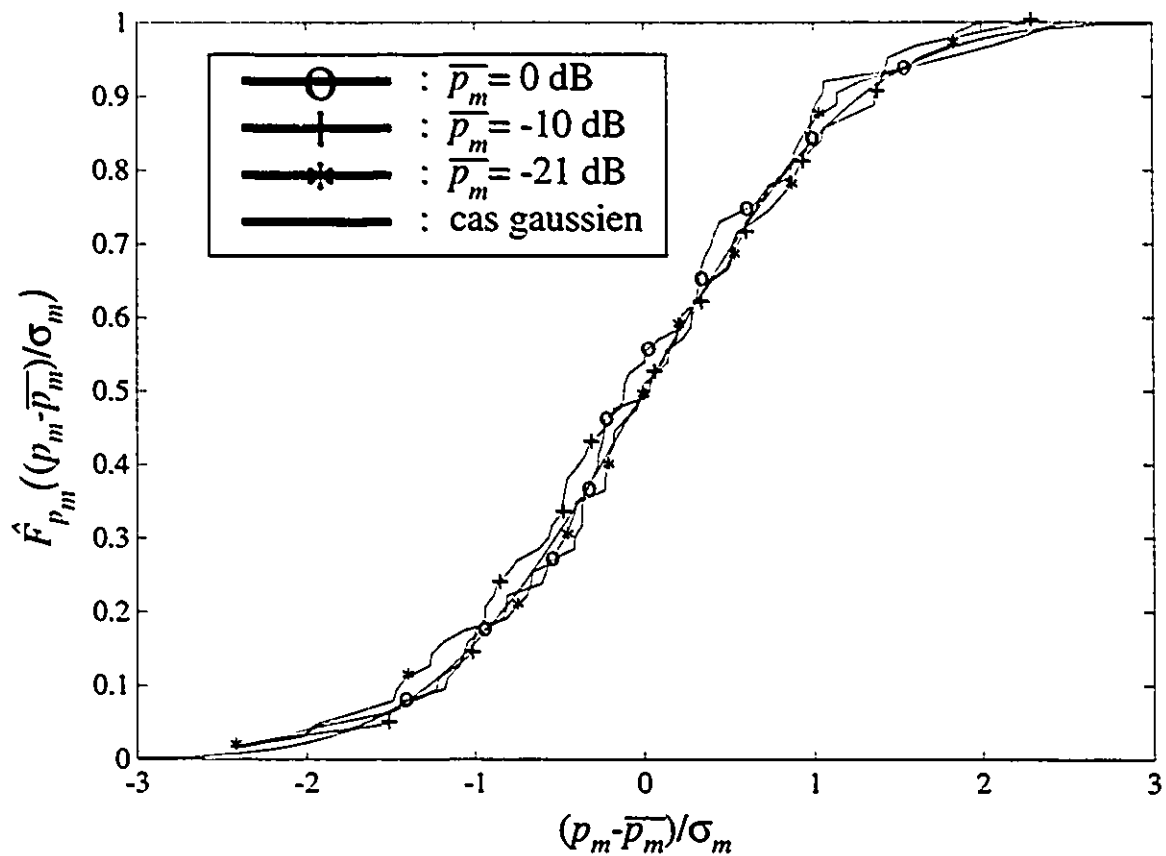


Figure 4.20: Estimation $\hat{F}_{p_m}((p_m - \bar{p}_m)/\sigma_m)$ des fonctions de répartition des puissances p_m qui conduisent à des valeurs de probabilité m/n données pour $\hat{F}_r(r)$.

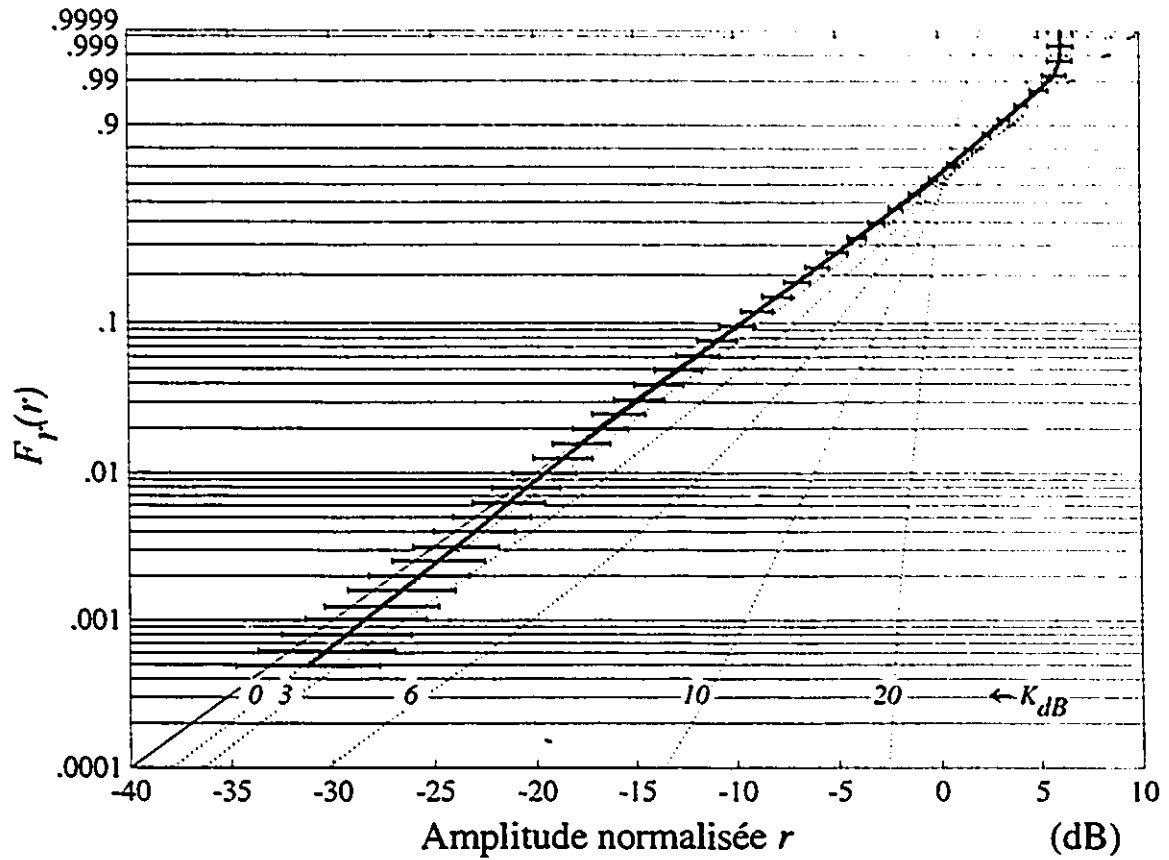


Figure 4.21: Moyenne de l'ensemble des estimations $\hat{F}_r(r)$ de la fonction de répartition $F_r(r)$ de l'enveloppe des signaux captés à 37.2 GHz (2^e série de mesures).

4.2.2 Validation des hypothèses formulées à propos des paramètres du modèle

Les résultats que l'on présente dans ce qui suit sont regroupés en trois thèmes. Il s'agit principalement de comparaisons entre des fonctions de répartition théoriques et des estimations de ces fonctions faites à l'aide des mesures. Dans un premier temps, on s'intéresse à ceux qui concernent le concept des secteurs. On traite ensuite de résultats relatifs aux notions de micro-secteurs et de variations rapides.

Résultats relatifs à la notion de secteur

Un des objectifs visés par la première campagne est de savoir s'il est possible de faire la distinction entre des variations rapides des signaux captés et d'autres qui sont plus lentes. Pour estimer les variations lentes de l'amplitude des signaux mesurés, on utilise un filtre numérique passe-bas semblable à celui qui sert à corriger les données (Butterworth, 3^e ordre, fréquence de coupure normalisée valant .05). Comme pour la correction, les signaux subissent deux filtrages afin de réduire les effets du filtre sur la phase des résultats. La figure 4.22 montre l'amplitude d'un signal mesuré pendant la première série de mesures (fichier *cutcrt31.yr*) et l'estimation qu'on fait de ses variations lentes. La section du trajet pour laquelle le récepteur passe d'un corridor à une pièce y est indiquée par une flèche. Suite à ce passage, l'amplitude moyenne varie d'environ 6 dB. Lors des mesures décrites par Kalivas *et al.* dans [13], nous avons observé qu'une cloison du type de celle qu'on retrouvait proche du transmetteur (poteaux métalliques et placoplâtre) entraîne des pertes de 4 à 6 dB. Le même comportement est constaté lorsqu'on sort de la pièce où se trouvait le transmetteur pour aller dans une pièce adjacente (parcours 2). La figure 4.23 le montre pour les cas où le transmetteur est près du mur et le récepteur porté à la hauteur de la tête (fichiers *cutmrt1(1 à 6)*). Encore une fois, la flèche pointe la section du parcours qui se trouve dans l'embrasure de la porte.

L'observation des variations lentes de l'amplitude des signaux provenant de la première série de mesures pour les cas où le parcours 1 a été emprunté ne révèle

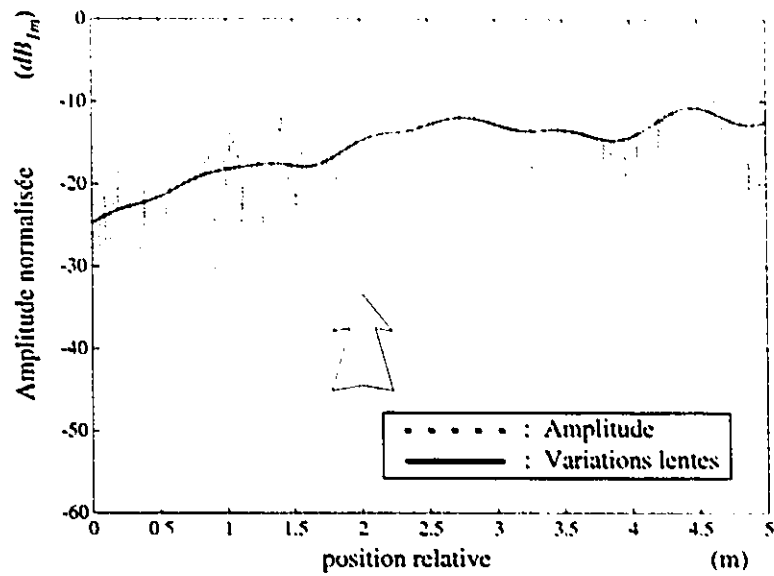


Figure 4.22: Amplitude du signal et estimation de ses variations lentes (parcours 3, transmetteur au centre de la pièce, 1^{re} série de mesures).

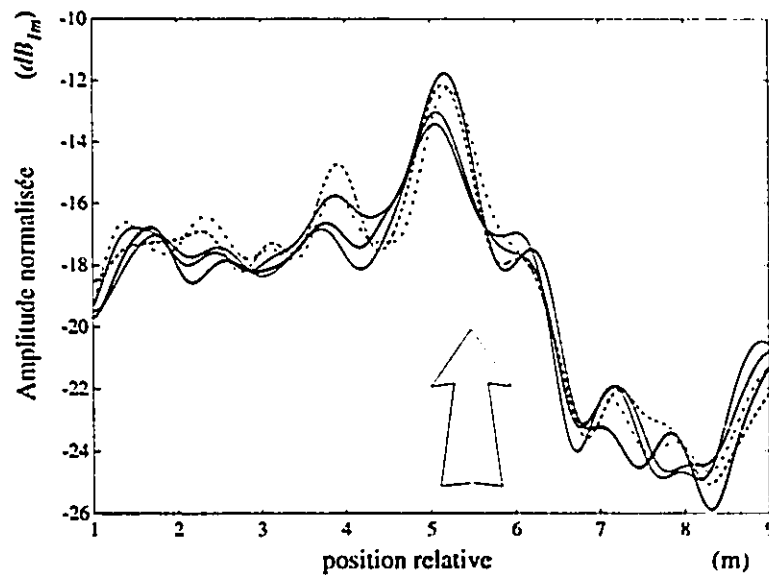


Figure 4.23: Estimations des variations lentes pour six déplacements "pièce-pièce" (parcours 2, transmetteur près du mur, 1^{re} série de mesures).

pas de changements aussi importants que ce que montrent les figures 4.22 et 4.23 même si la distance qui sépare les antennes varie de façon significative. Les antennes n'étant omnidirectionnelles que dans le plan horizontal, le passage du récepteur près et presque en dessous de l'antenne de transmission n'implique pas nécessairement un accroissement notable de l'amplitude. Il y a tout de même des zones qui correspondent à des maximums locaux de la puissance du signal. Pour le parcours 2, la figure 4.23 indique qu'un de ces maximums correspond à la section du trajet où une porte métallique est perpendiculaire à l'axe transmetteur-récepteur. La différence entre ce maximum et les niveaux de puissance reçue ailleurs dans la pièce montre qu'une porte peut faire varier la puissance d'une façon tout aussi importante qu'un mur. Cela confirme que la modélisation des variations lentes pour la propagation intérieure des ondes millimétriques devrait tenir compte tant des objets qui se trouvent dans le canal que des bâtiments où se font les transmissions.

Les courbes de la figure 4.23 se ressemblent toutes (à 2 dB près environ), bien que les trajets correspondant à chacune d'elles n'aient pu être identiques. De plus, on peut reconnaître qu'à des parties de parcours longues de 50 cm environ correspondent de niveaux de puissance presque constants. Ces deux caractéristiques suggèrent qu'on peut parler de secteurs pour lesquels la puissance captée est constante en moyenne. Ces remarques s'appliquant aux autres fichiers provenant de la première série de mesures, l'idée de recourir à la notion de secteur se trouve par le fait même renforcée. Les conclusions qu'on tire de la deuxième série de mesures confirme qu'on peut faire appel à cette notion.

On a mené la deuxième campagne de mesure de manière à recueillir généralement plus d'un fichier de données par position de récepteur. Chaque position correspondant présumément à un secteur, on a considéré la plupart du temps plus d'un type de mouvement d'antennes de réception pour tenir compte du fait qu'un secteur peut se traverser de plus d'une façon. On a utilisé plusieurs valeurs de séparation d'antennes par position de réception et, pour chaque séparation, on a pris soin de changer la position des antennes sur le support. On procédait de la sorte afin d'augmenter le nombre de trajets qui étaient parcourus à l'intérieur de chaque

f_p (GHz)	Position		Nombre de fichiers	Branche 1			Branche 2		
	R_x	T_x		min.	moy.	max.	min.	moy.	max.
37.2	C_r	C_t	15	53.1	54.6	55.7	53.3	53.8	54.3
	C_r	B_t	13	51.5	53.6	55.1	53.0	54.1	55.4
	C_r	P_t	8	45.4	46.4	47.4	44.0	46.4	48.3
	B_r	C_t	8	53.0	54.4	55.5	52.2	53.9	54.9
	B_r	B_t	8	51.2	52.0	53.7	51.5	52.2	53.2
	B_r	P_t	8	43.9	46.9	48.2	44.0	45.6	46.5
	D_r	D_t	1		57.3			56.9	
	E_r	E_t	1		57.1			57.2	
	F_r	F_t	1		57.3			56.8	
27.0	C_r	C_t	9	56.7	58.2	59.6	57.0	58.7	60.4
	C_r	B_t	3	59.0	59.7	60.2	57.7	58.4	59.3
	C_r	P_t	1		51.8			53.1	
	B_r	B_t	2	56.4	56.9	57.3	55.5	56.3	57.0
	B_r	P_t	1		53.6			51.5	
	D_r	D_t	1		59.1			57.2	
	E_r	E_t	1		59.8			59.2	

Table 4.2: *Puissances moyennes (en dB_{1u}) déduites des données en fonction de conditions qui prévalaient lors de la deuxième série de mesures.*

“secteur” étudié. La table 4.2 donne les valeurs de puissance moyenne déduites des fichiers recueillis en fonction des conditions qui prévalaient lors des mesures. Si on tient compte de la précision du système de mesure, cette table indique que la puissance moyenne captée sur un parcours de 22λ est représentative, au dB près environ, de ce qui peut être reçu dans les environs de ce parcours. Ce résultat est en accord avec ce qu’on peut conclure d’un modèle à distribution de Rayleigh [19]. On est donc justifié d’avoir recours à la notion de secteur pour le modèle proposé. On notera que la table 4.2 révèle que la puissance captée en moyenne lorsque le transmetteur ne se trouve pas dans la même pièce que le récepteur (fichiers dont le nom commence par “ cp ” et “ bp ”) est de 6 dB inférieure environ à celle qui est reçue autrement pour une même puissance de transmission. Encore un fois, il semble que les cloisons de l’édifice où on a pris les mesures causent une atténuation de 6 dB pour les fréquences auxquelles on travaillait.

f_p (GHz)	POSITION		SEPARATION ENTRE LES ANTENNES DE RECEPTION														
			1λ			2λ			4λ			6λ			8λ		
			R	T	A	R	T	A	R	T	A	R	T	A	R	T	A
37.2	C_r	C_t	.33	.51	.44	.21	.30	.31	.37	.38	.27	.29	.45	.48	.10	.30	.25
	C_r	H_t	.42	.28	.57	.34	.46	.67	.61	.14	.60	-	-	.60	.73	.06	.52
	C_r	P_t	.20	.51	-	.39	.45	-	.32	.46	-	-	-	-	.31	.37	-
	H_r	C_t	.30	.01	-	.43	.39	-	.64	.11	-	-	-	-	.60	.21	-
	H_r	H_t	.38	.32	.11	.40	.11	.05	.29	-	-	-	-	-	.04	-	-
	H_r	P_t	.38	.19	-	.34	.25	-	.13	.27	-	-	-	-	.48	.10	-
	D_r	D_t	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	.44
	E_r	E_t	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	.34
	F_r	F_t	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	.25
27.0	C_r	C_t	.26	.18	-	-	.12	-	.19	.09	-	-	-	-	.36	.25	-
	C_r	H_t	.59	.74	-	.65	.50	-	-	-	-	-	-	-	.41	-	-
	C_r	P_t	.78	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	H_r	H_t	-	.30	.36	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	H_r	P_t	.46	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	D_r	D_t	.12	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	E_r	E_t	.41	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-

Table 4.3: Valeurs absolues $|\rho|$ du coefficient de corrélation des signaux pour la deuxième série de mesures.

Résultats relatifs à la notion de micro-secteur

En combinant plusieurs des résultats dont on dispose, on se convainc qu'on peut avoir recours à la notion de micro-secteur pour modéliser le canal. Les valeurs qui figurent dans les tables 4.3, 4.4 et 4.5 sont utilisées à cette fin. Elles présentent respectivement les valeurs des coefficients de corrélation $|\rho|$, ρ_r et $\rho_{r,2}$ des paires des signaux mesurés pendant la deuxième campagne de mesures. Ces valeurs sont calculées à l'aide des équations 2.9, 2.10 et 2.11 pour $x_m(t)$ et $x_n(t)$ représentés respectivement par $i_{1,k} + jq_{1,k}$ et $i_{2,k} + jq_{2,k}$.

Ces trois tables ne permettent pas d'établir de relations mathématiques entre les valeurs que prennent $|\rho|$, ρ_r ou $\rho_{r,2}$ et la distance qui sépare les antennes de réception pas plus qu'elles n'indiquent que ces valeurs sont fonction des positions ou des types de mouvement considérés. Par contre, elles montrent qu'on peut poser $\rho_r \approx \rho_{r,2}$.

La figure 4.24 résume le contenu des tables 4.3, 4.4 et 4.5 en présentant les estimations $\hat{F}_{|\rho|}(|\rho|)$, $\hat{F}_{\rho_r}(\rho_r)$ et $\hat{F}_{\rho_{r,2}}(\rho_{r,2})$ des fonctions de répartition des valeurs que

f_p (GHz)	POSITION R_x T_x		SEPARATION ENTRE LES ANTENNES DE RECEPTION														
			1 λ			2 λ			4 λ			6 λ			8 λ		
			R	T	A	R	T	A	R	T	A	R	T	A	R	T	A
37.2	C_r	C_t	-.04	.07	.00	-.10	-.10	-.05	.22	.07	.00	.08	-.05	.28	-.02	-.23	-.08
	C_r	B_t	-.16	.02	-.12	-.31	-.26	.06	.13	.03	.18			.05	.28	-.16	-.03
	C_r	P_t	-.08	-.11	-	-.16	.05	-	-.02	.38					-.04	-.18	-
	B_r	C_t	-.17	-.30	-	-.14	.05	-	.05	-.10					.01	.00	-
	B_r	B_t	.11	-.03	.08	-.02	.09	.04	.01						-.13	-	-
	B_r	P_t	.12	-.08	-	-.06	-.11	-	-.01	-.07					.34	-.12	-
	D_r	D_t	-	-	-	-	-	-	-	-					-	-	.01
	E_r	E_t	-	-	-	-	-	-	-	-					-	-	.03
	F_r	F_t	-	-	-	-	-	-	-					-	-	.10	
27.0	C_r	C_t	-.12	.12	-	-	-.09	-	.00	-.04	-	-	-	-	-.02	.09	-
	C_r	B_t	-.01	.45	-	.18	-.23	-	-	-	-	-	-	-	-	-.21	-
	C_r	P_t	-.54	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	B_r	B_t	-	.01	.18	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	B_r	P_t	.14	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	D_r	D_t	.04	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	E_r	E_t	.11	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-

Table 4.4: Valeurs calculées du coefficient de corrélation ρ_r des enveloppes de signaux pour la deuxième série de mesures.

f_p (GHz)	POSITION R_x T_x		SEPARATION ENTRE LES ANTENNES DE RECEPTION														
			1 λ			2 λ			4 λ			6 λ			8 λ		
			R	T	A	R	T	A	R	T	A	R	T	A	R	T	A
37.2	C_r	C_t	-.05	-.04	-.01	-.07	-.10	-.05	.27	.04	.07	.11	-.06	-.20	-.02	-.20	-.09
	C_r	B_t	-.14	.02	-.14	-.26	.17	.06	.10	-.04	.14	-	-	-.01	.33	-.16	-.03
	C_r	P_t	-.10	-.13	-	-.21	.08	-	-.04	.34	-	-	-	-	-.08	-.12	-
	B_r	C_t	-.15	-.26	-	-.16	.03	-	.03	-.15	-	-	-	-	.01	-.03	-
	B_r	B_t	.11	-.03	.10	-.03	.08	.03	.08	-	-	-	-	-	-.08	-	-
	B_r	P_t	.06	-.09	-	-.07	-.13	-	-.01	-.01	-	-	-	-	.41	-.03	-
	D_r	D_t	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	.05
	E_r	E_t	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	.04
	F_r	F_t	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	.29	
27.0	C_r	C_t	-.11	.14	-	-	-.01	-	-.04	-.04	-	-	-	-	-.08	.16	-
	C_r	B_t	-.05	.43	-	.18	-.23	-	-	-	-	-	-	-	-	-.19	-
	C_r	P_t	-.47	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	B_r	B_t	-	.01	.20	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	B_r	P_t	.15	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	E_r	E_t	.07	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-

Table 4.5: Valeurs calculées du coefficient de corrélation ρ_{r^2} des puissances de signaux pour la deuxième série de mesures.

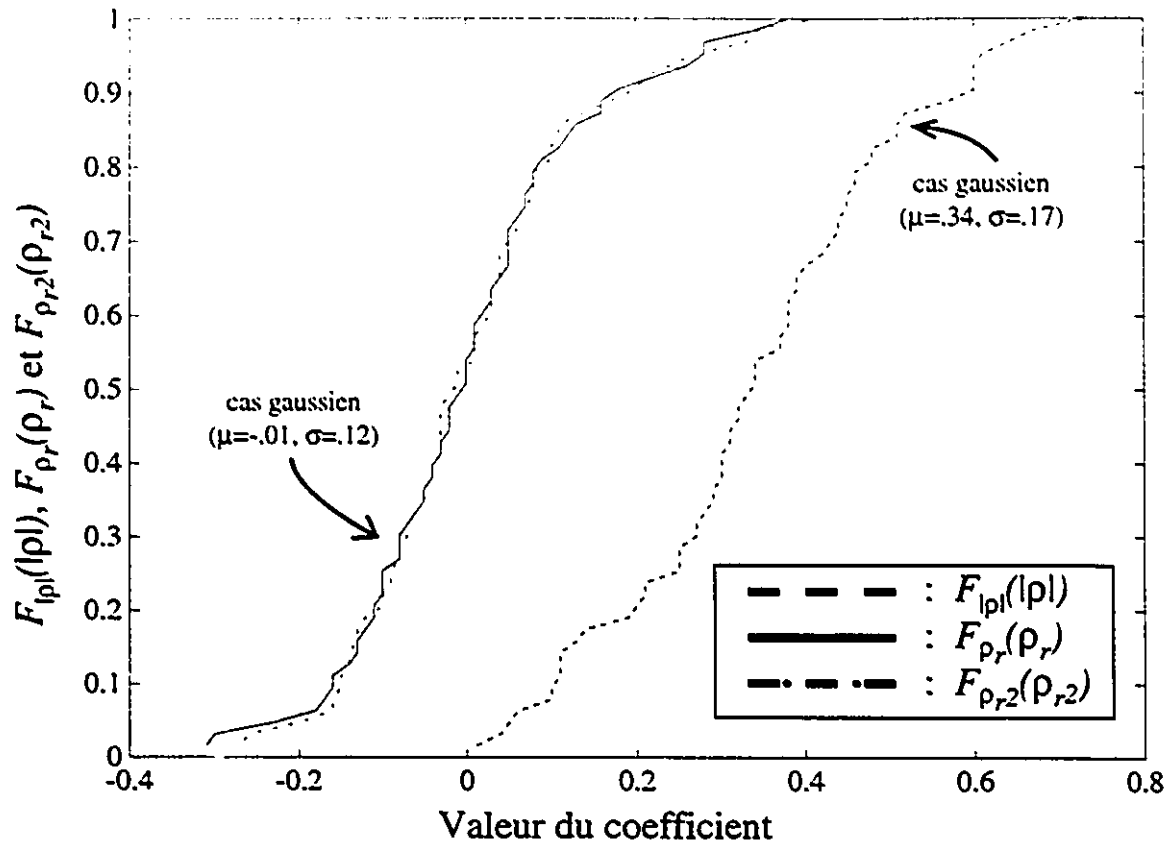


Figure 4.24: Estimations des fonctions de répartition de $|\rho|$, ρ_r et ρ_{r2} (2^e série de mesures, $f_p = 37.2$ GHz).

prennent $|\rho|$, ρ_r et ρ_{r2} pour l'ensemble des fichiers pour lesquels $f_p = 37.2$ GHz. On y constate que $\hat{F}_{\rho_r}(\rho_r) \approx \hat{F}_{\rho_{r2}}(\rho_{r2})$. La figure 4.24 présente aussi les fonctions de répartition théoriques de deux variables aléatoires gaussiennes. L'une d'elles a la même moyenne $\mu_\rho = .34$ et le même écart type $\sigma_\rho = .17$ que $|\rho|$. L'autre est presque nulle en moyenne ($\mu = -.01$) et son écart type σ vaut $.12$. Les courbes théoriques sont très proches des courbes pratiques. On en retient que $|\rho|$, ρ_r et ρ_{r2} ont des propriétés statistiques qui sont comparables à celles de variables aléatoires gaussiennes. Précisons toutefois que ce ne sont pas des variables gaussiennes, car contrairement à elles, la valeur des coefficients de corrélation est plus petite ou égale à un en module.

On a calculé $|\rho|$, ρ_r et ρ_{r^2} pour des séparations d d'antennes plus grandes que 1λ . Le fait qu'on puisse associer les valeurs de $|\rho|$, ρ_r et ρ_{r^2} à des valeurs faibles de variables aléatoires gaussiennes permet de penser que la corrélation entre les signaux qui sont captés à des endroits qui sont distants de plus d'une longueur d'onde est faible, sinon négligeable, en général. Cela implique qu'on peut considérer des micro-secteurs dont les dimensions sont, la plupart du temps, au plus aussi grandes que 1λ .

On a déjà indiqué (section 3.1.1) que le tracé de $d \log_e[s(t)]/dt$ pour les fichiers recueillis pouvait servir à appuyer le concept des micro-secteurs. La figure 4.25 présente l'estimation de $d \log_e[s_1(t)]/dt$ obtenue lorsqu'on utilise les données qui ont servies à tracer les figures 4.15, 4.16, 4.17. Le plus grand des "arcs de cercle" de la figure 4.25 correspond à l'évanouissement d'une trentaine de dB qu'a subit le signal. Si le taux d'échantillonnage employé avait été trop faible, cet arc aurait ressemblé à un polygone plutôt qu'à un cercle. La présence d'un plus grand nombre de points dans la partie supérieure du plan complexe traduit la progression de $\theta_1(t)$ tel qu'on peut le voir à la figure 4.17. La courbe qu'on y montre est représentative de celles qu'on tire des mesures faites. Même si des trajets en forme de "8" sont tracés, cette courbe ressemble à la figure 3.4. Le modèle à deux rayons qu'on propose peut donc être près de la réalité malgré sa simplicité.

La figure 4.25, comme tant d'autres estimations de $d \log_e[s_i(t)]/dt$, présentent des caractéristiques intéressantes. D'abord, les segments de la courbe correspondant à des affaiblissements des signaux captés ressemblent aux arcs de cercles prévus par le modèle. Les hypothèses formulées quant à l'invariabilité des caractéristiques du canal de radio à l'intérieur des micro-secteurs sont donc acceptables lorsqu'il y a des affaiblissement du signal. La ressemblance est moins bonne près de l'origine du plan complexe, c'est à dire lorsqu'on n'est pas en période d'évanouissement. Le modèle serait donc moins bon quand le signal est peu atténué, juste au moment où les variations de sa phase sont normalement peu prononcées. Comme les performances des systèmes de radio sont plus affectées par les affaiblissements que par les bonnes conditions de propagation, on tolère la difficulté qu'a le modèle à représenter les situations pour lesquelles le tracé de $d \log_e[s(t)]/dt$ passe près de

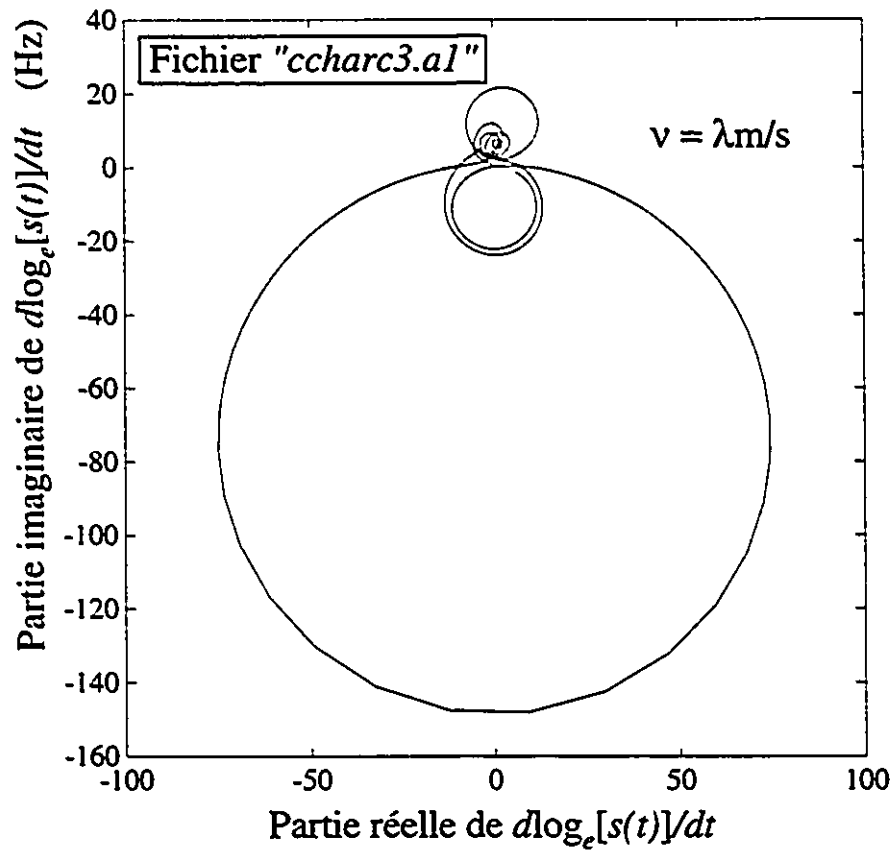


Figure 4.25: Estimation de $d\log_e[s_1(t)]/dt$ établie pour un signal $s_1(t)$ capté lors de la deuxième série de mesures.

l'origine du plan complexe. En fait, l'aspect de la figure 4.25 confirme que les caractéristiques du canal changent de façon suffisamment progressive pour qu'on suppose qu'elles sont stables par moments. C'est dire qu'il y a des micro-secteurs et que la difficulté qu'a le modèle à représenter les situations pour lesquelles $d \log_e[s(t)]/dt$ est presque nul s'explique en considérant que ces cas correspondent à un passage d'un micro-secteur à un autre. Bien qu'on constate que les caractéristiques du canal varient progressivement, on remarquera que chacun des cercles que semble décrire la courbe de la figure 4.25 est d'un diamètre qui diffère de ceux des cercles tracés juste avant ou après lui. Les caractéristiques du canal ne sont donc peu changeantes que le temps d'un affaiblissement du signal et elles ne se ressemblent pas nécessairement d'un affaiblissement à un autre; les micro-secteurs se suivent, mais ils ne se ressemblent pas. Comme un déplacement de $\lambda/4$ environ suffit pour déceler un affaiblissement, on est donc justifié de croire que les dimensions des micro-secteurs sont de cet ordre de grandeur.

On a précédemment émis (section 3.2) des hypothèses quant aux propriétés du paramètre d_μ du modèle. On a d'abord supposé que d_μ est à l'image des dimensions des micro-secteurs et on a supposé que d_μ était indépendant de A_r , A_e , θ_r et θ_e . Ensuite, on s'est prononcé sur sa fonction de répartition $F_{d_\mu}(d_\mu)$. Pour valider ces hypothèses, on doit pouvoir déduire d_μ des mesures qu'on a fait. Pour les fichiers recueillis, on peut évaluer d_μ en identifiant (voir figure 3.2) les échantillons correspondant à des maximums ou à des minimums locaux des enveloppes des signaux enregistrés. Connaissant la vitesse des déplacements et le taux d'échantillonnage, il devient alors facile d'estimer la distance d_μ qui sépare les endroits où ces événements prenaient place. Il n'est toutefois pas possible de mesurer A_r , A_e , θ_r et θ_e . Par contre, on peut connaître l'ampleur Δ_{dB} (voir figure 3.2) des affaiblissements qui sont associés aux valeurs de d_μ calculées. En déterminant la polarité des variations de la phase des signaux mesurés au moment où ceux-ci sont le plus affaiblis, on peut aussi estimer Δ_r et ϱ en tenant compte de leur définition et de l'équation 3.22. Si A_r , A_e , θ_r et θ_e sont indépendants de d_μ , on doit pouvoir observer que les estimations de ϱ sont indépendantes de d_μ .

La figure 4.26 présente des estimations de ϱ en fonction de d_μ . Les 540 points

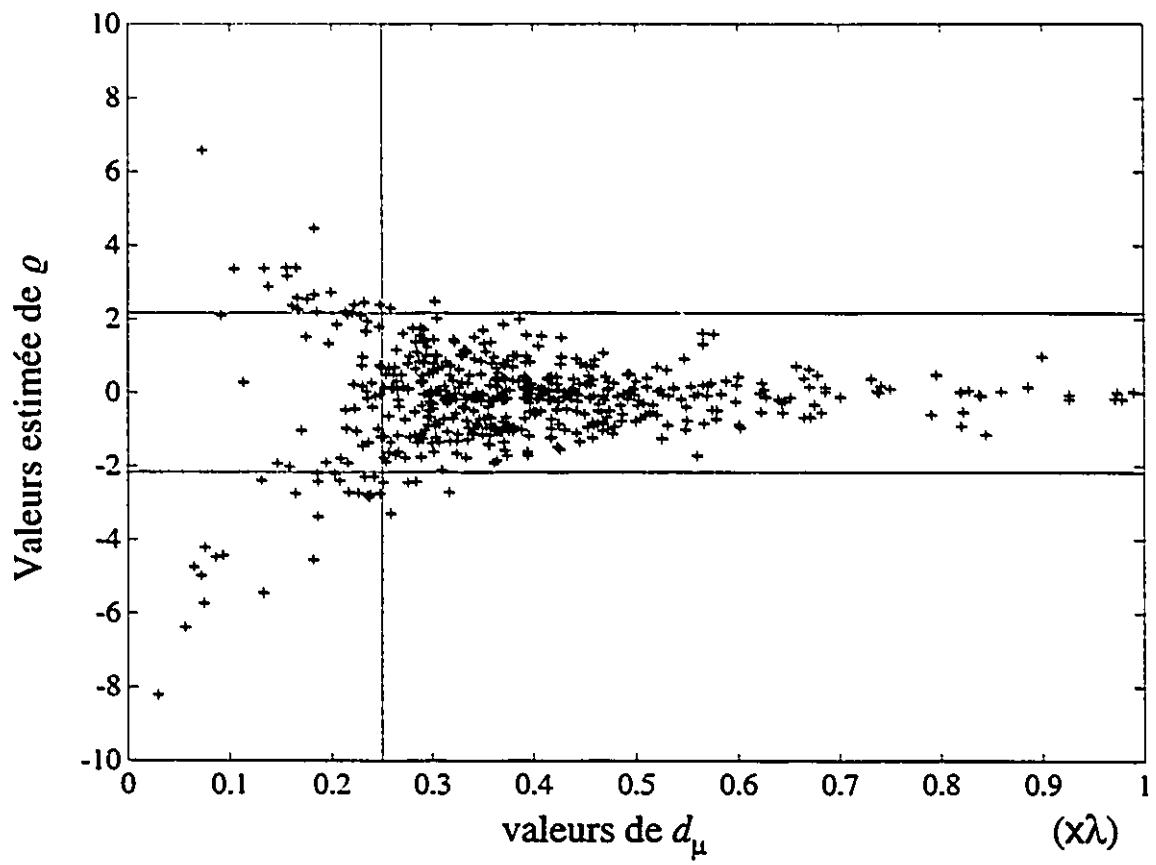


Figure 4.26: Valeurs des estimations de ρ en fonction de la distance d_μ (2^e série de mesures, fichiers dont le nom commence par "cc").

de cette figure ont été déduits des fichiers dont le nom commence par "cc". Elle combine les valeurs provenant des deux branches du deuxième système de mesure. Cette figure est à l'image de ce qu'on obtient quand on analyse les données que contiennent les autres fichiers. On remarque que $|\rho|$ croît à mesure que d_μ diminue. On ne peut supposer que ces paramètres sont indépendants l'un de l'autre si on ne tient pas compte de la précision des mesures et de la façon dont on calcule ρ . Pour chaque point de la figure 4.26, on trouve ρ à partir de Δ_{dB} et on détermine Δ_{dB} en faisant la différence entre deux niveaux de puissance exprimée en $dB_{1\mu}$. Comme les mesures de puissance sont précises au dB près, Δ_{dB} ne peut être connu avec précision quand on a Δ_{dB} plus petit que 2 dB environ. De l'équation 3.22, on déduit donc que les estimations faites de ρ sont peu fiables quand on a $|\rho| > 2.16$. Les lignes horizontales de la figure 4.26 servent à rappeler ce fait. Quand on fait abstraction des points pour lesquels on a $|\rho| > 2.16$, ρ semble moins dépendant de d_μ .

La ligne verticale permet de voir qu'il arrive que d_μ soit plus petit que $\lambda/4$ contrairement à ce que le modèle qu'on propose prévoit. Cela peut être dû au bruit qui entache les mesures. Par exemple, si du bruit a fait en sorte qu'une évaluation de la puissance d'un signal soit plus petite que l'évaluation qui l'a précédée et que celle qui l'a suivie, la méthode de calcul qui donne d_μ va indiquer qu'on a traversé deux micro-secteurs larges de $7 \mu\text{m}$ chacun (pour $f_p = 1024$ échantillons par λ). Une imprécision sur la vitesse ν à laquelle se font les déplacements peut expliquer l'obtention de valeurs pour lesquelles on a d_μ légèrement inférieur à $\lambda/4$. Des situations comme celles que décrivent les points de la courbe de la figure 4.15 qui se situent entre les points qu'identifient les lettres "b" et "c" sont aussi susceptibles faire en sorte que $d_\mu < \lambda/4$ et le modèle proposé ne peut les représenter correctement. En négligeant un instant les points de la figure 4.26 pour lesquels $d_\mu < \lambda/4$ en plus de ne pas tenir compte de ceux pour lesquels $|\rho| > 2.16$, on peut penser que les propriétés statistiques de d_μ sont indépendantes de celles de ρ et, par le fait même, de celles de A_r et de A_e .

D'après notre modèle, $F_{d_\mu}(d_\mu)$ est donné par

$$F_{d_\mu}(d_\mu) = \begin{cases} 0 & \text{pour } d_\mu < \frac{\lambda}{4} \\ 1 - e^{-\frac{N_d}{\lambda/4}(d_\mu - \frac{\lambda}{4})} & \text{pour } d_\mu \geq \frac{\lambda}{4} \end{cases} \quad (4.13)$$

Il est facile de comparer les estimations $\hat{F}_{d_\mu}(d_\mu)$ qu'on peut faire à partir des données à $F_{d_\mu}(d_\mu)$ si on construit des graphiques montrant, sur un échelle logarithmique, la probabilité $[1 - F_{d_\mu}(d_\mu)]$ que d_μ soit plus grand que les valeurs de l'abscisse. Si le modèle s'applique pour $d_\mu \geq \lambda/4$, on trace des droites dont la pente est négative. On a utilisé les fichiers créés pendant la deuxième campagne de mesures pour faire des estimations de $F_{d_\mu}(d_\mu)$. En observant chacune des estimations $\hat{F}_{d_\mu}(d_\mu)$ qu'on a pu faire à partir de chacun des fichiers dont on dispose, on a constaté que le modèle que l'on suggère décrit bien les propriétés statistiques de d_μ . La figure 4.30 représente l'ensemble de ces estimations pour $f_p = 37.2 \text{ GHz}$ alors qu'on ne conserve que les valeurs de d_μ associées à des valeurs de ϱ plus grandes que 2.16. Les lignes pointillées de cette figure correspondent à des situations théoriques pour différentes valeurs de N_d . On constate que la courbe qui représente la moyenne des estimations est très bien décrite par le modèle pour $N_d = 2$ (par régression linéaire pour $-\log_{10}[1 - \hat{F}_{d_\mu}(d_\mu)]$ avec $d_\mu > \lambda/4$: $N_d = 2.05$), car elle a l'aspect d'une droite pour $d_\mu > \lambda/4$. Les intervalles de confiance de la figure 4.27 montrent qu'on a généralement $1.25 < N_d < 3.5$.

Résultats relatifs à la notion de variation rapide

D'après notre modèle de canal, les propriétés statistiques des variations rapides des signaux captés dépendent de celles de A_r , A_e , θ_r et θ_e . Or, ces paramètres ne peuvent être mesurés en pratique. Par contre, on a déjà indiqué comment on peut estimer $\varrho = \log_{10}[A_r/A_e]$ et on peut déterminer l'enveloppe et la phase des signaux enregistrés. Dans ce qui suit, on appuie les hypothèses formulées en comparant des estimations des fonctions de répartition de ces quantités aux fonctions de répartition estimées. Des résultats sont présentés pour trois catégories de fichiers. On utilise les lettres "P", "M" et "D" pour les identifier afin d'alléger le texte. La catégorie P (même Place) regroupe les fichiers créés pendant la 2^e série de mesures

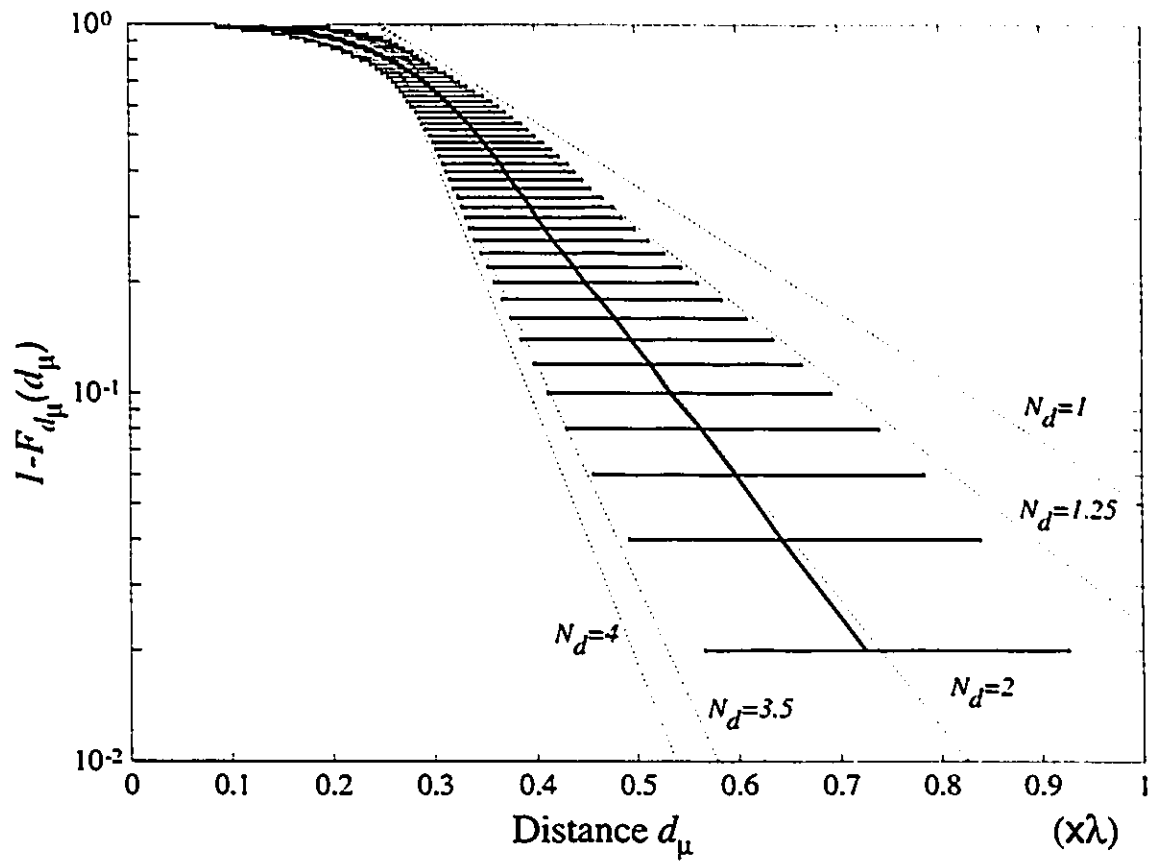


Figure 4.27: Moyenne des estimations $\hat{F}_{d_{\mu}}(d_{\mu})$ de la fonction de répartition de d_{μ} (2^e série de mesures, $f_p=37.2$ GHz).

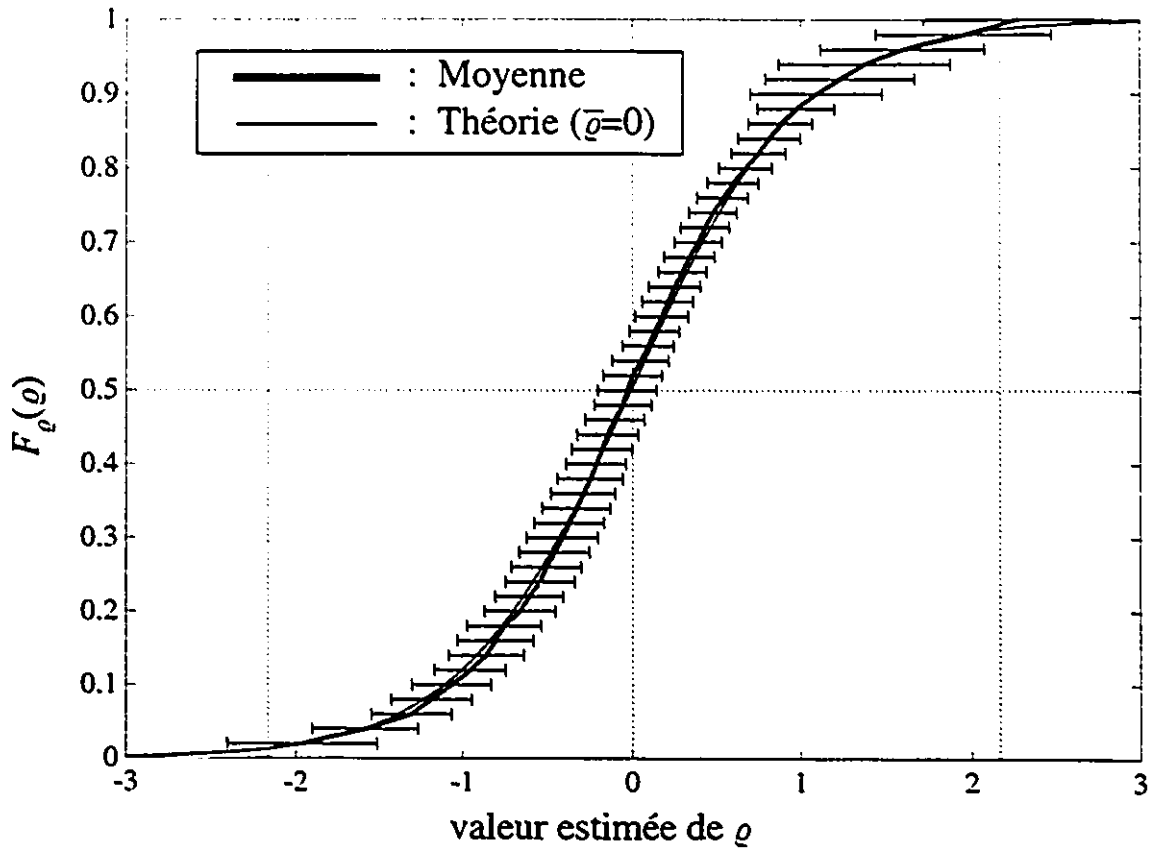


Figure 4.28: Moyenne des estimations $\hat{F}_\rho(\varrho)$ de la fonction de répartition $F_\rho(\varrho)$ pour les fichiers compris dans la catégorie P ($f_p=37.2$ GHz, 2^e série de mesures).

alors que les antennes de réception étaient sous l'antenne du transmetteur (fichiers dont le nom commence par "bb", "cc", "dd", "ee" ou "ff"). La catégorie M (avec Mur) est plutôt constituée des fichiers créés pendant que le transmetteur ne se situait pas dans la même pièce que le récepteur (fichiers dont le nom commence par "cp" et "bp") tandis que les fichiers restants (fichiers dont le nom commence par "bc" et "cb") font partie de la catégorie D (ligne Directe).

Les figures 4.28, 4.29 et 4.30 présentent par catégorie la moyenne des estimations $\hat{F}_\rho(\varrho)$ de $F_\rho(\varrho)$ faites à partir de chacun des fichiers de mesures créé pendant la deuxième campagne de mesures. Les estimations représentées par ces figures ont

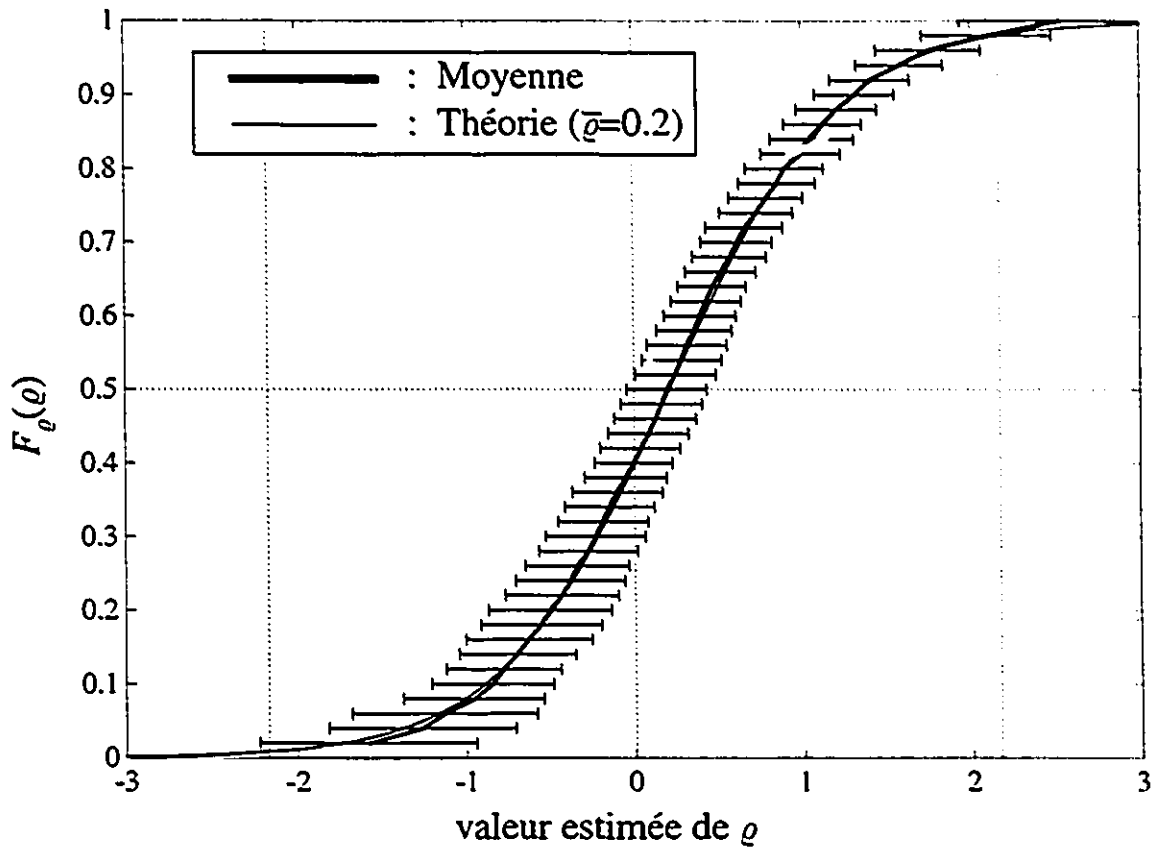


Figure 4.29: Moyenne des estimations $\hat{F}_\rho(\rho)$ de la fonction de répartition $F_\rho(\rho)$ pour les fichiers compris dans la catégorie M ($f_p=37.2$ GHz, 2^e série de mesures).

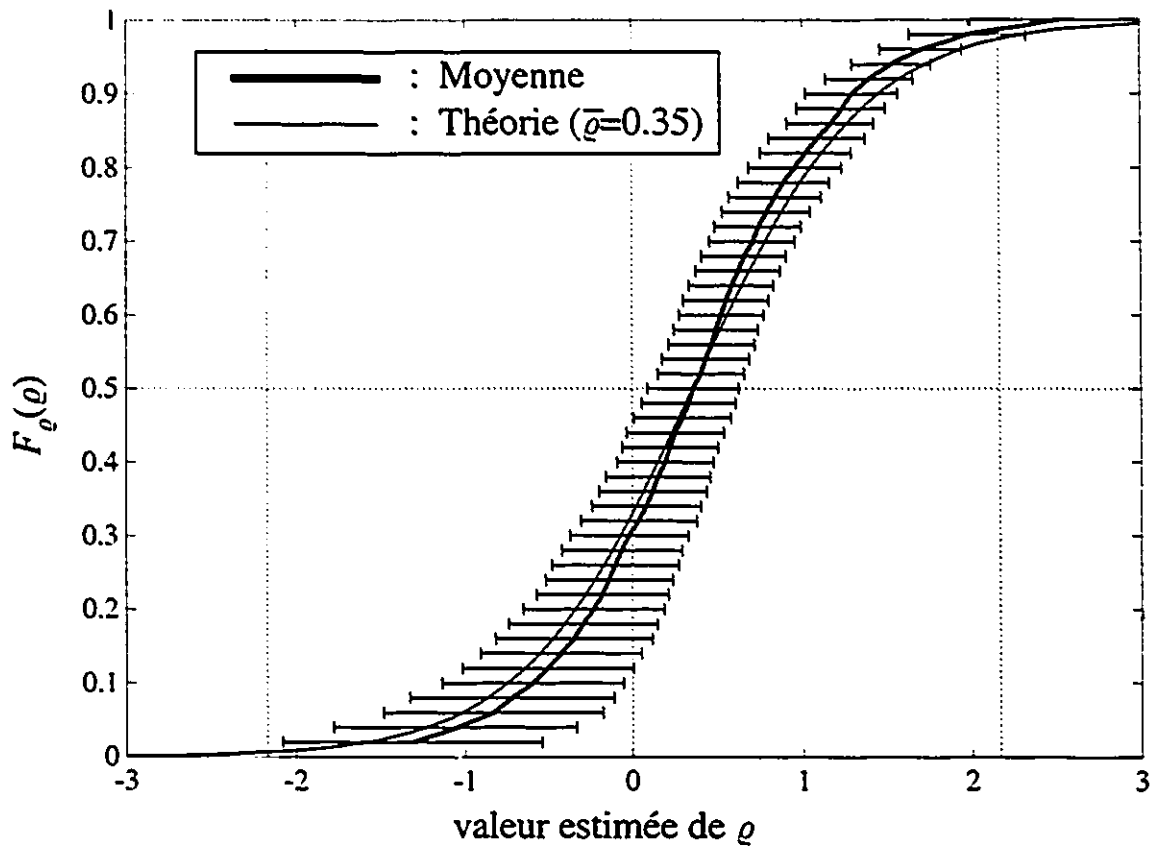


Figure 4.30: Moyenne des estimations $\hat{F}_\rho(\rho)$ de la fonction de répartition $F_\rho(\rho)$ pour les fichiers compris dans la catégorie D ($f_p=37.2$ GHz, 2^e série de mesures).

été faites pour $f_p=37.2$ GHz en tenant compte que le modèle implique $d_u \geq \lambda/4$ et en considérant une erreur relative de 3% sur la vitesse ν à laquelle les antennes sont déplacées. Pour chaque estimation, on combine les données provenant des deux branches du récepteur. Ces figures montrent des lignes pointillées verticales qui permettent d'identifier les points des courbes associés à des affaiblissements pour lesquels $\Delta_{dB} > 2$ dB (*i. e.* $|\varrho| < 2.16$) et des courbes qui représentent $F_\varrho(\varrho)$ qui est donné par

$$F_\varrho(\varrho) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \tanh(\varrho - \bar{\varrho}) \quad (4.14)$$

Ces dernières sont tracées en posant que $\bar{\varrho}$ est égal à la valeur moyenne des estimations de ϱ qui font partie de la catégorie représentée. Pour la catégories P, on prend $\bar{\varrho}=0$. Pour les catégories M et D, on utilise plutôt $\bar{\varrho}=.2$ et $\bar{\varrho}=.35$. Selon le modèle proposé, ces valeurs sont en accord avec les conditions expérimentales qui prévalaient lors des mesures. Pour la catégorie P, $\bar{\varrho}=0$ signifie que la puissance qui est captée ne parvient pas d'une région en particulier. Cette interprétation est en accord avec le fait que cette catégorie comprend les fichiers pour lesquels l'antenne de transmission se situe au-dessus de celles de réception; les antennes utilisées étant omnidirectionnelles dans le plan horizontal, on peut imaginer que des "rayons" partaient du transmetteur dans toutes les directions pour être ensuite réfléchis par les murs et le mobilier en direction du récepteur. Pour les catégorie M et D, $\bar{\varrho} > 0$ implique que le récepteur se déplaçait vers une zone où les "rayons" étaient plus intenses que ceux de la région dont il s'éloignait. Or, c'est en direction du transmetteur (mouvement de type R et A) que se dirigeaient les antennes de réception lorsqu'on a recoltés la majorité des fichiers qui font partie de ces catégories.

Pour la catégorie P (figure 4.28) et la catégorie M (figure 4.29), la ressemblance entre les courbes expérimentales et les courbes théoriques ne fait pas de doute. Les intervalles de confiance qui accompagnent les résultats pratiques montrent que des fluctuations des propriétés statistiques de ϱ sont possibles, mais on a constaté en observant chacune des estimations des catégories P et M que ces fluctuations sont plus dues à des changements de la valeur moyenne de ϱ qu'à des divergences avec la théorie. Pour la catégorie D, la ressemblance entre les courbes montrées

est moins bonne. Néanmoins, la courbe expérimentale est proche de la courbe théorique.

Les hypothèses formulées à propos de A_r , A_e , θ_r et θ_e font qu'on ne décide pas seulement des propriétés statistiques de ρ . Elles permettent aussi de se prononcer sur celles de l'enveloppe $r_l(t)$ et de la phase $\theta_l(t)$ du signal $S_l(t)$ qui est capté par la l^e branche d'un récepteur. Selon ces hypothèses, un modèle à distribution de Rayleigh est de mise pour représenter les propriétés de $r_l(t)$ et $\theta_l(t)$. L'analyse des données recueillies montre pour chacun des fichiers de mesures que la phase des signaux enregistrés est distribuée uniformément entre 0 et 2π comme c'est le cas pour un modèle à distribution de Rayleigh. Par contre, cette analyse indique que l'amplitude des signaux n'est pas toujours régie par une loi de Rayleigh.

La figure 4.19 de la section 4.2.1 montrent des estimations $\hat{F}_r(r)$ de la fonction de répartition de l'enveloppe des signaux captés lors de la deuxième série de mesures. Chaque courbe représente 22528 valeurs d'enveloppe. Certaines des courbes de cette figure peuvent être associées à une loi de Rayleigh mais peu d'entre elles ressemblent à la droite qui représente cette loi. On peut être surpris de voir des courbes si différentes les unes des autres. On pourrait penser que le nombre de valeurs qu'on utilise pour faire chaque estimation est assez grand pour s'attendre à ce que les courbes soient plus douces. Ce serait oublier le fait que les données provenant d'un même fichier ne sont pas toutes indépendantes les unes des autres. En fait, chaque fichier comprend beaucoup de données parce qu'on a utilisé un taux d'échantillonnage f_e élevé. Par contre, les trajets parcourus sont relativement courts et le nombre d'affaiblissements enregistrés par fichier ne peut être très grand (on traverse un nombre réduit de micro-secteurs). Aussi, il peut arriver qu'un affaiblissement marqué du signal soit représenté par une portion importante des données recoltées le long d'un parcours et la corrélation entre ces données peut être grande. L'extrémité gauche de la courbe représentant $\hat{F}_r(r)$ se situerait alors à gauche de la droite qui représente la loi de Rayleigh. Par contre il peut arriver qu'on n'enregistre pas d'affaiblissements très prononcés à cause du petit nombre de longueurs d'onde parcourues. Dans ces conditions, la courbe représentant $\hat{F}_r(r)$ indiquera que des affaiblissements marqués sont moins probables que ce que

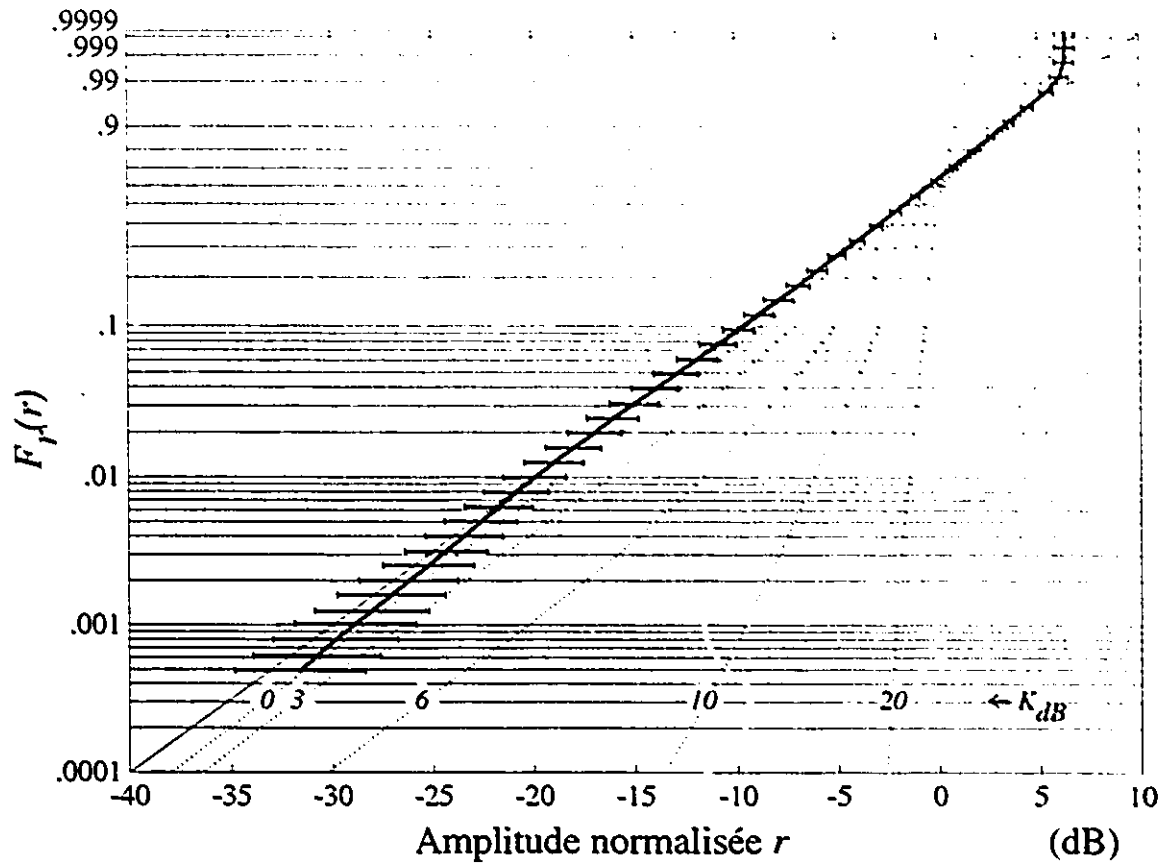


Figure 4.31: Moyenne des estimations $\hat{F}_r(r)$ de la fonction de répartition $F_r(r)$ pour les fichiers compris dans la catégorie P ($f_p=37.2$ GHz, 2^e série de mesures).

prévoit un modèle à distribution de Rayleigh même si ce modèle s'applique. Il faut donc éviter de tirer des conclusions basées sur l'aspect d'une seule estimation de $F_r(r)$ même si on utilisait un taux d'échantillonnage élevé. Il faut plutôt faire reposer les conclusions sur des résultats qui impliquent un grand nombre de longueurs d'onde de déplacement; il faut regrouper les estimations avant de se prononcer.

Les courbes expérimentales des figures 4.31 et 4.32 représentent respectivement les estimations de $F_r(r)$ déduites des fichiers des catégorie P et M pour $f_p=37.2$ GHz. Ces courbes sont très proches des droites qui représentent la loi de Rayleigh.

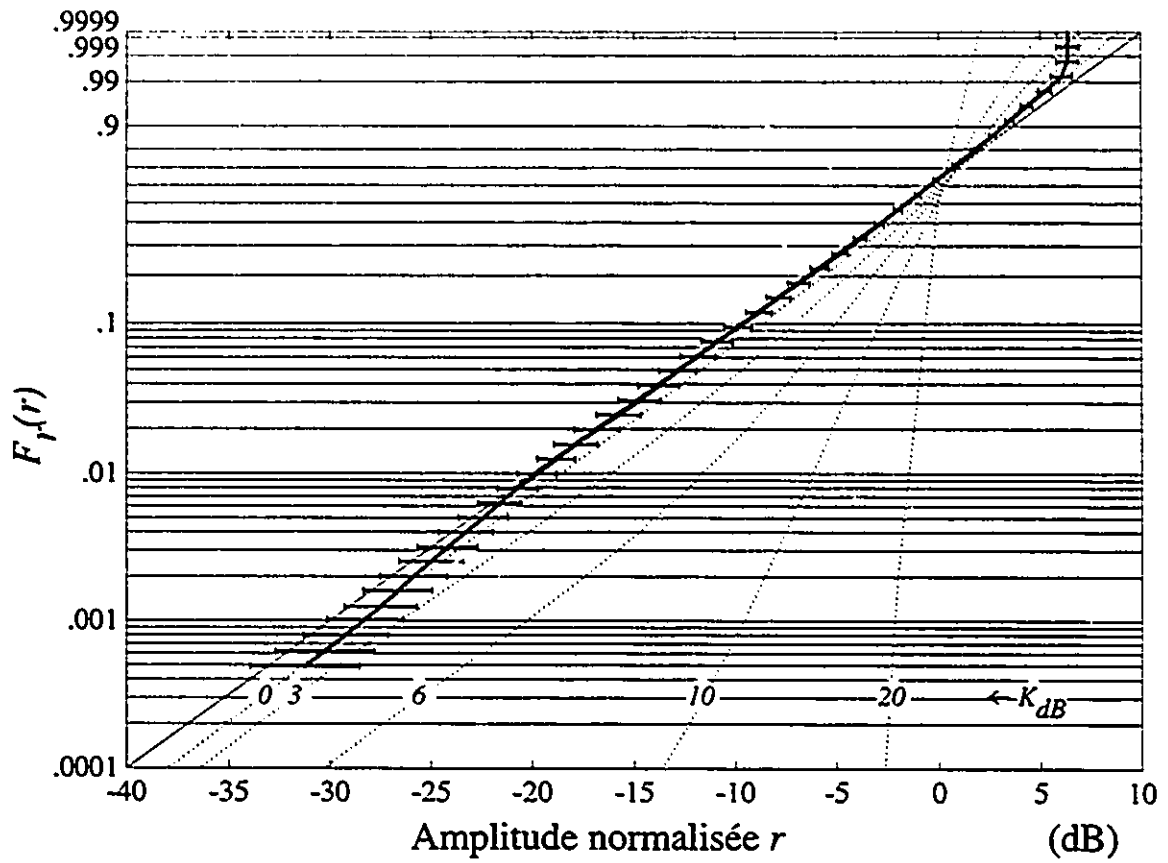


Figure 4.32: Moyenne des estimations $\hat{F}_r(r)$ de la fonction de répartition $F_r(r)$ pour les fichiers compris dans la catégorie M ($f_p=37.2$ GHz, 2^e série de mesures).

Si on tient compte de la discussion qui précède et si on compare la longueur des intervalles de confiance qui accompagnent la courbe de la figure 4.18 à la distance qui sépare les courbes expérimentales des figures 4.31 et 4.32 de la droite qui représente la loi de Rayleigh, on comprend qu'il serait dangereux de tenter d'expliquer pourquoi les courbes pratiques et théoriques ne sont pas en tous points identiques. Compte tenu de la précision du dispositif de mesure et de la longueur des trajets parcourus et à cause des résultats concernant ρ et d_μ , on préfère retenir que les fichiers des catégories P et M représentent des signaux dont l'enveloppe est régie par une loi de Rayleigh.

On présente la moyenne des estimations de $F_r(r)$ déduites des fichiers de la catégorie D pour $f_p=37.2$ GHz à la figure 4.33. Pour cette catégorie, on a déjà constaté que le modèle proposé décrit moins bien les propriétés statistiques de ρ qu'il ne le fait pour les autres catégories de fichiers. La figure 4.33 permet de comprendre pourquoi: un modèle à distribution de Rayleigh décrit difficilement les propriétés statistiques des signaux provenant des fichiers de la catégorie P. Pour cette catégorie, on n'a pas à penser que le diagramme de rayonnement de l'antenne de transmission fait qu'il est peu probable qu'un "rayon" se rende directement du transmetteur au récepteur comme c'est le cas pour la catégorie P non plus qu'on a à considérer qu'un mur se situe entre le transmetteur et le récepteur comme c'est le cas pour la catégorie P. Les fichiers de la catégorie D ont été créés alors que la puissance émise pouvait se rendre directement du transmetteur aux antennes de réception. Pendant les mesures, on s'attendait à ce que l'analyse des fichiers de cette catégorie démontre que l'enveloppe des signaux n'est pas régie par une loi de Rayleigh et la figure 4.33 démontre que ces attentes étaient fondées. La courbe expérimentale se situe généralement entre la courbe pointillée qui représentent une loi de Rice avec $K_{dB} = 0$ dB et la droite qui représente la loi de Rayleigh ($K_{dB} = -\infty$ dB). Comme la distance horizontale entre ces courbes théoriques est du même ordre de grandeur (1 à 2 dB) que la précision des mesures, on ne cherche pas à connaître la valeur de K_{dB} qui décrirait le mieux la courbe expérimentale. On se contente de savoir qu'elle se situe entre $-\infty$ et 0 dB.

On a conçu le protocole de mesure de la deuxième campagne de mesures de

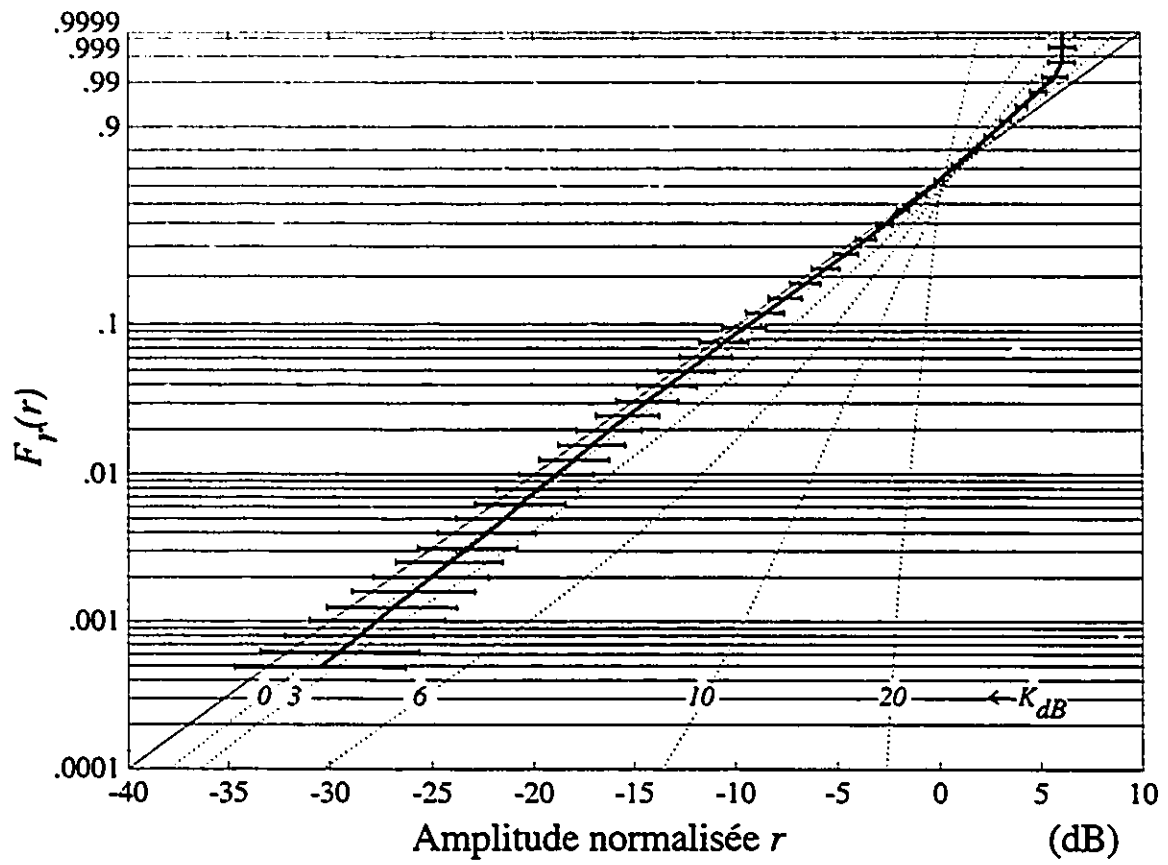


Figure 4.33: Moyenne des estimations $\hat{F}_r(r)$ de la fonction de répartition $F_r(r)$ pour les fichiers compris dans la catégorie D ($f_p=37.2$ GHz, 2^e série de mesures).

manière à se placer délibérément dans des situations pour lesquelles les antennes de réception sont en ligne de vue avec l'antenne de transmission. Si on obtenait $K_{dB} = 10$ dB par exemple pour ces situations, on envisagerait d'utiliser un modèle à distribution de Rice pour nos travaux. On obtient plutôt que $K_{dB} < 0$ dB. Pour un modèle à distribution de Rice (section 2.1), $K_{dB} < 0$ dB signifie que la version du signal transmis allant directement du transmetteur au récepteur est de puissance moindre que la puissance moyenne combinée des versions qui empruntent des parcours passant par les murs ou par le mobilier. La présumée composante en ligne de vue ne serait donc pas si différente des autres contributions au signal capté si on utilisait un modèle à distribution de Rice. De plus, si on obtient $K_{dB} < 0$ dB alors qu'il n'y a pas d'obstacle entre les antennes de réception et de transmission, on peut penser que les mouvements de tête ou de corps d'une personne qui utiliserait un radio feraient diminuer K_{dB} au point qu'on ait une loi de Rayleigh dans la pratique. Au cours de la première campagne de mesures, on a simulé l'emploi d'un récepteur portable en ayant cette éventualité à l'esprit et on a constaté [16] qu'une loi de Rayleigh peut représenter les propriétés statistiques de l'enveloppe des signaux mesurés même si, à l'exception de la présence possible de la personne qui porte l'antenne de réception, il n'y a rien qui se situe entre le récepteur et le transmetteur (parcours 1). Pendant les travaux qui sont décrits dans [13], on a récolté, pour $f_p = 21.6$ et 37.2 GHz, des fichiers qui pourraient faire partie de la catégorie P. On montre dans [13] que les estimations des fonctions de répartition de l'enveloppe des signaux mesurés ressemblent malgré cela à des lois de Rayleigh. Compte tenu de ces remarques et des résultats qu'on vient de présenter, on maintient qu'un modèle à distribution de Rayleigh comme celui que l'on propose est tout indiqué pour décrire les variations rapides des ondes millimétriques quand la propagation prend place à l'intérieur des édifices.

4.2.3 Validation des hypothèses formulées à propos des variations de la phase des signaux captés

Un des objectifs de la deuxième campagne de mesures effectuée était de permettre d'étudier les propriétés statistiques des variations dans le temps de la phase des signaux captés. Un taux d'échantillonnage élevé a été utilisé pour qu'il soit possible de s'intéresser à des valeurs élevées de variation de phase. En tenant compte de la vitesse ν à laquelle on déplaçait les antennes de réception, on a fait en sorte de récolter 1024 échantillons par déplacement d'une longueur d'onde λ . Des règles de sélection qu'on donne à l'annexe A, on peut déduire que l'on peut s'attendre à ce que l'écart $\Delta\theta$ entre les phases des résultats de deux échantillonnages consécutifs pour un tel taux soit généralement plus petit en module que 12 degrés (voir figure A.3 pour $\Delta\theta_{\max} = 12$ degrés et 1024 échantillons/ λ) lors d'affaiblissements impliquant des variations de puissance comparables à la plage dynamique du système (30 dB environ). La figure A.5 de l'annexe A indique quant à elle (pour $\Delta_{\text{dB}} = 30$ dB et 1024 échantillons/sec.) qu'on peut s'attendre à ce que l'erreur relative faite lors de l'estimation de la dérivée Ψ par rapport au temps de la phase $\theta(t)$ des signaux captés soit de l'ordre du pourcent pour nos mesures. On considère donc qu'à partir de chaque couple d'échantillons récoltés à $\tau = 1/1024$ secondes d'intervalle, on peut approximer une valeur de Ψ à l'aide de

$$\begin{aligned}\Psi &= \frac{d\theta(t)}{dt} \\ &\approx \frac{\theta(t + \tau) - \theta(t)}{\tau}\end{aligned}\tag{4.15}$$

On a établi des histogrammes des estimations de Ψ qu'on obtient pour les fichiers créés lors de la deuxième campagne de mesures en regroupant les fichiers selon les catégories "P", "M" et "D" définies à la section 4.2.2. On a procédé à ces regroupement afin que chaque histogramme tienne compte d'un nombre suffisant de valeurs pour qu'on puisse déterminer si notre modèle est apte à décrire les probabilités relativement faibles d'avoir Ψ très élevé. Pour comparer ces résultats expérimentaux aux implications théoriques du modèle, on utilise l'équation 3.109

qui permet d'estimer $F_\Psi(\Psi)$ à l'aide de

$$\hat{F}_\Psi(\Psi) = \frac{1}{2} + \frac{\left(\frac{\Psi}{2\pi} - \frac{\nu N_d \tanh(\bar{\nu})}{\lambda(N_d+1)}\right)}{\sqrt{\left(\frac{\Psi}{2\pi} - \frac{\nu N_d \tanh(\bar{\nu})}{\lambda(N_d+1)}\right)^2 + \left(\frac{\nu N_d}{\lambda(N_d+1) \cosh(\bar{\nu})}\right)^2}} \quad (4.16)$$

pour obtenir des histogrammes qui donnent le nombre de valeurs qui devraient faire partie en théorie de chacune des classes dont tiennent compte les histogrammes expérimentaux. Pour une classe incluant les valeurs de Ψ telles que $\Psi_{bas} < \Psi \leq \Psi_{haut}$ on a que la probabilité $P(\Psi_{bas} < \Psi \leq \Psi_{haut})$ qu'une valeur Ψ fasse partie de cette classe est telle que

$$\begin{aligned} P(\Psi_{bas} < \Psi \leq \Psi_{haut}) &= F_\Psi(\Psi_{haut}) - F_\Psi(\Psi_{bas}) \\ &\approx \hat{F}_\Psi(\Psi_{haut}) - \hat{F}_\Psi(\Psi_{bas}) \end{aligned} \quad (4.17)$$

aussi on pose que le nombre théorique n_Ψ de valeurs de Ψ qui devraient faire partie de cette classe lorsqu'on tient compte de n_t valeurs en tout est tel que

$$\begin{aligned} n_\Psi &= n_t P(\Psi_{bas} < \Psi \leq \Psi_{haut}) \\ &\approx n_t \left(\hat{F}_\Psi(\Psi_{haut}) - \hat{F}_\Psi(\Psi_{bas}) \right) \end{aligned} \quad (4.18)$$

Les figures 4.34, 4.35 et 4.36 présentent des histogrammes déduits des données recueillies pendant la deuxième série de mesures lors des transmissions à 37.2 GHz. Ces figures sont représentatives de ce qu'on obtient lorsqu'on ne fait pas de regroupement de fichiers ou quand on fait des regroupements différents de ce qu'impliquent les catégories P, M et D. La figure 4.34 montre l'histogramme résultant pour les cas où l'antenne de transmission se situait au dessus de celle de réception (catégorie P). La figure 4.35 montre plutôt l'histogramme associé aux mesures faites lorsqu'il y avait un mur entre le transmetteur et le récepteur (catégorie M) tandis que la figure 4.36 présente l'histogramme déduit des données recueillies alors qu'aucun objet ne se trouvait entre le transmetteur et le récepteur (catégorie D). Des histogrammes théoriques apparaissent aussi sur ces figures. Ces derniers ont été établis après qu'on ait attribué aux paramètres $\bar{\nu}$ et N_d du modèle des valeurs qui, tout en étant commodes à manipuler, font que les courbes théoriques ressemblent grandement aux courbes expérimentales. En fait,

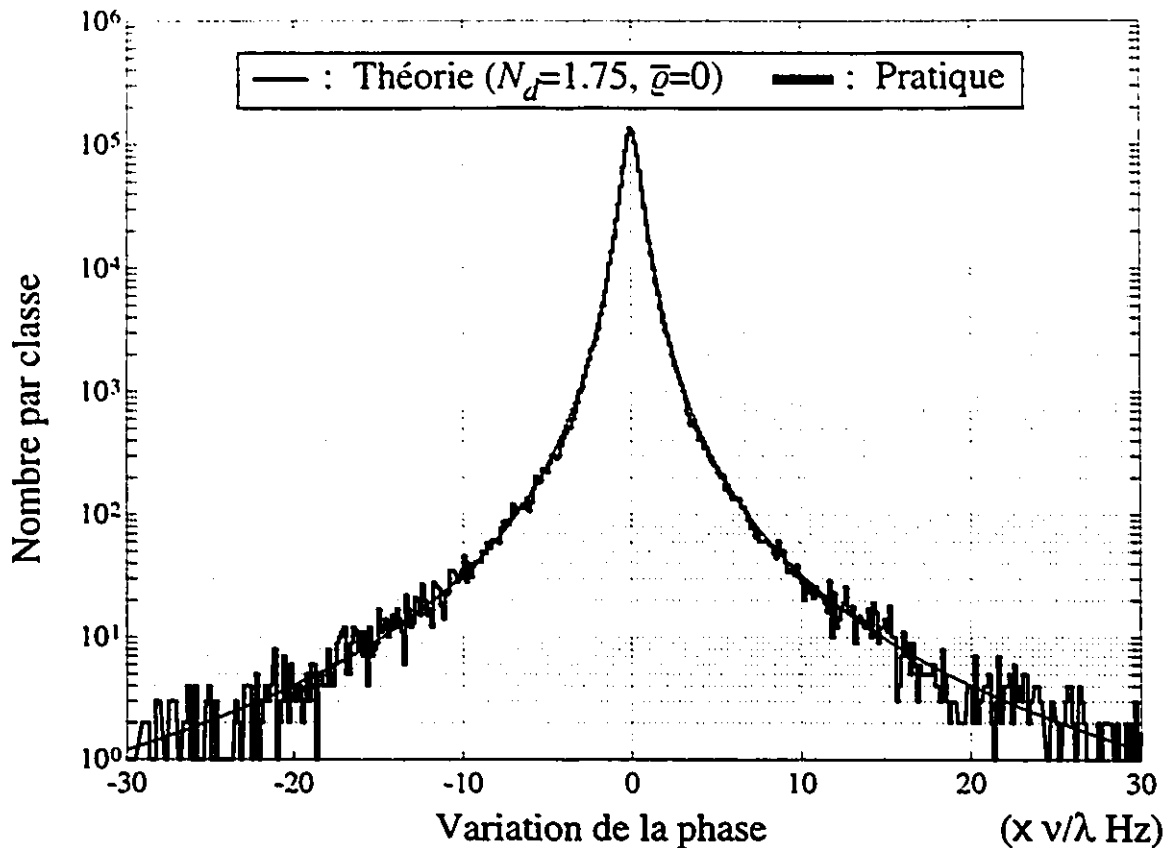


Figure 4.34: Histogrammes concernant les estimations de variations de phase Ψ pour les fichiers compris dans la catégorie P ($f_p = 37.2$ GHz, 2^e série de mesures).

les ressemblances observées sont si grandes qu'on estime que $\hat{F}_\Psi(\Psi)$ peut être utilisé pour représenter la fonction de répartition de Ψ . De plus, on remarquera que les valeurs attribuées à \bar{q} pour tracer les histogrammes théoriques sont près des valeurs moyennes produites à la section 4.2.2. On notera aussi qu'on a fait prendre à N_d des valeurs qui se situent dans la plage de valeurs considérée dans cette même section. Il y a donc correspondance entre les résultats présentés ici et ceux qui concernent les propriétés statistiques de paramètres \bar{q} et N_d .

On n'a pas cherché à trouver les valeurs de \bar{q} et N_d qui procureraient, en fonction de critères mathématiques (ex. réduction de l'erreur quadratique), la meilleure ressemblance entre les histogrammes théoriques qui leurs sont associés et ceux

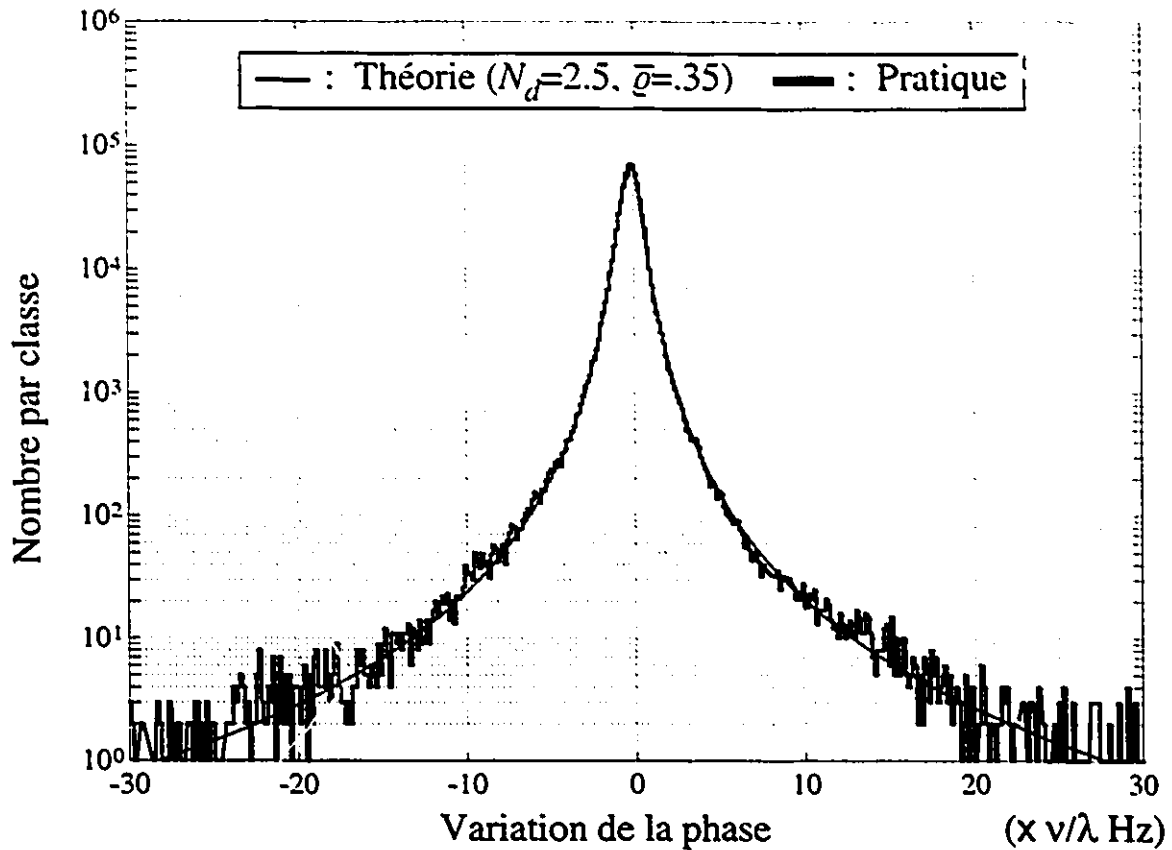


Figure 4.35: Histogrammes concernant les estimations de variations de phase Ψ pour les fichiers compris dans la catégorie M ($f_p = 37.2$ GHz, 2^e série de mesures).

qu'on obtient en pratique. On estime qu'il aurait fallu récolter des nombres plus importants de données pour bien plus d'arrangements de transmetteur et de récepteur pour qu'on puisse prétendre que des valeurs \bar{q} ou N_d établies selon des critères mathématiques soient plus indiquées que des valeurs approximatives établies par essais et erreurs. On a mené des campagnes de mesures d'envergure modeste en ayant pour objectifs d'établir les ordres de grandeur de ces paramètres plutôt qu'en cherchant à en connaître les valeurs précises. Cela nous suffit donc de savoir qu'on a \bar{q} presque nul et N_d légèrement supérieur à 2.

Les figures 4.34, 4.35 et 4.36 montrent que l'on peut estimer la fonction de répartition $F_\Psi(\Psi)$ de Ψ à l'aide de $\hat{F}_\Psi(\Psi)$ pour trois types de situation bien précis.

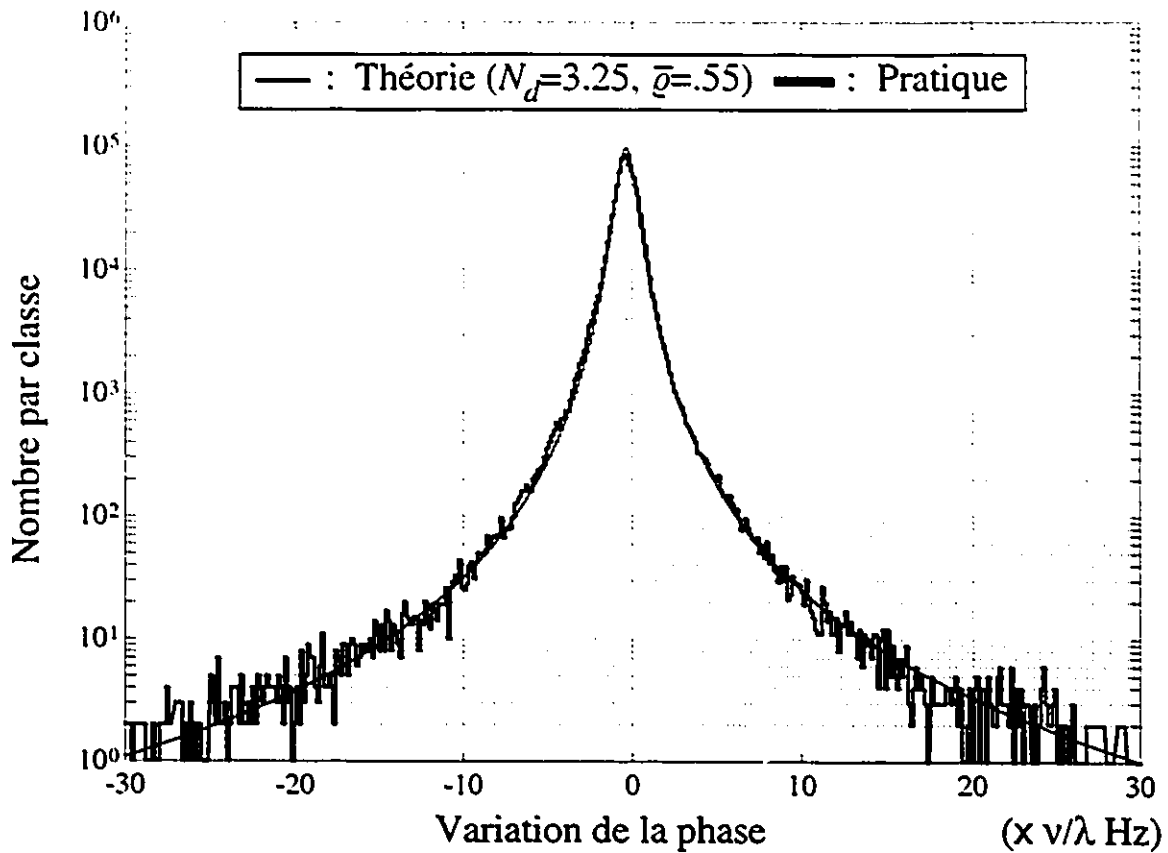


Figure 4.36: Histogrammes concernant les estimations de variations de phase Ψ pour les fichiers compris dans la catégorie D ($f_p = 37.2$ GHz, 2^e série de mesures).

Dans le cas d'un récepteur mobile, les caractéristiques du canal de radio changent au fur et à mesure des déplacements; il n'y a pas toujours un mur entre le transmetteur et le récepteur par exemple. Pour tenir compte de ce fait, on a établi un histogramme qui tient compte de l'ensemble des estimations de Ψ déduit des fichiers créés lors de la deuxième campagne de mesures. La figure 4.37 permet de comparer cet histogramme à un histogramme théorique pour lequel on pose $\bar{q} = .3$ et $N_d = 2.25$ puisque ces valeurs conduisent à une bonne ressemblance entre les courbes montrées. On y constate encore une fois que $\hat{F}_\Psi(\Psi)$ permet de bien estimer $F_\Psi(\Psi)$ et ce, même pour Ψ relativement grand en valeur absolue.

À nouveau, prendre N_d légèrement supérieur à 2 permet d'obtenir une bonne

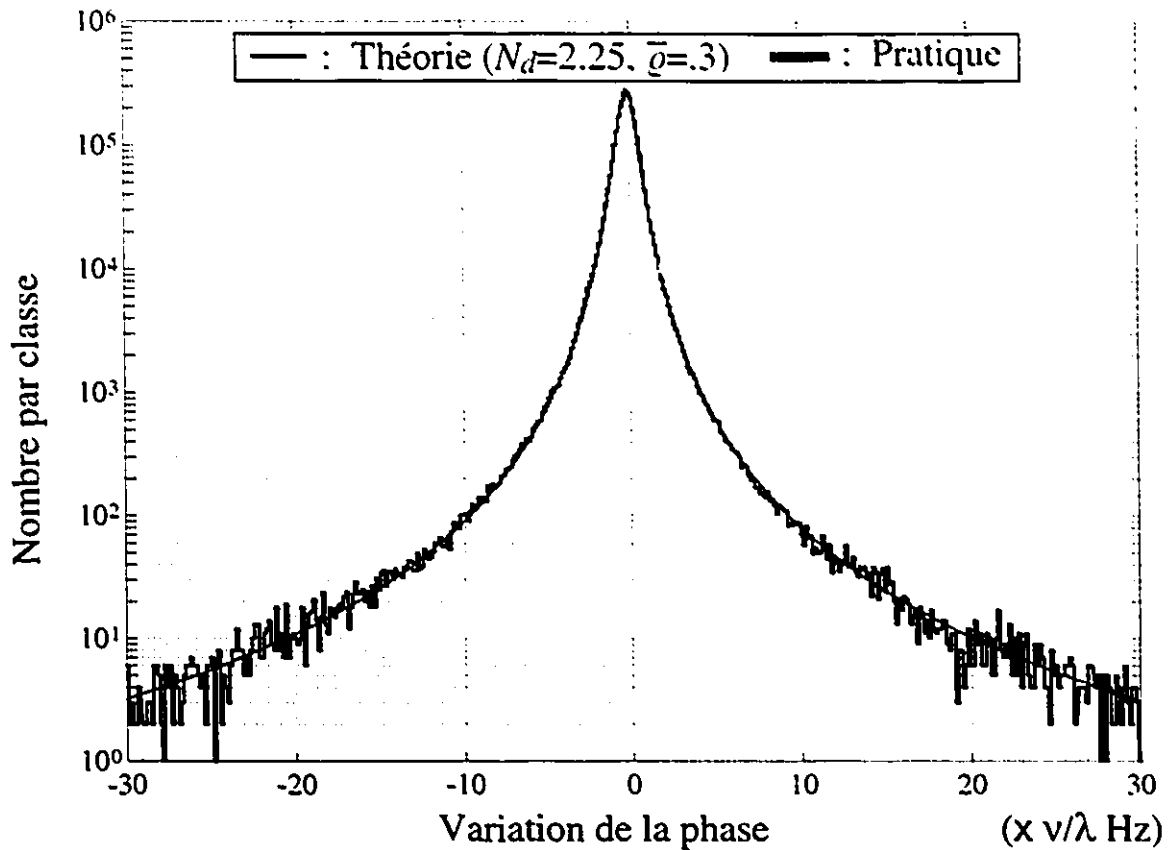


Figure 4.37: Histogrammes concernant les estimations de variations de phase $\bar{\Psi}$ pour les fichiers compris dans les catégories P, M et D ($f_p = 37.2$ GHz, 2^e série de mesures).

ressemblance entre ce qu'on obtient en pratique et ce que prévoit le modèle proposé. Compte tenu des résultats de cette section, du fait qu'on ait obtenu N_d très proche de 2 à la section 4.2.2 et des discussions des sections 3.2.2 et 3.3, il semble que l'on peut admettre que poser $N_d = 2$ revient à attribuer à ce paramètre une valeur qui peut s'utiliser lorsqu'il est question de propagation intérieure des ondes millimétriques.

Les figures 4.34 à 4.37 indiquent qu'il faut \bar{q} légèrement supérieur à 0 pour que la théorie corresponde aux résultats pratiques. Ce résultat implique que la puissance captée provenait principalement de la région vers laquelle on dirigeait le récepteur.

Or, tous les fichiers dont tiennent compte ces figures ont été recueillis alors que le récepteur ne s'éloignait pas du récepteur. Aussi, on peut croire qu'on aurait $\bar{\varrho} < 0$ si on reprenait des mesures en s'assurant cette fois que le récepteur n'est pas approché du transmetteur. Comme dans la pratique, on peut s'attendre à ce que les déplacements qu'imposent les usagers aux récepteurs se font tant en direction du transmetteur que dans la direction opposée, on estime donc qu'il est en fait tout aussi probable d'avoir $\bar{\varrho} < 0$ que $\bar{\varrho} > 0$ ce qui impliquerait que $\bar{\varrho} = 0$ serait en général la valeur à utiliser avec notre modèle.

4.3 Résumé du chapitre

Pour pouvoir se prononcer sur l'à propos du modèle qu'on propose et pour appuyer l'idée voulant que des récepteurs soient dotés d'un grand nombre d'antennes, on a conduit des travaux en laboratoire. Ce chapitre a servi à décrire les objectifs visés lors de ces travaux de même que le principe de fonctionnement des systèmes de mesure utilisés et les protocoles de mesure qu'on a élaborés et suivis. La calibration de ces systèmes, la correction des données recueillies et la fiabilité des mesures effectuées ont aussi fait l'objet de discussions. La validation des hypothèses formulées au chapitre précédent a suivi. Les résultats présentés ont été regroupés en trois thèmes lorsqu'il a été question des notions et des paramètres associés au modèle proposé. D'abord, l'étude des variations lentes de la puissance des signaux captés a permis de vérifier que l'on peut faire la distinction entre les variations lentes et rapides et que la notion de secteur s'applique. Puis, l'examen de valeurs de coefficients de corrélation et d'estimations de dérivée de logarithme naturel a confirmé qu'on peut avoir recours à la notion des micro-secteurs que définit le modèle. Enfin, la comparaison d'estimations de fonction de répartition et de densité de probabilité déduites des données recueillies à ce que prévoit le modèle a validé les hypothèses formulées à propos des propriétés statistiques de ses paramètres en plus d'indiquer qu'un modèle à distribution de Rice pour lequel on aurait $K_{dB} < 0$ dB pourrait aussi être de mise lorsque rien ne se situe entre l'antenne de transmission et celle de réception. La validation des

hypothèses concernant les variations dans le temps de la phase des signaux captés vient compléter ce chapitre en révélant qu'on peut prendre $\bar{\varphi} \approx 0$ et $N_d \approx 2$ pour résumer les résultats expérimentaux dont on dispose.

Chapitre 5

Réception en diversité d'espace avec combinaison de signaux sélectionnés

On s'intéresse aux possibilités qu'offrirait un système de réception en diversité à l'aide d'un grand nombre d'antennes pour de la radiocommunication intérieure à plus de 20 GHz. On a procédé à une revue commentée de la littérature dans ce qui précède pour justifier le cadre de travail qu'on préconise. Tout en constatant qu'il y a beaucoup d'informations relatives aux fréquences inférieures à celles qui ici nous intéressent, on a relevé un besoin pour des résultats expérimentaux concernant la bande des fréquences allant de 20 à 60 GHz. La couverture qu'on a fait du domaine de la réception en diversité fut orientée de manière à faire ressortir le besoin de techniques d'exploitation de la diversité adaptées à l'emploi de plusieurs antennes disposées sur un récepteur portable. C'est là qu'on a, entre autres, fait la distinction entre les techniques de combinaison des signaux et celles de sélection. Ensuite, on a mis en évidence le fait que des simplifications apportées à la technique de sélection aideraient à doter un récepteur de dizaines d'antennes. L'idée d'une méthode d'exploitation de la diversité impliquant à la fois de la sélection et de la combinaison y fut aussi soulevée et notre préférence pour de la démodulation non cohérente fut justifiée.

Les travaux qu'on a conduit en laboratoire pour disposer de résultats qui concernent la bande des fréquences allant de 20 à 60 GHz nous ont permis de proposer un modèle de la propagation intérieure à ces fréquences. Dans ce qui suit, on utilise ce modèle. On suppose que des signaux sont captés dans un même secteur à raison d'un signal par micro-secteur. C'est dire qu'on pose que ces signaux sont de même puissance en moyenne et qu'il n'y a pas de corrélation entre les perturbations qui affectent les répliques du message dont on dispose. Les micro-

secteurs étant supposés de largeur comparable à la faible longueur d'onde λ de la fréquence de transmission des signaux, ces propriétés nous font affirmer que des récepteurs pourraient se voir dotés de dizaines d'antennes afin de réduire certains des problèmes associés à la propagation multivoie. Aussi, le reste de ce chapitre s'intéresse-t-il à des techniques nouvelles d'exploitation de la diversité que procureraient de tels récepteurs.

Le modèle qu'on propose repose sur des mesures effectuées à l'aide d'un système à bande étroite. Comme on n'a pas conduit de travaux en laboratoire à l'aide d'un système de mesures à bande large, il ne serait pas indiqué de l'employer pour étudier la réception en diversité lors d'affaiblissements sélectifs en fréquences. On limite donc l'analyse qu'on fait des techniques d'exploitation de la diversité présentées à des situations pour lesquelles on peut prétendre que les affaiblissements que subissent les signaux transmis ne sont pas de ce type tout en étant lents par rapport aux taux de signalisation à considérer et à la vitesse des circuits de commutation dont tiennent compte ces techniques. Cela signifie qu'on s'en tient aux cas pour lesquels les taux de transmissions sont inférieurs à 1 ou 2 Mbits/s [35] et implique qu'on doit s'attarder en fin de chapitre sur l'ordre de grandeur des taux de signalisation qui permettent de poser que les affaiblissements sont lents. C'est pourquoi qu'après avoir présenté (section 5.1) plus en détails les hypothèses de travail qu'on utilise dans les sections qui suivent, ce chapitre décrit les techniques d'exploitation de la diversité qu'on a imaginées (section 5.2) pour ensuite (section 5.3) porter sur les propriétés statistiques des valeurs de rapport signal sur bruit qui prévalent aux sorties des circuits associés à ces techniques et montrer comment on obtient des résultats permettant de comparer les techniques présentées (section 5.4); la comparaison se faisant principalement sur la base des risques d'obtenir des erreurs de démodulation lorsqu'il y a modulation binaire de la phase des signaux qui sont transmis. Il est ensuite simple d'utiliser les résultats de ces sections pour évaluer pour quels taux de signalisation on fait affaire à des affaiblissements qui sont lents. C'est ce qui est fait à la section 5.5. La section 5.6 résume le chapitre. On y conclue entre autres choses que les techniques qu'on propose peuvent avantageusement s'utiliser pour combattre les effets de

la propagation multiparcours sur les radiocommunications intérieures lorsque la longueur d'onde de la fréquence de transmission ne vaut que quelques millimètres seulement.

5.1 Hypothèses de travail

En plus d'employer le modèle qu'on propose pour étudier la réception en diversité d'espace à l'aide de plusieurs antennes, on considère que les signaux captés sont tous entachés de bruits blancs additifs et gaussiens. De plus, le bruit n_i qui entache un signal s_i donné est de moyenne nulle et de même puissance en moyenne que chacun des bruits associés aux autres signaux captés bien qu'il n'y ait pas de corrélation entre lui et les autres bruits. Ces hypothèses et l'emploi du modèle proposé font que les valeurs de rapport signal sur bruit qu'on peut établir pour chacun des signaux captés forment un groupe de variables aléatoires indépendantes les unes des autres, mais de distributions identiques. Ces hypothèses sont compatibles avec celles qu'utilisent Proakis dans [8] et Brennan dans [44] pour traiter de la réception en diversité. Elles permettent de poser que pour x_i représentant la valeur de rapport signal sur bruit que présente un signal s_i , on a que

$$f_{x_i}(x_i) = \begin{cases} \frac{1}{\bar{\gamma}} e^{-x_i/\bar{\gamma}} & \text{pour } x_i \geq 0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (5.1)$$

où $\bar{\gamma}$ est la valeur moyenne de x_i .

En plus des hypothèses qu'on formule à propos des propriétés des signaux captés, des suppositions concernant le fonctionnement des circuits que requièrent les techniques de réception en diversité proposées sont aussi prises en compte dans le reste de ce chapitre. D'abord, on suppose que l'on peut disposer de circuits de démodulation cohérente ou non cohérente dont on peut évaluer les performances à partir de la seule connaissance de la valeur du rapport signal sur bruit qui prévaut à leur entrée. Par exemple, les instants d'échantillonnage, la fréquence et la phase des porteuses et les retards à imposer aux signaux au besoin sont donc réputés connus de façon suffisamment bonne pour que les performances des démodulateurs

ne dépendent pas de ces facteurs. On se prononce aussi sur le fonctionnement des circuits de sélection.

Les commutations que commandent les circuits de sélection sont susceptibles d'affecter les performances des récepteurs [46] si on ne gère pas adéquatement les instants où se font ces commutations. On peut obtenir un aperçu du nombre de commutations que pourrait commander un circuit de sélection en calculant le nombre approximatif de micro-secteurs traversés par un récepteur opérant à une trentaine de gigahertz alors qu'on le déplacerait en marchant. En estimant qu'il y aurait une commutation par micro-secteur, quatre micro-secteurs par longueur d'onde et 125 longueurs d'onde par mètre alors qu'on se déplacerait à près d'un mètre par seconde, on trouve qu'un circuit de sélection procéderait à environ 500 commutations par seconde dans pareils cas. Quand on compare ce nombre à d'éventuels débits binaires proches du mégabit par seconde, on constate que plusieurs centaines de bits pourraient être reçues entre les périodes de temps que les règles de gestion des messages consacrerait à l'opération de sélection des signaux. C'est pourquoi on pose à la manière de ce qui est fait dans [46] que les circuits de sélection s'utilisent avec des protocoles de gestion des messages qui font en sorte que les commutations qu'ils impliquent n'affectent pas les performances des démodulateurs de façon significative.

5.2 Techniques proposées de combinaison de signaux sélectionnés

Les possibilités qu'offrirait un système de réception en diversité à l'aide d'un grand nombre d'antennes sont réduites par la complexité des circuits qui augmente avec le nombre d'antennes. Ainsi, la sélection d'un signal parmi un groupe important de signaux peut impliquer des circuits d'une complexité trop grande pour qu'ils puissent être construits. Afin d'ébaucher une solution à ce problème, on s'est brièvement penché sur la question en cherchant à simplifier le processus de sélection des signaux. On en discute à la section 5.2.1 pour montrer qu'il ne

faut pas écarter d'emblée la possibilité de voir des récepteurs dotés d'un nombre important d'antennes. La combinaison de plusieurs signaux peut aussi causer des problèmes. Face à ceux-ci, on peut penser que *s'il y a avantage à combiner des signaux d'une certaine qualité, il y a sûrement avantage à combiner des signaux d'une qualité certaine*. Aussi a-t-on imaginé combiner quelques signaux sélectionnés plutôt que d'en combiner une grande quantité sans égards à leur qualité respective. C'est à ce principe qu'on réfère lorsqu'on parle de combinaison de signaux sélectionnés et la section 5.2.2 présente trois méthodes d'exploitation de la diversité qui permettent de le mettre en application. Lors de la description de ces méthodes, on insiste sur la notation qui sert à représenter les nombres d'antennes, de signaux sélectionnés et de signaux combinés qui sont en jeu, car ces nombres sont de premières importances lorsqu'on s'intéresse aux avantages (voir sections 5.3 et 5.4) qu'offrent les méthodes décrites. On y fait aussi la distinction entre les méthodes qu'on dit cohérentes et non cohérentes, ces dernières étant particulièrement intéressantes lorsqu'on opte pour de la démodulation non cohérente.

5.2.1 Description d'une technique de sélection simplifiée

Pour être en mesure de simplifier de façon satisfaisante la technique de sélection classique, il suffit d'admettre qu'un circuit de sélection est un circuit qui, d'une part, présente à sa sortie la meilleure des répliques disponibles du signal reçu et qui, d'autre part, cherche une réplique qui soit préférable à celle déjà choisie. On comprend alors aisément qu'une simplification de la technique de sélection passe par des modifications apportées à l'opération de recherche de la réplique à préférer. On a imaginé (voir figure 5.1) une simplification qui consiste d'abord à comparer la réplique sélectionnée à une seule des autres répliques à la fois plutôt qu'à elles toutes comme c'est le cas pour la technique de sélection classique. On procède alors en série plutôt qu'en parallèle et on élimine des duplications de circuits. Après, la meilleure des deux répliques comparées est acheminée à la sortie et l'autre est rejetée temporairement. Suite à cela, un circuit de commutation fait en sorte

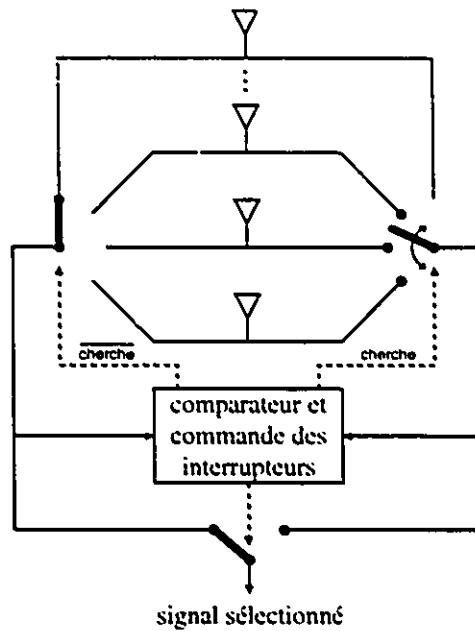


Figure 5.1: Représentation d'un circuit de sélection simplifié.

qu'une autre réplique prenne la place de celle rejetée. Cette suite d'opérations est répétée de manière à ce que toutes les répliques fassent l'objet de comparaisons. La meilleure d'entre elles se retrouvera à la sortie après un nombre de cycles qui dépend des conditions du canal radio et de la qualité des circuits de comparaisons et de commutations. Au pire, la technique que nous proposons offre des performances équivalentes à celles que permet la technique de sélection impliquant deux répliques du signal transmis et utilisant les mêmes critères de sélection.

Si on formule l'hypothèse que chaque comparaison et chaque commutation se font dans un temps si court que les propriétés du canal ne changent pas au cours de la période de temps qu'il faut pour que la meilleure des répliques soit identifiée et sélectionnée et comme on présume que les commutations n'affectent pas les risques d'erreur de démodulation, la technique de sélection simplifiée que nous décrivons offre les mêmes bénéfices que celle dont elle origine. Par contre, elle peut se voir avantagée lorsque la réception en diversité implique beaucoup d'antennes, car elle remplace la complexité d'un circuit de sélection en parallèle par celle d'un circuit de commutation moins complexe. Ces faits renforcent nos convictions quant à

la possibilité de réaliser des récepteurs portables pour lesquels la réception en diversité implique des dizaines d'antennes. On laisse aux éventuels concepteurs de tels circuits de sélection la tâche de chercher à identifier et étudier les phénomènes et conditions susceptibles de faire en sorte qu'un traitement en série des répliques disponibles ne puissent se substituer à leur traitement en parallèle.

5.2.2 Description de techniques de combinaison de signaux sélectionnés

Les avantages découlant de l'ajout d'une antenne à celles qu'utilise déjà un circuit de sélection diminue avec le nombre d'antennes considéré. Par exemple, pour un modèle de canal à distribution de Rayleigh, les équations présentées au chapitre 2 permettent de calculer que 10 antennes autorisent un gain en matière de rapport signal sur bruit moyen de 4.66 dB, tandis que 100 antennes impliquent un de 7.15 dB. C'est dire que l'ajout de 90 antennes ne suffit pas à doubler le gain provenant des 10 premières. On ne peut donc se fier uniquement sur la présence d'un grand nombre d'antennes pour obtenir des gains importants. Comme on l'a déjà indiqué, la classification qu'on fait des techniques d'exploitation de la réception en diversité incite à considérer des méthodes qui chevauchent les catégories en jeu. Elle ouvre la porte à l'étude des possibilités offertes par des circuits qui combinent les sorties de plusieurs circuits de sélection ou encore qui combinent plusieurs sorties d'un seul circuit de sélection et ces possibilités varient selon que la combinaison est cohérente ou non cohérente.

Techniques de combinaison cohérente de signaux sélectionnés

Les figures 5.2 et 5.3 décrivent deux des techniques de combinaison de signaux sélectionnés qui font l'objet des études qu'on a conduites. Pour ces techniques, on considère que chacun des signaux sélectionnés est d'abord pondéré par un facteur de pondération égal en module au rapport signal sur bruit qu'il présente avant d'être combinés aux autres à l'aide d'un circuit de sommation qui tient compte de la phase signaux sélectionnés. Le signal résultant est ensuite dirigée

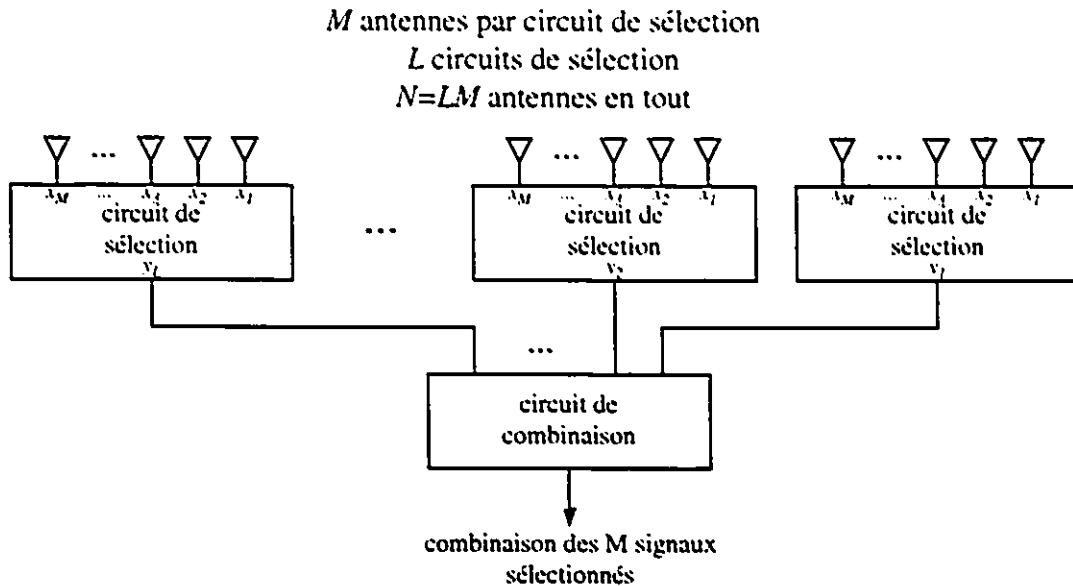


Figure 5.2: Représentation d'un circuit de combinaison cohérente avec sélection par groupe.

vers le démodulateur. Étant données les hypothèses de travail qu'on a formulées, cette suite d'opérations implique qu'on pose que la combinaison est optimale (voir section 2.2.1). On néglige donc pour l'instant les contraintes qu'impose la conception de circuits d'estimation de phase que requièrent les circuits de combinaison cohérente avant démodulation.

La technique que décrit la figure 5.2 montre qu'on pose que les signaux combinés proviennent des sorties de plusieurs circuits de sélection. On considère que chacun de ces circuits de sélection fait en sorte d'acheminer à sa sortie celle de ses entrées qui présente le meilleur rapport signal sur bruit. On ajoute aussi que les circuits de sélection possèdent tous le même nombre d'entrées. Bien que ce choix implique que le nombre de signaux que nécessite cette technique doit être multiple du nombre de circuits de sélection utilisés, il laisse entrevoir l'intéressante possibilité de concevoir des récepteurs constitués de plusieurs circuits identiques. De plus, l'analyse théorique de cette technique s'en trouve simplifiée.

Dans ce qui suit, on parlera de *combinaison cohérente avec sélection par groupe*

lorsqu'il sera question de la technique que présente la figure 5.2. On utilisera N pour représenter le nombre de signaux pris en compte par la combinaison avec sélection par groupe. Le nombre d'entrées par circuit de sélection sera noté M et L représentera le nombre de signaux combinés qui est aussi le nombre de branches du circuit de combinaison. Comme il y a autant de circuits de sélection que de signaux combinés, L sera aussi le nombre de circuits de sélection. C'est donc dire qu'on utilisera $N = LM$.

En combinant les sorties de plusieurs circuits de sélection, on se trouve à associer des groupes de répliques à chacun des circuits de sélection et on se limite à n'utiliser qu'une seule réplique par groupe. Or, il se peut qu'une réplique, sans être la meilleure de son groupe, soit de qualité supérieure à l'ensemble de celles qui forment un autre groupe. La technique de combinaison avec sélection par groupe ne nous assure donc pas d'une utilisation des meilleures répliques disponibles. C'est pourquoi on s'intéresse aussi à la technique que montre la figure 5.3. Il s'agit d'une technique pour laquelle il y a combinaison des sorties d'un circuit qui identifie et sélectionne les répliques qui présentent les valeurs de rapport signal sur bruit les plus élevées. On n'impose pas de restrictions quant à la valeur du nombre de signaux que requiert cette technique si ce n'est qu'elle puisse être limitée par le fait qu'il peut être plus compliqué de construire un circuit qui sélectionne plusieurs signaux que plusieurs autres, tous identiques, qui n'en sélectionnent qu'un seul chacun.

Il sera question de *combinaison cohérente avec sélection des meilleurs signaux* dans ce qui suit lorsqu'on référera à la technique que présente la figure 5.3. Comme pour la combinaison avec sélection par groupe, on utilisera N pour représenter le nombre total de signaux qui sont pris en compte par la technique de combinaison cohérente avec sélection des meilleurs signaux. Le nombre d'entrées de l'unique circuit de sélection des meilleurs signaux sera aussi représenté par N puisque il y a autant de ces entrées que de signaux pris en compte. Le nombre de sorties de ce circuit de sélection sera noté L qui représentera aussi le nombre de signaux combinés de même que le nombre de branches du circuit de combinaison.

On s'est inspiré des techniques "classiques" de sélection et de combinaison pour

N antennes
 L signaux sélectionnés et combinés

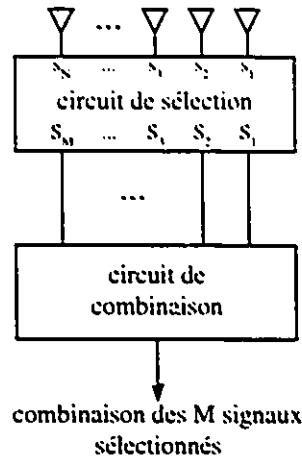


Figure 5.3: Représentation d'un circuit de combinaison cohérente avec sélection des meilleurs signaux.

concevoir les techniques de combinaison cohérente de signaux sélectionnés qu'on propose. Il n'est donc pas surprenant de constater que celles-ci englobent celles-là pour L , M et N prenant certaines valeurs. Par exemple, la technique de sélection n'implique qu'un seul circuit de sélection et ce circuit n'a qu'une sortie. C'est ce qu'on obtient lorsqu'on pose $M = N$ et $L = 1$ pour la combinaison cohérente avec sélection par groupe et $L = 1$ pour la combinaison cohérente avec sélection des meilleurs signaux. La technique de combinaison optimale utilise quant à elle l'ensemble des signaux disponibles. La combinaison cohérente avec sélection des meilleurs signaux fait de même si on a $L = N$ tandis qu'il faut $M = 1$ et $L = N$ pour que la combinaison cohérente avec sélection par groupe fasse la même chose. Il y a donc moyen de comparer aisément les techniques qu'on dit classiques à celles qu'on propose ici.

Techniques de combinaison non cohérente de signaux sélectionnés

Lors du choix entre solutions à démodulateurs cohérents et solutions à démodulateurs non cohérents, la démodulation cohérente peut se voir défavorisée par la complexité des circuits requis pour estimer la phase de la porteuse (voir section 2.2.2). Pour les mêmes raisons, on peut ne pas vouloir utiliser une technique de combinaison cohérente qui exige que la phase des signaux à combiner soit connue. On s'est attardé aux conséquences de cette contrainte lorsqu'il est question de combinaison de signaux sélectionnés en cherchant une solution qui multiplierait les simplifications possibles lors de sa mise en oeuvre. Lors de cette recherche, on a posé qu'on chercherait à faire fonctionner un circuit de combinaison non cohérente de concert avec un ou des circuits de démodulation non cohérents.

Parmi les solutions sur lesquelles on s'est penché, on a retenue la technique de combinaison non cohérente que décrit la figure 5.4. Il s'agit d'une technique qui implique autant de circuits de sélection identiques que de signaux à combiner. On évite ainsi la complexité d'un circuit de sélection semblable à ce qu'implique la combinaison avec sélection des meilleurs signaux. Comme pour la combinaison avec sélection par groupe, chaque circuit de sélection achemine à sa sortie celle de ses entrées qui présente le meilleur rapport signal sur bruit. On évite d'avoir à estimer la phase des signaux sélectionnés en reliant chaque circuit de sélection à un démodulateur non cohérent. On remplace donc la complexité de plusieurs circuits d'estimation de phase par celle de plusieurs démodulateurs non cohérents. C'est un choix qui nous semble raisonnable dès qu'on doit opter pour de la démodulation non cohérente parce que la phase des signaux ne peut être estimée de façon acceptable. Après démodulation, les sorties des démodulateurs sont pondérées et additionnées ensemble par un circuit de combinaison en fonction de la valeur de rapport signal sur bruit qu'elles présentent à la manière de ce qu'on donne dans [8] (voir section 2.2.1) pour de la combinaison optimale après démodulation. On gagne ici à combiner des signaux démodulés parce qu'on n'a pas à ajuster la phase des signaux pondérés avant des les additionner comme c'est le cas lors de combinaisons avant démodulation. Les décisions à propos des données reçues peuvent

M antennes par circuit de sélection
 L circuits de sélection et L démodulateurs non cohérents
 $N=LM$ antennes en tout

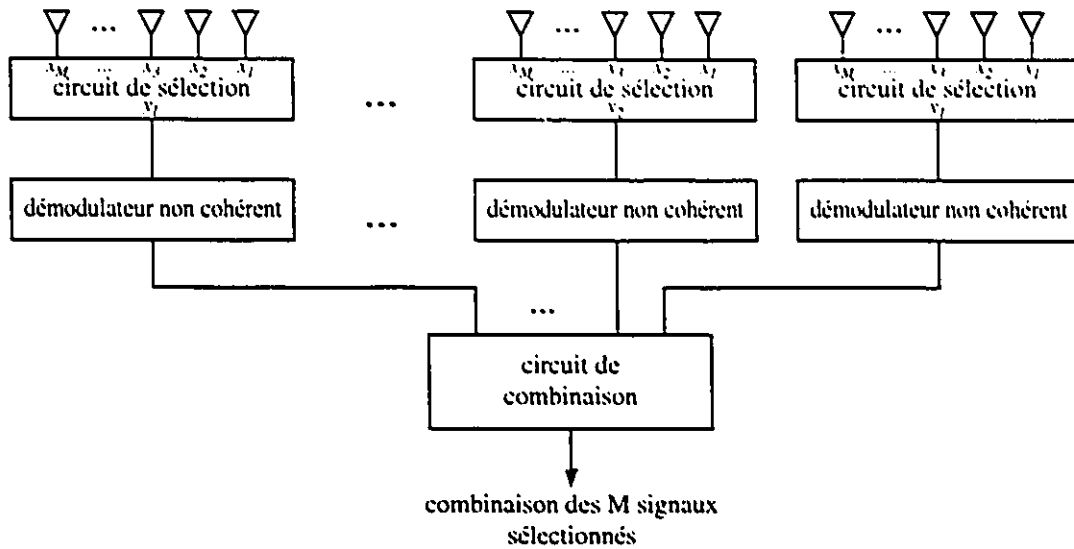


Figure 5.4: Représentation d'un circuit de combinaison non cohérente avec sélection par groupe.

ensuite être rendues à partir des sommes produites par le circuit de combinaison.

On référera à la technique que montre la figure 5.4 lorsqu'on parlera de *combinaison non cohérente avec sélection par groupe* dans ce qui suit. Le nombre de signaux pris en compte par cette technique sera représenté par N tandis que le nombre d'entrées par circuit de sélection sera noté M . Le nombre de signaux combinés qui est aussi le nombre de démodulateurs non cohérents sera quant à lui donné par L . On utilisera donc la même notation que pour la technique de combinaison cohérente avec sélection par groupe à cause des ressemblances que montrent les figures 5.2 et 5.4.

5.3 Propriétés statistiques du rapport signal sur bruit après sélection et combinaison des signaux

On s'intéresse dans ce qui suit aux propriétés statistiques du rapport signal sur bruit qui prévaut à la sortie des circuits que requièrent les techniques de combinaison de signaux sélectionnés présentées à la section 5.2. D'abord, on détermine les propriétés des valeurs de rapport signal sur bruit que présentent les signaux sélectionnés (section 5.3.1) en tenant compte que la sélection peut se faire avec ou sans regroupement des signaux. On utilise ensuite (section 5.3.2) ces résultats pour étudier les propriétés statistiques du rapport signal sur bruit qu'offrent les signaux que produisent les deux techniques de combinaison cohérente que l'on propose.

5.3.1 Propriétés statistiques du rapport signal sur bruit après sélection

Les techniques d'exploitation de la diversité décrites à la section 5.2 entraînent la sélection d'un ou plusieurs signaux en utilisant comme critère de sélection la valeur du rapport signal sur bruit que ces signaux présentent. Pour X_i représentant la i^{e} entrée d'un système qui place en ordre croissant les valeurs qui se trouvent à ses M entrées, on pose que la valeur Y_i qui se retrouve à la i^{e} sortie du système est la i^{e} plus grande des valeurs qui sont à ordonner. En supposant que

$$f_{X_1 \dots X_M}(x_1, \dots, x_M) = f_{X_1}(x_1) \dots f_{X_M}(x_M) \quad (5.2)$$

et que

$$f_{X_i}(x) = f_{X_j}(x) \quad (5.3)$$

tant pour $i = j$ que pour $i \neq j$ pour signifier que les X_i sont indépendants et distribués identiquement, on trouve $f_{Y_{k+1} \dots Y_{k+L}}(y_{k+1}, \dots, y_{k+L})$ en notant d'abord

que pour \mathcal{B} représentant un évènement tel que

$$\mathcal{B} = \{y_{k+1} < Y_{k+1} \leq y_{k+1} + dy_{k+1}, \dots, y_{k+L} < Y_{k+L} \leq y_{k+L} + dy_{k+L}\} \quad (5.4)$$

on a que

$$f_{Y_{k+1} \dots Y_{k+L}}(y_{k+1}, \dots, y_{k+L}) dy_{k+1} \dots dy_{k+L} = P(\mathcal{B}) \quad (5.5)$$

qui implique que $f_{Y_{k+1} \dots Y_{k+L}}(y_{k+1}, \dots, y_{k+L}) dy_{k+1} \dots dy_{k+L} = 0$ si on n'a pas $Y_{k+1} > Y_{k+2} > \dots > Y_{k+L}$. Pour X représentant un ou l'autre des X_i , on définit ensuite $L+2$ évènements donnés par

$$\mathcal{A}_l = \begin{cases} \{X > y_{k+1} + dy_{k+1}\} & \text{pour } l=0 \\ \{y_{k+l} < X \leq y_{k+l} + dy_{k+l}\} & \text{pour } l=1, \dots, L \\ \{X \leq y_{k+L}\} & \text{pour } l=L+1 \end{cases} \quad (5.6)$$

Pour que \mathcal{B} se présente, il faut que les X_i permettent de dire que \mathcal{A}_0 est arrivé k fois alors que \mathcal{A}_{L+1} s'est produit $M-L-k$ fois tandis que chacun des évènements \mathcal{A}_l s'est présenté à une seule reprise pour $l=1, 2, \dots, L$. Comme les \mathcal{A}_l forment une partition, il s'en suit qu'on a

$$P(\mathcal{B}) = \frac{M!}{k!1!1! \dots 1!(M-L-k)!} P^k(\mathcal{A}_0) P(\mathcal{A}_1) \dots P(\mathcal{A}_L) P^{M-L-k}(\mathcal{A}_{L+1}) \quad (5.7)$$

Les équations 5.2 et 5.3 permettent de déduire qu'on a

$$P(\mathcal{A}_l) = \begin{cases} 1 - F_{X_i}(y_{k+1}) & \text{pour } l=0 \\ f_{X_i}(y_{k+l}) dy_{k+l} & \text{pour } l=1, 2, \dots, L \\ F_{X_i}(y_{k+L}) & \text{pour } l=L+1 \end{cases} \quad (5.8)$$

Compte tenu de l'équation 5.5 et de la définition de \mathcal{B} , on trouve finalement qu'on a pour $y_{k+1} > y_{k+2} > \dots > y_{k+M}$ que

$$f_{Y_{k+1} \dots Y_{k+L}}(y_{k+1}, \dots, y_{k+L}) = \frac{M!}{k!(M-L-k)!} [1 - F_{X_i}(y_{k+1})]^k f_{X_i}(y_{k+1}) \dots f_{X_i}(y_{k+L}) F_{X_i}^{M-L-k}(y_{k+L}) \quad (5.9)$$

Si on pose $k=0$, on obtient que la fonction de densité de probabilité conjointe $f_{Y_1 \dots Y_L}(y_1, \dots, y_L)$ des L plus grandes valeurs prises par les X_i est donnée par

$$f_{Y_1 \dots Y_L}(y_1, \dots, y_L) = \begin{cases} 0 & \text{si on n'a pas } y_1 > y_2 > \dots > y_L \\ \frac{M!}{(M-L)!} f_{X_i}(y_1) \dots f_{X_i}(y_L) F_{X_i}^{M-L}(y_L) & \text{autrement} \end{cases} \quad (5.10)$$

et si on ajoute que $L = 1$, on trouve que la fonction de densité de probabilité $f_{Y_1}(y_1)$ de la plus grande des valeurs prises par les X_i est donnée par

$$f_{Y_1}(y_1) = M f_{X_i}(y_1) F_{X_i}^{M-1}(y_1) \quad (5.11)$$

Si les entrées X_i du système sont les valeurs des rapports signal sur bruit de M signaux s_i qui proviendraient d'autant de micro-secteurs tous situés dans un même secteur, on a que

$$f_{X_i}(x_i) = \begin{cases} \frac{1}{\bar{\gamma}} e^{-x_i/\bar{\gamma}} & \text{pour } x_i \geq 0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (5.12)$$

pour le modèle à distribution de Rayleigh qu'on propose lorsque $\bar{\gamma}$ est le rapport signal sur bruit moyen qui prévaut pour l'un ou l'autre des s_i . Dans ces conditions, la sortie du système est telle que

$$f_{Y_1 \dots Y_L}(y_1, \dots, y_L) = \begin{cases} 0 & \text{si on n'a pas } y_1 > y_2 > \dots > y_L \geq 0 \\ \frac{M!}{(M-L)!} \frac{1}{\bar{\gamma}^L} e^{-(y_1+y_2+\dots+y_L)/\bar{\gamma}} (1 - e^{-y_L/\bar{\gamma}})^{M-L} & \text{autrement} \end{cases} \quad (5.13)$$

tandis qu'on a

$$f_{Y_1}(y_1) = \begin{cases} \frac{M}{\bar{\gamma}} e^{-y_1/\bar{\gamma}} (1 - e^{-y_1/\bar{\gamma}})^{M-1} & \text{pour } y_1 \geq 0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (5.14)$$

qui correspond à ce qu'on donne pour la sortie d'un circuit de sélection classique. Si on exprime $f_{Y_1}(y_1)$ sous la forme d'une sommation avant d'en calculer l'équation caractéristique $\Psi_{Y_1}(j\omega)$, on trouve que

$$\begin{aligned} \Psi_{Y_1}(j\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega y} f_{Y_1}(y) dy \\ &= \sum_{k=1}^M \binom{M}{k} \frac{(-1)^{k+1} k}{(k - j\bar{\gamma}\omega)} \end{aligned} \quad (5.15)$$

Il en résulte que le moment $m_{Y_1, M, n}$ d'ordre n de Y_1 est tel qu'on a

$$\begin{aligned} m_{Y_1, M, n} &= (-j)^n \left. \frac{d^n \Psi_{Y_1}(j\omega)}{d\omega^n} \right|_{\omega=0} \\ &= \bar{\gamma}^n n! \sum_{k=1}^M \binom{M}{k} \frac{(-1)^{k+1}}{k^n} \end{aligned} \quad (5.16)$$

En particulier, on a $m_{Y_1, M, 0} = 1$ tandis que

$$\begin{aligned}
 m_{Y_1, M, 1} &= \mathbf{E}[Y_1] \\
 &= \bar{\gamma} \sum_{k=1}^M \binom{M}{k} \frac{(-1)^{k+1}}{k} \\
 &= \bar{\gamma} \sum_{k=1}^M \frac{1}{k}
 \end{aligned} \tag{5.17}$$

5.3.2 Propriétés statistiques du rapport signal sur bruit après combinaison cohérente

Pour les hypothèses de travail qu'on utilise, la combinaison cohérente de signaux signifie qu'on retrouve à la sortie des circuit de combinaison des signaux qui présentent des valeurs de rapport signal sur bruit égales à la somme des rapports signal sur bruit des signaux qu'on combine. Pour les techniques de combinaison cohérente de signaux sélectionnés qu'on propose, on peut donc déterminer les propriétés statistiques des valeurs du rapport signal sur bruit à la sortie des circuits de combinaison en utilisant les résultats de la section précédente (section 5.3.1). C'est ce qui est fait dans ce qui suit pour la combinaison cohérente avec sélection par groupe et pour la combinaison cohérente avec sélection des meilleurs signaux.

Propriétés statistiques pour la combinaison cohérente avec sélection par groupe

Pour la combinaison cohérente avec sélection par groupe (voir figure 5.2), on considère qu'on dispose de L groupes de M signaux qui alimentent L circuits de sélection. Chacun de ces circuits identifie celle de ses entrées qui présente le meilleur rapport signal sur bruit et fait en sorte qu'elle se retrouve à une des L entrées d'un circuit de combinaison optimale. Pour $Y_{1,l}$ représentant la plus élevée des valeurs de rapport signal sur bruit présentées par les signaux provenant du l^e groupe de signaux, on a que

$$f_{Y_{1,l}}(y) = \begin{cases} \frac{M}{\bar{\gamma}} e^{-y/\bar{\gamma}} (1 - e^{-y/\bar{\gamma}})^{M-1} & \text{pour } y \geq 0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \tag{5.18}$$

compte tenu de l'équation 5.14. L'équation caractéristique $\Psi_{Y_{1,l},M}(j\omega)$ de $Y_{1,l}$ est quant à elle donnée par

$$\begin{aligned}\Psi_{Y_{1,l},M}(j\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega y} f_{Y_{1,l}}(y) dy \\ &= \int_0^{\infty} \frac{M}{\bar{\gamma}} e^{(1/\bar{\gamma}+j\omega)y} (1 - e^{-y/\bar{\gamma}})^{M-1} dy \\ &= \frac{M!}{\prod_{k=1}^M (k - j\bar{\gamma}\omega)}\end{aligned}\quad (5.19)$$

On peut aussi utiliser l'équation 5.15 pour déterminer $\Psi_{Y_{1,l},N}(j\omega)$.

La combinaison optimale des $Y_{1,l}$ fait en sorte que le rapport signal sur bruit $\gamma_{G,L,M}$ qui prévaut à la sortie du circuit de combinaison est tel qu'on a

$$\gamma_{G,L,M} = \sum_{l=1}^L Y_{1,l} \quad (5.20)$$

Les valeurs de rapport signal sur bruit des signaux captés étant des variables aléatoires indépendantes les unes des autres et de distributions identiques, l'équation caractéristique $\Psi_{G,L,M}(j\omega)$ de $\gamma_{G,L,M}$ est donnée par

$$\begin{aligned}\Psi_{G,L,M}(j\omega) &= \Psi_{Y_{1,l},M}^L(j\omega) \\ &= \left[\frac{M!}{\prod_{k=1}^M (k - j\bar{\gamma}\omega)} \right]^L\end{aligned}\quad (5.21)$$

En utilisant $\Psi_{G,L,M}(j\omega)$ pour déterminer le rapport signal sur bruit moyen $\overline{\gamma_{G,L,M}}$ qui prévaut à la sortie du circuit de combinaison, on trouve que

$$\begin{aligned}\overline{\gamma_{G,L,M}} &= -j \frac{d\Psi_{G,L,M}(j\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=0} \\ &= L\bar{\gamma} \sum_{k=1}^M \frac{1}{k}\end{aligned}\quad (5.22)$$

qui montre qu'il y a un gain en matière de rapport signal sur bruit moyen de $L \sum_{k=1}^M \frac{1}{k}$ quand $\overline{\gamma_{G,L,M}}$ est comparé à $\bar{\gamma}$. Pour $L=1$, il n'y a pas de combinaison. On fait affaire à un circuit de sélection classique pour lequel on a $\overline{\gamma_{G,1,M}} = \bar{\gamma} \sum_{k=1}^M \frac{1}{k}$

comme l'indique aussi l'équation 5.17. Par contre, il n'y a pas de sélection pour $M = 1$. On considère alors un circuit de combinaison optimale classique pour lequel on a $\overline{\gamma_{G,L,1}} = L\overline{\gamma}$.

Pour connaître $f_{\gamma_{G,L,M}}(\gamma)$, on fait

$$\begin{aligned} f_{\gamma_{G,L,M}}(\gamma) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Psi_{G,L,M}(j\omega) e^{-j\omega\gamma} d\omega \\ &= \frac{1}{j2\pi} \int_{-j\infty}^{j\infty} \Psi_{\gamma_{G,L,M}}(s) e^{s\gamma} ds \end{aligned} \quad (5.23)$$

pour

$$\Psi_{G,L,M}(s) = \left[\frac{M!}{\prod_{k=1}^M (k + \overline{\gamma}s)} \right]^L \quad (5.24)$$

Comme tous les points singuliers de $\Psi_{G,L,M}(s)$ se trouvent à gauche de la droite $\Re\{s\} = 0$ dans le plan complexe, on en déduit que $f_{\gamma_{G,L,M}}(\gamma)$ est la transformée inverse de Laplace de $\Psi_{G,L,M}(s)$. Ainsi on peut déterminer $f_{\gamma_{G,L,M}}(\gamma)$ en décomposant $\Psi_{G,L,M}(s)$ en éléments simples et en ajoutant les transformées inverses des termes obtenus.

L'équation 5.24 indique que $\Psi_{G,L,M}(s)$ possède M pôles multiples d'ordre L . Ces pôles sont réels et valent $-\frac{M}{\overline{\gamma}}, \dots, -\frac{2}{\overline{\gamma}}, -\frac{1}{\overline{\gamma}}$. La décomposition en éléments simples de $\Psi_{G,L,M}(s)$ est donc du type

$$\Psi_{G,L,M}(s) = \sum_{k=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} \frac{a_{k,l}}{(k + \overline{\gamma}s)^{l+1}} \quad (5.25)$$

qui implique que

$$f_{\gamma_{G,L,M}}(\gamma) = \begin{cases} \sum_{k=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} \frac{a_{k,l} \overline{\gamma}^l e^{-k\gamma/\overline{\gamma}}}{\overline{\gamma}^{l+1} l!} & \text{pour } \gamma \geq 0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (5.26)$$

La multiplicité d'ordre L de chacun des M pôles de $\Psi_{G,L,M}(s)$ fait que les expressions donnant la valeur des $a_{k,l}$ sont lourdes à manipuler même pour $L = 2$. Par contre, l'équation 5.24 possède des propriétés qui facilitent le calcul des $a_{k,l}$ à l'aide d'un ordinateur. D'ailleurs, la figure 5.5 présente un court programme qu'on a

```

function [A]=dsimpro(a,alpha);
f=cumsum(alpha); nb=sum(alpha); M=length(a);
for i=1:M, br(f(i)+(1-alpha(i):0))=-a(i)*ones(1,alpha(i)); end
for i=1:M,
b=[br+a(i),ones(1,alpha(i)-1)];
b(f(i)+(1-alpha(i):0))=[];
A(i,:)=[zeros(1,nb-alpha(i)),ones(1,alpha(i))];
for k=1:nb-1, A(i,k+1:nb)=(A(i,k+1:nb)-A(i,k:nb-1))./b(1:nb-k); end
end;
A(:,nb:-1:1)=A(:,1:nb); A(:,max(alpha)+1:nb)=[];

```

Figure 5.5: Programme de décomposition en éléments simples adapté à l'étude de la combinaison de signaux sélectionnés.

développé à cette fin pour le logiciel "Matlab". On peut comprendre comment il a été élaboré en se référant à l'annexe B de cette thèse. On y décrit aussi comment déterminer les éléments simples de fonctions qui sont du même type que l'intégrale $F_{\gamma G, L, M}(\gamma)$ de $f_{\gamma G, L, M}(\gamma)$ à partir des $a_{k,l}$. Ce faisant, on montre que $F_{\gamma G, L, M}(\gamma)$ est donné par

$$F_{\gamma G, L, M}(\gamma) = \begin{cases} 1 - \sum_{k=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} \frac{A_{k,l} \gamma^l e^{-k\gamma/\Gamma}}{\gamma^l l!} & \text{pour } \gamma \geq 0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (5.27)$$

où

$$\begin{aligned} A_{k,l} &= \frac{a_{k,l} + A_{k,l+1}}{k} \\ &= \sum_{i=0}^{L-l-1} \frac{a_{k,l+i}}{k^{i+1}} \end{aligned} \quad (5.28)$$

pour $A_{k,L} = 0$.

Si $M = 1$, on dispose d'un circuit de combinaison optimale classique pour lequel l'algorithme qu'on décrit à l'annexe B permet de trouver qu'on a $a_{1,l} = 0$ si $l < L-1$,

$a_{1,L-1}=1$ et $A_{1,l}=1$ peu importe l d'où

$$f_{\gamma_{G,L,1}}(\gamma) = \begin{cases} \frac{\gamma^{L-1}e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{(L-1)!\bar{\gamma}^L} & \text{pour } \gamma \geq 0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (5.29)$$

qui est en accord avec ce qu'on donne dans [8] et

$$F_{\gamma_{G,L,1}}(\gamma) = \begin{cases} 1 - \sum_{l=0}^{L-1} \frac{\gamma^l e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{(L-1)!\bar{\gamma}^L l!} & \text{pour } \gamma \geq 0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (5.30)$$

Si on prend $L=1$, on utilise plutôt un circuit de sélection classique pour lequel l'algorithme décrit à l'annexe B conduit à trouver que

$$a_{k,0} = \frac{(-1)^{k-1} M!}{(k-1)!(M-k)!} \quad (5.31)$$

et

$$A_{k,0} = \binom{M}{k} (-1)^k \quad (5.32)$$

d'où

$$f_{\gamma_{G,1,M}}(\gamma) = \begin{cases} \sum_{k=1}^M \binom{M}{k} \frac{(-1)^{k-1} k e^{-k\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}} & \text{pour } \gamma \geq 0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (5.33)$$

et

$$F_{\gamma_{G,1,M}}(\gamma) = \begin{cases} \sum_{k=1}^M \binom{M}{k} (-1)^k e^{-k\gamma/\bar{\gamma}} & \text{pour } \gamma \geq 0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (5.34)$$

Propriétés statistiques pour la combinaison cohérente avec sélection des meilleurs signaux

Pour la combinaison cohérente avec sélection des meilleurs signaux (voir figure 5.3), on suppose qu'un circuit de sélection à $M=N$ entrées identifie celles de ses entrées qui présentent les meilleures valeurs de rapport signal sur bruit pour les acheminer à un circuit de combinaison optimale à L entrées. La combinaison

optimale de ces signaux fait en sorte que le rapport signal sur bruit $\gamma_{L,M}$ qui prévaut à la sortie du circuit de combinaison est telle qu'on a

$$\gamma_{L,M} = Y_1 + Y_2 + \dots + Y_L \quad (5.35)$$

où Y_1, Y_2, \dots, Y_{L-1} et Y_L représentent les rapports signal sur bruit des signaux qui sont combinés avec $Y_1 \geq Y_2 \geq \dots \geq Y_L \geq 0$. Aussi a-t-on que l'équation caractéristique $\Psi_{L,M}(j\omega)$ de $\gamma_{L,M}$ est donnée par

$$\begin{aligned} \Psi_{L,M}(j\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \prod_{k=1}^L e^{-j\omega y_k} f_{Y_1 \dots Y_L}(y_1, \dots, y_L) dy_1 \dots dy_L \\ &= \frac{M!}{(M-L)! \bar{\gamma}^L} \int_0^{\infty} \int_{y_L}^{\infty} \dots \int_{y_2}^{\infty} \prod_{k=1}^L e^{-(\frac{1}{\bar{\gamma}} - j\omega)y_k} (1 - e^{-\frac{y}{\bar{\gamma}}})^{M-L} dy_1 \dots dy_L \end{aligned} \quad (5.36)$$

si on tient compte que $f_{Y_1 \dots Y_L}(y_1, \dots, y_L)$ est donné par l'équation 5.10 dans la mesure où on représente la i^e entrée du circuit de sélection par x_i .

L'expression de $\Psi_{L,M}(j\omega)$ se réduit à

$$\Psi_{L,M}(j\omega) = \binom{M}{L} \frac{L}{\bar{\gamma}(1-j\bar{\gamma}\omega)^{L-1}} \int_0^{\infty} e^{-L(1/\bar{\gamma}-j\omega)y} (1 - e^{-y/\bar{\gamma}})^{M-L} dy \quad (5.37)$$

lorsqu'on procède aux intégrations par rapport à y_k pour k allant de 1 à $L-1$. L'intégrale définie qui figure à la droite de cette équation est simple à résoudre si on pose $s = -jL\omega$. Pour I représentant cette intégrale, on a alors que

$$\begin{aligned} I &= \int_0^{\infty} e^{-sy} e^{-Ly/\bar{\gamma}} (1 - e^{-y/\bar{\gamma}})^{M-L} dy \Big|_{s=-jL\omega} \\ &= \mathcal{L} \left\{ e^{-My/\bar{\gamma}} (1 - e^{-y/\bar{\gamma}})^{M-L} \right\} \Big|_{s=-jM\omega} \end{aligned} \quad (5.38)$$

où $\mathcal{L}\{\cdot\}$ représente la transformée de Laplace de l'argument. On peut trouver sans trop de difficultés que

$$\mathcal{L} \left\{ (1 - e^{-y})^{M-L} \right\} = \frac{(M-L)!}{\prod_{k=0}^{M-L} (k+s)} \quad (5.39)$$

et se servir des propriétés de la transformation de Laplace pour déduire que

$$I = \frac{\bar{\gamma}(M-L)!}{\prod_{k=0}^{M-L} (L+k+\bar{\gamma}s)} \Big|_{s=-jL\omega} \quad (5.40)$$

qui implique que

$$\Psi_{L,M}(j\omega) = \frac{M!}{L!L^{M-L}(1-j\bar{\gamma}\omega)^{L-1} \prod_{k=0}^{M-L} \left(\frac{k}{L} + 1 - j\bar{\gamma}\omega\right)} \quad (5.41)$$

En utilisant l'équation 5.41 pour déterminer la valeur moyenne $\overline{\gamma_{L,M}}$ de $\gamma_{L,M}$, on trouve que

$$\begin{aligned} \overline{\gamma_{L,M}} &= \left. \frac{-jd\Psi_{L,M}(j\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=0} \\ &= L\bar{\gamma} \left(1 + \sum_{k=L+1}^M \frac{1}{k} \right) \end{aligned} \quad (5.42)$$

qui révèle qu'il y a un gain en matière de rapport signal sur bruit moyen qui vaut $L + \sum_{k=L+1}^M \frac{1}{k}$ quand on compare $\overline{\gamma_{L,M}}$ à $\bar{\gamma}$. Pour $L = 1$, il n'y a pas de combinaison. On considère dans ce cas un circuit de sélection classique pour lequel on a $\overline{\gamma_{L,M}} = \sum_{k=1}^M \frac{1}{k}$. Par contre, il n'y a pas de sélection si on a $L = M$. On étudie alors un circuit de combinaison optimale classique pour lequel on a $\overline{\gamma_{L,M}} = L\bar{\gamma}$.

La définition de $\Psi_{L,M}(j\omega)$ fait en sorte qu'on a

$$\begin{aligned} f_{\gamma_{L,M}}(\gamma) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Psi_{L,M}(j\omega) e^{-j\omega\gamma} d\omega \\ &= \frac{1}{j2\pi} \int_{-j\infty}^{j\infty} \Psi_{L,M}(s) e^{s\gamma} ds \end{aligned} \quad (5.43)$$

pour

$$\Psi_{L,M}(s) = \frac{M!}{L!L^{M-L}(1+\bar{\gamma}s)^{L-1} \prod_{k=0}^{M-L} \left(\frac{k}{L} + 1 + \bar{\gamma}s\right)} \quad (5.44)$$

Les M points singuliers de $\Psi_{L,M}(s)$ se situant tous à gauche de la droite $\Re\{s\} = 0$ dans le plan complexe, on a donc que

$$\mathcal{L}\{f_{\gamma_{L,M}}(\gamma)\} = \Psi_{L,M}(s) \quad (5.45)$$

Si $L = M$, le circuit en est un de combinaison classique pour lequel on a

$$\Psi_{L,L}(s) = \frac{1}{(1+\bar{\gamma}s)^L} \quad (5.46)$$

d'où

$$f_{\gamma_{L,L}}(\gamma) = \frac{\gamma^{L-1} e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^L (L-1)!} \quad (5.47)$$

et

$$F_{\gamma_{L,L}}(\gamma) = 1 - \sum_{l=0}^{L-1} \frac{\gamma^l e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^l l!} \quad (5.48)$$

Pour $M > L$, la sélection implique plus d'un pôle. Quand on décompose $\Psi_{L,M}(s)$ en éléments simples, on trouve

$$\Psi_{L,M}(\gamma) = \sum_{l=0}^{L-1} \frac{a_{L-1-l}}{(1+\bar{\gamma}s)^{L-l}} + \sum_{k=1}^{M-L} \frac{b_k}{(\frac{k}{L} + 1 + \bar{\gamma}s)} \quad (5.49)$$

avec

$$\begin{aligned} a_{L-1-l} &= \binom{M}{L} \sum_{k=1}^{M-L} \binom{M-L}{k} \frac{(-1)^{k+l+1} L^l}{k^l} \\ &= \binom{M}{L} \frac{L^l (-1)^l m_{Y_1, M-L, l}}{\bar{\gamma}^l l!} \end{aligned} \quad (5.50)$$

où on fait ressortir les moments $m_{Y_1, M-L, l}$ d'ordre l de Y_1 s'il y avait $M-L$ signaux en tout (voir section 5.3.1) et

$$b_k = \binom{M}{L} \binom{M-L}{k} \frac{(-1)^{L+k} L^{L-1}}{k^{L-1}} \quad (5.51)$$

On peut aussi se référer à l'annexe B pour déterminer les coefficients a_{L-1-l} et b_k . Connaissant la décomposition en éléments simples de $\Psi_{L,M}(s)$, on peut ajouter les transformées inverses des termes obtenus pour trouver

$$f_{\gamma_{L,M}}(\gamma) = \begin{cases} \sum_{l=0}^{L-1} \frac{a_l \gamma^l e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{l+1} l!} + \sum_{k=1}^{M-L} b_k e^{-(1+k/L)\gamma/\bar{\gamma}} & \text{pour } \gamma \geq 0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (5.52)$$

Si on utilise les résultats de l'annexe B pour déterminer $F_{\gamma_{L,M}}(\gamma)$ à partir de $\Psi_{L,M}(s)$, on obtient

$$F_{\gamma_{L,M}}(\gamma) = \begin{cases} 1 - \sum_{l=0}^{L-1} \frac{A_l \gamma^l e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^l l!} + \sum_{k=1}^{M-L} B_k e^{-(1+k/L)\gamma/\bar{\gamma}} & \text{pour } \gamma \geq 0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (5.53)$$

pour

$$\begin{aligned} A_l &= \sum_{i=0}^{L-l-1} a_{l+i} \\ &= a_l + A_{l+1} \end{aligned} \quad (5.54)$$

avec $A_L = 0$ et

$$B_k = \frac{Lb_k}{k+L} \quad (5.55)$$

5.4 Comparaison des techniques proposées de combinaison de signaux sélectionnés

On démontre à la section 5.3.2 que la combinaison cohérente de signaux sélectionnés procure un gain en matière de rapport signal sur bruit moyen qui varie selon la technique de sélection choisie et la complexité des circuits utilisés. On peut penser que les performances d'un circuit donné de combinaison de signaux sélectionnés seront d'autant meilleures que sera grande la valeur du gain en matière de rapport signal sur bruit moyen qu'il procurera. Aussi est-il possible (voir section 2.2.1) d'utiliser ce paramètre pour comparer les techniques d'exploitation de la diversité qu'on propose. C'est ce que la figure 5.6 permet de faire si on garde à l'esprit que la réception d'un signal implique une antenne et un micro-secteur tandis que la valeur de L et M décide de la complexité du circuit de combinaison et de la section de sélection. Elle présente des courbes de valeurs de gain en matière de rapport signal sur bruit en fonction du nombre total N de signaux qu'impliquent les scénarios considérés.

La figure 5.6 confirme l'intérêt de la réception en diversité à l'aide de dizaines d'antennes en ce sens qu'elle démontre qu'une augmentation de la complexité des circuits de réception peut permettre une simplification importante des circuits de combinaison. Par exemple, on y constate qu'on obtient un gain proche de 10 dB lorsqu'on combine les 3 meilleurs signaux provenant d'un groupe de 36 antennes ($L = 3$, $M = N = 36$) alors qu'il faut un circuit de combinaison à 10 entrées et 10 antennes ($L = 10$, $M = 1$, $N = 10$) pour que la technique optimale de

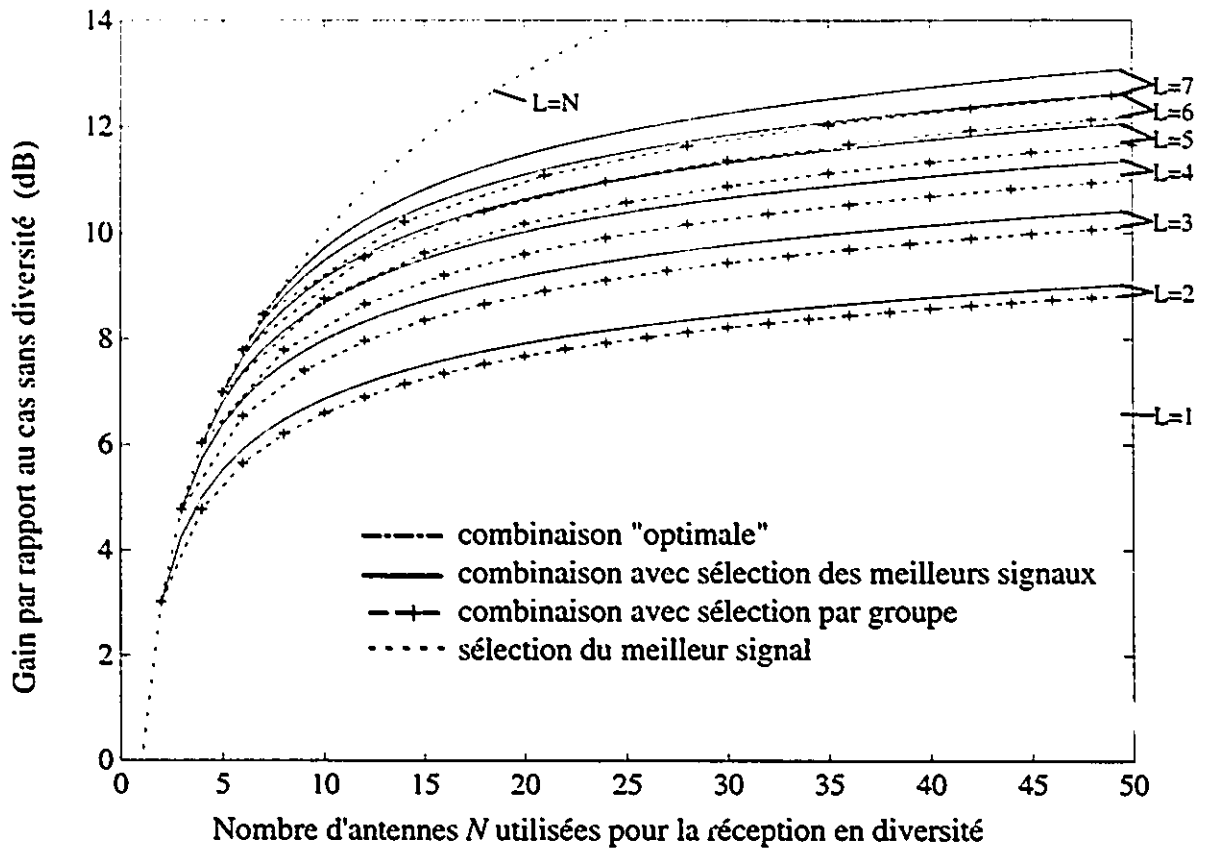


Figure 5.6: Gain en matière de rapport signal sur bruit moyen par rapport au cas sans diversité pour des techniques de combinaison de signaux sélectionnés.

combinaison avec pondération offre un gain comparable. On peut donc pour cet exemple diviser par trois la complexité du circuit de combinaison en remplaçant 7 circuits de pondération et d'estimation de phase par 26 antennes et un circuit de sélection approprié. Il est à noter qu'il faudrait plutôt 48 antennes pour obtenir 10 dB de gain si on combinait les sorties de 3 circuits de sélection indépendants dotés de 16 antennes chacun.

La comparaison des gain en matière de rapport signal sur bruit moyen à elle seule n'est pas suffisante pour savoir si la combinaison de signaux sélectionnés doit être préférée à d'autres techniques d'exploitation de la réception en diversité. Comme les propriétés statistiques des signaux différent selon la technique choisie,

les choix doivent reposer sur un ensemble de considérations parmi lesquelles figurent des études relatives aux taux d'erreur à envisager lors de transmissions de données. On se doit donc de s'intéresser à l'évaluation des risques d'erreur de démodulation que comporte l'emploi des techniques que l'on propose. C'est ce qui est fait dans le reste de cette section alors que les techniques de combinaison de signaux sélectionnés proposées sont comparées entre elles sur la base de risques d'erreur de démodulation. Il est d'abord question des techniques de combinaison cohérente de signaux sélectionnés (section 5.4.1). Puis la comparaison concerne tant ces techniques que la combinaison non cohérente de signaux sélectionnés (section 5.4.2).

Dans ce qui suit, on considère qu'il y a modulation binaire de la phase des signaux transmis et on indique comment transposer les résultats qu'on présente aux cas impliquant de la modulation en fréquences orthogonales. On ne s'intéresse pas à des techniques de modulation plus complexes que ces deux méthodes pour deux raisons principales. D'abord les méthodes binaires procurent des résultats qui suffisent à confirmer que la combinaison de signaux sélectionnés peut s'avérer utile. Ensuite, l'intérêt de résultats concernant des techniques de modulation plus complexes est amoindri par la complexité possible des démodulateurs qui seraient associés à ces techniques car cela irait à l'encontre des principes qu'on énonce à la section 2.2.2. Cette deuxième raison ne signifie toutefois pas qu'on estime que des travaux impliquant de la modulation à quatre ou à huit niveaux de la phase des signaux ne sont pas dignes d'intérêts. De fait, de tels travaux pourraient à eux seuls faire l'objet d'une autre thèse de doctorat.

5.4.1 Comparaison des techniques de combinaison cohérente de signaux sélectionnés

Pour le modèle de canal qu'on utilise, la probabilité $P_2(\gamma)$ d'erreur pour de la démodulation cohérente lorsqu'il y a modulation binaire de la phase du signal est telle que

$$P_2(\gamma) = \frac{\operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma})}{2} \quad (5.56)$$

pour une valeur γ donnée de rapport signal sur bruit [8]. Comme on pose que les affaiblissements des signaux captés sont lents par rapport au taux de signalisation, on peut évaluer les risques d'erreur de démodulation pour les techniques de combinaison cohérente proposées en déterminant la valeur moyenne de $P_2(\gamma)$ dans chaque cas (voir section 2.2.3). Si on utilise P_e pour représenter la valeur moyenne de $P_2(\gamma)$ alors que $f_\gamma(\gamma)$ est la fonction de densité de probabilité de γ , on détermine donc P_e à l'aide de

$$\begin{aligned} P_e &= E[P_2(\gamma)] \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} f_\gamma(\gamma) P_2(\gamma) d\gamma \end{aligned} \quad (5.57)$$

Compte tenu de l'équation 5.56 et puisque $\gamma \geq 0$, on a que

$$P_e = \int_0^{\infty} f_\gamma(\gamma) \frac{\operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma})}{2} d\gamma \quad (5.58)$$

Si on tient compte de la définition de la fonction d'erreur, cette équation signifie que

$$P_e = \int_0^{\infty} \int_{\sqrt{\gamma}}^{\infty} f_\gamma(\gamma) \frac{e^{-u^2}}{\sqrt{\pi}} du d\gamma \quad (5.59)$$

Cette intégrale double se réduit à une intégrale simple impliquant $F_\gamma(\gamma)$ lorsqu'on change l'ordre d'intégration. Ce faisant on trouve

$$\begin{aligned} P_e &= \int_0^{\infty} \frac{e^{-u^2}}{\sqrt{\pi}} \int_0^{u^2} f_\gamma(\gamma) d\gamma du \\ &= \int_0^{\infty} \frac{e^{-u^2}}{\sqrt{\pi}} F_\gamma(u^2) du \end{aligned} \quad (5.60)$$

Risques d'erreur pour la combinaison cohérente avec sélection par groupe

Pour la combinaison cohérente avec sélection par groupe, la section 5.3.2 démontre que le rapport signal sur bruit $\gamma_{G,L,M}$ que présente le signal à démoduler est tel que

$$F_{\gamma_{G,L,M}}(\gamma) = \begin{cases} 1 - \sum_{k=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} \frac{A_{k,l} \gamma^l e^{-k\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^l l!} & \text{pour } \gamma \geq 0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (5.61)$$

Aussi, ce résultat et l'équation 5.60 permettent-ils de trouver que la probabilité d'erreur $P_{eG,L,M}(\bar{\gamma})$ pour cette technique d'exploitation de la diversité lorsqu'il y a L groupes de M signaux est telle que

$$\begin{aligned} P_{eG,L,M}(\bar{\gamma}) &= \int_0^\infty 1 \times \frac{e^{-u^2}}{\sqrt{\pi}} du - \sum_{k=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} \int_0^\infty \frac{e^{-u^2}}{\sqrt{\pi}} \frac{A_{k,l} u^{2l} e^{-ku^2/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^l} du \\ &= \frac{1}{2} - \sum_{k=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} A_{k,l} \int_0^\infty \frac{u^{2l} e^{-u^2(1+k/\bar{\gamma})}}{\sqrt{\pi} \bar{\gamma}^l l!} du \end{aligned} \quad (5.62)$$

Pour connaître $P_{eG,L,M}(\bar{\gamma})$, on a donc à résoudre une intégrale I_e donnée par

$$I_e = \int_0^\infty \frac{u^{2l} e^{-u^2(1+k/\bar{\gamma})}}{\sqrt{\pi} \bar{\gamma}^l l!} du \quad (5.63)$$

Comme

$$\int_0^\infty u^a e^{-bu^2} du = \frac{\Gamma[(a+1)/2]}{2b^{(a+1)/2}} \quad (5.64)$$

où $\Gamma[\cdot]$ est la fonction gamma et parce que

$$2^{2x-1} \Gamma[x] \Gamma[x+1/2] = \sqrt{\pi} \Gamma[2x] \quad (5.65)$$

on a que

$$\begin{aligned} I_e &= \frac{\Gamma[l+1/2]}{2\sqrt{\pi} l!} \frac{\bar{\gamma}^{1/2}}{(\bar{\gamma}+k)^{l+1/2}} \\ &= \frac{\Gamma[2l]}{2^{2l} l! \Gamma[l]} \frac{\bar{\gamma}^{1/2}}{(\bar{\gamma}+k)^{l+1/2}} \\ &= \frac{(2l-1)!}{2^{2l} l! (l-1)!} \frac{\bar{\gamma}^{1/2}}{(\bar{\gamma}+k)^{l+1/2}} \\ &= \binom{2l}{l} \frac{\bar{\gamma}^{1/2}}{[4(\bar{\gamma}+k)]^{l+1/2}} \end{aligned} \quad (5.66)$$

Ce résultat utilisé avec l'équation 5.62 conduit à trouver que la probabilité d'erreur $P_{eG,L,M}(\bar{\gamma})$ pour de la modulation binaire de phase lorsqu'il y a combinaison cohérente avec sélection par groupe est telle que

$$P_{eG,L,M}(\bar{\gamma}) = \frac{1}{2} - \sum_{k=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} \binom{2l}{l} \frac{A_{k,l} \bar{\gamma}^{1/2}}{[4(\bar{\gamma}+k)]^{l+1/2}} \quad (5.67)$$

lorsqu'il y a L groupes de M signaux et qu'on utilise un démodulateur cohérent. Quand on trace $P_{c_{G,L,M}}(\bar{\gamma})$ pour L et M prenant une multitude de valeurs, on observe qu'un circuit pour lequel on réduit L de l afin d'avoir $L' = L - l$ signaux sélectionnés à combiner voit ses performances presque inchangées en autant qu'on compense pour la diminution de L en augmentant le nombre de signaux captés dans la même proportion. Ainsi, pour L et M donnés, on a que $P_{c_{G,L,M}}(\bar{\gamma}) \approx P_{c_{G,L',M'}}(\bar{\gamma})$ en autant que pour

$$\begin{aligned} P_{c_{G,L,M}}(\bar{\gamma}) &= L - l \\ &= L \left(1 - \frac{l}{L}\right) \end{aligned} \quad (5.68)$$

on choisisse $N' \approx LM(1+l/L)$ qui revient à prendre $M' \approx M(1+2l/L')$. Un compromis entre la complexité de la section de combinaison et celle de sélection est donc possible lorsqu'il s'agit de concevoir un récepteur qui offre des performances données. C'est d'ailleurs ce que confirme la figure 5.7 en présentant $P_{c_{G,L,M}}(\bar{\gamma})$ pour L et M prenant différentes valeurs. Elle permet entre autres de comparer la technique de combinaison cohérente avec sélection par groupe aux techniques classiques de combinaison optimale ou de sélection si on se souvient que la technique de combinaison optimale correspond aux cas pour lesquels $M = 1$ tandis que celle de sélection implique $L = 1$. D'ailleurs, si on pose $M = 1$ dans l'équation 5.67, on obtient que

$$\begin{aligned} P_{c_{G,L,1}}(\bar{\gamma}) &= \frac{1}{2} - \sum_{l=0}^{L-1} \binom{2l}{l} \frac{\bar{\gamma}^{1/2}}{[4(\bar{\gamma}+1)]^{l+1/2}} \\ &= P_{c_{G,L-1,1}}(\bar{\gamma}) - \binom{2L-2}{L-1} \frac{\bar{\gamma}^{1/2}}{[4(\bar{\gamma}+1)]^{l+1/2}} \end{aligned} \quad (5.69)$$

puisque l'équation 5.30 indique qu'on a $A_{1,l} = 1$ dans ce cas. Ce résultat correspond à ce qui est donné dans [8] (p. 723, équation 7.4.15 ou voir section 2.2.3, équation 2.25) pour la technique de combinaison optimale, mais il revêt une forme qui a l'avantage de montrer que la prise en compte de L signaux plutôt que $L-1$ signaux réduit la probabilité d'erreur de démodulation de $\binom{2L-2}{L-1} \frac{\bar{\gamma}^{1/2}}{[4(\bar{\gamma}+1)]^{l+1/2}}$.

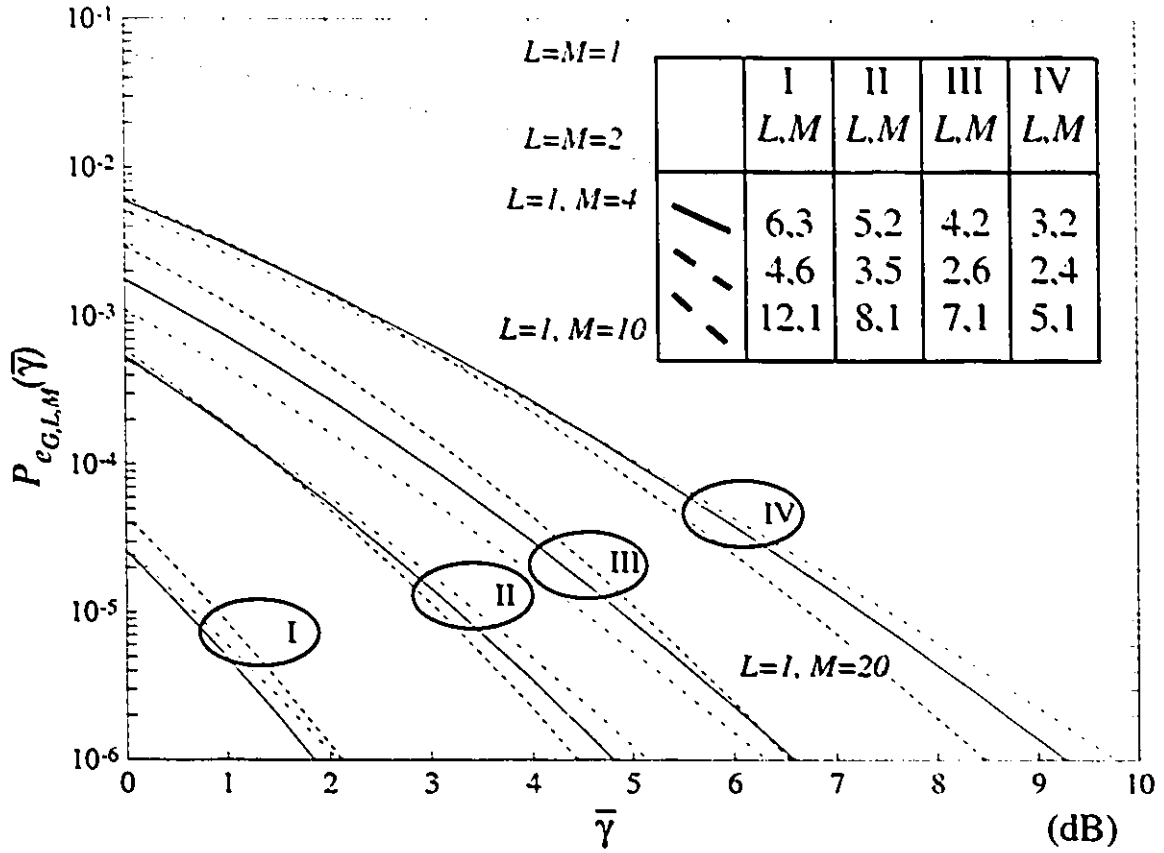


Figure 5.7: Probabilité d'erreur de démodulation $P_{e_{G,L,M}}(\bar{\gamma})$ pour la combinaison cohérente avec sélection par groupe.

Si on pose plutôt $L=1$, l'équation 5.67 se réduit à

$$P_{e_{G,1,M}}(\bar{\gamma}) = \frac{1}{2} - \sum_{k=1}^M \binom{M}{k} \frac{(-1)^k \bar{\gamma}^{1/2}}{[4(\bar{\gamma} + 1)]^{1/2}} \quad (5.70)$$

pour la technique de sélection classique à cause de l'équation 5.32. La démarche qu'on suit pour trouver $P_{e_{G,L,M}}(\bar{\gamma})$ étant comparable à celle suivie dans [8] pour résoudre le cas de la combinaison optimale, il est possible ici aussi de comparer pour différents scénarios les risques d'erreur de démodulation lorsqu'il s'agit de modulation en fréquence orthogonale pour peu qu'on remplace $\bar{\gamma}$ par $\bar{\gamma}/2$ comme on le fait dans [8] (voir section 2.2.3).

Risques d'erreur pour la combinaison cohérente avec sélection des meilleurs signaux

Lorsqu'il s'agit de combinaison cohérente avec sélection des meilleurs signaux, le rapport signal sur bruit $\gamma_{L,M}$ que présente le signal à démoduler est tel que

$$F_{\gamma_{L,M}}(\gamma) = \begin{cases} 1 - \sum_{l=0}^{L-1} \frac{A_l \gamma^l e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\gamma^l l!} + \sum_{k=1}^{M-L} B_k e^{-(1+k/L)\gamma/\bar{\gamma}} & \text{pour } \gamma \geq 0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (5.71)$$

comme on le montre à la section 5.3.2. Ce résultat et l'équation 5.60 permettent maintenant de trouver que la probabilité d'erreur $P_{e_{L,M}}(\bar{\gamma})$ pour cette technique d'exploitation de la diversité lorsqu'on sélectionne les L signaux offrant le meilleur rapport signal sur bruit parmi M signaux disponibles est telle que

$$\begin{aligned} P_{e_{L,M}}(\bar{\gamma}) &= \int_0^\infty \left(\frac{e^{-u^2}}{\sqrt{\pi}} - \sum_{l=0}^{L-1} \frac{e^{-u^2}}{\sqrt{\pi}} \frac{A_l u^{2l} e^{-u^2/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^l l!} - \sum_{k=1}^{M-L} \frac{e^{-u^2}}{\sqrt{\pi}} B_k e^{-(1+k/L)u/\bar{\gamma}} \right) du \\ &= \frac{1}{2} - \sum_{l=0}^{L-1} A_l \int_0^\infty \frac{u^{2l} e^{-u^2(1+1/\bar{\gamma})}}{\sqrt{\pi} \bar{\gamma}^l l!} du - \sum_{k=1}^{M-L} B_k \int_0^\infty \frac{e^{-u^2(1+\frac{k}{L}+\frac{1}{\bar{\gamma}})}}{\sqrt{\pi}} du \end{aligned} \quad (5.72)$$

Pour connaître $P_{e_{L,M}}(\bar{\gamma})$, on n'a qu'à noter que les intégrales de cette équation qui dépendent de l sont de même forme que l'intégrale I_e de l'équation 5.63 tandis qu'on peut utiliser le fait que

$$\int_0^\infty e^{-q^2 x^2} dx = \frac{\sqrt{\pi}}{2q} \quad \text{pour } q > 0 \quad (5.73)$$

pour résoudre celles qui sont fonction de k . Ce faisant, on trouve que la probabilité d'erreur $P_{e_{L,M}}(\bar{\gamma})$ pour de la modulation binaire de phase lorsqu'il y a combinaison cohérente avec sélection des meilleurs signaux est donnée par

$$P_{e_{L,M}}(\bar{\gamma}) = \frac{1}{2} - \sum_{l=0}^{L-1} \binom{2l}{l} \frac{A_l \bar{\gamma}^{1/2}}{[4(\bar{\gamma} + 1)]^{l+1/2}} - \sum_{k=1}^{M-L} \frac{B_k \bar{\gamma}^{1/2}}{2(\bar{\gamma} + 1 + \frac{k}{L})^{1/2}} \quad (5.74)$$

lorsqu'il y a L signaux de sélectionnés parmi les M signaux disponibles et qu'on utilise un démodulateur cohérent. Notons qu'il suffit ici de remplacer $\bar{\gamma}$ par $\bar{\gamma}/2$ (voir section 2.2.3) pour que l'équation 5.74 s'applique au cas de la modulation en fréquences orthogonales.

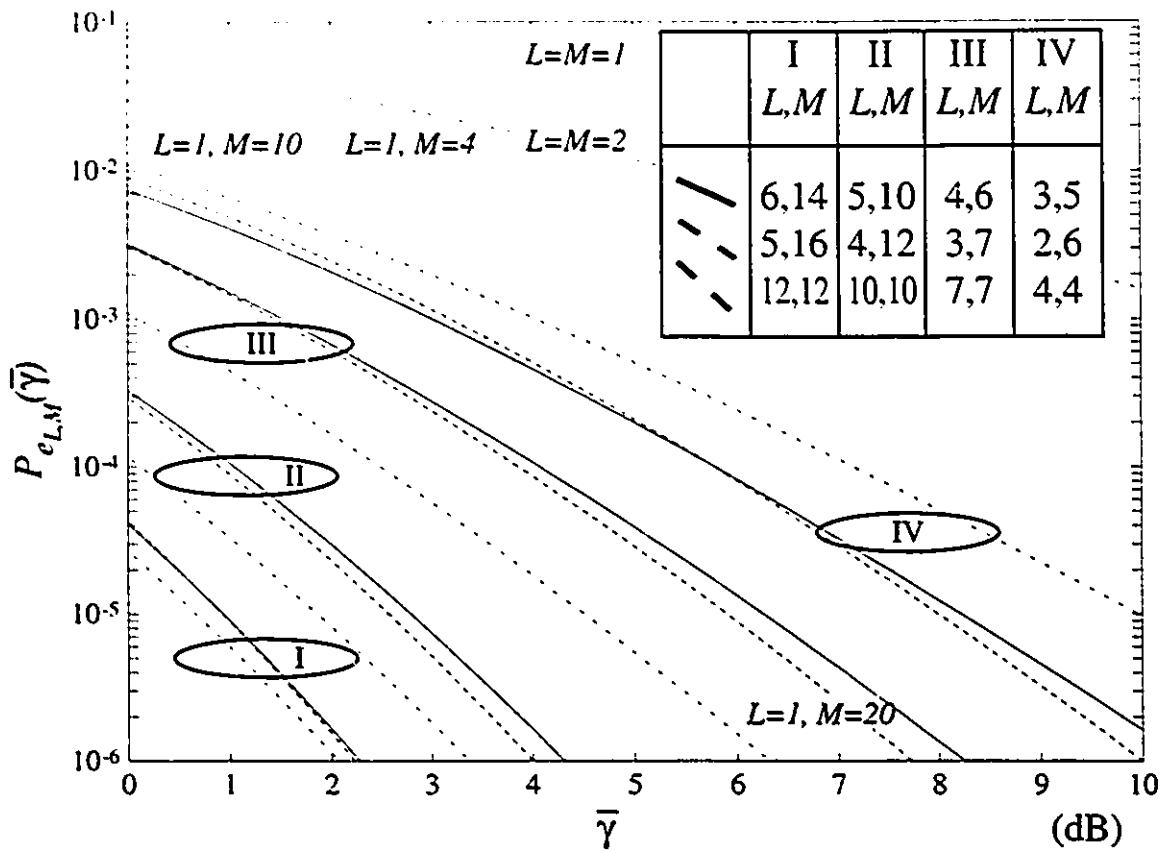


Figure 5.8: Probabilités d'erreur de démodulation $P_{e_{L,M}}(\bar{\gamma})$ pour la combinaison cohérente avec sélection des meilleurs signaux.

Comme c'est le cas pour la combinaison cohérente avec sélection par groupe, on constate qu'à un nombre réduit L' de signaux sélectionnés, on doit faire correspondre un nombre M' plus grand pour disposer d'un circuit offrant des performances comparables à un autre pour lequel L et M sont donnés. Cette fois, pour $L' = L - l$ avec l un entier, il faut prendre $M' \approx M(1 + l/L) = M(1 + \frac{l}{L-l})$ pour avoir $P_{e_{L,M}}(\bar{\gamma}) \approx P_{e_{L',M'}}(\bar{\gamma})$ afin de tenir compte qu'on a $N = M$ pour la combinaison cohérente des meilleurs signaux. Cette propriété se vérifie aisément à l'aide de la figure 5.8. On y montre $P_{e_{L,M}}(\bar{\gamma})$ pour L et M prenant plusieurs valeurs. On peut y comparer la technique de combinaison cohérente avec sélection des meilleurs signaux à celle de combinaison optimale classique en posant $L = M$ ou encore la

comparer à celle de sélection en prenant $L = 1$. On peut voir à la figure 5.8 qu'il est possible de choisir des combinaisons de valeurs pour L et M qui impliquent une complexité et des performances pouvant se situer entre celles des techniques classiques d'exploitation de la diversité.

Comparaison des risques d'erreur pour les techniques de combinaison cohérente

On propose deux techniques de combinaison cohérente afin de déterminer s'il est essentiel de ne combiner que les meilleurs signaux captés alors qu'il peut être envisagé de combiner des signaux qui sont les meilleurs de leur groupe respectif afin d'obtenir une réduction de la complexité des circuits de réception en diversité. La duplication possible de circuits assez simples est une propriété qui joue en faveur de la combinaison avec sélection par groupe. Par contre, une augmentation des risques d'erreur de démodulation est à prévoir lorsqu'on choisit de ne pas utiliser un unique circuit de sélection qui, bien que plus complexe, fait en sorte de ne combiner que les meilleurs signaux. D'ailleurs, la figure 5.6 montre bien que pour un nombre d'antennes donné, le gain en matière de rapport signal sur bruit moyen est plus élevé pour la technique de combinaison cohérente des meilleurs signaux que pour celle avec sélection par groupe lorsque le nombre L de signaux sélectionnés est le même.

Quand on utilise les équations 5.62 et 5.74 qui donnent respectivement $P_{e_{G,L,M}}(\bar{\gamma})$ et $P_{e_{L,M}}(\bar{\gamma})$ pour comparer les risques d'erreur de démodulation pour les techniques proposées de combinaison cohérente, on constate que le rapport signal sur bruit moyen $\bar{\gamma}$ n'a qu'à être augmenté de .5 dB environ pour que la technique avec sélection par groupe procure les mêmes risques d'erreur que celle de combinaison des meilleurs signaux pour un même nombre L de signaux combinés lorsque le nombre d'antennes est le même. Comme l'illustre la figure 5.9 pour des cas où $L=3$, on a

$$P_{e_{G,L,M}}(\bar{\gamma} + .12\bar{\gamma}) \approx P_{e_{L,M}}(\bar{\gamma}) \quad (5.75)$$

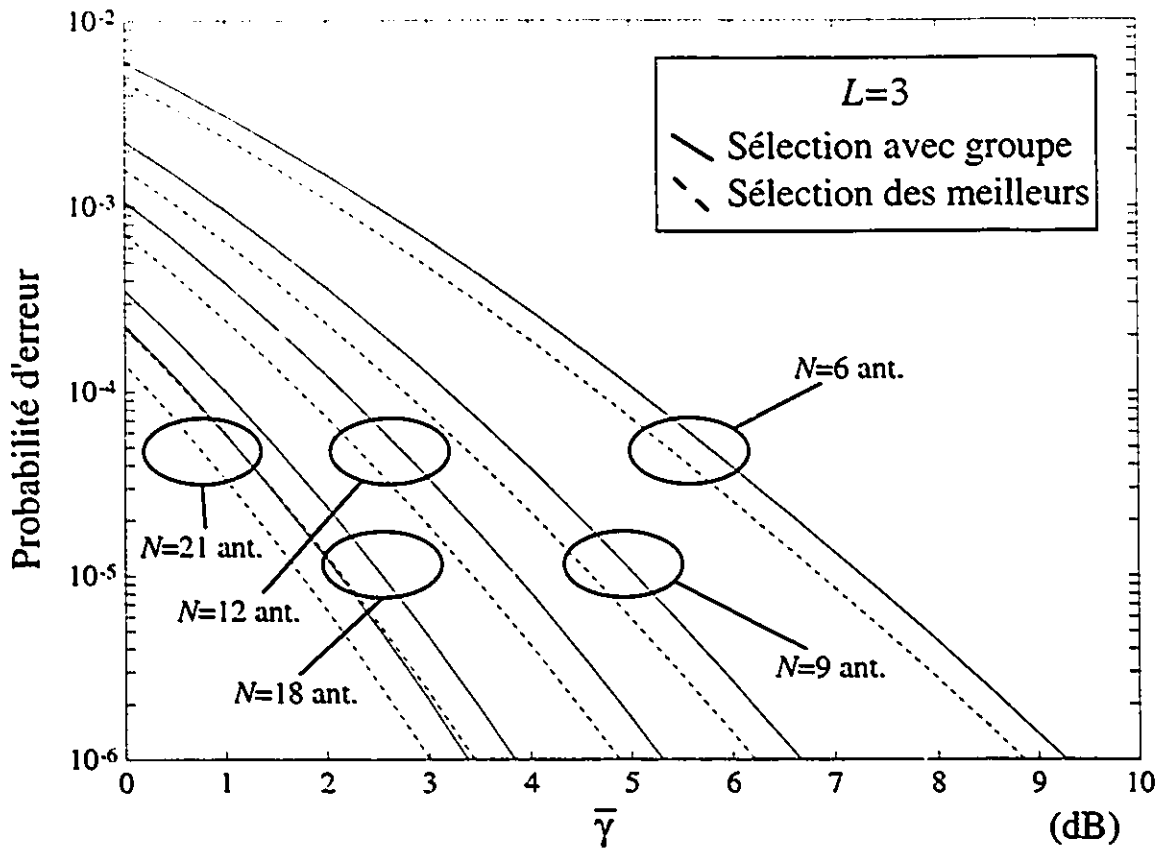


Figure 5.9: Probabilités d'erreur de démodulation pour les techniques de combinaison cohérente pour des nombres d'antennes donnés lorsqu'il y a 3 signaux de sélectionnés.

Le fait de s'assurer de sélectionner les meilleurs signaux ne se traduit donc pas par un avantage en terme de rapport signal sur bruit requis qui soit significatif lorsqu'on s'intéresse à des niveaux donnés de risques d'erreur de démodulation. L'avantage de .5 dB en faveur de la combinaison des meilleurs signaux s'obtient au prix d'un unique circuit de sélection à L sorties beaucoup plus complexe que les L circuits identiques de sélection à une sortie qu'implique la technique de combinaison cohérente avec sélection par groupe. Au lieu d'opter pour la combinaison des meilleurs signaux lorsqu'un avantage de .5 dB est désirable, on devrait plutôt envisager de préférer la technique de combinaison avec sélection par groupe pour

un nombre à peine plus élevé d'antennes.

5.4.2 Comparaison des techniques de combinaison cohérente et non cohérente de signaux sélectionnés

Comme on l'indique à la section 2.2.3, il est question dans [8] d'un récepteur constitué de L démodulateurs non cohérents dont les sorties sont combinées selon la technique de combinaison optimale. Ce récepteur correspond à ce que montre la figure 5.4 pour décrire la technique de combinaison non cohérente avec sélection par groupe qu'on étudie ici mis à part la partie du système constituée des L circuits de sélection. On peut donc utiliser certains des résultats qu'on retrouve dans [8] comme point de départ pour déterminer les risques d'erreur de cette technique de combinaison de signaux sélectionnés. C'est ce qu'on fait dans ce qui suit afin de pouvoir ensuite comparer la technique de combinaison non cohérente avec sélection par groupe aux techniques de combinaison cohérente de signaux sélectionnés.

Risques d'erreur pour la combinaison non cohérente avec sélection par groupe

Des résultats qu'on retrouve dans la section 7.4 de [8] concernant les risques d'erreur de démodulation d'un ensemble de démodulateurs non cohérents dont les sorties sont combinées de façon optimale, on retient en particulier que la probabilité conditionnelle d'erreur de démodulation du récepteur en question peut être donnée par

$$P_2(\gamma_b) = \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j=0}^{L-1-i} \binom{2L-1}{j} \frac{\gamma_b^i e^{-\gamma_b}}{2^{2L-1} i!} \quad (5.76)$$

pour des signaux à démoduler présentant des valeurs de rapport signal sur bruit données lorsque γ_b vaut la somme des rapports signal sur bruit considérés (voir section 2.2.3). Il reste alors à connaître la fonction de densité de probabilité de γ_b lorsque les signaux démodulés proviennent de circuits de sélection à M entrées

et une sortie pour être en mesure de trouver la probabilité moyenne d'erreur $P_{eD,L,M}(\bar{\gamma})$ associée à la combinaison non cohérente avec sélection des signaux. Or, tout comme $\gamma_{G,L,M}$ qu'on définit à la section 5.3.2, γ_b est une somme de rapports signal sur bruit qui prévalent aux sorties de circuits de sélection identiques bien que traitant des signaux qui proviennent tous de micro-secteurs différents. Aussi, on peut utiliser l'expression qui donne $f_{\gamma_{G,L,M}}(\gamma)$ pour représenter la fonction de densité de probabilité de γ_b . L'équation 5.26 indique que

$$f_{\gamma_{G,L,M}}(\gamma) = \begin{cases} \sum_{k=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} \frac{a_{k,l} \gamma^l e^{-k\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{l+1} l!} & \text{pour } \gamma \geq 0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (5.77)$$

Donc, le moyennage de $P_2(\gamma_b)$ par $f_{\gamma_{G,L,M}}(\gamma)$ fait qu'on a

$$\begin{aligned} P_{eD,L,M}(\bar{\gamma}) &= \int_0^{\infty} P_2(\gamma) f_{\gamma_{G,L,M}}(\gamma) d\gamma \\ &= \int_0^{\infty} \left(\sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j=0}^{L-1-i} \binom{2L-1}{j} \frac{\gamma^i e^{-\gamma}}{2^{2L-1} i!} \right) \left(\sum_{k=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} \frac{a_{k,l} \gamma^l e^{-k\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{l+1} l!} \right) d\gamma \\ &= \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j=0}^{L-1-i} \sum_{k=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} \binom{2L-1}{j} \frac{a_{k,l}}{2^{2L-1} i! l! \bar{\gamma}^{l+1}} \int_0^{\infty} \gamma^{i+l} e^{-\gamma(1+k/\bar{\gamma})} d\gamma \\ &= \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j=0}^{L-1-i} \sum_{k=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} \binom{2L-1}{j} \frac{a_{k,l}}{2^{2L-1} i! l! \bar{\gamma}^{l+1}} \frac{(i+l)!}{\left(1 + \frac{k}{\bar{\gamma}}\right)^{i+l+1}} \end{aligned} \quad (5.78)$$

car on a

$$\int_0^{\infty} x^a e^{-bx} dx = \frac{a!}{b^{a+1}} \quad (5.79)$$

lorsque a est un entier positif. En réarrangeant l'expression qui donne $P_{eD,L,M}(\bar{\gamma})$, on trouve que la probabilité d'erreur $P_{eD,L,M}(\bar{\gamma})$ pour de la modulation binaire de phase lorsqu'il y a combinaison non cohérente avec sélection par groupe est telle que

$$P_{eD,L,M}(\bar{\gamma}) = \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j=0}^{L-1-i} \sum_{k=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} \binom{2L-1}{j} \binom{i+l}{l} \frac{a_{k,l} \bar{\gamma}^i}{2^{2L-1} (\bar{\gamma} + k)^{i+l+1}} \quad (5.80)$$

lorsqu'il y a L signaux de sélectionnés à raison d'un par groupe de M signaux et qu'on utilise L démodulateur non cohérents avant de procéder à la combinaison.

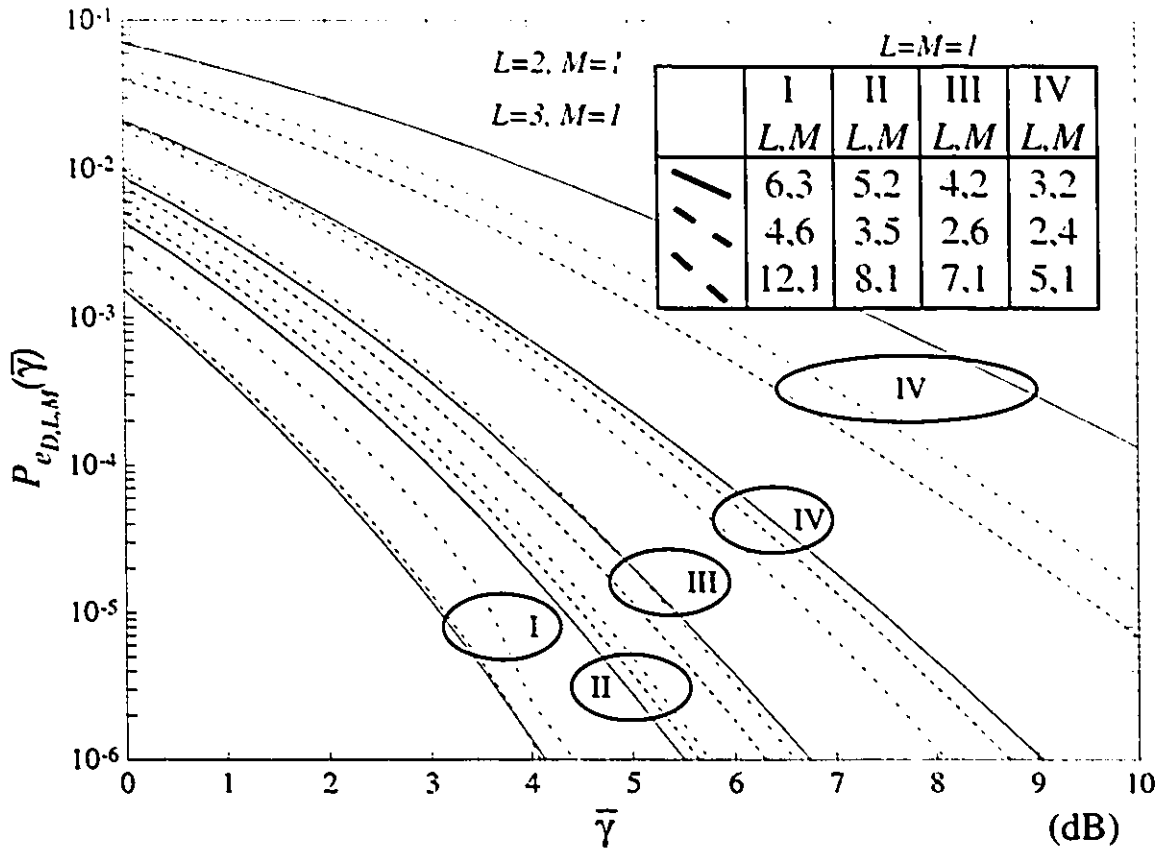


Figure 5.10: Probabilité d'erreur de démodulation $P_{e_{D,L,M}}(\bar{\gamma})$ pour la combinaison non cohérente avec sélection par groupe.

Comme pour les techniques de combinaison cohérente, il s'agit de remplacer $\bar{\gamma}$ par $\bar{\gamma}/2$ pour que l'équation 5.80 s'applique au cas de la modulation en fréquences orthogonales. De plus, comme pour les techniques de combinaison cohérente, on peut compenser pour une diminution du nombre de signaux sélectionnés en augmentant le nombre total de signaux utilisés. En traçant $P_{e_{D,L,M}}(\bar{\gamma})$ pour L et M prenant différentes valeurs, on observe qu'on a $P_{e_{D,L,M}}(\bar{\gamma}) \approx P_{e_{D,L',M'}}(\bar{\gamma})$ en autant que pour $L' = L-l$ on choisisse $N' = M' \approx N(1+l/L)$ d'où $M' \approx M(1+2l/L')$. On s'est servi de cette propriété pour décider de la présence des courbes qui apparaissent à la figure 5.10.

La figure 5.10 présente $P_{e_{L,M}}(\bar{\gamma})$ pour différentes valeurs de L et de M . La tech-

nique de combinaison non cohérente avec sélection par groupe peut y être comparée à la technique de combinaison non cohérente présentée dans [8] qui correspond aux cas où $M = 1$ puisqu'il n'y a alors pas de sélection. Dans ces cas, l'équation 5.80 correspond à ce qui est donné dans [8] et elle se réduit à

$$P_{e,L,1}(\bar{\gamma}) = \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j=0}^{L-1-i} \binom{2L-1}{j} \binom{i+L-1}{i} \frac{\bar{\gamma}^i}{2^{2L-1} (\bar{\gamma} + 1)^{L+i}} \quad (5.81)$$

car $a_{1,L-1} = 1$ et $a_{1,l} = 0$ pour $l < L - 1$ si $M = 1$. La technique de combinaison non cohérente avec sélection par groupe peut aussi être comparée à la démodulation non cohérente d'un signal sélectionné parmi un groupe de M signaux. La comparaison se fait alors par rapport aux situations pour lesquelles on a $L = 1$. En utilisant l'équation 5.31 pour connaître les $a_{k,0}$ pour $L = 1$, on trouve que

$$P_{e,D,L,M}(\bar{\gamma}) = \sum_{k=1}^M \binom{M}{k} \frac{(-1)^{k-1}}{2 \left(1 + \frac{\bar{\gamma}}{k}\right)} \quad (5.82)$$

Comme c'est le cas pour les techniques de combinaison cohérente de signaux sélectionnés, la combinaison non cohérente avec sélection par groupe offre des solutions dont les performances et la complexité peuvent se situer entre celles de techniques n'impliquant que de la combinaison ou encore que de la sélection.

Comparaison des risques d'erreur pour les techniques de combinaison cohérente et non cohérente

La comparaison des performances offertes par les techniques de combinaison cohérente indique que la technique de combinaison cohérente avec sélection par groupe est préférable à celle de combinaison cohérente des meilleurs signaux. Quand on compare la technique de combinaison cohérente avec sélection par groupe à celle de combinaison non cohérente pour des nombres L de groupes et des nombres M de signaux par groupe donnés, on constate qu'il y a un avantage de moins de 3 dB en faveur de la technique cohérente lorsqu'il s'agit d'obtenir une probabilité d'erreur donnée. C'est dire qu'on a

$$P_{e,G,L,M}(\bar{\gamma}) \approx P_{e,D,L,M}(2\bar{\gamma}) \quad (5.83)$$

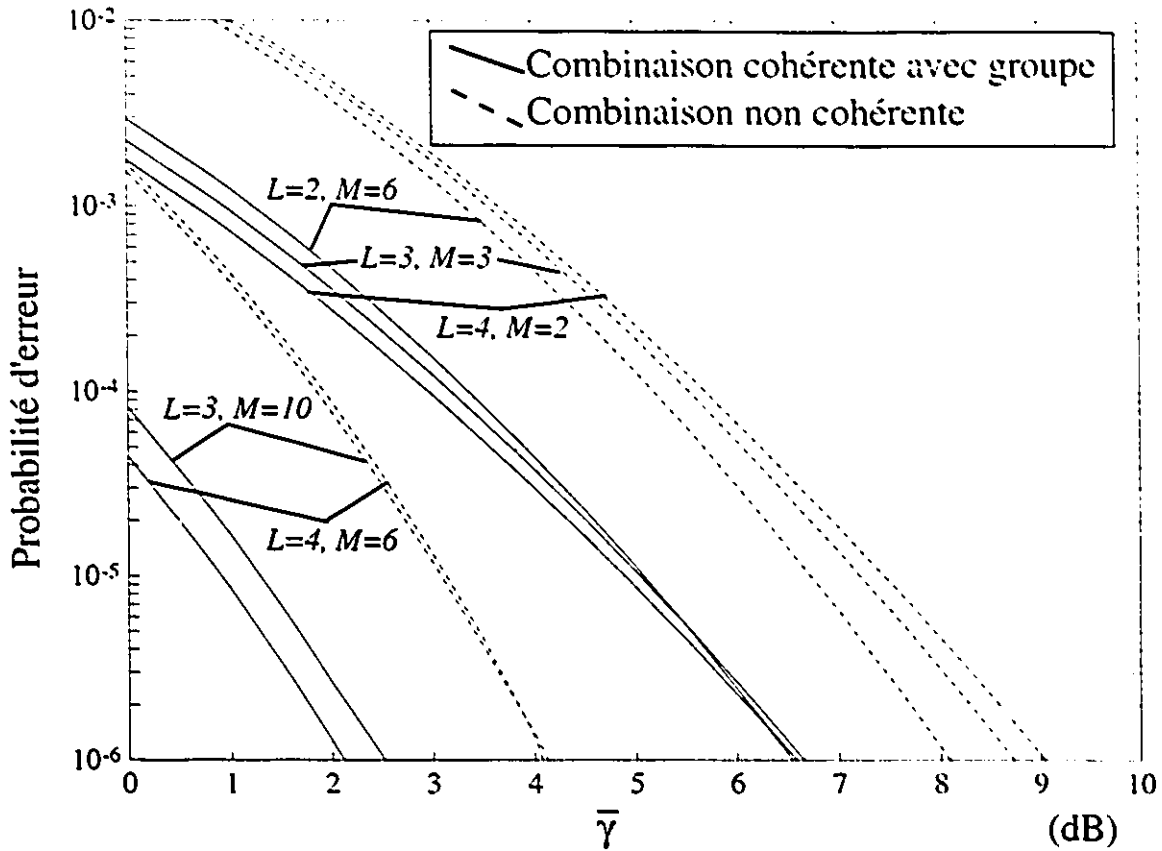


Figure 5.11: Probabilités d'erreur de démodulation pour les techniques de combinaison cohérente et non cohérente avec sélection par groupe pour des nombres d'antennes et de signaux sélectionnés donnés.

comme le montre bien la figure 5.11. Cet avantage est du même ordre que celui de 3 dB qui est considéré lorsque la démodulation cohérente est comparée à la démodulation non cohérente alors qu'il n'y a pas de réception en diversité. Comme pour ces situations, c'est un avantage qui peut ne pas justifier en pratique l'emploi de circuits cohérents. De plus, la simplicité relative de la technique non cohérente fait qu'on peut penser augmenter L , M ou les deux afin d'obtenir des performances déterminées sans pour autant tenir compte d'une solution qui est plus complexe que ce qu'implique la combinaison et la démodulation cohérentes.

La figure 5.11 permet aussi d'observer que $P_{eD,L,M}(\bar{\gamma})$ et $P_{eG,L,M}(\bar{\gamma})$ adoptent

des comportements opposés lorsque L et M sont changés. Pour la technique cohérente, de meilleures performances sont obtenues lorsque L augmente alors que M diminue. Pour la technique non cohérente, c'est le contraire: une réduction du nombre L de groupe et une augmentation du nombre d'antennes semblent plus indiquées lorsqu'il s'agit d'améliorer les performances d'un circuit sans trop en changer la complexité. Or, on s'intéresse à la combinaison de signaux sélectionnés parmi un grand nombre de signaux disponibles parce que c'est un principe qui tient compte des possibilités qu'offrent les ondes millimétriques. Force est donc d'admettre que la technique non cohérente est donc plus appropriée que les techniques cohérentes qu'on propose pour la radiocommunication à plus de 20 GHz, car elle favorise les solutions qui emploient un grand nombre d'antennes plutôt que de mieux répondre à la duplication de circuits complexes de combinaison cohérente comme c'est le cas pour les techniques cohérentes qu'on propose.

5.5 Champs d'application des résultats présentés

Les variations de phase qui sont dues à la propagation par trajets multiples entraînent les changements de phase que commandent les données lorsqu'il y a modulation de la phase du signal transmis. Elles peuvent donc être source d'erreurs de démodulation lorsqu'elles deviennent trop importantes. Jusqu'à maintenant, on a supposé que les affaiblissements des signaux sont lents par rapport au temps requis pour rendre une décision quant à la valeur d'une donnée reçue. Il est toutefois bon d'avoir un aperçu de l'ordre de grandeur des taux de signalisation qui satisfont à cette condition. Les discussions présentées dans ce qui précède indiquant qu'il nous semble plus approprié de préférer la technique de combinaison non cohérente qu'on propose aux deux autres techniques proposées, on s'intéresse ici aux cas où il y a modulation binaire de la phase des signaux transmis et démodulation non cohérente par comparaison de phase. La discussion ne porte pas sur la démodulation cohérente parce qu'il aurait fallu dans ce cas sortir

du cadre de travail qu'on s'est donné. Il aurait fallu tenir compte des performances d'hypothétiques circuits d'estimation de la phase des porteuses alors qu'il y a propagation par trajets multiples et de leur effets sur les risques d'erreur de démodulation plutôt que de s'en tenir à l'étude du canal de radio et à la réception en diversité.

Les démodulateurs non cohérents qu'on considère sont du même type que ceux dont il est question dans [8] alors qu'il y a encodage différentiel des données et modulation binaire de la phase des signaux transmis. Pour décider de la valeur d'un bit reçu, ces démodulateurs cherchent à établir si la phase $\theta(t)$ du signal reçu pendant la durée d'un bit diffère de π radians de ce qu'elle était pendant l'intervalle de temps correspondant à la réception du bit précédent. Des circuits d'intégration partielle (voir [8] à propos des *integrate-and-dump filters*) sont utilisés pour connaître $\theta(t)$. À cause du bruit additif et aussi à cause des perturbations reliées à la propagation par trajets multiples, des variations de phase différentes de π radians (ou 0 radian) peuvent prendre place. Les décisions sont donc rendues en fonction de valeurs seuil de changement de phase. Sans perdre en généralité, posons que les données ne commandent pas de changements de phase entre l'instant $t - \tau/2$ où une décision a été rendue et l'instant $t + \tau/2$ où la prochaine décision doit être prise.

En l'absence de bruit additif, le modèle qu'on propose fait que la fonction de répartition de la dérivée $\Psi(t)$ par rapport au temps de $\theta(t)$ que donne l'équation 3.109 implique dans ce cas que

$$\hat{F}_\Psi(\Psi) = \frac{1}{2} + \frac{\frac{\Psi}{2\pi}}{2\sqrt{\left(\frac{\Psi}{2\pi}\right)^2 + \left[\frac{\nu N_d}{\lambda(N_d+1)}\right]^2}} \quad (5.84)$$

pour $\bar{\rho}=0$. On limite maintenant la discussion à cette situation qui est des plus probables en pratique, car elle correspond (voir section 4.2) à des mouvements qui ne se font pas plus en direction de la zone d'où provient la majeure partie de l'énergie captée que dans une direction opposée. On a alors que $\Psi(t)$ est nulle en moyenne tandis que sa fonction de densité de probabilité est symétrique par rapport à cette moyenne. Il en résulte que $f_\theta(\theta)$ de $\theta(t)$ est symétrique par rapport à la valeur de phase commandée par les données. Cette symétrie fait que

les valeurs seuil qui sont considérées par les démodulateurs non cohérents lorsqu'il n'y a que du bruit additif sont de mise même si on ne considère plus que les effets de la propagation par trajets multiples. Il y aura donc erreur de démodulation s'il est établi que

$$|\theta(t + \tau/2) - \theta(t - \tau/2)| > \pi/2 \quad (5.85)$$

s'il n'y a pas de bruit additif gaussien de moyenne nulle.

Comme on l'indique à la section A.6 de l'annexe A, on peut estimer $\Psi(t)$ à l'aide de

$$\Psi(t) \approx \frac{\theta(t + \tau/2) - \theta(t - \tau/2)}{\tau} \quad (5.86)$$

si on a τ suffisamment petit. En utilisant les équations 5.84 à 5.86, la probabilité d'erreur de démodulation non cohérente s'estime à l'aide de

$$\begin{aligned} P_{approx}(\tau, \nu, N_d, \lambda/4) &= 1 - P(-\pi/2 < \Psi(t) \leq \pi/2) \\ &= 1 - \left(\hat{F}_\Psi(\pi/2) - \hat{F}_\Psi(-\pi/2) \right) \Big|_{\bar{v}=0} \\ &= 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{\tau \nu N_d}{\lambda(N_d+1)} \right]^2}} \end{aligned} \quad (5.87)$$

qu'on montre à la figure 5.12

En pratique, on voudra estimer les risques d'erreur de démodulation en fonction du débit binaire $r_b = 1/\tau$ pour ν , N_d et λ prenant des valeurs bien déterminées. On obtient un aperçu de l'ordre de grandeur des risques d'erreur qu'on déduira pour de la radiocommunication intérieure dans la bandes des fréquences allant de 20 à 60 GHz en se référant à la figure 5.13 où on utilise les résultats expérimentaux qui sont présentés au chapitre 3. On y suppose que la vitesse ν des déplacements est telle que $\nu = 1.3$ m/s et que $N_d = 2$ alors qu'on transmet à 20, 37.2 ou 60 GHz. On constate qu'on peut s'attendre à une probabilité d'erreur qui est moindre que 10^{-6} du moment qu'on a $r_b > 300$ kbits/s environ et qu'on peut négliger le bruit additif gaussien.

Dans l'étude des risques d'erreur qu'on mène afin de comparer les techniques de combinaison qu'on propose, on s'intéresse principalement à des valeurs de rapport signal sur bruit qui conduisent à des probabilités d'erreur plus grande que 10^{-6}

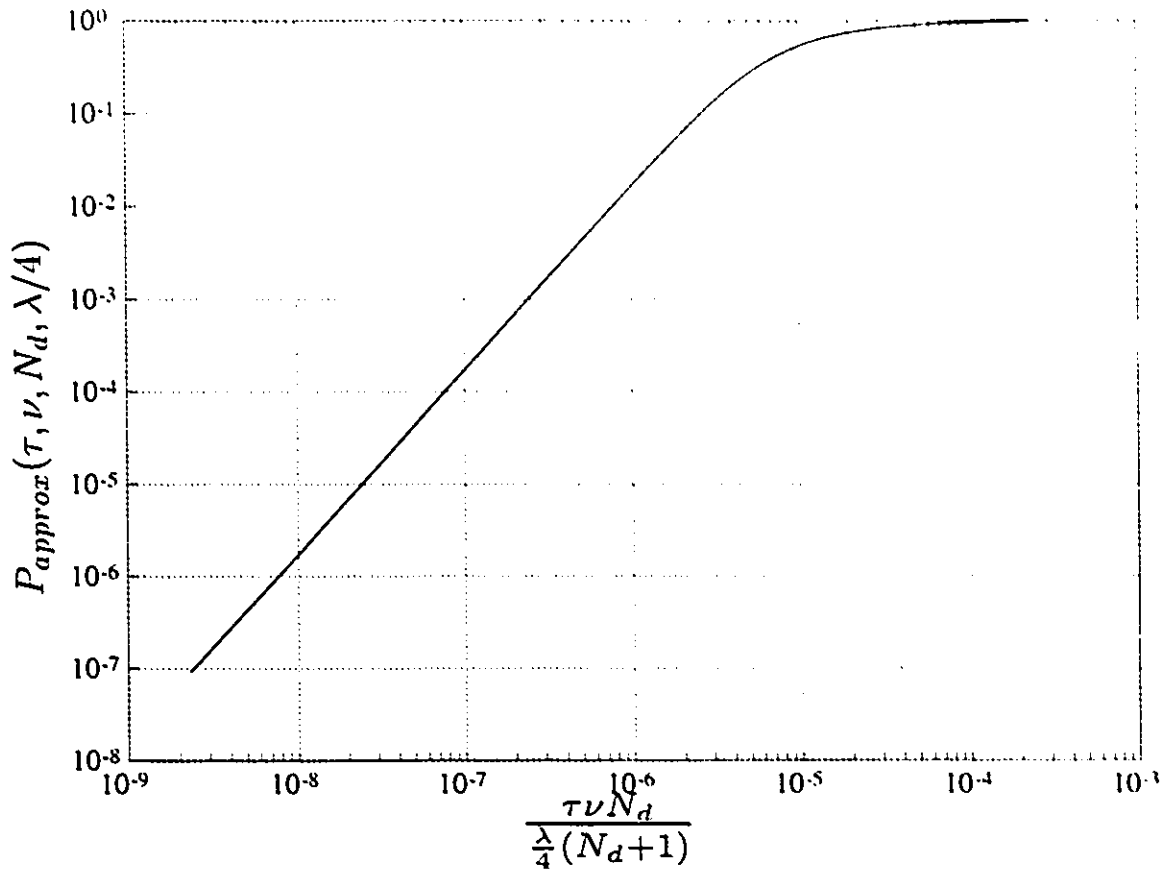


Figure 5.12: Estimation $P_{\text{approx}}(\tau, \nu, N_d, \lambda/4)$ de la probabilité d'erreur pour de la démodulation non cohérente et des variations de phase dues à la propagation par trajets multiples.

puisque les risques d'erreur proches de 10^{-4} , 10^{-3} ou 10^{-2} sont ceux qui revêtent le plus d'intérêt en pratique. C'est donc dire qu'on s'intéresse surtout à des situations pour lesquelles les effets des variations de phase dues à la propagation multivoie sont négligeables par rapport à ceux du bruit additif gaussien en autant qu'on prennent $r_b > 300$ kbits/s environ. On indique dans [34] que l'analyse de résultats provenant de mesures faites avec des systèmes à bande large révèle qu'on peut négliger les phénomènes d'affaiblissements sélectifs en fréquence pour des taux de signalisation inférieurs à 1 ou 2 mégabits/s. Aussi, compte tenu de cette information et du raisonnement conduit ci-haut, on estime que les résultats

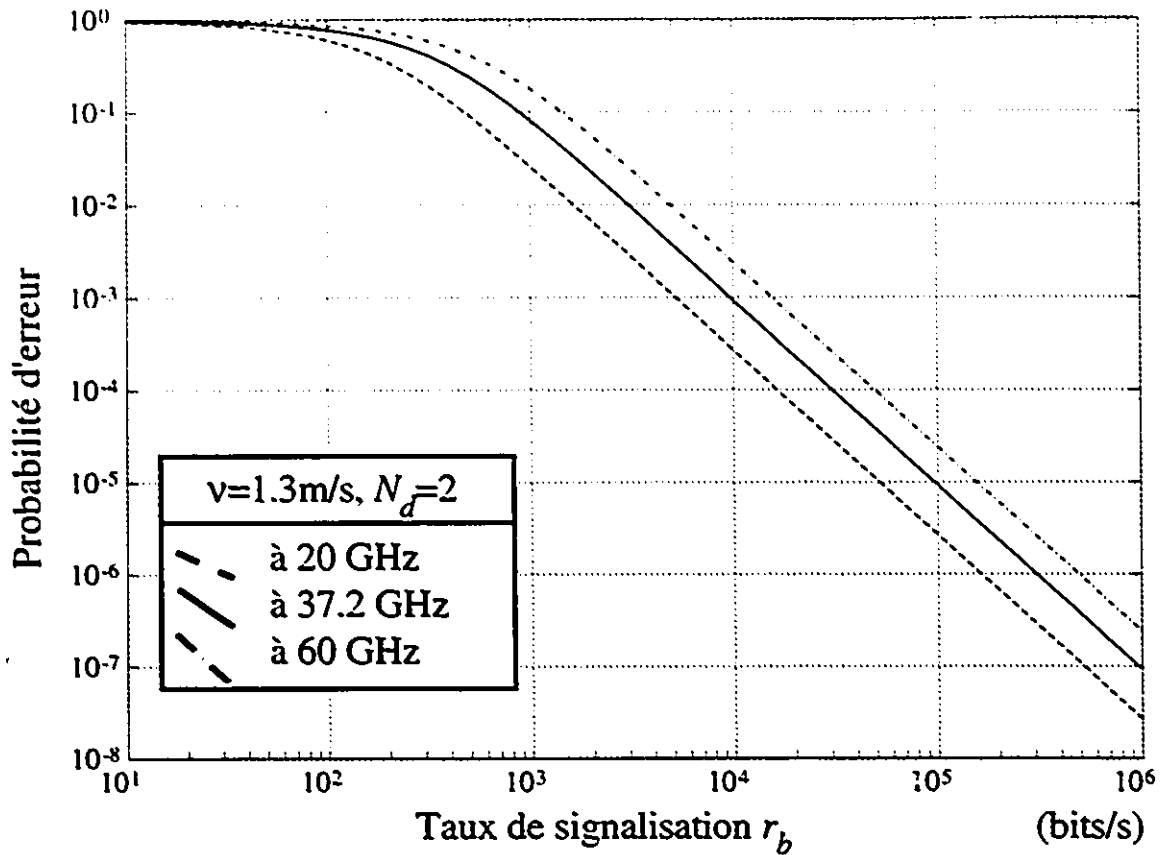


Figure 5.13: Estimations des risques d'erreur pour de la démodulation non cohérente compte tenu des résultats expérimentaux obtenus.

et les comparaisons qu'on présente dans les sections qui précèdent s'appliquent à des taux de signalisation plus grands que 300 kbits/s environ et plus petits que 1 ou 2 mégabits/s; les valeurs précises des débits binaires qui déterminent le champ d'application dépendent évidemment de la fréquence de transmission, de l'endroit où la propagation se fait et de la vitesse des déplacements.

5.6 Résumé du chapitre

Dans ce chapitre, on s'est intéressé aux possibilités qu'offriraient des systèmes de réception en diversité à l'aide d'un grand nombre d'antennes pour de la radiocom-

munication intérieure à plus de 20 GHz. On a proposé trois techniques nouvelles d'exploitation de la diversité que procureraient de tels récepteurs. Ces techniques font toutes appel à un même principe: certains des signaux captés sont, compte tenu du modèle de propagation qu'on propose, sélectionnés à cause de la grandeur du rapport signal sur bruit qu'ils présentent pour ensuite être combinés de façon optimale.

On a d'abord proposé une technique de combinaison cohérente avec sélection par groupe qui consiste à combiner L signaux provenant d'autant de groupes de M signaux à raison de un signal par groupe. Comme la sélection dans un groupe ne dépend pas de celles qui se font dans les autres groupes, cette technique fait que ce ne sont pas nécessairement les signaux qui présentent les plus grands rapports signal sur bruit qui sont combinés. Au prix d'une plus grande complexité des circuits qui procèdent à la sélection des signaux, une technique de combinaison cohérente des meilleurs signaux a ensuite été proposée. Pour cette technique, on cherche à ne combiner que les signaux qui présentent les plus grandes valeurs de rapport signal sur bruit. Ces deux techniques de combinaison cohérente pouvant impliquer l'emploi de circuits d'estimation de la phase des porteuses des signaux sélectionnés, on a aussi proposé une technique de combinaison non cohérente avec sélection par groupe qui ne nécessite pas la présence et la complexité de tels circuits d'estimation.

Afin de comparer les trois techniques proposées, on a analysé les propriétés statistiques des valeurs de rapport signal sur bruit qui prévalent à la sortie des circuits de sélection et de combinaison que comprennent les techniques de combinaison cohérente. Les résultats obtenus ont servi à estimer les risques d'erreur de démodulation pour les techniques proposées alors qu'il y a modulation binaire de la phase des signaux transmis. En comparant ces risques pour les techniques de combinaison cohérente, on a observé que celle avec sélection par groupe requiert un rapport signal sur bruit qui n'est que de .5 dB plus grand environ que le rapport nécessaire lorsqu'il y a sélection des meilleurs signaux s'il s'agit d'atteindre un risque donné d'erreur de démodulation pour des nombres de signaux captés et de signaux sélectionnés identiques. Comme cette différence de .5 dB environ

ne justifie pas, à nos yeux, l'emploi d'un unique circuit de sélection d'envergure plutôt que la présence de plusieurs circuits de sélection semblables et plus simples, le recours à une technique de combinaison avec sélection par groupe nous est apparu comme préférable à la combinaison cohérente avec sélection des meilleurs signaux captés.

La comparaison des deux techniques de combinaison avec sélection par groupe qu'on propose a quant à elle révélée qu'il fallait à la technique de combinaison cohérente une valeur de rapport signal sur bruit plus petite de 3 dB environ que celle qu'il faut s'il y a combinaison non cohérente pour procurer un risque d'erreur donné avec des nombres de signaux captés et de signaux sélectionnés identiques. Encore une fois, il nous a semblé que cette différence de rapport signal sur bruit ne justifie pas l'emploi d'un circuit de réception plus complexe. La technique de combinaison non cohérente proposée sort donc gagnante des comparaisons qu'on a menées.

Pour compléter la discussion, on a établi un lien entre les travaux de modélisation qu'on présente au chapitre 3 et les travaux de ce chapitre en s'intéressant aux taux de signalisation qu'on doit considérer lorsqu'on opte pour l'emploi de la technique de combinaison non cohérente avec sélection par groupe pour lutter contre les inconvénients liés à la propagation par trajets multiples des ondes millimétriques à l'intérieur des édifices. En attribuant des valeurs expérimentales à certains paramètres du modèle de propagation qu'on propose, on a conclu que nos résultats s'appliquent pour des taux de signalisation qui se situent entre 300 kbits/s environ et 1 ou 2 mégabits/s.

Chapitre 6

Conclusion

Ce chapitre est constitué de trois sections. La première d'entre elles (section 6.1) est un résumé des chapitres précédents. La seconde (section 6.2) énumère les principales contributions qu'on produit dans cette thèse. Enfin, la dernière section de ce chapitre (section 6.3) formule des suggestions pour des travaux futurs.

6.1 Résumé de la thèse

Cette thèse commence par une introduction qui indique qu'une attention toute particulière doit être portée à la réception en diversité impliquant plusieurs antennes, car cette façon de faire permet de prendre en considération les caractéristiques propres à la bande des fréquences allant de 20 à 60 GHz lorsqu'il s'agit de radiocommunication à l'intérieur des édifices. En procédant à une revue de littérature commentée, on a constaté que des travaux de modélisation de la propagation des ondes millimétriques devaient être conduits afin de valider les hypothèses qui pouvaient être formulées lors de travaux portant sur la réception en diversité de ces ondes. On a aussi fait la distinction entre les moyens d'exploiter la diversité que procure la réception de signaux à l'aide de plusieurs antennes que sont les techniques de combinaison et celles de sélection en insistant sur le besoin de développer des techniques d'exploitation qui soient adaptées aux propriétés des ondes millimétriques.

Le contenu de la thèse qui suit la revue de littérature commentée cherche à combler certaines des lacunes relevées dans la revue. D'abord, on propose un modèle de la propagation des ondes millimétriques à l'intérieur des édifices. Le détail des hypothèses que comporte ce modèle est donné et on décrit les travaux expérimentaux qu'on a conduit pour les valider. La validation des hypothèses formulées indique

entre autres choses que l'amplitude des signaux captés est régie par une loi de Rayleigh et qu'il n'y a, à toutes fins pratiques, pas de corrélation entre les perturbations qui entachent les signaux captés à des endroits distants de plus d'une longueur d'onde les uns des autres. Cette dernière propriété confirmant qu'on est justifié de s'intéresser à la réception en diversité à l'aide de plusieurs antennes, la discussion porte ensuite sur trois techniques nouvelles d'exploitation de la diversité qui sont adaptées aux propriétés des ondes millimétriques.

Oubliant un instant les problèmes qui surviennent lorsqu'on cherche à estimer la phase des porteuses de signaux lorsqu'il y a propagation par trajets multiples, on a d'abord proposé deux techniques de combinaison cohérente de signaux sélectionnés. Pour l'une d'elle, il y a regroupement des signaux et sélection d'un seul signal par groupe. Pour l'autre, on s'assure de ne sélectionner que les meilleurs des signaux captés. L'analyse subséquente des risques d'erreur de démodulation lorsqu'il y a modulation binaire de la phase des signaux transmis pour ces deux techniques a montré que la sélection par groupe se traduit par une valeur de rapport signal sur bruit requise pour atteindre un risque d'erreur donné qui est de .5 dB supérieure environ à celle qu'il faut lorsqu'il y a sélection du même nombre de signaux parmi un même nombre de signaux captés alors qu'on est certain que ces signaux sont ceux qui présentent les plus grandes valeurs de rapport signal sur bruit. Cette faible différence de .5 dB nous fait croire qu'il n'est pas nécessaire de chercher à ne combiner que les meilleurs signaux captés. La sélection par groupe est suffisante compte tenu des avantages techniques qui découlent de cette façon de faire.

Afin de se libérer des contraintes inhérentes à l'emploi de techniques de détection et de combinaison cohérentes alors qu'il y a propagation par trajets multiples, on a aussi proposé une technique de combinaison non cohérente avec sélection par groupe. La comparaison des risques d'erreur de démodulation des signaux lorsqu'il y a modulation binaire de leur phase pour cette technique et pour celle de combinaison cohérente avec sélection par groupe a révélé que la technique non cohérente procure un risque d'erreur semblable à celui offert par la technique cohérente en autant que le rapport signal sur bruit requis pour le cas non cohérent

soit de 3 dB supérieur environ à celui requis pour le cas cohérent pour des nombres de signaux sélectionnés et de signaux captés donnés. Cette différence ne justifiant pas à nos yeux qu'on préfère avoir recours à la complexité des solutions cohérentes plutôt que de profiter des possibilités qu'offrent les ondes millimétriques en ce qui concernent l'emploi d'un nombre élevé d'antennes, on a conclu que celle des techniques de combinaison qu'on a proposées qui est la plus prometteuse pour la radiocommunication à l'intérieur des édifices à l'aide d'ondes millimétriques est la technique de combinaison non cohérente avec sélection par groupe. Pour clore la discussion, il a été ensuite établi que les conclusions qu'on a formulées s'appliquent principalement aux situations pour lesquelles le débit binaire considéré se situe entre 300 kbits/s environ et 1 ou 2 mégabits/s.

6.2 Contributions

La revue commentée de la littérature qu'on a conduite a démontré un besoin pour des résultats expérimentaux et théoriques concernant la bande des fréquences allant de 20 à 60 GHz. Pour contribuer à combler certaines des lacunes relevées, on a proposé entre autres choses dans cette thèse:

- un modèle de la propagation des ondes millimétriques qui a la particularité de lier de façon explicite l'amplitude des signaux à leur phase respective
- une modélisation qui tient compte de "micro-secteurs"
- des règles de sélection de taux d'échantillonnage pour l'enregistrement de signaux captés
- une description des propriétés statistiques des paramètres du modèle proposé
- une façon simple de produire par simulation des valeurs de variations de l'amplitude et de la phase des signaux captés
- une démarche visant à valider à l'aide de travaux en laboratoire les hypothèses qu'on formule à propos de la propagation intérieure des ondes millimétriques

- des résultats expérimentaux qui portent sur la corrélation qui existe entre les perturbations qui entachent des signaux captés à des endroits différents
- l'idée que des méthodes d'exploitation de la diversité impliquant à la fois de la sélection et de la combinaison permettraient de tirer pleinement profit de la petitesse de la longueur d'onde des ondes millimétriques
- le principe de combinaison de signaux sélectionnés
- une technique de combinaison cohérente avec sélection par groupes de certains signaux captés
- une technique de combinaison cohérente avec sélection des "meilleurs" signaux captés
- une technique de combinaison non cohérente avec sélection par groupe de certains des signaux captés
- une analyse des propriétés statistiques des valeurs de rapports signal sur bruit après sélection et après combinaison cohérente des signaux captés
- un algorithme de décomposition en éléments simples utile à l'étude des techniques de combinaison de signaux sélectionnés
- des résultats qui permettent d'évaluer les risques d'erreur de démodulation lorsqu'il y a combinaison de signaux sélectionnés et modulation binaire de la phase des signaux transmis (équations 5.67, 5.74 et 5.80)
- une comparaison des risques d'erreurs de démodulation qui indique que la technique de combinaison non cohérente avec sélection par groupe est celle qui, parmi celles qu'on propose, est la plus prometteuse
- un aperçu des taux de signalisation auxquels s'appliquent les résultats présentés dans cette thèse.

6.3 Suggestions de travaux futurs

Les travaux expérimentaux qu'on a conduits ont été faits à l'aide de systèmes de mesures à bande étroite. Des travaux supplémentaires pourraient être menés à l'aide de systèmes à bande large. De tels travaux permettraient par exemple d'améliorer le modèle de propagation qu'on propose en ce sens qu'ils permettraient de tenir compte de possibles affaiblissements sélectifs en fréquence. Une modélisation des variations lentes et la prise en considération d'une variété de types de bâtiment sont aussi des moyens qui permettraient d'améliorer le modèle qu'on propose. De plus, il serait indiqué de s'intéresser à la corrélation des perturbations qui entachent les signaux captés en se servant de plus de deux antennes de réception à la fois. En disposant d'un modèle qui repose sur plus de résultats expérimentaux, on pourrait obtenir un portrait plus précis des possibilités qu'offrent les techniques de combinaison de signaux sélectionnés. Il serait alors approprié de tenir compte de l'interférence qu'un usager peut causer à un autre ou de la possibilité d'utiliser des codes correcteurs d'erreurs par exemple. L'effet des commutations qu'implique la sélection de signaux serait aussi à prendre en considération et les comparaisons pourraient être étendues à d'autres types de modulation que ceux qu'on a considérés. Il est à prévoir que les progrès réalisés en matière de réseaux d'antennes et de circuits de commutation sont susceptibles d'orienter les travaux qui pourraient faire suite à ceux qu'on présente dans cette thèse.

Annexe A

Sélection d'un taux d'échantillonnage à l'aide du modèle

Au moment d'entreprendre les mesures qu'on décrit au chapitre 3, on a été confronté au fait qu'on ne pouvait disposer de règles de sélection du taux d'échantillonnage spécialement dérivées pour des fins de mesures de phases et d'amplitudes. On a cherché à corriger cette situation afin de simplifier le choix d'une fréquence d'échantillonnage lorsqu'il s'agit d'étudier des phénomènes de propagation multi-voie. Cinq règles de sélection de f_e découlent de cette recherche. Il y a la règle de l'angle maximal (section A.1), la règle de l'angle minimal (section A.2), la règle de l'écart de phase maximal (section A.3) et la règle du changement de phase maximal (section A.4). Deux de ces règles reposent sur un critère apparemment qualitatif: on choisit f_e en fonction de la ressemblance du tracé de $d \log_e[s(t)]/dt$ avec des cercles. Comme on peut préférer choisir f_e à partir d'une approche plus objective, deux autres règles suggèrent que f_e soit choisie en fonction d'une valeur limite de l'écart entre les phases de deux échantillons de $s(t)$. Les liens qui existent entre ces quatre règles nous permettent de les regrouper sous la forme d'un abaque nouveau et facile à utiliser (section A.5). L'autre règle (section A.6) permet d'évaluer, en terme de pourcentage d'erreur, les effets de la valeur de f_e sur la qualité de l'estimation de la dérivée de la phase de $s(t)$ par rapport au temps. Évidemment, les résultats qu'on présente dans cet annexe ne sont que des outils permettant de faciliter le choix d'une fréquence d'échantillonnage f_e pour des mesures s'intéressant particulièrement à la phase du signal capté. Elles suggèrent un taux d'échantillonnage, elles n'en dictent pas un.

On utilise le modèle qu'on propose au chapitre 3 pour établir les règles qu'on présente dans cet annexe. Pour que ces règles tiennent compte du fait que la

grandeur des variations des signaux captés dépend des angles d'arrivée des rayons qui les composent, on utilise pour α_s une valeur pour laquelle les variations des signaux sont à leur maximum pour ϱ donné. On prend $\alpha_s = 0$ qui revient à poser $N_d = \infty$. La représentation en bande de base d'un signal capté est alors donnée par

$$s(t) = A_r e^{j2\pi\nu t/\lambda} + A_e e^{-j2\pi\nu t/\lambda} \quad (\text{A.1})$$

où A_r est l'amplitude de la contribution provenant de la direction vers laquelle on dirige le récepteur tandis que A_e est l'amplitude de la contribution provenant de l'orientation opposée à celle du déplacement. La dérivée du logarithme naturel de $s(t)$ par rapport au temps est dans ces conditions donnée par

$$\begin{aligned} \frac{d \log_e[s(t)]}{dt} &= \frac{1}{r(t)} \frac{dr(t)}{dt} + j \frac{d\theta(t)}{dt} \\ &= \frac{-2\pi\nu}{\lambda} \left\{ \frac{\sin(4\pi\nu t/\lambda) + j \left(\frac{A_r^2 - A_e^2}{2A_r A_e} \right)}{\left(\frac{A_r^2 + A_e^2}{2A_r A_e} \right) + \cos(4\pi\nu t/\lambda)} \right\} \\ &= \frac{-2\pi\nu}{\lambda} \left\{ \frac{\sin(4\pi\nu t/\lambda) + j \sinh(\varrho)}{\cosh(\varrho) + \cos(4\pi\nu t/\lambda)} \right\} \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

et chaque valeur de ϱ commande le tracé, dans le plan imaginaire, d'un cercle de rayon $\frac{2\pi\nu}{\lambda \sinh(\varrho)}$ centré au point $P_\varrho = \frac{-j2\pi\nu}{\lambda \tanh(\varrho)}$, car on a

$$\left(\Re \left\{ \frac{d \log_e[s(t)]}{dt} \right\} \right)^2 + \left(\frac{2\pi\nu \cosh(\varrho)}{\lambda \sinh(\varrho)} - \Im \left\{ \frac{d \log_e[s(t)]}{dt} \right\} \right)^2 = \left(\frac{2\pi\nu}{\lambda \sinh(\varrho)} \right)^2 \quad (\text{A.3})$$

A.1 Règle de l'angle maximal

Lors de l'évaluation de $d \log_e[s(t)]/dt$, les données recueillies pour une valeur de ϱ donnée font qu'on place dans le plan imaginaire des points qui se situent sur la circonférence d'un cercle. En reliant ces points par des segments de droite, on trace une forme qui ressemble d'autant plus à un cercle que l'angle α qui sépare les deux points P_1 et P_2 est petit lorsque le centre P_ϱ du cercle est pris comme référence (voir figure A.1). On décide donc de la ressemblance des courbes avec des cercles lorsqu'on impose une limite supérieure à α .

Afin d'alléger le texte, posons $\varrho < 0$ pour dériver la règle qui suit. Supposons que les points P_1 et P_2 ont été récoltés aux instants $t_1 = t - \tau/2$ et $t_2 = t + \tau/2$. On pose

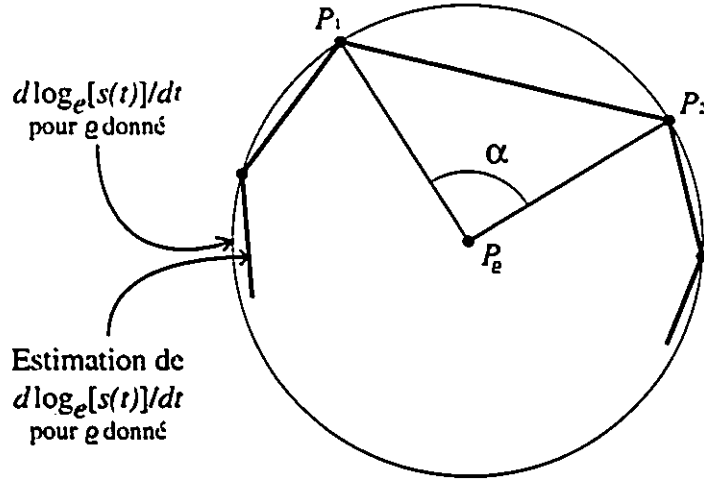


Figure A.1: Description du paramètre α .

donc que les échantillons ont été récoltés à des intervalles de $\tau = 1/f_e$ secondes. La période de $s(t)$ valant ν/λ , il faut que $0 < \tau < \nu/2\lambda$ pour espérer satisfaire le critère de Nyquist. Dans ces conditions, l'angle à maximiser α est donné par

$$\alpha = \beta + \arctan\left(\frac{\Im\{P_1\} - \Im\{P_\theta\}}{\Re\{P_1\} - \Re\{P_\theta\}}\right) - \arctan\left(\frac{\Im\{P_2\} - \Im\{P_\theta\}}{\Re\{P_2\} - \Re\{P_\theta\}}\right) \quad (\text{A.4})$$

avec

$$\beta = \begin{cases} 0 & \text{pour } \Re\{P_1\}\Re\{P_2\} > 0 \text{ et } \frac{\Im\{P_1\} - \Im\{P_\theta\}}{\Re\{P_1\} - \Re\{P_\theta\}} > \frac{\Im\{P_2\} - \Im\{P_\theta\}}{\Re\{P_2\} - \Re\{P_\theta\}} \\ & \text{où } \Re\{P_1\} = 0 \text{ et } \Im\{P_1\}\Re\{P_2\} > 0 \\ & \text{où } \Re\{P_1\} = \Re\{P_2\} = 0 \text{ et } \Im\{P_1\} \geq \Im\{P_2\} \\ \pi & \text{pour } \Re\{P_1\}\Re\{P_2\} < 0 \\ & \text{où } \Re\{P_1\} < 0 \text{ et } \Re\{P_2\} = 0 \\ & \text{où } \Re\{P_2\} < 0 \text{ et } \Re\{P_1\} = 0 \\ 2\pi & \text{autrement} \end{cases} \quad (\text{A.5})$$

On a

$$P_\theta = -j \frac{2\pi\nu}{\lambda \tanh(\varrho)} \quad (\text{A.6})$$

et

$$P_i = \frac{-2\pi\nu}{\lambda} \left\{ \frac{\sin(4\pi\nu t_i/\lambda) + j \sinh(\varrho)}{\cosh(\varrho) + \cos(4\pi\nu t_i/\lambda)} \right\} \quad (\text{A.7})$$

avec $i=1$ ou 2 . Aussi, trouve-t-on

$$\begin{aligned} \alpha(t) = & \beta + \arctan\left(\frac{\cosh(\varrho) \cos(4\pi\nu t_2/\lambda) + 1}{\sinh(\varrho) \sin(4\pi\nu t_2/\lambda)}\right) \\ & - \arctan\left(\frac{\cosh(\varrho) \cos(4\pi\nu t_1/\lambda) + 1}{\sinh(\varrho) \sin(4\pi\nu t_1/\lambda)}\right) \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

En déterminant la dérivée et la dérivée seconde de $\alpha(t)$ par rapport à t , on déduit que $\alpha(t)$ est maximal pour $t = (2k + 1)\lambda/4\nu$; k étant un entier. À ces instants, $\Re\{P_1\} = -\Re\{P_2\}$ et les équations A.5 et A.8 permettent de montrer qu'on a $\alpha(t) \leq \alpha_{\max}$ pour α_{\max} tel que

$$\begin{aligned} \alpha_{\max} = & \pi + 2 \arctan\left(\frac{\cosh(\varrho) \cos(2\pi\nu\tau/\lambda) - 1}{\sinh(\varrho) \sin(2\pi\nu\tau/\lambda)}\right) \\ = & \pi + 2 \arctan\left(\frac{1}{2} \left[\frac{\tanh(\frac{\varrho}{2})}{\tan(\frac{\pi\nu\tau}{\lambda})} - \frac{\tan(\frac{\pi\nu\tau}{\lambda})}{\tanh(\frac{\varrho}{2})} \right]\right) \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

Pour ϱ donné, la ressemblance du tracé de l'évaluation de $d \log_e[s(t)]/dt$ avec un cercle dépend en fait de τ que nous permet d'isoler l'équation A.9. On trouve

$$\tau = \frac{\lambda}{2\pi\nu} \left\{ \frac{\pi}{2} + \arctan\left(\frac{1}{2} \left[\frac{1}{\tan(\frac{\alpha_{\max}}{4}) \tanh(\frac{\varrho}{2})} - \tan\left(\frac{\alpha_{\max}}{4}\right) \tanh\left(\frac{\varrho}{2}\right) \right]\right) \right\} \quad (\text{A.10})$$

Il peut être difficile d'établir un rapprochement entre la valeur du paramètre ϱ et les affaiblissements qu'il caractérise. On remédie à ce problème en remarquant que l'écart Δ_{dB} , en dB, entre la puissance maximale et minimale que peut présenter $s(t)$ est tel qu'on a

$$\Delta_{dB} = \begin{cases} -20 \log_{10}[\tan(\varrho/2)] & \text{pour } \varrho > 0 \\ -20 \log_{10}[-\tan(\varrho/2)] & \text{pour } \varrho < 0 \end{cases} \quad (\text{A.11})$$

En combinant les équations A.10 et A.11 et en se rappelant que $\tau = 1/f_c$, on obtient une première règle qui suggère que f_c soit tel que l'on ait

$$f_c = \frac{2\pi\nu}{\lambda} \left\{ \frac{\pi}{2} + \arctan\left[\frac{1}{2} \left(\frac{\tan(\frac{\alpha_{\max}}{4})}{10^{\Delta_{dB}/20}} - \frac{10^{\Delta_{dB}/20}}{\tan(\frac{\alpha_{\max}}{4})} \right)\right] \right\}^{-1} \quad (\text{A.12})$$

L'équation A.12 est simple à utiliser tant pour $\varrho < 0$ que pour $\varrho > 0$. Par exemple, s'il est acceptable que le tracé de $d \log_e[s(t)]/dt$ implique que $\alpha(t)$ vaille

jusqu'à 50 degrés lorsqu'on veut représenter des affaiblissements requérant une plage dynamique d'au moins 25 dB. on pose $\Delta_{dB} = 25$ et $\alpha_{\max} = \frac{50}{180}\pi$. Pour un déplacement effectué à raison d'une longueur d'onde par seconde. on trouve $f_r \simeq 250$ Hz. Dans ce cas particulier, l'équation A.12 recommande donc de récolter environ 250 échantillons par déplacement d'une longueur d'onde.

A.2 Règle de l'angle minimal

Lorsqu'on relie les points résultant de l'estimation de $d \log_e[s(t)]/dt$, les polygones qu'on trace ressemblent d'autant plus à des cercles que les angles que forment des segments de droite successifs sont grands. On décide donc de la ressemblance de ces polygones avec des cercles lorsqu'on impose une limite inférieure à l'angle δ que forme deux segments adjacents.

La figure A.2 nous permet de déterminer aisément la valeur minimale de δ en fonction de ρ et de τ si on remarque que δ est le complément de la demie de l'angle α' que l'on forme en ne conservant qu'un échantillon sur deux alors que le centre du cercle est pris comme référence. Ainsi, lorsque δ est minimal, α' est maximal. Or, l'équation A.9 nous permet justement de connaître la valeur maximale de α' pourvu que l'on tienne compte du fait qu'on le détermine en ne conservant qu'une donnée sur deux. Il suffit de remplacer τ par 2τ et α par α' pour ce faire. On obtient

$$\alpha' = \pi + 2 \arctan \left(\frac{1}{2} \left[\frac{\tanh(\frac{\rho}{2})}{\tan(\frac{2\pi\nu\tau}{\lambda})} - \frac{\tan(\frac{2\pi\nu\tau}{\lambda})}{\tanh(\frac{\rho}{2})} \right] \right) \quad (\text{A.13})$$

Comme $\delta = \pi - \frac{1}{2}\alpha'$, on déduit que la valeur minimale δ_{\min} de δ est donnée par

$$\delta_{\min} = \frac{\pi}{2} - \arctan \left(\frac{1}{2} \left[\frac{\tanh(\frac{\rho}{2})}{\tan(\frac{2\pi\nu\tau}{\lambda})} - \frac{\tan(\frac{2\pi\nu\tau}{\lambda})}{\tanh(\frac{\rho}{2})} \right] \right) \quad (\text{A.14})$$

pour $\rho < 0$. Cette équation nous conduit à déterminer la valeur de τ qui n'autorise que des angles δ supérieurs à δ_{\min} pour ρ donné. On obtient

$$\tau = \frac{\lambda}{4\pi\nu} \left\{ \frac{\pi}{2} - \arctan \left(\frac{1}{2} \left[\frac{\tanh(\frac{\rho}{2})}{\tan(\frac{\delta_{\min}}{2})} - \frac{\tan(\frac{\delta_{\min}}{2})}{\tanh(\frac{\rho}{2})} \right] \right) \right\} \quad (\text{A.15})$$

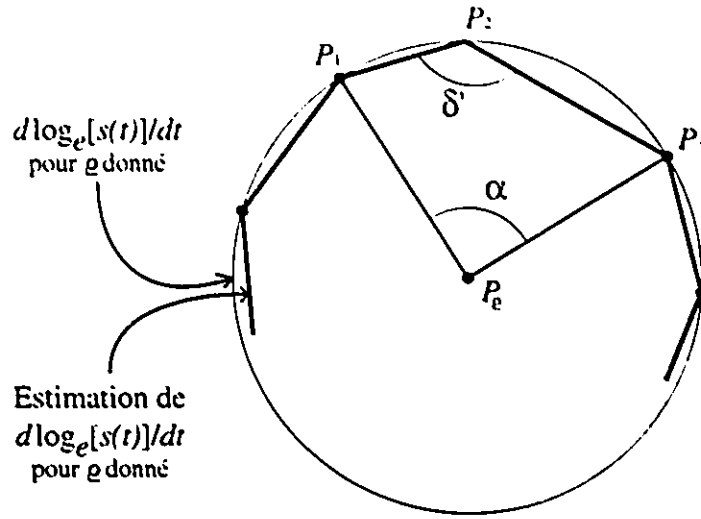


Figure A.2. Description des paramètres δ et α' .

pour $\rho < 0$. Des équations A.11 et A.15 et de la relation $f_c = 1/\tau$, on déduit une autre règle suggérant que f_c soit tel que

$$f_c = \frac{4\pi\nu}{\lambda} \left\{ \frac{\pi}{2} - \arctan \left(\frac{1}{2} \left[10^{\Delta_{dB}/20} \tan\left(\frac{\delta_{\min}}{2}\right) - \frac{1}{10^{\Delta_{dB}/20} \tan\left(\frac{\delta_{\min}}{2}\right)} \right] \right) \right\}^{-1} \quad (\text{A.16})$$

Cette règle est particulièrement pratique si on détermine δ_{\min} en calculant l'angle que forme deux côtés adjacents d'un polygone régulier à N côtés. On a alors $\delta_{\min} = \pi - 2\pi/N$ et f_c est donné par

$$f_c = \frac{4\pi\nu}{\lambda} \left\{ \frac{\pi}{2} - \arctan \left(\frac{1}{2} \left[\frac{10^{\Delta_{dB}/20}}{\tan\left(\frac{\pi}{N}\right)} - \frac{\tan\left(\frac{\pi}{N}\right)}{10^{\Delta_{dB}/20}} \right] \right) \right\}^{-1} \quad (\text{A.17})$$

Par exemple, si on juge qu'il est acceptable d'associer un cercle à un octogone lorsque des affaiblissements requérant une plage dynamique d'au moins 25 dB sont pris en considération, on pose $\Delta_{dB} = 25$ et $N = 8$. Pour un déplacement fait à raison d'une longueur d'onde par secondes, on trouve $f_c \simeq 270$ Hz. Ce taux correspond à une récolte d'environ 270 échantillons par déplacement d'une longueur d'onde.

A.3 Règle de l'écart de phase maximal

Si on échantillonne $s(t)$ à raison de $1/\tau$ échantillons par seconde dans le but d'étudier les propriétés statistiques de sa phase à l'aide d'histogrammes, on peut vouloir s'assurer que la différence de phase $\Delta\theta(t)$ qui existe entre la phase d'un échantillon et celle du suivant soit inférieure en valeur absolue à une valeur déterminée. Il en va de même si on s'intéresse à estimer la dérivée de la phase de $s(t)$. Pour deux échantillons prélevés aux instants $t_1 = t - \frac{\tau}{2}$ et $t_2 = t + \frac{\tau}{2}$ dont les phases respectives valent $\theta(t_1)$ et $\theta(t_2)$, on a

$$\Delta\theta(t) = \theta(t_1) - \theta(t_2) \quad (\text{A.18})$$

On peut évaluer $\Delta\theta(t)$ à l'aide de

$$\begin{aligned} \frac{s(t_1)}{s(t_2)} &= \frac{r(t_1)}{r(t_2)} e^{j[\theta(t_1) - \theta(t_2)]} \\ &= \frac{r(t_1)}{r(t_2)} e^{j\Delta\theta(t)} \end{aligned} \quad (\text{A.19})$$

Cette équation nous permet de trouver que $\Delta\theta(t)$ est tel que l'on a

$$\tan(\Delta\theta(t)) = \frac{\sinh(\varrho) \sin\left(\frac{2\pi\nu(t_1 - t_2)}{\lambda}\right)}{\cosh(\varrho) \cos\left(\frac{2\pi\nu(t_1 - t_2)}{\lambda}\right) + \cos\left(\frac{2\pi\nu(t_1 + t_2)}{\lambda}\right)} \quad (\text{A.20})$$

La périodicité de la fonction $\arctan(\cdot)$ impose une limite sur la valeur de τ . Il faut $0 < \tau < \lambda/2\nu$. Dans ces conditions, on a

$$\Delta\theta(t) = \frac{\pi}{2} + \arctan\left(\frac{\cosh(\varrho) \cos(2\pi\nu\tau/\lambda) + \cos(4\pi\nu t/\lambda)}{\sinh(\varrho) \sin(2\pi\nu\tau/\lambda)}\right) \quad (\text{A.21})$$

Pour $\varrho < 0$, on a $0 \leq \Delta\theta(t) \leq \Delta\theta\left(\frac{\lambda}{2\nu} + \frac{\lambda}{4\nu}\right)$. Donc pour $\varrho < 0$ et $0 < \tau < \lambda/2\nu$, $\Delta\theta(t)$ vaut au plus $\Delta\theta_{\max}$ avec

$$\begin{aligned} \Delta\theta_{\max} &= \frac{\pi}{2} + \arctan\left(\frac{\cosh(\varrho) \cos(2\pi\nu\tau/\lambda) - 1}{\sinh(\varrho) \sin(2\pi\nu\tau/\lambda)}\right) \\ &= \frac{\pi}{2} + \arctan\left(\frac{1}{2} \left[\frac{\tanh\left(\frac{\varrho}{2}\right)}{\tan\left(\frac{\pi\nu\tau}{\lambda}\right)} - \frac{\tan\left(\frac{\pi\nu\tau}{\lambda}\right)}{\tanh\left(\frac{\varrho}{2}\right)} \right]\right) \end{aligned} \quad (\text{A.22})$$

En comparant les équations A.9 et A.22, on constate que

$$\alpha_{\max} = 2\Delta\theta_{\max} \quad (\text{A.23})$$

Le critère qui conduit à la définition de l'angle α_{\max} n'est donc pas purement qualitatif, il équivaut à imposer une limite sur $\Delta\theta(t)$. Il s'en suit que l'on peut utiliser les équations A.12 et A.23 pour trouver une autre règle: celle-ci recommandant que f_c soit tel que

$$f_c = \frac{2\pi\nu}{\lambda} \left\{ \frac{\pi}{2} + \arctan \left[\frac{1}{2} \left(\frac{\tan(\frac{\Delta\theta_{\max}}{2})}{10^{\Delta_{dB}/20}} - \frac{10^{\Delta_{dB}/20}}{\tan(\frac{\Delta\theta_{\max}}{2})} \right) \right] \right\}^{-1} \quad (\text{A.24})$$

A.4 Règle du changement de phase maximal

Si on cherche à étudier les propriétés statistiques de la phase $\theta(t)$ de $s(t)$ pour une fréquence d'échantillonnage f_c telle que $f_c = 1/\tau$, on peut souhaiter limiter l'écart $\vartheta(t)$ qui existe entre deux évaluations de la phase faites aux instants $t - \tau$ et $t + \tau$. En posant

$$\vartheta(t) = \Delta\theta(t - \tau/2) - \Delta\theta(t + \tau/2) \quad (\text{A.25})$$

on constate que cette équation est de la même forme que l'équation A.18. La valeur maximale ϑ_{\max} de $\vartheta(t)$ se détermine donc de la même façon que celle de $\Delta\theta(t)$ si ce n'est qu'il faut maintenant poser $t_1 = t - \tau$ et remplacer t_2 par $t + \tau$. Il devient simple de déduire que ϑ_{\max} est donné par

$$\vartheta_{\max} = \frac{\pi}{2} + \arctan \left(\frac{1}{2} \left[\frac{\tanh\left(\frac{\varrho}{2}\right)}{\tan\left(\frac{2\pi\nu\tau}{\lambda}\right)} - \frac{\tan\left(\frac{2\pi\nu\tau}{\lambda}\right)}{\tanh\left(\frac{\varrho}{2}\right)} \right] \right) \quad (\text{A.26})$$

pour $\varrho < 0$ et $0 < \tau < \lambda/4\nu$. Cette équation et l'équation A.15 nous indique que l'on a

$$\vartheta_{\max} + \delta_{\min} = \pi \quad (\text{A.27})$$

Ce fait implique qu'on peut utiliser les équations A.16 et A.27 et la relation $f_c = 1/\tau$ pour obtenir qu'il faut que

$$f_c = \frac{4\pi\nu}{\lambda} \left\{ \frac{\pi}{2} - \arctan \left(\frac{1}{2} \left[\frac{10^{\Delta_{dB}/20}}{\tan\left(\frac{\vartheta_{\max}}{2}\right)} - \frac{\tan\left(\frac{\vartheta_{\max}}{2}\right)}{10^{\Delta_{dB}/20}} \right] \right) \right\}^{-1} \quad (\text{A.28})$$

lorsqu'on impose une limite supérieure à la différence qui existe entre $\theta(t - \tau)$ et $\theta(t + \tau)$. Le critère qui nous a conduit à définir δ_{\min} n'est donc pas uniquement qualitatif.

A.5 Regroupement des résultats sous une forme graphique

Nous avons établi qu'il y a des liens entre les critères associés à l'allure du tracé de $d \log_e[s(t)]/dt$ et ceux qui imposent une limite sur la différence qui existe entre les phases de deux échantillons. Ils sont décrits par les équations A.23 et A.27. Nous disposons aussi de quatre règles pour sélectionner un taux de d'échantillonnage en fonction de l'un ou l'autre de ces critères compte tenu d'une plage dynamique Δ_{dB} souhaitée. Ce sont les équations A.12, A.16, A.24 et A.28. Ces six équations sont d'emploi facile, mais leur nombre et leur forme peuvent être sources de confusion. C'est pourquoi nous avons imaginé l'abaque qui est présenté à la figure A.3. Il fut construit en utilisant les paramètres Δ_{dB} , α_{\max} , $\Delta\theta_{\max}$, δ_{\min} et ϑ_{\max} pour former un système de coordonnées polaires. L'exemple qui suit permet de comprendre comment il s'utilise.

Supposons qu'on désire limiter $\vartheta(t)$ à des valeurs inférieures à $\frac{360}{15}$ degrés. Supposons aussi qu'on entend satisfaire ce critère pour des variations de signal requérant une plage dynamique valant jusqu'à 25 dB environ. Il faut donc poser que $\nu = \lambda$, $\vartheta_{\max} = \frac{360}{15}\pi$ et $\Delta_{dB} = 25$. Pour ces valeurs, l'équation A.28 recommande une fréquence d'échantillonnage f_c telle que $f_c \simeq 525.68Hz$ soit environ 526 échantillons par longueur d'onde puisque $\nu = \lambda$.

L'abaque nous donnera un résultat similaire si on y repère le point d'intersection P_a entre le cercle correspondant à $\Delta_{dB} = 25$ et la demi-droite associée à $\vartheta_{\max} = 360/15$ degrés. Comme le montre la figure A.4.a, P_a est juste à côté de la ligne pour laquelle $f_c = 512Hz$ et entre cette ligne et celle impliquant $f_c = 1024Hz$. L'abaque recommande donc un nombre d'échantillons légèrement supérieur à 512 pour chaque déplacement d'une longueur d'onde.

Une fois P_a localisé, il est facile de se donner une idée de la qualité de la représentation de $d \log_e[s(t)]/dt$ que l'on aura pour la valeur de f_c recommandée (figure A.4.b). Il suffit de relier P_a au point P_0 correspondant aux conditions $\Delta_{dB} = 25$ et $\vartheta_{\max} = 0$ et de relier P_0 au point P_b pour lequel $\Delta_{dB} = 25$ et $\Delta\theta_{\max} =$

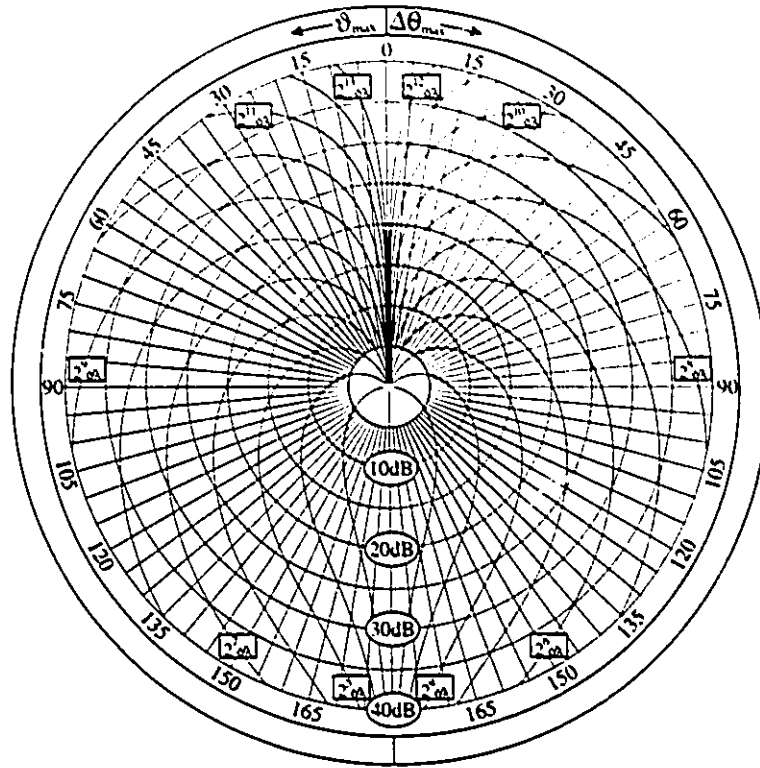


Figure A.3: Abaque pour sélectionner le taux d'échantillonnage pour des mesures d'amplitudes et de phases.

360/15. L'angle ainsi tracé représente δ_{\min} . Sa valeur précise est donnée par $\delta_{\min} = 180 - \vartheta_{\max} = 156$ degrés (équation A.27).

Il est intéressant de remarquer que l'angle que forme deux côtés adjacents d'un polygone régulier à 15 côtés vaut précisément la valeur de δ_{\min} que nous avons ici. En fait, pour un polygone à N côtés, on a $\delta_{\min} = 180 - 360/N$ degrés d'où $\vartheta = 180 - \delta_{\min} = 360/N$. Donc, en choisissant de poser $\vartheta_{\max} = \frac{360}{N}$, on choisit d'exiger que les cercles associés au tracé de $d \log_e[s(t)]/dt$ soient au pire représentés par un polygone régulier à N côtés.

Connaissant f_e et Δ_{dB} , on trouve facilement la valeur de $\Delta\theta_{\max}$ qui résultera de

nos choix. Il suffit de localiser (figure A.4.c) le point d'intersection P_d entre le cercle pour lequel $\Delta_{dB} = 25$ et la courbe correspondant à f_c puis d'évaluer l'angle correspondant à $\Delta\theta_{\max}$. Pour cet exemple, on trouve $\Delta\theta_{\max} \simeq 12$ degrés. C'est la valeur qu'on aurait donné à $\Delta\theta_{\max}$ si on avait, au départ, souhaité faire un histogramme à 30 colonnes ($360/30 = 12$) de la phase de $s(t)$ pour $\nu = \lambda$. En effet, pour construire un histogramme à 30 colonnes de la phase $\theta(t)$ du signal que l'on capte alors que le récepteur est déplacé à une vitesse ν de une longueur d'onde λ par seconde, la dimension du fichier qu'on a à recueillir ne peut être minimale que si la fréquence d'échantillonnage f_c est telle que deux évaluations successives de la phase se voient associées à une même colonne de l'histogramme ou à des colonnes adjacentes. C'est dire qu'on réduit les risques d'avoir plus d'échantillons que nécessaire si on s'assure qu'il n'y a pas plus de $360/30$ degrés (i.e. 12 degrés) entre deux estimations consécutives de la phase du signal capté.

Finalement, si on relie P_d au point P_c situé au centre de l'abaque et P_c au point correspondant aux conditions $\Delta_{dB} = 25$ et $\vartheta_{\max} = \Delta\theta_{\max} \simeq 12$ degrés, on se donne un aperçu (figure A.4.c) de l'angle α_{\max} qui vaut le double de $\Delta\theta_{\max}$ soit environ 24 degrés.

Dès qu'on est familier avec la signification des paramètres Δ_{dB} , α_{\max} , δ_{\min} , $\Delta\theta_{\max}$ et ϑ_{\max} , l'abaque permet d'évaluer d'un coup d'oeil les implications d'un choix d'une valeur pour f_c . Par exemple, il n'y a qu'à suivre un ligne correspondant à une valeur de f_c donnée pour constater que $\Delta\theta_{\max}$ croît rapidement avec Δ_{dB} ; ce comportement impliquant que les variations de phase que l'on mesurera risquent d'être considérablement plus importantes lors d'affaiblissements prononcés de l'enveloppe de $s(t)$ que lorsque ces affaiblissements sont faibles. Cet abaque peut aussi aider à décider du matériel qui sera requis en laboratoire lors de mesures d'amplitudes et de phases. Ainsi, si la fréquence de transmission vaut 37.2 GHz et qu'on conclut qu'il nous faut environ 525 échantillons par déplacement d'une longueur d'onde, on saura qu'il faudra déplacer le récepteur très lentement en utilisant une fréquence d'échantillonnage élevée. À moins qu'on ne préfère utiliser un encodeur de position offrant une résolution de 15 microns, car une longueur d'onde mesure 8 mm à cette fréquence.

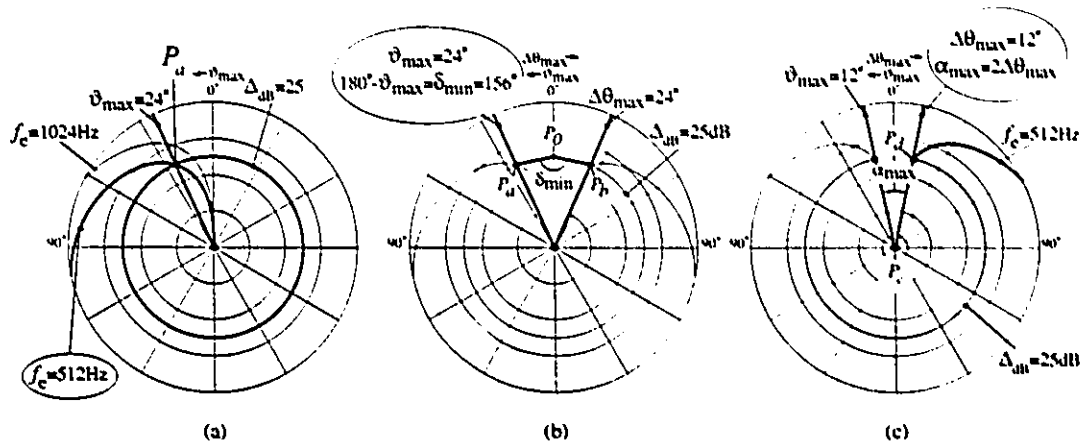


Figure A.4: Exemple d'utilisation de l'abaque permettant de sélectionner un taux d'échantillonnage.

A.6 Règle de l'erreur sur la dérivée de la phase du signal capté

Suite à l'échantillonnage de $s(t)$ à raison de $1/\tau$ échantillons par seconde, on approxime généralement la dérivée de sa phase $\theta(t)$ à l'aide de

$$\frac{d\theta(t)}{dt} \simeq \frac{\theta(t + \tau/2) - \theta(t - \tau/2)}{\tau} \quad (\text{A.29})$$

Le graphique de la figure A.5 donne l'erreur relative qui est alors faite aux moments où la phase de $s(t)$ varie le plus rapidement ($t = \frac{(2k+1)\lambda}{4v}$, k entier) en fonction de la fréquence d'échantillonnage f_c pour différentes valeurs de Δ_{dB} . Il peut être utilisé si on décide de ne pas utiliser les autres règles de sélection de f_c qui sont à notre disposition ou encore servir à tirer davantage de conclusions suite au choix d'une valeur pour f_c .

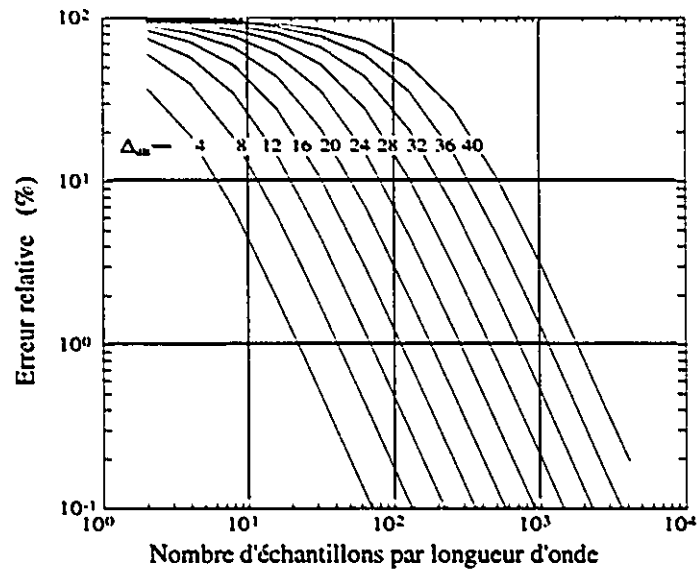


Figure A.5: Erreur relative faite lors de l'estimation de la dérivée de la phase du signal capté.

Annexe B

Décomposition en éléments simples pour des fonctions à pôles réels

On cherche les éléments simples de fonctions qui sont de la même forme que $S(p)$ qui possède M pôles réels a_k , distincts et non nuls, de multiplicité α_k et qui est tel que

$$S(p) = \frac{c}{\prod_{k=1}^N (p - a_k)^{\alpha_k}} \quad (\text{B.1})$$

où c est une constante. Pour “mécaniser” les opérations qu’exige ce calcul, on raisonne comme suit.

Soit un polynôme $c(h)$ tel que

$$c(h) = c_0 + c_1 h + c_2 h^2 + c_3 h^3 + \dots \quad (\text{B.2})$$

dont la division selon les puissances croissantes par $-b+h$ donne le polynôme $C(h)$. En procédant à cette division on obtient

$$\begin{aligned} C(h) &= -\frac{c_0}{b} - \frac{1}{b} \left(c_1 + \frac{c_0}{b} \right) h - \frac{1}{b} \left(c_2 - \frac{1}{b} \left(c_1 + \frac{c_0}{b} \right) \right) h^2 - \dots \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} C_n h^n \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

où

$$C_n = - \sum_{k=0}^n \frac{c_k}{b^{n-k+1}} \quad (\text{B.4})$$

qui indique que les C_n peuvent être trouvés par récurrence à l’aide de

$$C_n = \frac{1}{b} (C_{n-1} - c_n) \quad (\text{B.5})$$

si on pose $C_{-1}=0$. Ainsi, comme on le montre à la figure B.1, on peut déterminer les valeurs C_n si on dispose les coefficients c_n de $c(h)$ sur une ligne et qu’on place

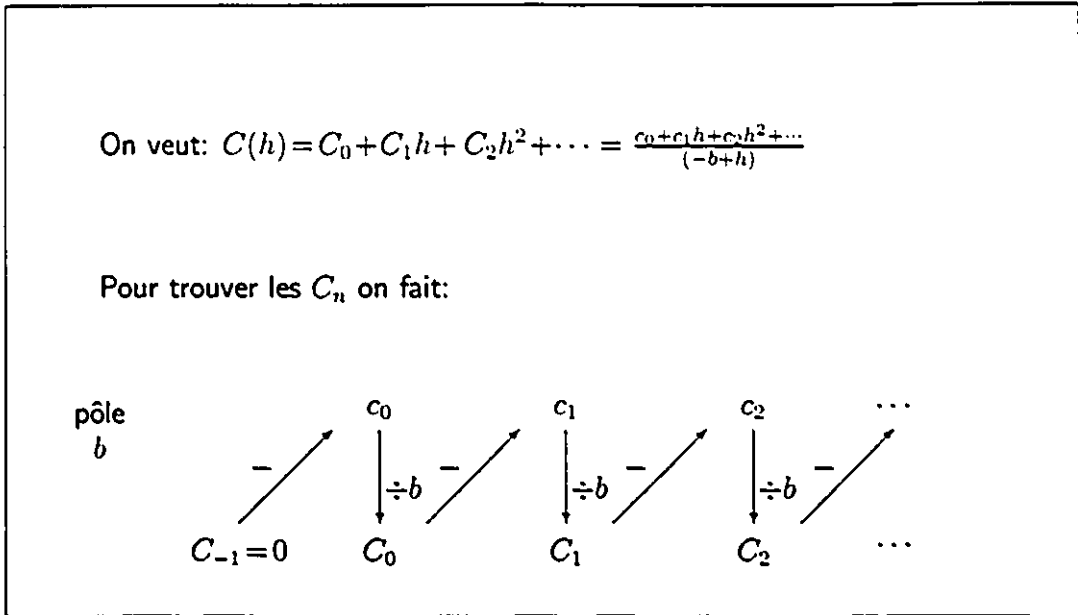


Figure B.1: Principe de division par récurrence par un polynôme de premier degré.

sous cette ligne et à la gauche de c_0 un "0". Partant de la gauche, il suffit alors de diviser par b la différence entre la valeur se situant sous et à la gauche d'une valeur c_n donnée pour trouver une nouvelle valeur C_n .

L'intérêt du procédé que montre la figure B.1 est plus évident quand on souhaite diviser selon les puissances croissantes un polynôme comme $c(h)$ par un autre, $b(h)$, constitué d'un produit de M polynômes de premier degré impliquant des racines réelles b_m . Dans ce cas, on peut écrire qu'on a

$$b(h) = (-b_0 + h)(-b_1 + h) \dots (-b_M + h) \quad (\text{B.6})$$

Aussi, diviser $c(h)$ par $b(h)$ revient-il au même que diviser $c(h)$ par $-b_0 + h$ pour ensuite diviser le résultat obtenu par $-b_1 + h$, $-b_2 + h$ et ainsi de suite jusqu'à ce qu'on ait tenu compte de $-b_M + h$. Le calcul se réduisant à une suite de divisions par des polynômes du premier degré, il n'y a qu'à utiliser à plusieurs reprises le procédé qu'on vient de décrire pour obtenir le quotient recherché. Il s'agit alors d'ajouter sous chaque ligne une nouvelle ligne de valeurs correspondant à une nouvelle division par un polynôme du premier degré. La figure B.2 montre un exemple de division d'un polynôme qui peut aider à comprendre le déroulement

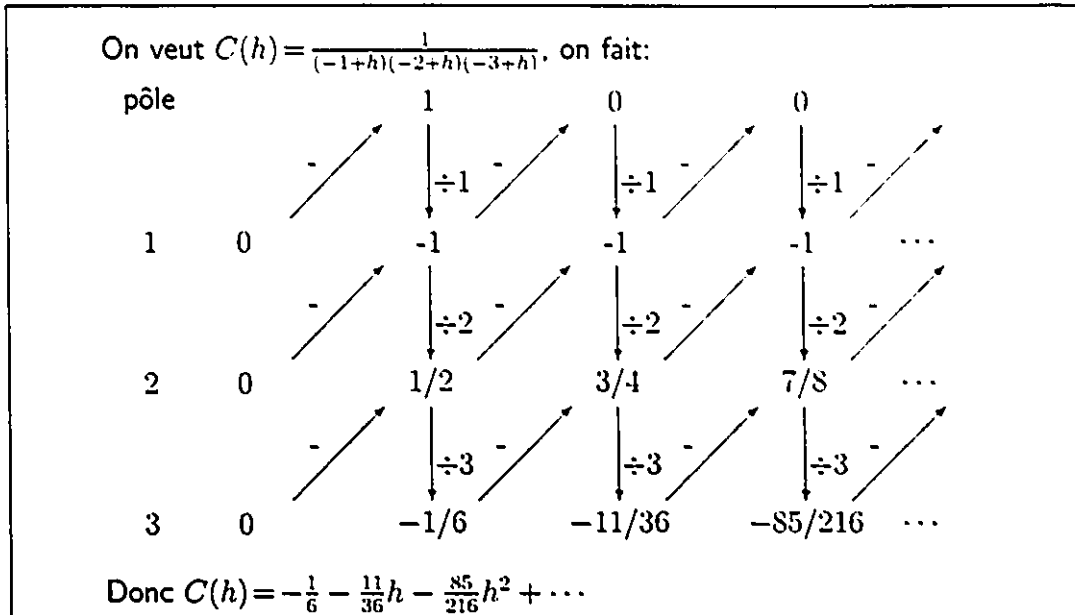


Figure B.2: Principe de division par un polynôme à pôles réels appliqué à un exemple numérique.

des opérations qui sont en jeu.

On donne dans [68] des méthodes qui permettent de trouver les éléments simples de polynômes du même type que $S(p)$. Pour a_k un pôle de $S(p)$ d'ordre α_k , on y indique qu'en posant

$$p = a_k + h \tag{B.7}$$

en plus d'appeler $Q_1(p)$ le polynôme défini par

$$Q_1(p) = (p - a_k)^{\alpha_k} Q(p) \tag{B.8}$$

où $Q(p)$ est le dénominateur de $S(p)$ et prendre $P(p)$ pour représenter le numérateur de $S(p)$, on obtient les éléments de première espèce afférents en divisant $P(a_k + h)$ par $Q_1(a_k + h)$ selon les puissances croissantes et en retenant les α_k coefficients $p_{k,l}$ qui multiplient les α_k premières puissances de h pour les attribuées, dans l'ordre, aux puissances décroissantes du dénominateur $p - a_k$. Pour $S(p)$ tel que donné par l'équation B.1, on a que $P(p) = c$ et $Q(p) = \prod_{k=1}^M (-a_k + p)^{\alpha_k}$. Pour trouver les α_k éléments associés à un pôle a_k donné, il suffit donc de poser

$$Q_1(p)|_{p=a_k+h} = (-a_k + p)^{\alpha_k} Q(p)|_{p=a_k+h}$$

$$\begin{aligned}
Q_1(p)|_{p=a_k+h} &= \prod_{l=1, l \neq k}^M (-a_l + p)^{\alpha_l} \Big|_{p=a_k+h} \\
&= \prod_{l=1, l \neq k}^M [h - (a_l - a_k)] \tag{B.9}
\end{aligned}$$

pour faire ensuite la division selon les puissances croissantes de $P(a_k + h) = c$ par $Q_1(a_k + h)$ en utilisant le procédé qu'illustrent les figures B.1 et B.2. En gardant les α_k premières valeurs de la dernière ligne obtenue, on trouve les coefficients à attribuer aux éléments simples associés à a_k .

Il n'est donc pas nécessaire de déduire plus de α_k valeurs par pôle autre que a_k pour obtenir une ligne de valeurs lors d'une division. Lorsqu'il s'agit de traduire l'algorithme qu'on vient de décrire en langage de programmation, on peut penser utiliser trois boucles pour faire la décomposition en éléments simples de $S(p)$; une boucle servant à faire en sorte qu'on tienne compte des M pôles de $S(p)$, une autre servant à l'écriture des lignes et une dernière s'utilisant pour faire le calcul des valeurs à placer dans chaque ligne. Par contre, on peut préférer remarquer qu'on se trouve à avoir à remplir en diagonal pour chaque pôle, une matrice de M lignes et $\alpha_k + 1$ colonnes en partant du son coin supérieur droit jusqu'à son coin inférieur gauche. C'est d'après ce principe qu'on a rédigé, en langage *Matlab*, le programme qu'on donne à la figure 5.5 et qu'on accompagne de certains détails à la figure B.3.

On s'intéresse à la décomposition en éléments simples de fonctions qui sont du même type que $S(p)$ donné ci-haut pour être en mesure de calculer aisément les transformées inverses de Laplace de ces fonctions. Au chapitre 5, ces transformées inverses correspondent à des fonctions de densité de probabilité et les fonctions de répartition qui résultent de leur intégration sont aussi recherchées. Pour connaître la décomposition en éléments simples des transformées de Laplace de telles fonctions de répartition alors que celles des fonctions de densité de probabilité sont connues, il suffit de tenir compte du fait que l'opération d'intégration qui fait que les unes se distinguent des autres se traduit par la présence d'un "p" au dénominateur d'une fonction du même type que $S(p)$ dans le domaine des transformées de Laplace. La technique de décomposition qu'on vient de décrire

```

%Pour a contenant M pôles et alpha donnant l'ordre de multiplicité des pôles,
%DSIMPRO retourne A avec  $\frac{1}{(-a(1)+s)^{\alpha(1)}(-a(2)+s)^{\alpha(2)}\dots(-a(M)+s)^{\alpha(M)}} =$ 
%  $\frac{A(1,1)}{(-a(1)+s)^1} + \frac{A(1,2)}{(-a(1)+s)^2} + \dots + \frac{A(K,\alpha(M))}{(-a(\alpha(M))+s)^{\alpha(M)}}$  si on a:
function[A]=dsimpro(a,alpha);
f=cumsum(alpha); nb=sum(alpha); M=length(a); %initialisation
for i=1:M, br(f(i)+(1-alpha(i):0))=-a(i)*ones(1,alpha(i)); end
for i=1:M, %calcul de A
b=[br+a(i),ones(1,alpha(i)-1)];
b(f(i)+(1-alpha(i):0))=[];
A(i,:)=zeros(1,nb-alpha(i),ones(1,alpha(i)));
for k=1:nb-1, A(i,k+1:nb)=(A(i,k+1:nb)-A(i,k:nb-1))./b(1:nb-k); end
end;
A(:,nb:-1:1)=A(:,1:nb); A(:,max(alpha)+1:nb)=[]; %sauvegarde des valeurs

```

Figure B.3: Programme commenté de décomposition en éléments simples adapté à l'étude de la combinaison de signaux sélectionnés.

peut donc s'utiliser lorsqu'on a à tenir compte de l'opération d'intégration et le pôle introduit par ce "p" au dénominateur n'exige que de calculer une ligne supplémentaire pour chacun des autres pôles. Pour $c_{k,l}$ représentant le l^e coefficient retenu lors du calcul des valeurs associées à un pôle $a_k \neq 0$ par exemple, on n'a qu'à procéder à une division par $p = a_k + h$ pour obtenir cette ligne. Si $C_{k,l}$ représente le l^e coefficient recherché, on trouve alors que

$$C_{k,l} = \sum_{i=0}^l \frac{(-1)^{l-i} c_{k,i}}{a_k^{l-i+1}} \quad (\text{B.10})$$

qui implique que

$$C_{k,l} = \frac{(c_{k,l} - C_{k,l-1})}{a_k} \quad (\text{B.11})$$

avec $C_{k,-1} = 0$. Un coefficient C_0 qu'on associe au pôle qu'introduit le "p" au dénominateur doit aussi être déterminé. On peut se servir du procédé qu'on vient de décrire pour le trouver. Le pôle se situant alors à l'origine, on pose d'abord $p = h$ et on effectue les divisions qu'il faut pour trouver C_0 . Pour $S(p)$ qui a M

pôles réels, distincts et non nuls, on trouve

$$C_0 = c \prod_{k=0}^{L-1} \frac{1}{(-a_k)^{\alpha_k}} \quad (\text{B.12})$$

À la section 5.3.2, on donne que

$$\Psi_{G,L,M}(s) = \left[\frac{M!}{\prod_{k=1}^M (k + \bar{\gamma}s)} \right]^L \quad (\text{B.13})$$

pour la combinaison cohérente avec sélection par groupe. À l'aide du procédé qu'on vient de décrire, on peut trouver la décomposition en éléments simples de cette fonction en posant $a_k = -(k+1)$, $\alpha_k = L$ peu importe k et $p = \bar{\gamma}s$. Pour trouver les coefficients $c_{k,l}$ allant de paire avec un pôle a_k , on pose ensuite $p = -k - 1 + h$ et on procède à la division de $(M!)^L$ par les polynômes du premier degré liés aux pôles autres que $a_k = -k - 1$. En bout de ligne, on doit obtenir une expression donnant $\Psi_{G,L,M}(p)$ comme valant

$$\begin{aligned} \Psi_{G,L,M}(p) &= \sum_{k=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} \frac{c_{k,l}}{(k+p)^{L-l}} \\ &= \sum_{k=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} \frac{a_{k,l}}{(k+p)^{l+1}} \end{aligned} \quad (\text{B.14})$$

si, comme on le fait pour l'équation 5.25, on pose $a_{k,l} = c_{k,L-1-l}$ pour simplifier la notation. En utilisant l'équation B.11 par après, on doit trouver

$$-C_{k,l} = \frac{(c_{k,l} - C_{k,l-1})}{k} \quad (\text{B.15})$$

pour $C_{k,-1} = 0$ tandis que l'équation B.12 fait que

$$\begin{aligned} C_0 &= (M!)^L \prod_{k=0}^{M-1} \left(\frac{1}{k+1} \right)^L \\ &= 1 \end{aligned} \quad (\text{B.16})$$

puisque $\alpha_k = L$ pour toutes les valeurs de k . C'est dire qu'il faut

$$\begin{aligned} \frac{\Psi_{G,L,M}}{p} &= \frac{1}{p} + \bar{\gamma} \sum_{k=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} \frac{C_{k,l}}{(k+p)^{L-l}} \\ &= \frac{1}{p} - \bar{\gamma} \sum_{k=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} \frac{A_{k,l}}{(k+p)^{l+1}} \end{aligned} \quad (\text{B.17})$$

où on pose $A_{k,l} = -C_{k,L-l-1}$ pour simplifier la notation lors du calcul de la transformée de Laplace inverse de $\Psi_{\gamma_{OG},S,M}(\bar{\gamma}s)$. D'après les équation B.15, on a donc que

$$\begin{aligned}
 A_{k,l} &= -C_{k,L-l-1} \\
 &= \frac{(c_{k,L-l-1} - C_{k,L-l-2})}{k} \\
 &= \frac{(a_{k,l} + A_{k,l+1})}{k} \\
 &= \sum_{i=0}^{L-l-1} \frac{a_{k,l+i}}{k^{i+1}}
 \end{aligned} \tag{B.18}$$

comme ce qu'indique la section 5.3.2. La décomposition en éléments simples de $\Psi_{G,L,M}(p)$ étant dès lors connue, il devient simple de déterminer la transformée inverse de $\Psi_{G,L,M}(s)$ de même que celle de $\Psi_{G,L,M}(s)/s$ en se rappelant qu'on a posé $p = \bar{\gamma}s$. Les équations 5.26 et 5.27 résultent de cette démarche.

Bibliographie

- [1] H. H. Meinel. "Millimeter wave applications and technology trends". *Ann. Télécommun.*, vol. 47, no. 11-12, 1992, p.456-468.
- [2] M. Aikawa *et al.* "MMIC technology for communication systems". *Ann. Télécommun.*, vol. 47, no. 11-12, 1992, p.469-477.
- [3] G. M. Rebeiz et D. B. Rutledge, "Integrated horn antennas for millimeter-wave applications". *Ann. Télécommun.*, vol. 47, no. 1-2, p. 38-48.
- [4] T. A. Freeburg. "Enabling technologies for wireless in-building network communications - four technical challenges, four solutions", *IEEE Communications Magazine*, vol. 29, no. 4, avril 1991, p. 58-64.
- [5] J. E. Mitzlaff. "Radio propagation and anti-multipath techniques in the WIN environment", *IEEE Network*, vol. 5, no. 6, novembre 1991, p. 21-26.
- [6] D. Buchholz *et al.* "Wireless in-building network architecture and protocols", *IEEE Network*, vol. 5, no. 6, novembre 1991, p. 31-38.
- [7] K. M. Duch. "Baseband signal processing", *IEEE Network*, vol. 5, no. 6, novembre 1991, p. 39-43.
- [8] J. G. Proakis. "Digital communications (2^e édition)", McGraw-Hill, New-York, 1989.
- [9] W. C. Y. Lee. "Mobile communication design fundamentals", Howard W. Sams & Co., Indianapolis, 1986.
- [10] IEEE Vehicular Technology Society Committee on Radio Propagation. "Average prediction for mobile radio systems operating in the 800/900 MHz frequency range", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 37, no. 1, février 1988, p. 3-72.

- [11] D. Molkdar. "Review on radio propagation into and within buildings", *IEE Proc.-H.* vol. 138, no. 1, février 1991, p. 61-73.
- [12] J.-F. Lafortune et M. Lécours. "Measurement and modeling of propagation losses in a building at 900 MHz", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 39, no. 2, mai 1990, p. 101-108.
- [13] G. A. Kalivas *et al.* "Millimeter-wave channel measurements for indoor wireless communications", présenté à la *IEEE Veh. Technol. Conf.*, Denver, Colorado, 10-13 mai 1992, compte rendu du congrès, vol. 2, p. 609-612.
- [14] J. Ahern *et al.* "Indoor, millimeter-wave propagation measurement system", présenté au *Congrès Canadien en Génie électrique et Informatique*, Québec, Québec, 25-27 septembre 1991, compte rendu du congrès, vol. 1, p. 9.1.1-9.1.4.
- [15] G. Y. Delisle et D. Liu. "Wireless channel for indoor communications: measurement result at millimetre waves (20 to 60 GHz)", présenté au *Congrès Canadien en Génie électrique et informatique*, Toronto, Ontario, 13-16 septembre 1992, compte rendu du congrès, vol. 1, p. MA2.6.1-MA2.6.5.
- [16] Y. Roy *et al.* "Mesures d'amplitudes et de phases pour de la radiocommunication intérieure à 37.2 GHz", présenté au *Congrès Canadien en Génie électrique et informatique*, Toronto, Ontario, 13-16 septembre 1992, compte rendu du congrès, vol. 1, p. MA2.8.1-MA2.8.4.
- [17] T. Maseng. "On selection of system bit-rate in the mobile multipath channel", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-36, no. 2, mai 1987, p. 51-54.
- [18] T. T. Tjhung *et al.* "BER performance of DQPSK in slow rician fading", *Electronics Letters*, vol. 28, no. 18, 27 août 1992, p. 1763-1765.
- [19] W.C. Lee. "Estimate of local average power of a mobile radio signal", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-34, no. 1, février 1985, p. 22-27.

- [20] S. Stein. "Fading channel issues in system engineering". *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. SAC-5, no. 2, février 1987, p. 68-89.
- [21] H. B. Voelcker. "Toward a unified theory of modulation part I: phase-envelope relationships". *IEEE Proc.*, vol. 54, no. 3, mars 1966, p. 340-353.
- [22] M. Fattouche et H. Zaghoul. "Estimation of phase differential of signals transmitted over fading channels". *Electronics Letters*, vol. 27, no. 20, 26 septembre 1991, p. 1823-1824.
- [23] A. S. Akki et F. Haber. "A statistical model of mobile-to-mobile land communication channel". *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-35, no. 1, février 1986, p. 2-7.
- [24] R. G. Vaughan. "Signal in mobile communications: a review". *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-35, no. 4, novembre 1986, p. 133-145.
- [25] J. D. Parsons et A. M. D. Turkmani. "Characterisation of mobile radio signals: model description". *IEE Proc.-I*, vol. 138, no. 6, décembre 1991, p. 549-556.
- [26] J. W. McKown et R. L. Hamilton, Jr. "Ray tracing as a design tool for radio networks". *IEEE Network*, vol. 5, no. 6, novembre 1991, p. 27-30.
- [27] S. Y. Seidel et T. S. Rappaport. "914 MHz path loss prediction models for indoor wireless communications in multifloored buildings". *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 40, no. 2, février 1992, p. 207-217.
- [28] T. S. Rappaport *et al.* "Statistical channel impulse response models for factory and open plan building radio communication system design". *IEEE Trans. Commun.*, vol. 39, no. 5, mai 1991, p. 794-807.
- [29] D. C. Cox. "Antenna height dependence of 800 MHz attenuation measured in house". *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-34, no. 2, mai 1985, p. 108-115.

- [30] S. Yoshida *et al.* "The effect of sample timing on bit error rate performance in a multipath fading channel", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-35, no. 4, novembre 1986, p. 168-173.
- [31] S. Yoshida *et al.* "Causes of burst errors in multipath fading channel", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 36, no. 1, janvier 1988, p. 107-112.
- [32] J. D. Parsons *et al.* "Sounding techniques for wideband mobile radio channels: a review", *IEE Proc.-I*, vol. 183, no. 5, octobre 1991, p. 437-445.
- [33] A. Hewitt et E. Vilar. "Selective fading on LOS microwave links: classical and spread-spectrum measurement techniques", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 36, no. 7, juillet 1988, p. 789-796.
- [34] P. F. M. Smulders et A. G. Wagemans. "Wide-band measurements of mm-wave indoor radio channels", présenté au 3rd *IEEE Int. symp. on personal indoor and mobile radio commun.*, Boston, 19-21 octobre 1992, compte rendu du congrès, vol. 2, p. 10.5.1-10.5.5.
- [35] P. F. M. Smulders et A. G. Wagemans. "A statistical model for the mm-wave indoor radio channel", présenté au 3rd *IEEE Int. symp. on personal indoor and mobile radio commun.*, Boston, 19-21 octobre 1992, compte rendu du congrès, vol. 2, p. 10.1.1-10.1.5.
- [36] T. Aulin. "Characteristics of a digital mobile radio channel", *IEEE Tran. Veh. Technol.*, vol. VT-30, no. 2, mai 1981, p.45-53.
- [37] M. Lecours *et al.* "La caractérisation de l'enveloppe, de la phase et des transmissions de données sur un canal radio mobile dans la bande UHF", *Can. J. Elect. & Comp. Eng.*, vol. 17, no. 4, 1992, p. 175-182.
- [38] S. Todd *et al.* "Space and frequency diversity measurements of the 1.7 GHz indoor radio channel using a four-branch receiver", *IEEE Tran. Veh. Technol.*, vol. 41, no. 3, août 1992, p. 312-320.

- [39] R. H. Clarke. "A statistical theory of mobile-radio reception", *Bell Tech. J.*, vol. 47, juillet-août 1968, p. 957-1000.
- [40] P. Melançon et J. Le Bel. "Characterization of the frequency selective fading of the mobile radio channel", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-35, no. 4, novembre 1986, p. 153-161.
- [41] W. C. Jakes, Jr. "Microwave mobile communications". John Wiley & Sons, New York, 1974.
- [42] Y. Roy *et al.* "Mm-wave measurements and fading correlation for indoor communication systems", présenté au 17th *Biennial Symposium on Communications*, Kingston, Ontario, 30 mai au 1 juin 1994, compte rendu du congrès, vol. 1, p. 345-348.
- [43] Y. Roy *al.* "Modélisation de la propagation intérieure pour la bande des fréquences allant de 20 à 60 GHz", présenté au *Congrès Canadien en Génie électrique et informatique*, Halifax, Nouvelle-Écosse, 25-28 septembre 1992, compte rendu du congrès, vol. 1, p. 375-379.
- [44] D. G. Brennan. "Linear diversity combining techniques", *Proc. IRE*, vol. 47, juin 1959, p. 1075-1102.
- [45] G. Y. Delisle et A. T. Denidni. "Phase array for wireless indoor applications", présenté au *Congrès Canadien en Génie électrique et informatique*, Toronto, Ontario, 13-16 septembre 1992, compte rendu du congrès, vol. 1, p. MA2.7.1-MA2.7.4.
- [46] F. Adachi et M. Sawahashi. "Differential phase noise distribution of Rayleigh faded DPSK signal with selection diversity", *Electronics Letters*, vol. 28, no. 10, 7 mai 1992, p. 898-900.
- [47] A. A. Abu-Dayya et N. C. Beaulieu. "Switched diversity on Nakagami channels", présenté au *Congrès Canadien en Génie électrique et informatique*, Toronto, Ontario, 13-16 septembre 1992, compte rendu du congrès, vol. 1, p. MM2.3.1-MM2.3.4.

- [48] R. Haeb et H. Meyr. "A systematic approach to carrier recovery and detection of digitally phase modulated signals on fading channels", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 37, no. 7, juillet 1989, p. 748-754.
- [49] J. C.-I. Chuang. "Comparison of coherent and differential detection of BPSK and QPSK in a quasistatic fading channel", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 38, no. 5, mai 1990, p. 565-567.
- [50] A. N. D'Andrea et al. "Carrier phase and clock recovery for continuous phase modulated signals", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-35, no. 10, octobre 1987, p. 1095-1101.
- [51] P. Y. Kam. "Maximum likelihood carrier phase recovery for coherently orthogonal CPFSK signals", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 38, no. 4, avril 1990, p. 397-398.
- [52] P. Fan et L.-M. Li. "Effect of noisy phase reference on coherent detection of band-limited offset-QPSK signals", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 38, no. 2, février 1990, p. 156-159.
- [53] D. Makrakis et al. "Novel receiver structures for systems using differential detection", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-36, no. 2, mai 1987, p. 71-77.
- [54] Y. Roy. "Conception et réalisation d'un démodulateur cohérent de signaux *MSK*", thèse de maîtrise, Université Laval, décembre 1989.
- [55] N. A. B. Svensson et C.-E. W. Sundberg. "Performance evaluation of differential and discriminator detection of continuous phase modulation", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-35, no. 3, août 1986, p. 106-117.
- [56] F. Adachi et T. T. Tjhung. "Distribution of phase angle between two rayleigh vectors perturbed by gaussian noise", *Electronics Letters*, vol. 28, no. 10, 7 mai 1992, p. 923-925.

- [57] F. Adachi. "Postdetection selection diversity with unequal branch signal power compensation", *Electronics Letters*, vol. 27, no. 17, 15 août 1991, p. 1588-1590.
- [58] N. C. Beaulieu et A. A. Abu-Dayya. "Analysis of signal-to-noise ratio distributions and bit error rates for equal gain diversity systems on generalized fading channels", *Supercomm ICC'90 Conference Record*, vol. 4, avril 1990, p. 1484-1491.
- [59] L. J. Mason. "Error probability evaluation for systems employing differential detection in a rician fast fading environment and gaussian noise", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-35, no. 1, janvier 1987, p. 39-46.
- [60] A. Neul. "Bit error rate for 4-DPSK in fast rician fading and gaussian noise", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 37, no. 12, décembre 1989, p. 1385-1387.
- [61] A. Leon-Garcia. *Probability and random processes for electrical engineering*, New York, Addison-Wesley Publishing Company, 1989.
- [62] A. Papoulis. *Probability, random variables and stochastic processes*, New York, McGraw-Hill Book Company, 1984.
- [63] P. Dent *et al.* "Jakes fading model revisited", *Electronics letters*, vol. 29, no. 13, 24 juin 1993, p. 1162-1163.
- [64] P. C. F. Eggers et J. B. Anderson. "Measurements of complex envelopes of mobile scenarios at 450 MHz", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 38, no. 2, mai 1989, p. 37-43.
- [65] P. Melançon et J. Lebel. "Effects of fluorescent lights on signal fading characteristics for indoor radio channels", *Electronics letters*, vol. 28, no. 18, 27 août 1992, p. 1740-1741.
- [66] J. N. Little et Loren Shure. *Signal processing toolbox*, Massachusetts, The MathWorks Inc., 1988.

- [67] P. Delogne. "Sur la précision dans la mesure de distributions cumulatives".
Ann. Télécommun., vol. 43, no. 11-12, 1988, p. 597-602.
- [68] J. C. Gille *al.* "Dynamique de la commande linéaire (6^e édition)", Bordas,
Paris, 1981.