

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

par

François Patenaude

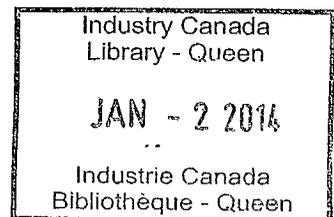
Rapport final



Industrie et Sciences Canada

Programme des centres d'excellence de langue française (PCE)

Contrat 36300-3-0334



TK
5102.5
P295
1994
c.a

mai 1994

TK

S102.5

P295

1994

e.a

S-cl

Remerciements

Je tiens à remercier le Dr. Robert Bultitude pour avoir si gentiment accepté de prêter les mesures de réponses impulsionnelles nécessaires à la bonne marche de ce travail. Aussi, l'aide apportée par M. René Imbeau et M. Bob Hahn fut grandement appréciée.

Également, le support financier du Programme des centres d'excellence de langue française du ministère de l'industrie du Canada, et la collaboration du Dr. Daniel Boudreau a permis la réalisation de ce travail dans un cadre de coopération avec le centre de recherche sur les communications (CRC).

Finalement, l'appuie de mes directeurs de thèse, les Dr. Jean-Yves Chouinard et Dr. John Lodge, demeure une source de motivation très appréciée.

Portée des travaux

Ce rapport contient les résultats d'une étude statistique sur des canaux à large bande pour:

- la radio cellulaire conventionnelle,
- la radio cellulaire à micro-cellule,
- la radio mobile en régions montagneuses,
- les communications sans fils à l'intérieur des édifices.

Les canaux HF et VHF sont également mentionnés dans l'étude, mais l'absence de mesures n'a pas permis de compléter l'analyse statistique originellement prévue. Je rappelle que ces travaux ont été effectués dans le cadre d'un projet de doctorat en français à l'université d'Ottawa, et que le présent rapport forme la base de la proposition de thèse.

Les prochains travaux à accomplir, pour compléter le programme, seront:

- l'évaluation des performances (taux d'erreurs) pour des types différents de détection (détecteur de type Rake, détecteur de séquence à vraisemblance maximale, autres),
- Techniques de traitement de signal appliquées à la détection pour canaux sélectifs en fréquence avec évanouissement.

Table des matières

Remerciements.....	ii
Portée des travaux.....	ii
Table des matières.....	iii
Liste des figures.....	v
Liste des tables.....	vi
Liste des symboles.....	vii
Liste des acronymes.....	ix
1 Introduction.....	1
1.1 Considérations sur les canaux sélectifs en fréquence.....	2
1.2 Énoncé d'une hypothèse.....	4
1.3 Considérations à la détection des signaux.....	7
1.4 Objectifs et organisation.....	9
2 Modélisation de canaux.....	10
2.1 Caractérisation des canaux sélectifs en fréquence avec évanouissement.....	10
2.1.1 Caractérisation des paramètres de la réponse impulsionnelle.....	11
2.1.2 Fonctions de la réponse impulsionnelle.....	13
2.1.3 Nombre effectif de trajets.....	15
2.2 Canaux radio mobiles.....	19
2.2.1 Caractérisation des canaux radio mobiles.....	20
2.2.2 Description des données pour les canaux radio mobile.....	22
2.2.2.1 Canaux cellulaires conventionnels.....	22
2.2.2.2 Canaux micro-cellulaires.....	23
2.2.2.3 Canaux dans les régions montagneuses.....	23
2.3 Canaux radio à l'intérieur des édifices.....	24

2.3.1	Caractérisation des canaux radio à l'intérieur des édifices.....	25
2.3.2	Description des données pour les canaux radio à l'intérieur des édifices.....	27
2.4	Canaux radio HF et VHF	31
2.5	Technique de mesure.....	31
3	Analyse statistique	33
3.1	Exemple d'analyse statistique de la réponse impulsionnelle.....	33
3.2	Résultats de l'analyse statistique	44
3.2.1	Résultats pour canaux cellulaires conventionnels.....	44
3.2.2	Résultats pour canaux micro-cellulaires	46
3.2.3	Résultats pour régions montagneuses	47
3.2.4	Résultats pour canaux intérieurs des édifices.....	48
3.3	Nouveau modèle pour canaux sélectifs en fréquence avec évanouissement.....	50
4	Conclusion.....	52
	Appendices	54
	Appendice A: Détails du test de la fonction de répartition de l'enveloppe	54
	Références	57

Liste des figures

Figure 1.1 Propagation par trajets multiples.	6
Figure 2.1 Schéma du local 2D au CRC et position du transmetteur et du récepteur pour les mesures à 950 MHz (note: les distances sont en mètres).	28
Figure 2.2 Schéma du couloir de l'édifice 2A et de l'ouverture du couloir de l'édifice 2B au CRC pour les mesures à 40 GHz.	30
Figure 2.3 Sortie du corrélateur.	32
Figure 3.1 Réponse impulsionnelle typique.	34
Figure 3.2 Profil de puissance pour le fichier cc721.	35
Figure 3.3 Coefficient de corrélation-entre les 13 maxima du fichier cc721.	37
Figure 3.4 Module de la TDF en t pour le fichier cc721.	38
Figure 3.5 Module de la matrice de covariance pour le fichier cc721.	39
Figure 3.6 Valeurs propres et critères d'information théorique pour le fichier cc721.	40
Figure 3.7 Profil de puissance et six premiers vecteurs propres pour le fichier cc721.	42
Figure 3.8 Projection des réponses impulsionnelles de cc721 sur les vecteurs propres.	43
Figure 3.9 Variation de la structure propre pour le fichier dia05.	50
Figure A.1 Seuil pour variable de Rice en fonction du facteur Ka.	56

Liste des tables

Table 2.1 Classification des édifices.....	25
Table 3.1 Fonction de répartition du module des gains complexes pour le fichier cc721.	36
Table 3.2 Fonction de répartition du module des gains complexes orthogonaux pour cc721.	43
Table 3.3 Résultats pour canaux <u>cellulaires conventionnels</u>	45
Table 3.4 Résultats pour canaux micro-cellulaires.	46
Table 3.5 Résultats pour régions montagneuses.	47
Table 3.6 Résultats pour canaux à l'intérieurs des édifices.	49
Table A.1 Seuils fixes pour variables normales.....	55

Liste des symboles

\mathbf{a}_n :	vecteur colonne formée de $D(t)$ gains complexes au temps $t = nT_{\text{temps}}$
$a_k(t)$:	gain complexe du k -ième signal au temps t
$ a_k(t) $:	module du gain complexe du k -ième signal au temps t
B_c :	largeur de bande cohérente
\mathbf{c}_i :	vecteur propre de $\hat{\mathbf{R}}$
$D(t)$:	nombre de signaux dans la réponse impulsionnelle au temps t
\mathbf{F} :	matrice de transformée de Fourier
\mathbf{g}_n :	vecteur de la projection de \mathbf{h}_n sur l'espace des vecteurs propres
\mathbf{G} :	matrice formée des vecteurs colonnes \mathbf{g}_n
\mathbf{h}_n :	réponse impulsionnelle au temps $t = nT_{\text{temps}}$
$h(t; \tau)$:	réponse impulsionnelle au temps t dans la dimension τ
\mathbf{H} :	matrice formée des vecteurs colonnes \mathbf{h}_n
\mathbf{I} :	matrice identité
$J_{\text{AIC}}(k)$:	critère AIC
$J_{\text{MDL}}(k)$:	critère MDL
K :	nombre d'échantillons par vecteur \mathbf{h}_n
K_a :	facteur de Rice
l_i :	valeur propre de $\hat{\mathbf{R}}$
$L(k)$:	logarithme de la fonction de vraisemblance maximale pour un modèle de rang k
$\hat{L}(k)$:	estimé de $L(k)$
λ_i :	valeur propre de \mathbf{R}
Λ :	matrice diagonale composée des λ_i en ordre décroissant
N :	nombre de vecteur \mathbf{h}_n dans \mathbf{H}
$p_a(a)$:	densité de probabilité de a
$\mathbf{p}(d)$:	vecteur colonne formée d'échantillons de $p(t - d)$

$p(t)$:	impulsion transmise
\mathbf{P} :	matrice formée de vecteur colonne $\mathbf{p}(d)$
\mathbf{R} :	matrice d'autocorrélation de \mathbf{h}_n
\mathbf{R}_a :	matrice d'autocorrélation de \mathbf{a}_n
$\mathbf{R}^{(k)}$:	matrice de rang k
$R_h(\Delta t; \tau)$:	fonction d'autocorrélation temps-délai
$\hat{\mathbf{R}}$:	estimé de la matrice \mathbf{R}
$\rho(\tau_k)$:	profil de puissance du délai
$S_h(f; \tau)$:	fonction de dispersion
σ^2 :	variance d'une variable normal
$\bar{\tau}$:	délai moyen
τ_{eff} :	délai efficace
$\tau_k(t)$:	délai du k -ième signal su temps t
τ_{max} :	délai maximum
$\Theta^{(k)}$:	vecteur des paramètres du modèle de rang k
\mathbf{v}_i :	vecteur propre de \mathbf{R}
\mathbf{V} :	matrice formée des vecteurs colonnes \mathbf{v}_i .
\mathbf{w}_n :	vecteur colonne formée d'échantillons du bruit
\mathbf{W} :	matrice d'autocorrélation de \mathbf{w}_n

Liste des acronymes

- AIC: "Akaike Information Criterion"
CRC: Centre de recherche sur les communications
MDL: "Minimum Description Length"
FSK: "Frequency Shift Keying"
GHz: giga hertz
HF: "High Frequency"
kHz: kilo hertz
MHz: méga hertz
Mo: méga octets
PSK: "Phase Shift Keying"
TDF: transformée discrète de Fourier
VHF: "Very High Frequency"

1

Introduction

Développer un concept de communications à l'échelle planétaire est un objectif visé par plusieurs futuristes. Jusqu'à présent, l'évolution de ce concept de systèmes de communications nous a permis de développer des technologies telles que la téléphonie cellulaire à bande étroite et à large bande, les communications mobiles par satellite et les communications sans fils à l'intérieur des édifices. La majorité de ces systèmes est regroupée sous le concept de communications mobiles personnelles [God91]. De plus, il y a aussi toutes les applications point-à-point et point-à-multipoint, par satellite, fibre optique ou radio. La diversification des applications entraîne bien souvent la diversification des perturbations néfastes qui affectent le signal transmis. Ainsi, un premier groupe de perturbations peut être le résultat direct de divers choix, telles que la fréquence porteuse, la largeur de bande, le milieu de propagation, etc. Un deuxième groupe de perturbations est le résultat de conditions imposées par le système lui-même, notamment la séparation des canaux, le choix du type d'amplificateur, la technique de modulation employée, la qualité de réalisation, etc. Puisque le concepteur a un certain contrôle sur ces dernières perturbations, elles peuvent être minimisées dans bien des cas. Pour le premier groupe, le concepteur doit d'abord bien comprendre la cause des perturbations, et en particulier le type de canal. Dans plusieurs des applications mentionnées ci-haut, le canal peut être qualifié de sélectif en fréquence. Les caractéristiques du canal dépendent évidemment du type d'application, mais il apparaît que ce type de canal soit adéquat pour représenter les perturbations du signal transmis pour plusieurs applications présentes et futures.

Plusieurs autres applications, que nous ne retrouvons pas à l'intérieur de la définition des communications mobiles personnelles, possèdent une structure de canal qui peut être modélisée par un canal sélectif en fréquence. En particulier, les communications HF, VHF, et

UHF sont considérées sélectives en fréquence, dépendant du taux de transmission employé [Stn87]. Le taux de transmission que l'on retrouve pour ce type d'applications est généralement beaucoup plus faible que pour les applications mentionnées précédemment. Les algorithmes de détection pourraient être encore plus complexes puisque nous disposons de plus de temps lorsque le traitement doit être fait en temps réel. Parmi les applications ayant des modèles de canal sélectif en fréquence, nous retrouvons entre autres les communications sous-marines [Ilt91], et les communications optiques sans fils à l'intérieur des édifices [Bar93]. Cependant, je n'élaborerai pas d'avantage sur ces applications.

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

1.1 Considérations sur les canaux sélectifs en fréquence

La compréhension des canaux sélectifs en fréquence est généralement difficile à acquérir. Une approche générale est de considérer ces canaux comme étant des systèmes linéaires. En effet, la théorie des ondes électromagnétiques nous permet de conclure qu'une onde transmise d'un point A au point B se propage par trajets multiples grâce à des phénomènes tels que la réflexion, la réfraction et la dispersion. Bien sûr, tous ces phénomènes dépendent du support de l'onde. Pour le type de support considéré ici, c'est-à-dire l'environnement macroscopique qui nous entoure, il apparaît justifié d'affirmer que le signal reçu sera une combinaison linéaire de répliques du signal transmis. Une étude des ondes électromagnétiques montrerait également que pour un environnement réaliste, cette combinaison linéaire varierait dans le temps. Ainsi, à un point quelconque dans l'espace à trois dimensions, la réponse à une impulsion $\delta(t)$ est de la forme:

$$h(t; \tau) = \sum_{k=1}^{D(t)} a_k(t) \delta[\tau - \tau_k(t)], \quad (1.1)$$

où t et τ sont respectivement le temps d'observation et le temps d'excitation, $a_k(t) = |a_k(t)| e^{j(\omega_k t + \theta_k)}$ est un gain complexe¹, $D(t)$ est le nombre d'ondes arrivant au récepteur, et $\tau_k(t)$ est le temps d'arrivée de la k -ième onde. La fonction $h(t; \tau)$ est interprétée comme étant la réponse au temps t d'une impulsion au temps $t - \tau$. Plusieurs autres

¹J'utilise la notation complexe en bande de base.

interprétations peuvent également être avancées [Bel63]. L'expression pour décrire $h(t;\tau)$ requiert quatre types de variable, c'est-à-dire t , $\tau_k(t)$, les gains complexes $a_k(t)$, et le nombre de trajets $D(t)$. Il faut noter qu'en général, $h(t;\tau)$ est aussi fonction de la position (x, y, z) dans l'espace. De plus, pour certaines applications, la position de ce point change avec le temps. Ceci a des conséquences que nous verrons au prochain chapitre.

Pour le type de milieu de propagation envisagé dans les présents travaux, le fait que la réponse impulsionnelle dépende de la position du transmetteur et du récepteur, implique que la position des objets entourant ces équipements est tout aussi importante. Or, pour les communications mobiles personnelles, l'environnement est une donnée très aléatoire. Pour les communications HF/VHF, ce commentaire demeure valide bien que les changements sont généralement plus prévisibles. La conséquence sur la réponse impulsionnelle $h(t;\tau)$ est de convertir les paramètres $a_k(t)$, $\tau_k(t)$ et $D(t)$ en processus stochastiques. Ainsi, en plus d'être variable dans le temps, la réponse impulsionnelle est aussi aléatoire.

Dépendant des applications, un grand nombre de modèles statistiques ont été développés afin de reproduire ou de prédire le comportement d'un signal transmis à travers de tels canaux. Étant donné la complexité du phénomène, certaines suppositions ont dû être émises afin de rendre le processus de modélisation pratique. Le modèle le plus courant est le canal gaussien stationnaire au sens large avec réflexions non-corrélées ("WSSUS: Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering"). Dans ce modèle, on suppose que

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

Malheureusement, ces suppositions ne se vérifient pas en pratique avec des mesures de réponses impulsionnelles. La première supposition n'est souvent pas valide puisqu'on observe plus ou moins de réflexions, de réfractions ou de dispersions dépendant de l'environnement à un temps donné. Cette supposition implique aussi que les variables $\tau_k(t)$ sont fixes. La distribution des $\tau_k(t)$ représente un point important grossièrement approximé dans ce modèle. La seconde supposition est habituellement vérifiée et le point d'intérêt majeur se limite à trouver la moyenne et la variance des $a_k(t)$. La troisième supposition demeure inconnue dans bien des cas, puisque très peu d'information est disponible à cet égard [Has93]. Bien que la validité de ce modèle ne se vérifie pas en pratique, son intérêt théorique est indiscutable. Les trois suppositions ont rendu possible l'analyse de bien des systèmes de communications. Ainsi, pour justifier l'utilisation d'un tel modèle et pour simplifier la conception des systèmes,

la distinction entre les statistiques à court terme et les statistiques à long terme d'un canal ont été introduites par Bello [Bel63]. Les statistiques à court terme sont les statistiques évaluées sur une période d'une centaine ou de quelques milliers de symboles tandis que les statistiques à long terme sont les statistiques évaluées sur des heures, des mois ou même des années. En distinguant ces deux types d'observations, il apparaît que la première supposition devient maintenant valide pour les statistiques à court terme. La deuxième supposition demeure acceptable alors que la troisième supposition demeure, dans bien des cas, une inconnue. Quant aux statistiques à long terme, elles sont définitivement non-stationnaires. La supposition 2 ne tient plus et la supposition 3 perd son intérêt dans ce contexte. L'approche généralement utilisée pour combattre les effets à long terme reste essentiellement une approche du pire cas avec un facteur de sécurité, bien que des systèmes experts en développement promettent une utilisation plus intelligente des ressources. Dans le présent travail, nous nous intéressons particulièrement aux statistiques à court terme.

1.2 Énoncé d'une hypothèse

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

$$h(t; \tau) = \sum_{k=1}^{D(t)} a_k(t) p[\tau - \tau_k(t)]. \quad (1.2)$$

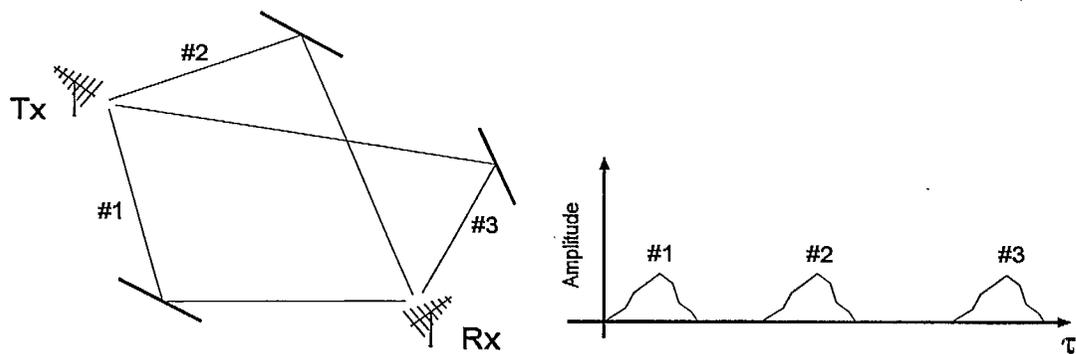
Le phénomène de propagation multivoies est généralement perçu comme étant la réflexion sur plusieurs trajets d'une onde transmise. Lorsque des surfaces différentes causent des trajets de longueurs différentes, plus grande que Δd , alors il est fort probable que les gains complexes $a_k(t)$ qui compose $h(t; \tau)$ n'exhiberont pas de corrélation. La figure 1.1a illustre le phénomène. Par contre, lorsque des trajets sont de longueurs telles que les impulsions se chevauchent partiellement, alors $h(t; \tau)$, à un délai donné, est un signal composé. La figure 1.1b montre bien un exemple de cette situation. Dans ce cas-ci, les gains

complexes $a_k(t)$ montreraient probablement une corrélation. Un autre scénario possible est celui de la figure 1.1c où des trajets ayant des délais différents ont une surface de réflexion commune. Comme pour le cas précédent, une corrélation existerait probablement entre les gains complexes $a_k(t)$. Finalement, dans le cas de propagation par diffusion, il est fort probable que la réponse impulsionnelle composée affiche de la corrélation entre les coefficients.

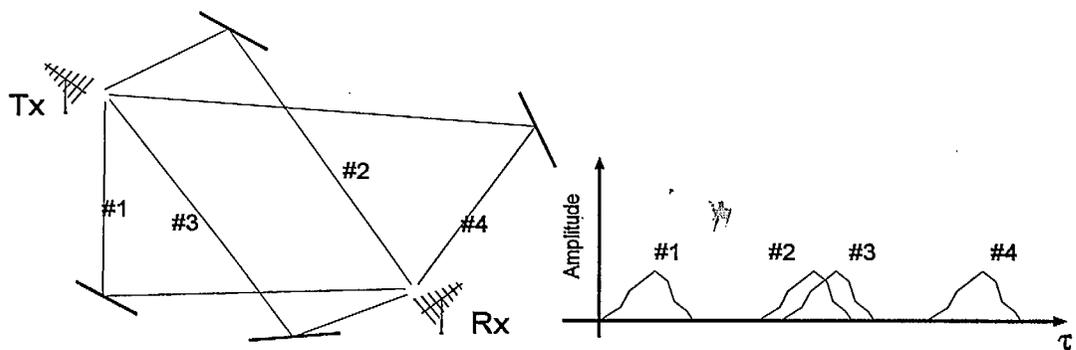
Il est important de noter que les conditions de propagation des trajets sont dans bien des cas des phénomènes ponctuels. Le mouvement du récepteur, ou un changement dans l'environnement, fait varier la structure du canal de sorte que les statistiques ne seront valides que pour une courte période de temps. Ceci est conforme avec les propriétés des statistiques à court terme énoncées dans la section précédente. Ceci nous amène à énoncer une hypothèse.

Hypothèse: La réponse impulsionnelle d'un canal linéaire sélectif en fréquence avec évanouissement possède des coefficients qui sont corrélés localement dans le temps et dans l'espace.

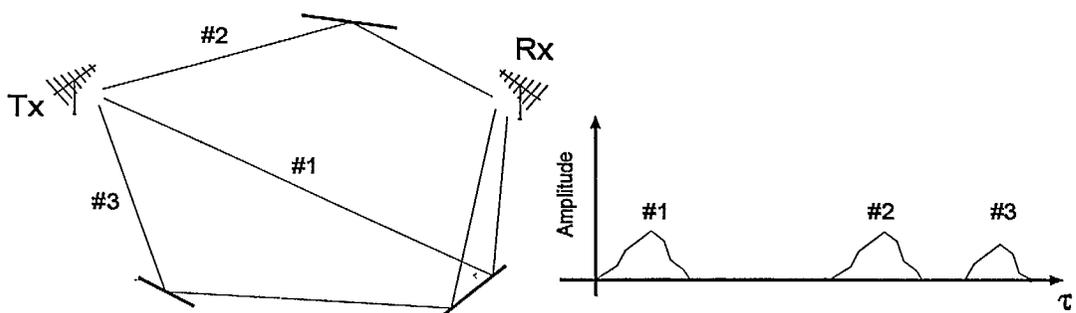
Cette hypothèse est conforme à l'idée générale exprimée dans l'énoncé des statistiques à court terme. Par exemple, on sous-entend très souvent que les gains complexes $a_k(t)$ sont stationnaires sur une courte période. Cette hypothèse devra bien sur être vérifiée. Il apparaît raisonnable de croire que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



a) Trajets de longueurs différentes.



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



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

Figure 1.1 Propagation par trajets multiples.

1.3 Considérations à la détection des signaux

L'implication de la présence d'évanouissement et/ou de trajets multiples est considérable à la détection. L'évanouissement provoque un changement d'amplitude et de phase du signal dans le temps. Les trajets multiples causent de l'écho, ce qui se traduit par de l'interférence entre les symboles lorsque les délais sont plus grand que la durée des pulses. Quantitativement toute ces distorsions dépendent de la largeur de bande du signal transmis. Le choix de la largeur de bande du signal transmis dépend des ressources, c'est-à-dire de la puissance et du spectre. Dans bien des cas, un canal sélectif en fréquence représente un avantage par rapport à un canal avec évanouissement seul. Comme l'équation (1.2) le montre, la transmission d'une seule impulsion résulte en plusieurs impulsions au récepteur. Nous avons donc implicitement de la diversité à la réception. Cette diversité peut-être exploitée à la réception pour consolider un choix parmi un ensemble fini d'hypothèses. Idéalement, les copies de l'information transmise sont altérées de façon indépendante. Dans certains cas, les copies reçues peuvent effectivement être indépendantes. La plupart des algorithmes de détection supposent l'indépendance et/ou absence de corrélation entre les trajets reçus. S'il existe une corrélation entre les trajets, un détecteur qui mesurerait cette corrélation pour ensuite l'utiliser aurait un avantage certain sur un détecteur qui ignorerait cette information. Bien sûr, cet effort supplémentaire n'est justifié que lorsque l'on soupçonne le canal de produire des répliques corrélées.

Peu de recherches semblent avoir porté sur ce problème. La raison est double, je crois. Premièrement, très peu d'information est disponible sur la quantité de corrélation entre les trajets. Deuxièmement, l'étude de signaux corrélés est généralement beaucoup plus difficile que l'étude des signaux indépendants, et troisièmement les travaux de [Proc58], [Sch66], [Lee71], et [Lee82] sur les performances du PSK et FSK à bande étroite avec diversité multiple et une combinaison optimale de puissance, ont montrés qu'une corrélation relativement large n'affectait pas significativement le taux d'erreur à la réception. Par exemple, avec deux branches de diversité ayant le même rapport signal-bruit, un coefficient de corrélation de 0,7 entre les deux branches ne réduit l'apport d'énergie que de 3,5 dB² sur gain total de 12 dB, relatif à un seul trajet. Ceci pour du FSK utilisant une détection d'enveloppe à un taux d'erreur de 10^{-3} . La raison qui explique cette faible dégradation des performances repose sur le fait que la lenteur de l'évanouissement rend la présence d'un évanouissement profond (cause principale d'erreurs) un événement relativement rare. Même

²Le rapport de la dégradation des performances sur le gain en diversité double tend à augmenter, pour une augmentation du taux d'erreur à un coefficient de corrélation donné.

avec un haut coefficient de corrélation entre les branches, la présence d'un tel événement n'implique pas nécessairement la présence d'un autre événement rare pour les autres trajets. On peut donc espérer que la majeure partie de l'efficacité de la diversité sera préservé même en présence de coefficients de corrélations relativement élevées entre les trajets. En fait, il a été montré que la perte d'effectivité de la diversité est proportionnelle au module carré du coefficient de corrélation pour une diversité double [Lee82]. Lorsque la diversité est multiple, il est à prévoir que l'effet de la corrélation sera encore plus négligeable lorsque les branches ont un même rapport signal-à-bruit. Avec une si petite dégradation, l'effort pour décorrélérer les branches ne semble pas justifiée. Par exemple, avec un récepteur de type RAKE, il n'y aurait pas d'avantages à orthogonaliser les branches du récepteur lorsque l'énergie est également distribuée dans ces branches. Dans le cas où l'énergie n'est pas également répartie, l'orthogonalisation devrait avoir un effet encore plus négligeable³.

Cependant, les suppositions nécessaires à l'obtention de ces résultats sont quelque peu irréalistes. Dans leur exposé, la lenteur de l'évanouissement rend possible une mesure du gain complexe du canal ainsi que du rapport signal-à-bruit. Dans bien des conditions pratiques, de telles mesures ne sont pas possibles ou souhaitables. Pour les canaux avec évanouissement modéré et rapide, la présence d'évanouissements profonds n'est pas un événement rare et nous pouvons conclure que la dégradation des performances sera plus grande que dans le cas plus simple d'évanouissement lent.

Dans le cas où le choix du taux de transmission résulte en un signal reçu ayant du chevauchement entre les réponses d'une suite d'impulsions, l'effet d'une corrélation entre les coefficients de la réponse impulsionnelle dégrade aussi les performances. Ici, la dégradation proviendra possiblement de trois sources différentes. Premièrement, l'évanouissement causera un effet similaire au canal avec évanouissement plat. Ensuite, la dégradation due à l'interférence entre les symboles et troisièmement, la corrélation entre les trajets réduira la diversité effective du canal. Les performances dépendront du nombre effectif de modes de propagation et de la sévérité des perturbations de chacun des ces modes. Dans un tel cas, le récepteur sera beaucoup plus compliqué et complexe à réaliser.

Également, la modélisation de canaux dans le domaine du temps discret prend de plus en plus d'importance en communication numérique. Il est bien connu que pour un canal sélectif en fréquence avec évanouissement lent, un modèle discret dans le temps du canal combine le filtre du transmetteur, le filtrage du canal, le filtre du récepteur et

³Notez que pour la diversité multiple, ce ne sont que des conjectures. Je n'ai vu aucune référence claire à ce sujet.

l'échantillonnage [Prk83]. Le filtre de réception optimal est alors séparable en un filtre adapté à la combinaison des trois filtres du canal, et un filtre adapté blanchissant. Récemment, quelques chercheurs ont montré que les coefficients du filtre équivalent étaient corrélés même si les trajets étaient non-corrélés [Hoe92] [Yip94]. Donc, à la sortie du filtre adapté blanchissant, les échantillons sont corrélés même si le bruit additif n'est plus corrélé. Encore une fois, un détecteur qui prendrait avantage de ce fait aurait potentiellement de meilleures performances que si cette information est ignorée. L'intérêt pour un tel détecteur semble donc justifié.

1.4 Objectifs et organisation

Le principal objectif de cette proposition est de démontrer la validité de l'hypothèse énoncée à la section 1.2 pour certains types de canaux sélectifs en fréquence. En particulier, les canaux radio mobiles en régions urbaines et en régions montagneuses, et les canaux pour les communications à l'intérieur des édifices seront étudiés⁴. Pour ce faire, une analyse statistique de mesures de réponses impulsionnelles expérimentales déterminera certaines propriétés statistiques des canaux. Entre autre, la décomposition en valeurs et vecteurs propres sera utilisée pour étudier la corrélation des diverses impulsions composant la réponse impulsionnelles $h(t;\tau)$. Cette étape est primordiale à la poursuite des travaux.

Une fois l'analyse terminée, les canaux satisfaisant cette hypothèse serviront à construire un modèle de canal. Ce modèle de canal servira de base pour des algorithmes de détection qui seront élaborés dans la proposition de thèse de ce projet de doctorat. Le modèle permettra aussi de formuler une analyse théorique. Le détecteur devrait prendre avantage de la structure de canal pour améliorer les performances relatives à un détecteur conventionnel.

Le chapitre deux présente une revue des caractéristiques des modèles pour les trois systèmes de radiocommunications mentionnés ci-haut. Le chapitre trois présente l'analyse statistique, les résultats et un modèle de canal. Finalement, le chapitre quatre conclut et donne un aperçu des travaux à venir.

⁴J'espère également pouvoir étudier des canaux HF et VHF lorsque des mesures seront disponibles.

2

Modélisation de canaux

Avant d'entreprendre une analyse exhaustive des mesures de réponses impulsionnelles, il apparaît souhaitable d'examiner les travaux de modélisation exécutés dans le passé. Le but de cet exercice est triple: premièrement, bien connaître les modèles les plus souvent utilisés pour une application donnée; deuxièmement, vérifier si la corrélation temporelle des coefficients de la réponse impulsionnelles a été étudiée; et troisièmement, établir la notation et les définitions qui serviront par la suite. Les notions théoriques de base nécessaires à la compréhension des modèles sont présentées à la section qui suit. La section qui suit introduit également la notion de critère d'information théorique pour déterminer la dimension d'un sous-espace vectoriel. Les trois sections suivantes présentent les caractéristiques des canaux radio mobiles, les canaux à l'intérieur des édifices et les canaux HF/VHF. Enfin, la dernière section résume la technique de mesure utilisée pour l'obtention des données mises à ma disposition.

2.1 Caractérisation des canaux sélectifs en fréquence avec évanouissement

La première étape consiste à caractériser la densité de probabilité des paramètres de la réponse impulsionnelle, c'est-à-dire $a_k(t)$, $\tau_k(t)$ et $D(t)$. Par la suite, nous examinerons des fonctions de la réponse impulsionnelle. Ces fonctions permettent de mieux comprendre le mécanisme de propagation, et de quantifier la dynamique de la réponse impulsionnelle. Enfin, une méthode permettant de déterminer le nombre de fonctions propres nécessaires pour représenter une série de N réponses impulsionnelles d'une longueur K sera présentée.

2.1.1 Caractérisation des paramètres de la réponse impulsionnelle

Une caractéristique importante de la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ est la distribution de ses paramètres. Les gains complexes $a_k(t)$ seront tout d'abord examinés. Le modèle gaussien présenté au chapitre 1 implique que le module des gains $a_k(t)$ suit une densité de probabilité de Rayleigh, si la moyenne et la variance des processus normaux est nulle et σ^2 respectivement. Lorsqu'un trajet en ligne de vue existe, le module des $a_k(t)$ sera distribué selon une loi de Rice [Prk83]. Dans ce dernier cas, un gain complexe $a_k(t)$ aura le module carré de sa moyenne égal à s^2 , et une variance de σ^2 . Si l'on définit $a \equiv |a_k(t)|$, on peut exprimer la densité de probabilité de Rayleigh sous la forme indiquée ci-dessous,

$$p_a(a) = \frac{a}{\sigma^2} e^{-\frac{a^2}{2\sigma^2}}, \quad a \geq 0 \quad (2.1)$$

alors qu'une densité de probabilité de Rice est donnée par l'expression suivante

$$p_a(a) = \frac{a}{\sigma^2} e^{-\frac{(a^2+s^2)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{as}{\sigma^2}\right), \quad a \geq 0, \quad (2.2)$$

où $I_0(\bullet)$ est la fonction de Bessel modifiée d'ordre zéro. Souvent pour la densité de probabilité de Rice, un facteur K_a définit comme étant le rapport de la puissance moyenne de la partie aléatoire $2\sigma^2$, sur la puissance de la partie déterministique s^2 , sert à quantifier la sévérité de l'évanouissement. Certains chercheurs soutiennent que les arguments menant au modèle gaussien sont trop idéalistes et que par conséquent, les distributions de Rayleigh et Rice ne sont probablement pas les plus fidèles. Par exemple, dans la dérivation de la distribution de Rayleigh, on suppose que le signal résultant est la somme d'exponentielles complexes ayant des phases aléatoires et des modules égaux. Pour un temps défini, cette supposition ne tient probablement pas. Le cas plus général où les modules sont de valeurs différentes a été analysé par Nakagami [Nkg60]. Une bonne approximation de la densité de probabilité de l'enveloppe pour ce cas plus général est la densité de probabilité connue sous le nom de densité de probabilité m , s'exprimant comme suit

$$p_a(a) = \frac{2m^m a^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} e^{-\frac{ma^2}{\Omega}}, \quad a \geq 0, \quad m \geq \frac{1}{2}. \quad (2.3)$$

où $\Gamma(m)$ est la fonction de Gamma, $\Omega = E\{a^2\}$ et $m = E\{a^2\}^2 / \text{Var}\{a^2\}$. Le cas où $m = 1$ se simplifie à une probabilité de densité de Rayleigh et le cas $m = \frac{1}{2}$ à une densité de probabilité normale unilatérale. Il est à noter que cette densité de probabilité n'a pas de correspondance

directe avec la densité de probabilité de Rice mais qu'une très bonne approximation peut être obtenue en choisissant⁵

$$\Omega = 2\sigma^2 + s^2,$$

$$\frac{1}{m} = 1 - \frac{s^4}{\Omega^2}.$$

Une autre densité de probabilité intéressante, et généralement utilisée pour décrire les variations à long terme, est la densité de probabilité log-normale donnée par

$$p_a(a) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma a} e^{-\frac{(\ln a - \mu)^2}{2\sigma^2}}, \quad a \geq 0. \quad (2.4)$$

Avec cette densité de probabilité, $\ln a$ a une densité de probabilité normale. D'un point de vue théorique, cette densité de probabilité s'explique par le fait que le produit des amplitudes donne lieu à une densité de probabilité log-normale de la même façon que la somme donne lieu à une densité de probabilité normale⁶. De plus, lors de la dérivation de la densité de probabilité de Rayleigh, on suppose que les statistiques locales du canal ne changent pas. En pratique, sur une période de temps suffisamment longue, les statistiques du signal changent et une transition d'une densité de probabilité Rayleigh locale à une densité de probabilité log-normale globale s'effectue, d'où l'intérêt pour cette densité de probabilité. La densité de probabilité log-normale sert aussi à modéliser les variations à long terme de la moyenne à court terme d'une densité de probabilité de Rayleigh, donnant lieu à de l'évanouissement Rayleigh-log-normale superposé. D'autres fonctions ont également été étudiées, comme la densité de probabilité de Weibull et de Suzuki [Has93], pour caractériser l'amplitude des trajets, mais peu d'intérêt leur ont été porté parce la densité de probabilité de Weibull n'a pas de base théorique et que celle de Suzuki n'est pas pratique.

La phase des gains $a_k(t)$ est en théorie reliée à la densité de probabilité du module des gains $a_k(t)$ puisque se sont des processus aléatoires conjoints. Par exemple, lorsque le module est distribué selon une loi de Rayleigh, la phase serait uniforme. Comme cette densité de probabilité représente le pire cas, elle est souvent utilisée. À la détection, la phase est souvent ignorée et c'est sans doute pourquoi peu d'études ont été menées sur sa modélisation. D'autres modèles ont vu le jour mais leur justification ne repose pas sur des données empiriques.

⁵L'intervalle $1 \leq m \leq \infty$ correspond à l'intervalle $\infty \leq K_a \leq 0$.

⁶Théorème limite central.

La modélisation des autres paramètres de la réponse impulsionnelle, $\tau_k(t)$ et $D(t)$, sont aussi nécessaires pour obtenir un modèle complet de $h(t;\tau)$. Pour la première étape de cette recherche, ces deux paramètres n'ont qu'un intérêt limité. Seul le lien entre $D(t)$ et le nombre de trajets effectif sera pris en considération pour le moment.

2.1.2 Fonctions de la réponse impulsionnelle

Supposons que nous observions une réponse impulsionnelle $h(t;\tau)$. Tel qu'expliqué dans l'introduction $h(t;\tau)$ est un processus stochastique. Plusieurs fonctions de $h(t;\tau)$ servent à mieux comprendre la dynamique de la propagation des signaux dans un canal dispersif. Une de ces fonctions bien connue est la fonction d'autocorrélation définie comme étant

$$R_h(t_1, t_2; \tau_1, \tau_2) = E\{h(t_1; \tau_1)h^*(t_2; \tau_2)\},$$

où * signifie le conjugué complexe. Nous sommes intéressés à la caractérisation à court terme du signal. Dans ce cas, nous pouvons considérer $h(t;\tau)$ stationnaire par rapport à la variable de temps t . Donc

$$R_h(t_1, t_1 + \Delta t; \tau_1, \tau_2) = R_h(\Delta t; \tau_1, \tau_2). \quad (2.5)$$

Cette fonction d'autocorrélation est celle d'un canal stationnaire au sens large. Souvent, une simplification supplémentaire consiste à supposer que la réponse au délai τ_1 est non-corrélée au délai τ_2 si $\tau_1 \neq \tau_2$. Dans ce cas,

$$R_h(\Delta t; \tau_1, \tau_2) = \begin{cases} 0, & \tau_1 \neq \tau_2 \\ R_h(\Delta t; \tau), & \tau_1 = \tau_2 = \tau \end{cases}. \quad (2.6)$$

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

$$S_h(f; \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\Delta t; \tau) e^{-j2\pi f \Delta t} d\Delta t. \quad (2.7)$$

À un délai donné, la composition fréquentielle représente le spectre de l'évanouissement qui dépend de la vitesse de variation de la longueur des trajets multiples. Pour un récepteur

mobile, chaque fréquence de ce spectre peut être identifiée à un angle d'arrivée. La relation entre la fréquence et l'angle d'arrivée du trajet est donnée par:

$$f = \frac{V}{\lambda} \cos \theta$$

où V est la vitesse de l'unité mobile, λ la longueur d'onde de la porteuse et θ l'angle entre l'axe transmetteur-récepteur et la direction du véhicule. Il est important de noter ici qu'en moyenne le spectre peut prendre différentes formes, mais que sur une courte période de temps, quelques ondes seulement domineront la formation du signal à un délai τ . Si ces ondes proviennent d'angles différents, il est à prévoir qu'elles seront indépendantes mais confondues si l'on ne regarde que $h(t;\tau)$. Si cette remarque s'avère fondée, alors nous avons un scénario de plus où nous aurons intérêt à décomposer la réponse impulsionnelle. Le chapitre trois donnera des exemples.

Nous allons maintenant tenter de démontrer que pour une caractérisation à court terme, l'hypothèse des délais non-corrélés n'est pas valide pour certains types de canaux sélectifs en fréquence avec évanouissement. Plus particulièrement, nous essayerons de caractériser la fonction d'autocorrélation instantanée

$$R(\tau_1, \tau_2) \equiv R_h(0; \tau_1, \tau_2). \quad (2.8)$$

Cette fonction représente une généralisation du profil de puissance du délai $\rho(\tau_k)$. En effet nous avons

$$\rho(\tau) = E\left\{\left|h(t;\tau)\right|^2\right\}_\tau = R(\tau, \tau). \quad (2.9)$$

avec $E\{\bullet\}_\tau$ l'espérance en t à un τ donné. Le profil de puissance du délai représente la moyenne de la puissance à un délai donné. En examinant le profil de puissance, nous pouvons tenter de déterminer le nombre de trajets et/ou de groupe résoluble M en identifiant des maxima. Si l'on identifie les délais τ_m , $m = 1, \dots, M$ à un maximum de $\rho(\tau)$, nous définissons le délai moyen [Cox72]

$$\bar{\tau} \equiv \frac{\sum_{m=1}^M \tau_m \rho(\tau_m)}{\sum_{m=1}^M \rho(\tau_m)} - \tau_a, \quad (2.10)$$

où τ_a est le délai minimum. Habituellement, τ_a est le délai de propagation lorsqu'il y a une ligne de vue, ou le premier maximum lorsqu'il y a absence de trajet direct. Le délai efficace est défini comme [Cox72]

$$\tau_{\text{eff}} \equiv \left[\frac{\sum_{m=1}^M (\tau_m - \bar{\tau})^2 \rho(\tau_m)}{\sum_{m=1}^M \rho(\tau_m)} \right]^{1/2} \quad (2.11)$$

Ces deux variables, $\bar{\tau}$ et τ_{eff} nous donnent une indication de l'étalement de la puissance dans la dimension τ . Le délai efficace τ_{eff} mesure l'étalement de $h(t_n; \tau_k)$ autour de sa moyenne $\bar{\tau}$. Pour la plupart des réponses impulsionnelles, le délai efficace est plus petit que le délai moyen puisque les pertes en puissance des chemins plus longs sont plus grandes.

2.1.3 Nombre effectif de trajets

Les estimés de la réponse impulsionnelle $h(t; \tau)$ sont des fonctions du temps t et du délai τ . Comme nous travaillerons dans le domaine du temps discret, nous pouvons définir $t = nT_{\text{temps}}$ et $\tau = kT_{\text{délai}}$ où T_{temps} et $T_{\text{délai}}$ sont les périodes d'échantillonnage dans les dimensions t et τ respectivement. Afin d'alléger la notation, je définis $t_n \equiv nT_{\text{temps}}$ et $\tau_k \equiv kT_{\text{délai}}$ ce qui résulte en une fonction $h(t_n; \tau_k)$ avec $1 \leq n \leq N$ et $1 \leq k \leq K$.

Supposons que la sortie $h(t; \tau)$ d'un senseur de réponse impulsionnelle est échantillonnée à K instants pour former un vecteur de longueur K au temps $t = t_n$. Le signal échantillonné peut être écrit sous la forme [Brs85]:

$$\mathbf{h}_n \equiv h(t_n; \tau_k)_{k=1, \dots, K} = \begin{bmatrix} h(t_n; \tau_1) \\ h(t_n; \tau_2) \\ \vdots \\ h(t_n; \tau_K) \end{bmatrix} = \underset{\sim}{\mathbf{p}}(d_1), \mathbf{p}(d_2), \dots, \mathbf{p}(d_D) \begin{bmatrix} a_1(t_n) \\ a_2(t_n) \\ \vdots \\ a_D(t_n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_n(\tau_1) \\ w_n(\tau_2) \\ \vdots \\ w_n(\tau_K) \end{bmatrix}$$

où chacun des vecteurs $\mathbf{p}(d) = \{p[\tau_1 - d(t_n)], p[\tau_2 - d(t_n)], \dots, p[\tau_K - d(t_n)]\}^T$ et T signifie l'opération transposer. Pour l'instant, nous supposons que $K > D$. Les $a_j(t_n)$ sont les gains complexes de chacun des trajets et les échantillons de $w_n(\tau)$ proviennent du bruit additif blanc gaussien de moyenne nulle, indépendant de $\mathbf{p}(d)$ et de $a_j(t_n)$. Cette expression est directement reliée à l'équation (1.2) en présence de bruit. Sous forme matricielle, elle devient

$$\mathbf{h}_n = \mathbf{P}(t_n; \tau_k) \mathbf{a}_n + \mathbf{w}_n \quad (2.12)$$

où $\mathbf{P}(t_n; \tau_k) = [\mathbf{p}(d_1), \mathbf{p}(d_2), \dots, \mathbf{p}(d_D)]$, $\mathbf{a}_n = [a_1(t_n) \ a_2(t_n) \ \dots \ a_D(t_n)]^T$, et $\mathbf{w}_n = [w_n(\tau_1) \ w_n(\tau_2) \ \dots \ w_n(\tau_K)]^T$. Afin de simplifier la notation, définissons $\mathbf{P} \equiv \mathbf{P}(t_n; \tau_k)$. La matrice d'autocorrélation \mathbf{R} des vecteurs \mathbf{h}_n par rapport au temps t s'exprime sous la forme

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{h}_n \mathbf{h}_n^H] = \mathbf{P} \mathbf{R}_a \mathbf{P}^H + \mathbf{W}, \quad (2.13)$$

où $\mathbf{R}_a = E[\mathbf{a}_n \mathbf{a}_n^H]$ et $\mathbf{W} = E[\mathbf{w}_n \mathbf{w}_n^H]$ sont les matrices d'autocorrélation du vecteur gain et du vecteur bruit respectivement. Pour le moment, nous nous limitons à $\mathbf{W} = \sigma^2 \mathbf{I}$. La structure du signal en (2.12) et sa matrice d'autocorrélation (2.13) ont largement été étudiée dans le contexte des réseaux d'antennes où l'on cherche à estimer l'angle d'arrivée de plusieurs sources [Kum83] [Wan85] [Hay91]. Plusieurs algorithmes ont donc été formulés. Une approche intéressante basée sur la notion de sous-espace permet de trouver l'espace du signal + bruit et l'espace du bruit. Supposons que la matrice \mathbf{P} soit de plein rang, c'est-à-dire que les D colonnes de \mathbf{P} sont linéairement indépendantes, et que la matrice de covariance des gains complexes \mathbf{R}_a soit non-singulière, le rang de $\mathbf{P} \mathbf{R}_a \mathbf{P}^T$ est alors de D , ou de manière équivalente, $K - D$ valeurs propres de $\mathbf{P} \mathbf{R}_a \mathbf{P}^T$ sont identiquement zéro puisque $K > D$. Appelons $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_K$ les valeurs propres de \mathbf{R} et $v_1 \geq v_2 \geq \dots \geq v_K$ les valeurs propres de $\mathbf{P} \mathbf{R}_a \mathbf{P}^T$, alors il apparaît que

$$\lambda_k = \begin{cases} v_k + \sigma^2, & k = 1, \dots, D \\ \sigma^2, & k = D + 1, \dots, K. \end{cases}$$

Le nombre de signaux D et son espace vectoriel peut donc être déterminé par la multiplicité de la plus petite valeur propre de \mathbf{R} . Bien que cette approche soit simple, elle n'est pas possible en pratique puisque nous ne connaissons pas \mathbf{R} mais seulement un estimé $\hat{\mathbf{R}}$. En pratique, $\hat{\mathbf{R}}$ sera estimé à partir d'un nombre fini de vecteurs. Ses valeurs propres seront toutes différentes avec une probabilité égale à un, ce qui rend difficile la détermination de D à partir de ses valeurs propres de $\hat{\mathbf{R}}$. Une approche développée par Lawley [Law56] utilise un seuil et un niveau de confiance basés sur une approximation d'une densité de probabilité Chi-carré avec $\frac{1}{2}(K - k - 1)(K - k + 2)$, $k = 1, \dots, K$, degrés de liberté. Cette approche est relativement compliquée et introduit un élément de subjectivité dans le choix du seuil de confiance. Dernièrement, une approche objective pour estimer D à partir de valeurs propres provenant de $\hat{\mathbf{R}}$ a été introduite. Connue sous le nom de critère d'information théorique⁷

⁷Traduction libre de "information theoretic criteria".

[Wax85] [Zha86], cette approche permet, supposant quelques hypothèses, de déterminer le rang de l'espace signal en utilisant une mesure objective. Deux des critères employés sont le "Akaike Information Criterion" (AIC) et le "Minimum Descriptive Length" (MDL). Ces deux critères sont de la forme $J(k) = L(k) + C_N \nu(k, K)$ où $L(k)$ est le logarithme de la fonction de vraisemblance maximale des N vecteurs indépendants disponibles assumant un modèle linéaire de rang k . La fonction $\nu(k, K)$ est relié au nombre de degré de liberté dans le modèle d'ordre k . La variable C_N est une constante. Examinons premièrement la fonction de vraisemblance maximale.

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

$$\mathbf{R}^{(k)} = \sum_{i=1}^k (\lambda_i - \sigma^2) \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H + \sigma^2 \mathbf{I}, \quad (2.14)$$

où $\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_k$ sont les vecteurs propres de $\mathbf{R}^{(k)}$ associés aux valeurs propres $\lambda_1, \dots, \lambda_k$ respectivement. Appelons $\Theta^{(k)}$ le vecteur des paramètres du modèle. D'après (2.14),

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

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

$$f(\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_N | \Theta^{(k)}) = \prod_{i=1}^N \frac{1}{\pi^K \det \mathbf{R}^{(k)}} \exp\left[-\mathbf{h}_i^H \mathbf{R}^{(k)-1} \mathbf{h}_i\right]. \quad (2.15)$$

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

$$L(k) \equiv L(\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_N | \Theta^{(k)}) = -N \ln \det \mathbf{R}^{(k)} - N \text{tr}\left[\mathbf{R}^{(k)-1} \hat{\mathbf{R}}\right], \quad (2.16)$$

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

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H.$$

L'estimation à vraisemblance maximale de $\Theta^{(k)}$ est celui qui maximise (2.16). D'après [Wax85], ces estimés sont

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

où $l_1 > \dots > l_K$ et $\mathbf{c}_1, \dots, \mathbf{c}_K$ sont les valeurs et vecteurs propres de la matrice $\hat{\mathbf{R}}$. En substituant ces estimés dans (2.16) et en laissant tomber les arguments indépendants de k , nous obtenons [Wax85]

$$\hat{L}(k) = N \ln \left[\frac{\left(\frac{1}{K-k} \sum_{i=k+1}^K l_i \right)^{K-k}}{\prod_{i=k+1}^K l_i} \right]. \quad (2.17)$$

Pour le critère AIC, $C_N = 1$ et pour le critère MDL, $C_N = \frac{1}{2} \ln N$. Donc,

$$\begin{aligned}J_{\text{AIC}}(k) &= N \ln \left[\frac{\left(\frac{1}{K-k} \sum_{i=k+1}^K l_i \right)^{K-k}}{\prod_{i=k+1}^K l_i} \right] + k(2K-k), \\ J_{\text{MDL}}(k) &= N \ln \left[\frac{\left(\frac{1}{K-k} \sum_{i=k+1}^K l_i \right)^{K-k}}{\prod_{i=k+1}^K l_i} \right] + \frac{k}{2} (2K-k) \ln N,\end{aligned}$$

où $0 \leq k \leq K-1$. Il a été démontré également que le critère de MDL faisait partie d'une classe d'estimateurs consistants⁸. Pour cette classe d'estimateurs, le critère $J(k)$ est consistant si [Zha86]

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

⁸Un estimateur \hat{e} de e est consistant si, lorsque la taille n de la population augmente,

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

pour tout $\varepsilon > 0$.

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

Comme l'indique (2.17), le terme à l'intérieur des crochets est le rapport de la moyenne géométrique sur la moyenne arithmétique des $K - k$ plus petites valeurs propres. Ce rapport est effectivement une mesure de l'égalité des valeurs propres et les critères AIC et MDL peuvent être interprétés comme des estimateurs de l'espace bruit le plus sphérique.

La démarche présentée est typique d'une procédure pouvant être utilisé en codage de source. En fait, le critère MDL fût dérivé à partir d'un problème de codage source. Plusieurs autres critères existent pour détecter le nombre de signaux. En particulier, dans le domaine du traitement de signal pour les réseaux d'antennes, plusieurs critères basés sur des principes de la théorie de l'information permettent de choisir judicieusement la dimension de l'espace signal-bruit [Wan85] [Jaf88] [Won90] [Wax91] [Val92]. Ces approches utilisent un espace signal-bruit structuré⁹, c'est-à-dire que l'espace signal-bruit estimé doit être dans l'espace colonne de \mathbf{P} . Dans l'obtention des critères AIC et MDL ci-haut, cette structure n'est pas utilisée. L'espace signal-bruit est non-structuré et est simplement l'espace colonne des vecteurs propres correspondant aux valeurs propres ayant le plus d'énergie. Théoriquement, ceci devrait résulter en une décomposition plus compacte dans le sens des moindres carrés. Également, je crois que la complexité est moins grande en utilisant un espace signal-bruit non structuré. Avec un espace signal-bruit structuré et un critère de vraisemblance maximale semblable à (2.15), la complexité est assez élevée. Pour le moment, je me limiterai à une approche non-structurée, et à la lumière des résultats du chapitre trois, je réévaluerai le critère de détection du nombre de signaux et d'estimation de l'espace signal-bruit.

2.2 Canaux radio mobiles

Une communication radio mobile implique typiquement une tour de transmission et plusieurs unités mobiles au sol distribuées de façon homogène autour de l'antenne. Les systèmes de téléphonie cellulaire en sont un bel exemple. Dans ce cas, une région donnée est couverte par plusieurs antennes qui font partie d'un réseau. Les régions desservies par la radio mobile cellulaire couvrent aussi bien des régions urbaines (centre-villes et banlieues) que des régions rurales et montagneuses. Les conditions de propagation peuvent varier grandement

⁹Pour le problème d'estimation des angles d'arrivées, la matrice \mathbf{P} est formée de colonnes dont les éléments sont des exponentielles complexes $\exp[-j2\pi kc \sin(\theta)]$ pour $k = 0, \dots, K - 1$ et c une constante.

dépendant du genre de régions. Pour cette raison, je vais essayer de caractériser le canal radio mobile pour différents types de régions.

Je m'intéresserai principalement à la radio cellulaire conventionnelle en milieu urbain et en milieu montagneux. Aussi, ces dernières années, le concept de micro-cellule en région urbaine dans les centre-villes ont fait leur apparition pour permettre une plus grande réutilisation des fréquences porteuses afin de régler le problème de saturation des ondes. Les études de propagation pour ce type de canaux commencent maintenant à paraître [Bul89] [Mor93].

2.2.1 Caractérisation des canaux radio mobiles

La caractérisation des canaux se résume à connaître les paramètres $a_k(t)$, $\tau_k(t)$ et $D(t)$ due à la propagation d'une impulsion dans un canal. Les premières études de propagation pour la radio mobile datent du début des années 70 avec les travaux de Turin [Tur72] et de Cox [Cox72], [Cox73], [Cox75], [Cox75a] avec des mesures de réponses impulsionnelles en région urbaine à San Francisco, à New York et au New Jersey. Turin trouva que les délais $\tau_k(t)$ étaient distribués selon une loi de Poisson. Il a trouvé également que les amplitudes $a_k(t)$ suivaient une loi log-normale et qu'il existait un coefficient de corrélation de l'ordre de 0,4 à 0,6 entre le premier et le deuxième trajet, ainsi qu'entre le deuxième et le troisième trajet. Cox étudia principalement le délai efficace τ_{eff} , la largeur de bande cohérente B_c , et la densité de probabilité de l'amplitude à un délai fixe $p_a(a)$. D'après ces mesures, il observa qu'en milieu urbain, le délai moyen $\bar{\tau}$ pouvait s'étendre jusqu'à 4 μs avec une moyenne de 1,1 μs et un écart type de 0,9 μs . Le délai efficace s'étend jusqu'à 3,5 μs avec une moyenne de 1,3 μs et un écart type de 0,6 μs . Il observa aussi que pour 10 % des lieux, le délai moyen était supérieur à 2 μs et le délai efficace plus grand que 2,5 μs . Ces mesures lui permirent aussi de mesurer la largeur de bande cohérente à 0,9 et 0,5 de corrélation. Dans certains cas, $B_{0,9}$ atteint 20 kHz et $B_{0,5}$ 55 kHz. Dans 10 % des lieux, $B_{0,9} < 30$ kHz et $B_{0,5} < 130$ kHz. Également, la densité de probabilité de l'amplitude à un délai donné suit une densité de probabilité de Rayleigh d'après ces mesures, bien que certains trajets aient des variations beaucoup moins prononcées. Il observa que pour les chemins initiaux, c'est-à-dire entre 0 et 2 μs , l'énergie arrivait via plusieurs chemins à angles différents et qu'ils ne pouvaient être résolus dans bien des cas. Ceci lui fit dire que le spectre de Doppler est différent dépendant du délai. Finalement, il n'observa pas de corrélation significative entre les trajets en visualisant les variations. Par la suite, Suzuki [Suz77] observa que la densité de probabilité de l'amplitude du premier chemin

tendait vers une densité de probabilité de Nakagami¹⁰ alors que les chemins pour un délai plus grand tendent vers une densité de probabilité log-normale. En utilisant une version modifiée de la densité de probabilité de Poisson, appelée le modèle Δ -K¹¹ [Suz77], Suzuki démontra que le nombre de trajets dans un intervalle donné suivait davantage cette densité de probabilité modifiée que celle de Poisson.

En Grande Bretagne, Bajwa [Baj85] fit des mesures de réponses impulsionnelles en régions urbaines à 436 MHz sur une largeur de bande de 10 MHz. Il remarqua que les délais suivaient une loi de Poisson alors que l'amplitude des gains complexes pouvait très bien être approximée par une densité de probabilité de Rayleigh. Il constata aussi que les amplitudes des gains complexes étaient corrélées avec les amplitudes des délais adjacents dans le temps principalement lorsqu'ils sont à moins de 0,3 μ s de délai relatif. Une autre étude effectuée par Braun [Bra91] en Suisse à une fréquence porteuse de 910 MHz et avec une résolution de 150 ns, conclue qu'en milieu urbain centre-ville les trajets avaient des délais de 1 à 2 μ s, et que pour de courts délais plus petits que 100 ns, la contribution à l'impulsion venait de tous les angles. L'enveloppe de chacun des trajets possède une densité de probabilité de Nakagami¹² avec une valeur de $m \approx 1$, donc près d'une densité de probabilité de Rayleigh. En banlieue, les trajets avaient des délais de 2 à 10 μ s. La majorité des échos atteignant le récepteur à un délai donné, proviennent d'une direction unique dans la majorité des cas. La plupart des trajets ont une valeur de m allant de 1 à 15, c'est-à-dire que les échos sont dus à des réflecteurs bien définies. Finalement, dans les régions montagneuses, le délai atteint typiquement de 10 à 30 μ s avec une réponse impulsionnelle composée de beaucoup de trajets. Dans une étude de propagation en Suisse à 1050 MHz et une résolution de 200 ns, Weck [Wec88] observa que 90 % des délais moyens étaient inférieurs à 5 μ s et 90 % des délais efficaces étaient inférieurs à 10 μ s. Les mesures effectuées dans [Bul89] montrent que pour les micro-cellules, la durée maximale de la réponse impulsionnelle est réduite par un facteur de 10 en moyenne et que le délai efficace est diminué par un facteur de quatre par rapport à une cellule conventionnelle. L'enveloppe des trajets suit généralement une densité de probabilité de Rice avec un facteur K_a de -7 dB. Un trajet en ligne de vue domine habituellement la propagation pour ce type de canal.

¹⁰Suzuki ne donna pas d'estimé de la valeur de m pour la distribution.

¹¹Le modèle Δ -K est une version non-stationnaire du modèle de Poisson ou le taux moyen d'arrivée est variable sur des intervalles de temps.

¹² m est la moyenne au carré de l'enveloppe au carré sur la variance de l'enveloppe au carré.

En résumé, le canal radio mobile typique (tour de transmission et unités mobiles au sol) est stationnaire dans le temps et non-stationnaire dans l'espace. L'effet des gens ou du mouvement près du véhicule est négligeable et généralement il n'y a pas de ligne de vue entre les deux antennes. Le déplacement rapide du mobile entraîne la présence de décalage de fréquence Doppler dans la plupart des trajets. Les délais des trajets sont typiquement de quelques micro-secondes en milieu urbain, et peuvent atteindre quelques dizaines de micro-secondes dans les régions montagneuses ou en présence de réflecteurs éloignés.

2.2.2 Description des données pour les canaux radio mobile

2.2.2.1 Canaux cellulaires conventionnels

Pour ce type de mesures, une séquence pseudo aléatoire de 127 bits sous forme BPSK module une porteuse à 910 MHz à un taux de 10 Mb/s. L'antenne émettrice est fixée au bout d'une tige d'une hauteur 3 m situé sur le bord du toit de l'édifice Journal Nord à Ottawa, d'une hauteur de 78 m. L'antenne réceptrice, situé sur le toit d'une camionnette stationnaire, est déplacée sur un rail à une vitesse constante de 0,28 m/s (≈ 1 km/h) sur une distance de 4,575 m. Un estimé de la réponse impulsionnelle est effectué tous les 3,57 cm ou 127,7 ms en utilisant une technique de corrélation avec la séquence aléatoire transmise. Un total de 128 réponses par trajet d'antenne est alors obtenu. Une mesure de réponse impulsionnelle s'effectue sur environ un dixième de longueur d'onde ($\lambda = 0,34$ m) ce qui signifie que la structure du canal devrait être relativement constante durant une mesure. La fréquence Doppler maximale est de ≈ 1.18 Hz et la résolution de l'équipement est de 100 ns. La différence de distance minimale Δd discernable entre deux trajets est donnée par $\Delta d = 300 \times 10^6 \times \text{résolution} = 30$ m.

Pour les présentes mesures, $T_{\text{temps}} = 0,1277$ s, et la variable τ est échantillonnée à une période de $T_{\text{délai}} = 12,5$ ns avec 8 bits de quantification et 8 échantillons complexes par symbole. Une série de mesures résulte en un groupe de réponse impulsionnelle $h(t_n; \tau_k)$ de 128 par 1016 points complexes. Pour ce type de canaux, le délai maximum observé est d'environ 3 μ s. La réponse $h(t_n; \tau_k)$ peut-être réduite à 128 par 512 points complexes sans perte d'information en laissant tomber les 504 derniers échantillons dans la dimension τ . J'ai à ma disposition 173 mesures de ce type effectuées au centre ville d'Ottawa pour une densité de circulation automobile modérée. Pour la plupart de ces mesures, il n'y a pas de signal en ligne-de-vue entre le transmetteur et le récepteur. Les fichiers sont sous le format MATLAB®

¹³ d'une dimension $\approx 1\text{Mo}$, et sont regroupés en quatre séries de mesures. Voici la liste des fichiers pour chaque série:

Série cc5xx: cc501-cc547.

Série cc7xx: cc701-cc751.

Série cc8xx: cc802-cc846.

Série cc10xx: cc1001-cc1030.

2.2.2.2 Canaux micro-cellulaires

Les mesures pour ce type de canal ont été faites avec le même équipement que les mesures pour les cellules conventionnelles. L'antenne réceptrice était située à 3,5 m du sol sur une camionnette stationnaire. L'antenne était ensuite déplacée sur un rail à vitesse constante de 0,28 m/s, et ce, sur une distance de 4,575 m. Pour chaque série de mesures, quatre hauteurs d'antenne émettrice située sur une camionnette stationnée sur une rue dans le milieu d'un quadrilatère, furent utilisées, à savoir: i) basse 3,7 m, ii) moyenne A 4,8 m, iii) moyenne B 6,5 m, et iv) haute: 8,2 m [Bul89]. Le format de $h(t_n; \tau_k)$ est le même que pour les mesures avec cellules conventionnelles. Dans tous les cas, une composante en ligne-de-vue existait entre le transmetteur et le récepteur. J'ai à ma disposition 18 séries de mesures de ce type pour chaque hauteur d'antenne réceptrice, c'est-à-dire 72 séries de mesures au total. Les mesures ont été effectuées au centre ville d'Ottawa sur la rue Albert entre O'Connor et Metcalfe. En général, il y a beaucoup moins (en nombre et en dispersion) de réflexions pour ce scénario que pour le cas d'une cellule conventionnelle. Les fichiers sont regroupés pour quatre hauteurs d'antennes. Voici la liste des fichiers pour chaque hauteur d'antenne:

Élév. 3,7 m: uc1801-uc1818.

Élév. 4,8 m: uc2003, uc2006, ..., uc2036, uc2103, uc2106, ..., uc2118.

Élév. 6,5 m: uc2002, uc2005, ..., uc2035, uc2102, uc2105, ..., uc2117.

Élév. 8,2 m: uc2001, uc2004, ..., uc2034, uc2101, uc2104, ..., uc2116.

2.2.2.3 Canaux dans les régions montagneuses¹⁴

Ces mesures ont été effectuées à Banff avec un transmetteur situé sur le toit de la centrale téléphonique de Banff, un édifice de deux étages. Le signal BPSK transmis avait un taux de 10 Mb/s, et modulait une porteuse à 910 MHz. L'antenne réceptrice située à divers

¹³MATLAB®: Logiciel de traitement du signal utilisé pour l'analyse des réponses impulsionnelles.

¹⁴Je tiens à remercier M. Bob Hahn pour son aide lors de l'extraction des données.

endroits dans la ville, était déplacée sur un rail d'une longueur de 50 pouces. Pour chaque réponse, l'antenne était déplacée de 2 pouces, immobilisée, prise de mesures et nouveau déplacement. La vitesse lors des mesures était donc zéro et pour chaque section de rail, 26 réponses impulsionnelles étaient enregistrées. J'ai à ma disposition quatre séries de mesures correspondant à quatre endroits différents dans la ville. Les endroits étaient:

Série cobpt01-cobpt05: récepteur au Buffalo paddock coté ouest près de l'autoroute.

Série covert1-covert11: récepteur à la halte routière du lac Vermillion sur l'autoroute 1.

Série covldt01-covldt05: récepteur sur la promenade de lac Vermillion à la sortie ouest.

Série copkt01-copkt05: récepteur au coin de la rue de la Mountain et de la rue Park.

La séquence aléatoire transmise avait une longueur de 1023 bits, permettant ainsi à des échos ayant une durée maximum d'environ 100 μ s d'être mesurés. L'échantillonnage équivalent au récepteur était de 40 MHz. La résolution de 100 ns permet de distinguer des trajets ayant une longueur de 30 m. Lors de l'acquisition de ces réponses impulsionnelles, un problème de synchronisation a empêché l'enregistrement périodique des données. J'ai dû extraire les réponses des fichiers d'enregistrement avec une technique de corrélation, où le début de deux réponses impulsionnelles successives était corrélé afin de déterminer l'alignement des réponses dans la dimension τ . Les réponses obtenues ont été mises sous format MATLAB®. Un fichier comprend habituellement 26 réponses d'une longueur de 1000 ou 1500 échantillons. Le délai maximum observé n'excède pas 20 μ s.

2.3 Canaux radio à l'intérieur des édifices

Les communications à l'intérieur des édifices résultent en partie d'une extension de la téléphonie cellulaire. Le format compact des équipements de radiocommunications disponibles aujourd'hui a fait en sorte que les communications s'étendent maintenant à tous les endroits couverts par une cellule. La propagation à travers les édifices deviendra dorénavant un souci important. En même temps, l'intérêt pour les constructeurs d'édifices d'éviter l'installation de fils, a poussé la recherche sur la propagation à l'intérieur des édifices.

L'étude intensive de la propagation des ondes électromagnétiques à l'intérieur n'a débuté que dans les années 80 avec l'apparition des communications personnelles. Les études de propagation sont généralement divisées en plusieurs catégories. Les mesures à bande étroite et à large bande représentent deux catégories principales. Comme nous sommes intéressés à des mesures de dispersion, je me limiterai à une revue des études à large bande. Le type d'édifice utilisé est également déterminant. Les résultats de mesures peuvent varier

grandement d'un type d'édifice à un autre. Pour cette raison, on classe souvent les édifices comme suit [Mkd91]:

Table 2.1 Classification des édifices.

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

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

2.3.1 Caractérisation des canaux radio à l'intérieur des édifices

Les caractéristiques des gains complexes $a_k(t)$, des délais $\tau_k(t)$ et du nombre de trajets $D(t)$ pour les canaux à l'intérieur des édifices s'apparentent à ceux des canaux pour la radio mobile. L'amplitude des trajets suit généralement une loi de Rayleigh ou de Rice bien qu'une conformité avec des densités de probabilité log-normale et de Weibull fut observée [Has93]. La distribution des temps d'arrivées $\tau_k(t)$ semble dans bien des cas suivre le modèle Δ -K. D'autres modèles ont aussi été développés avec plus ou moins de succès [Has93]. Le nombre

de trajets $D(t)$ n'a pas tellement attiré l'attention des chercheurs. Dans [Yeg91]¹⁵, la densité de probabilité de $D(t)$ suit une loi de Beta. La densité de probabilité de la phase des trajets est généralement considérée uniforme bien que différents modèles pour l'incrément de la phase aient été utilisés pour la simulation des canaux. Ces modèles de variation de phase n'ont cependant pas été dérivés de mesures expérimentales.

La corrélation entre les $a_k(t)$ existe également pour le présent type de canaux. En général, les amplitudes des trajets sont corrélées seulement si ceux-ci arrivent en moins de 100 ns d'intervalles [Rap91]. Dans [Has93a], après une analyse exhaustive des données pour un édifice à bureau, une corrélation faible de l'ordre de 0,2 à 0,3 fut observée entre les trajets adjacents d'un même profil de réponse.

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

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

¹⁵Les méthodes statistiques utilisées dans cet article ne sont pas très claires.

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

Afin de vérifier les hypothèses pour les canaux à l'intérieur des édifices, j'ai obtenu des mesures pour quelques conditions de propagation. Une série de mesures a été effectuée avec une porteuse à 950 MHz et une autre à 40 GHz. Pour la première série à 950 MHz, les mesures ont été effectuées au rez-de-chaussée de l'édifice 2D au CRC. Elles sont typiques des réponses impulsionnelles que l'on retrouve dans un environnement d'espaces à bureau. La surface libre du plancher est découpée par des paravents mobiles recouverts de tissus et d'une hauteur d'environ 1,8 m. Les espaces de bureau sont remplis par de l'ameublement typique que l'on retrouve dans un tel environnement. Le transmetteur et le récepteur sont situés à environ 1 m du sol, à moins de 50 cm d'une paroi et sont statiques. La figure 2.1 illustre la position du transmetteur et du récepteur pour les deux fichiers disponible. La position Tx₁-Rx₁₋₂ correspond au fichier *95dia05.imp* et la position Tx₂-Rx₁₋₂ correspond au fichier *95dia07.imp*.

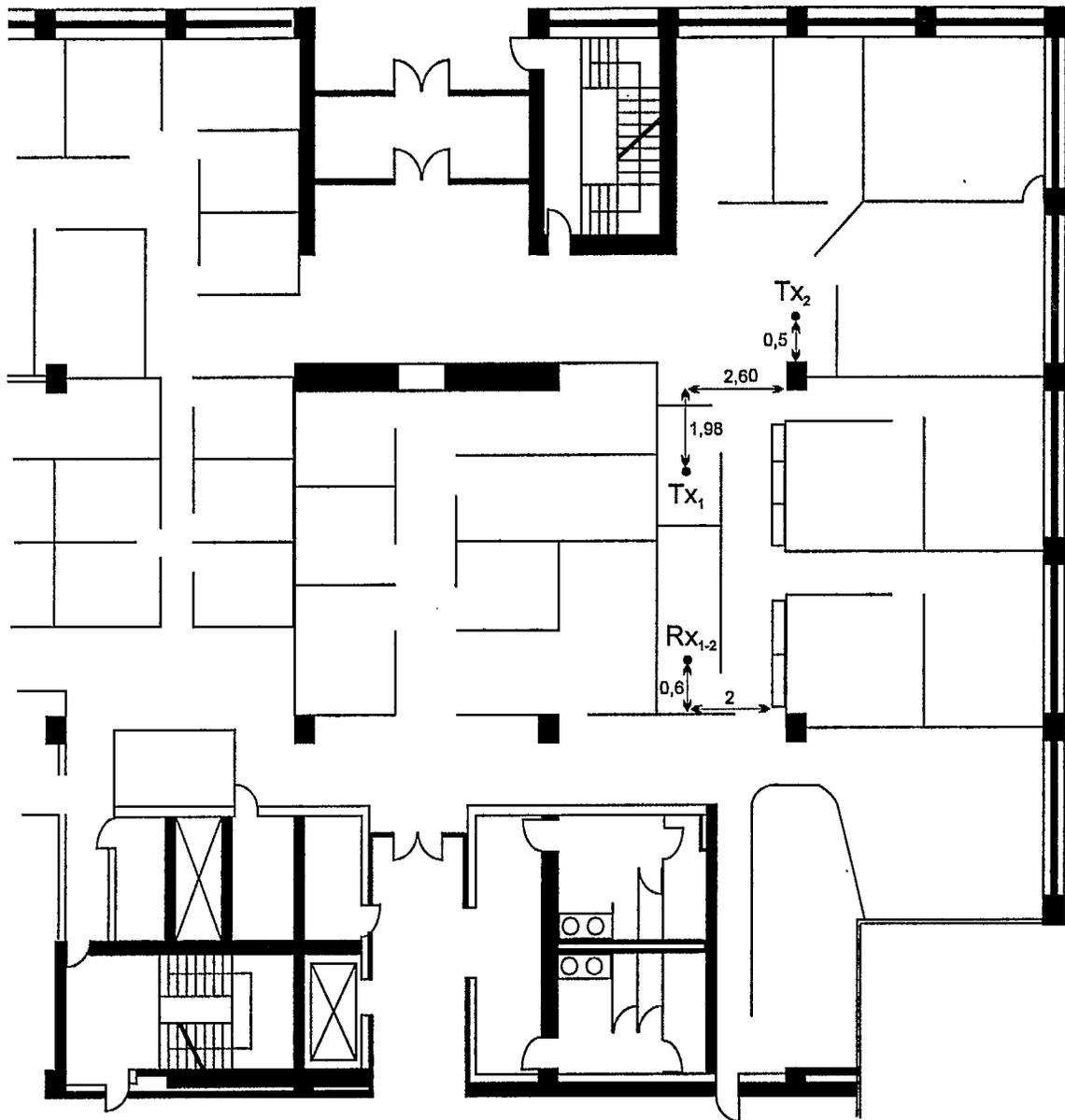
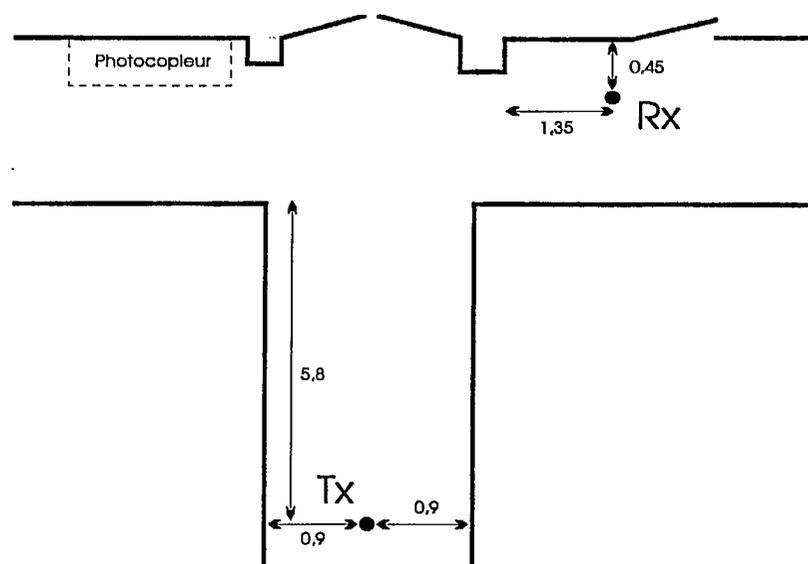


Figure 2.1 Schéma du local 2D au CRC et position du transmetteur et du récepteur pour les mesures à 950 MHz (note: les distances sont en mètres).

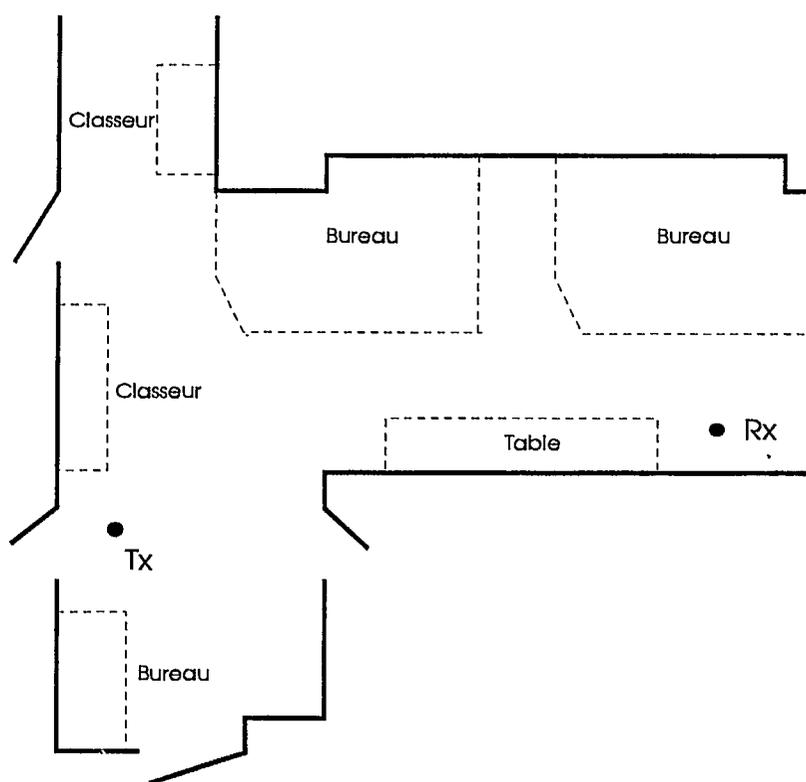
La longueur de la séquence pseudo-aléatoire est de 63 bits et est transmise à un taux de 40 Mb/s (résolution = 25 ns, $\Delta d = 7,5$ m). Les deux fichiers à ma disposition sont des fichiers de deux minutes dans un environnement où des gens circulent dans les corridors et espaces de bureaux. Une réponse impulsionnelle est mesurée à toutes les 0,01575 seconde. Chacune de ces réponses est échantillonnée à une période de 6,25 ns (160 MHz). Chaque fichier a donc

environ 7619 réponses complexes de 252 échantillons. Pour les deux fichiers, il n'y avait pas de composantes en ligne-de-vue entre le transmetteur et le récepteur.

Les mesures avec la porteuse à 40 GHz furent effectuées au troisième étage de l'édifice 2A et au premier étage de l'édifice 2B au CRC. Pour les mesures dans l'édifice 2A, les mesures du fichier *40h2a303.imp* ont été faites dans un couloir en forme de T. L'environnement pour les mesures dans l'édifice 2B contenu dans le fichier *402b1801.imp*, est une ouverture dans un couloir avec des bureaux de travail. La figure 2.2 illustre un croquis des deux endroits. Pour ces mesures, la fréquence porteuse était de 40 GHz avec la même séquence aléatoire et le même taux de transmission que pour les mesures à 950 MHz. Chaque fichier représente cinq minutes d'enregistrement du signal reçu et comprend donc environ 19 047 réponses de 252 échantillons complexes. Les taux d'échantillonnage sont les mêmes que pour les mesures à 950 MHz. Les fichiers sont sous format binaire et ont une dimension d'environ 18 Mo. Dans les deux cas, aucune composante en ligne-de-vue n'a été décelée entre le transmetteur et le récepteur.



a) Édifice 2A.



b) Édifice 2B.

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

2.4 Canaux radio HF et VHF

Pour le moment, je n'ai pas accès à des mesures dans la bande HF et VHF. Bill Moreland du CRC travaille actuellement à obtenir des mesures de réponses impulsionnelles pour un lien HF ionosphérique de ≈ 1300 km entre Sondrestrom au Groenland et Keflavik en Islande. Le point milieu de ce lien est situé dans la région boréale où les conditions de propagation sont particulièrement difficiles. Le processus de propagation ionosphérique n'est pas aussi simple que l'approche de tracé de rayon utilisée pour les canaux précédents. Le mécanisme de "réflexion" est en fait un processus de flexion graduelle de l'onde lors de son passage dans l'ionosphère. Le phénomène physique est relativement compliqué ce qui complique la caractérisation des canaux. Comme je n'ai pas de mesures, je n'élaborerai pas davantage sur le sujet pour le moment. Je couvrirai ce type de canaux dans le mémoire de thèse s'il y a lieu.

2.5 Technique de mesure

Les mesures de réponses impulsionnelles décrites aux sections 2.2 et 2.3, ont été effectuées en utilisant une technique de mesure à large bande. Plusieurs techniques permettent de réaliser de telles mesures [Par91]. La technique utilisée pour l'obtention des mesures mises à ma disposition est maintenant brièvement décrite.

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

$$E[n(t)n^*(t-\tau)] = R_n(\tau) = N_0\delta(\tau)$$

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

$$w(t) = \int h(\zeta)n(t-\zeta)d\zeta$$

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

$$\begin{aligned}
 E[w(t)n^*(t-\tau)] &= E\left[\int h(\zeta)n(t-\zeta)n^*(t-\tau)d\zeta\right] \\
 &= \int h(\zeta)R_n(\tau-\zeta)d\zeta \\
 &= N_0 h(\tau).
 \end{aligned}$$

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

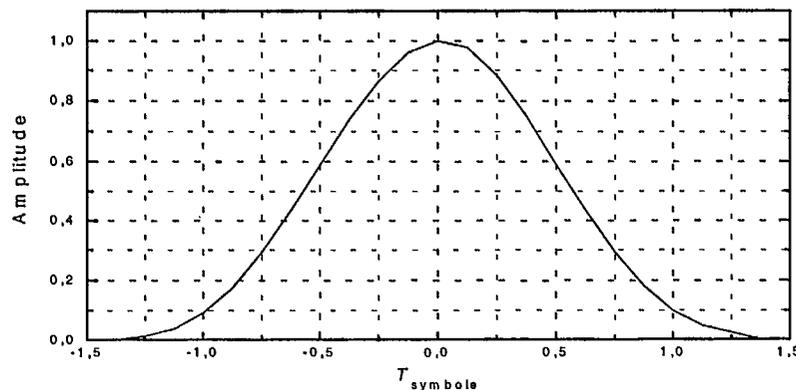


Figure 2.3 Sortie du corrélateur.

3

Analyse statistique

Les concepts et observations énoncés relativement à l'analyse statistique des réponses impulsionnelles au chapitre précédent, seront appliqués aux mesures mises à ma disposition. Avant de présenter les résultats, la prochaine section examine un exemple typique d'analyse de réponse impulsionnelle afin de préciser les méthodes de calcul. Les résultats généraux pour les quatre types de canaux étudiés permettront de mieux évaluer la tendance des propriétés statistiques des réponses impulsionnelles. Nous utiliserons ces résultats dans la dernière section de ce chapitre afin de proposer un modèle de canal stationnaire au sens large dans le temps, mais avec de la corrélation entre les multiples trajets. Ce modèle de canal devrait nous permettre d'étudier l'effet de la corrélation au récepteur et de proposer diverses façons d'y remédier.

3.1 Exemple d'analyse statistique de la réponse impulsionnelle

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

Typiquement le module d'une réponse impulsionnelle ressemble à la fonction illustrée à la figure 3.1. Cette réponse impulsionnelle est la première réponse du fichier de données

expérimentales *cc721.mat*¹⁶, soit $h(t_1; \tau_k)$, qui en compte 128 tel que mentionné au chapitre deux. L'échelle de délai τ a été ajustée afin d'éliminer le délai de propagation additionnel. On remarque qu'il y a un chevauchement évident d'impulsions dans cette réponse. Aussi, on peut voir l'effet de quantification pour les faibles valeurs de l'amplitude. Je suppose cette erreur de quantification comme étant négligeable. Pour caractériser une série de N réponses impulsionnelles, le profil de puissance $\rho(\tau_k)$ est estimé avec

$$\rho(\tau_k) \approx \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |h(t_n; \tau_k)|^2. \quad (3.1)$$

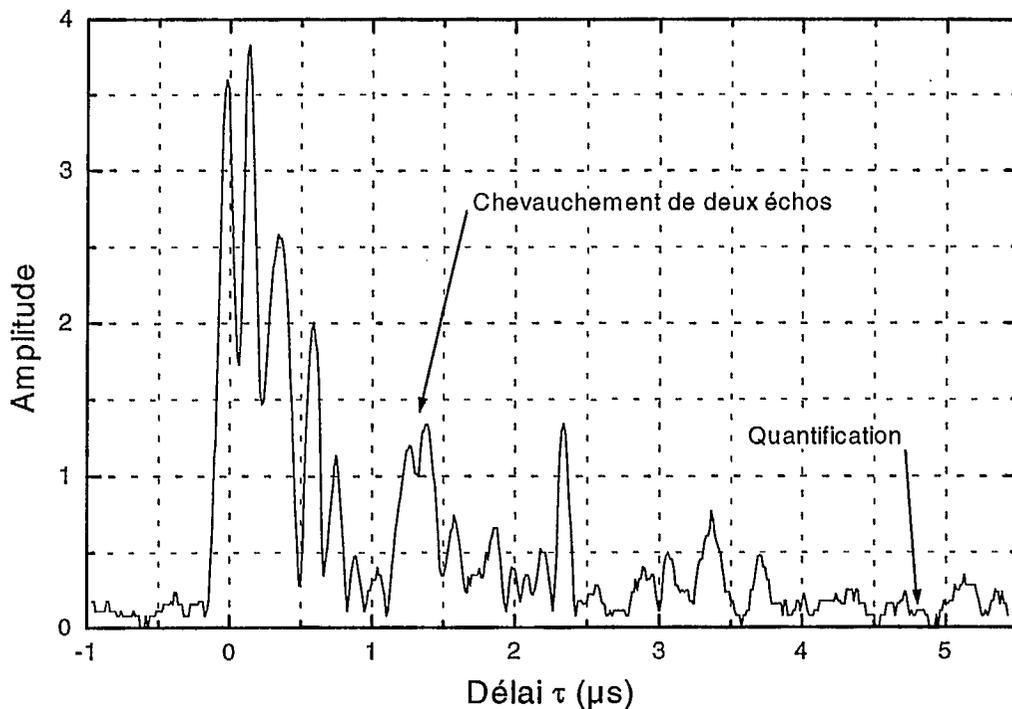


Figure 3.1 Réponse impulsionnelle typique.

La figure 3.2 montre le profil de puissance pour le fichier *cc721*. L'amplitude de la fonction est normalisée de façon à ce que le maximum soit à 0 dB. Ces mesures ont été prises en présence de bruit. Afin d'éviter que le bruit ne vienne perturber les résultats, un seuil minimal de -20 dB sert à éliminer la partie de la réponse qui ne contient pas d'énergie significative. Donc, les valeurs de la réponse impulsionnelle en dessous du seuil de -20 dB sont initialisées à zéro pour les calculs qui suivent. Le choix de -20 dB est subjectif, mais il

¹⁶Appelé *cc721* dans la suite de ce texte.

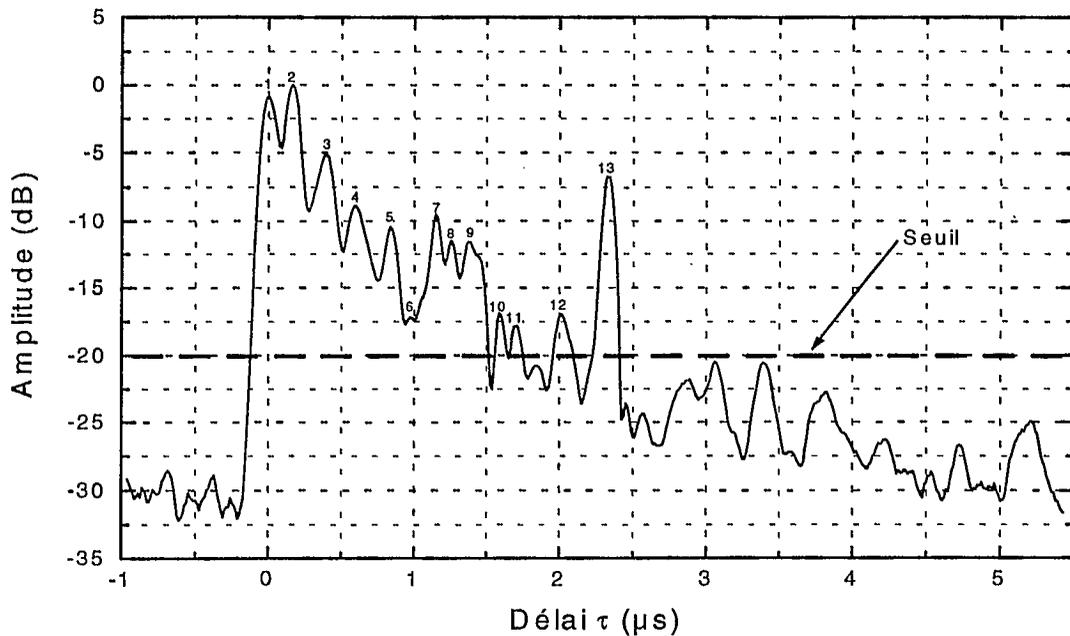


Figure 3.2 Profil de puissance pour le fichier cc721.

est à prévoir que pour une application donnée, le niveau de bruit ou d'interférence sera d'au moins -20 dB. Si tel n'est pas le cas, alors les présents résultats peuvent être régénérés pour un autre seuil. Le premier maximum au-dessus de -20 dB sert de référence pour la base de temps et un délai excédentaire de $0 \mu\text{s}$ lui est assigné. Une fois ces précisions établies, le délai moyen et le délai efficace sont calculés en utilisant les maxima et les définitions du chapitre deux. Pour ce fichier particulier, on trouve 13 maxima, un délai moyen $\bar{\tau} = 0.474 \mu\text{s}$ et un délai efficace $\tau_{\text{eff}} = 0.822 \mu\text{s}$. Maintenant, pour chacun des ces maxima associés à un délai, la répartition du module du gain complexe dans la dimension t peut être évaluée. Pour ce faire, on utilise un test statistique quadratique sur la fonction de répartition de probabilité [Agt86]. Ce test est basé sur une comparaison entre la fonction empirique de répartition de probabilité $F_n(x)$ et une fonction théorique de répartition de probabilité $F(x, \hat{\theta})$ dont les paramètres $\hat{\theta}$ sont estimés à partir des données expérimentales. Ce test calcule

$$W^2 = n \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ F_n(x) - F(x, \hat{\theta}) \right\}^2 \psi(x) dF(x, \hat{\theta}), \quad (3.2)$$

où n est le nombre d'échantillons indépendants et $\psi(x)$ est une fonction de pondération appropriée. Pour mes tests j'utiliserai $\psi(x) = 1$ ce qui correspond au test de Cramér-von Mises. Les détails du test sont décrits à l'appendice A. Trois fonctions de répartition

théoriques seront testées, soit les répartitions de Rayleigh, Rice et log-normale¹⁷. Pour le fichier cc721, les résultats sont indiqués ci-dessous.

Table 3.1 Fonction de répartition du module des gains complexes pour le fichier cc721.

Impulsion	Délai (μ s)	# points indépendants	Rayleigh	Rice (K_a dB)	log-normale
1	0.000	64	Oui	Oui (-1.6)	Non
2	0.163	64	Non	Oui (-4.1)	Non
3	0.388	64	Non	Oui (-3.9)	Non
4	0.588	64	Oui	Oui (2.5)	Oui
5	0.838	128	Non	Oui (1.6)	Non
6	0.975	128	Oui	Oui (1.1)	Non
7	1.150	64	Non	Oui (-2.6)	Non
8	1.250	64	Non	Oui (-7.8)	Non
9	1.375	128	Non	Oui (-4.1)	Non
10	1.588	128	Non	Oui (-6.1)	Non
11	1.700	64	Oui	Oui (-2.6)	Non
12	2.013	64	Oui	Oui (-2.0)	Non
13	2.338	64	Non	Oui (-13.9)	Oui

Pour ce fichier, on trouve que 5 amplitudes sont réparties selon une loi de Rayleigh, 13 suivent une loi de Rice, et 2 seulement s'apparentent à une loi log-normale. Le niveau de confiance pour le rejet d'une population pour ces résultats est de 95 %. Le facteur K_a pour la densité de probabilité de Rice est le rapport de la puissance de la partie aléatoire sur la puissance de la partie déterministique de l'enveloppe. Pour ces 13 maxima, il serait intéressant de vérifier le coefficient de corrélation r_{ij} entre chacun ces maxima. En utilisant la relation suivante

$$r_{ij} = \frac{E\left\{[a_i(t) - m_{a_i}][a_j(t) - m_{a_j}]^*\right\}}{\sqrt{\sigma_{a_i}^2 \sigma_{a_j}^2}}, \quad 1 \leq i, j \leq M \quad (3.3)$$

où m_{a_i} et $\sigma_{a_i}^2$ sont la moyenne et la variance du i -ème gain complexes $a_i(t)$, nous observons à la figure 3.3 qu'il existe un coefficient de corrélation significatif entre plusieurs des maxima. Le maximum du module du coefficient de corrélation est 0,793 entre les groupes 5 et 13, et le

¹⁷Je voudrais tester aussi la distribution de Nakagami, mais certaines données ne me sont pas disponibles pour le moment. À la lueur des résultats généraux, la distribution de Nakagami sera testée si nécessaire.

minimum est 0,02 entre les groupes 2 et 13. Toutefois, ces résultats peuvent donner une fausse impression, puisqu'à la détection, l'énergie des trajets correspondants est importante.

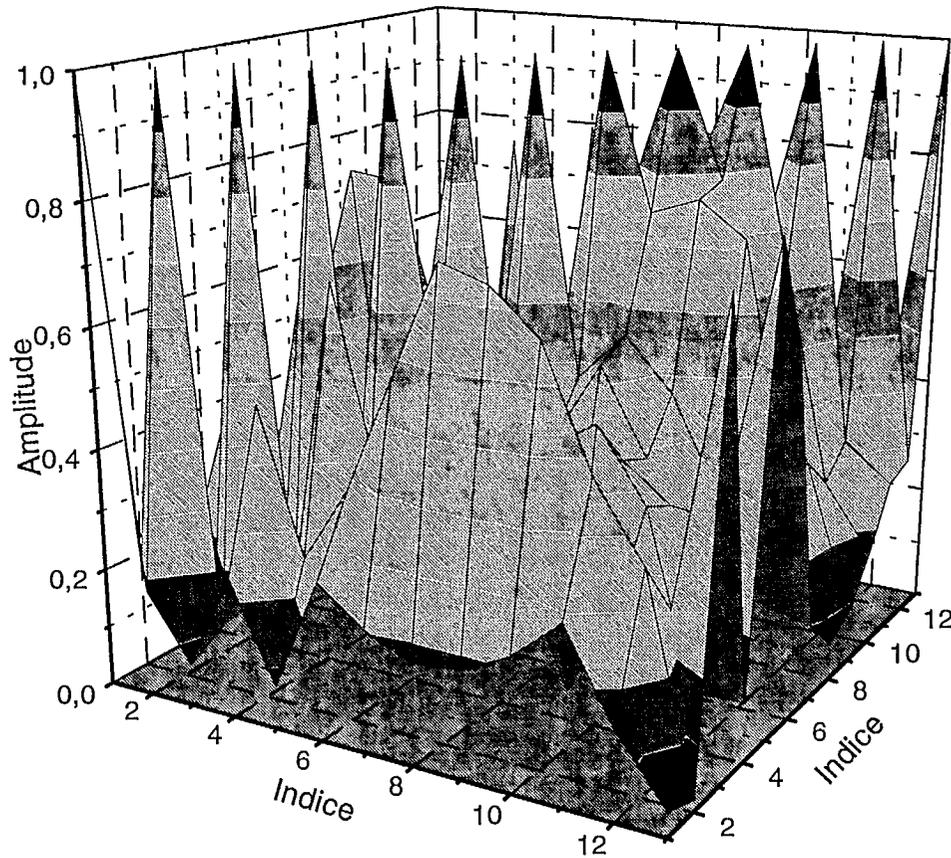


Figure 3.3 Coefficient de corrélation entre les 13 maxima du fichier cc721.

La fonction de dispersion $S_h(f; \tau)$ pour le fichier cc721 peut être estimée en utilisant la relation

$$S_h(f; \tau) \approx \left| \text{TDF}\{h(t_n; \tau_k)\} \Big|_{\tau_k} \right|^2. \quad (3.4)$$

Le module de la transformée est illustrée à la figure 3.4. On remarque clairement que la majorité des trajets arrivent par l'avant et l'arrière¹⁸ du véhicule et, que pour les délais courts, l'angle d'arrivée semble être plus diversifié que pour les grands délais où l'énergie provient

¹⁸Je rappelle que $f = \frac{v}{\lambda} \cos \theta$ avec θ l'angle entre l'axe transmetteur-récepteur et la direction du véhicule.

d'un angle en particulier. Il est à prévoir que, à un délai donné lorsque plusieurs ondes atteignent le récepteur avec des angles différents, ces mêmes signaux pourraient être séparés puisqu'ils sont probablement non-corrélés. Pour certains types de mesures ou d'applications où le mouvement est négligeable, la fonction de dispersion ne sera pas aussi révélatrice puisque l'énergie sera centrée aux alentours de 0 Hz.

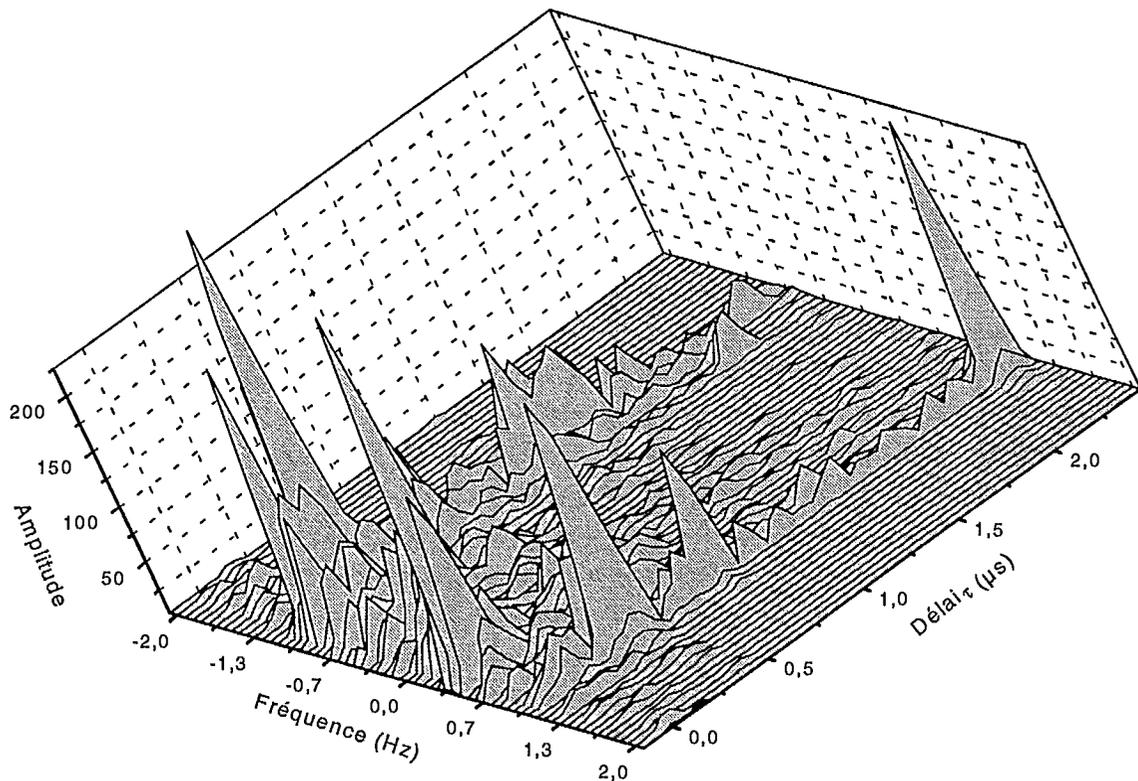


Figure 3.4 Module de la TDF en t pour le fichier cc721.

L'hypothèse d'un canal stationnaire au sens large avec des réflecteurs non-corrélés équivaut à avoir une matrice d'autocorrélation \mathbf{R} diagonale. Cependant, nous venons de voir que les gains aux maxima du profil de puissance de la réponse impulsionnelle pour notre exemple étaient corrélés. Il est donc à prévoir que l'estimé de la matrice d'autocorrélation $\hat{\mathbf{R}}$ ne sera pas diagonale. Pour le fichier cc721, le module de la matrice de covariance est illustrée à la figure 3.5, et il est évident que cette matrice est loin d'être diagonale. En particulier, on remarque qu'il semble y avoir une corrélation entre les premiers trajets et les

trajets ayant un plus grand délai. Cette matrice est évidemment hermitienne. La diagonale de cette matrice est aussi le profil de puissance du délai¹⁹.

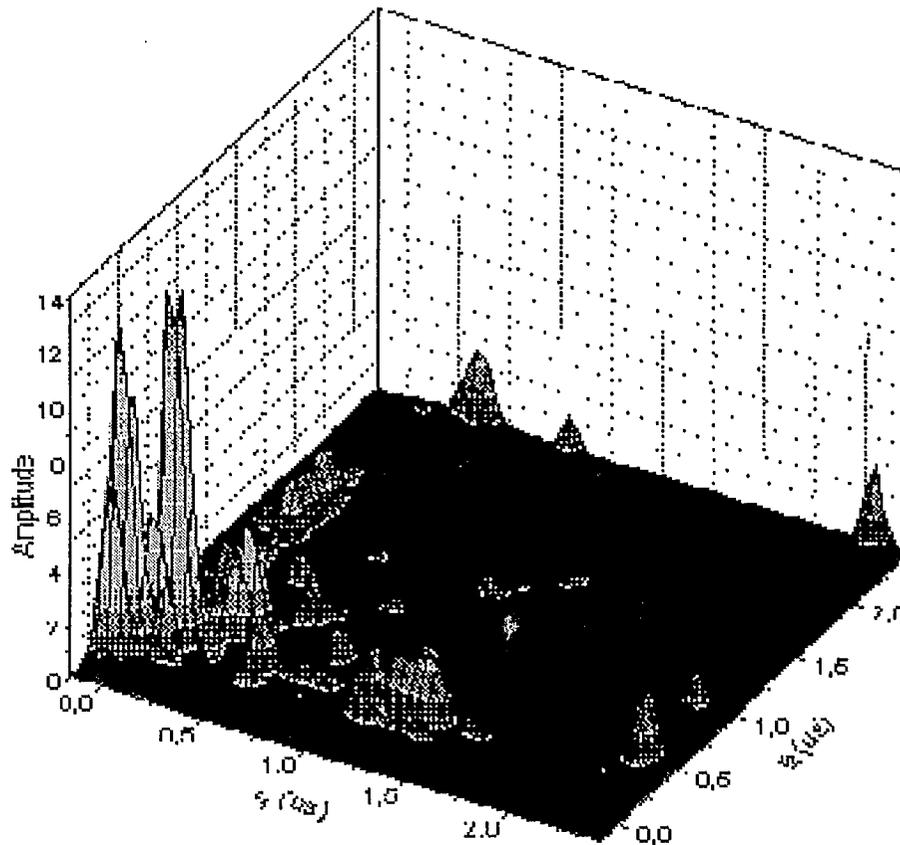


Figure 3.5 Module de la matrice de covariance pour le fichier cc721.

La matrice d'autocorrélation peut maintenant être utilisée pour estimer les valeurs et vecteurs propres. Pour le fichier cc721, nous obtenons 53 valeurs et vecteurs propres distincts à deux échantillons par symbole. Nous pouvons utiliser les valeurs propres pour déterminer le nombre de modes de propagation ou la dimension de l'espace signal-bruit, en utilisant les critères AIC et MDL. La figure 3.6 montre ces trois fonctions. L'amplitude des valeurs propres diminue rapidement sur l'échelle linéaire (et de façon constante lorsque qu'une échelle logarithmique est utilisée). On remarque qu'à l'indice $k=6$, l'amplitude des valeurs propres est environ 10 dB plus petite que la valeur propre la plus grande et que, 90 % de l'énergie est incluse dans les mêmes 6 premières valeurs propres. À titre d'information, je vais

¹⁹À la figure 3.2, le taux d'échantillonnage est de 8 échantillons/symbole alors que pour la matrice de covariance à la figure 3.5, le taux est de 2 échantillons/symbole.

enregistrer le nombre de valeurs propres qui contiennent au moins 90 % de l'énergie. Maintenant, si on examine les critères d'information théoriques, le minimum pour AIC et MDL sont de 40 et 37 respectivement. D'après ces critères, la dimension de l'espace signal-bruit serait donc de 40 et 37. Il semble improbable que l'énergie des valeurs propres ayant des indices supérieurs à 10, par exemple, ait une influence significative sur la représentation de la réponse impulsionnelle. Les deux critères AIC et MDL paraissent donc être très conservateurs dans leur estimé de la dimension de l'espace signal-bruit. Ces statistiques seront tout de même enregistrées afin d'avoir une évaluation plus globale de la dimension de cet espace. On remarque aussi qu'à partir d'un indice de $k = 30$, les critères sont à peu près plats, ce qui indique que les critères sont plutôt évasifs.

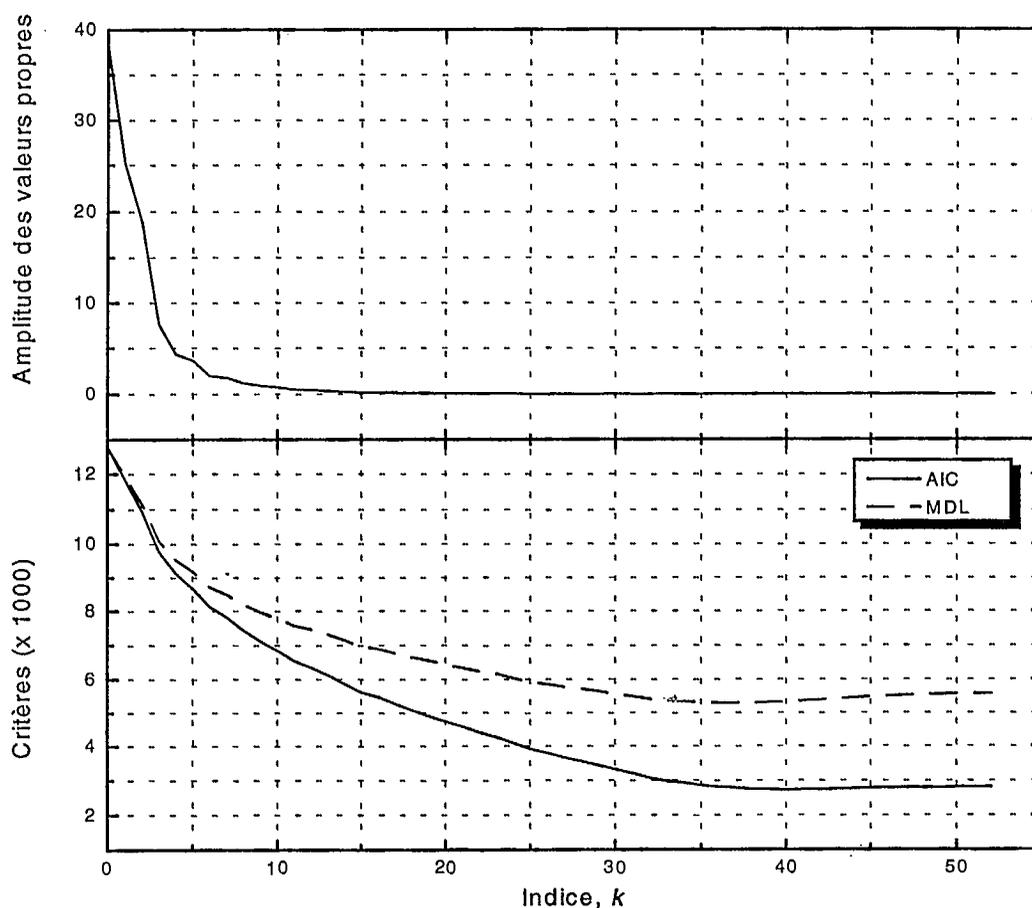


Figure 3.6 Valeurs propres et critères d'information théorique pour le fichier cc721.

Une fois les valeurs propres ayant le plus d'énergie sont déterminées, il serait intéressant d'examiner les vecteurs propres correspondants. Si par exemple, on prend les six

premiers vecteurs propres du fichier cc721, et qu'on les compare avec le profil de puissance, on se rend compte que les trajets sont effectivement corrélés. À la figure 3.7, il est assez évident que les deux premiers maxima sont le résultat de deux impulsions ayant une partie de leurs énergies concentrées dans la même valeur propre. Le premier vecteur propre semble aussi contenir la majeure partie de l'énergie entre les indices $k=25$ et $k=35$. Également, le troisième et le dernier maximum se retrouvent principalement dans le troisième vecteur propre. Le quatrième vecteur propre a une forme similaire au profil de puissance. Les vecteurs cinq et six commencent à avoir une forme qui ressemble à un vecteur de bruit. Du point de vue de la détection, il ne serait donc pas surprenant de conclure que seulement quelques vecteurs propres sont nécessaires pour obtenir de très bons résultats en terme d'énergie disponible. De plus, comme les vecteurs propres sont orthogonaux, l'énergie dans les autres dimensions est simplement perdue et ne nuit pas aux modes choisis.

D'autres observations intéressantes viennent compléter cette section. La projection des réponses impulsionnelles sur l'espace vectoriel donne les gains complexes orthogonaux des filtres propres complexes. Si l'on suppose que la structure du canal est stable pour une période de temps, le module au carré des gains complexes orthogonaux devient alors le poids de chacun des modes dans une combinaison optimale. Examinons maintenant ces gains orthogonaux. Les variables $\lambda_1 > \dots > \lambda_K$ et $\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_K$ sont les valeurs et vecteurs propres de la matrice d'autocorrélation \mathbf{R} . Définissons $\mathbf{V} = [\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_K]$ la matrice formée de l'ensemble des K vecteurs propres et Λ une matrice diagonal $K \times K$, ayant sur sa diagonale les valeurs propres $\lambda_1, \dots, \lambda_K$. La décomposition de \mathbf{R} s'exprime donc sous la forme

$$\hat{\mathbf{R}} = \mathbf{V}\Lambda\mathbf{V}^H. \quad (3.5)$$

Maintenant, si l'on projette \mathbf{h}_n sur l'espace vectoriel des vecteurs propres, on obtient un vecteur de gain complexes orthogonaux $\mathbf{g}_n = \mathbf{V}^H \mathbf{h}_n$. La matrice de covariance des vecteurs \mathbf{g}_n , \mathbf{G} est donnée par

$$\mathbf{G} \equiv E\{\mathbf{g}_n \mathbf{g}_n^H\} = \mathbf{V}^H \hat{\mathbf{R}} \mathbf{V} = \Lambda. \quad (3.6)$$

L'espérance du k -th gain complexe orthogonal est λ_k , c'est-à-dire $E\{g_{nk}\}_k = \lambda_k$, où $E\{\bullet\}_k$ signifie l'espérance à un k donné. Il serait intéressant de connaître la répartition de probabilité du module de ces gains complexes orthogonaux. Si les vecteurs \mathbf{h}_n sont composés d'éléments ayant une répartition normale, alors les gains complexes orthogonaux seront aussi normaux. J'élaborerai davantage sur ce point à la section 3.3. Pour le moment, la projection des réponses impulsionnelles sur les vecteurs \mathbf{c}_i est présentée à la figure 3.8, et la table 3.2 résume les tests sur sa fonction de répartition.

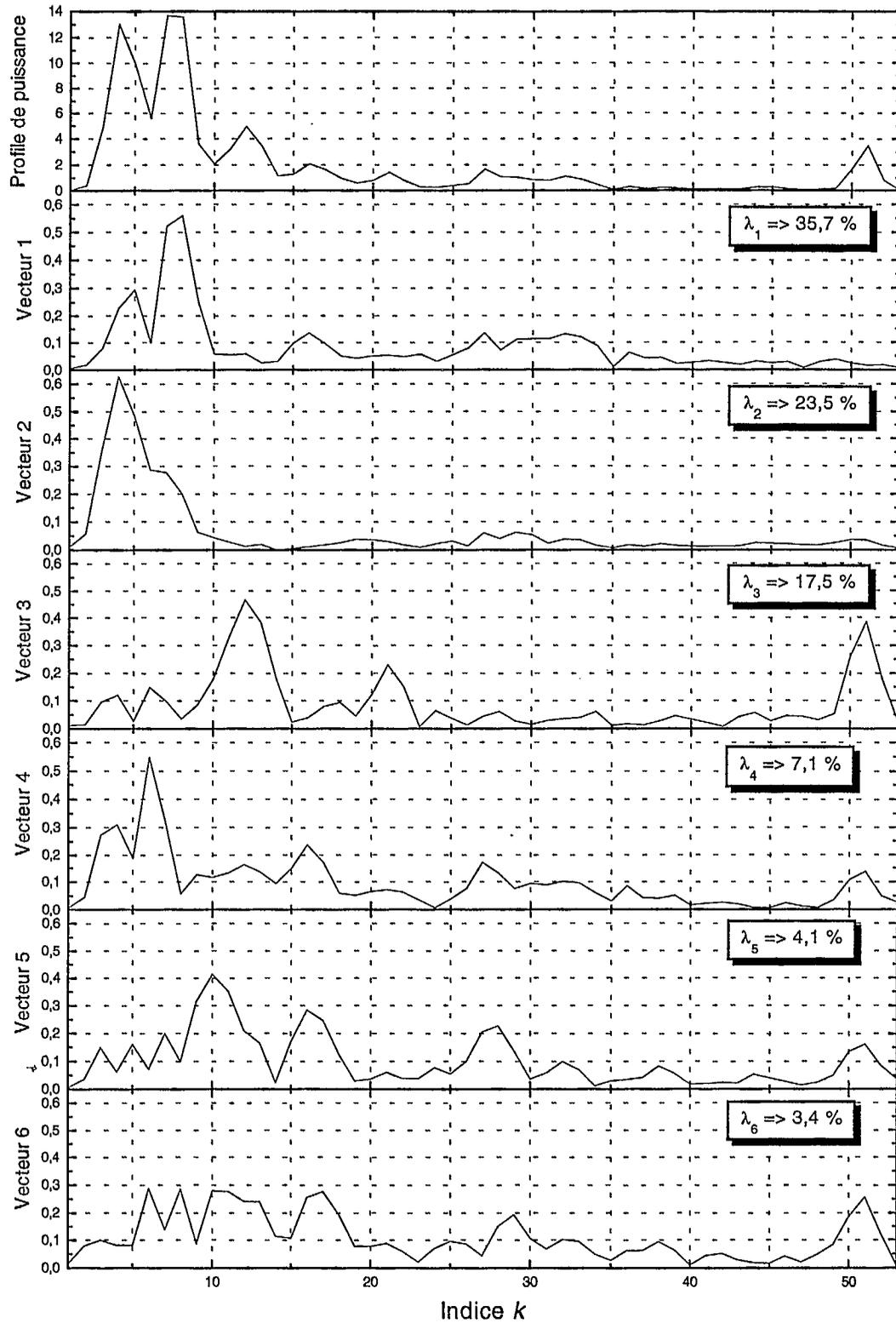
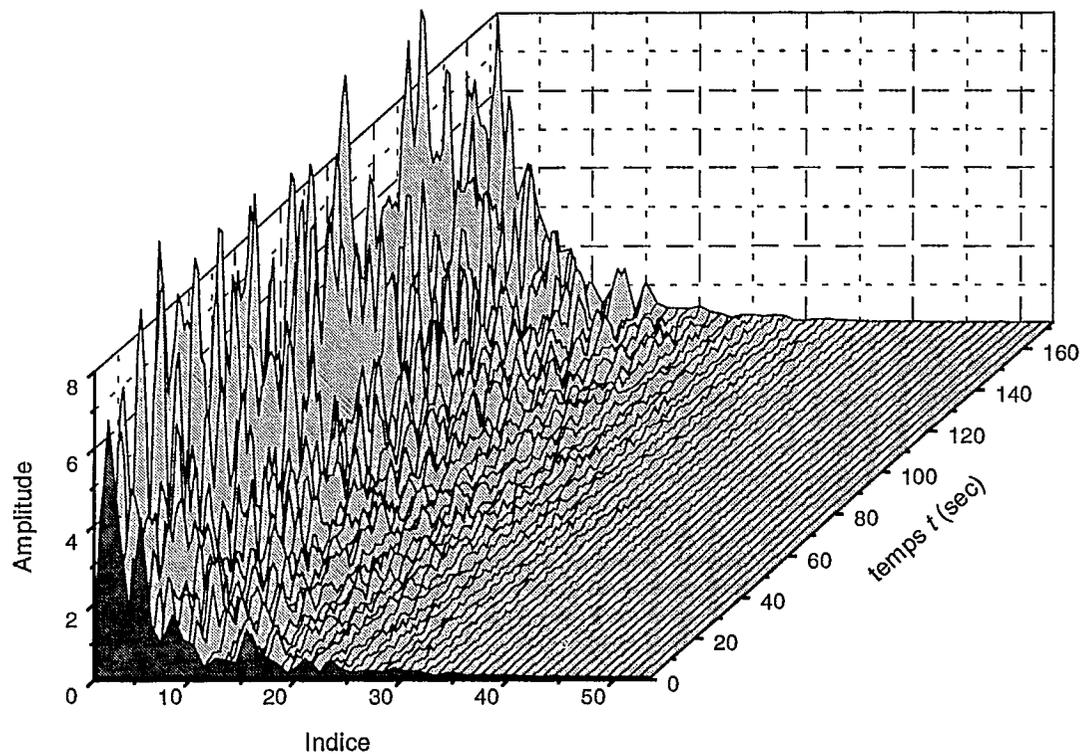


Figure 3.7 Profil de puissance et six premiers vecteurs propres pour le fichier cc721.

Table 3.2 Fonction de répartition du module des gains complexes orthogonaux pour cc721.

Gain normale	# points indépendants	Rayleigh	Rice (K_p dB)	log-
g_{n1}	64	Non	Oui (-6.2)	Non
g_{n2}	64	Oui	Oui (-1.0)	Non
g_{n3}	64	Non	Oui (-6.4)	Non
g_{n4}	64	Oui	Oui (-2.6)	Non
g_{n5}	64	Oui	Oui (-1.6)	Non
g_{n6}	64	Oui	Oui (1.9)	Oui

**Figure 3.8** Projection des réponses impulsionnelles de cc721 sur les vecteurs propres.

3.2 Résultats de l'analyse statistique

Les résultats pour les mesures décrites au chapitre deux seront maintenant présentés. Je ne montrerai ici que les résultats globaux. Pour voir les résultats par fichier, veuillez vous référer au supplément disponible sur demande.

3.2.1 Résultats pour canaux cellulaires conventionnels

Pour ce type de canaux, il y a quatre séries de fichiers. La table 3.3 ci-dessous montre qu'en générale, le nombre de crêtes, le délai moyen, le délai efficace et le délai maximum augmentent lorsqu'il y a absence de ligne de vue. Ces résultats ne sont pas surprenants. La répartition des amplitudes au maximum du profil de puissance suit majoritairement une répartition de Rice avec une forte tendance vers une répartition de Rayleigh lorsqu'il n'y a pas de ligne de vue. En présence de ligne de vue, la répartition de l'amplitude des gains complexes des crêtes s'éloigne de la répartition de Rayleigh. La répartition log-normale satisfait environ 40 % des amplitudes et semble plus approprié lorsqu'il y a ligne de vue. Le nombre de coefficients à deux échantillons par symbole est directement proportionnel à τ_{\max} et augmente donc lorsqu'il n'y a pas de ligne de vue. Le nombre moyen de valeurs propres est aussi étroitement relié à la présence de ligne de vue. Il est cependant intéressant de noter que ce nombre est relativement petit comparativement au nombre de coefficient. Les critères objectifs AIC et MDL semblent surestimer la dimension du sous-espace signal utile. L'observation présente à la figure 3.6 paraît donc se confirmer. Le point le plus important est peut-être la répartition moyenne de l'énergie selon les valeurs propres. La tendance à une diminution rapide de l'amplitude des valeurs propres se confirme. Lorsqu'il y a un plus grand nombre de crêtes, la diminution est moins prononcée mais tout de même présente. Également, l'observation de la figure 3.7 apparaît être généralisée. C'est-à-dire que les vecteurs propres correspondants aux valeurs propres les plus énergétiques contiennent une portion de l'énergie de plusieurs impulsions reçues. La matrice des gains complexes \mathbf{R}_a n'est donc sûrement pas diagonale. Lorsque la matrice covariance \mathbf{R} est estimée à partir de l'ensemble des réponses d'une série, on trouve que la matrice \mathbf{R} s'approche d'une forme diagonale. Par contre, la matrice \mathbf{R} d'un seul fichier est très rarement diagonale comme les résultats le montre. Donc la structure du canal est locale dans le temps et l'espace. La répartition des gains complexes orthogonaux²⁰ \mathbf{g}_n de la projection des réponses impulsionnelles sur l'espace propre tend davantage vers un modèle de Rayleigh. La

²⁰Ayant 90 % de l'énergie.

répartition log-normale perd de sa représentativité pour ces gains g_n . Une moyenne des modules des coefficients de corrélation donne un chiffre de l'ordre de 0,3 à 0,5. Bien que cette moyenne soit relativement basse, elle indique que les coefficients locaux peuvent être importants.

Table 3.3 Résultats pour canaux cellulaires conventionnels.

Paramètres	Série cc5xx	Série cc7xx	Série cc8xx	Série cc10xx
Ligne de vue	Non	Mixte	Non	Oui
# de réponses	6016	6528	5760	3840
# moyen de crêtes	6,4	5,7	13,2	2,97
$\bar{\tau}$ moyen (μs)	0,233	0,21	0,685	0,043
τ_{eff} moyen (μs)	0,361	0,345	0,884	0,137
τ_{max} moyen (μs)	1,49	1,293	2,55	0,656
Rayleigh (%)	73,7	61	69,5	31,5
Rice (%)	96	96,6	94,4	96,6
log-normale (%)	42,3	36,9	35	55
# coefficients	35,5	31,6	56,7	18,9
# 90 %	5	3,9	7,5	1,7
AIC moyen	26,9	23,3	40,2	14,5
MDL moyen	24,8	21,3	34,6	13,7
λ_1 (%)	54	63,3	43,4	89,33
λ_2 (%)	18,2	16,1	16,9	4,78
λ_3 (%)	9,3	7,5	10,5	2,54
λ_4 (%)	5,7	4,3	7,2	1,37
λ_5 (%)	3,6	2,6	5,1	0,76
g_n Rayleigh (%)	88,9	78,8	85,5	40
g_n Rice (%)	96,2	95,9	96,1	98
g_n log-normale (%)	32,8	25,7	32	60

3.2.2 Résultats pour canaux micro-cellulaires

Les résultats pour les quatre séries de fichiers pour ce type de canal sont présentés à la table 3.4. La tendance des résultats est sensiblement la même que pour les canaux cellulaires conventionnels. La présence d'une ligne de vue fait en sorte que le nombre de crêtes est très petit, et que par conséquent le canal n'est que très légèrement dispersif. L'élévation de l'antenne émettrice ne semble pas avoir de répercussions importantes sur les paramètres estimés. Le nombre de crêtes et de coefficients à 90 % est très similaire. Les critères d'information théorique ne sont pas très efficace non plus. Généralement, le signal provient d'un angle bien défini pour ce type de canal. Ceux-ci ne représentent donc pas un très grand intérêt pour le type de détection proposé ici. À noter finalement que pour l'élévation de 3,7 m, aucune des répartitions testées ne semble être acceptable pour modéliser les deux types de gains complexes $a_k(t)$ et g_n . La moyenne des modules des coefficients de corrélation donne des résultats similaires aux canaux conventionnels.

Table 3.4 Résultats pour canaux micro-cellulaires.

Paramètres	Élev. 3,7 m	Élev. 4,8 m	Élev. 6,5 m	Élev. 8,2 m
Ligne de vue	Oui	Oui	Oui	Oui
# de réponses	2304	2304	2304	2304
# moyen de crêtes	1,9	1,9	2,2	2
$\bar{\tau}$ moyen (μ s)	0,009	0,011	0,027	0,013
τ_{eff} moyen (μ s)	0,053	0,039	0,088	0,055
τ_{max} moyen (μ s)	0,325	0,231	0,465	0,346
Rayleigh (%)	25,7	35,3	35	35,1
Rice (%)	44,1	74,3	82,5	64,9
log-normale (%)	29,4	14,3	25	29,7
# coefficients	10,4	12,4	15,1	12,7
# 90 %	1,2	1,4	1,8	1,4
AIC moyen	8	9,6	11,4	9,1
MDL moyen	8,1	9,4	10,6	8,9
λ_1 (%)	92,8	91,8	86,9	92
λ_2 (%)	4,8	5	7,2	4,5

λ_3 (%)	1,7	2	3,2	2
λ_4 (%)	0,5	0,7	1,3	0,8
λ_5 (%)	0,2	0,3	0,6	0,3
g_n Rayleigh (%)	18,2	19,2	48,5	30,8
g_n Rice (%)	22,7	69,2	78,8	65,4
g_n log-normale (%)	0	15,4	12,1	23,1

3.2.3 Résultats pour régions montagneuses

Pour ce type de canaux, il y a quatre séries de fichiers dont les résultats sont cumulés à la table 3.5. Comme prévu, la durée moyenne des réponses impulsionnelles est beaucoup plus grande que pour les applications mobiles cellulaires. La répartition du module des $a_k(t)$ s'apparente bien à une répartition de Rice avec une forte tendance vers une répartition de Rayleigh. La répartition log-normale ne semble pas offrir une aussi bonne conformité de répartition. Le nombre de coefficients nécessaires pour représenter une réponse impulsionnelle est relativement grand, mais 90 % de l'énergie est concentrée dans un petit nombre de fonctions propres. Les résultats pour les critères AIC et MDL sont biaisés. Je rappelle que pour ces mesures, il n'y a que 26 réponses impulsionnelles par fichier. Nous avons donc un système où il y a plus d'inconnues que d'équations. Pour cette raison, la décomposition en valeurs propres n'est pas unique. De plus, comme seulement 26 valeurs propres sont non-nulles, les critères ne sont pas évalués sur K valeurs propres mais sur $26 < K$ valeurs propres. Le cas des systèmes indéterminés doit être étudié plus à fond. La diminution de l'amplitude des valeurs propres est toujours observée bien que le taux de décroissance soit un peu moins accentué. En particulier, la série copkt n'a que 67,5 % de l'énergie dans les 5 premières valeurs propres. Les gains orthogonaux g_n peuvent être décrits pas un processus normal à moyenne nulle dans la plupart des cas. Noter ici que le nombre de points disponibles pour effectuer le test est au maximum 26.

Table 3.5 Résultats pour régions montagneuses.

Paramètres	cobpt	copkt	covert	covldt
Ligne de vue	Non	Non	Mixte	Non
# de réponses	130	130	284	130
# moyen de crêtes	22,2	26,2	15,4	44

$\bar{\tau}$ moyen (μs)	6,255	2,466	0,751	4,287
τ_{eff} moyen (μs)	7,257	5,183	1,31	4,921
τ_{max} moyen (μs)	12,115	16,36	4,3	10,08
Rayleigh (%)	62,2	91,6	83,4	78,2
Rice (%)	98,2	90,8	98,2	97,3
log-normale (%)	82,9	64,1	63,9	70,9
# coefficients	251,8	336,8	95,5	211,4
# 90 %	6,2	12,2	6,6	8,4
AIC moyen	11,6	6,4	14	7,8
MDL moyen	10,6	2,6	9,91	5,4
λ_1 (%)	42,5	25,8	50,7	34,4
λ_2 (%)	19,6	15,9	15,1	21,4
λ_3 (%)	9,8	11,2	8	12,8
λ_4 (%)	7,5	8,1	6	9,1
λ_5 (%)	6,4	6,54	4,7	4,5
g_n Rayleigh (%)	67,7	82	79,2	85,7
g_n Rice (%)	93,6	90,2	97,2	100
g_n log-normale (%)	61,3	70,5	75	81

3.2.4 Résultats pour canaux intérieurs des édifices

Pour ce type de canal, il y a quatre séries de fichiers dont les résultats sont résumés à la table 3.6. Le nombre moyen de crêtes n'est pas tellement grand. La longueur des réponses impulsionnelles est beaucoup plus courte. La répartition des enveloppes est très près d'une répartition log-normale. Les résultats pour les critères AIC et MDL sont toujours relativement grands. Des résultats similaires ont été obtenus dans [TLo93]. On remarque aussi que 90 % de l'énergie est concentrée dans moins de 2 fonctions propres. Comme pour les autres mesures, la première valeur propre demeure significativement plus importante que les valeurs propres suivantes. Les gains orthogonaux g_n suivent à peu près la même tendance que le module des $a_k(t)$. La moyenne des modules des coefficients de corrélation donne également des résultats dans le même ordre de grandeur que pour les canaux cellulaires conventionnels. Pour illustrer la variation de la structure propre, la figure 3.9 montre le pourcentage du total de l'énergie pour les deux premières valeurs propres. Comme deux valeurs propres

représentent environ 98 % de l'énergie, on voit que la variation est symétrique par rapport à 50 %. Aussi, il n'y a pas toujours de lien direct entre le nombre de crêtes dans la réponse impulsionnelle et la variation de la structure propre.

Table 3.6 Résultats pour canaux à l'intérieurs des édifices.

Paramètres	dia05	dia07	b1801	h2a303
Ligne de vue	Non	Non	Non	Non
fréquence porteuse	950 MHz	950 MHz	40 GHz	40 GHz
# de réponses	7744	7744	19328	19328
# moyen de crêtes	4,08	3,3	2,1	3,8
$\bar{\tau}$ moyen (μs)	0,015	0,021	0,002	0,021
τ_{eff} moyen (μs)	0,029	0,035	0,01	0,033
τ_{max} moyen (μs)	0,123	0,121	0,056	0,147
Rayleigh (%)	14,8	16,1	6,6	9,2
Rice (%)	94,3	98,3	96,1	94
log-normale (%)	92,5	93,3	86,2	76,1
# coefficients	19,1	19,2	13,7	21,2
# 90 %	1,2	1,3	1,1	1,5
AIC moyen	11,5	11,9	6,5	14,2
MDL moyen	10	10	6	13
λ_1 (%)	94,8	92,1	96,4	87,9
λ_2 (%)	4,1	6,2	3,2	10,1
λ_3 (%)	0,7	1,2	0,3	1,3
λ_4 (%)	0,2	0,3	0,1	0,3
λ_5 (%)	0,1	0,1	0	0,1
g_n Rayleigh (%)	24,3	23,1	17,9	37,5
g_n Rice (%)	94,4	98,1	95,8	92,8
g_n log-normale (%)	92,4	89,1	85,5	69,9

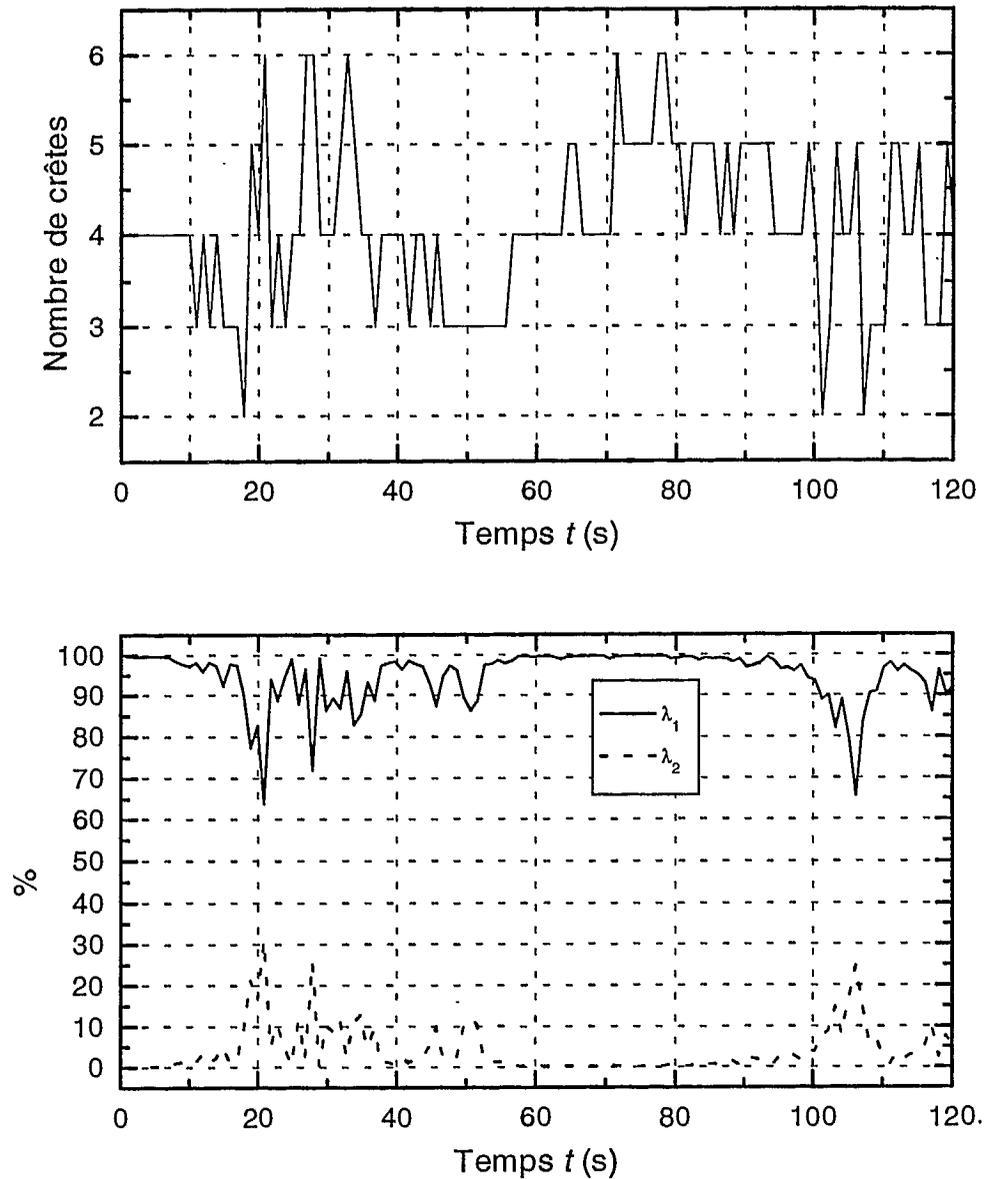


Figure 3.9 Variation de la structure propre pour le fichier dia05.

3.3 Nouveau modèle pour canaux sélectifs en fréquence avec évanouissement

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

Le point de départ est la matrice de covariance \mathbf{R} . À partir d'une définitions des τ_i , $1 \leq i \leq D$, de la forme du pulse au transmetteur et de la matrice de covariance des gains $a_i(t)$, on peut obtenir la matrice \mathbf{R} avec

$$\mathbf{R} = E\{\mathbf{h}_n \mathbf{h}_n^H\} = \mathbf{P} \mathbf{R}_a \mathbf{P}^T \quad (3.7)$$

où \mathbf{P} est la matrice présentée dans l'équation (2.12), et $\mathbf{h}_n = h(t_n; \tau_k) \Big|_{k=1, \dots, K}$. Toute l'information nécessaire à la construction de \mathbf{R} peut être obtenue à partir de mesures. Comme nous l'avons vu, \mathbf{R} peut être décomposé sous la forme $\mathbf{V} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^H$ où $\mathbf{\Lambda}$ est une matrice diagonale avec les valeurs propres λ_i sur cette diagonale, et \mathbf{V} est une matrice donc les colonnes sont les vecteurs propres associés aux valeurs propres. La matrice \mathbf{R} aura D valeurs propres non nulles. Ces D valeurs propres peuvent être utilisées pour générer les réponses impulsionnelles \mathbf{h}_n avec

$$\mathbf{h}_n = \mathbf{V} \mathbf{g}_n \quad (3.8)$$

où \mathbf{g}_n est un vecteur de longueur D , et $E\{g_{ni}\} = \lambda_i$. Les éléments du vecteur \mathbf{g}_n sont indépendants car $\mathbf{\Lambda}$ est diagonale. La répartition des éléments de \mathbf{g}_n est habituellement normale à moyenne nulle ou non, ou toute autre répartition selon les résultats d'une analyse. Si maintenant on imagine une série de N réponses impulsionnelles, alors on peut former une matrice \mathbf{H} comme suit

$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_N] = \mathbf{V} [\mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2, \dots, \mathbf{g}_N] = \mathbf{V} \mathbf{G}. \quad (3.9)$$

Si l'on définit la matrice $\mathbf{F} = [e^{j2\pi kn/N}]$ $0 \leq k, n \leq N-1$, comme étant la matrice de transformée de Fourier de dimension $(N \times N)$, alors

$$\mathbf{H} \mathbf{F} = \mathbf{V} \mathbf{G} \mathbf{F}. \quad (3.10)$$

Donc, le spectre à un délai donné peut être obtenu en générant des variables aléatoires indépendantes, suivit d'un filtre puis d'une transformation donnée par les vecteurs propres de l'espace signal. L'équation (3.10) en est une de synthèse. Le filtre des gains complexes orthogonaux peut être trouvé grâce à l'équation d'analyse suivante

$$\mathbf{G} \mathbf{F} = \mathbf{V}^H \mathbf{H} \mathbf{F}. \quad (3.11)$$

La forme du spectre de chacun des gains g_{nk} , $k = 1, \dots, K$ sera donc une combinaison des propriétés de la fonction de dispersion. Le modèle nécessite donc deux fonctions de deux dimensions, soit \mathbf{R} et $S_h(f; \tau)$, pour caractériser pleinement le canal. Un canal similaire, mais sans corrélation, fut présenté dernièrement dans [Fec93].

4

Conclusion

Avec les observations du chapitre un et les résultats du chapitre trois, nous pouvons émettre les remarques suivantes:

- 1) il existe un niveau de corrélation local dans le temps entre les trajets d'une réponse impulsionnelle,
- 2) l'amplitude des coefficients de corrélation est de l'ordre de 0,2 à 0,6 entre deux ou plusieurs trajets,
- 3) le phénomène de propagation peut être représenté par un petit nombre de fonctions propres,
- 4) la structure du canal varie plus ou moins rapidement dépendant de l'application.

L'hypothèse énoncée au chapitre 1 semble donc être confirmée. Bien sûr l'analyse effectuée n'est nullement exhaustive, mais pour les canaux analysés, il apparaît que pour une période donnée la structure du canal est stable dans le temps et qu'un niveau de corrélation existe entre les trajets. Sur une longue période, cette corrélation tend à disparaître, en moyenne. Les données de réponses impulsionnelles n'indiquent pas nécessairement la nature des canaux pour les applications étudiées. Mais lorsque de la dispersion est présente dans un canal, les résultats montrent que les quatre remarques plus haut s'appliquent.

Avec la confirmation de l'hypothèse énoncée au chapitre 1, plusieurs avenues s'ouvrent pour de futurs travaux de recherche. En voici quelques une:

- 1) raffinement du modèle de canal,
- 2) technique de détection du nombre de valeurs propres utiles,
- 3) étude des performances d'un système de communications,
- 4) technique pour estimer la réponse impulsionnelle,

5) développement d'algorithmes efficaces pour le traitement de signal.

Je me propose de compléter l'item 1) puisqu'il est pratiquement essentiel à la poursuite des travaux. J'entends aussi m'attaquer au deuxième point puisque les critères utilisés au chapitre trois sont beaucoup trop conservateurs pour être appliqués à la détection. Le point 3) devrait aussi faire partie de ma thèse puisque qu'il confirmera l'intérêt du nouveau modèle de canal du point de vue de la détection. J'espère être en mesure d'étudier un récepteur de type RAKE et un système où il y a présence d'interférence inter-symbole. L'item 4) est important mais une quantité appréciable de recherche a déjà été accomplie dans ce domaine, bien que le nouveau modèle de canal puisse générer un intérêt nouveau. Finalement, la partie 5) demandera certainement un effort appréciable que je fournirai si le temps le permet.

Appendices

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

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

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

2) estimer les paramètres statistiques $\hat{\theta}$ avec les données \mathbf{X} ,

3) calculer $F(x_i, \hat{\theta})$,

4) calculer W^2 avec (3.2),

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

En général, le seuil dépend de la taille de l'échantillon, de la répartition de la probabilité testée, des paramètres estimés, et de la méthode utilisée pour estimer ces paramètres. Dans la réalisation que j'ai utilisée, je ne calcule pas W^2 avec (3.2) mais en utilisant

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

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

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

$$\tilde{W}^2 = W^2(1 + 0, \xi n) \quad (\text{A.1})$$

où \tilde{W}^2 est la nouvelle statistique indépendante de n . Pour une variable normale nous avons la table suivante

Table A.1 Seuils fixes pour variables normales.

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

Donc si \tilde{W}^2 excède le seuil indiqué pour un α donné, la famille est rejetée. En fait, le seuil est la valeur asymptotique de W^2 corrigé par le nombre d'échantillons. Le programme de simulation utilisé a été testé sur une répartition de probabilité normale, et les équations suivantes avec leur seuil fixe sont

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

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

ce qui est très près de (A.1) et de la table ci-haut. J'ai simplement fait la même chose pour une variable de Rice. Les résultats sont présentés à la figure A2. Pour une variable de Rice, la procédure se résume comme suit:

- 1) estimer le facteur K_a ,
- 2) trouver le seuil à l'aide de la figure A1 (approximation par une fonction),
- 3) trouver la statistique modifiée en utilisant une fonction similaire à (A.1),
- 4) comparer la statistique modifiée au seuil.

Les fonctions utilisées en 3) dépendent de facteur K_a . J'élaborerai plus abondamment sur le test dans la thèse.

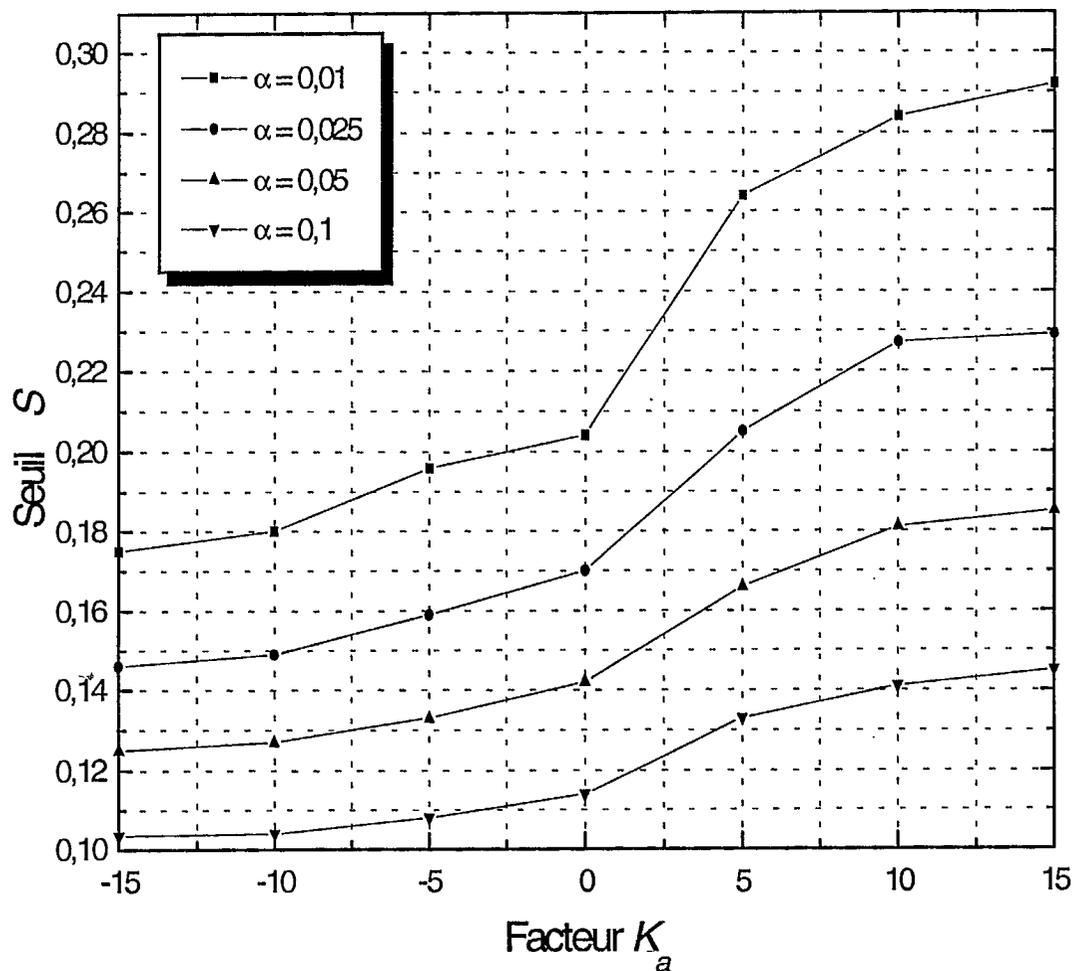


Figure A.1 Seuil pour variable de Rice en fonction du facteur K_a .

Références

- [Agt86] R.B. D'Agostino, et M.A. Stephens, Goodness-of-Fit Techniques, Marcel Dekker Inc., Chapitre 4, 1986.
- [Bar93] J.R. Barry, J.M. Kahn, W.J. Krause, E.A. Lee, et D.G. Messerschmitt, "Simulation of Multipath Impulse Response for Wireless Optical Channels," *IEEE Jour. Sel. Areas Commun.*, vol. 11, pp. 367-379, avril 93.
- [Baj85] A.S. Bajwa, "UHF Wideband Statistical Model and Simulation of Mobile Radio Multipath Propagation Effects," *IEE Proceedings*, Pt F, vol. 132, pp. 327-333, août 85.
- [Bel63] P.A. Bello, "Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels," *IEEE Trans. Commun. Syst.*, vol. 11, pp. 360-393, déc. 63.
- [Bra91] W.R. Braun, et U. Dersch, "A Physical Mobile Radio Channel Model," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 40, pp. 472-482, mai 91.
- [Brs85] A.M. Bruckstein, T.-J. Shan, et T. Kailath, "The Resolution of Overlapping Echos," *IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Processing*, vol. 33, pp. 1357-1367, déc. 85.
- [Bul89] R.J.C. Bultitude, et G.K. Bedal, "Propagation Characteristics on Microcellular Urban Mobile Radio Channels at 910 MHz," *IEEE Jour. Sel. Areas Commun.*, vol. 7, pp. 31-39, jan. 89.
- [Cox72] D.C. Cox, "Delay Doppler Characteristics of Multipath Propagation at 910 MHz in a Suburban Mobile Radio Environment," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 20, pp. 625-625, sept. 72.
- [Cox73] D.C. Cox, "910 MHz Urban Mobile Radio Propagation: Multipath Characteristics in New York City," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 21, pp. 1188-1194, nov. 73.
- [Cox75] D.C. Cox, "Distributions of Multipath Delay Spread and Average Delay for 910-MHz Urban Mobile Radio Paths," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 23, pp. 206-213, mars 75.

- [Cox75a] D.C. Cox, "Correlation Bandwidth and Delay Spread Multipath Propagation Statistics for 910-MHz Urban Mobile Radio Channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 23, pp. 1271-1280, nov. 75.
- [Drs91] P.F. Driessen, "Development of a Propagation Model in the 20-60 GHz Band for Wireless Indoor Communications," *Proc. IEEE Pacific Rim Conf. Communications, Computers, and Signal Processing*, pp. 59-62, 1991.
- [Fec93] S.A. Fechtel, "A Novel Approach to Modeling and Efficient Simulation of Frequency-Selective Fading Radio Channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 11, no. 3, pp. 422-431, Avril. 93.
- [God91] D.J. Goodman, "Trends in Cellular and Cordless Communications," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 29, pp. 31-40, juin 91.
- [Has93] H. Hashemi, "The Indoor Radio Propagation Channel," *Proceedings of the IEEE*, vol. 81, pp. 943-968, juil. 93.
- [Has93a] H. Hashemi, "Impulse Response Modeling of Indoor Radio Propagation Channels," *IEEE Jour. Sel. Areas Commun.*, vol. 11, pp. 967-978, sept. 93.
- [Hay91] S. Hatkin, "Adaptive Filter Theory," Second Edition, Prentice Hall, 1991.
- [Hoe92] P. Hoehner, "A Statistical Discrete-Time Model for the WSSUS Multipath Channel," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 41, pp. 461-468, nov. 92.
- [Ilt91] R.A. Iltis, et A.W. Fuxjaeger, "A Digital DS Spread-Spectrum Receiver with Joint Channel and Doppler Shift Estimation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 39, pp. 1255-1267, août 91.
- [Jaf88] A.G. Jaffer, "Maximum Likelihood Direction Finding of Stochastic Sources: A Separable Solution," *Proc. ICASSP*, pp. 2893-2896, 1989.
- [Kum83] R. Kumaresan, et D.W. Tufts, "Estimating the Angle of Arrival of Multiple Plane Waves," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 19, jan. 83.
- [Law56] D.N. Lawley, "Tests of Significance for the Latent Roots of Covariance and Correlation Matrices," *Biometrika*, vol. 43, pp. 128-136, 1956.
- [Lee82] W.C.Y. Lee, *Mobile Communications Engineering*, McGraw-Hill, 1982.
- [Mkd91] D. Molkar, "Review on Radio Propagation Into and Within Buildings," *IEE Proceedings Part H*, vol. 138, pp. 61-73, fév. 91.
- [Mor93] E. Moriyama, M. Mizuno, Y. Nagata, Y. Furuya, I. Kamiya, et S. Hattori, "2.6 GHz Band Multipath Characteristics Measurement in a Residential Area for Micro-cellular Systems," *42th IEEE Veh. Tech. Conf. Record*, vol. 1, pp. 423-426, 1992.
- [Nkg60] M. Nakagami, The m -distribution — A General Formula of Intensity Distribution of Rapid Fading," dans *Statistical Methods of Radio Wave Propagation*. Pengamon Press, 1960.
- [Par91] J.D. Parsons, D.A. Demery, et A.M.D. Turkmani, "Sounding Techniques for Wideband Mobile Radio Channels: A Review," *IEE Proceedings*, Pt I, vol. 138, pp. 327-333, oct. 91.

- [Prc58] J.N. Pierce, "Theoretical Diversity Improvement in Frequency-Shift Keying," *Proc. IRE*, vol. 46, pp. 903-910, mai 58.
- [Prk83] J.G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 1983.
- [Rap91] T.S. Rappaport, S.Y. Seidel, et K. Takamizawa, "Statistical Channel Impulse Response Models for Factory and Open Plan Building Radio Communication System Design," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 39, pp. 794-807, mai 91.
- [Sal87] A.A.M. Saleh, et R.A. Valenzuela, "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation," *IEEE Jour. Sel. Areas Commun.*, vol. 5, pp. 128-137, fév. 87.
- [Sch66] M. Schwartz, W.R. Bennett, et S. Stein, *Communication Systems and Techniques*, McGraw-Hill, 1966.
- [Stn87] S. Stein, "Fading Channel Issues in System Engineering," *IEEE Jour. Sel. Areas Commun.*, vol. 5, pp. 68-89, fév. 87.
- [Suz77] H. Suzuki, "A Statistical Model for Urban Radio Propagation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 25, pp. 673-680, juil. 77.
- [TL093] T. Lo, J. Litva, et H. Leung, "Estimating the Impulse Response of Indoor Radio Channels Using Signal Subspace Techniques," *IEE Proceedings*, Pt I, vol. 140, pp. 203-210, juin 93.
- [Tur72] G.L. Turin, F.D. Clapp, T.L. Johnston, S.B. Fine, et D. Lavry, "A Statistical Model of Urban Multipath Propagation," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 21, pp. 1-9, fév. 72.
- [Val92] S. Valaee, et P. Kabal, "Detection of the Number of Signals Using Predictive Stochastic Complexity," *Proc. ICASSP*, vol. 5, pp. 345-348, 1992.
- [Wan85] H. Wang, et M. Kaveh, "Coherent Signal Subspace Processing for the Detection and Estimation of Angles of Arrivals of Multiple WideBand Sources," *IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Processing*, vol. 33, pp. 823-837, août 85.
- [Wax85] M. Wax, et T. Kailath, "Detection of Signals by Information Theoretic Criteria," *IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Processing*, vol. 33, pp. 387-392, avril 85.
- [Wax91] M. Wax, "Detection and Localization of Multiple Sources Via the Stochastic Signals Model," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 39, pp. 2450-, avril 85.
- [Wec88] J.P. de Weck, P. Merki, et R.W. Lorenz, "Power Delay Profiles Measured in Mountainous Terrain," *38th IEEE Veh. Tech. Conf. Record*, vol. 1, pp. 105-112, 1988.
- [Won90] K.M. Wong, Q.-T. Zhang, J.P. Reilly, et P.C. Yip, "On Information Theoretic Criteria for Determining the Number of Signals in High Resolution Array Processing," *IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Processing*, vol. 38, pp. 1959-1971, nov. 90.
- [Yeg91] P. Yegani, et C.D. McGillem, "A Statistical Model for the Factory Channel", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 39, pp. 1445-1453, oct. 91.

-
- [Yip94] K.W. Yip, et T.S. Ng, "A Discrete-time Model for Communications over Fading Dispersive WSSUS Channels in the presence of Cochannel Interference," soumis en février 94 pour publication dans le *IEEE Trans on Commun.*
- [Zha86] L.C. Zhao, P.R. Krishnaiah, et Z.D. Bai, "On Detection of the Number of Signals in the Presence of White Noise," *Jour. Multivariate Anal.*, vol. 20, pp. 1-25, 1986.
-

