

Thèse

Présentée à

**L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE
(USTL)**

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR

Spécialité : Micro-ondes et microtechnologies

**Systemes de transmission sans fil
multi-émetteurs, multi-récepteurs
pour des applications transports.
Etude des modèles de canal de propagation.**

par Jean-François PARDONCHE

Soutenue le vendredi 13 février 2004

- Directeur : Patrick KENNIS, Professeur, Université de Lille 1.
- Co-encadrant : Marion BERBINEAU, Directrice de Recherche, INRETS-LEOST
Villeneuve d'Ascq.
- Rapporteurs : Jean-François DIOURIS, Professeur, Université de Nantes.
Jean-François HELARD, Professeur, INSA de Rennes.
- Membres : Martine LIENARD, Maître de conférences HDR, Université de Lille 1.
Christophe SEGUINOT, Maître de conférences, Université de Lille 1.
Atika RIVENCQ, Maître de conférences HDR, Université de
Valenciennes et du Hainaut Cambrésis.
Marc CHENU, Ingénieur de Recherche, THALES Communications,
Colombes.

Remerciements

Je remercie Patrick KENNIS, mon directeur de thèse, d'avoir accepté de diriger ce travail.

Je remercie chaleureusement Marion BERBINEAU pour son aide et son soutien, pour sa rigueur et sa persévérance. Je la remercie pour tout le temps passé et la somme de travail fournie. Merci pour toutes ses relectures et ses conseils. Elle a su rester patiente malgré des relations parfois tendues. Merci pour ses multiples encouragements.

Un grand merci à Christophe SEGUINOT pour sa disponibilité et sa gentillesse. Son aide et son soutien m'ont été d'un grand réconfort. Il a été l'initiateur de ce travail en m'accueillant, tout d'abord dans son équipe lors de mon stage de DEA, puis en m'encadrant durant toute cette thèse. C'est un peu à cause de lui tout ça !!! ☺

Merci également à Emmanuel DEBRAUWER, Jean-Pierre GHYS et Jean RIOULT pour leur aide et leurs conseils. Ils ont toujours été disponibles pour répondre à mes questions et pour m'aider à résoudre mes problèmes. Merci pour leur travail et leur compétence qui m'ont permis de mener à bien mes expérimentations.

Je souhaite remercier tout particulièrement Gérard MONIAK et Maria CHENNAOUI pour nos nombreuses discussions et nos échanges de point de vue. Je souhaite leur dire un grand merci pour leur aide concernant les expérimentations et les simulations ainsi que pour leur soutien.

Je remercie également Juliette MARAIS, Sébastien AMBELLOUIS et Charles TATKEU pour leurs conseils tout au long de cette thèse. Ils ont toujours eu une oreille attentive et j'ai toujours pu compter sur leur soutien à de multiples reprises.

Je tiens à remercier Jacques BAUDET et Daniel DEGARDIN du laboratoire TELICE pour leur disponibilité et pour tous les renseignements qu'ils m'ont donnés concernant leurs expérimentations et leur sondeur de canal.

Je remercie Yves DELIGNON et Laurent CLAVIER pour avoir répondu à mes nombreuses questions.

Merci à Amaury FLANCQUART pour nos nombreuses discussions (lui seul peut comprendre ☺). Merci également à Emmanuel LEAL, Thomas LECLERCQ et Sébastien LEFEBVRE pour leur gentillesse.

Merci aux stagiaires du LEOST et notamment Xavier LORGE qui ont égayé mes journées.

Je tiens également à remercier toutes les personnes du labo qui ont rendu mon séjour au LEOST agréable.

Je n'oublie pas les *Exporteur* pour leur soutien. Je les remercie de m'avoir empêché de devenir pilote de TGV ☺.

Merci à Marmottine pour TOUT.

Résumé

Le monde des transports constitue un acteur majeur du développement des nouvelles technologies de l'information et de la communication afin d'améliorer l'efficacité, les performances et la sécurité des déplacements en optimisant l'usage des infrastructures et en contribuant ainsi au développement durable. Certains de ces besoins demandent des liaisons bidirectionnelles haut débit et robustes. Les techniques « multi-émetteurs, multi-récepteurs » (MIMO : Multiple-Input, Multiple-Output) offrent de telles caractéristiques. Elles reposent sur l'utilisation conjointe d'un réseau d'antennes à l'émission et à la réception. Elles permettent une amélioration des débits ou de la robustesse sans augmenter les puissances d'émission et les bandes de fréquences allouées.

Les travaux présentés dans ce mémoire portent sur l'utilisation des techniques MIMO pour des applications dans les transports publics (autobus urbains ou métros). Notre travail de recherche s'est tout particulièrement orienté vers la connaissance et la modélisation du canal de propagation MIMO afin de disposer des outils adaptés lors de l'analyse des performances d'une chaîne de transmission MIMO.

Comparativement aux techniques SISO (Single-Input, Single-Output), les techniques multi-antennes exploitent la dimension spatiale du canal de propagation caractérisée par la corrélation spatiale. Dans le cas d'un système MIMO à N_T antennes d'émission et N_R antennes de réception, il est possible de mettre en évidence plusieurs canaux de propagation indépendants qui correspondent à des modes de propagation « propres » associés aux trajets des signaux entre l'émetteur et le récepteur. Le nombre de ces « modes propres » dépend du degré de corrélation entre les $N_T.N_R$ canaux SISO élémentaires. La pertinence d'un modèle de canal MIMO dépend donc de sa capacité à traduire le degré de corrélation dans le canal.

Différents types de modèles de canal MIMO sont présentés dans ce mémoire : les modèles déterministes et les modèles stochastiques. Nous insistons plus particulièrement sur les principes de construction des modèles stochastiques parce qu'ils ne demandent pas une description de l'environnement et qu'ils sont simples d'utilisation. Ils sont fondés sur le calcul de la corrélation dans le canal. Ces modèles de canal sont comparés à partir de mesures réalisées dans différents environnements, un tunnel de métro et deux environnements « indoor ». L'influence des différents environnements sur la capacité d'un canal MIMO est présentée. Il ressort de cette comparaison que les modèles qui décrivent le mieux le comportement du canal MIMO quel que soit l'environnement sont ceux qui reposent sur la matrice de covariance du canal qui permet de prendre en compte de façon intrinsèque à la fois la puissance et la phase des coefficients du canal.

La transmission d'un flux vidéo issu d'un système de vidéo surveillance à l'intérieur d'un bus vers un poste de contrôle distant est simulée sous Matlab. Les différents algorithmes implémentés sont décrits et nous rappelons leurs performances. Le meilleur modèle de canal identifié est appliqué sur des mesures réalisées en environnement semi-urbain. Nous montrons le gain apporté par les systèmes MIMO sur les débits ou la robustesse de la liaison sans fil et l'influence des caractéristiques du canal de propagation sur les performances.

Table des matières

REMERCIEMENTS	3
RESUME	4
ABSTRACT	5
TABLE DES MATIERES	6
TABLE DES FIGURES	10
LISTE DES TABLEAUX	14
LISTE DES ABREVIATIONS	16
LISTE DES NOTATIONS	18
INTRODUCTION GENERALE	20
CHAPITRE 1 : LES BESOINS DE TELECOMMUNICATION HAUT DEBIT ET ROBUSTE DANS LES TRANSPORTS TERRESTRES	23
1. INTRODUCTION	23
2. L'INFORMATION ET LA COMMUNICATION POUR QUELS BESOINS ?	24
3. LES DIFFERENTS STANDARDS DE TELECOMMUNICATION PAR RADIO	25
4. L'UTILISATION DES TELECOMMUNICATIONS PAR RADIO DANS LES TRANSPORTS	26
5. LES TRANSMISSIONS HAUT DEBIT DANS LES TRANSPORTS	27
6. VERS L'UTILISATION DES TECHNIQUES MULTI-EMETTEURS, MULTI-RECEPTEURS DANS LES TRANSPORTS	29
7. L'ETAT DES RECHERCHES SUR LES TECHNIQUES MIMO	30
7.1. Des antennes « intelligentes » aux techniques MIMO	30
7.2. Panorama des techniques MIMO	31
7.3. Connaissance et modélisation du canal de propagation MIMO	32
8. CONCLUSION	33
9. BIBLIOGRAPHIE	34
CHAPITRE 2 : MODELISATION DU CANAL DE PROPAGATION SISO ET MIMO	36
1. INTRODUCTION	36
2. LE CANAL DE PROPAGATION RADIO MOBILE	36
2.1. Variations lentes et rapides du signal	38
2.1.1. Les évanouissements lents ou à grande échelle	38
2.1.2. Les évanouissements rapides ou à petite échelle	39
2.2. Etalement des retards et bande de cohérence	40
2.2.1. Analyse dans le domaine temporel	40

2.2.2. Analyse dans le domaine fréquentiel : la bande de cohérence	41
2.3. <i>Étalement Doppler et temps de cohérence</i>	42
2.3.1. Effet Doppler	42
2.3.2. Temps de cohérence	43
3. REPRESENTATION MATHÉMATIQUE DU CANAL SISO	44
3.1. <i>Les fonctions de Bello</i>	44
3.1.1. Réponse impulsionnelle : $h(t, \tau)$	45
3.1.2. Fonction de transfert : $H(f, t)$	47
3.1.3. Fonction de dispersion retard-étalement Doppler : $S(\tau, f_d)$	47
3.1.4. Fonction d'étalement Doppler en sortie : $D(f, f_d)$	48
3.2. <i>Fonctions de corrélation du canal</i>	48
3.3. <i>Fonctions de corrélation simplifiées</i>	50
3.3.1. Stationnarité dans le domaine du temps	50
3.3.2. Stationnarité dans le domaine des fréquences	51
3.3.3. Canal stationnaire au sens large avec diffuseurs non corrélés	51
3.4. <i>Corrélation spatiale</i>	52
4. REPRESENTATION MATHÉMATIQUE DU CANAL MIMO	55
4.1. <i>Représentation mathématique classique</i>	55
4.2. <i>Décomposition en canaux « propres »</i>	57
4.3. <i>Capacité d'un canal MIMO</i>	59
4.3.1. Définition générale	59
4.3.2. Capacité instantanée	60
4.3.3. Capacité moyenne	61
4.3.4. Capacité de coupure (« outage capacity »)	61
4.3.5. Capacité en fonction des valeurs singulières	63
4.4. <i>Influence de la corrélation du canal sur la capacité</i>	64
4.4.1. Les canaux corrélés de rang 1	65
4.4.2. Les canaux corrélés de rang maximal	65
4.4.3. Les canaux décorrelés de rang maximal	66
4.4.4. Les canaux décorrelés de rang 1	66
5. MODELES DE CANAL MIMO	66
5.1. <i>Présentation générale des différents types de modèles de canal MIMO</i>	67
5.1.1. Modèles déterministes	67
5.1.2. Modèles stochastiques	67
5.1.2.1. Modèles stochastiques géométriques	67
5.1.2.2. Modèles stochastiques	68
5.2. <i>Construction des modèles stochastiques à partir de la corrélation spatiale</i>	69
5.2.1. Définition des matrices de corrélation ou de covariance du canal	69
5.2.2. Définition des matrices de corrélation à l'émission et à la réception	70
5.2.3. Modèles de canal MIMO fondés sur la corrélation en puissance	71
5.2.4. Modèles fondés sur les propriétés statistiques de la matrice H	72
5.2.5. Modèles fondés sur la corrélation en émission et en réception	73
5.2.6. Modèles pour les environnements présentant un goulot d'étranglement	74
5.2.7. Désignation des modèles utilisés dans ce mémoire	74
5.3. <i>Modélisation du canal MIMO sélectif en fréquence</i>	75
6. CONCLUSION	76
7. BIBLIOGRAPHIE	78

CHAPITRE 3 : CARACTERISATION DU CANAL DE PROPAGATION MIMO 82

1. INTRODUCTION	82
2. LES TECHNIQUES DE MESURE.....	82
2.1. <i>Le sondeur de canal</i>	82
2.2. <i>L'analyseur de réseau</i>	85
3. LES CONFIGURATIONS DES MESURES	87
3.1. <i>L'environnement « tunnel »</i>	87
3.2. <i>L'environnement « indoor »</i>	89
4. DESCRIPTION DES MESURES.....	92
4.1 <i>Les mesures en « tunnel »</i>	92
4.2. <i>Les mesures « indoor »</i>	92
5. ANALYSE STATISTIQUE DES PARAMETRES CARACTERISTIQUES DU CANAL	94
5.1. <i>Détermination de l'étalement des retards</i>	94
5.2. <i>Bande de cohérence</i>	95
5.3. <i>Paramètres mesurés</i>	96
6. ANALYSE DES PARAMETRES CARACTERISTIQUES DU CANAL MIMO	97
6.1. <i>Détermination des trajets de propagation principaux</i>	97
6.2. <i>Détermination de la matrice de canal</i>	99
6.3. <i>Paramètres caractéristiques du canal de propagation MIMO</i>	100
6.3.1. <i>Distribution des coefficients des matrices de canal</i>	100
6.3.2. <i>Matrices de corrélation</i>	102
6.3.3. <i>Distribution des valeurs singulières des matrices de canal</i>	105
6.3.4. <i>Capacité</i>	107
7. MODELISATION DES CANAUX MIMO	108
7.1. <i>Comparaison des distributions des coefficients h_{ij} des matrices de canal</i>	109
7.2. <i>Comparaison des capacités</i>	111
7.3. <i>Synthèse</i>	113
8. CONCLUSION	113
9. BIBLIOGRAPHIE	116

CHAPITRE 4 : LIEN DE COMMUNICATION HAUT DEBIT ENTRE UN AUTOBUS ET UNE STATION DE CONTROLE DISTANTE 118

1. INTRODUCTION	118
2. ARCHITECTURE DE TRANSMISSION CHOISIE	119
3. CHAINE DE TRANSMISSION MIMO	120
3.1 <i>Bloc d'émission:</i>	120
3.1.1. <i>Codage</i>	120
3.1.2. <i>Modulation</i>	120
3.1.3. <i>Traitement MIMO à l'émission</i>	121
3.1.3.1. <i>Multiplexage spatial</i>	121
3.1.3.2. <i>Codage spatio-temporel</i>	121
3.2. <i>Canal de propagation</i>	122
3.3. <i>Bloc de réception</i>	122
3.3.1. <i>Traitement MIMO à la réception</i>	122
3.3.1.1. <i>Méthodes d'égalisation classiques</i>	122
3.3.1.2. <i>Algorithme VBLAST</i>	123
3.3.1.3. <i>Décodage spatio-temporel</i>	123
3.3.2. <i>Démodulation et décodage</i>	123
4. COMPARAISON DES ALGORITHMES	124
4.1. <i>Résultats de simulations</i>	125

4.2. <i>Bilan sur les systèmes MIMO</i>	126
4.2.1. Débit utile	126
4.2.2. Qualité de service ou TEB	127
4.2.3. Augmentation de la couverture radioélectrique	127
4.3. <i>Influence du canal réel</i>	128
5. APPLICATION A LA TRANSMISSION D'UNE SEQUENCE VIDEO	129
6. CONCLUSION ET PERSPECTIVES	132
7. BIBLIOGRAPHIE	135
CONCLUSION GENERALE.....	137
ANNEXE 1 : DISTRIBUTIONS DE GAUSS, DE RICE ET DE RAYLEIGH.....	142
1. DISTRIBUTION	142
1.1. <i>Gauss</i>	142
1.2. <i>Rice</i>	143
1.3. <i>Rayleigh</i>	143
2. GENERATION DES DISTRIBUTIONS SOUS MATLAB	144
ANNEXE 2 : NORMALISATION D'UN SYSTEME MIMO	146
1. NORMALISATION DU BRUIT.....	146
2. NORMALISATION DU SIGNAL EMIS	147
3. NORMALISATION DE LA MATRICE DE CANAL	147
4. DEFINITION DU RAPPORT SIGNAL A BRUIT MOYEN	148
ANNEXE 3 : NORMALISATION DES REPONSES IMPULSIONNELLES ET MODELISATION DES TRAJETS PRINCIPAUX.....	150
1. EXPRESSION DE LA REPONSE IMPULSIONNELLE MESUREE	150
2. NORMALISATION DE LA REPONSE IMPULSIONNELLE	151
3. RETARD ASSOCIE AUX TRAJETS PRINCIPAUX	154
4. AMPLITUDE COMPLEXE DES TRAJETS PRINCIPAUX.....	156
ANNEXE 4 : ENVIRONNEMENT « OUTDOOR ».....	158
1. L'ENVIRONNEMENT « OUTDOOR ».....	158
2. RESULTATS DES MESURES « OUTDOOR »	159
2.1. <i>Etalement des retards</i>	159
2.2. <i>Corrélation</i>	159
3. CARACTERISTIQUES DES ANTENNES	160
ANNEXE 5 : PUBLICATIONS	161

Table des figures

Figure 1.1 : Illustration d'un système MIMO	30
Figure 2.1 : Illustration des phénomènes de réflexion, diffraction et diffusion des trajets multiples.....	37
Figure 2.2 : Variations lentes et rapides en bande étroite.....	38
Figure 2.3 : Etalement des retards en présence de trajets multiples.....	40
Figure 2.4 : Evolution de la fonction de transfert pour un étalement des retards de 0.1 μ s et 1 μ s dans le cas de deux trajets de même amplitude	42
Figure 2.5 : Distribution des angles d'arrivée et spectre Doppler associé	43
Figure 2.6 : Relations entre les fonctions de Bello (TF : Transformée de Fourier, TF ⁻¹ : Transformée de Fourier inverse).....	45
Figure 2.7 : Relations entre les fonctions de corrélation du canal (TFD : Transformée de Fourier Double, TFD ⁻¹ : Transformée de Fourier inverse Double)	49
Figure 2.8 : Relations entre les fonctions de corrélation pour un canal WSSUS (TF : Transformée de Fourier, TF ⁻¹ : Transformée de Fourier inverse).....	52
Figure 2.9 : Réception des différents rayons arrivant sur deux antennes avec un angle moyen φ et un étalement angulaire de Δ	53
Figure 2.10 : Evolution du module du coefficient de corrélation en fonction de l'espacement entre deux antennes pour différents étalements angulaires Δ et un angle d'arrivée moyen φ nul	54
Figure 2.11 : Evolution du module du coefficient de corrélation en fonction de l'espacement entre deux antennes pour différents angles d'arrivée moyen φ et un étalement angulaire tel que $\Delta = 60^\circ$	54
Figure 2.12 : Illustration de la notation du canal MIMO en présence de plusieurs trajets principaux	56
Figure 2.13 : Représentation normalisée du canal MIMO adoptée.....	57
Figure 2.14 : Décomposition d'un canal de propagation MIMO en canaux indépendants par décomposition en valeurs singulières (à gauche : représentation classique en canaux corrélés, à droite : représentation en canaux découplés).....	58
Figure 2.15 : Fonctions de répartition cumulatives des capacités obtenues pour un canal de Rayleigh (N_T, N_R) pour un rapport signal sur bruit de 10 dB.....	62
Figure 2.16 : Modèles stochastiques géométriques d'un canal de propagation MIMO [Guguen, 03].....	68
Figure 3.1 : Schéma de principe du sondeur de canal	83
Figure 3.2 : Récepteur du sondeur de canal [Baudet, 98]	84
Figure 3.3 : Schéma définissant les paramètres S d'un quadripôle DUT (Device Under Test) en fonction des ondes incidentes et réfléchies à l'entrée et à la sortie [Ghys, 03]	86

Figure 3.4 : Schéma de principe de la mesure de réponse impulsionnelle à partir de l'analyseur de réseau.....	87
Figure 3.5 : Equipement de mesure sur la ligne HAXO.....	87
Figure 3.6 : Les deux configurations de mesure en tunnel.....	88
Figure 3.7 : Vue schématique de la configuration « hall ».....	89
Figure 3.8 : Position des émetteurs et des récepteurs dans le hall.....	89
Figure 3.9 : Vue schématique de la configuration « couloir ».....	90
Figure 3.10 : Position des récepteurs à l'entrée du couloir.....	90
Figure 3.11 : Position des émetteurs à l'extrémité du couloir.....	90
Figure 3.12 : Position «en ligne » des récepteurs.....	91
Figure 3.13 : Position « en rectangle » des récepteurs.....	91
Figure 3.14 : Position « en ligne » des émetteurs.....	91
Figure 3.15 : Schéma synoptique du banc de mesure d'un canal MIMO utilisant un analyseur de réseau.....	93
Figure 3.16 : Système de mesure des $N_T.N_R$ fonctions de transfert (émetteur à gauche et récepteur à droite).....	93
Figure 3.17 : Réponse impulsionnelle (en bleu) et son modèle à 5 trajets (en rouge).....	98
Figure 3.18 : Réponse impulsionnelle (en bleu) et son modèle à 15 trajets (en rouge).....	98
Figure 3.19 : CDF de l'enveloppe des coefficients de canal pour les configurations F1 et A2 en « tunnel ».....	101
Figure 3.20 : CDF de la phase des coefficients de canal pour les configurations F1 et A2 en « tunnel ».....	101
Figure 3.21 : CDF de l'enveloppe des coefficients de canal pour la configuration 1 dans le « hall » et la configuration E dans le « couloir » (antennes en ligne).....	101
Figure 3.22 : CDF de la phase des coefficients de canal pour la configuration 1 dans le « hall » et la configuration E dans le « couloir » (antennes en ligne).....	101
Figure 3.23 : Evolution des modules des coefficients de corrélation complexes à l'émission pour la configuration E dans le « couloir » (antennes en lignes).....	102
Figure 3.24 : Evolution des modules des coefficients de corrélation complexes à la réception pour la configuration E dans le « couloir » (antennes en lignes).....	102
Figure 3.25 : Evolution des modules des coefficients de corrélation complexes du canal pour la configuration E dans le « couloir » (antennes en lignes).....	103
Figure 3.26 : CDF de la 1 ^{ère} valeur singulière des matrices de canal pour les configurations F1 et A2 en « tunnel » (900 MHz).....	106
Figure 3.27 : CDF de la 1 ^{ère} valeur singulière des matrices de canal pour la configuration 1 dans le « hall » et la configuration E dans le « couloir » (5 GHz).....	106
Figure 3.28 : CDF de la 2 ^{ème} valeur singulière des matrices de canal pour les configurations F1 et A2 en « tunnel » (900 MHz).....	106
Figure 3.29 : CDF de la 2 ^{ème} valeur singulière des matrices de canal pour la configuration 1 dans le « hall » et la configuration E dans le « couloir » (5 GHz).....	106
Figure 3.30 : CDF de la 3 ^{ème} valeur singulière des matrices de canal pour les configurations F1 et A2 en « tunnel » (900 MHz).....	107
Figure 3.31 : CDF de la 3 ^{ème} valeur singulière des matrices de canal pour la configuration 1 dans le « hall » et la configuration E dans le « couloir » (5 GHz).....	107
Figure 3.32 : CDF de la 4 ^{ème} valeur singulière des matrices de canal pour les configurations F1 et A2 en « tunnel » (900 MHz).....	107
Figure 3.33 : CDF de la 4 ^{ème} valeur singulière des matrices de canal pour la configuration 1 dans le « hall » et la configuration E dans le « couloir » (5 GHz).....	107
Figure 3.34 : CDF de la capacité instantanée pour un SNR de 10 dB pour les configurations F1 et A2 en « tunnel » (900 MHz).....	108

Figure 3.35 : CDF de la capacité instantanée pour un SNR de 10 dB pour la configuration 1 dans le « hall » et la configuration E dans le « couloir » (5 GHz).....	108
Figure 3.36 : Capacité moyenne en fonction du SNR pour les configurations F1 et A2 en « tunnel » (900 MHz).....	108
Figure 3.37 : Capacité moyenne en fonction du SNR pour la configuration 1 dans le « hall » et la configuration E dans le « couloir » (5 GHz).....	108
Figure 3.38 : CDF de l'enveloppe des coefficients h_{ij} pour la configuration F1.....	110
Figure 3.39 : CDF de la phase des coefficients h_{ij} pour la configuration F1.....	110
Figure 3.40 : CDF de l'enveloppe des coefficients h_{ij} pour la configuration A2.....	110
Figure 3.41 : CDF de la phase des coefficients h_{ij} pour la configuration A2.....	110
Figure 3.42 : CDF de l'enveloppe des coefficients h_{ij} pour la configuration 1.....	111
Figure 3.43 : CDF de la phase des coefficients h_{ij} pour la configuration 1.....	111
Figure 3.44 : CDF de l'enveloppe des coefficients h_{ij} pour la configuration E.....	111
Figure 3.45 : CDF de la phase des coefficients h_{ij} pour la configuration E.....	111
Figure 3.46 : Evolution de la capacité moyenne du canal en fonction du SNR pour la configuration F1.....	112
Figure 3.47 : Evolution de la capacité moyenne du canal en fonction du SNR pour la configuration A2.....	112
Figure 3.48 : Evolution de la capacité moyenne du canal en fonction du SNR pour la configuration 1.....	113
Figure 3.49 : Evolution de la capacité moyenne du canal en fonction du SNR pour la configuration E.....	113
Figure 4.1 : Architecture de transmission pour l'autobus communicant.....	119
Figure 4.2 : Chaîne de simulation MIMO.....	120
Figure 4.3 Multiplexage spatial sur deux antennes.....	121
Figure 4.4 : Principe du VBLAST.....	123
Figure 4.5 : Taux d'erreurs en fonction du rapport signal sur bruit moyen par antenne de réception pour une modulation 4-QAM.....	126
Figure 4.6 : Facteur multiplicatif sur la portée en fonction du gain sur le rapport signal sur bruit.....	128
Figure 4.7 : TEB pour MS ZF.....	129
Figure 4.8 : TEB pour VBLAST.....	129
Figure 4.9 : TEB pour MS ML.....	129
Figure 4.10 : TEB pour SBTC.....	129
Figure 4.11 : Taux d'erreurs en fonction du rapport signal sur bruit pour plusieurs nombres d'émetteurs, avec et sans codage dans un environnement « outdoor ».....	130
Système MIMO (4,6).....	131
Figure 4.12 : Photogrammes correspondant à la transmission d'un flux vidéo codé H263 associé à un codage canal de rendement 1/2 et un entrelacement pseudo-aléatoire sur 500 bits pour un système SISO et un système MIMO (4,6).....	131
Figure A1.1: Densité de probabilité d'une loi Gaussienne de moyenne nulle et de variance unité.....	142
Figure A1.2 : Loi de Rayleigh ($K=0$) – Loi de Rice ($K\neq 0$) - Loi de Gauss ($K>10$).....	144
Figure A3.1 : Ensemble des réponses impulsionnelles échantillonnées mesurées.....	151
Figure A3.2 : Calcul de la valeur moyenne de chaque réponse impulsionnelle.....	152
Figure A3.3 : Evolution de la puissance du signal en fonction du temps ou de la distance... ..	152
Figure A3.4 : Suppression de l'atténuation à court terme par calcul de la moyenne glissante.....	152
Figure A3.5 : Evolution de l'atténuation $l(r).d(r)$ en fonction de la distance.....	153
Figure A3.6 : Ensemble des réponses impulsionnelles normalisées.....	154

Figure A3.7 : Réponses impulsionnelles normalisées et amplitude du profil moyen	154
Figure A3.8 : Annulation des valeurs se trouvant en dessous d'un seuil	155
Figure A3.9 : Calcul des différents retards (cas où $N_{trajets} = 3$)	156
Figure A3.10 : Calcul de l'amplitude des trajets (remarque : les deux graphiques ont des échelles différentes)	157
Figure A3.11 : Une réponse pulsionnelle (trait plein) et son modèle (trait pointillé)	157
Figure A4.1 : Vue schématique de la configuration « outdoor »	158
Figure A4.2 : Position des émetteurs et des récepteurs sur le parking	158
Figure A4.3 : Evolution de la capacité moyenne du canal en fonction du SNR dans l'environnement « outdoor » pour un système (6,6).....	160
Figure A4.4 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour les antennes de type monopole utilisées à l'émission.....	160
Figure A4.5 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour les antennes de type patch utilisées à la réception	160

Liste des tableaux

Tableau 1.1 : Rappel des débits maximaux des standards GSM et UMTS.....	26
Tableau 1.2 : Caractéristiques principales des standards actuels WLAN [Guguen, 03], [Bic, 03]	26
Tableau 1.3 : Principales techniques MIMO.....	32
Tableau 2.1 : Ordre de grandeur de l'étalement des retards pour les milieux de propagation usuels	41
Tableau 2.2: Temps symboles de quelques standards de télécommunication.....	41
Tableau 2.3 : Exemples de fréquence Doppler maximale (pour $\alpha=0$) de temps de cohérence et de débits minimaux associés.....	44
Tableau 2.4 : Modèle GSM « RA » (Rural Area) [3GPP, 25.943]	46
Tableau 2.5 : Modèle UMTS « canal A » [ETSI, 97]	46
Tableau 2.6 : Modèle BRAN « canal A »	47
Tableau 2.7 : Capacités de coupure, capacités médianes, capacités moyennes pour un canal de Rayleigh (N_T, N_R) pour un rapport signal sur bruit de 10 dB.....	63
Tableau 3.1: Résumé des configurations d'antennes pour les environnements « indoor ».....	90
Tableau 3.2 : Caractéristiques du sondeur de canal réalisé par le laboratoire TELICE	92
Tableau 3.3 : Caractéristiques statistiques de l'étalement des retards pour les configurations mesurées à l'INRETS et par le laboratoire TELICE	96
Tableau 3.4 : Statistiques des retards pour les modèles à 5 et 15 trajets.....	99
Tableau 3.5 : Valeurs minimales, maximales et moyennes du module des coefficients de corrélation du canal, à l'émission et à la réception pour l'environnement « tunnel »	103
Tableau 3.6 : Valeurs minimales, maximales et moyennes du module des coefficients de corrélation du canal, à l'émission et à la réception pour l'environnement « hall »	103
Tableau 3.7 : Valeurs minimales, maximales et moyennes du module des coefficients de corrélation du canal, à l'émission et à la réception pour l'environnement « couloir »	104
Tableau 3.8 : Erreur relative entre la matrice de corrélation du canal Γ_H et le produit de Kroneker des matrices de corrélation à la réception Γ_{RX} et à l'émission Γ_{TX} ..	105
Tableau 4.1 : Efficacité spectrale pour différents systèmes MIMO et pour plusieurs modulations.....	124
Tableau 4.2 : Gain de codage apporté par les systèmes MIMO par rapport au système SISO pour un taux d'erreurs binaires de 10^{-3}	127
Tableau A4.1 : Caractéristiques statistiques de l'étalement des retards pour la configuration « outdoor »	159

Tableau A4.2 : Valeurs minimales, maximales et moyennes du module des coefficients de corrélation du canal, à l'émission et à la réception dans l'environnement « outdoor »	159
---	-----

Liste des abréviations

BRAN :	Broadband Radio Access Network
CDMA :	Coded Division Multiple Access
CST :	Code Spatio-Temporel
DAB :	Digital Audio Broadcasting
DBLAST :	Diagonal Bell Laboratories Layered Space-Time
DCS :	Digital Cellular System
DLC :	Data Link Control
DVB :	Digital Video Broadcasting
EDGE :	Enhanced Data rates for GSM
ETSI :	European Telecommunications Standards Institute
FLMETS	Futur Land Mobile Telecommunication System
FM :	Frequency Modulation
FOMA	Freedom Of Mobile multimedia Access
GPRS :	General Packet Radio Service
GSM	Groupe Spécial Mobiles / Global System for Mobile communication
GSM-R :	Global System for Mobile communication - for Railways
HBLAST :	Horizontal Bell Laboratories Layered Space-Time
HIPERLAN :	High Performance Radio Local Area Network
IEEE :	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IES :	Interférence Entre Symboles
ISO :	International Standard Organization
LOS :	Line Of Sight
MAC :	Media Access Control
MIMO :	Multiple Input Multiple Output
ML :	Maximum Likelihood
MMSE :	Minimum Mean Square Error
MS :	Multiplexage Spatial
NLOS :	Non Line Of Sight
OFDM :	Orthogonal Frequency Division Multiplex
PHY :	PHYSique
PMR	Professional Mobile Radio
RDS :	Radio Data System
SISO :	Single Input Single Output
SNR :	Signal to Noise Ratio
STBC :	Space Time Block Coding
STTC :	Space Time Treillis Coding
SVD :	Singular Value Decomposition
TDD :	Time Division Duplex

TDMA :	Time Division Multiple Access
TETRA :	Trans European Trunked RADio
TIC :	Technologies de l'Information et de la Communication
UIT :	Union Internationale des Télécommunications
UHF :	Ultra High Frequency
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
US :	Uncorrelated Scattering
VBLAST :	Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time
VHF :	Very High Frequency
WiFi :	Wireless Fidelity
WLAN	Wireless Local Area Network
WCDMA :	Wideband Coded Division Multiple Access
WSS :	Wide Sense Stationary
2 RP :	Radiocommunications Professionnelles de 2 ^{ème} génération
3GPP :	3rd Generation Partnership Project
3 RP :	Radiocommunications Professionnelles de 3 ^{ème} génération
3 RD :	Radiocoms Données
ZF :	Zero Forcing

Liste des notations

Nomenclature

\mathbf{v}	vecteur
\mathbf{M}	matrice
p, P	valeur scalaire
\mathbf{m}_i	la $i^{\text{ième}}$ colonne de la matrice \mathbf{M}
$m_{ij}, \mathbf{M}(i,j)$	l'élément de \mathbf{M} se situant sur la $i^{\text{ième}}$ ligne et la $j^{\text{ième}}$ colonne

Algèbre

$(.)^H$	transposé hermitienne d'une matrice
$(.)^T$	transposé d'une matrice
$(.)^*$	conjugué d'une variable complexe
$(.)^+$	pseudo-inverse d'une matrice
$(.)^{-1}$	inverse d'une matrice
*	opération de convolution
\otimes	produit de Kronecker
\circ	produit terme à terme
$ x $	module du nombre complexe x ou valeur absolue du nombre réel x
$\ .\ $	norme euclidienne
$\ \mathbf{M}\ _F$	norme de Frobenius telle que $\ \mathbf{M}\ _F = \sqrt{\sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n m_{ij} ^2}$
$\log(.)$	logarithme à base 10
$\det(.)$	déterminant
$\text{trace}(.)$	trace d'une matrice
$\text{diag}(.)$	diagonale d'une matrice
$\min(.)$	minimum
$\text{vec}(.)$	vectorisation d'une matrice (empilement des colonnes)
\mathbf{I}_N	matrice identité de dimension N
$\mathbf{M}^{1/2}$	racine carré d'une matrice

Probabilité

$E[.]$	espérance
$\text{prob}(.)$	probabilité discrète
$CN(\mu, \sigma)$	distribution gaussienne complexe à symétrie circulaire de moyenne μ et de variance σ^2
$I(.)$	information mutuelle

Symboles

$\hat{\mathbf{A}}, \hat{\mathbf{a}}, \hat{a}$	estimation de \mathbf{A} , \mathbf{a} ou a
\mathbf{H}	matrice de canal normalisé
$\tilde{\mathbf{H}}$	matrice de canal non normalisée
$\mathbf{E}, \mathbf{e}, e$	notation relative à un signal émis
$\mathbf{R}, \mathbf{r}, r$	notation relatif à un signal reçu bruité
$\mathbf{B}, \mathbf{b}, b$	notation relative à un bruit
$\mathbf{S}, \mathbf{s}, s$	notation relative à un signal reçu non bruité
N_T	nombre d'antenne à l'émission
N_R	nombre d'antenne à la réception
λ_i	valeur propre de $\mathbf{M}\mathbf{M}^H$
$\lambda_i^{1/2}$	valeur singulière de \mathbf{M}
$\delta(t)$	impulsion de Dirac

Introduction générale

Nous vivons actuellement une époque où la communication et l'échange d'informations sont devenus des outils indispensables. Les évolutions majeures de la technologie contribuent à la généralisation de ces outils. Pour preuve, le nombre de téléphones mobiles en France atteint aujourd'hui 35 millions, le nombre d'abonnés Internet s'élève à près de 10 millions, les connexions Internet haut débit ADSL représentent la moitié des revenus Internet des opérateurs et les bornes d'accès WiFi se multiplient dans les lieux publics mais aussi dans les transports.

Le monde des transports constitue un acteur majeur du développement de ces nouvelles technologies de l'information et de la communication afin d'améliorer l'efficacité, les performances et la sécurité des déplacements en optimisant l'usage des infrastructures et en contribuant ainsi au développement durable. L'introduction des systèmes de transmissions dans le domaine des transports répond à trois types de besoins : offrir de nouveaux services à l'usage des clients, rendre plus sûres les tâches de conduite dans le monde routier et automatiser les circulations ferroviaires.

Les systèmes de communication, de localisation et de surveillance jouent aujourd'hui un rôle clef dans le domaine des transports. Des solutions génériques sont de plus en plus fréquemment exploitées. Cependant, les transports terrestres font encore largement appel à des solutions spécifiques et dédiées qui permettent de satisfaire les exigences de disponibilité, de débits et de robustesse du domaine des transports. Ainsi, il devient vital de trouver des solutions innovantes s'inspirant des technologies disponibles afin de répondre aux contraintes économiques fortes des transports.

Parmi les solutions technologiques qui répondent à des besoins de transmission haut débit robustes, un concept innovant est apparu il y a quelques années. Il s'agit des techniques « multi-émetteurs, multi-récepteurs », plus connues sous l'acronyme MIMO (Multiple-Input, Multiple-Output). Ces techniques reposent sur l'utilisation conjointe de réseaux d'antennes à l'émission et à la réception qui permettent une amélioration des débits ou de la robustesse sans augmenter les puissances d'émission et les bandes de fréquences allouées. Partant de ce constat, l'INRETS-LEOST s'est attaché à l'étude des potentialités des systèmes MIMO pour des applications dans les transports publics (autobus urbains ou métros). Des premiers résultats prometteurs ont été obtenus dans le cadre du projet européen ESCORT ((Enhanced diversity and space time coding for underground) du 5^{ème} PCRD (Programme Cadre de Recherche et Développement) achevé en décembre 2002. Les potentialités des systèmes multi-émetteurs, multi-récepteurs appliqués au système GSM-R (GSM-Railways) ont été démontrées lors des essais conduits sur des lignes de métro de la RATP. Le démonstrateur mis au point par Thalès Communication dans le cadre du projet a permis :

- de multiplier par 4 la capacité actuelle du GSM-R sur la base d'une transmission de type HSCSD (High Speed Circuit Switch Data) ou GPRS (Global Packet Radio System) en utilisant quatre antennes à l'émission et à la réception et des algorithmes ad hoc de codage spatio-temporel sans augmenter la bande allouée au système.
- d'augmenter la fiabilité et la qualité du lien radio en gagnant 6 dB sur le rapport signal sur bruit en réception.

Au regard de ces résultats, notre travail de recherche s'est tout particulièrement orienté vers la connaissance et la modélisation du canal de propagation MIMO, outil indispensable pour l'analyse des performances d'une chaîne de transmission.

Dans le premier chapitre de ce mémoire nous décrivons brièvement les principaux besoins conduisant au développement de l'information et de la communication dans les transports terrestres. Les différents standards de communication par radio existants sont présentés. Partant de cet état de l'art, nous proposons un panorama non exhaustif des applications de la radio dans le monde des transports fondées sur des systèmes génériques ou des systèmes dédiés. En particulier nous montrons l'évolution actuelle des besoins vers les transmissions haut-débit et la nécessité d'appliquer au monde des transports des solutions théoriques développées pour les télécommunications. Nous citons pour mémoire les pistes de recherche prometteuses afin d'améliorer le débit des transmissions et nous proposons un état de l'art des recherches sur les techniques MIMO et notamment les travaux relatifs à la modélisation des canaux. Cela permet de situer le travail présenté dans la suite du mémoire.

Dans le deuxième chapitre, nous abordons d'une part le problème de la modélisation du canal de propagation SISO (Single-Input, Single Output : système utilisant une antenne à l'émission et une antenne à la réception) et d'autre part le cas MIMO. Nous rappelons au préalable les caractéristiques principales du canal de propagation radio mobile et les perturbations induites sur le signal dans les domaines spatial, temporel et fréquentiel. Cette description nous conduit à proposer une représentation mathématique du canal à partir des fonctions de Bello et de leur fonction de corrélation. La notion de corrélation spatiale, importante pour les systèmes MIMO, est introduite. Deux représentations du canal MIMO sont données : la représentation classique et la représentation en « canaux propres ». Nous introduisons ensuite les différentes définitions de la capacité d'un canal MIMO et nous proposons une analyse de l'influence de la corrélation sur la capacité du canal. La dernière partie du chapitre traite le problème de la modélisation des canaux MIMO. Nous présentons les différents types de modèles existants puis nous insistons sur les principes de construction des modèles stochastiques que nous avons choisis de considérer dans ce mémoire.

La modélisation d'un canal de propagation repose sur la connaissance des paramètres caractéristiques de ce canal. Il s'agit en particulier dans le cas des canaux MIMO de la corrélation du canal. Le troisième chapitre décrit une méthode de modélisation du canal de propagation MIMO à partir de mesures réalisées dans différents environnements de propagation, un tunnel de métro et deux environnements « indoor » situés dans les locaux de l'INRETS Villeneuve d'Ascq. Deux techniques de mesure du canal sont tout d'abord présentées, l'une utilisant un sondeur de canal et l'autre un analyseur de réseau. Les configurations de mesures sont ensuite décrites. L'analyse des résultats expérimentaux permet de calculer les paramètres caractéristiques du canal et de comparer les différents environnements afin d'observer leurs influences notamment sur la capacité d'un canal MIMO. Les modèles de canal présentés dans le deuxième chapitre sont générés et comparés pour les

différents environnements afin de déterminer celui ou ceux qui représentent le plus fidèlement le comportement du canal réel.

Afin d'illustrer le gain apporté par les systèmes MIMO par rapport aux systèmes classiques SISO, le quatrième chapitre de ce mémoire est consacré à une application transport : la transmission d'un flux vidéo issu d'un système de vidéosurveillance à l'intérieur d'un bus vers un poste de contrôle distant. La simulation de cette application repose sur une chaîne de transmission MIMO développée sous MATLAB. Les différents algorithmes implémentés sont décrits et nous rappelons leurs performances. Le modèle de canal considéré est obtenu en appliquant directement le meilleur modèle identifié dans le troisième chapitre à des mesures réalisées en environnement semi-urbain. Nous montrons par les simulations le gain apporté par les systèmes MIMO sur les débits ou la robustesse de la liaison sans fil et l'influence des caractéristiques du canal de propagation. Ces résultats mettent en évidence l'intérêt des techniques MIMO afin de répondre aux besoins de transmission du domaine des transports routiers et ferroviaires. Ce constat nous conduit à proposer deux perspectives de recherche pour ce travail de thèse, l'une relative à la poursuite des investigations sur le canal de propagation MIMO, l'autre ayant pour but de réaliser une transmission réelle.

Chapitre 1 : Les besoins de télécommunication haut débit et robuste dans les transports terrestres

1. Introduction

Il existe une grande variété d'applications des Technologies de l'Information et de la Communication (TIC), indissociables des systèmes de communication, de localisation et de perception de l'environnement [LEOST, 01] dans les transports terrestres. Leurs développements s'inscrivent au cœur des démarches européennes, nationales et locales visant à développer les systèmes intelligents de transport, tant routiers que ferroviaires. Trois principales classes d'application peuvent être identifiées :

- les communications entre les véhicules et l'infrastructure (radio sol-train pour le contrôle-commande des circulations, radio 107,7 MHz des autoroutes, systèmes de télé-péage, alerte d'urgence des usagers, diffusion d'informations, télévidéosurveillance de l'intérieur des métros et des autobus...),
- les communications inter véhicules (radar anticollision coopératif, contrôleur d'allure intelligent, accostage automatique de rame de métro, télé-commande de locomotives de fret...),
- les communications intra véhicules (réseaux de communication embarqués, fusion de données pour l'assistance à la conduite, objets mobiles communicants embarqués...).

Le panorama des différents systèmes de transmission utilisés pour des applications routières ou ferroviaires est très large. Ces différentes technologies et les systèmes existants sont détaillés dans [Berbinau, 01] et [David, 01] respectivement dans le domaine des transports guidés et routiers. Les trois principales techniques utilisées sont : les communications sans fil ponctuelles de faible portée, les communications par couplage magnétique continu et les communications « longue distance » par radio incluant l'utilisation du spatial. Le spectre de fréquences exploité est très large. Il s'étend des très basses fréquences utilisées dans des équipements tels que les lignes bifilaires ou les boucles magnétiques, utilise la gamme des 76 GHz pour les applications de radar anticollision voire celle des 90 GHz pour les systèmes passifs de détection fondés sur la radiométrie millimétrique. Les fréquences de la gamme infrarouge et optique sont aussi largement utilisées en particulier dans le domaine routier.

2. L'information et la communication pour quels besoins ?

Les premières transmissions entre les véhicules et l'infrastructure sont apparues à la fin du XIX^e siècle dans le monde ferroviaire afin de répondre aux besoins de la sécurité des circulations. Avec le développement de l'électronique, de l'informatique et des télécommunications, les besoins en transmission se sont ensuite multipliés du fait de la complexité croissante des installations de contrôle-commande mais aussi afin :

- d'augmenter la sécurité des déplacements,
- d'optimiser l'usage des infrastructures existantes en fluidifiant le trafic,
- de réduire les coûts de fonctionnement et de maintenance,
- de réduire l'impact des transports sur l'environnement,
- d'offrir de nouveaux services à valeur ajoutée aux clients,
- de développer les usages multi-modaux,
- d'améliorer le niveau d'information et le sentiment de sécurité des passagers dans les transports publics.

La même tendance est observée pour les véhicules automobiles dans lesquels sont aujourd'hui implantés des systèmes aux fonctions diverses, conçus afin d'augmenter le confort et la sécurité des occupants (système de guidage, d'alerte et d'assistance à la conduite).

Les évolutions prodigieuses des techniques de communication et d'information et leur généralisation font naître de nouveaux besoins qui contribuent aux développements des télécommunications dans les transports terrestres. Aujourd'hui, les clients à bord d'un moyen de transport public (métro, autobus, train, avion) ou privé (véhicule automobile, camion) demandent que toutes les informations qu'ils ont pris l'habitude de recevoir en fixe dans la vie courante, professionnelle ou privée, leur soient délivrées même pendant leurs déplacements (téléphonie mobile, Internet mobile, services multimédias interactifs). Dans le même temps, afin de rendre les transports publics plus attractifs, plus fiables et plus sûrs, des besoins tels que la télé-vidéosurveillance des trains, des métros ou des autobus, la télé-surveillance et le télé-diagnostic des équipements embarqués sont apparus ces dernières années. Ces besoins nécessitent un lien de communication entre le véhicule et l'infrastructure autorisant des débits de transmission importants sans dégradation de l'information (au minimum 500 kbits/s pour une image de qualité).

Afin de satisfaire ces besoins de communication, il est séduisant de pouvoir utiliser des standards de communication existants et en particulier de réutiliser des infrastructures de communication grand public susceptibles de garantir la couverture radioélectrique nécessaire. Les différents acteurs des transports terrestres, opérateurs et industriels, s'appuient de plus en plus souvent sur des solutions technologiques génériques développées initialement dans le domaine des télécommunications pour des applications « grand public ».

3. Les différents standards de télécommunication par radio

La radio connaît aujourd'hui un essor considérable avec le développement de la radiodiffusion numérique, de la téléphonie sans fil terrestre ou satellite et des réseaux locaux haut débit sans fil et plus généralement du concept "d'objets mobiles communicants" et des réseaux ad hoc. Les différentes méthodes d'accès aux ressources radio ainsi que les évolutions des techniques de modulation, d'égalisation et de traitement d'antennes différencient les systèmes et standards européens ou internationaux.

Parmi les systèmes de communication par radio, quatre catégories peuvent être identifiées [Berbinau, 01] :

- **Les réseaux radio terrestres dédiés à la radio diffusion** : réseaux d'émetteurs FM publics ou propriétaires tels que les réseaux Autoroute FM, la radiodiffusion FM/RDS (Radio data System) et DAB/RDS (Digital Audio Broadcasting).
- **Les réseaux radio terrestres de type cellulaires TDMA, CDMA et TDD-CDMA**
 - Réseaux de type TDMA :**
 - o réseaux UIC analogiques 450 MHz, réseaux PMR (Professional Mobile Radio) de type analogique 2 RP (Radiocommunications Professionnelles de 2ème génération), numérique 3 RP (RP de 3ème génération) et 3 RD (Radiocoms Données), pour de la phonie et les données (400 MHz),
 - o TETRA, TETRAPOLE (400 MHz),
 - o GSM, GSM-R, DCS1800 (900 - 1800 MHz), les évolutions du GSM avec les services HSCSD et GPRS,
 - o DECT qui permet l'extension sans fil d'un réseau fixe.
 - Réseaux de type CDMA et TDD-CDMA :**
 - o IS 95 aux USA et les évolutions IS 136,
 - o évolution du GSM vers EDGE,
 - o système FOMA au Japon,
 - o futurs systèmes FLMTS et UMTS.
- **Les systèmes émergents et développés autour des applications boucle locale radio** : WLAN (Wireless Local Area Network) ou BRAN (Broadband Radio Network) :
 - o famille des normes IEEE 802.11 ou WiFi (802.11b, 802.11a, 802.11g), la norme WirelessMan 802.16,
 - o famille des standards HIPERLAN (HIPERLAN1, HIPERLAN2, HIPERACCESS et HIPERLINK),
 - o BLUETOOTH et Home RF.
- **Les systèmes de télécommunication par satellites [Maral, 02] :**
 - o services de radiodiffusion haut débit portés par des satellites géostationnaires tels que les services de WorldSpace avec les satellites Afristar, Ameristar et Asiarstar, les services S-DVB (Satellite Digital Video Broadcasting) avec le satellite ASTRA,

- services de télécommunications mobiles portés par des satellites géostationnaires tels que les services INMARSAT ou des satellites défilant de type LEO ou MEO (GLOBALSTAR, IRIDIUM, ICO et ELLIPSO).

Les tableaux 1.1 et 1.2 résument les principales caractéristiques de quelques-uns des systèmes standards disponibles pour des liaisons sans fil entre véhicules et infrastructure. Ces standards "grand public" répondent principalement à des connexions de type Internet ou à de la diffusion à haut débit. Ces services asymétriques sont axés sur la fourniture de débits importants dans le sens descendant de la liaison, et des débits faibles dans le sens montant, correspondant essentiellement à des requêtes. A contrario, la plupart des applications transports nécessitent des débits élevés sur le lien montant.

Caractéristiques	GSM-GPRS	UMTS
Fréquence	Bandes des 900 et 1800 MHz	Bande des 2 GHz
Débits max	164 kbits/s	144 kbits/s Rural ($v \leq 500$ km/h) 384 kbits/s Urbain ($v \leq 120$ km/h) 2 Mbits/s ($v \leq 10$ km/h)

Tableau 1.1 : Rappel des débits maximaux des standards GSM et UMTS

Caractéristiques	HIPERLAN2	802.11b	802.11a	802.11g	802.16
Bande	5 GHz	2,4 GHz	5 GHz	2,4 GHz	2 - 11 GHz
Débit brut max	54 Mbits/s	11 Mbits/s	54 Mbits/s	54 Mbits/s	70 Mbits/s
Débit net max	32 Mbits/s	5 Mbits/s	32 Mbits/s		
Mode physique	COFDM	DSSS CCK	COFDM	COFDM	Single Carrier OFDM
Nombre maximum de canaux	19	14	19	3	
Mode d'accès	TDMA/TDD	CSMA/CA	CSMA/CA	OFDM	TDMA, TDD, FDD
Couverture	30-100 m	30-60 m	30-100 m	30-100m	> 1 km
Infrastructure	Ethernet, IP, UMTS, Fire- Wire, PPP	Ethernet	Ethernet	Ethernet	Ethernet, IP, ATM

Tableau 1.2 : Caractéristiques principales des standards actuels WLAN [Guguen, 03], [Bic, 03]

4. L'utilisation des télécommunications par radio dans les transports

La radio est le moyen de communication qui se prête le mieux aux communications à moyenne ou longue distance entre véhicules et infrastructure. A ce jour, les gammes d'ondes les plus employées pour les applications transports sont :

- les ondes VHF dans la bande 70-88 MHz ou dans la bande 155-220 MHz,
- les ondes UHF dans la bande 420-470 MHz.

Ces ondes, par leurs caractéristiques de propagation, sont bien adaptées aux communications avec les mobiles. Le spectre VHF-UHF est aujourd'hui très occupé. Afin de répondre aux besoins mentionnés précédemment, la tendance actuelle est d'exploiter un spectre plus haut en

fréquence (gamme des 900 MHz voire même quelques GHz) afin d'élargir le nombre de canaux disponibles et d'autoriser des débits d'information plus élevés.

La plupart des flottes de véhicules (autobus, trains, métros, taxis, ambulances, pompiers, police, camions, etc...) sont aujourd'hui équipées de moyens de communication simples, de phonie et de données assez bas débit, de type GSM, 3RP, radio UIC ou satellitaires, pour satisfaire des besoins essentiellement liés à la sécurité, à la gestion de flotte et à la maintenance.

L'utilisation des systèmes de télé-vidéosurveillance est également en plein essor. Les effets dissuasifs et préventifs qui en découlent contribuent fortement à améliorer le sentiment de sécurité des clients et des agents [PRISMATICA, 03], [TESS, 03].

La mise en place de ces systèmes montre qu'il est nécessaire, en situation de crise, de disposer de débits de transmission utiles très importants. Dans le cas de métros complètement souterrains, des systèmes de transmission à large bande passante dédiés ont été spécifiquement développés. Citons notamment la mise en œuvre d'une transmission à étalement de spectre en espace libre, dans la gamme des 2,4 GHz, par la RATP et le développement du système IAGO [Berbineau, 01] pour le métro de Singapour, avec des débits utiles de l'ordre de 2 Mbits/s.

Dans le cas de systèmes opérationnels ou en cours de tests, dédiés à des flottes d'autobus, le lien de communication entre le véhicule et l'infrastructure s'appuie sur des standards existants. Citons à titre d'exemples :

- les systèmes AIGLE et ALTAÏR de la RATP [ESCORT, 01] qui utilisent un lien de communication de type radio professionnelle 3RP,
- les projets SECURBUS d'Integral Media à Belfort [SECURBUS, 02] et LOREIV à Marseille [David, 01] pour lesquels un réseau TETRA ou TETRAPOL doit être déployé,
- le projet de recherche TESS du réseau Terre et Espace [TESS, 03], dans ce cas un lien GSM-GPRS et un lien GLOBALSTAR sont testés.

L'ensemble des résultats disponibles sur ces expérimentations confirme que les débits offerts par les standards existants dans le sens véhicule vers infrastructure sont largement insuffisants si l'on veut transmettre de la vidéo de qualité.

5. Les transmissions haut débit dans les transports

Bien que la problématique des transmissions haut débit pour des applications transports terrestres ne soit pas un sujet récent à ce jour, aucune solution satisfaisante n'a été proposée. En outre, des contraintes spécifiques telles que la vitesse des mobiles, la robustesse du lien, les temps d'accès au réseau, les temps de réponse, sont autant de points qui ne sont pas pris en compte par les offres technologiques disponibles sur le marché.

Aujourd'hui les évolutions techniques des systèmes de télécommunication répondent principalement aux exigences suivantes :

- compléter et/ou suppléer les réseaux de communications fixes en offrant les mêmes services,
- optimiser l'accès à Internet,
- optimiser la réception multimédia de qualité,
- augmenter le trafic offert,
- augmenter les débits offerts,
- augmenter la robustesse,
- garantir la qualité de service,
- sécuriser les transmissions.

À titre d'exemple, citons les évolutions des standards HIPERLAN2 et IEEE 802.11, qui ont modifié leurs schémas de modulation et de codage afin d'autoriser les transmissions jusqu'à des débits de 54 Mbits/s. Cependant, ces débits sont atteints avec un niveau de protection des données extrêmement faible. Les protocoles de retransmission en cas d'erreur, développés pour des transmissions à l'intérieur de bâtiments, augmentent sensiblement les délais de transmission. Ils ne sont adaptés qu'à des vitesses très faibles (< 5 km/h), voire nulle. Il n'est pas prévu de gestion particulière des communications lors du passage d'un point de couverture à un autre (handover).

Signalons également le cas de l'UMTS qui annonce clairement une limitation des débits à 144 kbits/s pour des vitesses élevées et des débits de 2 Mbits/s sans protection des données dans des environnements "pico-cell", c'est-à-dire en général pour une vitesse très faible, voire nulle.

S'appuyant sur ce constat, les opérateurs de transport suscitent le développement de systèmes qui répondent aux besoins spécifiques du monde des transports terrestres. Cela induit un potentiel de recherche et développement très important, qui concerne :

- les aspects protocoles de transmission où des solutions doivent être trouvées afin de répondre aux spécificités des applications transports,
- l'augmentation des débits utiles, de la robustesse et de la qualité de la transmission, ce qui suppose d'appliquer des approches théoriques aux cas concrets et particuliers du monde des transports.

Le débit effectif d'un système de transmission dépend des mécanismes de contrôle d'accès au médium de transmission, des mécanismes de contrôle d'erreurs, de la modulation et de la puissance d'émission. La poursuite des hauts débits à partir d'architectures de systèmes existantes passe donc par l'optimisation, séparée ou conjointe, des mécanismes de la couche contrôle de la liaison (DLC, Data Link Control du modèle ISO) et du schéma de mise en forme du signal transmis de la couche physique (PHY, Physical layer) [Guguen, 03].

Les solutions implémentées dans les standards les plus récents afin d'augmenter les débits et la robustesse sont de trois types : l'étalement de spectre, les modulations multi-porteuses et les modulations numériques m-aires. Dans le monde des transports, c'est essentiellement la première solution qui a été envisagée jusqu'à aujourd'hui avec le développement de réseaux sans fil dédiés utilisant un lien radio à étalement de spectre [Berbineau, 03] :

- Matra International et le CEA-LETI ont développé un système de communication radio numérique pour des applications métro fondées sur des techniques d'étalement de spectre dites de 3^{ème} génération offrant des débits moyens de

64 kbits/s avec un très haut niveau de protection dans les gammes 2,45 GHz ou 5,8 GHz. Le système repose sur des modems à étalement de spectre connectés à un réseau fixe de type 802.3. Ce système a été testé sur site en 1999 pour la RATP et en juillet 2000 à New-York sur la Culver Line.

- Un système reposant sur des modems à étalement de spectre dans la bande des 5,8 GHz (modems ST2E) est envisagé pour la télécommande des motrices des trains hyper lourds et hyper longs et la commande électronique des freins pour les trains longs (projet FEBIS de la SNCF [Rail et Recherche, 03]).
- De tels modems ont été déployés dans le métro de Berlin et de Londres pour réaliser de la transmission vidéo en tunnel.
- Des essais de transmission courte portée (200 m) via des cartes WiFi ont été réalisés entre deux véhicules dans le cadre du projet ROUVECOM (ROUte VEhicule COMmunicants) [Gransart, 03].

6. Vers l'utilisation des techniques multi-émetteurs, multi-récepteurs dans les transports

Dans le monde des télécommunications, plusieurs pistes de recherche prometteuses, visant à améliorer les débits, sont identifiées aujourd'hui :

- les techniques ultra large bande,
- les modulations multi-porteuses,
- la recherche de nouvelles familles de modulations numériques,
- l'optimisation conjointe des fonctions de codage et de modulation,
- les techniques itératives appliquant les principes des turbo-codes,
- les techniques dites multi-utilisateurs,
- l'utilisation de réseaux d'antennes simultanément à l'émission et à la réception encore appelée techniques MIMO (Multiple Input, Multiple Output).

Parmi les techniques listées afin d'atteindre les débits nécessaires à l'application visée, les techniques MIMO permettent de développer une couche physique se substituant à la couche originale du standard choisi et ce, de manière quasi transparente pour la couche MAC.

Ce constat est à l'origine de nos travaux de thèse. Notre objectif est de contribuer au développement d'un système de transmission entre véhicules et infrastructure, permettant de répondre aux spécifications d'une application de télé-vidéosurveillance pour des autobus urbains ou des métros. Cela suppose que l'on concilie des exigences de haut débit et de robustesse, tout en s'appuyant sur un standard existant.

Dans ce contexte, notre travail de thèse s'articule autour de deux points essentiels :

- l'analyse des potentialités des techniques MIMO, transposées ou implémentées, sur des systèmes de télécommunications existants ou en développement tels qu'une liaison GSM-R et une liaison de type HIPERLAN2, pour des applications transports terrestres.
- L'analyse et la modélisation des phénomènes physiques qui régissent le comportement du canal de propagation MIMO.

7. L'état des recherches sur les techniques MIMO

7.1. Des antennes « intelligentes » aux techniques MIMO

Les techniques mettant en œuvre, de façon conjointe, plusieurs antennes à l'émission et à la réception, encore appelées techniques MIMO, sont apparues depuis quelques années comme les techniques les plus prometteuses dans le monde des communications sans fil.

En première approche, les techniques MIMO peuvent être interprétées comme une extension des techniques dites « d'antennes intelligentes » [Gesbert, 02]. La combinaison des signaux, soit à l'émission, soit à la réception, permet d'augmenter la robustesse de la liaison en présence de trajets multiples ou d'interférences dans le canal de propagation. L'augmentation du rapport signal sur bruit repose sur la technique de "formation de faisceaux". Les performances reposent également sur l'utilisation de la diversité spatiale inhérente à la mise en œuvre de réseaux d'antennes.

Comparativement aux techniques classiques d'antennes « intelligentes », les techniques MIMO permettent de tirer parti des trajets multiples et de la diversité. L'utilisation de N_T antennes à l'émission et de N_R antennes à la réception, associées à un traitement spécifique des signaux, améliore considérablement la qualité (taux d'erreurs) ou le débit (bit/s) du lien de communication.

Un système MIMO est représenté schématiquement sur la figure 1.1. L'expression générale du signal reçu dans un système MIMO $\mathbf{r}(t)$ est donnée sous forme matricielle par la relation (1.1) [Yu, 02].

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{H}(t) * \mathbf{e}(t) + \mathbf{b}(t) \quad (1.1)$$

où $\mathbf{e}(t)$ est le vecteur d'émission de dimension $(N_T \times 1)$, $\mathbf{r}(t)$ le vecteur de réception $(N_R \times 1)$, $\mathbf{b}(t)$ le vecteur de bruit $(N_R \times 1)$ et $\mathbf{H}(t)$ la matrice du canal $(N_R \times N_T)$.

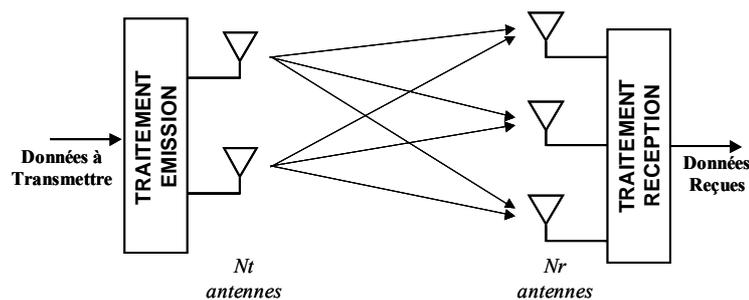


Figure 1.1 : Illustration d'un système MIMO

Dans un milieu de propagation riche en trajets multiples, l'utilisation conjointe de réseaux d'antennes en émission et en réception dans les systèmes MIMO met en évidence plusieurs canaux de propagation indépendants qui correspondent à des modes de propagation « propres » associés aux trajets du signal entre l'émetteur et le récepteur [Guguen, 03]. Les signaux issus des N_T antennes se combinent naturellement dans le canal de propagation. Leur extraction à la réception n'est mathématiquement possible que si le système linéaire n'est pas singulier. Le nombre de modes « propres » correspond au rang de la matrice de canal, égal au minimum entre N_T et N_R .

Dans les systèmes MIMO, les techniques de traitement des signaux exploitent de façon conjointe la dimension temporelle naturelle des signaux et la dimension spatiale qu'apporte les antennes multiples à l'émission et à la réception. Il a été démontré [Foschini, 96], [Foschini, 98] que ces techniques permettent d'atteindre des efficacités spectrales nettement plus importantes qu'avec des systèmes traditionnels SISO (Single Input, Single Output).

7.2. Panorama des techniques MIMO

Dans ce paragraphe, nous proposons un tour d'horizon succinct des différentes techniques MIMO. Cela constitue un résumé d'une étude plus exhaustive proposée par Guguen [Guguen, 03] dont est tiré le tableau 1.3.

Les critères de mise en œuvre de ces différentes techniques dépendent des objectifs visés (l'augmentation des débits ou l'augmentation de la robustesse) mais aussi de la connaissance ou non des propriétés du canal de propagation.

Trois grands domaines d'investigation ont été identifiés selon que la dimension spatiale est exploitée seule ou conjointement avec la dimension fréquentielle (compensation des effets de la sélectivité en fréquence) ou avec la dimension temporelle (compensation des effets de la sélectivité temporelle).

Lorsque les canaux MIMO sont invariants dans le temps et en fréquence, les techniques recouvrent les schémas de codage et de modulation adaptés. Lorsque les propriétés du canal sont connues en réception, elles comprennent :

- le multiplexage spatial,
- les modulations codées en treillis temps-espace,
- les modulations codées temps-espace,
- les modulations codées à dispersion linéaire,
- les modulations codées algébriques,
- la concaténation de codes.

Dans l'application transport envisagée qui sera développée dans le quatrième chapitre de ce mémoire, nous avons considéré et implémenté dans une chaîne de simulation les techniques qui sont aujourd'hui les plus rencontrées dans la littérature : le multiplexage spatial et les modulations codées temps-espace.

Lorsque la connaissance du canal est uniquement disponible en émission, les techniques de pré-filtrage, de pré-égalisation et de pré-codage dérivées des techniques SISO sont utilisées.

Dans le cas d'une émission et d'une réception aveugle, les techniques mises en œuvre sont directement inspirées des techniques précédentes en tenant compte de l'absence d'information d'état sur le canal de propagation.

Les techniques exploitant la dimension spatiale peuvent aussi être associées aux techniques qui permettent de compenser les variations temporelles du canal de propagation telles que :

- l'égalisation adaptative,
- les modulations temps-espace,

- les techniques différentielles,
- la concaténation des codes qui inclut les turbo codes.

Lorsque la bande utile du signal devient supérieure à la bande de cohérence du canal, la sélectivité fréquentielle induit, dans le domaine temporel, des interférences inter-symboles. Pour les canaux MIMO, les techniques associant la dimension spatiale, à des techniques permettant de compenser la sélectivité fréquentielle, s'inspirent des méthodes développées pour les systèmes SISO, à savoir :

- les techniques d'égalisation, pour lesquelles la séquence d'apprentissage est plus complexe à définir que dans le cas des systèmes SISO,
- les techniques de modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex), avec bancs de filtres, transposées au cas MIMO,
- les modulations codées temps-espace orthogonales.

Le tableau 1.3 [Guguen, 03] résume les principales techniques étudiées aujourd'hui.

Pas de sélectivité en temps et en fréquence	Canal connu à la réception	Multiplexage temps-espace, modulations codées en treillis temps-espace, modulations codées temps-espace en bloc orthogonales, modulations codées temps-espace à diversité maximale, modulations codées à dispersion linéaire, modulations codées algébriques, concaténation de codes.
	Canal connu à l'émission	Pré-filtrage, pré-égalisation, pré-codage.
	Canal inconnu	Modulations unitaires temps-espace, techniques différentielles.
Sélectivité en temps		Récepteur adaptatif, modulation temps-espace, techniques différentielles, concaténation de codes.
Sélectivité en fréquence		Egalisation, techniques MIMO-OFDM, bancs de filtres, modulations codées temps-espace en bloc orthogonales.

Tableau 1.3 : Principales techniques MIMO

7.3. Connaissance et modélisation du canal de propagation MIMO

La mise en œuvre de nouvelles techniques de télécommunication et l'analyse de leurs performances supposent que l'on ait, au préalable, identifié les phénomènes physiques caractéristiques du canal de propagation. Cela constitue une phase essentielle lors de l'élaboration du modèle mathématique associé au canal de propagation. Ce modèle se doit d'être aussi fidèle que possible à la réalité si l'on veut appréhender l'impact de ces phénomènes physiques sur la dégradation ou l'amélioration des performances d'un système.

Comme nous l'avons signalé précédemment, les performances des systèmes MIMO dépendent notamment de la possibilité de mettre en évidence des modes de propagation propres entre chaque couple d'antennes élémentaires à l'émission et à la réception.

Il existe un certain nombre de modèles de canal de propagation standardisés dans le contexte SISO [3GPP, 25.943]. Les principes de base de ces modèles peuvent être exploités afin de développer des modèles de canal de propagation dans un contexte MIMO. La modélisation des canaux de propagation MIMO, aussi représentatifs que possible des environnements réels, passe donc par la compréhension et la caractérisation des mécanismes qui régissent l'apparition ou non des modes de propagation propres.

Ce thème de recherche suscite beaucoup de travaux théoriques et expérimentaux dans la communauté scientifique internationale. Nous pouvons citer en particulier les travaux de D. Gesbert [Gesbert, 00], K. Yu [Yu, 01], D-S. Shiu [Shiu, 00] et les travaux au niveau européen dans le cadre du projet METRA ([Pedersen, 00], [Kermoal, 00]). Ces recherches portent essentiellement sur la mise au point de modèles de canal « indoor » caractéristiques du déploiement des boucles locales radio. Elles ont servi de point de départ aux travaux présentés dans ce mémoire qui visent à identifier un modèle de canal simple à utiliser et représentatif de l'environnement modélisé afin de l'utiliser dans le développement d'un lien de transmission haut débit robuste entre un autobus urbain et une station de contrôle distante pour des applications de télé-vidéosurveillance embarquées.

8. Conclusion

Dans ce chapitre, après avoir brièvement rappelé les besoins qui président majoritairement au développement des applications des nouvelles Technologies de l'Information et de la Communication dans les transports, nous avons présenté plus en détail les principaux standards de radiocommunication disponibles et leurs utilisations dans les transports terrestres.

Ce panorama non exhaustif a permis de mettre en évidence l'effort du monde des transports visant à développer des systèmes s'appuyant sur des standards de communication existants. Nous avons montré qu'aujourd'hui, la recherche de solutions innovantes doit répondre aux besoins spécifiques des transports en adaptant les protocoles de transmission afin de garantir des délais de connexion et de transmission, mais surtout en augmentant les débits utiles, la robustesse et la qualité de la transmission dans le sens véhicule vers infrastructure. Ces besoins, l'émergence de nouvelles techniques de traitement du signal et les progrès considérables de l'électronique et de l'informatique, permettent d'appliquer à des configurations particulières du monde des transports des résultats plus théoriques et notamment de développer l'utilisation du concept MIMO.

Nous avons présenté de façon simple les caractéristiques des systèmes MIMO et l'état des recherches sur les techniques MIMO en proposant un panorama non exhaustif des techniques de traitement présentes dans la littérature. Parmi les travaux cités, les recherches portant sur la modélisation des canaux MIMO occupent une part non négligeable. En effet, la définition de modèles à la fois simples de mise en œuvre et fidèles à la réalité est une étape indispensable pour le développement des techniques MIMO. Ce constat est à l'origine des travaux de thèse présentés dans ce mémoire.

9. Bibliographie

- [Berbineau, 01] M. Berbineau, « Les systèmes de télécommunication existants ou émergents et leur utilisation dans le domaine des transports guidés »- Synthèse INRETS N°40 – ISSN 0769-0274- ISBN 2-85782-562-5- Novembre 2001
- [Berbineau, 03] M. Berbineau, « Les télécommunications sans fil dans les transports terrestres », Tutorial à Telecom 2003 & 3^{èmes} JFMMA, Marrakech 2003
- [Bic, 03] J.C. Bic, « Les réseaux WLAN », Assemblée générale du CNFRS 28.01.2003
- [David, 01] Y. David, Y. Robin-Jouan, M. Heddebaut, « Communication avec les mobiles : application au trafic et aux transports routiers », Collections du Certu, mars 2001
- [ESCORT, 01] M. Berbineau & Al, “State of the art report”, Projet ESCORT, D2011, 2001
- [Foschini, 96] G.J. Foschini, “Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multi-Element Antennas”, Bell Labs Technical Journal, Vol. 1, n°2, Autumn 1996, pp. 41-59
- [Foschini, 98] G.J. Foschini, M.J. Gans, “On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas”, Wireless Personal Multimedia Communications, pages 311-335, Jun. 1998
- [Gesbert, 00] D. Gesbert, H. Bölcskei, D. Gore, A. Paulraj, “MIMO Wireless Channels : Capacity and Performance Prediction”, IEEE Globecom 2000, San Francisco, CA, pp. 1083-1088, Nov. 2000
- [Gesbert, 02] D. Gesbert, J. Akhtar, “Breaking the Barriers of Shannon's Capacity : An Overview of MIMO Wireless System”, Telektronikk Telenor Journal. Jan. 2002
- [Gransart, 03] C. Gransart, Rapport d'avancement RouveCOM, Avril 2003
- [Guguen, 03] P. Guguen, « Techniques multi-antennes émission-réception - Applications aux réseaux domestiques sans fil », Thèse soutenue à INSA de Rennes, 2003
- [Kermoal, 00] J.P. Kermoal, L. Schumacher, P.E. Mogensen, K.I. Pedersen, “Experimental Investigation of Correlation Properties of MIMO Radio Channels for Indoor Picocell Scenarios”, IEEE Vehicular Technology Conference VTC 2000 Fall, Boston, USA, 2000
- [LEOST, 01] M. Heddebaut & Al, « Rapport d'activité LEOST 1998-2001 », Juin 2001
- [Maral, 02] G. Maral, M. Bousquet, “Satellite communications systems, systems, techniques and technology”, Fourth edition, John Wiley & sons, LTD, 2002

- [Pedersen, 00] K.I. Pedersen, J. B. Andersen, J.P. Kermoal, P. Mogensen, “A Stochastic Multiple-Input-Multiple-Output Radio Channel Model for Evaluation of Space-Time Coding Algorithms”, Vehicular Technology Conference Fall 2000
- [PRISMATICA, 03] P. Lagrange, L. Khoudour, S. Velastin & al, “Final technical report”, Project PRISMATICA, Contract N°: GRD1, 2000 - 10601, Deliverable D18, 141 pages, mai 2003
- [Rail et Recherche, 03] Revue Rail et Recherche, « Radiocommunications pour des trains plus longs », Rail et Recherche N°26, Janvier/Février/Mars 2003
- [SECURBUS, 02] projet SECURBUS, Journée technique « Sécurité dans les transports terrestres » d'Integral Média, Ville de Belfort, 23 mai 2002
- [Shiu, 00] D-S. Shiu, G.J. Foschini, M.J. Gans, J.M. Kahn, “Fading Correlation and Its Effect on the Capacity of Multielement Antenna Systems”, IEEE Transactions on Communications, Vol. 48, No.3, pp.502-513, March. 2000
- [TESS, 03] C. Tatkeu, M. Berbineau, « Evaluation théorique et expérimentale de la couverture GSM-GPRS et Globalstar dans l'agglomération Lilloise », présentation comité de pilotage TESS, Juin 2003
- [Yu, 01] K. Yu, M. Bengtsson, B. Ottersten, D. McNamara, P. Karlsson, M. Beach, “Second Order Statistics of NLOS Indoor MIMO Channels Based on 5.2 GHz Measurements”, Proceedings Global Communications Conference 01’, San Antonio, Texas, USA, November, 2001
- [Yu, 02] K. Yu, B. Ottersten “Models for MIMO Propagation Channels A Review”, Special Issue on Adaptive Antennas and MIMO Systems, Wiley Journal on Wireless Communications and Mobile Computing, Vol. 2, Nr. 7, pp 653-666 November 2002
- [3GPP, 25.943] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group (TSG) RAN WG4; Deployment aspects - 3G TR 25.943 v0.1.0 (2000-03)

Chapitre 2 : Modélisation du canal de propagation SISO et MIMO

1. Introduction

Le canal de propagation influe sur les performances d'un système de communication. Sa connaissance est primordiale afin de concevoir des systèmes de communication sans fil efficaces. Ce chapitre présente les principaux phénomènes intervenant dans un canal de propagation et propose une représentation mathématique des canaux SISO et MIMO qui conduit à la modélisation.

Dans une première partie, nous présentons les perturbations que le canal de propagation induit sur le signal dans les domaines spatial, temporel et fréquentiel. Cette description nous conduit à proposer, dans une deuxième partie, une représentation mathématique du canal à partir des fonctions de Bello et des fonctions de corrélation de ces fonctions. En particulier, la notion de corrélation spatiale est décrite afin de mettre en évidence les paramètres influant sur le degré de corrélation entre les éléments d'un réseau multi-antennes. Dans une troisième partie, nous proposons différentes représentations du canal de propagation MIMO et notamment la décomposition en « canaux propres ». Les différentes définitions de la capacité d'un canal MIMO sont ensuite énoncées. Une analyse de l'influence de la corrélation sur la capacité permet de mettre en évidence une classification des canaux MIMO en fonction de leur rang et du degré de corrélation. Enfin, la dernière partie du chapitre traite le problème de la modélisation des canaux MIMO et présente les principes de construction des différents modèles considérés dans notre travail.

2. Le canal de propagation radio mobile

Dans le contexte des communications sans fil avec des mobiles et par analogie avec l'optique géométrique, le signal radio est constitué d'une infinité de rayons qui se propagent de l'émetteur jusqu'au récepteur mobile en suivant différents chemins ou trajets multiples. Le récepteur reçoit la somme des contributions de tous les trajets multiples. Chaque rayon subit divers phénomènes électromagnétiques tels que : la réflexion, la diffraction, la diffusion sur des obstacles mobiles ou fixes ainsi que l'illustre la figure 2.1.

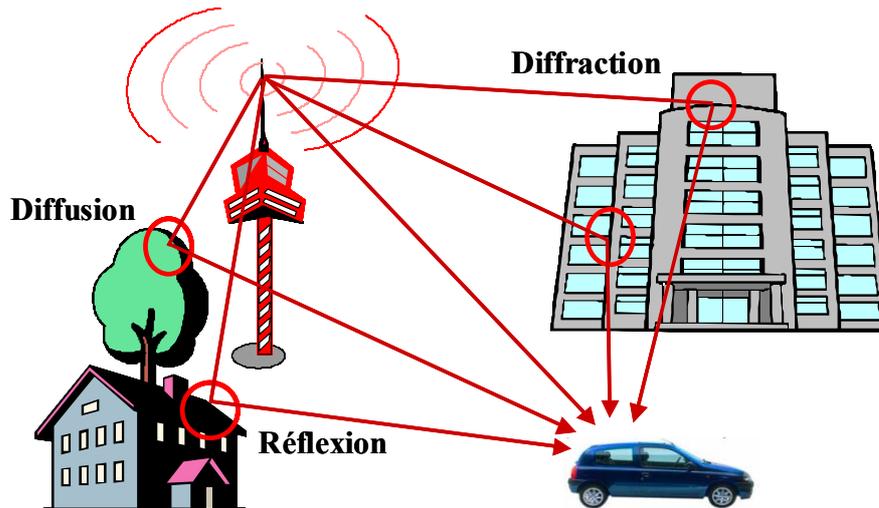


Figure 2.1 : Illustration des phénomènes de réflexion, diffraction et diffusion des trajets multiples

La propagation des ondes dans un milieu uniforme est décrite par les propriétés des ondes planes. Les phénomènes tels que la réflexion, la diffraction, la diffusion sur des obstacles ainsi que la vitesse du mobile ou des mobiles environnants se traduisent directement sur les caractéristiques du champ électromagnétique et influencent l'amplitude, la fréquence et la phase du signal radioélectrique.

Pour des ondes planes, le signal reçu représente la contribution de tous les trajets multiples et est donné en notation complexe par (2.1)

$$y(t) = u(t) \cdot \exp[j(2\pi f_c t + \psi(t))] \quad (2.1)$$

ou en notation équivalente en bande de base :

$$y(t) = u(t) \cdot \exp[j\psi(t)] \quad (2.2)$$

où $u(t)$ est l'amplitude de $y(t)$, aussi appelée enveloppe du signal, $\psi(t)$ la phase du signal $y(t)$ et f_c la fréquence porteuse du signal. [Lee, 82].

Le signal radioélectrique reçu en un point à un instant donné est la somme des différents rayons qui aboutissent au récepteur. L'environnement du récepteur n'étant pas figé, la phase des trajets multiples évolue, modifiant ainsi l'amplitude du signal reçu. Deux échelles de variations du signal en fonction de la distance sont généralement considérées : les variations lentes ou variations à grande échelle et les variations rapides ou à petite échelle.

Dans un environnement radio mobile, les rayons parviennent au récepteur en ayant suivi des trajets différents. Les temps de propagation, c'est-à-dire les retards, diffèrent en fonction de l'éloignement entre le récepteur et les obstacles. Ces différences de temps de propagation engendrent des distorsions du canal de propagation qualifiées « d'étalements en temps » ou « d'étalements des retards ».

Lorsque le récepteur se déplace, le signal subit des distorsions supplémentaires liées à la vitesse du mobile. Ces variations du canal de propagation en fonction du temps se traduisent

dans le domaine fréquentiel par la variation de la fréquence reçue en fonction du temps encore appelée « étalement Doppler » dans l'intervalle $[f_c - F_d, f_c + F_d]$ où f_c est la fréquence du signal transmis et F_d la fréquence Doppler.

Dans les paragraphes qui suivent nous allons brièvement rappeler les phénomènes physiques à l'origine des différentes distorsions du signal reçu dans un contexte radio mobile. Nous présenterons ultérieurement la modélisation mathématique de ces phénomènes.

2.1. Variations lentes et rapides du signal

Dans un environnement radio mobile, les combinaisons constructives et destructives des différents trajets multiples engendrent des atténuations du signal reçu. Il existe deux échelles de variation du niveau du signal en fonction de la distance (figure 2.2) :

- les variations à grande échelle ou variations lentes,
- les variations à petite échelle ou variations rapides.

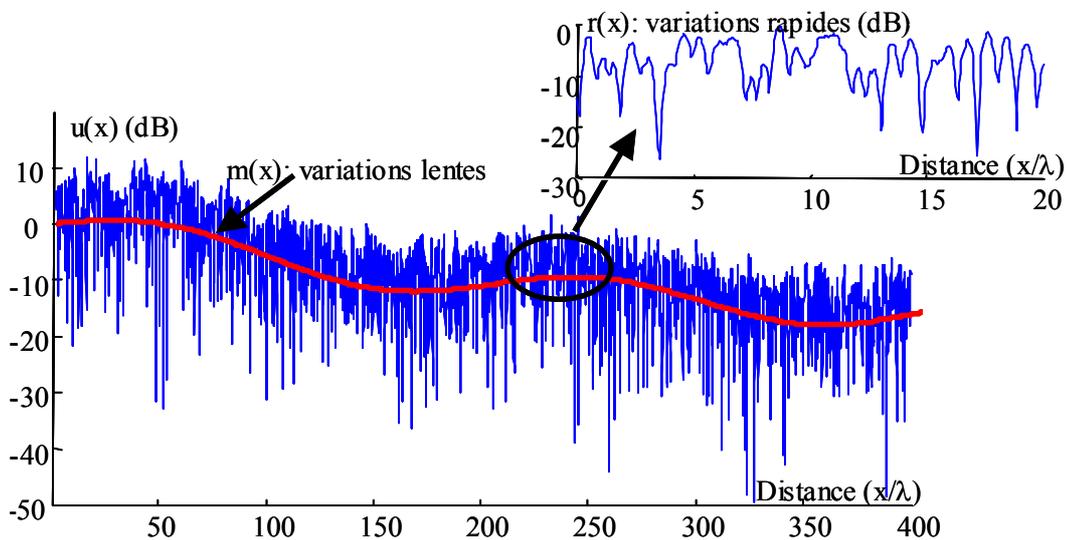


Figure 2.2 : Variations lentes et rapides en bande étroite

L'enveloppe du signal reçu peut donc s'exprimer comme le produit de deux termes :

$$u(x) = m(x).r(x) \quad (2.3)$$

où $m(x)$ caractérise les variations lentes et $r(x)$ les variations rapides [Lee, 82].

2.1.1. Les évanouissements lents ou à grande échelle

Les évanouissements lents ou à grande échelle résultent des changements dans l'environnement autour de l'antenne de réception. L'échelle de variation de ces évanouissements lents notés $m(x)$ dépend de l'échelle spatiale des variations du terrain dans l'environnement du mobile. La période spatiale des fluctuations de $m(x)$ est de l'ordre de la dizaine de longueurs d'onde. En considérant la vitesse v de déplacement du mobile, cette période spatiale est équivalente à une période temporelle (sachant que le mobile parcourt x mètres en x/v secondes).

Dans le cas des télécommunications radio mobiles, il existe une grande variété de modèles permettant de décrire les variations de l'atténuation du signal reçu en fonction de la distance. Les plus simples ou modèles empiriques sont issus de campagne de mesures intensives dans des environnements donnés et des gammes de fréquences restreintes. Un des modèles les plus connus est le modèle d'Okumura-Hata [Catedra, 99]. Hata a donné une expression paramétrique simple de l'atténuation moyenne du signal en dB exprimée par l'équation (2.4) :

$$A = 69.55 + 26.16 \cdot \log(f) - 13.82 \cdot \log(ht) - a(hm) + [44.9 - 6.55 \cdot \log(ht)] \cdot \log(d) \quad (2.4)$$

avec :

- $a(h_m) = [1.1 \cdot \log(f) - 0.7] \cdot h_m - [1.56 \cdot \log(f) - 0.8]$ dB en milieu urbain,
- f la fréquence en MHz,
- ht la hauteur d'antenne de la station de base (m),
- hm la hauteur d'antenne du mobile (m),
- $a(hm)$ un facteur correctif dépendant de l'environnement (dB),
- d la distance entre le mobile et la station de base.

Avec le développement de la téléphonie mobile, des modèles spécifiques semi-empiriques tels que les modèles Walfish-Ikegami et Cost 231 [Catedra, 99] complètent les modèles empiriques en ajoutant un formalisme simple permettant de traduire les phénomènes de diffractions et de réflexions. Le relief entre l'émetteur et le récepteur est modélisé à partir de formes géométriques simples. Les lois de l'optique géométrique permettent la modélisation des variations moyennes du signal dans des environnements urbains.

Dans des environnements de faibles dimensions (intérieur des bâtiments, canyon urbain, tunnel...), des modèles déterministes, tels que les modèles de tracé ou lancé de rayons faisant appel à la Théorie Uniforme de la Diffraction, sont de plus en plus utilisés [Mariage, 92], [Rossi, 01].

Loin de la source d'émission et quel que soit le modèle choisi pour décrire les variations à grande échelle, la distribution des valeurs de $m(x)$ autour de la moyenne exprimée en dB suit en général une loi de Gauss couramment appelée loi log-normale.

2.1.2. Les évanouissements rapides ou à petite échelle

Ces variations sont la conséquence des sommes constructives ou destructives des différents rayons qui arrivent jusqu'au mobile du fait des trajets multiples. La période de ces fluctuations est de l'ordre de la demi-longueur d'onde. La distribution des évanouissements rapides dépend de la présence ou non d'un trajet prépondérant entre l'émetteur et le récepteur.

Dans un environnement multi-trajets, le champ électrique reçu en bande de base s'exprime comme la somme d'ondes sinusoïdales déphasées. Nous supposons dans ce paragraphe que le nombre de trajets est infini. Cette hypothèse est utilisée pour la définition des canaux de Rice et de Rayleigh.

En l'absence de trajet direct entre l'émetteur et le récepteur (hypothèse NLOS : Non Line Of Sight), les parties réelles et imaginaires du signal reçu correspondent à la somme d'une infinité de variables aléatoires indépendantes. Le module $r(x)$ suit alors une loi de Rayleigh.

En présence d'un trajet prépondérant, par exemple en cas de visibilité directe (LOS : Line Of Sight), le signal reçu est la somme d'une composante aléatoire dont l'amplitude suit une loi de Rayleigh et d'une composante non aléatoire. La distribution du module $r(x)$ suit alors une loi de Rice. Les fonctions de densité de probabilité de ces distributions sont données dans l'annexe 1. D'autres distributions ont été proposées telles que la loi de Nakagami [Saunders, 01] beaucoup moins souvent rencontrée dans la littérature.

Dans un contexte radio mobile, l'échelle de variation des évanouissements rapides $r(x)$ dépend de la fréquence du signal et de la vitesse v du mobile. Des modèles ont été développés afin de prendre en compte l'influence de la vitesse sur la variabilité du canal dans le temps. Les plus connus sont les modèles de Clarke [Clarke, 68] et Jakes [Jakes, 94]. Ces modèles expriment la réponse impulsionnelle du canal comme une somme de termes sinusoïdaux du type :

$$h(t) = \sum_{n=1}^N C_n \exp(2\pi f_n t + \phi_n) \quad (2.5)$$

Une dizaine de termes suffisent en général pour décrire de façon approchée un canal de Rayleigh.

2.2. Etalement des retards et bande de cohérence

2.2.1. Analyse dans le domaine temporel

En présence de trajets multiples, les rayons issus de l'émetteur parviennent au récepteur avec des retards différents qui dépendent de la distance parcourue par les ondes électromagnétiques. Il est en général difficile de discriminer dans le signal reçu les différentes répliques du signal appelées « échos » ou « trajets principaux ».

Considérons une impulsion émise de durée égale au temps symbole T_s du système de communication considéré. Si le nombre de trajets multiples est important, l'impulsion reçue est la somme de toutes les impulsions émises arrivant avec des temps de propagation différents. L'impulsion de départ subit alors un étalement σ_τ ainsi que l'illustre la figure 2.3.

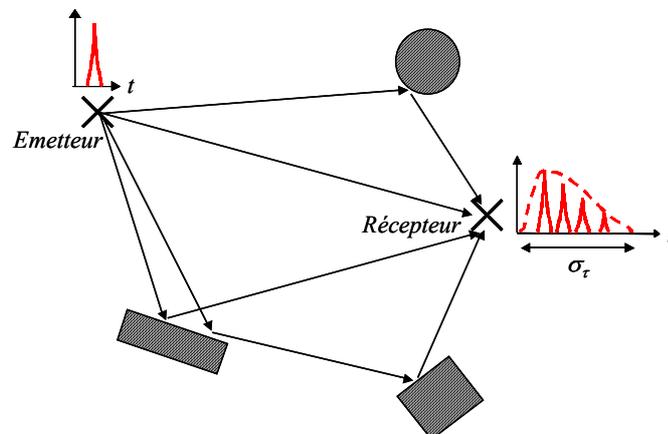


Figure 2.3 : Etalement des retards en présence de trajets multiples

Lorsque l'étalement des retards σ_τ est faible par rapport à la durée des symboles émis T_s , toutes les contributions des trajets multiples relatives à l'émission d'un symbole donné parviennent quasiment simultanément au récepteur, dans l'intervalle de temps réservé au dit symbole. Dans le cas contraire, lorsque l'étalement σ_τ est plus important (typiquement lorsque $\sigma_\tau > T_s / 5$), les signaux émis arrivent en dehors de la durée du temps symbole et interfèrent avec le ou les symboles suivants. Cet étalement des retards génère de l'Interférence Entre Symboles (IES) qui se caractérise sur le signal reçu comme la superposition de plusieurs symboles et génère des erreurs lors de la démodulation du nouveau symbole. Afin de lutter contre l'IES des techniques telles que l'égalisation, l'étalement de spectre (séquence directe ou saut de fréquence) ou l'OFDM sont implémentées.

La figure 2.3 montre que l'étalement des retards maximal correspond à la différence de marche maximale entre les trajets multiples du signal et dépend donc de la position des obstacles par rapport au récepteur dans le canal de propagation. En général, l'étalement des retards est faible lorsque les obstacles se situent dans l'environnement proche du mobile. Ils sont importants lorsque des obstacles significatifs existent loin du mobile. Comme indiqué précédemment, ces valeurs sont à comparer à la durée du symbole du système de télécommunication considéré. A titre d'exemple, le tableau 2.1 donne quelques valeurs d'étalements des retards rencontrés dans différents environnements de propagation. Nous avons estimé dans ce tableau les débits maximaux qu'il est possible de transmettre sans IES.

Milieu de propagation	Etalement des retards σ_τ [Saunders, 01]	Débit maximal selon le critère $T_s > 5\sigma_\tau$
Intérieur des bâtiments	0,01 - 0,05 μ s	4 MBauds
Canyon urbain	< 1 μ s	200 kBauds
Urbain	1 - 3 μ s	60 kBauds
Terrain montagneux	3 - 10 μ s	20 kBauds

Tableau 2.1 : Ordre de grandeur de l'étalement des retards pour les milieux de propagation usuels

Le tableau 2.2 donne quelques valeurs de temps et débits symboles pour des standards de communications actuels. On constate pour le standard GSM la nécessité d'égaliser le signal reçu dans la plupart des environnements de transmission. A l'inverse, les systèmes de transmission à courte portée comme le WiFi et HIPERLAN2 utilisés en indoor sont peu sujets à l'IES.

Standard de télécommunication	Durée symbole (Débits)
GSM	3,7 μ s (270 kBauds)
UMTS (WCDMA) [3GPP, 25.201]	0,26 μ s (3,84 MBauds)
HIPERLAN2 [ETSI, 101 475]	4,0 μ s (250 kBauds)
IEEE 802.11 (WiFi) [Rohling]	0,09 μ s (11 Mbbauds)

Tableau 2.2: Temps symboles de quelques standards de télécommunication

2.2.2. Analyse dans le domaine fréquentiel : la bande de cohérence

Les conséquences de l'étalement des retards peuvent être aussi analysées dans le domaine fréquentiel à partir de la fonction de transfert du canal ou réponse du canal en fréquence. La réponse impulsionnelle est liée à la réponse du canal en fréquence par la transformée de Fourier comme nous le précisons ultérieurement. Si la réponse impulsionnelle du canal présente un étalement σ_τ faible par rapport à la durée symbole, la fonction de transfert varie

peu sur la bande de fréquence W utilisée par le système considéré. Le canal est dit « non sélectif en fréquence ». Dans le cas contraire, la fonction de transfert s’annule périodiquement et le canal est dit « sélectif en fréquence ». Les écarts entre les « zéros » de la fonction de transfert sont inversement proportionnels à l’étalement maximal des retards σ_τ selon la relation (2.6) :

$$\Delta F_{\text{zéro}} = 1 / \sigma_\tau \quad (2.6)$$

La figure 2.4 montre des réponses en fréquence obtenues respectivement pour un étalement des retards σ_τ de 0,1 μs (soit 30 m en distance) et de 1 μs (soit 300 m) dans le cas deux trajets d’amplitudes identiques.

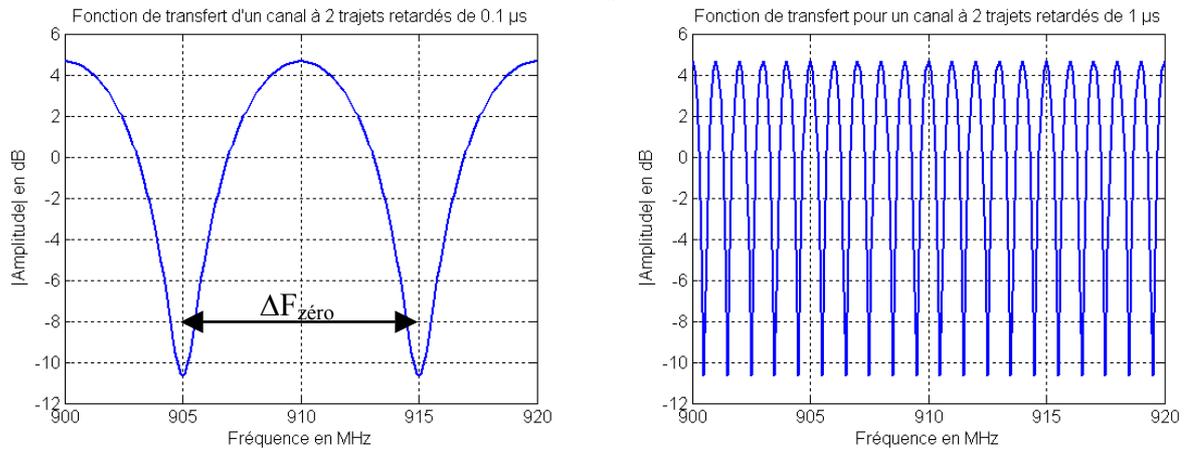


Figure 2.4 : Evolution de la fonction de transfert pour un étalement des retards de 0.1 μs et 1 μs dans le cas de deux trajets de même amplitude

La gamme de fréquences pour lesquelles la fonction de transfert varie peu est appelée « bande de cohérence » du canal. Toutes les composantes du signal dans cette gamme de fréquences sont affectées de façon similaire par les dégradations du canal de propagation. Il n’existe pas de relation générale entre la bande de cohérence du canal B_c (définie pour un coefficient de corrélation donné) et l’étalement des retards σ_τ . Toutefois, ces grandeurs sont liées par une relation de proportionnalité (2.7).

$$B_c \propto \frac{1}{\sigma_\tau} \quad (2.7)$$

Si $W=1/T_s$ est la bande occupée par le signal considéré, le canal de propagation est non sélectif en fréquence lorsque $B_c > W$.

2.3. Etalement Doppler et temps de cohérence

2.3.1. Effet Doppler

Le canal de propagation varie avec le déplacement des mobiles. La vitesse d’un mobile en déplacement est à l’origine de la variation de la fréquence du signal reçu. Ce phénomène est connu sous le nom d’effet Doppler.

Considérons un mobile se déplaçant à une vitesse v et un signal émis à la fréquence f_c , arrivant sur le véhicule sous un angle d'incidence α par rapport au vecteur vitesse comme illustré figure 2.5. L'effet Doppler produit un décalage de la fréquence du signal reçu. Ce décalage en fréquence f_d appelé décalage Doppler est proportionnel à la vitesse du mobile et à la fréquence de la porteuse comme l'indique l'équation (2.8).

$$f_d = (v/C).f_c.\cos \alpha \quad (2.8)$$

avec C la vitesse de la lumière (3.10^8 m.s^{-1}) et $f_{dmax} = (v/C).f_c$, la fréquence Doppler maximale.

Pour des mobiles plus rapides qu'un piéton, et pour des fréquences de la porteuse supérieures au GHz, l'écart Doppler atteint plusieurs centaines de hertz (tableau 2.3).

En présence de multi-trajets, chaque rayon parvient au récepteur selon une direction qui lui est propre et à laquelle correspond un décalage Doppler. Ces décalages s'étalent entre les valeurs extrêmes $-f_{dmax}$ et $+f_{dmax}$. Leur distribution correspond au spectre Doppler. L'allure du spectre Doppler dépend de la distribution des angles d'arrivée. Dans le cas d'une distribution uniforme entre $[0, 2\pi]$, l'allure du spectre Doppler reçu par un dipôle de hertz, communément appelé spectre Doppler classique est donnée figure 2.5.

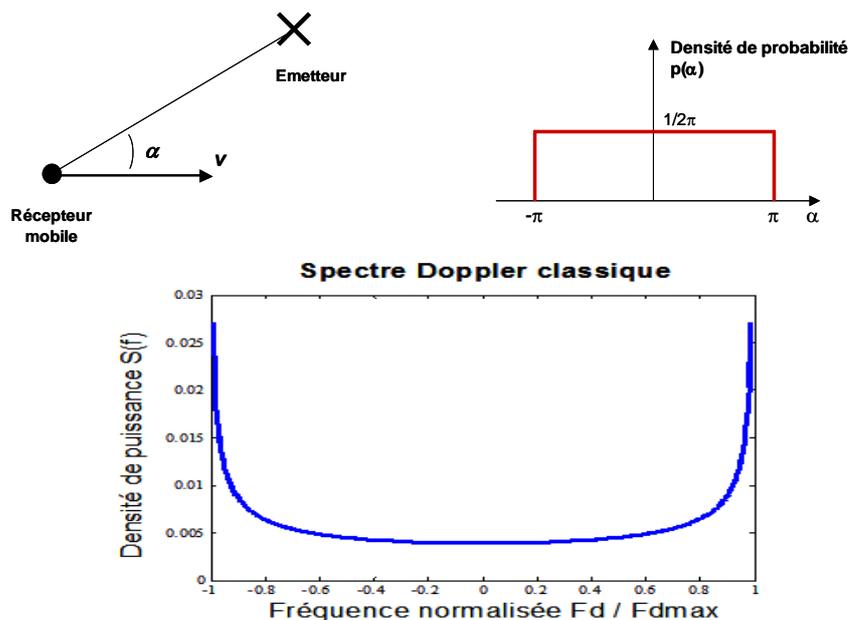


Figure 2.5 : Distribution des angles d'arrivée et spectre Doppler associé

2.3.2. Temps de cohérence

L'étalement Doppler traduit dans le domaine temporel une non stationnarité du canal en fonction du temps. Le signal émis est perturbé par l'étalement Doppler si les caractéristiques du canal changent dans un intervalle de temps T_c , appelé temps de cohérence. Les perturbations se manifestent plus précisément lorsque T_c est inférieur à la durée d'un symbole T_s . La dualité des espaces temps et fréquence permet de définir le temps de cohérence T_c de façon similaire à la bande de cohérence en introduisant un coefficient de corrélation d'enveloppe associé à la fonction de transfert du canal. Le temps de cohérence est en général défini comme la durée T_c pour laquelle la fonction de corrélation du signal reçu en présence

d'effet Doppler est égale à une valeur de 0,7 [Bétrécourt, 01]. Pour le spectre Doppler classique, le temps de cohérence du canal T_c est relié à la fréquence Doppler maximal f_{dmax} par la relation (2.9) suivante :

$$T_c = \frac{1}{2\pi \cdot f_{dmax}} \quad (2.9)$$

Le tableau 2.3 donne des ordres de grandeur du temps de cohérence.

Fréquence de la porteuse	$F_c = 1 \text{ GHz}$			$F_c = 10 \text{ GHz}$		
Vitesse des mobiles: v (km/h)	10	100	300	10	100	300
Fréquence Doppler maximale : f_{dmax} (Hz)	9	93	278	93	930	2780
Temps de cohérence: T_c (ms)	17	1,7	0,6	1,7	0,17	0,06
Débit symbole minimal (kbauds) selon le critère $T_s < T_c/5$	0,3	3	9	3	30	90

Tableau 2.3 : Exemples de fréquence Doppler maximale de temps de cohérence et de débits minimaux associés

Le temps de cohérence ainsi que l'étalement Doppler donnent une information sur la fréquence et la durée des évanouissements rapides par rapport à un seuil de réception fixé. Ces grandeurs sont encore appelées en anglais Level Crossing Rate (LCR) et Fades Duration (FD).

Dans le cas d'une distribution de Rayleigh, le nombre moyen N d'évanouissements par seconde pour une atténuation du signal d'un facteur $a = A/A_{rms}$ est donné par la relation (2.10) suivante :

$$N(a) = \sqrt{2\pi} \cdot f_{dmax} \cdot a \cdot \exp(-a^2) \quad (2.10)$$

où A_{rms} est l'amplitude quadratique moyenne du signal reçu et A un seuil d'amplitude fixé.

La durée moyenne d'un évanouissement de profondeur supérieure ou égale à a est définie selon la relation (2.11) suivante :

$$\tau(a) = \frac{\exp(a^2) - 1}{a \cdot f_{dmax} \cdot \sqrt{2\pi}} \quad (2.11)$$

Ces grandeurs donnent des informations sur la distribution des variations de puissance du signal.

3. Représentation mathématique du canal SISO

3.1. Les fonctions de Bello

Le canal de propagation SISO peut être décrit comme un système linéaire variable dans le temps, associé à ses fonctions de transfert dans le domaine temporel ou fréquentiel. Bello

[Bello, 63] a introduit quatre fonctions permettant de représenter le canal sous forme d'un quadripôle :

- $h(t, \tau)$: la réponse impulsionnelle (input delay spread function),
- $H(f, t)$: la fonction de transfert (time-variant transfert function),
- $S(\tau, f_d)$: la fonction de dispersion retard-étalement Doppler (delay Doppler-spread function),
- $D(f, f_d)$: la fonction d'étalement Doppler en sortie (output Doppler-spread function).

Dans cette écriture, t représente le temps absolu, τ le retard par rapport à une référence de temps, f la fréquence et f_d le décalage Doppler. Les relations de Fourier entre ces diverses fonctions sont représentées de façon usuelle et synthétique par la figure 2.6.

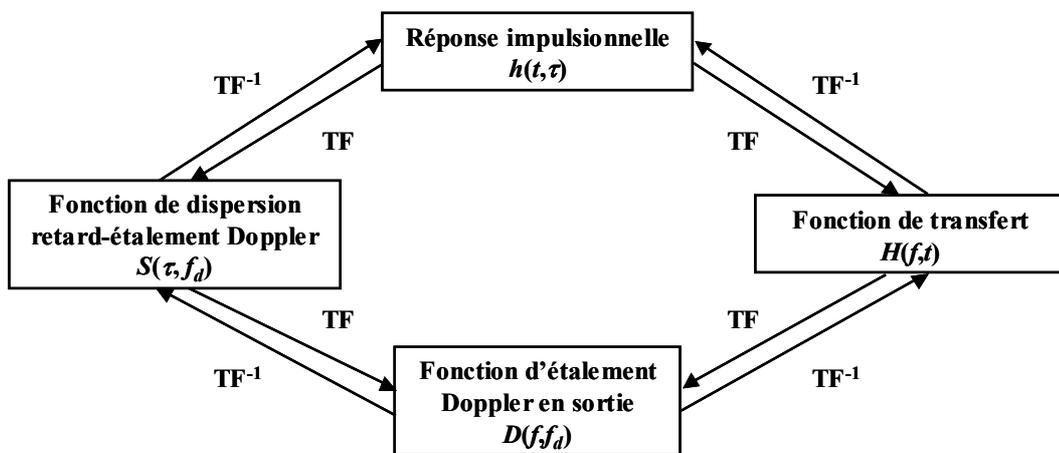


Figure 2.6 : Relations entre les fonctions de Bello (TF : Transformée de Fourier, TF⁻¹ : Transformée de Fourier inverse)

3.1.1. Réponse impulsionnelle : $h(t, \tau)$

De façon générale, un système linéaire est décrit dans le domaine temporel par sa réponse impulsionnelle. Pour un canal variable au cours du temps, la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ dépend du temps t et du retard τ [Parsons, 01]. Les signaux d'entrée $x(t)$ et de sortie $y(t)$ du canal sont reliés par un produit de convolution (2.12) et (2.13).

$$y(t) = h(t, \tau) * x(t) \quad (2.12)$$

soit

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau).x(t - \tau).d\tau \quad (2.13)$$

La réponse impulsionnelle du canal de propagation caractérise le canal radio dans le domaine temporel. Elle contient toutes les informations nécessaires à la simulation des transmissions radio dans un canal. Dans le cas où les symboles émis sont représentés par des suites d'impulsions périodiques, une représentation de la réponse impulsionnelle complexe en bande de base est donnée par la relation (2.14) introduite par Turin [Turin, 80] :

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{\infty} a_i(t) e^{j\varphi_i(t)} \delta(t - \tau_i) \quad (2.14)$$

où $a_i(t)$ est l'amplitude associée au retard τ_i et à la phase φ_i .

Cette représentation concerne généralement les variations à petite échelle du signal. Dans ce cas, les coefficients $a_i(t)$ représentent les variations rapides du signal et suivent une distribution de Rayleigh ou de Rice selon qu'il y a ou non un trajet principal entre l'émetteur et le récepteur.

Le cas échéant, la variation temporelle du canal doit prendre en compte l'effet Doppler associé à chaque trajet. Cela nécessite la connaissance du spectre Doppler qui dépend comme nous l'avons vu précédemment de la vitesse du mobile et de la distribution des angles d'arrivée.

Ce type de modèle est largement utilisé pour de nombreux standards de communication sans fil que ce soit le GSM, l'HIPERLAN2 (modèles BRAN) ou l'UMTS. Plusieurs canaux typiques sont généralement définis à partir des résultats de campagnes de mesures. Pour le GSM, on parlera des canaux TUx, RAx, HTx respectivement urbain, rural et montagneux (où le « x » désigne la vitesse du mobile en km/h, par exemple TU50). Dans le cas de l'HIPERLAN2 ou l'UMTS on parle des canaux A, B, C, D, E. Ces canaux sont modélisés par des trajets en nombre variable ayant chacun un retard, une amplitude complexe, un spectre Doppler. Les tableaux 2.4, 2.5 et 2.6 donnent respectivement quelques exemples de canaux définis par les normes GSM, HIPERLAN2 et UMTS.

N° de trajet	Retard relatif (µs)	Puissance relative moyenne (dB)	Spectre Doppler
1	0	-5.2	Trajet direct, $f_s = 0,7.f_D$
2	0.042	-6.4	Classique
3	0.101	-8.4	Classique
4	0.129	-9.3	Classique
5	0.149	-10.0	Classique
6	0.245	-13.1	Classique
7	0.312	-15.3	Classique
8	0.410	-18.5	Classique
9	0.469	-20.4	Classique
10	0.528	-22.4	Classique

Tableau 2.4 : Modèle GSM « RA » (Rural Area) [3GPP, 25.943]

N° de trajet	Retard relatif (µs)	Puissance relative moyenne (dB)
1	0	0.0
2	0.310	-1.0
3	0.710	-9.0
4	1.090	-10.0
5	1.730	-15.0
6	2.510	-20.0

Tableau 2.5 : Modèle UMTS « canal A » [ETSI, 97]

N° de trajet	Retard relatif (ns)	Puissance relative moyenne (dB)
1	0	-60.0
2	10	-60.9
3	20	-1.7
4	30	-2.6
5	40	-3.5
6	50	-4.3
7	60	-5.2
8	70	-6.1
9	80	-6.9
10	90	-7.8
11	110	-4.7
12	140	-7.3
13	170	-9.9
14	200	-12.5
15	240	-13.7
16	290	-18.0
17	340	-22.4
18	390	-26.7

Tableau 2.6 : Modèle BRAN « canal A »

3.1.2. Fonction de transfert : $H(f,t)$

La description d'un canal de propagation est également possible dans le domaine fréquentiel par l'intermédiaire d'une réponse fréquentielle variant au cours du temps. Cette fonction de transfert $H(f,t)$ correspond à la réponse du canal en fréquence lorsqu'il est excité à un instant t par une sinusoïde pure de fréquence f . Les fonctions h et H sont reliées par la transformée de Fourier selon (2.15).

$$h(t, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f, t) \exp(j2\pi f \tau) df \quad (2.15)$$

En notant $Y(f)$ et $X(f)$ les transformées de Fourier respectives de $y(t)$ et $x(t)$, la relation entre le signal reçu et le signal émis dans le domaine fréquentiel est donnée par (2.16) :

$$Y(f) = H(f, t) \cdot X(f) \quad (2.16)$$

La relation (2.16) devient dans le domaine temporel :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} Y(f) \cdot \exp(j \cdot 2\pi \cdot f \cdot t) \cdot df \quad (2.17)$$

3.1.3. Fonction de dispersion retard-étalement Doppler : $S(\tau, f_d)$

Pour un retard τ donné, la fonction $S(\tau, f_d)$ donne des informations sur la répartition fréquentielle des décalages Doppler. Elle permet de représenter l'impact de l'effet Doppler sur

les variations temporelles du canal. Elle est liée à la réponse impulsionnelle selon la relation de Fourier (2.18) suivante :

$$h(t, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(\tau, f_d) \exp(j.2\pi.f_d.t).df_d \quad (2.18)$$

La fonction $S(\tau, f_d)$ illustre la dispersion en temps et en fréquence d'un canal de propagation et fournit également une mesure de la puissance moyenne en sortie du canal multi-trajets en fonction du retard τ et du décalage Doppler maximal f_d .

Le signal reçu peut alors s'exprimer en fonction de la fonction de dispersion $S(\tau, f_d)$ en remplaçant (2.18) dans (2.13) selon l'équation (2.19) suivante [Parsons, 01]

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} S(\tau, f_d).x(t-\tau).\exp(j.2\pi.f_d.t).df_d.d\tau \quad (2.19)$$

3.1.4. Fonction d'étalement Doppler en sortie : $D(f, f_d)$

La fonction $D(f, f_d)$ correspond à la réponse spectrale du canal associée à une fréquence décalée de f_d hertz par rapport à la fréquence injectée f . La fonction de transfert $H(f, t)$ et la fonction de dispersion des retards $S(\tau, f_d)$ sont reliées à $D(f, f_d)$ par la transformée de Fourier selon (2.20) et (2.21).

$$H(f, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} D(f, f_d) \exp(j.2\pi.f_d.t).df_d \quad (2.20)$$

$$S(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} D(f, f_d) \exp(j.2\pi.f.\tau).df \quad (2.21)$$

En notant comme précédemment $X(f)$ et $Y(f)$ les transformées de Fourier respectives des signaux $x(t)$ et $y(t)$, la fonction d'étalement Doppler en sortie relie le signal d'entrée au signal de sortie selon la relation (2.22) suivante :

$$Y(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f - f_d).D(f - f_d, f_d).df_d \quad (2.22)$$

3.2. Fonctions de corrélation du canal

Les propriétés du canal de propagation varient en fonction du temps. Seule une approche stochastique permet d'accéder aux grandeurs caractéristiques du canal. Cette approche doit permettre en théorie d'identifier les lois de variations des quatre fonctions de Bello dans un espace multidimensionnel (temps, retard, fréquence, décalage Doppler). Il est rarement possible de connaître les distributions probabilistes de ces fonctions. En général, ces informations sont approchées par la détermination des moments statistiques du premier ordre (moyennes) et du second ordre (fonctions de corrélation) [Bello, 63][Kennedy, 69] de ces distributions.

Nous nous focalisons ici sur les fonctions de corrélation des quatre fonctions de Bello $h(t, \tau)$, $H(f, t)$, $D(f, f_d)$ et $S(\tau, f_d)$ qui sont définies par les relations (2.23) à (2.26) :

$$R_h(t_1, t_2; \tau_1, \tau_2) = E[h(t_1, \tau_1).h^*(t_2, \tau_2)] \quad (2.23)$$

$$R_H(f_1, f_2; t_1, t_2) = E[H(f_1, t_1).H^*(f_2, t_2)] \quad (2.24)$$

$$R_D(f_1, f_2, f_{d1}, f_{d2}) = E[D(f_1, f_{d1}).D^*(f_2, f_{d2})] \quad (2.25)$$

$$R_S(\tau_1, \tau_2, f_{d1}, f_{d2}) = E[S(\tau_1, f_{d1}).S^*(\tau_2, f_{d2})] \quad (2.26)$$

A l'instar des fonctions de Bello, les quatre fonctions de corrélation sont reliées entre elles par des transformées de Fourier comme l'illustre la figure 2.7. Il s'agit ici de transformées de Fourier doubles dans la mesure où les fonctions de corrélation du canal dépendent de quatre variables. Les fonctions de corrélation reliées par une transformée de Fourier ou une transformée de Fourier inverse présentent deux variables en commun, considérées comme des constantes lors de la transformée de Fourier double.

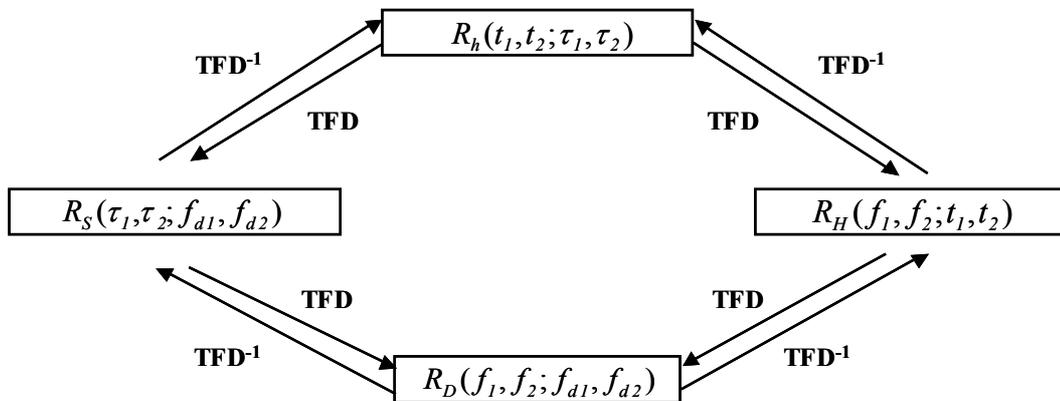


Figure 2.7 : Relations entre les fonctions de corrélation du canal (TFD : Transformée de Fourier Double, TFD⁻¹ : Transformée de Fourier inverse Double)

Les fonctions de corrélation des fonctions de Bello se simplifient en introduisant plusieurs hypothèses relatives à la stationnarité du canal. Trois hypothèses sont généralement considérées :

- la stationnarité dans le domaine des temps,
- la stationnarité dans le domaine des fréquences,
- la stationnarité au sens large avec des diffuseurs non corrélés.

Dans ces conditions, il est alors possible de déterminer, à partir des fonctions de corrélation simplifiées, les paramètres caractéristiques du canal de propagation décrits dans les paragraphes précédents, à savoir :

- l'étalement des retards associé à la bande de cohérence dans le domaine fréquentiel,
- l'étalement Doppler associé au temps de cohérence dans le domaine temporel.

3.3. Fonctions de corrélation simplifiées

3.3.1. Stationnarité dans le domaine du temps

Un canal de propagation dont les propriétés statistiques sont stationnaires sur une courte période de temps ou sur une courte distance est dit stationnaire au sens large (« Wide Sense Stationary WSS »). Les fonctions de corrélation d'un tel canal sont invariantes pour une translation temporelle, ce qui signifie que les propriétés statistiques des évanouissements ne changent pas durant un intervalle de temps $\Delta t = t_2 - t_1$. Pour un canal WSS les fonctions de corrélation de la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ et de la fonction de transfert $H(f, t)$ s'écrivent plus simplement et deviennent :

$$R_h(t, t + \Delta t; \tau_1, \tau_2) = R_h(\Delta t; \tau_1, \tau_2) \quad (2.27)$$

$$R_H(f_1, f_2; t, t + \Delta t) = R_H(f_1, f_2; \Delta t) \quad (2.28)$$

Il est possible d'étudier les conséquences de la stationnarité du canal dans le domaine temporel sur les distributions statistiques dans le domaine des fréquences Doppler qui est l'espace dual. Etant données les relations de Fourier qui lient la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ à la fonction retard-étalement Doppler $S(\tau, f_d)$, la fonction d'autocorrélation R_S s'exprime telle que :

$$R_S(\tau_1, \tau_2; f_{d1}, f_{d2}) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(t_1, t_2; \tau_1, \tau_2) \cdot \exp(j \cdot 2\pi \cdot (f_{d1} t_1 - f_{d2} t_2)) \cdot dt_1 \cdot dt_2 \quad (2.29)$$

En faisant l'hypothèse de stationnarité au sens large, cette expression devient :

$$R_S(\tau_1, \tau_2; f_{d1}, f_{d2}) = \int_{-\infty}^{+\infty} \exp(j \cdot 2\pi \cdot t_1 \cdot (f_{d1} - f_{d2})) \cdot dt_1 \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\Delta t; \tau_1, \tau_2) \cdot \exp(-j \cdot 2\pi \cdot f_{d2} \cdot \Delta t) \cdot d(\Delta t) \quad (2.30)$$

La première intégrale représente la fonction de Dirac $\delta(f_{d1} - f_{d2})$, ce qui signifie que des signaux arrivant avec des décalages Doppler différents ne sont pas corrélés. La deuxième intégrale est la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation $R_h(\Delta t; \tau_1, \tau_2)$ qui d'après le théorème de Wiener-Khinchine, correspond à la densité spectrale de puissance « croisée » de $h(t, \tau_1)$ et de $h(t, \tau_2)$ notée $P_S(\tau_1, \tau_2; f_{d2})$ [Bétrecourt, 01].

La fonction d'autocorrélation de la fonction retard-étalement Doppler $S(\tau, f_d)$ s'écrit alors :

$$R_S(\tau_1, \tau_2; f_{d1}, f_{d2}) = P_S(\tau_1, \tau_2; f_{d1}) \cdot \delta(f_{d1} - f_{d2}) \quad (2.31)$$

De même, la fonction d'autocorrélation de la fonction d'étalement Doppler en sortie devient :

$$R_D(f_1, f_2; f_{d1}, f_{d2}) = P_D(f_1, f_2; f_{d1}) \cdot \delta(f_{d1} - f_{d2}) \quad (2.32)$$

où $P_D(f_1, f_2; f_{d2})$ est la transformée de Fourier de $R_H(f_1, f_2; \Delta \tau)$ selon le retard $\Delta \tau$.

La relation (2.32) signifie que les fonctions d'étalement Doppler en sortie pour différentes fréquences sont décorréliées lorsque les décalages Doppler ne sont pas égaux.

3.3.2. Stationnarité dans le domaine des fréquences

L'hypothèse de stationnarité du canal dans le domaine des temps a permis de simplifier certaines des équations précédentes mais cette hypothèse ne peut pas s'appliquer directement à la fonction de transfert $H(f,t)$. Une nouvelle hypothèse appelée hypothèse des diffuseurs non corrélés (« Uncorrelated Scattering US ») est alors introduite. Elle suppose que les signaux arrivant avec des retards différents ne sont pas corrélés.

Un canal stationnaire au sens large (canal WSS) entraîne une décorrélation dans l'espace des décalages Doppler. Par dualité, un canal présentant une décorrélation dans l'espace des retards est stationnaire au sens large dans le domaine des fréquences (canal US). La stationnarité au sens large dans le domaine des fréquences signifie que les propriétés d'autocorrélation ne dépendent que de l'écart en fréquence. Les fonctions d'autocorrélation de $D(f,f_d)$ et de $H(f,t)$ associées aux fréquences f_1 et f_2 ne dépendent que de $\Delta f = f_2 - f_1$ telles que :

$$R_H(f_1, f_2; t_1, t_2) = R_H(\Delta f; t_1, t_2) \quad (2.33)$$

$$R_D(f_1, f_2; f_{d1}, f_{d2}) = R_D(\Delta f; f_{d1}, f_{d2}) \quad (2.34)$$

Avec l'hypothèse de la stationnarité en fréquence, l'équation qui relie $R_S(\tau_1, \tau_2; f_{d1}, f_{d2})$ à $R_D(f_1, f_2; f_{d1}, f_{d2})$ s'écrit :

$$R_S(\tau_1, \tau_2; f_{d1}, f_{d2}) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_D(f_1, f_2; f_{d1}, f_{d2}) \cdot \exp(j \cdot 2\pi \cdot (\tau_1 f_1 - \tau_2 f_2)) \cdot df_1 \cdot df_2 \quad (2.35)$$

soit

$$R_S(\tau_1, \tau_2; f_{d1}, f_{d2}) = \int_{-\infty}^{+\infty} \exp(j \cdot 2\pi \cdot f_1 \cdot (\tau_1 - \tau_2)) \cdot df_1 \int_{-\infty}^{+\infty} R_D(\Delta f; f_{d1}, f_{d2}) \cdot \exp(-j \cdot 2\pi \cdot \tau_2 \cdot \Delta f) \cdot d(\Delta f) \quad (2.36)$$

D'où finalement :

$$R_S(\tau_1, \tau_2; f_{d1}, f_{d2}) = P_S(\tau_1; f_{d1}, f_{d2}) \cdot \delta(\tau_2 - \tau_1) \quad (2.37)$$

La stationnarité au sens large en fréquence correspond bien à une absence de corrélation entre les signaux arrivant avec des retards différents. En suivant le même raisonnement, on obtient alors :

$$R_h(t_1, t_2; \tau_1, \tau_2) = P_h(t_1, t_2; \tau_1) \cdot \delta(\tau_2 - \tau_1) \quad (2.38)$$

3.3.3. Canal stationnaire au sens large avec diffuseurs non corrélés

Il est possible de combiner les deux hypothèses de stationnarité (WSS) et de non-corrélation des diffuseurs (US) afin de définir un canal WSSUS. Ce canal est supposé stationnaire à la fois dans le domaine temporel et fréquentiel, ce qui entraîne l'indépendance des signaux dans

le domaine des retards ou des décalages Doppler. Dans ce cas, les fonctions de corrélation ne dépendent que des écarts en temps $\Delta\tau$ ou en fréquence Δf et s'écrivent selon les relations (2.39) à (2.42) :

$$R_h(t, t + \Delta t; \tau_1, \tau_2) = P_h(\Delta t, \tau_1) \cdot \delta(\tau_2 - \tau_1) \quad (2.39)$$

$$R_S(\tau_1, \tau_2; f_{d1}, f_{d2}) = P_S(\tau_1; f_{d1}) \cdot \delta(\tau_2 - \tau_1) \cdot \delta(f_{d1} - f_{d2}) \quad (2.40)$$

$$R_D(f, f + \Delta f; f_{d1}, f_{d2}) = P_D(\Delta f, f_{d1}) \cdot \delta(f_{d1} - f_{d2}) \quad (2.41)$$

$$R_H(f, f + \Delta f; t, t + \Delta t) = R_H(\Delta f, \Delta t) \quad (2.42)$$

Les variables τ_1 et f_{d1} dans les expressions de la densité spectrale de puissance croisée P sont remplacées dans la suite de l'exposé par τ et f_d , compte tenu du résultat de leur produit avec la fonction de Dirac. La connaissance des trois densités spectrales de puissance croisées P_h , P_S et P_D suffit à déterminer immédiatement les trois fonctions de corrélation correspondantes. Par abus de langage, ces fonctions P sont appelées fonctions de corrélation. Les relations de Fourier entre ces différentes grandeurs sont illustrées par la figure 2.8.

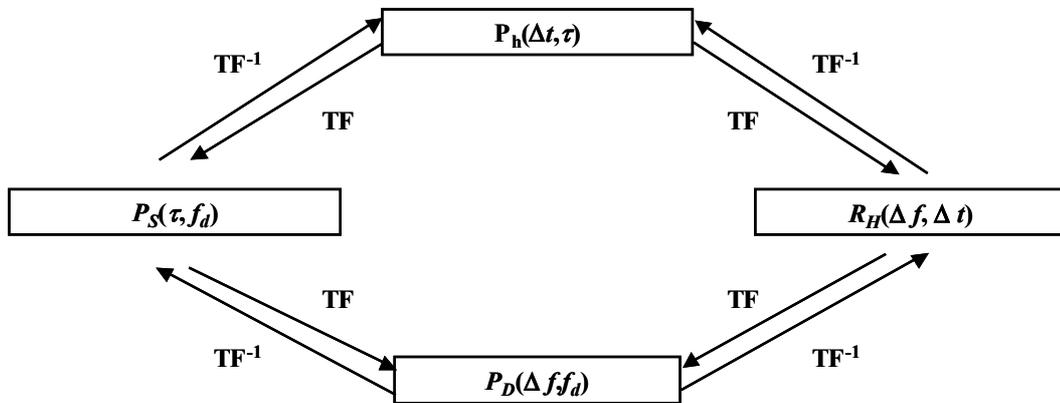


Figure 2.8 : Relations entre les fonctions de corrélation pour un canal WSSUS (TF : Transformée de Fourier, TF⁻¹ : Transformée de Fourier inverse)

3.4. Corrélation spatiale

Dans un canal de propagation riche en trajets multiples, les différents diffuseurs et réflecteurs sont à l'origine de la création de répliques du signal émis. Ces répliques sont plus ou moins corrélées en temps, en fréquence ou en espace et ne subissent pas les mêmes affaiblissements si elles sont peu corrélées. L'utilisation conjointe d'un réseau d'antennes à l'émission et à la réception permet de tirer partie de cette diversité d'espace. Comparativement aux techniques SISO, les techniques multi-antennes exploitent donc une dimension supplémentaire du canal de propagation, la dimension spatiale.

La corrélation spatiale du canal dépend du degré de corrélation en émission d'une part et en réception d'autre part. Elle est fonction de facteurs tels que l'espacement entre les antennes, les angles d'arrivée et l'étalement angulaire des signaux intimement reliés à la distribution des obstacles dans le canal de propagation. La figure 2.9 montre deux antennes espacées d'une distance d recevant différents rayons. Les rayons proviennent de plusieurs réflecteurs que nous caractérisons par un angle moyen d'arrivée φ et un étalement angulaire Δ .

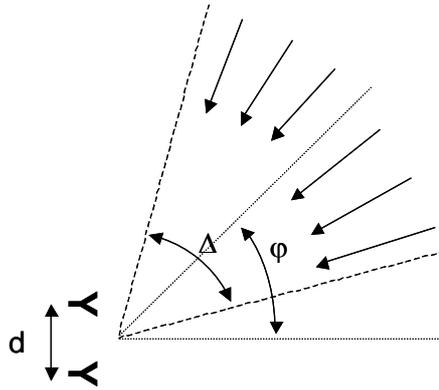


Figure 2.9 : Réception des différents rayons arrivant sur deux antennes avec un angle moyen φ et un étalement angulaire de Δ

L'expression générale de la corrélation des signaux arrivant sur deux antennes espacées d'une distance d est donnée par (2.43) [Saunders, 01].

$$\rho(d) = \int_{\varphi=0}^{2\pi} p(\varphi) \cdot \exp(jkd \cdot \sin \varphi) \cdot d\varphi \quad (2.43)$$

où $p(\varphi)$ est la fonction de densité de probabilité de φ considérée comme une variable aléatoire.

Lorsque φ suit une distribution uniforme sur $[\varphi-\Delta/2, \varphi+\Delta/2]$ (figure 2.9), la corrélation s'exprime selon [Loyka, 02] (2.44):

$$\rho(d) = \frac{1}{\Delta} \int_{\varphi-\Delta/2}^{\varphi+\Delta/2} \exp[j \cdot kd \cdot \sin \beta] \cdot d\beta \quad (2.44)$$

L'évolution du module du coefficient de corrélation entre deux antennes est donnée par les figures 2.10 et 2.11 en fonction de la distance entre les antennes exprimée en fraction de longueur d'onde (d/λ). D'une façon générale, on constate une diminution de la corrélation lorsque:

- la distance entre les antennes augmente,
- l'étalement angulaire est grand,
- l'angle d'arrivée moyen est proche de 0° .

Pour un angle d'arrivée moyen φ fixé à 0° et une dispersion des angles d'arrivée supérieure à 120° (figure 2.10), un écartement des antennes supérieur ou égal à $\lambda/2$ suffit pour limiter la corrélation entre les antennes à une valeur inférieure à 0,4. Pour une dispersion des angles d'arrivée plus faible, un écartement de plusieurs longueurs d'ondes peut s'avérer nécessaire.

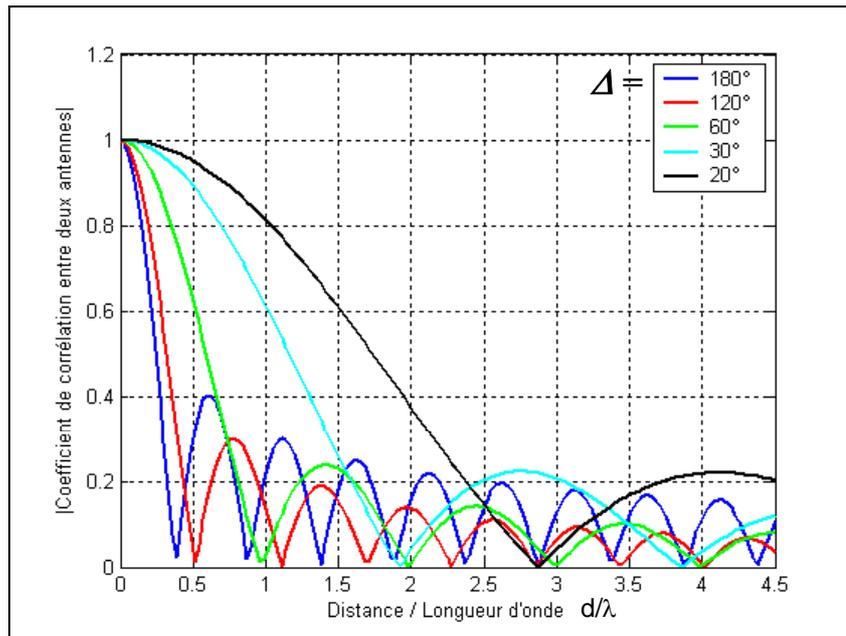


Figure 2.10 : Evolution du module du coefficient de corrélation en fonction de l'espacement entre deux antennes pour différents étalements angulaires Δ et un angle d'arrivée moyen φ nul

La figure 2.11 illustre l'évolution du coefficient de corrélation pour un étalement angulaire Δ de 60°. En incidence normale ($\varphi = 90^\circ$), le coefficient de corrélation est maximal comme on pouvait s'y attendre. La corrélation la plus faible est obtenue pour un angle d'arrivée nul qui permet de négliger la corrélation pour des écartements d'antennes supérieurs à environ une demi-longueur d'onde.

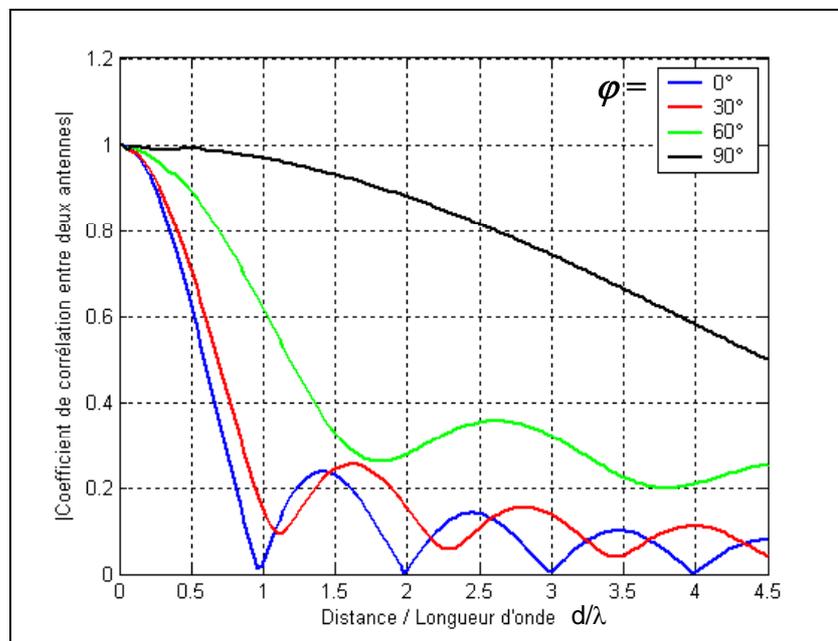


Figure 2.11 : Evolution du module du coefficient de corrélation en fonction de l'espacement entre deux antennes pour différents angles d'arrivée moyen φ et un étalement angulaire tel que $\Delta = 60^\circ$

Pour un étalement angulaire maximal des angles d'arrivée ($\Delta = 2\pi$), l'équation précédente se réduit à l'équation (2.45)

$$\rho(d) = J_0\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right) \quad (2.45)$$

où J_0 est la fonction de Bessel de première espèce d'ordre zéro.

Lorsque l'étalement des angles d'arrivée est très faible (Δ de l'ordre de quelques degrés) et pour un angle moyen d'arrivée φ nul, l'équation (2.44) se simplifie selon (2.46) en supposant l'approximation $\sin(\beta) = \beta$.

$$\rho(d) \approx \frac{\sin kd.\Delta}{kd.\Delta} \quad \Delta \ll 1 \quad (2.46)$$

4. Représentation mathématique du canal MIMO

Les techniques MIMO, introduites dans le premier chapitre, mettent en œuvre plusieurs antennes à l'émission et à la réception. Comparativement aux techniques SISO, les techniques multi-antennes exploitent une dimension supplémentaire du canal de propagation, la dimension spatiale, que nous venons d'aborder avec la notion de corrélation spatiale.

Dans le cas d'un système MIMO, il est possible de mettre en évidence plusieurs canaux de propagation indépendants qui correspondent à des modes de propagation « propres » associés aux trajets des signaux entre l'émetteur et le récepteur [Guguen, 03]. Le nombre de ces « modes propres » ($\leq \min(N_T, N_R)$) dépend du degré de corrélation entre les $N_T N_R$ canaux SISO élémentaires.

4.1. Représentation mathématique classique

Comme nous l'avons indiqué dans le premier chapitre, l'expression générale du signal reçu $\mathbf{y}(t)$ dans le cas d'un système MIMO constitué de N_T antennes d'émission et de N_R antennes de réception, est donnée par l'équation (2.47) [Yu, 02].

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{H}(t) * \mathbf{e}(t) + \mathbf{b}(t) \quad (2.47)$$

où $\mathbf{e}(t)$ est le vecteur d'émission de dimension $(N_T \times 1)$, $\mathbf{r}(t)$ le vecteur de réception $(N_R \times 1)$, $\mathbf{b}(t)$ le vecteur de bruit $(N_R \times 1)$ et $\mathbf{H}(t)$ la matrice des réponses impulsionnelles du canal $(N_R \times N_T)$ dont chaque élément $h_{ij}(t)$ est la réponse impulsionnelle entre le $j^{\text{ième}}$ émetteur et le $i^{\text{ième}}$ récepteur. Par hypothèse, le bruit est supposé blanc, additif gaussien (AWGN : Additive White Gaussian Noise).

Lorsque l'étalement des retards dans le canal est important au regard de la durée du temps symbole du système de communication MIMO, les réponses impulsionnelles du canal sont représentées par quelques échantillons caractérisant les K trajets principaux de propagation. La matrice des réponses impulsionnelles $\mathbf{H}(t)$ s'exprime alors comme la somme de K matrices de canal \mathbf{H}_k décalées chacune d'un retard τ_k comme l'indique l'équation (2.48).

$$\mathbf{H}(t) = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k \cdot \delta(t - \tau_k) \quad (2.48)$$

où $\mathbf{H}(t)$ est la matrice de canal ($N_R \times N_T$) modélisant le canal caractérisé par K trajets principaux et \mathbf{H}_k est la matrice ($N_R \times N_T$) des coefficients complexes à l'instant τ_k telle que :

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} h_{11}^k & h_{12}^k & \dots & h_{1N_T}^k \\ h_{21}^k & h_{22}^k & \dots & h_{2N_T}^k \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{N_R 1}^k & h_{N_R 2}^k & \dots & h_{N_R N_T}^k \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

Cette représentation du canal correspond à un modèle de type ligne à retards où les coefficients d'atténuation sont les matrices \mathbf{H}_k [Pedersen, 00]. La figure 2.12 illustre cette notation et montre que le canal peut être représenté par une matrice à trois dimensions ($N_R \times N_T \times K$) lors d'une implémentation dans une chaîne de simulation par exemple.

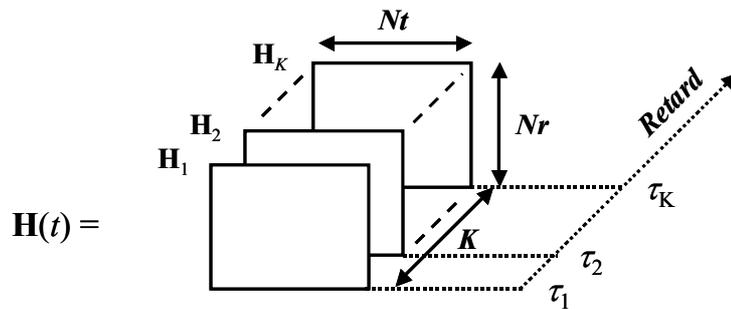


Figure 2.12 : Illustration de la notation du canal MIMO en présence de plusieurs trajets principaux

Le signal reçu $\mathbf{r}(t)$ s'exprime selon (2.50) :

$$\mathbf{r}(t) = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k \cdot \mathbf{e}(t - \tau_k) + \mathbf{b}(t) \quad (2.50)$$

Si le canal est non sélectif en fréquence, le canal MIMO est parfaitement décrit par une matrice de canal $\mathbf{H} = \mathbf{H}_1$ de dimension ($N_R \times N_T$) contenant des coefficients complexes variants au court du temps. En supposant que le canal soit quasi-statique, c'est-à-dire invariant durant l'émission d'une salve de N symboles, le signal reçu relatif à une salve peut s'écrire de façon matricielle comme l'indique l'équation (2.51). Cette hypothèse d'un canal quasi-statique est utilisée dans le reste de l'exposé.

$$\mathbf{R} = \mathbf{H}\mathbf{E} + \mathbf{B} \quad (2.51)$$

où \mathbf{R} est la matrice de réception ($N_R \times N$), \mathbf{E} la matrice d'émission ($N_T \times N$), \mathbf{H} la matrice de canal ($N_R \times N_T$) et \mathbf{B} la matrice de bruit ($N_R \times N$)

Afin de définir sans ambiguïté le rapport signal sur bruit ρ du système MIMO, nous avons normalisé les différents signaux en puissance. Nous présentons en annexe 2 le détail de cette normalisation. Nous en résumons ci-dessous les principales caractéristiques :

- les matrices de canal \mathbf{H} sont normalisées de telle sorte que la puissance moyenne de leur coefficient soit égale à 1. De plus, pour les canaux caractérisés expérimentalement, seules les variations rapides du signal reçu sont incluses dans la matrice \mathbf{H} .
- La puissance totale du signal émis \mathbf{E} est fixée à 1 watt.
- La puissance du bruit \mathbf{B} est fixée à 1 watt.
- Le rapport signal sur bruit ρ correspond à la moyenne des rapports signal sur bruit observés sur l'ensemble des récepteurs.

Cette normalisation des grandeurs permet de comparer aisément des systèmes SISO et MIMO dont les nombres d'antennes diffèrent. Le fait de fixer le rapport signal sur bruit ρ permet de comparer des systèmes possédant la même puissance émise totale et la même densité spectrale de puissance de bruit sur chaque antenne de réception.

L'équation régissant le système MIMO à partir des grandeurs normalisées s'écrit :

$$\mathbf{R} = \sqrt{\rho} \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{E} + \mathbf{B} \quad (2.52)$$

Le système MIMO ainsi normalisé est représenté par la figure 2.13 :

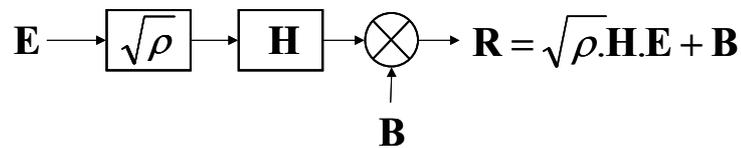


Figure 2.13 : Représentation normalisée du canal MIMO adoptée

4.2. Décomposition en canaux « propres »

La représentation classique du canal présentée dans le paragraphe 4.1 repose sur une description du canal par $N_T \cdot N_R$ canaux SISO modélisés par la matrice \mathbf{H} . La diagonalisation du système matriciel correspondant permet d'exprimer le canal comme la superposition de plusieurs canaux « propres » décorrélés. En effet, comme le rappelle [Guguen, 03], il a été démontré que le canal de propagation est constitué de la superposition de plusieurs sous canaux indépendants transportant chacun une fraction du signal transmis [Berezansky, 96][Gallager, 68].

Le canal MIMO apparaît comme une application linéaire du signal émis \mathbf{E} vers le signal reçu \mathbf{R} . La décomposition en valeurs singulières [Golub, 96] de la matrice \mathbf{H} permet de diagonaliser le système d'équations (2.52). Dans la suite de l'exposé, nous utilisons le terme SVD (Singular Value Decomposition) qui désigne la décomposition en valeurs singulières.

Cette décomposition en valeurs singulières du canal MIMO permet de diagonaliser la matrice \mathbf{H} (2.53).

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \cdot \mathbf{\Lambda} \cdot \mathbf{V}^H \quad (2.53)$$

La matrice diagonale $\mathbf{\Lambda}$ de dimensions $(N_R \times N_T)$ contient les n valeurs singulières réelles positives ou nulles $\lambda_i^{1/2}$ de la matrice de canal \mathbf{H} où les λ_i sont les valeurs propres de la matrice $\mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^H$. Les matrices \mathbf{U} et \mathbf{V} sont des matrices unitaires, vérifiant :

$$\mathbf{V} \cdot \mathbf{V}^H = \mathbf{I}_{N_T} \quad (2.54)$$

$$\mathbf{U} \cdot \mathbf{U}^H = \mathbf{I}_{N_R} \quad (2.55)$$

Pour des raisons pratiques, ces valeurs sont ordonnées par ordre décroissant. Le nombre r de valeurs singulières non nulles correspond au rang n de la matrice \mathbf{H} .

$$\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_1^{1/2}, \lambda_2^{1/2}, \dots, \lambda_n^{1/2}) \quad (2.56)$$

$$\lambda_1^{1/2} \geq \lambda_2^{1/2} \geq \dots \geq \lambda_n^{1/2} \geq 0 \quad (2.57)$$

$$n = \min(N_R, N_T) \quad (2.58)$$

De façon équivalente, les coefficients du canal h_{ij} s'expriment comme la somme de r canaux indépendants tels que :

$$h_{ij} = \sum_{k=1}^r \lambda_k^{1/2} \cdot u_{ik} \cdot v_{jk}^* \quad (2.59)$$

Comme l'illustre la figure 2.14, cette décomposition du canal en valeurs singulières permet d'assimiler le canal de propagation, constitué de $N_T \cdot N_R$ canaux plus ou moins corrélés, à n canaux totalement décorrélés de coefficients de transfert $\lambda_i^{1/2}$. La valeur de ces coefficients dépend du degré de corrélation et du rang de la matrice de canal \mathbf{H} . Ces valeurs singulières tendent vers zéro lorsque la corrélation entre les trajets augmente.

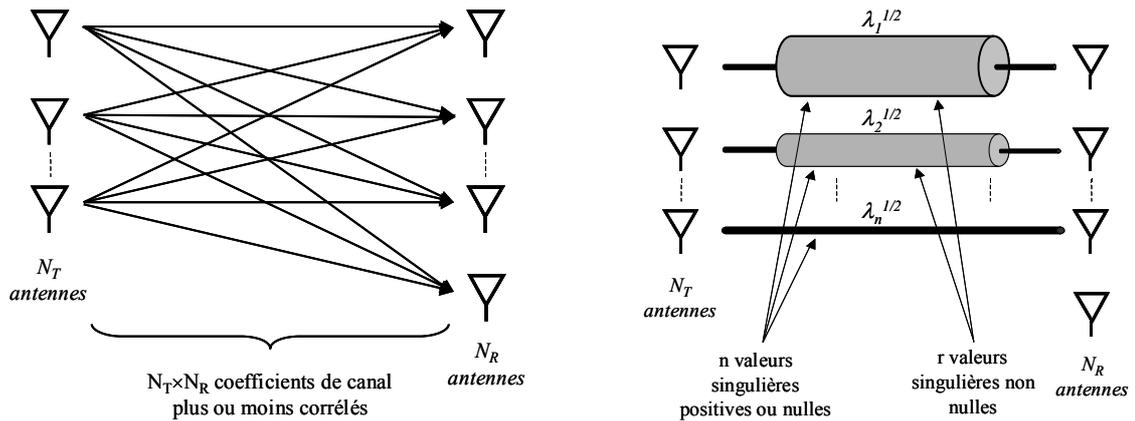


Figure 2.14 : Décomposition d'un canal de propagation MIMO en canaux indépendants par décomposition en valeurs singulières (à gauche : représentation classique en canaux corrélés, à droite : représentation en canaux découplés)

Dans la mesure où la SVD fournit une représentation équivalente du canal \mathbf{H} , les coefficients de transfert du canal (λ_k ou h_{ij} selon la représentation choisie) conservent la même puissance totale (2.60).

$$\sum_{k=1}^r \lambda_k = \|\mathbf{H}\|_F^2 = \sum_{i=1}^{N_R} \sum_{j=1}^{N_T} |h_{ij}|^2 \quad (2.60)$$

Cette décomposition montre qu'au plus r antennes reçoivent un signal. Les autres antennes ($r+1$ à n) associées à des valeurs singulières nulles ne reçoivent que du bruit. Aussi, dans cette représentation équivalente, le nombre effectif d'antennes recevant un signal se limite à r qui est lui-même inférieur ou égal au minimum du nombre d'antennes d'émission et de réception ($r \leq \min(N_T, N_R)$).

4.3. Capacité d'un canal MIMO

4.3.1. Définition générale

La théorie de l'information permet de formaliser les mécanismes de transmission entre une source et un récepteur. En partant du principe que le message à transmettre n'est pas connu du récepteur, la source d'information peut être considérée comme un processus aléatoire [Guguen, 03]. L'entropie et l'information mutuelle mesurent la quantité d'information contenue dans un message [Shannon, 48]. L'information mutuelle est la mesure de l'information contenue dans un processus sur un autre processus. L'information mutuelle $I(x,y)$ entre deux variables aléatoires discrètes x et y se note selon :

$$I(x; y) = \sum_{x \in \mathcal{X}, y \in \mathcal{Y}} P_{x,y}(x, y) \cdot \log \frac{P_{x,y}(x, y)}{P_x(x) \cdot P_y(y)} \quad (2.61)$$

où $\mathcal{X} = \{x : P_x(x) \neq 0\}$ et $\mathcal{Y} = \{y : P_y(y) \neq 0\}$

Shannon a démontré qu'il existe un débit d'information en dessous duquel il est possible de transmettre avec une probabilité d'erreur arbitrairement faible en utilisant un codage suffisamment élaboré. Au-dessus de ce débit, la probabilité d'erreur ne peut plus être annulée. Cette grandeur s'appelle la capacité du canal. Elle est définie comme le maximum de l'information mutuelle entre la source et le destinataire. Pour un canal sans mémoire, elle s'exprime selon (2.62) :

$$C = \max_{P_x} I(x; y) \quad (2.62)$$

Elle correspond au débit maximal par unité de fréquence pouvant être transmis sans erreur et est exprimée en bit/s/Hz.

Pour un canal MIMO, le modèle du signal reçu se note selon (2.63) en reprenant le modèle normalisé présenté précédemment :

$$\mathbf{r}(t) = \sqrt{\rho} \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{e}(t) + \mathbf{b}(t) \quad (2.63)$$

où $\mathbf{e}(t)$, $\mathbf{r}(t)$ et $\mathbf{b}(t)$ représentent respectivement les vecteurs d'émission, de réception et de bruit et \mathbf{H} est la matrice de canal qui contient les coefficients d'atténuation entre chaque antenne d'émission et de réception.

La transmission de l'information s'effectue généralement par salves. La durée des salves est supposée suffisamment courte pour que le canal soit considéré comme constant durant l'émission de cette salve. Selon le comportement de la matrice de canal \mathbf{H} durant cette salve, plusieurs définitions de la capacité du canal peuvent être données :

- lorsque \mathbf{H} est déterministe, nous définissons une capacité instantanée correspondant à une réalisation de \mathbf{H} .
- Lorsque \mathbf{H} varie aléatoirement et suffisamment rapidement pour que la capacité instantanée évolue autour d'une valeur moyenne constante, nous parlons de capacité moyenne.
- Lorsque \mathbf{H} varie aléatoirement de façon quasi-statique (le canal est constant durant une salve, puis change), nous utilisons la capacité de coupure. Il s'agit de la borne supérieure de la capacité qu'il est possible d'atteindre avec une probabilité de coupure donnée.

Les paragraphes qui suivent présentent ces différentes définitions de la capacité d'un canal MIMO. Les expressions de la capacité sont également formulées lorsque le canal est décomposé en canaux découplés.

Dans le chapitre 3, le canal sera décrit par la capacité moyenne puisque les variations du canal seront supposées suffisamment rapides.

4.3.2. Capacité instantanée

La capacité instantanée d'un canal MIMO est donnée par l'expression (2.64) [Pollock, 02], [Pollock, 03]

$$C = \log_2 \left[\det(\mathbf{I}_{N_R} + \rho \mathbf{H} \mathbf{R}_{EE} \mathbf{H}^H) \right] \quad (2.64)$$

Elle s'exprime en fonction de la matrice de covariance à l'émission $\mathbf{R}_{EE} = E[\mathbf{e}(t) \mathbf{e}^H(t)]$ et du rapport signal sur bruit ρ .

Si l'émetteur connaît le canal de propagation, il est possible de maximiser la capacité en optimisant \mathbf{R}_{EE} . On montre que la capacité est maximale lorsque tous les canaux propres véhiculent la même puissance. Il convient alors d'émettre sur chaque antenne avec une répartition de la puissance permettant l'allocation uniforme de l'énergie sur les canaux propres. Cette technique de remplissage équilibré du spectre est qualifiée de « water-filling » [Cover, 91].

En l'absence d'information sur le canal au niveau de l'émetteur, la puissance d'émission (1 watt dans notre représentation normalisée) est généralement répartie uniformément entre les antennes.

La matrice de covariance à l'émission devient :

$$\mathbf{R}_{EE} = \frac{I}{N_T} \mathbf{I}_{N_T} \quad (2.65)$$

L'expression (2.64) permet de calculer la capacité pour une réalisation particulière de la matrice de canal \mathbf{H} . Cette capacité instantanée fluctue au rythme du canal. Aussi, préfère-t-on définir une capacité moyenne du canal.

4.3.3. Capacité moyenne

Le canal fluctuant de façon aléatoire, la capacité instantanée C est aussi une variable aléatoire. Nous définissons la capacité moyenne comme l'espérance de la capacité pour toutes les réalisations du canal :

$$C_{moy} = E[C] = E[\log_2[\det(\mathbf{I}_{N_R} + \rho \cdot \mathbf{H} \mathbf{R}_{EE} \mathbf{H}^H)]] \quad (2.66)$$

En général, il est difficile de définir une expression analytique de la capacité à partir de l'expression (2.66). Aussi, utilise-t-on dans la littérature des bornes de la capacité reposant notamment sur les caractéristiques moyennes du canal. Une borne supérieure de cette capacité moyenne est obtenue en utilisant l'inégalité de Jensen (2.67) qui repose sur le fait que la fonction $\log_2[\det(\cdot)]$ est une fonction concave, ce qui entraîne que :

$$E[\log_2[\det(\cdot)]] \leq \log_2[\det(E[\cdot])] \quad (2.67)$$

La limite supérieure de la capacité moyenne s'exprime selon (2.68)

$$C_{moy} \leq \log_2[\det(\mathbf{I}_{N_R} + \rho \cdot E[\mathbf{H} \mathbf{R}_{EE} \mathbf{H}^H])] \quad (2.68)$$

Dans le cas où la distribution des puissances est uniforme, c'est-à-dire que chaque antenne d'émission émet la même puissance $1/N_T$, cette inégalité devient :

$$C_{moy} \leq \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{\rho}{N_T} \mathbf{R}_{HH} \right) \right] \quad (2.69)$$

avec $\mathbf{R}_{HH} = E[\mathbf{H} \mathbf{H}^H]$ la matrice de covariance du canal et $\mathbf{R}_{EE} = \frac{1}{N_T} \mathbf{I}_{N_T}$

Il apparaît que \mathbf{R}_{HH} représente en fait la corrélation de la matrice de canal au niveau des antennes de réception. La limite supérieure de la capacité moyenne est donc déterminée par la corrélation à la réception.

Les résultats de capacité présentés dans la partie expérimentale de ce mémoire utilisent exclusivement cette définition de la capacité moyenne.

4.3.4. Capacité de coupure (« outage capacity »)

La capacité moyenne s'apparente au débit moyen qu'il serait théoriquement possible d'atteindre sur le canal. Lorsque le canal présente des évanouissements profonds, la capacité fluctue fortement autour de sa valeur moyenne. Il faudrait abaisser le débit pendant les phases d'évanouissement profond, et inversement l'augmenter lors des phases plus favorables pour tenter d'atteindre le débit théorique maximal. En pratique, de nombreux systèmes fonctionnent à débit constant. La présence d'évanouissements profonds se traduit par une

perte d'information et donc par un affaiblissement du débit effectif. Pour cette raison, de nombreux auteurs utilisent la « capacité de coupure » C_p associée à une probabilité de coupure p .

$$\text{prob}(C \leq C_p) = p \quad (2.70)$$

A titre d'exemple, pendant 10% du temps la capacité reste inférieure à la capacité de coupure $C_{0,1}$. La capacité de coupure dépend donc de la distribution de C et, par conséquent, des caractéristiques statistiques de la matrice de canal \mathbf{H} . Autrement dit, dans le cas d'une transmission au rythme C_p , il est possible d'estimer que les salves sont transmises avec un fort évanouissement avec une probabilité p . C'est pourquoi dans le cas d'un code correcteur d'erreurs performant, la probabilité de coupure p est une approximation du taux d'erreur symboles [Knopp, 00].

La capacité médiane $C_{0,5}$ qu'il est possible d'atteindre pendant la moitié du temps est généralement proche de la capacité moyenne précédemment définie.

La figure 2.15 présente quelques fonctions de répartition cumulatives des capacités obtenues pour un canal de Rayleigh et pour un rapport signal sur bruit de 10 dB. Pour ce type de canal, le tableau 2.7 regroupe les capacités de coupure $C_{0,1}$, les capacités médianes $C_{0,5}$, correspondant respectivement à des probabilités de $p = 0,1$ et $p = 0,5$, et les capacités moyennes. Nous avons considéré une matrice de canal possédant des coefficients h_{ij} totalement indépendants les uns des autres. La capacité du canal augmente fortement avec le nombre d'antennes. Pour un nombre d'antennes identique en émission et en réception ($N_T = N_R = N$), la capacité est approximativement multipliée par un facteur N par rapport au cas du canal de Rayleigh SISO.

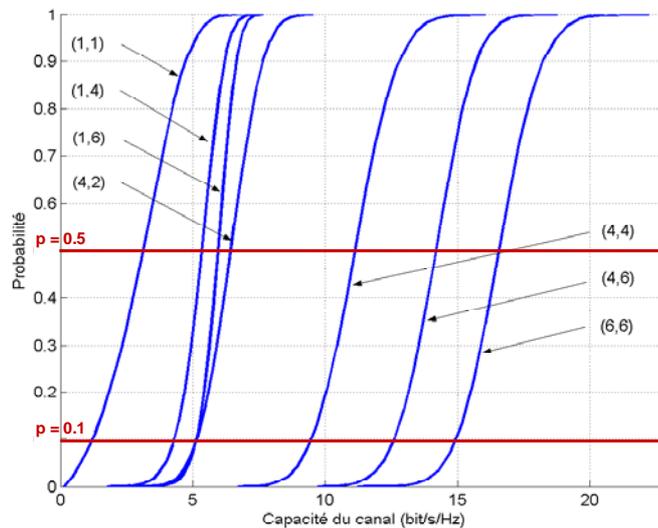


Figure 2.15 : Fonctions de répartition cumulatives des capacités obtenues pour un canal de Rayleigh (N_T, N_R) pour un rapport signal sur bruit de 10 dB

Système MIMO (N_T, N_R)	Capacité de coupure $C_{0,1}$ (bit/s/Hz)	Capacité médiane $C_{0,5}$ (bit/s/Hz)	Capacité moyenne C_{moy} (bit/s/Hz)
(1,1)	1,2	3,1	2,9
(1,4)	4,3	5,3	5,2
(1,6)	5,1	6,0	5,8
(4,2)	5,1	6,4	6,3
(4,4)	9,5	11,1	10,9
(4,6)	12,6	14,2	14,0
(6,6)	14,9	16,5	16,4

Tableau 2.7 : Capacités de coupure, capacités médianes, capacités moyennes pour un canal de Rayleigh (N_T, N_R) pour un rapport signal sur bruit de 10 dB

Les capacités de coupure correspondent aux valeurs se situant dans la partie basse du graphique de la figure 2.15.

4.3.5. Capacité en fonction des valeurs singulières

Dans les paragraphes précédents, nous avons exposé le calcul des capacités à partir de la matrice \mathbf{H} du canal. Les mêmes résultats sont obtenus en s'appuyant sur la décomposition en valeurs singulières du canal. En partant de la représentation équivalente du canal, les développements analytiques deviennent plus aisés. Cela permet de mieux appréhender les conditions que doit satisfaire le canal en vue d'une capacité maximale.

Pour une source d'émission sans corrélation et une équipartition de la puissance émise sur les antennes d'émission, la capacité correspond à l'expression usuelle :

$$C = \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{\rho}{N_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right] \quad (2.71)$$

Pour tout réel positif α , le déterminant de la matrice $(\mathbf{I} + \alpha \mathbf{A})$ peut s'exprimer en fonction des r valeurs propres λ_i de la matrice \mathbf{A} selon (2.72).

$$\det(\mathbf{I} + \alpha \mathbf{A}) = \prod_{i=1}^r (1 + \alpha \lambda_i) \quad \forall \alpha \in \mathbb{R}^+ \quad (2.72)$$

Comme les carrés des valeurs singulières $\lambda_k^{1/2}$ de la matrice des coefficients \mathbf{H} sont aussi les valeurs propres λ_k de la matrice $\mathbf{H} \mathbf{H}^H$, une formulation plus usuelle de la capacité des canaux MIMO est donnée par (2.73) :

$$C = \sum_{k=1}^r \log_2 \left\{ 1 + \frac{\rho \lambda_k}{N_T} \right\} \quad (2.73)$$

Cette expression correspond à la sommation des capacités des r canaux SISO découplés présentés figure 2.14.

La somme des carrés de valeurs singulières est bornée. Elle est statistiquement égale au produit $N_T N_R$:

$$\sum_{k=1}^r \lambda_k = \|\mathbf{H}\|_F^2 = \sum_{i=1}^{N_T} \sum_{j=1}^{N_R} |h_{i,j}|^2 \quad (2.74)$$

$$\mathbb{E}\left\{\sum_{k=1}^r \lambda_k\right\} = \mathbb{E}\left\{\|\mathbf{H}\|_F^2\right\} = N_T \cdot N_R \quad (2.75)$$

La capacité C est maximale lorsque les valeurs singulières sont identiques ($\lambda_i = N_T \cdot N_R / r$) et le rang r de la matrice \mathbf{H} est maximal d'autre part. Cela fournit une borne supérieure de la capacité d'un canal MIMO sous la contrainte d'une répartition équilibrée de la puissance d'émission :

$$C = \sum_{k=1}^r \log_2 \left\{ 1 + \frac{\rho \cdot \lambda_k}{N_T} \right\} \leq r \cdot \log_2 \left\{ 1 + \frac{\rho \cdot N_R}{r} \right\} \leq \min(N_T, N_R) \cdot \log_2 \left\{ 1 + \frac{\rho \cdot N_R}{\min(N_T, N_R)} \right\} = C_{\max} \quad (2.76)$$

Ainsi, il est possible de montrer que la capacité peut être multipliée par le nombre d'antennes comparativement à un canal SISO.

$$C_{\max} = N_T \cdot \log_2 \left\{ 1 + \frac{\rho \cdot N_R}{N_T} \right\} \quad \text{pour } N_R \geq N_T \quad (2.77)$$

$$C_{\max} = N_R \cdot \log_2 \{ 1 + \rho \} \quad \text{pour } N_T \geq N_R \quad (2.78)$$

Lorsque l'environnement permet une bonne décorrélation des antennes, l'obtention d'une capacité proportionnelle au nombre d'antennes est une hypothèse réaliste [Wennström, 02].

La relation (2.73) dépend du nombre de valeurs singulières et de leur amplitude. Par conséquent, la détermination de la capacité repose sur la connaissance de la distribution des valeurs singulières. Malheureusement, il n'existe généralement pas de relation simple permettant d'exprimer analytiquement la loi de répartition des valeurs singulières en fonction des caractéristiques du canal.

A ce stade, nous proposons de discuter qualitativement de l'impact de la corrélation sur la capacité des systèmes MIMO.

4.4. Influence de la corrélation du canal sur la capacité

Une source de dégradation de la capacité provient de la présence d'un trajet principal entre l'émetteur et le récepteur qui conduit à une modification des propriétés de la liaison [Guguen, 03], c'est-à-dire au passage de la statistique de Rayleigh à celle de Rice. Les zones de faible et fort rapport signal sur bruit (SNR) doivent alors être distinguées. Pour de forts rapports signal à bruit, la composante spéculaire n'a pratiquement aucun effet sur la capacité; les composantes hors visibilité assurant seules le rang plein de la matrice. Pour de faibles rapports signal à bruit, la composante moyenne conditionne l'expression de la capacité et conduit à une dégénérescence de la matrice du canal. La dépendance entre les signaux transmis ou reçus par différentes antennes constitue un autre facteur de réduction du nombre de degrés de liberté du canal. Elle provient en général d'un espacement entre les éléments

rayonnants trop faible au regard du nombre, des dimensions et de la position des réflecteurs dans l'environnement.

Les notions de canaux corrélés ou non corrélés et de rang de la matrice de canal conduisent donc à définir quatre situations extrêmes de comportement des canaux MIMO en fonction de leur corrélation et de leur rang [Gesbert, 00] afin de mettre en évidence les différents cas de figures se rapprochant de la réalité :

- les canaux corrélés de rang 1 (canaux défavorables),
- les canaux corrélés de rang maximal (canaux classiques),
- les canaux décorrélés de rang maximal (canaux idéaux),
- les canaux décorrélés de rang 1 (canaux dégénérés).

4.4.1. Les canaux corrélés de rang 1

A titre d'exemple, examinons le cas d'une corrélation parfaite des signaux reçus. Lorsque les différents signaux reçus sont proportionnels entre eux, la matrice du canal \mathbf{H} possède un rang égal à un, le canal équivalent ne possède qu'une seule valeur singulière.

D'une façon plus générale, ces canaux s'obtiennent lorsque les antennes ne sont pas suffisamment espacées ou lorsque l'étalement des angles d'arrivée ou de départ est faible.

La matrice de canal des canaux corrélés de rang 1 peut s'écrire :

$$\mathbf{H} = g_{rx} \cdot g_{tx} \cdot \mathbf{u}_{rx} \cdot \mathbf{u}_{tx}^H \quad (2.79)$$

où g_{rx} et g_{tx} sont des variables indépendantes de distribution $CN(0,1)$ et \mathbf{u}_{rx} et \mathbf{u}_{tx} sont des vecteurs fixes déterministes respectivement de dimension $(N_R \times 1)$ et $(N_T \times 1)$, de module égal à un.

C'est le cas le plus défavorable pour la capacité qui, rappelons le, est maximale pour des valeurs singulières identiques et un rang maximal. Les relations (2.73), (2.75) et l'inégalité de Jensen donnent une borne supérieure de la capacité des canaux corrélés de rang 1.

$$C \leq \log_2 \{1 + \rho N r\} \quad (2.80)$$

4.4.2. Les canaux corrélés de rang maximal

Nous avons vu que la corrélation totale réduit le rang de la matrice de canal à un. Mathématiquement, toute perturbation sur l'un des coefficients d'une matrice singulière permet de la transformer en une matrice de rang maximal. En pratique, il est effectivement possible d'observer que le rang de la matrice de canal est souvent maximal. Cela est aussi vérifié pour des canaux fortement corrélés. Dans ces situations, l'environnement et l'espacement des antennes ne permettent pas d'avoir une décorrélation totale des signaux mais ne conduisent pas pour autant à une matrice de canal de rang 1.

Suivant le degré de corrélation, la capacité s'échelonne entre le cas le plus défavorable des canaux décorrélés de rang 1 et le cas des canaux idéaux présenté ci-dessous.

4.4.3. Les canaux décorrélés de rang maximal

Ces canaux idéaux ne présentent aucune corrélation entre les différents trajets de propagation. Ils sont de rang maximal. Les coefficients d'une telle matrice sont indépendants et identiquement distribués selon une distribution gaussienne complexe de moyenne nulle et de variance unité notée $CN(0,1)$. Un canal idéal de ce type correspond notamment à un environnement modélisé par une matrice de Rayleigh, de rang statistiquement plein. Il traduit typiquement une configuration où l'émetteur et le récepteur communiquent sans visibilité directe, dans un milieu riche en diffuseurs et telle que la séparation physique entre les antennes des réseaux est suffisante [Guguen, 03].

La capacité de ces canaux est maximale et bornée par les expressions (2.77) et (2.78).

4.4.4. Les canaux décorrélés de rang 1

Ces canaux présentant un goulot d'étranglement sont qualifiés de « pin-hole » ou « key-hole ». Ils se rencontrent lorsque la distance entre les émetteurs et les récepteurs est grande devant le rayon du cercle dans lequel s'inscrivent les réflecteurs côté émission ou réception [Gesbert, 02]. Ils concernent généralement une propagation en extérieur ou des signaux se propageant à travers un couloir [Guguen, 03] ou un tunnel pour une propagation en intérieur.

Ces canaux dégénérés se caractérisent par une matrice de rang 1 malgré une décorrélation totale. Une matrice ayant de telles propriétés peut être générée par la relation (2.81) :

$$\mathbf{H} = \mathbf{g}_{rx} \cdot \mathbf{g}_{tx}^H \quad (2.81)$$

où \mathbf{g}_{rx} et \mathbf{g}_{tx} sont des vecteurs dont les éléments sont indépendants et identiquement distribués et suivent une distribution $CN(0,1)$.

Dès l'instant où le rang du système est minimal, nous avons vu que la capacité n'est pas maximale et qu'elle est bornée par l'équation (2.80).

La classification présentée met en évidence la forte influence de la corrélation du canal sur la capacité. Néanmoins, la totale décorrélation du canal ne suffit pas à obtenir une capacité maximale, il faut également tenir compte du rang de la matrice de canal. Cependant, une matrice de canal présentant un rang égal à 1 est un cas académique. Dans la majorité des configurations pratiques, le rang est maximal. Pour ces différentes raisons, certains auteurs ont défini l'ordre de diversité [Del Galdo, 03] qui permet d'analyser plus finement les performances du canal.

5. Modèles de canal MIMO

Les quatre canaux canoniques précédemment exposés permettent de distinguer les principaux cas de figures rencontrés. Néanmoins, il ne s'agit que d'une classification générique qui comprend une infinité de cas particuliers correspondant à des canaux réels. Pour cette raison, il est nécessaire de développer des modèles de canal MIMO reproduisant le plus fidèlement possible la réalité et notamment, les propriétés de corrélation du canal qui déterminent les performances d'un système MIMO. Ce thème suscite beaucoup de travaux dans la communauté scientifique internationale afin de trouver les paramètres qui décrivent le plus

précisément possible la capacité du canal. Il existe principalement deux familles de modèles [Schumacher, 02] :

- les modèles déterministes,
- les modèles statistiques.

5.1. Présentation générale des différents types de modèles de canal MIMO

5.1.1. Modèles déterministes

Ces modèles reposent sur la description précise de l'environnement de propagation. Il est possible de distinguer deux approches [Schumacher, 02]. La première consiste à utiliser une base de données contenant des réponses impulsionnelles mesurées propres à un environnement. Les importantes ressources mémoires nécessaires limitent l'utilisation de cette méthode. La seconde approche considère une propagation spéculaire de l'onde et décrit la réponse du canal par une méthode géométrique de type « lancé de rayons » ou « tracé de rayons ». La description géométrique précise de l'environnement et la connaissance de ses propriétés électromagnétiques permettent de prédire la propagation des trajets multiples en se basant sur la Théorie Uniforme de la Diffraction. L'inconvénient majeur des modèles déterministes réside dans leur manque de flexibilité. En effet, il est nécessaire de décrire précisément la géométrie du système pour chaque environnement à modéliser. Ces approches de type « lancé de rayons » ont aujourd'hui encore peu d'applications en MIMO, comparativement aux modèles statistiques décrits ci-dessous.

5.1.2. Modèles stochastiques

5.1.2.1. Modèles stochastiques géométriques

Ces modèles décrivent de façon statistique la position des diffuseurs. De nombreux modèles stochastiques géométriques sont décrits dans la littérature pour différentes configurations [Yu, 02]. La figure 2.16 illustre les modèles les plus courants [Guguen, 03].

Dans le modèle à un anneau [Shiu, 00][Jakes, 94], le récepteur capte, dans un cône angulaire étroit et sans visibilité directe, le signal provenant de l'émetteur se situant dans une zone riche en réflecteurs. Ce type de modèle est utilisé dans les réseaux cellulaires pour décrire la propagation entre le mobile entouré de réflecteurs et la station de base placée en hauteur et dégagée de tout réflecteur. Le modèle à deux anneaux [Shiu, 00bis] suppose que l'émetteur et le récepteur sont tous les deux entourés de diffuseurs locaux, ce qui correspond à un milieu confiné.

Le modèle à diffuseurs distribués [Gesbert, 00] a été proposé afin de décrire les canaux MIMO en extérieur. Le modèle de Saleh-Valenzuela [Saleh, 87], étendu aux systèmes MIMO [Wallace, 01], a été initialement développé suite à des campagnes de mesures qui ont montré la tendance des échos à arriver par paquets, suggérant ainsi que les diffuseurs peuvent être regroupés par groupes ou « clusters ». Nous pouvons également citer le modèle standardisé par le 3GPP pour les canaux MIMO [3GPP, 25.996] qui décrit la communication entre un mobile et une station de base. Ce modèle prend en compte de nombreux paramètres caractéristiques du canal tels que l'amplitude et le retard des trajets, la vitesse du mobile, les distances entre les antennes, les angles d'arrivée, de départ, l'étalement des angles, la puissance du profil, etc.

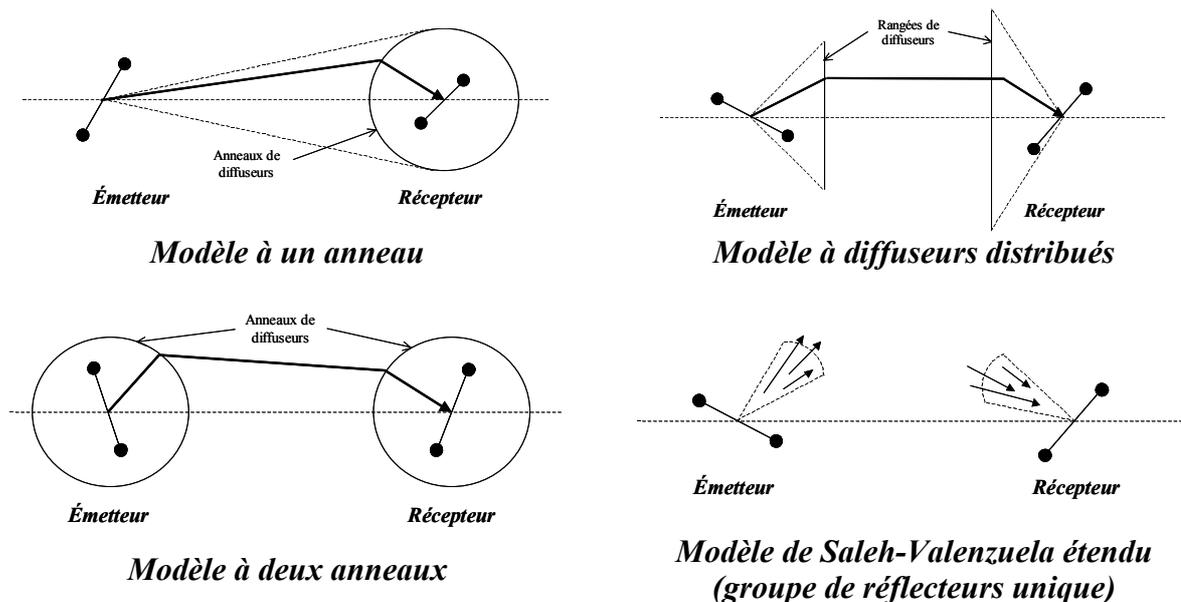


Figure 2.16 : Modèles stochastiques géométriques d'un canal de propagation MIMO [Guguen, 03]

5.1.2.2. Modèles stochastiques

Les modèles déterministes et les modèles stochastiques géométriques requièrent la description géométrique de l'environnement. Les modèles stochastiques, quant à eux, reposent sur l'identification des paramètres caractéristiques de la matrice de transfert du canal. Ils attribuent à chaque paramètre une distribution statistique, ce qui confère au modèle une flexibilité maximale. Le choix des distributions statistiques et des statistiques du second ordre adéquates pour chaque paramètre se fait en pratique en effectuant des campagnes de mesures.

Par ailleurs, les modèles MIMO doivent bien entendu décrire la corrélation spatiale. Cela repose généralement sur la corrélation des réponses impulsionnelles de chaque couple d'antennes élémentaires à partir de matrices de corrélation. Si son principe apparaît simple, la modélisation de la corrélation spatiale soulève de nombreuses questions. Faut-il prendre en compte la corrélation des puissances des signaux reçus par les antennes ou la corrélation des coefficients de transmission complexes ? La corrélation doit-elle être envisagée au niveau de l'émetteur, du récepteur ou alors du milieu de transmission ? La corrélation doit-elle être traduite par une matrice de corrélation ou par une matrice de covariance ? Ces problématiques concernent également l'élaboration de modèles stochastiques géométriques.

Notre travail de thèse repose en grande partie sur l'étude de la corrélation dans les canaux MIMO. Nous exposons dans le prochain paragraphe un catalogue exhaustif des différentes méthodes de modélisation utilisées afin de traduire la corrélation spatiale.

5.2. Construction des modèles stochastiques à partir de la corrélation spatiale

5.2.1. Définition des matrices de corrélation ou de covariance du canal

En l'absence de sélectivité fréquentielle, la réponse impulsionnelle $h_{ij}(\tau)$ décrivant le canal entre deux antennes se réduit à un simple coefficient d'atténuation complexe h_{ij} . L'ensemble de ces coefficients h_{ij} reliant chaque antenne d'émission et de réception est regroupé dans une matrice de canal \mathbf{H} . En supposant que les coefficients du canal MIMO suivent une distribution gaussienne complexe, les moments de premier et second ordre caractérisent complètement le comportement statistique du canal [Schumacher, 02].

En pratique, l'information sur le niveau de corrélation entre les coefficients de \mathbf{H} s'obtient en calculant la matrice de corrélation ou de covariance du canal.

Par convention, les matrices de corrélation $\Gamma_{\mathbf{H}}$ et de covariance $\mathbf{R}_{\mathbf{H}}$ d'un canal MIMO, décrit par une matrice de canal \mathbf{H} , ont la structure suivante :

$$\Gamma_{\mathbf{H}} = \text{cor} \left(\begin{array}{cccccccc} h_{11}, h_{11} & \dots & h_{1N_T}, h_{11} & h_{21}, h_{11} & \dots & h_{2N_T}, h_{11} & \dots & h_{N_R 1}, h_{11} & \dots & h_{N_R N_T}, h_{11} \\ \dots & \dots \\ h_{11}, h_{1N_T} & \dots & h_{1N_T}, h_{1N_T} & h_{21}, h_{1N_T} & \dots & h_{2N_T}, h_{1N_T} & \dots & h_{N_R 1}, h_{1N_T} & \dots & h_{N_R N_T}, h_{1N_T} \\ h_{11}, h_{21} & \dots & h_{1N_T}, h_{21} & h_{21}, h_{21} & \dots & h_{2N_T}, h_{21} & \dots & h_{N_R 1}, h_{21} & \dots & h_{N_R N_T}, h_{21} \\ \dots & \dots \\ h_{11}, h_{2N_T} & \dots & h_{1N_T}, h_{2N_T} & h_{21}, h_{2N_T} & \dots & h_{2N_T}, h_{2N_T} & \dots & h_{N_R 1}, h_{2N_T} & \dots & h_{N_R N_T}, h_{2N_T} \\ \dots & \dots \\ h_{11}, h_{N_R 1} & \dots & h_{1N_T}, h_{N_R 1} & h_{21}, h_{N_R 1} & \dots & h_{2N_T}, h_{N_R 1} & \dots & h_{N_R 1}, h_{N_R 1} & \dots & h_{N_R N_T}, h_{N_R 1} \\ \dots & \dots \\ h_{11}, h_{N_R N_T} & \dots & h_{1N_T}, h_{N_R N_T} & h_{21}, h_{N_R N_T} & \dots & h_{2N_T}, h_{N_R N_T} & \dots & h_{N_R 1}, h_{N_R N_T} & \dots & h_{N_R N_T}, h_{N_R N_T} \end{array} \right) \quad (2.82)$$

et

$$\mathbf{R}_{\mathbf{H}} = \text{cov}([\dots]) \quad (2.83)$$

où $\text{cor}(a,b)$ est le coefficient de corrélation entre deux variables aléatoires a et b tel que :

$$\text{cor}(a,b) = \frac{\text{cov}(a,b)}{\sigma_a \cdot \sigma_b} = \text{cov} \left(\frac{a}{\sigma_a}, \frac{b}{\sigma_b} \right) \quad (2.84)$$

avec

$$\text{cov}(a,b) = E[ab^*] - E[a] \cdot E[b^*] \quad (2.85)$$

le coefficient de covariance entre a et b , et

$$\sigma_a = \sqrt{E[|a|^2] - |E[a]|^2} \quad (2.86)$$

l'écart type de la variable aléatoire a .

Les coefficients de covariance et de corrélation décrivent le degré de ressemblance entre deux variables aléatoires a et b qui, dans le cas du coefficient de corrélation, sont normalisées par rapport à leur écart-type. Les coefficients de corrélation ne diffèrent donc des coefficients de covariance que d'un facteur de normalisation égal au produit des écarts type des deux variables aléatoires.

Dans l'hypothèse où la moyenne des coefficients du canal est nulle (2.87) et leur puissance égale à l'unité (2.88), les coefficients de corrélation et de covariance peuvent être confondus.

$$E[h_{ij}] = 0 \quad (2.87)$$

$$E[|h_{ij}|^2] = 1 \quad (2.88)$$

Lorsque ces deux hypothèses sont vérifiées, la matrice de corrélation $\Gamma_{\mathbf{H}}$ s'identifie à la matrice de covariance $\mathbf{R}_{\mathbf{H}}$. Elles s'expriment à l'aide de l'expression synthétique:

$$\Gamma_{\mathbf{H}} = \mathbf{R}_{\mathbf{H}} = E[\text{vec}(\mathbf{H}).\text{vec}(\mathbf{H})^H] \quad (2.89)$$

où $\text{vec}(\mathbf{M})$ est un opérateur qui met en colonne une matrice \mathbf{M} tel que :

$$\text{vec}(\mathbf{M}) = [\mathbf{M}_1 \ \mathbf{M}_2 \ \dots \ \mathbf{M}_N]^T \quad (2.90)$$

où $\mathbf{M}_1 \ \mathbf{M}_2 \dots \mathbf{M}_N$ sont les N lignes de \mathbf{M} .

Les notions de corrélation et de covariance sont très proches, voire confondues. Aussi utiliserons-nous parfois dans la suite de ce mémoire le terme de corrélation pour tout modèle qui fait intervenir soit des matrices de corrélation, soit des matrices de covariance.

5.2.2. Définition des matrices de corrélation à l'émission et à la réception

Afin de distinguer l'influence de la corrélation entre les antennes d'émission, de la corrélation entre les antennes de réception, il est courant de modéliser la corrélation du canal par deux matrices : une matrice de corrélation (ou de covariance) à l'émission Γ_{TX} (\mathbf{R}_{TX}) et une matrice de corrélation (ou de covariance) à la réception Γ_{RX} (\mathbf{R}_{RX}).

Par convention, les matrices de corrélation et de covariance regroupent les coefficients de corrélation et de covariance entre les antennes d'un même terminal (émetteur ou récepteur suivant le cas) :

$$\mathbf{\Gamma}_{\text{TX/RX}} = \text{cor} \left(\begin{bmatrix} \text{ant1,ant1} & \text{ant2,ant1} & \dots & \text{antN,ant1} \\ \text{ant1,ant2} & \text{ant2,ant2} & \dots & \text{antN,ant2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \text{ant1,antN} & \text{ant2,antN} & \dots & \text{antN,antN} \end{bmatrix} \right) \quad (2.91)$$

$$\mathbf{R}_{\text{TX/RX}} = \text{cov}(\dots) \quad (2.92)$$

où $\mathbf{\Gamma}_{\text{TX}}$ (\mathbf{R}_{TX}) et $\mathbf{\Gamma}_{\text{RX}}$ (\mathbf{R}_{RX}) sont respectivement les matrices de corrélation (covariance) à l'émission d'une part et à la réception d'autre part.

Plus précisément, les coefficients de corrélation et de covariance des matrices de corrélation à l'émission (respectivement la réception) se définissent comme les coefficients de corrélation moyens sur les antennes de réception (respectivement d'émission) tels que :

$$\gamma_{ij}^{\text{TX}} = \frac{1}{N_R} \sum_{k=1}^{N_R} \text{cor}(h_{ki}, h_{kj}) \quad (2.93)$$

$$\gamma_{ij}^{\text{RX}} = \frac{1}{N_T} \sum_{k=1}^{N_T} \text{cor}(h_{ik}, h_{jk}) \quad (2.94)$$

$$r_{ij}^{\text{TX}} = \frac{1}{N_R} \sum_{k=1}^{N_R} \text{cov}(h_{ki}, h_{kj}) \quad (2.95)$$

$$r_{ij}^{\text{RX}} = \frac{1}{N_T} \sum_{k=1}^{N_T} \text{cov}(h_{ik}, h_{jk}) \quad (2.96)$$

où γ_{ij} est le coefficient de corrélation et r_{ij} le coefficient de covariance entre la $i^{\text{ième}}$ et la $j^{\text{ième}}$ antenne soit d'émission, soit de réception.

Certains auteurs utilisent des modèles fondés sur la « corrélation en puissance ». Les coefficients sont alors calculés de manière similaire à celle que nous venons d'exposer. La fonction de transfert en puissance ($|h_{ij}|^2$) est alors considérée au lieu et place des coefficients de transfert h_{ij} complexes.

Les matrices de corrélation en puissance à l'émission $\mathbf{\Psi}_{\text{TX}}$, à la réception $\mathbf{\Psi}_{\text{RX}}$ et la matrice de corrélation en puissance du canal $\mathbf{\Psi}$ sont définies respectivement selon les équations (2.97) et (2.98).

$$\varphi_{ij}^{\text{TX}} = \frac{1}{N_R} \sum_{k=1}^{N_R} \text{cor}(|h_{ki}|^2, |h_{kj}|^2) \quad (2.97)$$

$$\varphi_{ij}^{\text{RX}} = \frac{1}{N_T} \sum_{k=1}^{N_T} \text{cor}(|h_{ik}|^2, |h_{jk}|^2) \quad (2.98)$$

5.2.3. Modèles de canal MIMO fondés sur la corrélation en puissance

Différentes variantes à ces modèles de canal MIMO existent dans la littérature. Dans [Perdersen, 00][Kermoal, 00], les auteurs définissent un modèle de canal MIMO à partir des matrices de corrélation en puissance à l'émission $\mathbf{\Psi}_{\text{TX}}$, à la réception $\mathbf{\Psi}_{\text{RX}}$. La matrice de corrélation en puissance du canal $\mathbf{\Psi}$ est estimée selon l'équation (2.99).

$$\mathbf{\Psi} = \mathbf{\Psi}_{\text{RX}} \otimes \mathbf{\Psi}_{\text{TX}} \quad (2.99)$$

En tenant compte du fait qu'il s'agit de coefficients de corrélation en puissance et non pas en amplitude complexe, la matrice de canal modélisée s'écrit selon l'équation (2.100)

$$\text{vec}(\mathbf{H}_p) = \mathbf{\Psi}_0^{1/2} \cdot \text{vec}(\mathbf{W}) \quad (2.100)$$

où $\mathbf{\Psi}_0$ est une matrice dont les éléments sont les racines carrées des éléments de $\mathbf{\Psi}$ et \mathbf{W} est un vecteur $(N_T \cdot N_R \times 1)$ de distribution $CN(0, 1)$.

Ce modèle, fondé sur la corrélation en puissance, ne prend pas en compte la corrélation en phase des coefficients du canal h_{ij} . Cependant, l'influence de la corrélation des phases peut-être introduite en considérant les angles moyens d'arrivée ϕ_{RX} et de départ ϕ_{TX} par le biais de matrices diagonales exprimées par les équations (2.101) et (2.102).

$$\mathbf{\Delta}_{TX}(\phi_{TX}) = \text{diag}(\delta_1(\phi_{TX}), \delta_2(\phi_{TX}), \dots, \delta_{N_T}(\phi_{TX})) \quad (2.101)$$

$$\mathbf{\Delta}_{RX}(\phi_{RX}) = \text{diag}(\delta_1(\phi_{RX}), \delta_2(\phi_{RX}), \dots, \delta_{N_R}(\phi_{RX})) \quad (2.102)$$

où $\delta_n(\phi)$ décrit le décalage de phase moyen par rapport à la première antenne [Saunders, 01]. Pour un réseau d'antennes linéaire uniforme, ce terme est donné par l'équation (2.103).

$$\delta_n(\phi) = \exp(-j \cdot 2\pi / \lambda \cdot n \cdot d \cdot \sin \phi) \quad (2.103)$$

où λ est la longueur d'onde, ϕ l'angle d'arrivée ou de départ et d la distance entre deux antennes.

La prise en compte des angles d'arrivée suppose que l'espacement entre les antennes de réception est suffisamment faible pour que l'angle d'incidence des rayons soit le même quelle que soit l'antenne de réception. La même hypothèse est faite pour la prise en compte des angles de départ.

La matrice du canal ainsi modélisée s'écrit selon l'équation (2.104).

$$\mathbf{H} = \mathbf{\Delta}_{RX}(\phi_{RX}) \cdot \mathbf{H}_p \cdot \mathbf{\Delta}_{TX}(\phi_{TX}) \quad (2.104)$$

5.2.4. Modèles fondés sur les propriétés statistiques de la matrice \mathbf{H}

Lorsque les propriétés de corrélation ($\mathbf{\Gamma}_H$) ou de covariance (\mathbf{R}_H) de la matrice du canal sont connues, il est possible de modéliser une matrice \mathbf{H} possédant les mêmes propriétés statistiques à partir des expressions (2.105) et (2.106).

$$\text{vec}(\mathbf{H}) = (\mathbf{\Gamma}_H)^{1/2} \cdot \text{vec}(\mathbf{W}) \quad (2.105)$$

$$\text{vec}(\mathbf{H}) = (\mathbf{R}_H)^{1/2} \cdot \text{vec}(\mathbf{W}) \quad (2.106)$$

où \mathbf{W} est une matrice aléatoire de distribution $CN(0,1)$ et de dimension $(N_R \times N_T)$.

Dans [Kermoal, 02], la matrice de covariance \mathbf{R}_H utilisée pour le modèle de l'équation (2.106) est exprimée en fonction de la matrice de corrélation du canal $\mathbf{\Gamma}_H$ et d'une matrice de

puissance $(\boldsymbol{\sigma}\boldsymbol{\sigma}^T)$ représentant la puissance moyenne des coefficients du canal h_{ij} comme le montre (2.107).

$$\mathbf{R}_H = (\boldsymbol{\sigma}\boldsymbol{\sigma}^T) \circ \boldsymbol{\Gamma}_H \quad (2.107)$$

avec
$$\boldsymbol{\sigma} = [\sigma_{11}, \sigma_{12}, \dots, \sigma_{1N_T}, \sigma_{21}, \sigma_{22}, \dots, \sigma_{2N_T}, \dots, \sigma_{N_R1}, \sigma_{N_R2}, \dots, \sigma_{N_RN_T}]^T \quad (2.108)$$

où \circ représente le produit terme à terme de deux matrices et σ_{ij} l'écart-type du coefficient de canal h_{ij} tel que :

$$\sigma_{ij} = \sqrt{E[|h_{ij}|^2] - |E[h_{ij}]|^2} \quad (2.109)$$

Le modèle (2.106) devient alors :

$$\text{vec}(\mathbf{H}) = ((\boldsymbol{\sigma}\boldsymbol{\sigma}^T) \circ \boldsymbol{\Gamma}_H)^{1/2} \cdot \text{vec}(\mathbf{W}) \quad (2.110)$$

Ces modèles présentent l'inconvénient de nécessiter des matrices $\boldsymbol{\Gamma}_H$ et \mathbf{R}_H de grandes dimensions ($N_T N_R \times N_T N_R$). C'est la raison pour laquelle les auteurs ont tenté de simplifier les modèles en s'appuyant sur les matrices de corrélation de l'émetteur et du récepteur. Cette simplification permet également de distinguer la corrélation à l'émission de la corrélation à la réception.

5.2.5. Modèles fondés sur la corrélation en émission et en réception

La modélisation du canal à partir de la corrélation en émission et en réception repose sur l'approximation de la matrice $\boldsymbol{\Gamma}_H$ comme un produit de Kronecker (\otimes) des matrices de corrélation $\boldsymbol{\Gamma}_{RX}, \boldsymbol{\Gamma}_{TX}$:

$$\boldsymbol{\Gamma}_H = \boldsymbol{\Gamma}_{RX} \otimes \boldsymbol{\Gamma}_{TX} \quad (2.111)$$

Cette équation n'est pas vérifiée dans le cas général. Elle repose sur deux hypothèses [Wennström, 02] :

- la corrélation entre les signaux transmis par les antennes p et q et reçus par l'antenne k est indépendante de k ,
- la corrélation entre les signaux reçus par les antennes j et k et transmis par l'antenne p est indépendante de p .

La validation de ces hypothèses nécessite notamment que les espacements entre les N_T antennes à l'émission et les N_R antennes à la réception soient suffisamment faibles afin qu'elles illuminent les mêmes réflecteurs et que les angles d'arrivée soient les mêmes quelle que soit l'antenne de réception.

La matrice du canal vérifiant les propriétés statistiques des matrices de corrélation en émission et en réception s'écrit alors :

$$\mathbf{H} = (\mathbf{\Gamma}_{\text{RX}})^{1/2} \cdot \mathbf{W} \cdot (\mathbf{\Gamma}_{\text{TX}})^{T/2} \quad (2.112)$$

$$\mathbf{H} = (\mathbf{R}_{\text{RX}})^{1/2} \cdot \mathbf{W} \cdot (\mathbf{R}_{\text{TX}})^{T/2} \quad (2.113)$$

où \mathbf{W} est une matrice aléatoire de distribution $CN(0,1)$ et de dimension $(N_R \times N_T)$, $\mathbf{M}^{1/2}$ désigne une matrice telle que $\mathbf{M} = \mathbf{M}^{1/2} \cdot (\mathbf{M}^{1/2})^H$ et $\mathbf{M}^{T/2} = (\mathbf{M}^{1/2})^T$.

Les hypothèses utilisées dans ce paragraphe peuvent sembler réalistes tant que la corrélation des coefficients de la matrice \mathbf{H} ne résulte pas du milieu de propagation lui-même. Ce n'est pas le cas pour les canaux dits à « goulot d'étranglement » pour lesquels un modèle plus évolué s'avère nécessaire.

5.2.6. Modèles pour les environnements présentant un goulot d'étranglement

Les modèles décrits au paragraphe précédant prennent en compte la corrélation dans une zone de l'espace mais ne permettent pas de faire de même pour deux régions dès lors qu'il n'est plus possible de traiter indépendamment les corrélations dans chaque région [Guguen, 03]. Afin de dépasser cette limitation, il est nécessaire d'augmenter le nombre de degrés de liberté en doublant au moins le nombre de paramètres indépendants disponibles. Une solution consiste à modifier la relation (2.112) en introduisant une relation entre émission et réception [Gesbert, 00] :

$$\mathbf{H} = (\mathbf{\Gamma}_{\text{RX}})^{1/2} \cdot \mathbf{W}_{\text{RX}} \cdot \mathbf{\Gamma}_C \cdot \mathbf{W}_{\text{TX}}^T \cdot (\mathbf{\Gamma}_{\text{TX}})^{T/2} \quad (2.114)$$

où $\mathbf{\Gamma}_C$ est une matrice complexe définie positive ($s \times s$), \mathbf{W}_{RX} et \mathbf{W}_{TX} sont deux matrices aléatoires $CN(0,1)$ respectivement de dimension $(N_R \times s)$ et $(N_T \times s)$. Ce modèle met en évidence, par l'intermédiaire de la matrice de corrélation $\mathbf{\Gamma}_C$, des phénomènes précédemment cachés comme notamment l'effet de goulot d'étranglement [Guguen, 03]. La difficulté de ce modèle (2.114) réside dans la nécessité de déterminer pour un canal donné les trois matrices $\mathbf{\Gamma}_{\text{RX}}$, $\mathbf{\Gamma}_{\text{TX}}$ et $\mathbf{\Gamma}_C$.

5.2.7. Désignation des modèles utilisés dans ce mémoire

Parmi les nombreux modèles de canaux MIMO proposés dans la littérature, nous n'en comparerons que six dans ce mémoire. Les matrices de canal \mathbf{H} générées avec ces différents modèles sont référencées avec l'indice *cor* ou *cov* suivant qu'elles sont construites à partir des matrices de corrélation ou de covariance. L'indice *RXTX* concerne les modèles prenant en compte la corrélation ou la covariance au niveau de l'émetteur et du récepteur. Il s'agit des modèles utilisant :

- les matrices de corrélation complexe à l'émission et à la réception :

$$\mathbf{H}_{\text{COR.RX.TX}} = (\mathbf{\Gamma}_{\text{RX}})^{1/2} \cdot \mathbf{W} \cdot (\mathbf{\Gamma}_{\text{TX}})^{T/2} \quad (2.115)$$

- Les matrices de covariance complexe à l'émission et à la réception :

$$\mathbf{H}_{\text{COV.RX.TX}} = (\mathbf{R}_{\text{RX}})^{1/2} \cdot \mathbf{W} \cdot (\mathbf{R}_{\text{TX}})^{T/2} \quad (2.116)$$

- La matrice de corrélation complexe du canal :

$$\text{vec}(\mathbf{H}_{\text{COR.H}}) = (\mathbf{\Gamma}_H)^{1/2} \cdot \text{vec}(\mathbf{W}) \quad (2.117)$$

- La matrice de covariance complexe du canal :

$$\text{vec}(\mathbf{H}_{COV.H}) = (\mathbf{R}_H)^{1/2} \cdot \text{vec}(\mathbf{W}) \quad (2.118)$$

- La matrice de corrélation en puissance du canal :

$$\mathbf{H}_{COR.PUIS} = \mathbf{\Delta}_{RX}(\phi_{RX}) \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{\Delta}_{TX}(\phi_{TX}) \quad (2.119)$$

$$\text{avec } \text{vec}(\mathbf{H}) = \mathbf{\Psi}_0^{1/2} \cdot \text{vec}(\mathbf{W}) \quad (2.120)$$

- La matrice de corrélation complexe du canal et la matrice de puissance du canal :

$$\text{vec}(\mathbf{H}_{COV.H.2}) = ((\boldsymbol{\sigma} \cdot \boldsymbol{\sigma}^T) \circ \Gamma_H)^{1/2} \cdot \text{vec}(\mathbf{W}) \quad (2.121)$$

Afin de pouvoir comparer de façon objective ces différents modèles, il convient de s'assurer que les matrices de canal modélisées ont toutes une puissance moyenne égale à un, comme nous l'impose la normalisation présentée dans l'Annexe 2:

$$E \left[\frac{1}{N_T \cdot N_R} \sum_{i=1}^{N_R} \sum_{j=1}^{N_T} |h_{ij}|^2 \right] = 1 \quad (2.122)$$

5.3. Modélisation du canal MIMO sélectif en fréquence

La modélisation du canal MIMO qui vient d'être proposée s'applique aux canaux non sélectifs en fréquence, c'est-à-dire aux canaux dont le lien entre un émetteur et un récepteur est caractérisé par un coefficient complexe h_{ij} , l'ensemble des coefficients h_{ij} formant la matrice de canal \mathbf{H} . Un canal sélectif en fréquence est représenté par sa réponse impulsionnelle $h_{ij}(\tau)$ ou par quelques trajets principaux caractérisant la propagation. En notation matricielle, un canal MIMO s'écrit comme la somme de K (K tend vers l'infini si l'on considère les réponses impulsionnelles) matrices \mathbf{H}_k décalées dans le temps tel que (cf le paragraphe 4.1.) :

$$\mathbf{H}(\tau) = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k \cdot \delta(\tau - \tau_k) \quad (2.123)$$

où chaque matrice \mathbf{H}_k est constituée des coefficients $h_{ij}(\tau_k)$ qui représentent le lien entre la $j^{\text{ème}}$ antenne d'émission et la $i^{\text{ème}}$ antenne de réception à l'instant τ_k .

De la même manière que pour un canal non sélectif en fréquence, les matrices de canal \mathbf{H}_k sont caractérisées par leur matrice de corrélation ou de covariance. En faisant l'hypothèse des diffuseurs non corrélés (canal « US »), c'est-à-dire en supposant que les matrices de canal \mathbf{H}_k sont indépendantes (les coefficients h_{ij} de la matrice \mathbf{H}_m pour un retard τ_m sont indépendants des coefficients h_{ij} de la matrice \mathbf{H}_n pour un retard τ_n différent de τ_m), la modélisation du canal MIMO consiste à modéliser chaque matrice \mathbf{H}_k indépendamment les unes des autres, à partir des matrices de corrélation ou de covariance [Pedersen, 00], selon les méthodes présentées précédemment.

Dans le cas d'un canal non sélectif en fréquence, la puissance moyenne de la matrice de canal est fixée égale à un. Pour un canal sélectif en fréquence, la puissance moyenne de chaque matrice \mathbf{H}_k doit être normalisée à une puissance P_k selon (2.124) afin de prendre en compte l'atténuation du canal en fonction du retard.

$$P_k = E \left[\frac{I}{N_T \cdot N_R} \sum_{i=1}^{N_R} \sum_{j=1}^{N_T} |h_{ij}^k|^2 \right] \quad (2.124)$$

où h_{ij}^k est le coefficient h_{ij} de la matrice \mathbf{H}_k

6. Conclusion

La première partie de ce chapitre a rappelé les caractéristiques principales du canal de propagation radio mobile. Deux échelles de variations de l'amplitude du signal reçu existent :

- les variations rapides de l'amplitude du signal qui résultent des sommes constructives et destructives des trajets arrivant déphasés les uns par rapport aux autres sur le récepteur,
- les variations lentes de l'amplitude du signal qui résultent des modifications de l'environnement de propagation.

A ces variations s'ajoutent les retards entre les trajets de propagation. Ces retards induisent un étalement du signal reçu pénalisant lorsqu'il est du même ordre de grandeur ou supérieur au temps symbole considéré. Ces distorsions dans le domaine temporel se répercutent dans le domaine fréquentiel. La bande de cohérence traduit donc la zone de non-sélectivité en fréquence du canal. En outre, lorsque le récepteur est en mouvement ou lorsque l'environnement change rapidement, le canal de propagation varie en fonction du temps. Cette non-stationnarité du canal est définie par le temps de cohérence qui se traduit dans le domaine fréquentiel par l'étalement Doppler. Il y a non-stationnarité temporelle du canal lorsque le temps de cohérence est faible par rapport à la durée du symbole.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, une représentation mathématique du canal de propagation est donnée. Ce sont les quatre fonctions de Bello reliées entre elles par la transformée de Fourier :

- la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$,
- la fonction de transfert $H(f, t)$,
- la fonction de dispersion retard-étalement Doppler $S(\tau, f_d)$,
- la fonction d'étalement Doppler en sortie $D(f, f_d)$.

Les caractéristiques du canal varient dans le temps et il est usuel de définir les fonctions de corrélation des fonctions de Bello. Ces fonctions de corrélation se simplifient en introduisant plusieurs hypothèses : la stationnarité dans le domaine temporel, la stationnarité dans le domaine fréquentiel, la stationnarité au sens large avec des diffuseurs non corrélés. A partir des fonctions de corrélation de Bello, cette simplification permet de déterminer l'étalement des retards et l'étalement Doppler.

La corrélation spatiale est une notion importante pour les systèmes MIMO. Elle traduit le degré de corrélation existant entre deux antennes situées à proximité l'une de l'autre. Une rapide analyse des variations du coefficient de corrélation entre deux antennes a montré que la corrélation est d'autant plus faible que les antennes sont éloignées, que l'angle d'arrivée moyen est proche de zéro et que l'étalement angulaire est important. Pour un angle d'arrivée

moyen nul et un étalement angulaire d'au moins 60° , la corrélation est inférieure à 0,3 lorsque l'espacement entre les antennes est supérieur à la longueur d'onde.

La troisième partie du deuxième chapitre est consacrée à la représentation mathématique du canal MIMO. Il peut être représenté par une matrice de canal \mathbf{H} ou par sa décomposition en valeurs singulières. Les définitions de la capacité instantanée, de la capacité moyenne et de la capacité de coupure d'un canal MIMO sont données. Dans le chapitre 3, seule la capacité moyenne sera utilisée. Une comparaison des valeurs possibles pour différents systèmes MIMO a été proposée. La capacité moyenne varie de 2,9 bits/s/Hz pour un système SISO à 16,4 bits/s/Hz pour un système (6,6). L'expression de la capacité en fonction des valeurs singulières montre l'influence de la corrélation du canal. Il apparaît que plus la corrélation est faible, plus la capacité est importante. La modélisation d'un canal MIMO doit donc traduire fidèlement cette notion de corrélation.

Enfin, dans la dernière partie du chapitre nous avons proposé un panorama des différentes techniques de modélisation des canaux de propagation MIMO. Les modèles déterministes et les modèles stochastiques géométriques nécessitent de décrire avec précision la géométrie de l'environnement de propagation et sont donc difficiles à utiliser. Nous leur avons préféré les modèles purement stochastiques qui décrivent la corrélation du canal par l'intermédiaire de matrices de corrélation ou de covariance. La littérature fournit différents modèles de canal MIMO qui reposent sur les statistiques du second ordre et permettent de décrire la corrélation du canal. Six modèles sont fréquemment présentés. Il s'agit des modèles utilisant :

- les matrices de corrélation complexe à l'émission et à la réception ($\mathbf{H}_{COR.RX.TX}$),
- les matrices de covariance complexe à l'émission et à la réception ($\mathbf{H}_{COV.RX.TX}$),
- la matrice de corrélation complexe du canal ($\mathbf{H}_{COR.H}$),
- la matrice de covariance complexe du canal ($\mathbf{H}_{COV.H}$),
- la matrice de corrélation en puissance du canal ($\mathbf{H}_{COR.PUIS}$),
- la matrice de corrélation complexe du canal et la matrice de puissance du canal ($\mathbf{H}_{COV.H.2}$).

Nous avons détaillé le principe de construction de ces modèles. Ces différents modèles sont étudiés de façon indépendante pour des environnements variables mais ils sont rarement comparés entre eux. Ainsi, dans le troisième chapitre de ce mémoire, ces six modèles sont comparés expérimentalement dans deux environnements de propagation distincts et pour différentes configurations d'antennes conduisant à des degrés de corrélation différents. Cette comparaison doit permettre d'identifier les modèles les plus pertinents à utiliser pour un environnement de propagation quelconque dans le but d'une implémentation dans une chaîne de simulation, comme nous le verrons dans le quatrième et dernier chapitre de ce mémoire.

7. Bibliographie

- [Bello, 63] P.A. Bello, "Characterization of randomly time invariant linear channels", IEEE Trans., CS-11, vol.4, pp 360-393,1963
- [Berezansky, 96] Y.M. Berezansky, Z.G. Sheftel, G.F. Us, Functional analysis, vol. 1 Birkhauser Verlag, 1996
- [Bétrencourt, 01] S. Bétrencourt, « Caractérisation du Canal de Propagation en Tunnel Routier et Ferroviaire. Applications », Thèse soutenue à Lille 1, 2001
- [Catedra, 99] M.F. Catedra, J. Perez-Arriaga, "Cell planning for wireless communications", Mobile Communications Series, Artech House, 1999
- [Clarke, 68] R. H. Clarke, "A Statistical Theory of Mobile-Radio Reception," The Bell Systems Technical Journal, vol. 47, no. 6, pp. 957-1000, July-August 1968
- [Cover, 91] T.M. Cover, J.A. Thomas, Elements of information theory, Wiley & Sons, 1991
- [Del Galdo, 03] G. Del Galdo, J. Lotze, M. Haardt, C. Schneider, "Advanced geometry-based modeling for MIMO scenarios in comparison with real measurements", 48. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium, September 2003.
- [ETSI, 97] European Telecommunication Standards Institute, ETR/SMG-50402, Selection procedures for the choice of radio transmission technologies of the Universal Mobile Telecommunications System (UMTS), 1997
- [ETSI, 101 475] Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Physical (PHY) layer – Technical Specification – ETSI TS 101 475 v1.1.1 (2000-04)
- [Foschini, 96] G.J. Foschini, "Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multi-Element Antennas", Bell Labs Technical Journal, Vol. 1, n°2, Autumn 1996, pp. 41-59.
- [Foschini, 98] G.J. Foschini, M.J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas", Wireless Personal Multimedia Communications, pages 311-335, Jun. 1998
- [Gallager, 68] R. Gallager, Elements of information, Wiley, 1968
- [Gesbert, 00] D. Gesbert, H. Bölcskei, D. Gore, A. Paulraj, "MIMO Wireless Channels : Capacity and Performance Prediction", IEEE Globecom 2000, San Francisco, CA, pp. 1083-1088, Nov. 2000.

- [Gesbert, 02] D. Gesbert, J. Akhtar, "Breaking the Barriers of Shannon's Capacity : An Overview of MIMO Wireless System", *Telektronikk Telenor Journal*. Jan. 2002.
- [Golub, 96] G.H. Golub, C.F. Van Loan, "Matrix computations", Third Edition, Johns Hopkins, 1996
- [Guguen, 03] P. Guguen, « Techniques multi-antennes émission-réception - Applications aux réseaux domestiques sans fil », Thèse soutenue à INSA de Rennes, 2003
- [Jakes, 94] W.C. Jakes, "Microwave Mobile Communications", Piscataway, NJ, IEEE Press, 1994
- [Kennedy, 69] R.S. Kennedy, "Fading Dispersive Communication Channels", John Wiley, New York, 1969
- [Kermoal, 00] J.P. Kermoal, L. Schumacher, P.E. Mogensen, K.I. Pedersen, "Experimental Investigation of Correlation Properties of MIMO Radio Channels for Indoor Picocell Scenarios", IEEE Vehicular Technology Conference VTC 2000 Fall, Boston, USA, 2000
- [Kermoal, 02] J.P. Kermoal, L. Schumacher, K.I. Pedersen, P.E. Mogensen, F. Frederiksen, "A Stochastic MIMO Radio Channel Model With Experimental Validation", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 20, NO.6, August 2002
- [Knopp, 00] R. Knopp, P.A. Humblet, "On coding for block-faded channels", IEEE Trans. on Information Theory, vol. 46, N°1, pp 189-205, Jan. 2000
- [Lee, 82] W.C.Y Lee, "Mobile Communications Engineering", McGraw-Hill Book Company, 1982
- [Loyka, 02] S. Loyka, G. Tsoulos, "Estimating MIMO System Performance Using the Correlation Matrix Approach", IEEE Communication Letters, v. 6, N. 1, pp. 19-21, Jan. 2002.
- [Mariage, 92] P. Mariage, « Etude théorique et expérimentale de la propagation des ondes hyperfréquences en milieu confiné ou urbain », Thèse soutenue à l'Université des Sciences et Technologies de Lille, 1992
- [Parsons, 01] J.D. Parsons, "The Mobile radio Propagation Channel", Second Edition, Wiley, 2001
- [Pedersen, 00] K.I. Pedersen, J. B. Andersen, J.P. Kermoal, P. Mogensen, "A Stochastic Multiple-Input-Multiple-Output Radio Channel Model for Evaluation of Space-Time Coding Algorithms", Vehicular Technology Conference Fall 2000

- [Pollock, 02] T.S. Pollock, T.D. Abhayapala, R.A. Kennedy, "Effects of Space on MIMO Capacity: A New Closed Form Upper Bound", IEEE Transactions on Communications, Submitted October 2002.
- [Pollock, 03] T.S. Pollock, T.D. Abhayapala, R.A. Kennedy, "Fundamental Limits of Constrained Array Capacity", Australian Communications Theory Workshop, AusCTW'2003, Melbourne, Australia, Feb 5-7, 2003.
- [Rappaport, 02] T.S. Rappaport, "Wireless communications, principles and practice", Second Edition, Prentice Hall PTR, 2002
- [Rohling] H. Rohling, A. Enber, "Current Mobile Radio Systems", Technische Universität Hamburg-Harburg,
http://www.et2.tu-harburg.de/lehre/Mobile/slides/MC_Slides_Chapter10s_v07.pdf
- [Rossi, 01] J.P. Rossi, « Propagation pour les communications radio-mobile : mesure, modélisation physique et caractérisation du canal », HDR soutenue à l'Université de Saint Quentin-Versailles, 2001
- [Saleh, 87] A.A. Saleh, R.A. Valenzuela, "A Statistical Model For Indoor Multipath Propagation", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, pages 128-137, Feb. 1987
- [Saunders, 01] S.R. Saunders, "Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems", Wiley, 2001
- [Schumacher, 02] L. Schumacher, L.T. Berger, J. Ramiro-Moreno, "Recent Advances in Propagation Characterisation and Multiple Antenna Processing in the 3GPP Framework", *Proceedings of XXVIth URSI General Assembly*, Maastricht, The Netherlands, August 2002, Session C2.
- [Shannon, 48] C. E. Shannon, "A mathematical theory of communication", *Bell System Technical Journal*, vol. 27, pp. 379-423 and 623-656, July and October, 1948.
- [Shiu, 00] D-S. Shiu, G.J. Foschini, M.J. Gans, J.M. Kahn, "Fading Correlation and Its Effect on the Capacity of Multielement Antenna Systems", IEEE Transactions on Communications, Vol. 48, No.3, pp.502-513, March. 2000
- [Shiu, 00bis] D-S. Shiu, *Wireless communication using dual antenna arrays*, Kluwer Academic Publisher, 2000
- [Telatar, 95] I.E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels", ATT Bell Labs tech. memo., Jun. 1995
- [Turin, 80] G.L. Turin, "Introduction to spread spectrum antimultipath techniques and their application to urban digital radio", *Proceeding of the IEEE*, vol. 68, pp. 328-353, Mar 1980

- [Wallace, 01] J. Wallace, M.A. Jensen “Statistical Characteristics of measured MIMO Wireless Channel Data and Comparison to Conventional Models”, in IEEE Vehicular Technology Conference, pages 1078-1082, 2001
- [Wennström, 02] M. Wennström, “On MIMO systems and adaptive arrays for wireless communication - Analysis and practical issues”, PhD thesis, Uppsala University, 2002
- [Yu, 02] K. Yu, B. Ottersten “Models for MIMO Propagation Channels A Review”, Special Issue on Adaptive Antennas and MIMO Systems, Wiley Journal on Wireless Communications and Mobile Computing, Vol. 2, Nr. 7, pp 653-666 November 2002
- [3GPP, 25.201] 3rd Generation Partnership Project ; Technical Specification Group Radio Access Network ; Physical layer - General description (Release 99) - 3G TS 25.201 v3.1.0 (2000-06)
- [3GPP, 25.943] 3rd Generation Partnership Project ; Technical Specification Group (TSG) RAN WG4 ; Deployment aspects - 3G TR 25.943 v0.1.0 (2000-03)
- [3GPP, 25.996] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Spatial Channel Model for Multiple-Input Multiple Output Simulations (Release 6) – 3GPP TR 25.

Chapitre 3 : Caractérisation du canal de propagation MIMO

1. Introduction

Le développement et l'analyse des performances d'un système de communication sans fil nécessitent de connaître le comportement du canal de propagation. Le chapitre 2 a proposé une représentation du canal à travers les quatre fonctions de Bello : la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$, la fonction de transfert $H(f, t)$, la fonction de dispersion retard-étalement Doppler $S(\tau, f_d)$ et la fonction d'étalement Doppler en sortie $D(f, f_d)$, où t représente le temps absolu, τ le retard par rapport à une référence de temps, f la fréquence et f_d le décalage Doppler. A partir des fonctions de corrélation simplifiées des fonctions de Bello, il est possible de déterminer des paramètres qui caractérisent le canal de propagation : l'étalement des retards associé à la bande de cohérence dans le domaine fréquentiel et l'étalement Doppler associé au temps de cohérence dans le domaine temporel.

Dans ce chapitre, le canal de propagation est représenté par sa réponse impulsionnelle déterminée grâce à des campagnes de mesures dans deux environnements distincts. Dans un premier temps, les deux techniques de mesure considérées sont présentées, à savoir la mesure des réponses impulsionnelles complexes avec un sondeur de canal développé par le laboratoire TELICE de l'IEMN et la mesure directe des fonctions de transfert complexes via un analyseur de réseaux. Dans un deuxième temps, nous présentons les environnements choisis ainsi que l'analyse des résultats de mesures. Une comparaison des différentes caractéristiques des canaux de propagation considérés est proposée. Enfin, différents modèles stochastiques de canal sont générés à partir des définitions données dans le chapitre 2 et comparés aux résultats expérimentaux dans les deux environnements de propagation choisis.

2. Les techniques de mesure

Il existe principalement deux techniques permettant de mesurer la réponse impulsionnelle complexe du canal de propagation : la technique dite de « corrélation », qui met en œuvre un sondeur de canal et la technique utilisant un analyseur de réseau, qui mesure directement la fonction de transfert complexe du canal de propagation sur une bande de fréquence donnée.

2.1. Le sondeur de canal

Le principe de fonctionnement d'un sondeur de canal s'appuie sur la théorie des systèmes linéaires [Papoulis, 65]. Lorsqu'un bruit blanc $n(t)$ est appliqué à l'entrée d'un système linéaire et que la corrélation entre le signal de sortie $s(t)$ et une réplique retardée de τ du signal

d'entrée $n(t-\tau)$ est calculée, le résultat obtenu est un coefficient d'intercorrélacion proportionnel à la réponse impulsionnelle du système $h(\tau)$ pour ce retard τ . En effet, le signal reçu $s(t)$ s'écrit comme le produit de convolution entre la réponse impulsionnelle $h(t)$ et le signal émis $n(t)$, tel que :

$$s(t) = h(t) * n(t) \quad (3.1)$$

La corrélation entre $n(t)$ et $s(t)$ s'écrit selon l'équation (3.2).

$$C_{sn}(\tau) = s(t) * n^*(-t) = h(t) * [n(t) * n^*(-t)] \quad (3.2)$$

L'autocorrélation d'un bruit blanc est proportionnelle à une impulsion de Dirac telle que :

$$C_{nn}(\tau) = n(t) * n^*(-t) = N_0 \cdot \delta(\tau) \quad (3.3)$$

où N_0 est la densité spectrale de puissance du bruit.

L'intercorrélacion entre le signal reçu et le signal émis est égale à la réponse impulsionnelle, à une constante N_0 près :

$$C_{sn}(\tau) = h(t) * [N_0 \cdot \delta(t)] = N_0 \cdot h(\tau) \quad (3.4)$$

En pratique, il n'est pas possible de générer un bruit blanc. Le bruit blanc est remplacé par un signal ayant des propriétés similaires. Il s'agit des séquences binaires pseudo-aléatoires, parfois appelées « bruit rose ». Elles sont souvent utilisées dans les systèmes de communication et de navigation [Simon, 85] pour leurs propriétés d'autocorrélacion. Elles sont générées simplement grâce à des registres à décalage.

Un sondeur de canal est un dispositif permettant de mesurer la réponse impulsionnelle d'un canal de propagation en émettant une séquence binaire pseudo-aléatoire (SBPA) et en calculant la fonction de corrélation entre le signal reçu et la séquence émise connue du récepteur selon le schéma de principe suivant :

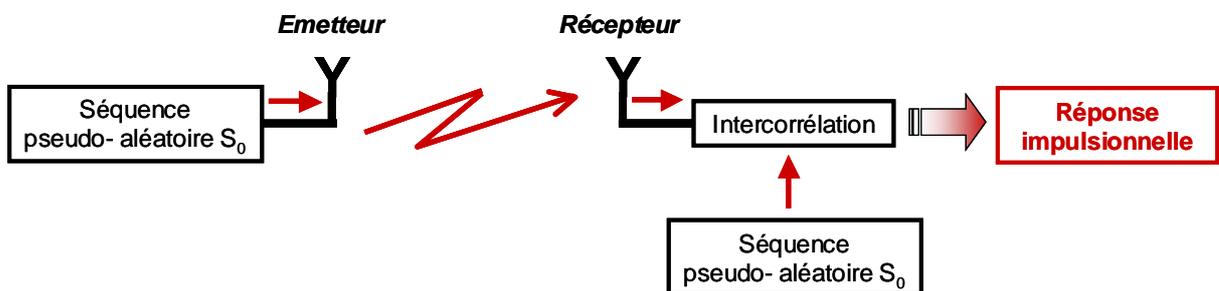


Figure 3.1 : Schéma de principe du sondeur de canal

La détermination de la réponse impulsionnelle nécessite le calcul du coefficient d'intercorrélacion pour des valeurs de τ allant de 0 jusqu'à τ_{max} , où τ_{max} dépend de la durée de la SBPA choisie.

Le calcul de la réponse impulsionnelle peut s'effectuer selon deux méthodes [Baudet, 98]. La première consiste à numériser les signaux reçus ramenés en bande de base et à calculer les coefficients d'intercorrélation en post-traitement. La principale difficulté de cette méthode réside dans la numérisation à des fréquences élevées au moins égales à deux fois la fréquence de génération de la SBPA (théorème de Shannon). Une autre solution consiste à travailler en fréquence intermédiaire et à calculer de façon analogique une corrélation dite glissante. La corrélation s'effectue dans ce cas en mélangeant le signal reçu avec la séquence binaire pseudo-aléatoire modulée et en effectuant une intégration analogique (le mélange correspond à l'opération de produit et l'intégration à l'opération de moyenne du calcul de la corrélation). Cette corrélation glissante calcule le coefficient d'intercorrélation entre la séquence reçue et la séquence émise décalée dans le temps de façon continue afin d'obtenir un décalage $\Delta\tau$ à la fin du calcul du coefficient d'intercorrélation. Ce calcul s'effectue sur les composantes en phase (I) et en quadrature (Q) du signal reçu afin de conserver l'information de phase. Le glissement temporel, par rapport à la séquence reçue, de la séquence binaire pseudo-aléatoire, générée par le récepteur, utilise une fréquence d'horloge légèrement plus faible à la réception qu'à l'émission. L'opération d'intégration est continue sur la période d'intégration. La valeur du coefficient d'intercorrélation pour un retard donné s'obtient à la fin de l'intégration. La numérisation est réalisée à une vitesse plus faible et le résultat de l'intercorrélation peut être visualisé en temps réel sur un oscilloscope. Cette méthode de mesure de la réponse impulsionnelle a été développée par Cox [Cox, 72] et son principe est schématisé sur la figure 3.2.

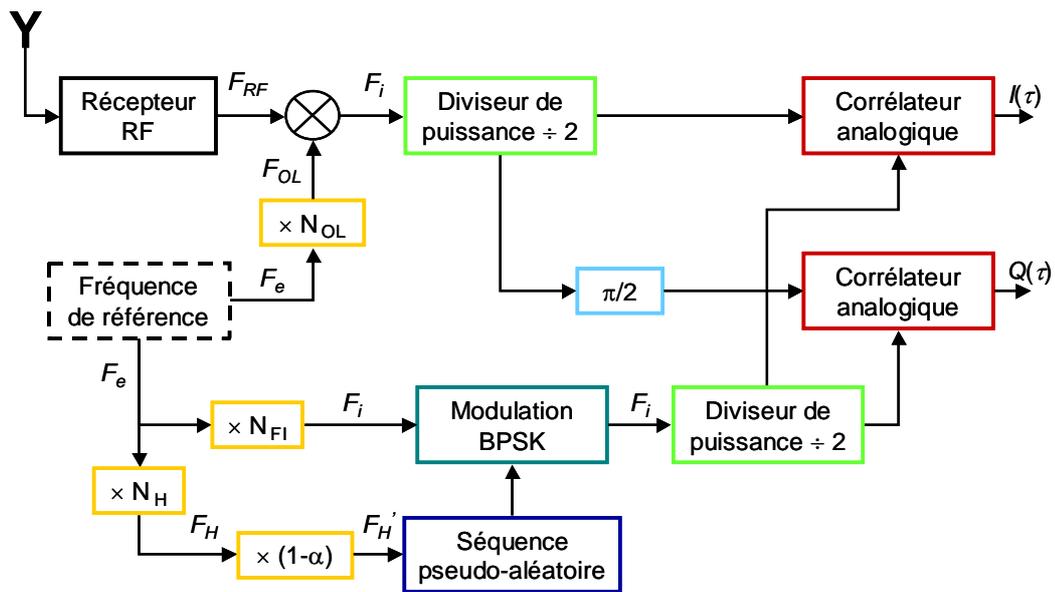


Figure 3.2 : Récepteur du sondeur de canal [Baudet, 98]

Un sondeur de canal fonctionnant selon la méthode qui vient d'être décrite est caractérisé par les paramètres suivants :

- la longueur de la séquence binaire pseudo-aléatoire : L ,
- la fréquence d'horloge à l'émission : F_H ,
- la durée d'un bit de la séquence binaire pseudo-aléatoire : $T_H = 1/F_H$,
- la durée de la séquence pseudo-aléatoire : $T_P = L.T_H$,
- la fréquence d'horloge à la réception : $F_H' = F_H.(1-\alpha)$,

- le coefficient de glissement : α ,
- la durée de l'intégration : T_P ,
- le temps de cycle (durée de l'intégration + durée de la phase de remise à zéro de l'intégrateur = durée pour obtenir un point de la fonction d'intercorrélation) : $T_C = 2.T_P$.

Le temps de cycle produit par la fréquence $F_H' = 1/T_H'$ s'écrit [Baudet, 98]:

$$T_C' = 2.L.T_H' \quad (3.5)$$

et le décalage $\Delta\tau$ à la fin du temps de cycle T_C est donné par :

$$\Delta\tau = T_C' - T_C = 2.L.\alpha.T_H \quad (3.6)$$

L'intérêt de ce système est de pouvoir choisir le décalage $\Delta\tau$ en fonction du coefficient de glissement α afin d'obtenir une réponse impulsionnelle de résolution temporelle très fine. La contrepartie de cette technique est un nombre de points N_A (3.7) constituant la réponse impulsionnelle et un temps d'analyse T_A (3.8) d'autant plus important que la résolution choisie $\Delta\tau$ est faible.

$$N_A = \frac{T_P}{\Delta\tau} = \frac{1}{2.\alpha} \quad (3.7)$$

$$T_A = 2.L.T_H.N_A = \frac{2.L.T_H}{\alpha} \quad (3.8)$$

Durant ce temps d'analyse, le canal doit être stationnaire.

La connaissance de la séquence binaire pseudo-aléatoire à la réception permet la synchronisation entre l'émetteur et le récepteur. Néanmoins, un écart même faible entre les horloges utilisées à l'émission et à la réception crée une lente dérive entre l'émetteur et le récepteur. Cela provoque un décalage en phase des séquences binaires pseudo-aléatoires générées. Ce problème requiert de disposer d'horloges extrêmement stables dans le temps et en température. De plus, il est nécessaire de resynchroniser périodiquement l'émetteur et le récepteur afin que le décalage en temps ne soit jamais supérieur à la résolution du sondeur de canal.

2.2. L'analyseur de réseau

Un analyseur de réseau est un appareil destiné à mesurer les paramètres S d'un système placé entre ses deux ports et considéré comme un quadripôle. Les paramètres S définissent le rapport entre les ondes incidentes et réfléchies à l'entrée et à la sortie du quadripôle, comme le montre la figure 3.3.

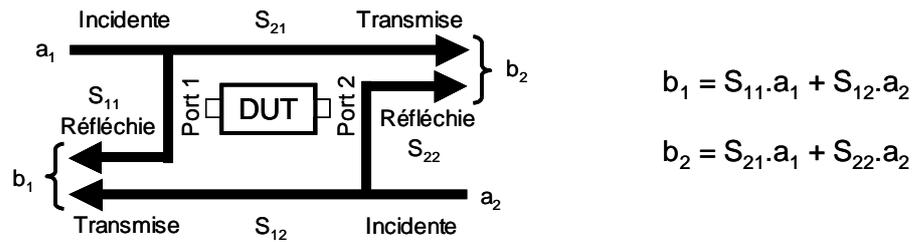


Figure 3.3 : Schéma définissant les paramètres S d'un quadripôle DUT (Device Under Test) en fonction des ondes incidentes et réfléchies à l'entrée et à la sortie [Ghys, 03]

Le paramètre S_{11} (S_{22}) est un coefficient de réflexion vu du port 1 (port 2) du quadripôle. Il représente l'énergie réfléchi sur ce port lorsqu'une onde est injectée. Le paramètre S_{21} (S_{12}) est un coefficient de transmission qui représente le rapport entre l'onde en sortie du port 2 (port 1) et l'onde injectée par le port 1 (port 2).

Le principe de fonctionnement de l'analyseur de réseau consiste à émettre un signal sinusoïdal à différentes fréquences et à mesurer les amplitudes des ondes incidentes et réfléchies. Après calibrage, l'analyseur détermine, pour chaque pas en fréquence, les coefficients de transfert S_{12} et S_{21} et les coefficients de réflexions S_{11} et S_{22} du système connecté entre les ports.

Dans le cas du canal de propagation à caractériser, l'information pertinente est le coefficient de transfert S_{21} qui correspond à la fonction de transfert du canal $H(f)$. La réponse impulsionnelle du canal s'obtient ensuite en calculant la transformée de Fourier inverse de la fonction de transfert. Le pas en fréquence Δf et le nombre maximal N de points en fréquence définissent la résolution temporelle $\Delta \tau$ (3.9) et la durée de la fenêtre d'observation T_0 (3.10) de la réponse impulsionnelle, comme l'indiquent les équations suivantes :

$$\Delta \tau = \frac{1}{(N-1) \cdot \Delta f} = \frac{1}{BP} \quad (3.9)$$

$$T_0 = \frac{1}{\Delta f} \quad (3.10)$$

avec BP la bande de fréquence observée.

Cette méthode a l'avantage d'être relativement simple à mettre en œuvre. Néanmoins, elle demande une phase de calibrage de l'analyseur de réseau qui permet de compenser les effets des éléments se trouvant entre les ports et les antennes. L'inconvénient majeur de cette méthode réside dans l'existence des câbles entre l'émetteur et le récepteur qui limitent les distances de mesure. En outre, il est important que le canal reste stationnaire pendant un balayage en fréquence. La vitesse de balayage peut être augmentée au détriment de la résolution en fréquence ou de la largeur de bande analysée. La figure 3.4 donne un schéma synoptique du principe de mesure avec un analyseur de réseau.

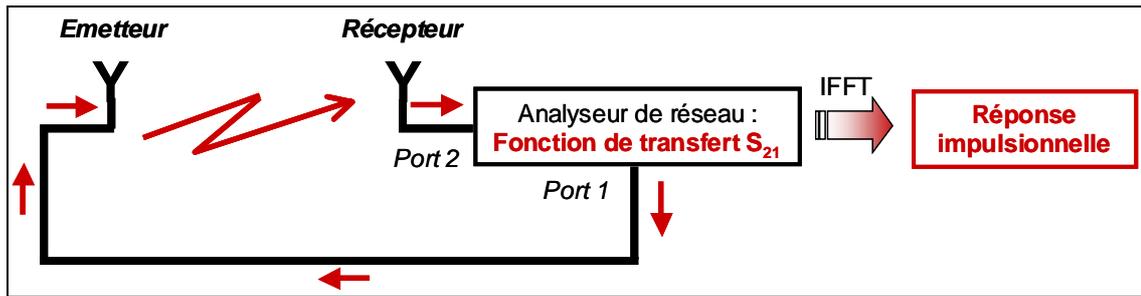


Figure 3.4 : Schéma de principe de la mesure de réponse impulsionnelle à partir de l'analyseur de réseau

3. Les configurations des mesures

Le degré de corrélation entre les différents trajets de propagation conditionne l'apparition des modes de propagation propres d'un canal MIMO. Comme nous l'avons vu dans le chapitre 2, il dépend de paramètres tels que la distance entre les antennes et l'étalement angulaire dans le canal. Deux environnements de propagation différents et plusieurs configurations d'antennes sont considérés dans ce chapitre afin d'évaluer leurs influences sur le degré de corrélation du canal et la pertinence des différents modèles de canal présentés dans le chapitre 2. Les deux environnements sont respectivement : un tunnel de métro de la RATP et l'intérieur d'un bâtiment de bureaux.

3.1. L'environnement « tunnel »

Des mesures de caractérisation du canal de propagation en tunnel ont été réalisées par le laboratoire TELICE de l'IEMN dans un tunnel de métro de la RATP dans le cadre du projet ESCORT du 5^{ème} PCRD dont l'INRETS-LEOST était partenaire [ESCORT, 02]. Le tunnel considéré ici est un tunnel de métro mono-voie. Il se caractérise par une longueur de plusieurs centaines de mètres et une section non uniforme en moyenne égale à 6 m de large et 5 m de haut, comme illustré par la figure 3.5. Une analyse complète de cet environnement est donnée dans [Liénard, 03].



Figure 3.5 : Equipement de mesure sur la ligne HAXO

Le système de mesure est constitué d'un sondeur de canal fonctionnant dans la bande des 900 MHz, de quatre émetteurs et de quatre récepteurs. Les antennes utilisées sont des dipôles à l'émission et des antennes patchs à la réception.

Dans le but d'étudier l'influence de la position des antennes sur la corrélation, plusieurs configurations d'antennes ont été considérées lors des mesures. Nous ne retenons ici que les deux configurations les plus marquantes (configurations référencées F1 et A2) au regard de la corrélation dans le canal. Comme l'illustre la figure 3.6, dans la première configuration F1, les antennes d'émission sont placées sur le quai diagonalement à la voie et espacées de 2,1 m, soit $6,3\lambda$ (λ représente la longueur d'ondes). Les antennes de réception sont positionnées aux quatre coins du pare-brise de la rame de métro et espacées de 1,3 m (4λ) horizontalement et 0,6 m ($1,8\lambda$) verticalement. Dans la deuxième configuration A2, les antennes d'émission et de réception sont alignées respectivement le long du quai (espacées de 2,1 m, soit $6,3\lambda$) et horizontalement sur le pare-brise du métro (espacées de 0,45 m, soit $1,4\lambda$).

Comme nous l'avons vu dans le deuxième chapitre, l'espacement important entre les antennes dans les deux configurations doit normalement conduire à des degrés de corrélation faibles. Cependant, la géométrie longitudinale du « tunnel » conduit à un faible étalement angulaire à l'origine de l'augmentation de la corrélation. Elle est d'autant plus élevée que l'angle d'incidence sur les antennes sur le quai est grand. La corrélation est maximale pour la configuration A2 où le réseau d'antennes est parallèle à la voie. Cela sera vérifié expérimentalement dans la suite de l'exposé.

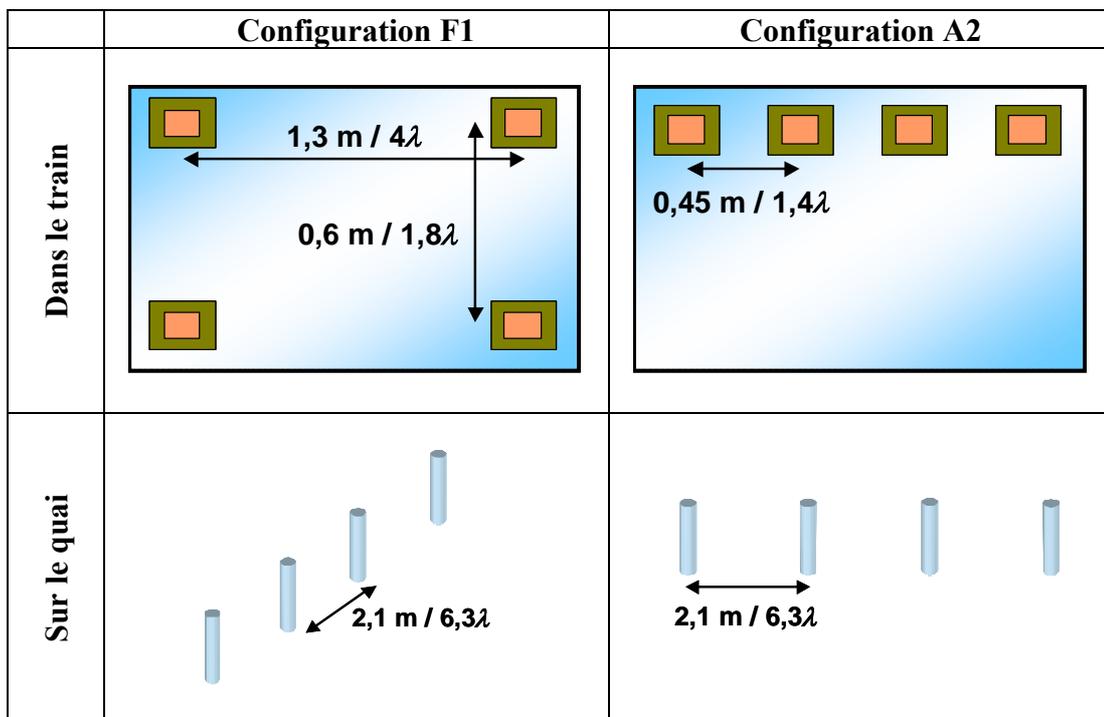


Figure 3.6 : Les deux configurations de mesure en tunnel

3.2. L'environnement « indoor »

Deux configurations « indoor » sont analysées dans ce chapitre : un hall du bâtiment INRETS de Villeneuve d'Ascq et un couloir de ce même bâtiment. Nous avons effectué les mesures de cet environnement « indoor » dans la bande des 5 GHz.

Le hall est une grande salle de 10 m × 12 m et de 6 m de haut, au centre de laquelle se trouve un escalier métallique, comme illustré sur les figures 3.7 et 3.8. Les émetteurs et récepteurs du système sont placés de part et d'autre de cet escalier. Ce type d'environnement présente a priori de nombreux trajets multiples et un étalement angulaire important conduisant à une forte décorrélation entre les trajets de propagation. Un premier calcul géométrique estime les différences de marche entre les trajets, dans cet environnement, à environ 8 m, ce qui correspond à un étalement des retards égal à 25 ns.

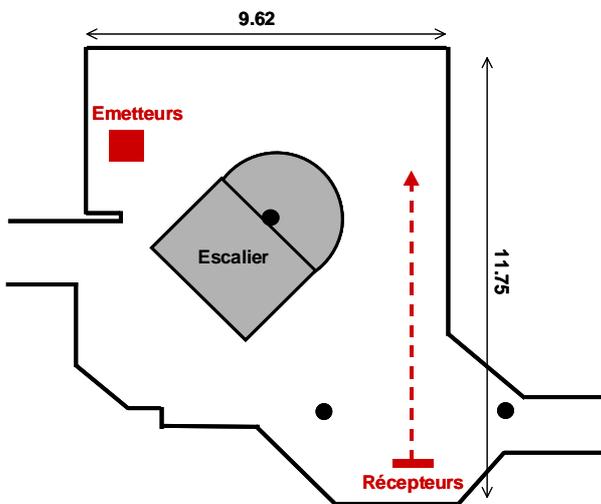


Figure 3.7 : Vue schématique de la configuration « hall »



Figure 3.8 : Position des émetteurs et des récepteurs dans le hall

Le couloir est étroit, de section transversale 1,40 m × 2,70 m et de longueur égale à 20 m. Les antennes d'émission et de réception sont placées en ligne de vue. Les récepteurs se situent à l'extérieur du couloir, dans un élargissement du bâtiment, comme l'illustrent les figures 3.9 à 3.11. Une première analyse des différences de marche entre les trajets, dans cet environnement, indique des valeurs inférieures au mètre qui correspondent à un étalement temporel de l'ordre de 3 ns. L'étalement angulaire est faible, les rayons sont « guidés » par la structure. La corrélation entre les trajets de propagation est a priori plus importante dans cet environnement que dans le précédent.

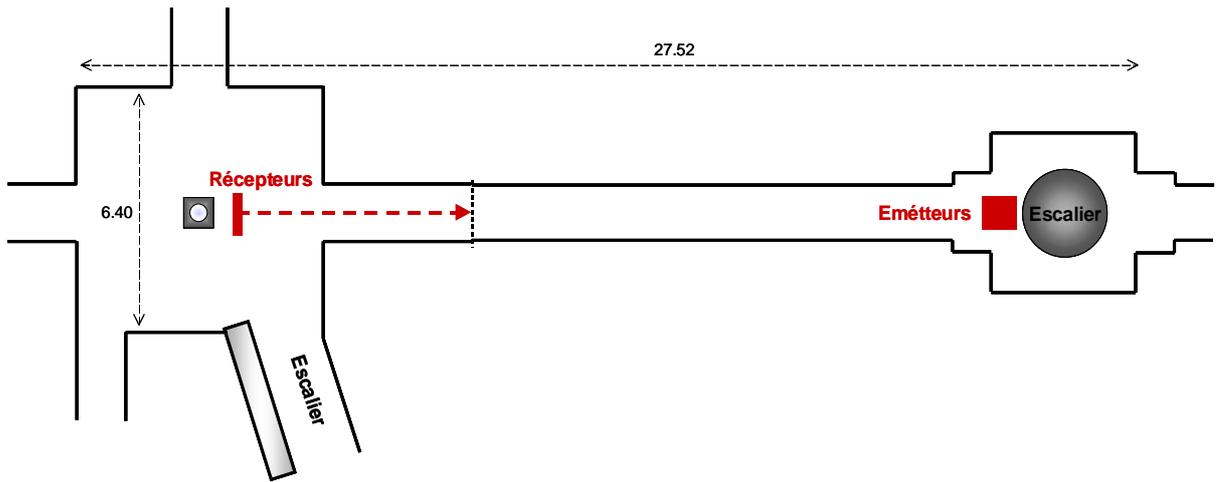


Figure 3.9 : Vue schématique de la configuration « couloir »

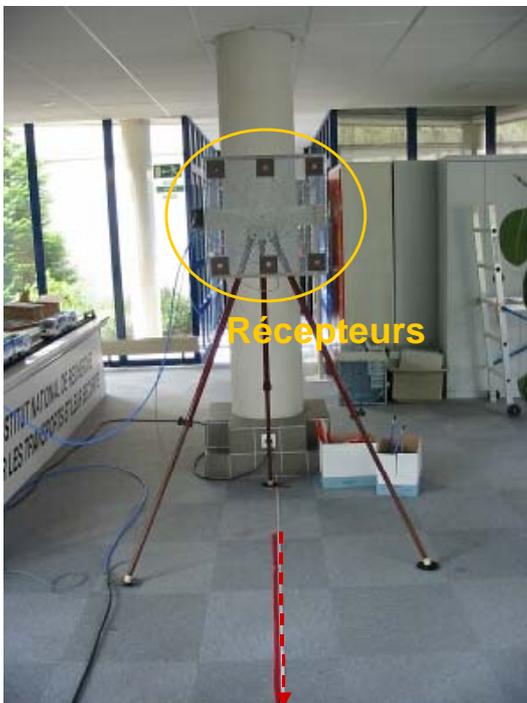


Figure 3.10 : Position des récepteurs à l'entrée du couloir



Figure 3.11 : Position des émetteurs à l'extrémité du couloir

De même que pour la configuration en tunnel, deux configurations d'antennes ont été envisagées : « en ligne » et « en rectangle », ainsi que le résume le tableau 3.1.

Nom de la configuration	Lieu	Position des émetteurs (monopôles)	Position des récepteurs (patches)
Config. 1	Hall	en ligne	en ligne
Config. C	Hall	en rectangle	en ligne
Config. D	Couloir	en rectangle	en ligne
Config. E	Couloir	en ligne	en ligne

Tableau 3.1: Résumé des configurations d'antennes pour les environnements « indoor »

Les antennes « en ligne » sont disposées horizontalement et espacées de 8 cm, soit $1,3\lambda$.

Les antennes « en rectangle » sont positionnées selon deux rangées horizontales de 3 antennes, espacées de 19 cm ($3,2\lambda$) horizontalement et de 38 cm ($6,3\lambda$) verticalement, comme l'illustrent les figures 3.12, 3.13 et 3.14.

Les deux configurations choisies permettent d'obtenir des degrés de corrélation différents. En effet, dans la configuration « en ligne », l'espacement entre les antennes est minimal afin d'obtenir une corrélation maximale. A contrario, dans la configuration « en rectangle », l'espacement est maximal afin d'obtenir une corrélation minimale. Néanmoins, d'après les figures 2.10 et 2.11 présentant la corrélation spatiale en fonction de l'espacement entre les antennes, dans le deuxième chapitre, l'espacement minimal de $1,3\lambda$ laisse envisager une corrélation relativement faible entre les antennes pour les deux configurations d'antennes.

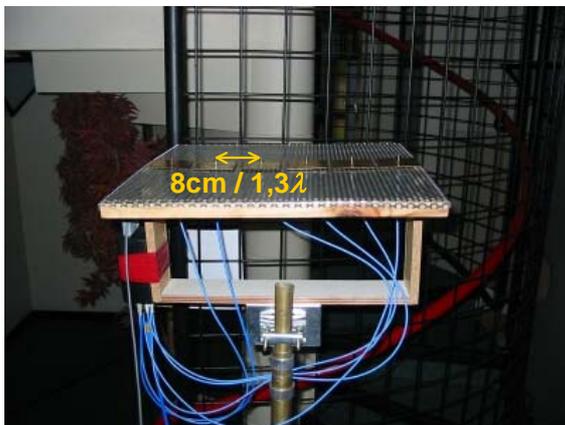


Figure 3.12 : Position « en ligne » des récepteurs

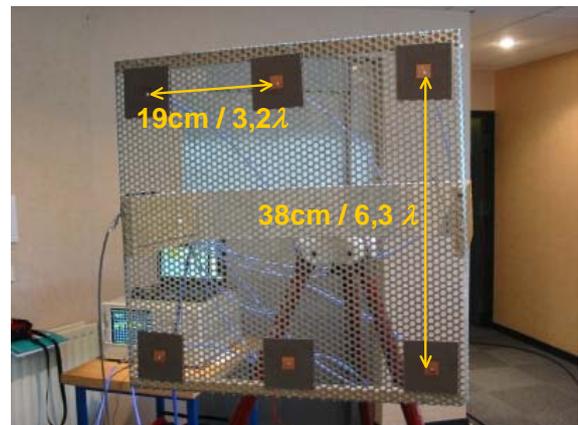


Figure 3.13 : Position « en rectangle » des récepteurs



Figure 3.14 : Position « en ligne » des émetteurs

4. Description des mesures

4.1 Les mesures en « tunnel »

Les mesures de canal MIMO en tunnel ont été conduites par le laboratoire TELICE. Elles utilisent le sondeur de canal développé par Jacques Baudet et Daniel Degardin [Baudet, 98], ingénieurs au sein de ce laboratoire. Les caractéristiques du sondeur sont résumées dans le tableau 3.2 suivant :

Fréquence de la porteuse	900 MHz
Longueur de la séquence pseudo-aléatoire	$L = 127$ bits
Fréquence d'horloge à l'émission	$F_H = 17.5$ MHz
Durée d'un bit de la séquence pseudo-aléatoire	$T_H \approx 57$ ns
Durée de la séquence pseudo-aléatoire (τ_{max})	$T_P \approx 7.2$ μ s
Coefficient de glissement	$\alpha = 1/2048$
Fréquence d'horloge à la réception	$F_H' \approx 17.4915$ MHz
Résolution	$\Delta\tau = 7$ ns
Nombre de points constituant la réponse impulsionnelle mesurée	$N_A = 1024$
Temps d'analyse	$T_A = 14,86$ ms

Tableau 3.2 : Caractéristiques du sondeur de canal réalisé par le laboratoire TELICE

La commutation entre les antennes d'émission est manuelle alors que celle entre les antennes de réception est automatique toutes les 20 ms. Pour chaque position de mesure, le résultat du calcul de corrélation, autrement dit la réponse impulsionnelle h_{ij} , pour tous les couples émetteurs-récepteurs, est enregistrée et post-traitée. Le canal est supposé stationnaire durant le temps de mesure des $N_R.N_T$ réponses impulsionnelles pour une position donnée. Une matrice de canal \mathbf{H} est déduite des mesures tous les 2 mètres, sur une distance de plusieurs centaines de mètres. Une description détaillée des mesures est donnée dans [Liénard, 02].

4.2. Les mesures « indoor »

La bande de fréquences sondée avec l'analyseur de réseau est égale à 500 MHz, entre 5 et 5,5 GHz. Les fonctions de transfert sont mesurées sur 801 points en fréquence, ce qui conduit à une précision temporelle de 2 ns. La puissance d'émission en sortie de l'analyseur de réseau est de 10 dBm. Le système MIMO considéré est constitué de six antennes d'émission de type quart d'onde et de six antennes de réception de type « patch ». Des câbles de 30 m de longueur présentant une atténuation de 40 dB/100 m relient les antennes à l'analyseur de réseau piloté par un ordinateur. Un amplificateur de 30 dB de gain sur la totalité de la bande analysée est placé en réception.

La caractérisation du canal MIMO est réalisée en mesurant la fonction de transfert entre chaque paire d'émetteurs et de récepteurs correspondant à des canaux SISO élémentaires. Ainsi $N_T.N_R$ fonctions de transfert sont mesurées pour une position donnée des antennes de réception. Des commutateurs électromagnétiques reliés aux antennes permettent la mesure séquentielle de ces fonctions de transfert. Le schéma synoptique du banc de mesure est représenté figure 3.15. Le système de mesure complet est donné sur les photographies de la figure 3.16.

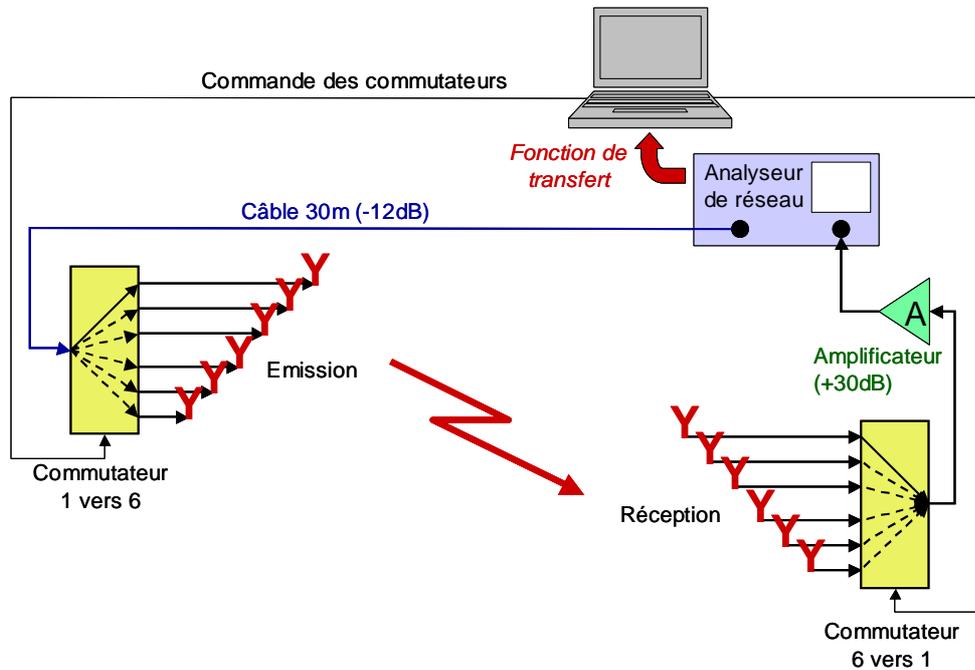


Figure 3.15 : Schéma synoptique du banc de mesure d'un canal MIMO utilisant un analyseur de réseau



Figure 3.16 : Système de mesure des $N_T.N_R$ fonctions de transfert (émetteur à gauche et récepteur à droite)

Les commutateurs sont commandés par ordinateur, par l'intermédiaire d'une carte d'entrée/sortie au format PCMCIA de chez National Instrument et d'une carte d'adaptation de tension. Les commutateurs et l'acquisition des données de l'analyseur de réseaux, via le port GPIB, sont gérés par une application Labview développée au LEOST.

Les $N_T.N_R$ fonctions de transfert sont mesurées tous les 5 ou 6 cm selon les configurations, stockées en mémoire, puis post-traitées afin de déterminer les caractéristiques du canal de propagation MIMO ainsi caractérisé. Les trente-six fonctions de transfert sont mesurées en 36 secondes. Durant cet intervalle de temps, nous nous assurons de la stationnarité du canal en veillant à ce qu'aucun objet mobile ne soit présent entre l'émission et la réception.

5. Analyse statistique des paramètres caractéristiques du canal

Comme nous l'avons vu dans le deuxième chapitre de ce mémoire, il n'existe pas de formulation générale des paramètres caractéristiques du canal que sont l'étalement des retards, l'étalement du spectre Doppler, la bande de cohérence et le temps de cohérence. Leur détermination s'effectue statistiquement à partir des mesures de canal et des fonctions simplifiées des fonctions de corrélation de Bello en se plaçant dans l'hypothèse d'un canal stationnaire dans le domaine du temps et des fréquences (canal WSSUS).

Les mesures réalisées n'ont pas été affectées par l'effet Doppler puisqu'elles ont toutes été réalisées pour une vitesse de déplacement nulle. L'étalement du spectre Doppler et le temps de cohérence ne sont pas calculés.

5.1. Détermination de l'étalement des retards

La fonction de corrélation de la réponse impulsionnelle $P_h(\Delta t, \tau)$, aussi appelée densité spectrale de puissance, a été présentée au chapitre 2. La valeur Δt représente l'intervalle de temps entre deux mesures. Afin de décrire le comportement moyen du canal en puissance, il est usuel de définir la densité moyenne de puissance, notée $P_h(\tau)$. Elle correspond à la fonction de corrélation $P_h(\Delta t, \tau)$ évaluée lorsque $\Delta t = 0$ et s'écrit :

$$P_h(\tau) = P_h(0, \tau) = E[h(t, \tau).h^*(t, \tau)] = E[|h(t, \tau)|^2] \quad (3.11)$$

$P_h(\tau)$, plus communément appelée profil moyen des retards, se calcule en pratique en moyennant les profils individuels des retards $P_{h_n}(\tau)$ définis comme la puissance de la réponse impulsionnelle à un instant t_n telle que :

$$P_{h_n}(\tau) = |h(t_n, \tau)|^2 \quad (3.12)$$

et

$$P_h(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N P_{h_n}(\tau) \quad (3.13)$$

L'étalement des retards induit par le canal de propagation est caractérisé par les grandeurs statistiques suivantes :

- le moment centré d'ordre 1 du profil moyen des retards $P_h(\tau)$,
- la racine carré du moment centré d'ordre 2 du profil moyen des retards $P_h(\tau)$.

Le moment centré d'ordre 1 correspond à l'étalement des retards moyen τ_m et la racine carrée du moment centré d'ordre 2 correspond à l'écart-type de l'étalement des retards σ_τ . Ces grandeurs s'écrivent de façon générale selon les équations suivantes [Parsons, 01] :

$$\tau_m = \frac{\int_0^{+\infty} \tau \cdot P_h(\tau) \cdot d\tau}{\int_0^{+\infty} P_h(\tau) \cdot d\tau} \quad (3.14)$$

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{\int_0^{+\infty} (\tau - \tau_m)^2 \cdot P_h(\tau) \cdot d\tau}{\int_0^{+\infty} P_h(\tau) \cdot d\tau}} \quad (3.15)$$

Lorsque les signaux mesurés sont discrétisés, les expressions précédentes deviennent [Saunders, 01] :

$$\tau_m = \frac{1}{P_T} \sum_{i=1}^N P_h(\tau_i) \cdot \tau_i \quad (3.16)$$

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{1}{P_T} \sum_{i=1}^N P_h(\tau_i) \cdot \tau_i^2 - \tau_m^2} \quad (3.17)$$

où P_T représente la puissance totale dans le canal et N le nombre d'échantillons constituant le profil moyen des retards. P_T s'exprime selon 3.18.

$$P_T = \sum_{i=1}^N P_h(\tau_i) \quad (3.18)$$

La dispersion de la distribution des étalements des retards est mesurée par l'étendue de la distribution. Ces grandeurs sont calculées pour différentes valeurs de seuil de $P_h(\tau)$ en dessous desquels les valeurs de $P_h(\tau)$ sont considérées comme nulles et correspondent au bruit dû au système de mesure et d'acquisition. Le choix des valeurs du seuil influence les résultats des statistiques d'étalement des retards.

5.2. Bande de cohérence

La bande de cohérence est définie à partir de la fonction de corrélation de la fonction de transfert [Saunders, 01] qui s'exprime selon (3.19).

$$R_H(\Delta f, \Delta t) = E[H(f, t) \cdot H^*(f + \Delta f, t + \Delta t)] \quad (3.19)$$

La bande de cohérence du canal B_c est la bande de fréquence Δf pour laquelle le coefficient de corrélation normalisé ρ pour $\Delta t = 0$ (3.20) est égal à une valeur c inférieure à 1 (3.21).

$$\rho(\Delta f, 0) = \frac{R_H(\Delta f, 0)}{\sqrt{E[|H(f, t)|^2] \cdot E[|H(f + \Delta f, t)|^2]}} \quad (3.20)$$

$$\rho(B_c, \theta) = c \quad (3.21)$$

Pour une faible valeur de c , la bande de cohérence B_c correspond à un écart fréquentiel pour lequel l'amplitude de deux composantes espacées de B_c hertz est décorrélée. Pour une valeur de c proche de 1, la bande de cohérence B_c est la bande de fréquence pour laquelle la fonction de transfert peut être considérée comme constante puisque les composantes fréquentielles qui la constituent sont fortement corrélées.

Le coefficient c traduit la valeur de la bande de cohérence B_c pour laquelle les performances du système, occupant une bande de fréquence B , sont fortement affectées par la déformation fréquentielle du signal lorsque B est supérieure à B_c . La sensibilité du système à cette distorsion dépend, entre autres, des techniques de modulation et de démodulation utilisées. Généralement, le coefficient c prend des valeurs égales à 0,9, 0,75, 0,5 voire même 0,4 selon la capacité du système à égaliser le canal [Bétrécourt, 01].

La bande de cohérence peut aussi se calculer de façon empirique en fonction de l'écart type des retards et pour une valeur c égale à 0,5 selon (3.22) :

$$B_c = \frac{l}{5 \cdot \sigma_\tau} \quad (3.22)$$

C'est la formulation que nous avons adoptée.

5.3. Paramètres mesurés

Les caractéristiques de dispersion des étalements des retards et les bandes de cohérence, obtenues à partir des mesures réalisées à l'INRETS en fonction des valeurs de seuil choisies, sont résumées dans le tableau 3.3. En ce qui concerne les statistiques des étalements des retards en « tunnel », les calculs ont été réalisés par le laboratoire TELICE. Nous ne donnons que la valeur de l'écart-type de l'étalement des retards et de la bande de cohérence correspondante [Liénard, 02].

Caractéristiques statistiques de l'étalement des retards		Valeurs du seuil choisies (dB)				
		-10	-20	-30	-40	-50
Dans le « hall », (CONFIG. 1 et C)	Etendue (ns)	36	84	116	150	190
	Ecart-type (ns)	12	20	26	30	32
	Moyenne (ns)	40	48	54	56	58
	Bande de cohérence (MHz) ($c = 0,5$)	16,7	10	7,7	6,7	6,2
Dans le « couloir », (CONFIG. D et E)	Etendue (ns)	4	6	14	36	54
	Ecart-type (ns)	2	2	2	4	6
	Moyenne (ns)	22	22	22	24	24
	Bande de cohérence (MHz) ($c = 0,5$)	100	100	100	50	33,3
Dans le « tunnel », (CONFIG. F1 et A2)	Ecart-type (ns)	10				
	Bande de cohérence (MHz) ($c = 0,5$)	20				

Tableau 3.3 : Caractéristiques statistiques de l'étalement des retards pour les configurations mesurées à l'INRETS et par le laboratoire TELICE

L'étalement des retards le plus faible est observé dans l'environnement « couloir ». En effet, la géométrie des lieux engendre des différences de marche entre les trajets relativement faibles qui correspondent à des étalements des retards inférieurs à 10 ns. Les différences de marche dans l'environnement « hall » conduisent à des étalements des retards compris entre 10 et 30 ns en fonction de la valeur du seuil considérée. Les valeurs mesurées sont cohérentes avec l'estimation géométrique égale à 25 ns dans le « hall » et égale à 3 ns dans le « couloir ». Les différences de marche de ces deux environnements déterminent également la bande de cohérence du canal. Celle-ci est plus grande dans le « couloir » étant donné un étalement des retards plus faible. La bande de fréquence pouvant être utilisée par un système, sans que le signal soit affecté par des phénomènes d'interférences entre symboles, est donc plus importante dans l'environnement « couloir » que dans l'environnement « hall ». Comme pour l'environnement « couloir », la géométrie de l'environnement « tunnel » conduit à un faible étalement des retards. Il est légèrement plus faible pour le « couloir » dans la mesure où les dimensions sont plus réduites que celles du « tunnel ». L'influence de la fréquence n'a pas été étudiée ici. L'augmentation de la fréquence (900 MHz pour le « tunnel » et 5 GHz pour le « couloir ») entraîne une diminution de l'étalement des retards, conséquence de l'atténuation plus importante des fréquences les plus élevées [Talbi, 00].

6. Analyse des paramètres caractéristiques du canal MIMO

Les différents paramètres généralement considérés afin de caractériser le comportement du canal de propagation MIMO sont :

- la distribution des coefficients de la matrice de canal,
- la corrélation entre les trajets de propagation,
- les valeurs singulières de la matrice de canal,
- la capacité du canal.

Le calcul de ces différents paramètres s'effectue à partir des matrices de canal mesurées obtenues à partir des réponses impulsionnelles mesurées $h_{ij}(t, \tau)$. Pour ce faire, il convient au préalable de modéliser ces réponses avec des trajets principaux. La détermination des trajets principaux de propagation dans la réponse impulsionnelle consiste à assimiler chaque réponse $h_{ij}(t, \tau)$ d'un canal SISO (constituée d'un grand nombre d'échantillons, 801 points dans notre cas) à une somme finie de K fonctions de Dirac, caractérisées par un coefficient complexe. Le nombre et le choix de ces K coefficients permettent de décrire le plus précisément possible le comportement du canal de propagation. Nous allons décrire le principe de cette modélisation.

6.1. Détermination des trajets de propagation principaux

Il existe deux approches de modélisation : une approche orientée système et une approche orientée canal. Quelle que soit la méthode choisie, l'atténuation longitudinale du signal est extraite au préalable des réponses impulsionnelles afin de ne conserver que l'influence des variations rapides du canal.

Dans l'approche orientée système, les trajets principaux sont choisis équidistants et espacés d'un retard $\Delta\tau$ égal à l'inverse de la bande de fréquence du système de communication utilisé [Clavier, 03].

Dans l'approche orientée canal, chaque trajet principal est calculé afin qu'il ait la même contribution en puissance qu'un groupe d'échantillons d'une réponse impulsionnelle [Mohr, 95].

Nous avons choisi de suivre la deuxième approche qui se décompose en plusieurs étapes :

- un nombre K de trajets principaux à déterminer est fixé.
- Le retard associé à chaque trajet principal est calculé à partir du profil moyen des retards. Pour ce faire, le profil est divisé en autant de groupes d'échantillons qu'il y a de trajets principaux (K), le retard moyen des échantillons contenus dans chaque groupe est alors calculé.
- Les valeurs des coefficients complexes des K trajets sont calculées. Chaque réponse impulsionnelle est divisée selon les mêmes groupes que dans l'étape précédente et la valeur moyenne de chaque groupe est alors calculée.

Le choix du nombre K de trajets est empirique et se fonde sur un critère qualitatif ou quantitatif. La valeur optimale est celle pour laquelle le modèle de réponse impulsionnelle approxime le mieux les réponses impulsionnelles mesurées. Les figures 3.17 et 3.18 présentent deux exemples de modèles à 5 et 15 trajets principaux pour un seuil fixé à 25 dB.

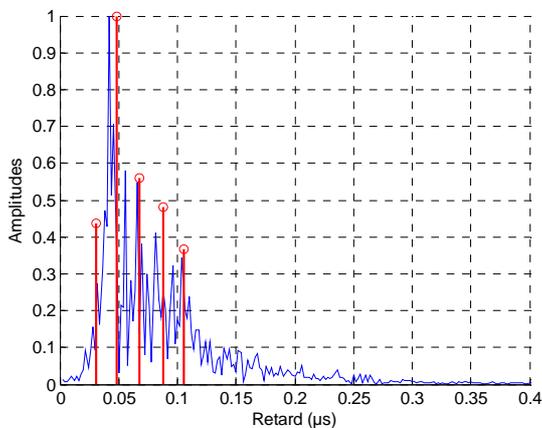


Figure 3.17 : Réponse impulsionnelle (en bleu) et son modèle à 5 trajets (en rouge)

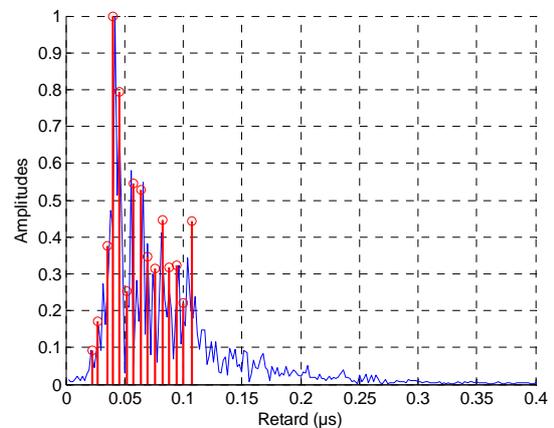


Figure 3.18 : Réponse impulsionnelle (en bleu) et son modèle à 15 trajets (en rouge)

Le tableau 3.4 résume les caractéristiques de dispersion des retards dans le cas des modèles à 5 et 15 trajets, pour un seuil de 25 dB. Plus le nombre K de trajets principaux augmente, plus le modèle fournit des résultats proches des mesures. Cependant, le nombre de trajets doit rester raisonnable afin de conserver un modèle simple d'utilisation.

Nombre de trajets principaux	Retards moyen (ns)			Étalement des retards (ns)			Étendu des retards (ns)		
	Canal mesuré	Canal modélisé	Écart relatif	Canal mesuré	Canal modélisé	Écart relatif	Canal mesuré	Canal modélisé	Écart relatif
5	52	54	4%	24	22	8%	104	74	29%
15	52	54	4%	24	24	0%	104	86	17%

Tableau 3.4 : Statistiques des retards pour les modèles à 5 et 15 trajets

Le détail de la normalisation des réponses impulsionnelles et de la modélisation des trajets principaux est donné en annexe 3. Cette méthode de modélisation des trajets principaux a été implémentée sous MATLAB pour l'analyse des mesures réalisées. Une interface utilisateur nommée « ARI » (Analyse des Réponses Impulsionnelles), facilitant son utilisation, a été développée.

6.2. Détermination de la matrice de canal

Après avoir modélisé les trajets principaux des $N_T.N_R$ canaux SISO constituant le canal MIMO, nous disposons pour chaque trajet principal élémentaire k d'une matrice $\mathbf{H}_k(d)$ ($N_R \times N_T$) qui évolue en fonction de la distance d , telle que le canal MIMO soit régi par l'équation :

$$\mathbf{H}(d, \tau) = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k(d) \cdot \delta(\tau - \tau_k) \quad (3.23)$$

où $\mathbf{H}(d, \tau)$ est la matrice de canal ($N_R \times N_T$) modélisant le canal caractérisé par K trajets principaux et $\mathbf{H}_k(d)$ la matrice ($N_R \times N_T$) des coefficients complexes du $k^{\text{ième}}$ trajet principal arrivant à l'instant τ_k pour une distance d , telle que :

$$\mathbf{H}_k(d) = \begin{bmatrix} h_{11}^k(d) & h_{12}^k(d) & \dots & h_{1N_T}^k(d) \\ h_{21}^k(d) & h_{22}^k(d) & \dots & h_{2N_T}^k(d) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{N_R1}^k(d) & h_{N_R2}^k(d) & \dots & h_{N_RN_T}^k(d) \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

A partir des K matrices, il est alors possible de calculer, pour chaque trajet principal, la corrélation entre les différents coefficients h_{ij}^k .

Comme nous l'avons déjà évoqué dans le deuxième chapitre, ce type de modélisation est dit « large bande » dans la mesure où la réponse impulsionnelle est modélisée par plusieurs trajets ($K > 1$) ou coefficients complexes. Lorsque le temps symbole du système de télécommunication considéré est beaucoup plus grand que l'étalement des retards, il n'est pas nécessaire de disposer d'un modèle « large bande ». La réponse impulsionnelle est alors modélisée par un seul trajet ($K = 1$) représenté par un coefficient complexe égal, pour une distance d donnée, à la somme des N échantillons constituant une réponse impulsionnelle $h_{ij}(d, \tau)$, telle que définit dans [Hashemi, 93] par la relation (3.25) suivante :

$$h_{ij}(d) = \sum_{n=1}^N h_{ij}(d, \tau_n) \quad (3.25)$$

Ce modèle est dit « bande étroite ». La matrice de canal modélisant le canal MIMO en « bande étroite » s'écrit alors selon (3.26) :

$$\mathbf{H}(d) = \begin{bmatrix} h_{11}(d) & h_{12}(d) & \dots & h_{1N_T}(d) \\ h_{21}(d) & h_{22}(d) & \dots & h_{2N_T}(d) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{N_R1}(d) & h_{N_R2}(d) & \dots & h_{N_RN_T}(d) \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Les différents environnements de propagation considérés dans ce travail présentent des étalements des retards inférieurs à 50 ns. Ces valeurs sont inférieures aux temps symbole des principaux standards de communication sans fil envisagés pour l'application transport (cf tableau 2.2 chapitre 2). Nous avons donc choisi pour la suite de l'exposé une modélisation bande étroite du canal de propagation MIMO représenté par une matrice de canal complexe \mathbf{H} de dimension $(N_R \times N_T)$.

6.3. Paramètres caractéristiques du canal de propagation MIMO

Les paramètres caractéristiques du canal MIMO, qui décrivent son comportement, sont calculés à partir de ces matrices de canal complexe \mathbf{H} . Les paramètres considérés sont :

- la nature des distributions statistiques que suivent les enveloppes et les phases des coefficients de la matrice de canal qui caractérisent l'existence ou non d'un trajet principal.
- Le degré de corrélation entre les trajets de propagation qui apporte une information sur l'existence ou non de modes de propagation propres.
- La distribution des valeurs propres de la matrice de canal \mathbf{H} qui conditionnent la qualité de la transmission sur les canaux propres.
- La capacité du canal MIMO qui dépend des valeurs propres et de la corrélation du canal et qui définit le débit maximal pouvant être atteint.

6.3.1. Distribution des coefficients des matrices de canal

Les figures 3.19 et 3.20 se rapportent aux coefficients de canal h_{ij} mesurés dans le tunnel de la RATP à 900 MHz pour les configurations F1 et A2. Elles présentent les fonctions cumulatives de densité de probabilité (Cumulative Density Function), respectivement de l'enveloppe des coefficients de canal h_{ij} et de leur phase.

Les résultats, se rapportant aux mesures effectuées à 5 GHz à l'INRETS (configuration 1 et E), sont tracés sur les figures 3.21 et 3.22. Les courbes sont comparées à la fonction cumulative de densité de probabilité d'une distribution de Rayleigh et d'une distribution de Rice.

La distribution de Rayleigh caractérise les canaux dits de Rayleigh dont les coefficients de canal suivent une distribution complexe normale $CN(0,1)$. Le bon accord entre les courbes

permet de dire que les coefficients du canal, pour les configurations F1, A2 en « tunnel » et 1 dans le « hall », suivent une distribution de Rayleigh caractéristique d'une propagation sans trajet direct.

Les distributions de l'enveloppe et de la phase des coefficients de canal h_{ij} , pour la configuration E « dans le couloir », sont comparées à une distribution de Rice pour un facteur de Rice K égal à 8. Le facteur de Rice K définit le rapport de puissance entre le trajet principal et les trajets secondaires. Les similitudes entre les courbes montrent que la configuration E est un canal de Rice caractérisé par la présence d'un trajet principal.

Les distributions pour les configurations C et D, respectivement dans le « hall » et le « couloir », pour lesquelles les antennes d'émission sont « en rectangle », donnent les mêmes résultats que pour les configurations 1 et E, respectivement dans le « hall » et le « couloir » avec les émetteurs disposés « en ligne ». Elles n'ont pas été représentées.

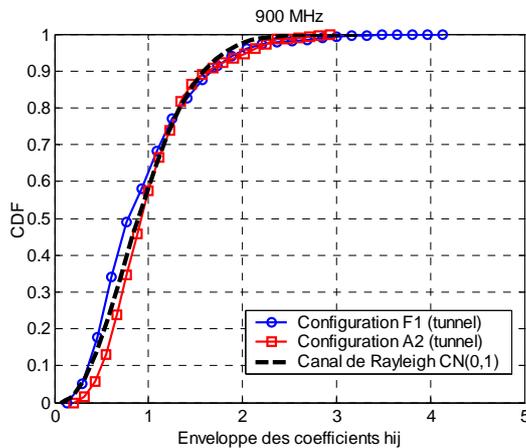


Figure 3.19 : CDF de l'enveloppe des coefficients de canal pour les configurations F1 et A2 en « tunnel »

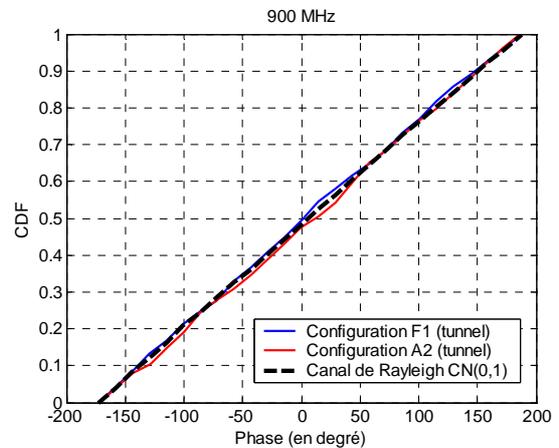


Figure 3.20 : CDF de la phase des coefficients de canal pour les configurations F1 et A2 en « tunnel »

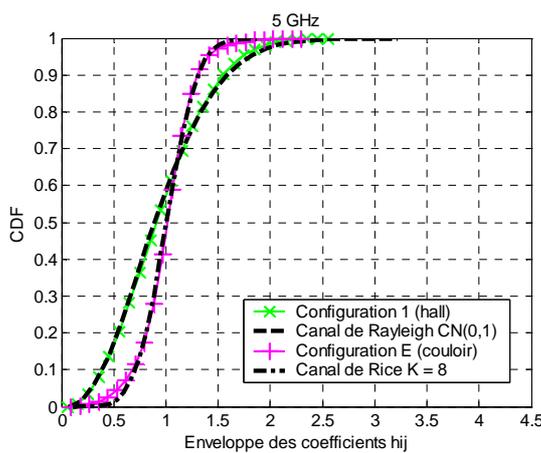


Figure 3.21 : CDF de l'enveloppe des coefficients de canal pour la configuration 1 dans le « hall » et la configuration E dans le « couloir » (antennes en ligne)

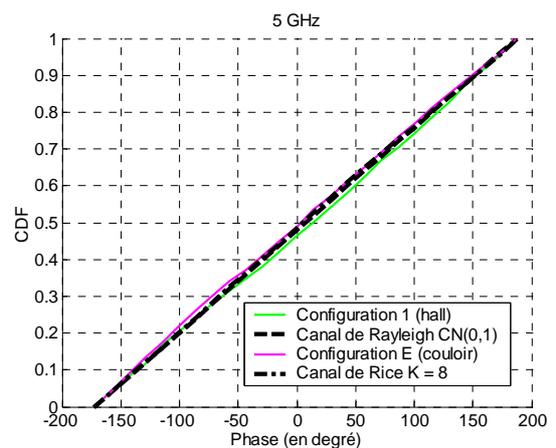


Figure 3.22 : CDF de la phase des coefficients de canal pour la configuration 1 dans le « hall » et la configuration E dans le « couloir » (antennes en ligne)

6.3.2. Matrices de corrélation

Les matrices de corrélation du canal Γ_H , ainsi que les matrices de corrélation à l'émission Γ_{TX} et à la réception Γ_{RX} , définies au chapitre 2, ont été calculées pour les différentes configurations mesurées. La corrélation à l'émission est supposée indépendante des antennes de réception et inversement. La validité de cette hypothèse est analysée à la fin de ce paragraphe. Les figures 3.23 à 3.25 illustrent, pour la configuration E (dans le couloir, antennes en ligne), une représentation graphique du module des coefficients de corrélation complexes, respectivement à l'émission, à la réception et de la matrice de corrélation du canal.

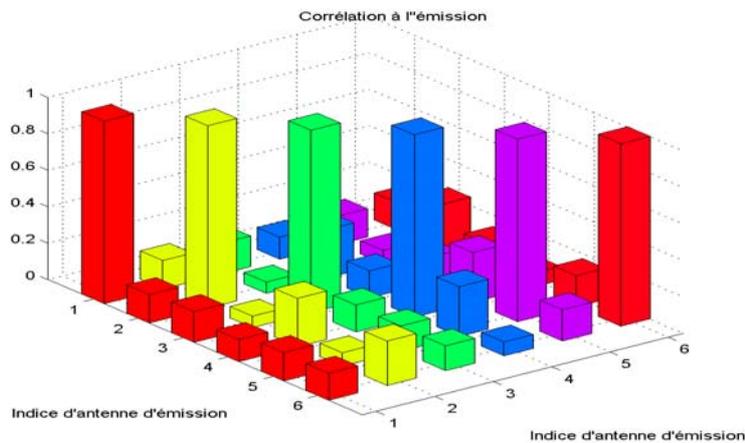


Figure 3.23 : Evolution des modules des coefficients de corrélation complexes à l'émission pour la configuration E dans le « couloir » (antennes en lignes)

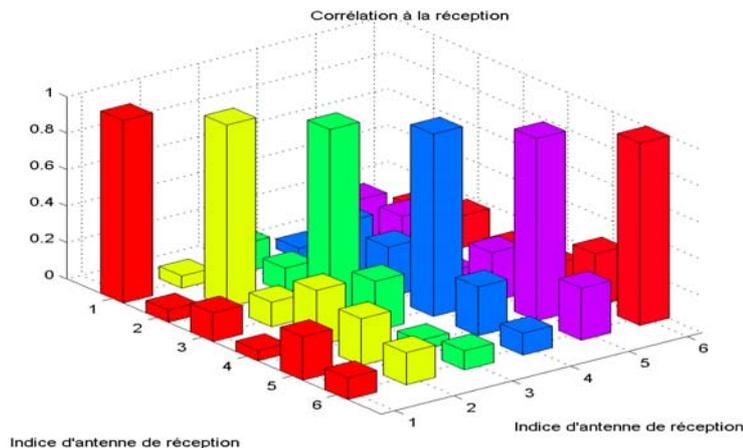


Figure 3.24 : Evolution des modules des coefficients de corrélation complexes à la réception pour la configuration E dans le « couloir » (antennes en lignes)

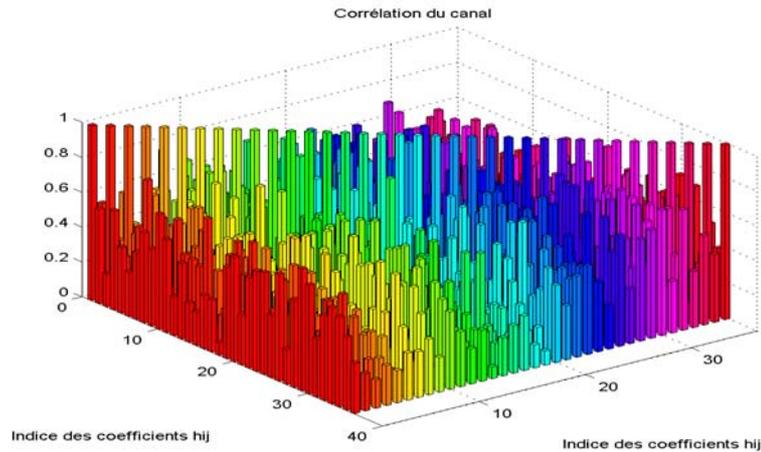


Figure 3.25 : Evolution des modules des coefficients de corrélation complexes du canal pour la configuration E dans le « couloir » (antennes en lignes)

Afin de faciliter l'interprétation de ces résultats, les tableaux 3.5, 3.6 et 3.7 résument les propriétés de corrélation des différentes configurations. Ils indiquent les valeurs minimales, maximales et moyennes du module des coefficients de corrélation complexes, respectivement des matrices de corrélation de canal, à l'émission et à la réception.

Environnement « tunnel »		Configuration F1 (émetteurs en rectangle, récepteurs en diagonale)	Configuration A2 (émetteurs en ligne, récepteurs en ligne)
Module des coefficients de corrélation du canal	Minimum	0,04	0,35
	Maximum	0,92	0,99
	Moyen	0,42	0,76
Module des coefficients de corrélation à l'émission	Minimum	0,24	0,47
	Maximum	0,76	0,96
	Moyen	0,45	0,72
Module des coefficients de corrélation à la réception	Minimum	0,23	0,97
	Maximum	0,77	0,99
	Moyen	0,44	0,98

Tableau 3.5 : Valeurs minimales, maximales et moyennes du module des coefficients de corrélation du canal, à l'émission et à la réception pour l'environnement « tunnel »

Environnement « hall »		Configuration C (émetteurs en rectangle, récepteurs en ligne)	Configuration 1 (émetteurs en ligne, récepteurs en ligne)
Module des coefficients de corrélation du canal	Minimum	0,01	0,00
	Maximum	0,52	0,46
	Moyen	0,14	0,14
Module des coefficients de corrélation à l'émission	Minimum	0,04	0,08
	Maximum	0,33	0,29
	Moyen	0,16	0,17
Module des coefficients de corrélation à la réception	Minimum	0,01	0,04
	Maximum	0,29	0,16
	Moyen	0,10	0,11

Tableau 3.6 : Valeurs minimales, maximales et moyennes du module des coefficients de corrélation du canal, à l'émission et à la réception pour l'environnement « hall »

Environnement « couloir »		Configuration D (émetteurs en rectangle, récepteurs en ligne)	Configuration E (émetteurs en ligne, récepteurs en ligne)
Module des coefficients de corrélation du canal	Minimum	0,04	0,03
	Maximum	0,94	0,90
	Moyen	0,42	0,51
Module des coefficients de corrélation à l'émission	Minimum	0,09	0,06
	Maximum	0,57	0,66
	Moyen	0,32	0,29
Module des coefficients de corrélation à la réception	Minimum	0,03	0,04
	Maximum	0,65	0,50
	Moyen	0,20	0,30

Tableau 3.7 : Valeurs minimales, maximales et moyennes du module des coefficients de corrélation du canal, à l'émission et à la réception pour l'environnement « couloir »

L'environnement « tunnel » présente un degré de corrélation relativement élevé, dû à la géométrie des lieux qui limite l'étalement angulaire et donne un angle de départ des ondes important (la définition des angles de départ et d'arrivée est donnée dans le chapitre 2, figure 2.11). Les configurations F1 (émetteurs en diagonale par rapport à la voie et récepteurs en rectangle) et A2 (émetteurs parallèles à la voie et récepteurs alignés) mettent en évidence que la corrélation peut être diminuée de façon significative en positionnant les antennes de façon judicieuse. Cette amélioration est obtenue d'une part en espaçant au maximum les antennes de réception et d'autre part en diminuant l'angle de départ des ondes.

La corrélation moyenne de l'environnement « couloir » s'explique d'une part par la géométrie des lieux qui restreint l'étalement angulaire et d'autre part par la présence d'un trajet direct. En ce qui concerne l'environnement « hall », l'étalement angulaire important est propice à une faible corrélation.

Dans les environnements « hall » et « couloir », la position des antennes « en ligne » ou « en rectangle » n'a que peu d'influence sur le degré de corrélation du canal. Cela s'explique par le fait que la configuration « en ligne » donne des niveaux de corrélation faibles entre les antennes, bien qu'elle corresponde théoriquement au cas le plus défavorable puisque l'espacement entre les antennes est minimal. Les tableaux 3.6 et 3.7 montrent que les deux positions d'antennes considérées (« en ligne » et « en rectangle ») donnent des valeurs de corrélation similaires. Dans la suite de l'exposé, seules sont considérées les configurations 1 et E pour lesquelles les antennes d'émission et de réception sont « en ligne ».

Afin de calculer les matrices de corrélation à l'émission Γ_{TX} et à la réception Γ_{RX} , nous avons fait l'hypothèse de l'indépendance entre la corrélation à l'émission (respectivement à la réception) et les antennes de réception (respectivement à l'émission). La validité de cette hypothèse permet d'exprimer la matrice de corrélation du canal Γ_H en fonction des matrices de corrélation à l'émission et à la réception, selon l'équation suivante donnée dans le chapitre 2 :

$$\Gamma_H = \Gamma_{RX} \otimes \Gamma_{TX} \quad (3.27)$$

Cette hypothèse est vérifiée si l'égalité précédente est vraie. Pour cela, chaque membre de l'égalité est calculé séparément, soit directement à partir de la définition des coefficients de

corrélation, soit en effectuant le produit de Kroneker $\Gamma_{RX} \otimes \Gamma_{TX}$. La validité de l'hypothèse est alors fonction de la valeur du terme d'erreur ψ défini tel que [Yu, 01] :

$$\psi(\mathbf{A}, \mathbf{B}) = \frac{\|\mathbf{A} - \mathbf{B}\|_F}{\|\mathbf{A}\|_F} \quad (3.28)$$

où $\|\cdot\|_F$ est la norme de Frobenius.

Le tableau 3.8 donne, dans les trois environnements choisis, la valeur du terme d'erreur $\psi(\Gamma_H, \Gamma_{RX} \otimes \Gamma_{TX})$ qui caractérise l'erreur entre la matrice de corrélation du canal Γ_H et le produit de Kroneker des matrices de corrélation à la réception Γ_{RX} et à l'émission Γ_{TX} .

	Tunnel		Hall	Couloir
	Config. F1	Config. A2	Config. 1	Config. E
$\psi(\Gamma_H, \Gamma_{RX} \otimes \Gamma_{TX})$	49 %	7 %	58 %	85 %

Tableau 3.8 : Erreur relative entre la matrice de corrélation du canal Γ_H et le produit de Kroneker des matrices de corrélation à la réception Γ_{RX} et à l'émission Γ_{TX}

Cette hypothèse d'indépendance des corrélations à l'émission et à la réception correspond [Kermaal, 02] au cas où les émetteurs et les récepteurs voient des environnements différents, ce qui peut se traduire par des degrés de corrélation différents à l'émission et à la réception. Cela est le cas pour la configuration A2 (cf tableau 3.8) où l'écart relatif est faible. L'égalité n'est pas du tout vérifiée pour les autres configurations dont les corrélations à l'émission et à la réception sont très proches. Néanmoins, même si cette hypothèse n'est pas vérifiée, le calcul pratique des matrices de corrélation à l'émission et à la réception, par une opération de moyenne, (cf équations 2.93 à 2.98 du chapitre 2) donne une image relativement réaliste du degré de corrélation entre les antennes. La validité de cette hypothèse sera analysée dans les modèles de canal utilisant les matrices de corrélation (ou de covariance) à l'émission et à la réception.

6.3.3. Distribution des valeurs singulières des matrices de canal

Afin de pouvoir comparer les mesures réalisées par le laboratoire TELICE sur un système (4,4) et celles réalisées à l'INRETS sur un système (6,6), les matrices de canal sont réduites à des matrices (4×4) en ne considérant que les 4 premières lignes et colonnes des matrices (6×6). Les figures 3.26 à 3.33 représentent la distribution des 4 valeurs singulières des matrices de canal, d'une part pour les configurations F1, A2 correspondant aux mesures en tunnel à 900 MHz, et d'autre part pour les configurations 1 et E correspondant aux mesures réalisées à l'INRETS à 5 GHz.

Les valeurs singulières sont d'autant plus faibles que le degré de corrélation du canal est important. Néanmoins, la configuration E donne de meilleurs résultats que la configuration F1 alors que la corrélation du canal est légèrement plus importante (en moyenne : 0,51 et 0,42 respectivement). L'explication vient du fait que la corrélation à l'émission et à la réception est plus faible pour la configuration E (en moyenne : 0,29 et 0,30) que pour la configuration F1 (en moyenne : 0,45 et 0,44), bien que la corrélation du canal soit plus importante.

Les courbes montrent que les valeurs singulières dépendent de la corrélation du canal mais également de la corrélation à l'émission et à la réception.

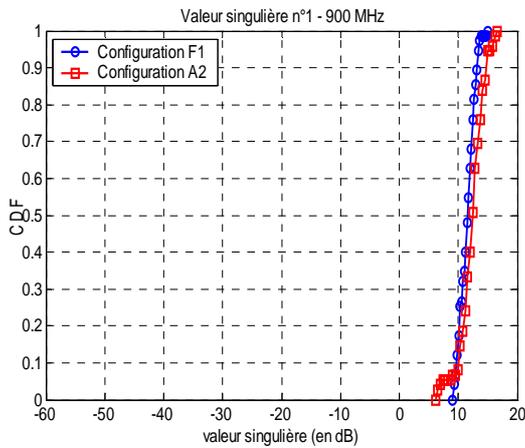


Figure 3.26 : CDF de la 1^{ère} valeur singulière des matrices de canal pour les configurations F1 et A2 en « tunnel » (900 MHz)

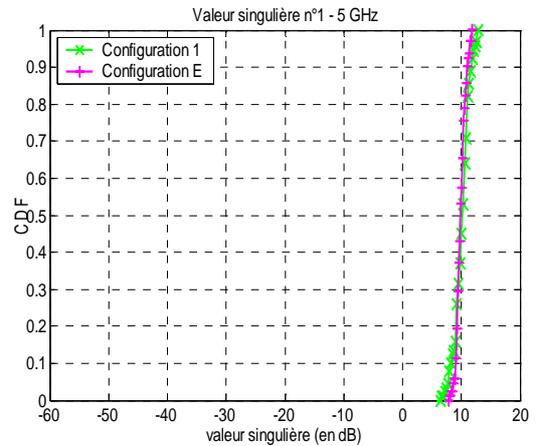


Figure 3.27 : CDF de la 1^{ère} valeur singulière des matrices de canal pour la configuration 1 dans le « hall » et la configuration E dans le « couloir » (5 GHz)

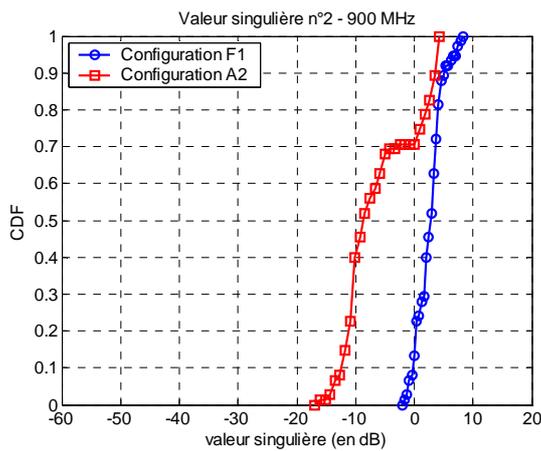


Figure 3.28 : CDF de la 2^{ème} valeur singulière des matrices de canal pour les configurations F1 et A2 en « tunnel » (900 MHz)

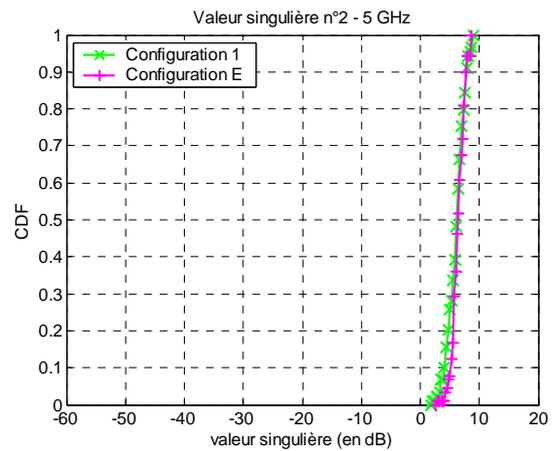


Figure 3.29 : CDF de la 2^{ème} valeur singulière des matrices de canal pour la configuration 1 dans le « hall » et la configuration E dans le « couloir » (5 GHz)

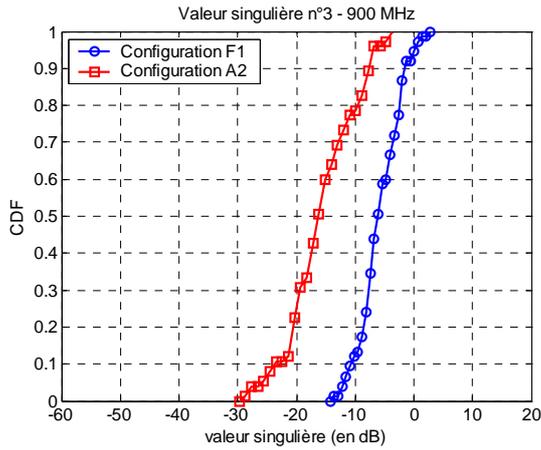


Figure 3.30 : CDF de la 3^{ème} valeur singulière des matrices de canal pour les configurations F1 et A2 en « tunnel » (900 MHz)

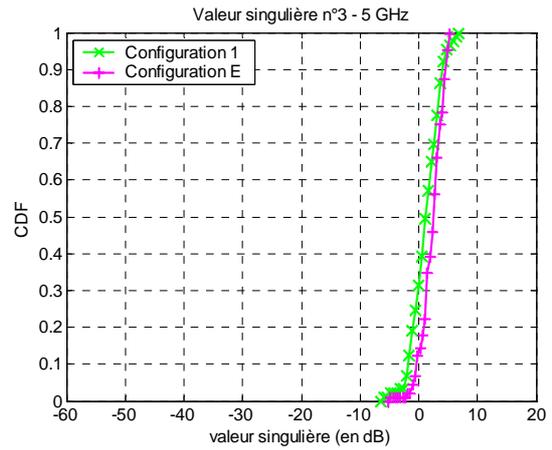


Figure 3.31 : CDF de la 3^{ème} valeur singulière des matrices de canal pour la configuration 1 dans le « hall » et la configuration E dans le « couloir » (5 GHz)

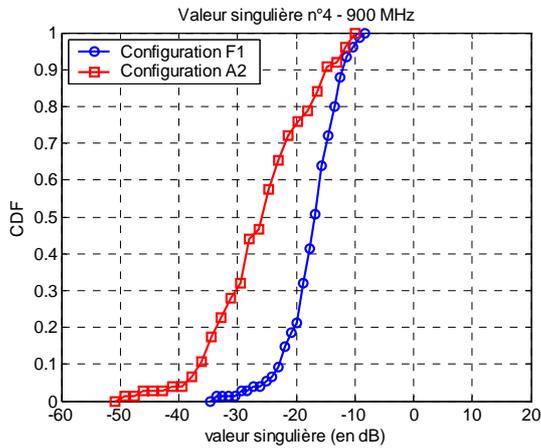


Figure 3.32 : CDF de la 4^{ème} valeur singulière des matrices de canal pour les configurations F1 et A2 en « tunnel » (900 MHz)

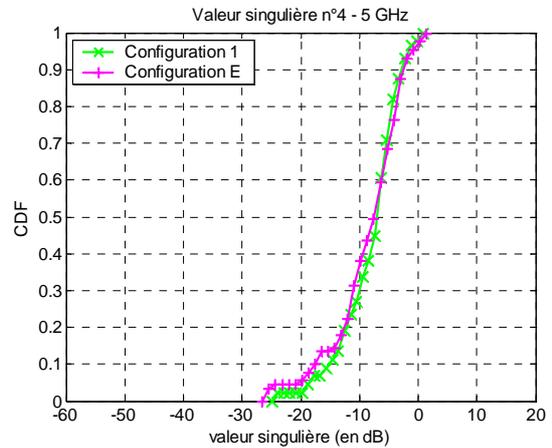


Figure 3.33 : CDF de la 4^{ème} valeur singulière des matrices de canal pour la configuration 1 dans le « hall » et la configuration E dans le « couloir » (5 GHz)

6.3.4. Capacité

La capacité est un paramètre caractéristique du canal de propagation qui conditionne le débit maximal admissible dans le canal. Les figures 3.34 et 3.35 présentent la distribution de la capacité instantanée pour un rapport signal sur bruit de 10 dB. Les figures 3.36 et 3.37 donnent l'évolution de la capacité moyenne en fonction du rapport signal sur bruit. Le gain apporté par un canal (6×6), par rapport à un canal (4×4) en terme de capacité, est mis en évidence en traçant également la capacité pour les matrices de canal (6×6) mesurées. De façon générale, nous confirmons que la capacité est d'autant plus importante que le degré de corrélation est faible. Les conclusions obtenues sont les mêmes que pour les valeurs singulières. Cela est cohérent puisque la capacité dépend de ces valeurs singulières, comme nous l'avons vu au chapitre 2. Le passage d'un canal (4,4) à un canal (6,6) permet

d'augmenter la capacité du canal dans de fortes proportions. Pour un rapport signal sur bruit de 25 dB, le gain est supérieur à 10 bits/s/Hz.

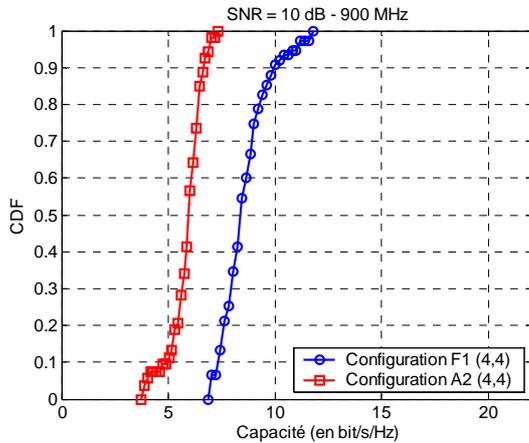


Figure 3.34 : CDF de la capacité instantanée pour un SNR de 10 dB pour les configurations F1 et A2 en « tunnel » (900 MHz)

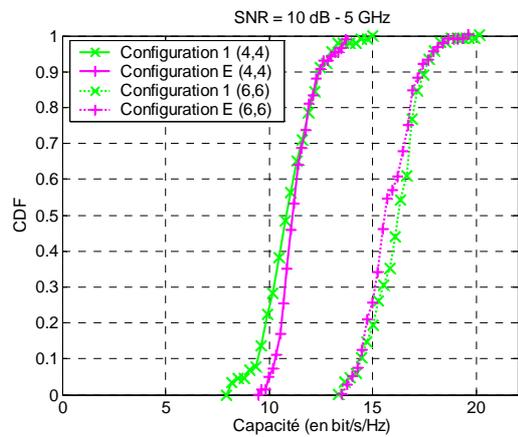


Figure 3.35 : CDF de la capacité instantanée pour un SNR de 10 dB pour la configuration 1 dans le « hall » et la configuration E dans le « couloir » (5 GHz)

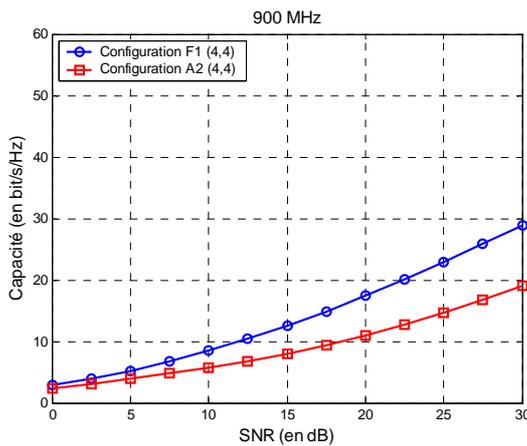


Figure 3.36 : Capacité moyenne en fonction du SNR pour les configurations F1 et A2 en « tunnel » (900 MHz)

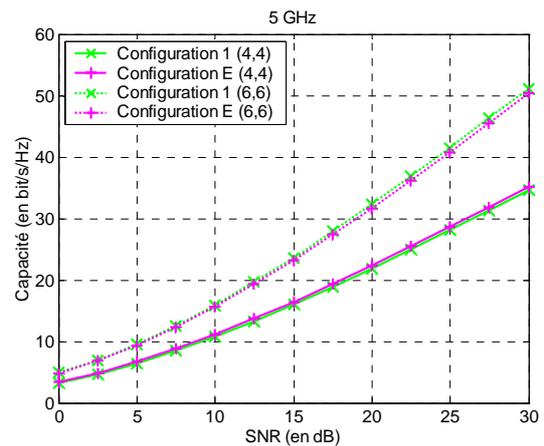


Figure 3.37 : Capacité moyenne en fonction du SNR pour la configuration 1 dans le « hall » et la configuration E dans le « couloir » (5 GHz)

7. Modélisation des canaux MIMO

Le deuxième chapitre de ce mémoire a présenté six méthodes différentes permettant de modéliser un canal de propagation de type MIMO à partir des statistiques du second ordre caractérisant le degré de corrélation entre les trajets de propagation. Dans ce paragraphe, les canaux de propagation MIMO mesurés précédemment sont modélisés par ces différents modèles. Les matrices de corrélation et de covariance nécessaires à la modélisation sont calculées à partir des matrices de canal mesurées, notées $\mathbf{H}_{\text{mesure}}$. Les matrices considérées sont les suivantes :

- la matrice de corrélation du canal : $\Gamma_{\mathbf{H}}$,
- la matrice de corrélation à l'émission : $\Gamma_{\mathbf{TX}}$,
- la matrice de corrélation à la réception : $\Gamma_{\mathbf{RX}}$,
- la matrice de covariance du canal : $\mathbf{R}_{\mathbf{H}}$,
- la matrice de covariance à l'émission : $\mathbf{R}_{\mathbf{TX}}$,
- la matrice de covariance à la réception : $\mathbf{R}_{\mathbf{RX}}$.

Les matrices de canal générées, selon les différents modèles MIMO, sont comparées aux matrices de canal mesurées. Cela a pour but de déterminer le ou les modèles qui décrivent le plus fidèlement le canal réel dans les environnements considérés et pour les différentes configurations des émetteurs et des récepteurs.

Les six modèles utilisés sont les suivants :

$$\mathbf{H}_{COR.RX.TX} = (\Gamma_{\mathbf{RX}})^{1/2} \cdot \mathbf{W} \cdot (\Gamma_{\mathbf{TX}})^{T/2} \quad (3.29)$$

$$\mathbf{H}_{COV.RX.TX} = (\mathbf{R}_{\mathbf{RX}})^{1/2} \cdot \mathbf{W} \cdot (\mathbf{R}_{\mathbf{TX}})^{T/2} \quad (3.30)$$

$$\text{vec}(\mathbf{H}_{COR.H}) = (\Gamma_{\mathbf{H}})^{1/2} \cdot \text{vec}(\mathbf{W}) \quad (3.31)$$

$$\text{vec}(\mathbf{H}_{COV.H}) = (\mathbf{R}_{\mathbf{H}})^{1/2} \cdot \text{vec}(\mathbf{W}) \quad (3.32)$$

$$\mathbf{H}_{COR.PUIS} = \Delta_{\mathbf{RX}}(\phi_{\mathbf{RX}}) \cdot \mathbf{H} \cdot \Delta_{\mathbf{TX}}(\phi_{\mathbf{TX}}) \quad (3.33)$$

avec $\text{vec}(\mathbf{H}) = \Psi_0^{1/2} \cdot \text{vec}(\mathbf{W}) \quad (3.34)$

$$\text{vec}(\mathbf{H}_{COV.H.2}) = ((\sigma \cdot \sigma^T) \circ \Gamma_{\mathbf{H}})^{1/2} \cdot \text{vec}(\mathbf{W}) \quad (3.35)$$

Afin de mettre en évidence les conséquences de la corrélation du canal, un canal totalement corrélé et un canal totalement décorréolé ont été générés à l'aide du modèle utilisant la matrice de corrélation du canal $\Gamma_{\mathbf{H}}$ (modèle $\mathbf{H}_{COR.H}$). Le canal totalement corrélé $\mathbf{H}_{\text{corrélé}}$ correspond au cas le plus défavorable où tous les coefficients h_{ij} sont corrélés. La matrice de corrélation du canal $\Gamma_{\mathbf{H}}$ ne contient que des 1. Le canal totalement décorréolé $\mathbf{H}_{\text{décorrélé}}$ est le cas idéal où il n'existe aucune corrélation entre les coefficients du canal h_{ij} , ce qui permet la création optimale des modes propres. La matrice de corrélation du canal $\Gamma_{\mathbf{H}}$ est la matrice unité.

7.1. Comparaison des distributions des coefficients h_{ij} des matrices de canal

Dans les trois environnements considérés (« tunnel », « hall », « couloir »), les figures 3.38 à 3.45 présentent pour chaque configuration d'antennes, les distributions de l'enveloppe des coefficients du canal h_{ij} et de leur phase, pour 1000 réalisations des matrices des différents modèles. Ces courbes sont comparées à celles obtenues pour le canal mesuré (en rouge).

Les figures montrent un bon accord entre les mesures et les modèles, sauf dans le cas de la configuration E (dans le couloir de l'INRETS en visibilité directe), comme le montre la figure

3.44. Cela s'explique par le fait que les modèles sont tous générés à partir d'une matrice aléatoire \mathbf{W} de distribution $CN(0,1)$, ce qui donne des modèles ayant également une distribution $CN(0,1)$, c'est-à-dire une distribution de Rayleigh. Dans la configuration E, l'enveloppe des coefficients du canal mesuré suit une distribution de Rice du fait de l'existence d'un trajet principal. Afin de corriger les modèles dans une telle configuration, une solution serait d'identifier, comme nous l'avons fait pour obtenir les figures 3.21 et 3.22, le facteur de Rice K et d'ajouter aux modèles une composante correspondant au trajet principal dont la phase serait aléatoire et la puissance proportionnelle au facteur de Rice.

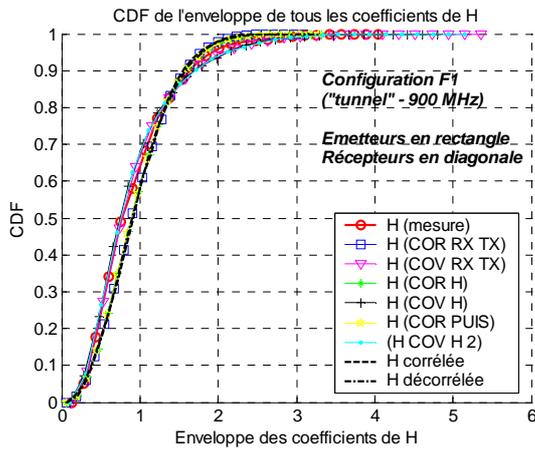


Figure 3.38 : CDF de l'enveloppe des coefficients h_{ij} pour la configuration F1

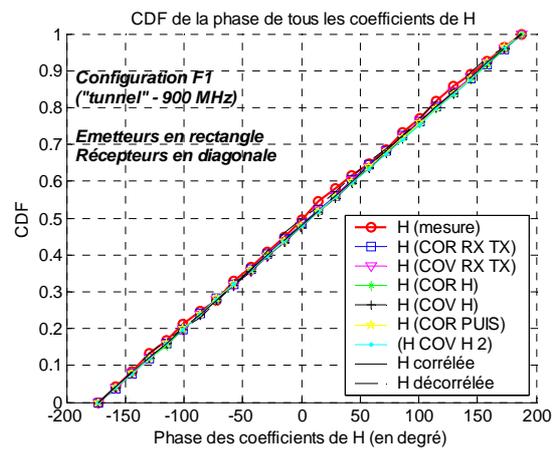


Figure 3.39 : CDF de la phase des coefficients h_{ij} pour la configuration F1

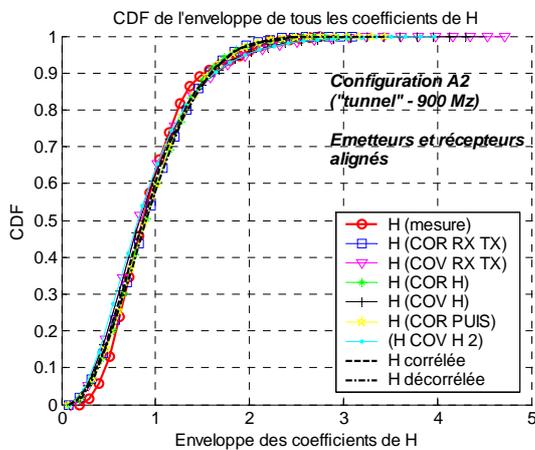


Figure 3.40 : CDF de l'enveloppe des coefficients h_{ij} pour la configuration A2

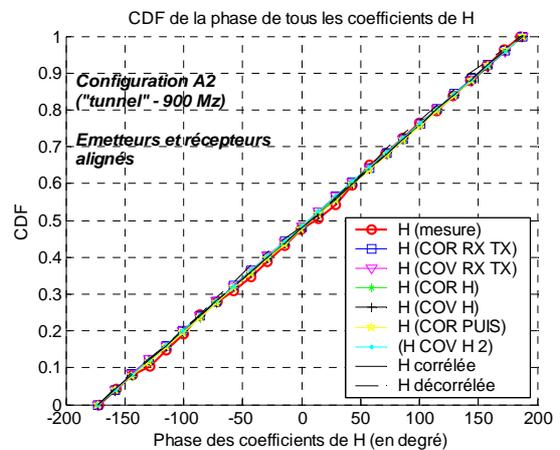


Figure 3.41 : CDF de la phase des coefficients h_{ij} pour la configuration A2

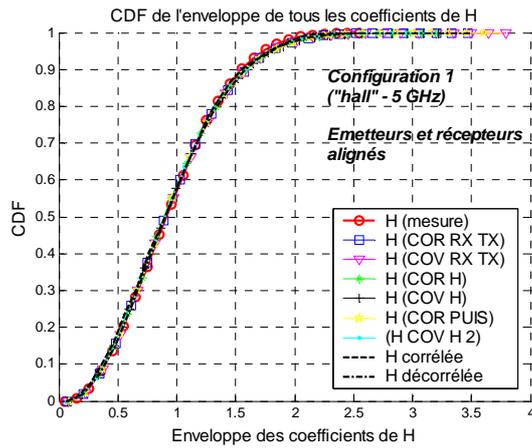


Figure 3.42 : CDF de l'enveloppe des coefficients h_{ij} pour la configuration 1

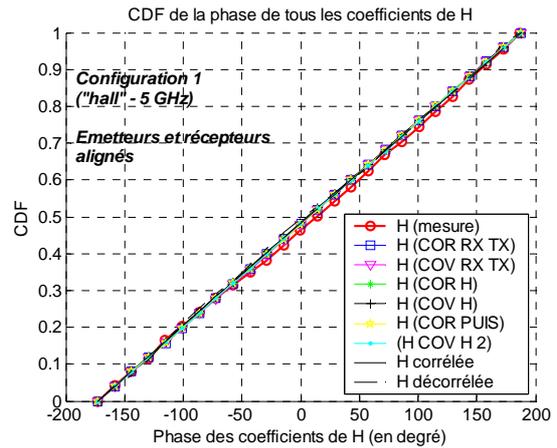


Figure 3.43 : CDF de la phase des coefficients h_{ij} pour la configuration 1

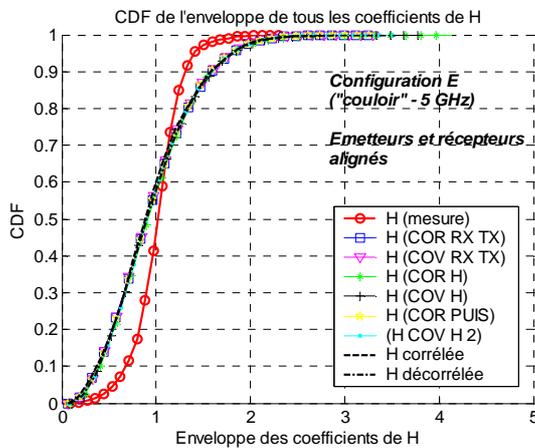


Figure 3.44 : CDF de l'enveloppe des coefficients h_{ij} pour la configuration E

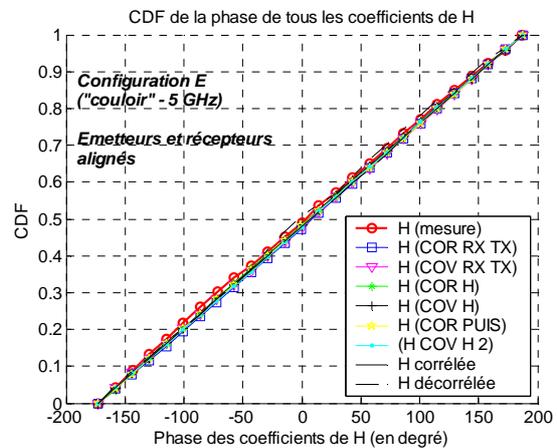


Figure 3.45 : CDF de la phase des coefficients h_{ij} pour la configuration E

7.2. Comparaison des capacités

Dans les trois environnements de propagation considérés et pour les différentes configurations d'antennes, la capacité moyenne du canal a été calculée et tracée sur les figures 3.46 à 3.49 pour les différentes matrices de canal générées, à l'aide des modèles et pour les matrices de canal mesurées (en rouge). Quel que soit l'environnement (tunnel, hall, couloir), les modèles de canal donnent tous de bons résultats lorsque le canal est peu corrélé. Des différences apparaissent lorsque la corrélation devient plus importante.

Le modèle $\mathbf{H}_{COR PUIS}$ (en jaune), reposant sur la matrice de corrélation en puissance du canal, ne traduit pas la corrélation des phases des coefficients du canal, ce qui explique les écarts importants avec les mesures observés sur les figures 3.46 et 3.47 relatives aux configurations F1 et A2 en tunnel.

Le modèle $\mathbf{H}_{COR H}$ (en vert), utilisant la corrélation complexe, s'écarte parfois des mesures (cf figure 3.46 configuration F1). En effet, les coefficients de corrélation du canal

sont normalisés par les écarts-type des coefficients du canal. La perte d'information sur la puissance des coefficients h_{ij} peut être pénalisante dans le cas où ils n'ont pas tous une puissance moyenne égale à un. Dans le cas où la puissance moyenne de tous les h_{ij} est égale à un, les modèles $\mathbf{H}_{COR H}$ et $\mathbf{H}_{COV H}$ sont équivalents

Il en est de même pour les modèles $\mathbf{H}_{COR RX TX}$ (en bleu) et $\mathbf{H}_{COV RX TX}$ (en rose) utilisant les matrices, respectivement, de corrélation et de covariance à l'émission et à la réception. Les écarts observés avec les mesures s'expliquent également par le fait que l'hypothèse supposant que l'égalité $\Gamma_H = \Gamma_{RX} \otimes \Gamma_{TX}$ (ou $\mathbf{R}_H = \mathbf{R}_{RX} \otimes \mathbf{R}_{TX}$) est vraie n'est pas vérifiée comme nous l'avons démontré au paragraphe 5.2.1. En tunnel, la configuration A2 ne conduit pas à de meilleurs résultats, même si l'écart entre Γ_H et $\Gamma_{RX} \otimes \Gamma_{TX}$ est relativement faible.

Les modèles $\mathbf{H}_{COV H}$ (en noir) et $\mathbf{H}_{COV H 2}$ (en bleu ciel) sont équivalents puisqu'ils ne diffèrent que par la méthode de calcul de la matrice de covariance du canal. L'expression de la matrice de covariance pour le modèle $\mathbf{H}_{COV H 2}$ permet de séparer l'influence de la corrélation et celle de la puissance des coefficients h_{ij} . Dans toutes les configurations mesurées, l'ensemble des courbes montre une bonne adéquation de ces deux modèles avec les mesures. Ces modèles prennent en compte la puissance et la phase des coefficients h_{ij} de la matrice de canal. Ils possèdent l'avantage de ne faire aucune hypothèse sur l'indépendance entre la corrélation à l'émission et à la réception.

Les courbes des figures 3.48 et 3.49 montrent que les canaux considérés (configurations 1 dans le « hall » et configuration E dans le « couloir ») sont très proches du canal idéal totalement décorrélé. Bien que la configuration E présente un étalement angulaire faible et qu'un trajet principal existe, la fréquence d'émission (5 GHz) permet d'avoir des antennes fortement décorrélées pour un espacement relativement faible entre les antennes. La non prise en compte du trajet principal dans les modèles ne semble pas être pénalisante pour le calcul de la capacité.

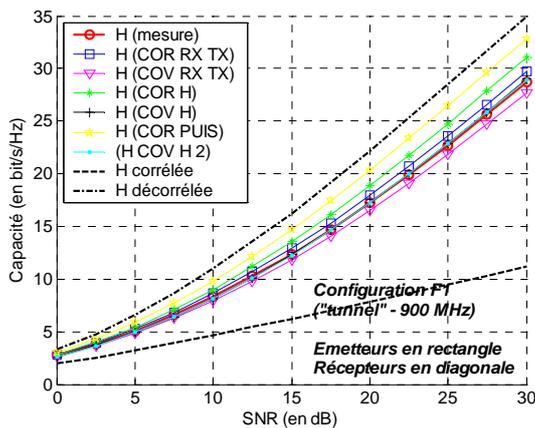


Figure 3.46 : Evolution de la capacité moyenne du canal en fonction du SNR pour la configuration F1

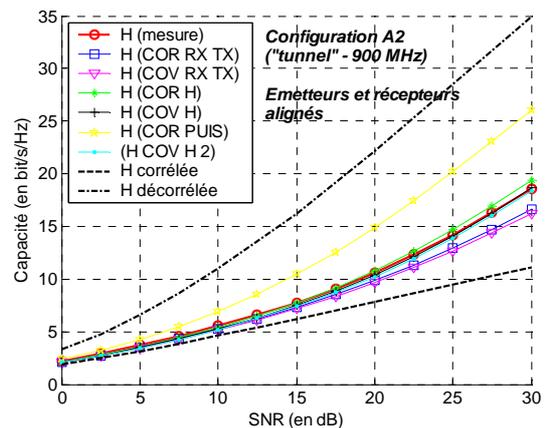


Figure 3.47 : Evolution de la capacité moyenne du canal en fonction du SNR pour la configuration A2

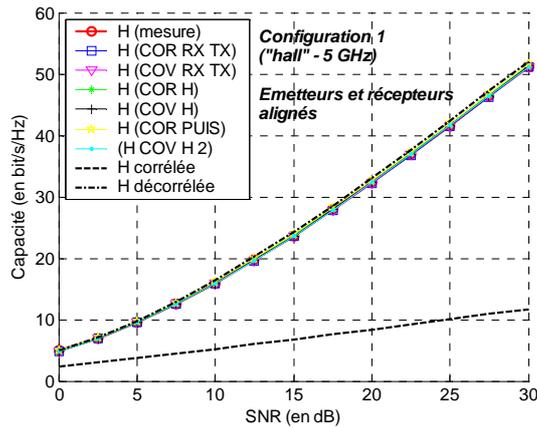


Figure 3.48 : Evolution de la capacité moyenne du canal en fonction du SNR pour la configuration 1

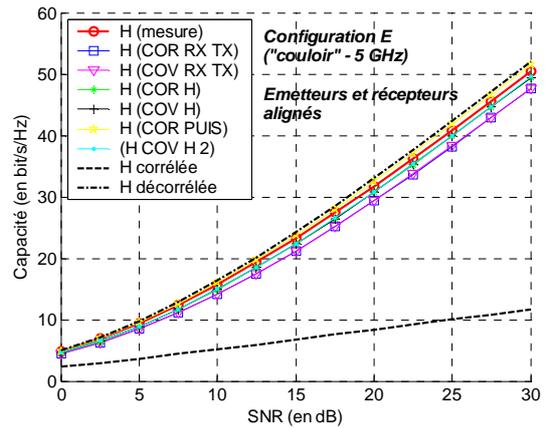


Figure 3.49 : Evolution de la capacité moyenne du canal en fonction du SNR pour la configuration E

7.3. Synthèse

L'analyse qui précède a montré que les modèles proposés donnent de bons résultats en terme de distribution d'enveloppe et de phase dans les environnements de propagation « tunnel » et « hall ». Des écarts entre les mesures et les modèles sont observés dans l'environnement « couloir » (configuration E), caractérisé par la présence d'un trajet principal. En effet, les modèles, de part leur structure, ne permettent pas de générer des matrices de canal dont l'enveloppe des coefficients suit une distribution de Rice.

Cette limite des modèles n'est pas pénalisante si l'on compare les capacités obtenues avec les modèles et celles mesurées. Les modèles fondés sur la covariance du canal $\mathbf{H}_{COV H}$ et $\mathbf{H}_{COV H 2}$ traduisent correctement le comportement de tous les environnements de propagation choisis. Les autres modèles sont moins performants dans certains environnements dans la mesure où ils ne prennent pas en compte les déphasages ou la puissance des coefficients h_{ij} ou que la structure de ces modèles repose sur l'hypothèse d'indépendance des corrélations à l'émission et à la réception qui peut être fautive dans certaines configurations, comme nous avons pu l'observer.

8. Conclusion

Ce chapitre a décrit les différentes étapes de la caractérisation de plusieurs canaux MIMO dans trois environnements : « tunnel », « hall » et « couloir » ainsi que la modélisation des matrices de canal de ces environnements fondée sur six modèles stochastiques définis dans le chapitre 2. Cette étude repose sur les expérimentations menées par le laboratoire TELICE de l'IEMN et par l'INRETS. Deux techniques de mesure sont considérées. L'utilisation d'un sondeur de canal permet de réaliser des mesures sur de longues distances (plusieurs centaines de mètres) mais cet équipement est complexe à réaliser. La mise en oeuvre d'un analyseur de réseau a l'avantage d'être relativement simple mais les distances entre les émetteurs et les récepteurs sont limitées à quelques dizaines de mètres puisqu'ils doivent être reliés à l'analyseur de réseau.

Les environnements choisis sont représentatifs des environnements que l'on peut rencontrer dans le domaine des transports : tunnel de métro, hall de gare, couloir d'accès aux voies... Ces environnements présentent des caractéristiques géométriques qui sont plus ou moins favorables à la formation des canaux propres. De nombreuses réflexions et un étalement angulaire important existent dans une grande salle comme le « hall ». Dans des environnements assimilables à des guides d'ondes comme le « tunnel » ou le « couloir », les ondes électromagnétiques parviennent au récepteur en suivant des trajets peu différents les uns des autres. Cela conduit à des étalements angulaires faibles. De plus, la disposition des émetteurs dans l'environnement « tunnel » conduit à un angle de départ des ondes important, ce qui augmente le degré de corrélation.

Les environnements étudiés présentent tous des étalements des retards inférieurs à 50 ns. L'application transport visée s'appuiera vraisemblablement sur des standards de communication existants qui présentent des temps symbole inférieurs à cette valeur. La représentation bande étroite du canal choisie est ainsi justifiée.

Une analyse préliminaire des statistiques des étalements des retards et des bandes de cohérence observés dans les différents environnements a été présentée. Dans un deuxième temps, nous avons procédé à la comparaison des distributions des enveloppes et des phases des coefficients du canal, du degré de corrélation entre les trajets de propagation, des valeurs singulières et de la capacité.

Contrairement aux autres environnements, le calcul de la distribution des coefficients du canal dans l'environnement « couloir » a confirmé la présence d'un trajet principal. Le calcul des paramètres spécifiques aux canaux MIMO a montré que la capacité est plus élevée dans le « hall » où la corrélation est la plus faible. Bien que la corrélation soit un peu plus importante dans le « couloir », elle reste suffisamment faible pour que la capacité y soit tout aussi élevée que dans le « hall ». La capacité plus faible observée en « tunnel » est la conséquence de la forte corrélation des trajets de propagation.

La décorrélation des trajets de propagation est liée à l'étalement angulaire, à l'espacement entre les antennes d'émission et entre les antennes de réception et à l'angle formé entre le réseau d'antennes et les trajets de propagation. Cela explique la décorrélation importante de l'environnement « hall » par rapport aux environnements « tunnel » et « couloir ».

Le comportement du canal pour les différents environnements mesurés a été modélisé à l'aide des modèles utilisant les statistiques du second ordre présentés dans le deuxième chapitre qui peuvent être regroupés en quatre catégories :

- modèles utilisant la corrélation en puissance du canal : $\mathbf{H}_{COR PUIS}$,
- modèles utilisant la corrélation complexe du canal : $\mathbf{H}_{COR H}$,
- modèles utilisant la covariance complexe du canal : $\mathbf{H}_{COV H}$, $\mathbf{H}_{COV H 2}$,
- modèles utilisant la corrélation ou la covariance à l'émission et à la réception : $\mathbf{H}_{COR RX TX}$, $\mathbf{H}_{COV RX TX}$.

Les distributions des enveloppes et des phases des coefficients du canal et les capacités obtenues avec ces différents modèles ont été comparées. Les modèles utilisant les matrices de covariance du canal, $\mathbf{H}_{COV H}$ et $\mathbf{H}_{COV H 2}$, présentent une très bonne adéquation avec les mesures.

Les autres modèles fonctionnent correctement mais ne prennent pas en compte certaines caractéristiques du canal, ce qui peut être pénalisant dans certains environnements. Notamment, la corrélation des phases n'est pas prise en compte dans le modèle $\mathbf{H}_{COR PUIS}$, la puissance des coefficients du canal dans les modèles $\mathbf{H}_{COR H}$ et $\mathbf{H}_{COR RX TX}$, la dépendance de la corrélation à l'émission et à la réception dans les modèles $\mathbf{H}_{COR RX TX}$, $\mathbf{H}_{COV RX TX}$.

Dans le dernier chapitre de ce mémoire, nous allons maintenant présenter l'impact des techniques MIMO sur les performances d'une application transport : la télé-audio/vidéosurveillance des autobus urbains via un lien de transmission haut débit bidirectionnel vers des stations de contrôle distantes. Un environnement de propagation « outdoor » est maintenant considéré et modélisé à partir des mesures par les modèles $\mathbf{H}_{COV H}$ et $\mathbf{H}_{COV H 2}$. Ces derniers sont implémentés dans une chaîne de transmission MIMO utilisant des solutions algorithmiques simples dans le but de démontrer les gains potentiels de cette technique afin de transmettre un flux audio et vidéo.

9. Bibliographie

- [Baudet, 98] J. Baudet, « Synthèse de travaux sur la cinémométrie Doppler, la caractérisation de canaux de transmissions hertziens et l'étude de la sensibilité de composants électroniques actifs soumis à des perturbations électromagnétiques », HDR, USTL, 1998
- [Bétrencourt, 01] S. Bétrencourt, « Caractérisation du Canal de Propagation en Tunnel Routier et Ferroviaire. Applications », Thèse soutenue à Lille 1, 2001
- [Clavier, 03] W. Sawaya, L. Clavier, "Simulation of DS-CDMA on the LOS multipath 60 GHz channel and performance with Rake receiver", PIMRC 2003
- [Cox, 72] D.C. Cox, "Delay-doppler characteristics of multipath propagation at 910 MHz in a suburban mobile radio environment", IEEE Trans., AP20(9), 625-35, 1972
- [ESCORT, 02] M. Berbineau, M. Engels, M. Chenu, L. Castedo, P. Crespo, P. Degauque, P. Morgand - D6021- ESCORT Final Report-12/02 – IST Programme
- [Ghys, 03] J.P. Ghys, « L'analyseur de réseau », cours donné à l'IUP de Valenciennes, 2003
- [Hashemi, 93] H. Hashemi, "The indoor radio propagation channel", Proceedings of the IEEE, vol. 81, NO. 7, July 1993
- [Kermoal, 02] J.P. Kermoal, L. Schumacher, K.I. Pedersen, P.E. Mogensen, F. Frederiksen, "A Stochastic MIMO Radio Channel Model With Experimental Validation", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 20, NO.6, August 2002
- [Liénard, 02] M. Liénard, « Du modèle de canal de propagation à l'optimisation des systèmes de télécommunications », HDR, USTL, 2002
- [Liénard, 03] M. Liénard, P. Degauge, J. Baudet, D. Degardin, "Investigation on MIMO channels in subway tunnels", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 21, NO.3, April 2003
- [Mohr, 95] W. Mohr, "Modelling of Wideband Mobile Radio Channel based on Propagation Measurement", 6th IEEE International Symp. on Personal Indoor and Mobile Radio Communications, Vol. 2, pp. 397-401, 1995
- [Papoulis, 65] A. Papoulis, "Probability, random variables and stochastic processes", McGraw-Hill, New York, 1965
- [Parsons, 01] J.D. Parsons, "The Mobile radio Propagation Channel", Second Edition, Wiley, 2001

- [Saunders, 01] S.R. Saunders, "Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems", Wiley, 2001
- [Simon, 85] M.K. Simon, J.K. Omura, R.A. Scholtz, B.K. Levitt, Spread Spectrum Communications, (3vols), Computer Science Press, Rockville MD, 1985
- [Talbi, 00] L. Talbi, G.Y. Delisle, "Comparison of indoor propagation channel characteristics at 893 MHz and 37.2 GHz", IEEE Vehicular Technology Conference, VTC 2000, Boston, Mass., September 2000.
- [Yu, 01] K. Yu, M. Bengtsson, B. Ottersten, D. McNamara, P. Karlsson, M. Beach, "Second Order Statistics of NLOS Indoor MIMO Channels Based on 5.2 GHz Measurements", Proceedings Global Communications Conference 01', San Antonio, Texas, USA, November, 2001

Chapitre 4 : Lien de communication haut débit entre un autobus et une station de contrôle distante

1. Introduction

L'application envisagée dans le dernier chapitre de ce mémoire concerne une transmission haut débit entre une flotte d'autobus urbains et des stations de contrôle distantes. Comme nous l'avons vu dans le premier chapitre, les besoins de transmission haut débit sont aujourd'hui une réalité dans le domaine des transports, notamment parce qu'ils contribuent à améliorer le sentiment de sécurité des clients et des agents mais aussi la qualité des transports publics en offrant de nouveaux services à valeur ajoutée.

De nombreuses flottes d'autobus sont équipées de systèmes d'audio et vidéosurveillance embarqués associés à des moyens de communication simples, de phonie et de données, afin de transmettre ces informations vers des postes de contrôle. Des analyses menées dans le cadre du projet TESS [TESS, 03] ont montré que les débits offerts dans le sens mobile vers fixe des systèmes satellitaires, tels que GLOBALSTAR, ou terrestres, de type GSM/GPRS puis le futur UMTS, sont insuffisants. En effet, la mise en place de points d'accès à Internet dans le bus requiert des potentialités de trafic importantes si l'on veut pouvoir offrir ce service à plus d'un abonné en même temps. En outre, le déploiement expérimental de systèmes de vidéosurveillance embarqués montre qu'il est nécessaire de pouvoir disposer, en situation de crise, de débits d'information importants afin de retransmettre simultanément plusieurs voies vidéo et audio compressées. A titre d'exemple, une première analyse du suivi d'alarmes, notamment sur la flotte d'autobus de Transpole à Lille, montre que le système de communication doit être capable de gérer en situation de crise la transmission des informations simultanément depuis au plus cinq autobus et transmettre simultanément vers le poste de commande le flux d'information de quatre caméras et de quatre micros embarqués dans chacun des bus. Cette transmission doit garantir une image et un son de qualité indispensable au traitement pertinent de l'information.

Sur la base des flux d'informations identifiés dans le cadre du projet TESS, pour des applications d'audio, vidéosurveillance, mais aussi d'informations aux passagers, nous mettons en évidence dans ce chapitre, grâce à des simulations sous MATLAB, les gains que peuvent apporter des techniques MIMO simples à implémenter. Pour ce faire, une chaîne de transmission mettant en œuvre différentes techniques MIMO a été développée. Le modèle de canal considéré est le modèle stochastique $\mathbf{H}_{COV H 2}$ qui est apparu le plus performant dans le troisième chapitre. Deux types de canal sont utilisés dans ce chapitre :

- un canal idéal caractérisé par une matrice de covariance du canal égale à une matrice identité,
- un canal réel caractérisé par une matrice de covariance du canal calculée à partir de mesures réalisées dans un environnement semi-urbain « outdoor ».

Les matrices de canal sont générées à partir du modèle $\mathbf{H}_{COV H 2}$ en utilisant la matrice de covariance du canal correspondant à l'environnement choisi.

2. Architecture de transmission choisie

Dans l'application visée, nous proposons ici de démontrer l'intérêt des techniques MIMO qui permettent soit d'augmenter les débits utiles, soit d'accroître la robustesse du lien en réception à niveau de puissance d'émission égale. L'architecture de transmission schématisée figure 4.1 est celle retenue dans le projet TESS ou dans la proposition EVAS déposée au PREDIT 3 [EVAS, 03]. Les capteurs (audio/vidéo) embarqués dans l'autobus communiquent directement vers un émetteur/récepteur embarqué ou « super mobile » en utilisant à l'intérieur du bus un protocole de communication simple de type TCP-IP s'appuyant sur un réseau IEEE 802.11b (WiFi). Les capteurs sont munis d'une carte de communication sans fil. Du point de vue logiciel, le système est basé sur un middleware CORBA (ORBacus) développé au LEOST par C. Gransart [Gransart, 03] et en cours d'expérimentation dans le projet TESS. Ce flux d'information est ensuite transmis via le « super mobile » vers la station d'émission/réception fixe, selon le protocole de communication choisi GSM/GPRS ou GLOBALSTAR ou un système utilisant les techniques MIMO. Les simulations proposées dans ce chapitre s'intéressent au lien entre le « super mobile » et les stations d'émission/réception.

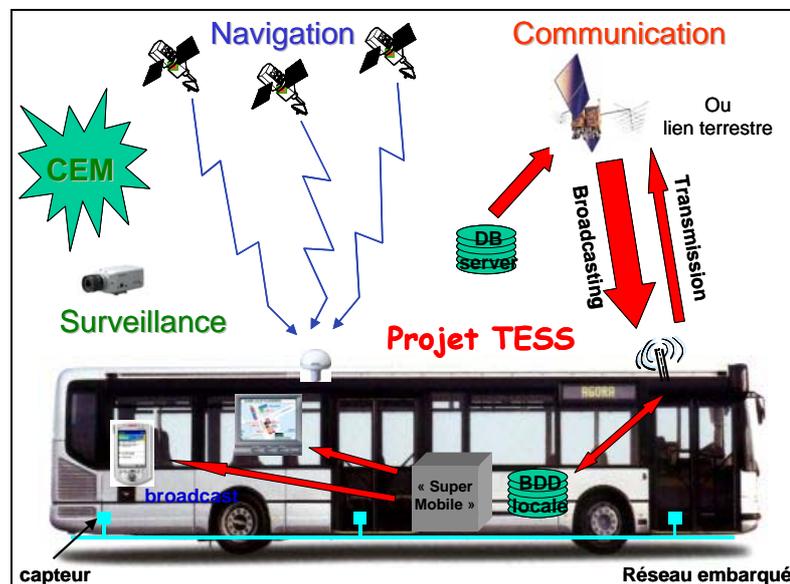


Figure 4.1 : Architecture de transmission pour l'autobus communicant

3. Chaîne de transmission MIMO

Nous avons développé, sous le logiciel MATLAB, une chaîne de simulation MIMO à la fois simple et modulable représentée par la figure 4.2.

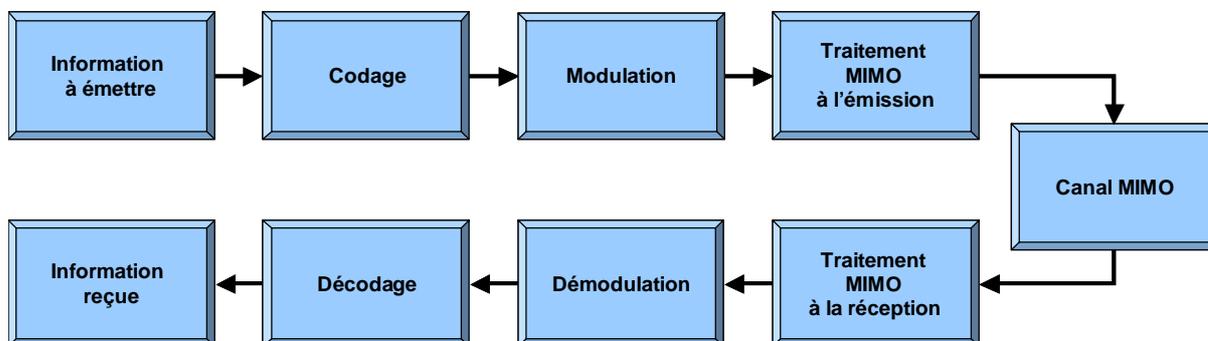


Figure 4.2 : Chaîne de simulation MIMO

Dans l'application qui nous intéresse, l'information à transmettre est un signal vidéo ou le multiplexage d'un signal audio et vidéo provenant des capteurs installés dans un bus.

Comme nous l'avons vu dans le premier chapitre (tableau 1.3), il existe différentes techniques MIMO plus ou moins adaptées en fonction de la connaissance, a priori ou non, des propriétés du canal et de sa sélectivité en temps et en fréquence. Nous nous sommes placés ici dans le cas simple d'un canal non sélectif en fréquence, quasi-stationnaire (le canal est stationnaire durant l'émission de N symboles) et parfaitement connu par le récepteur. De plus, nous supposons que les puissances d'émission sont équiréparties sur l'ensemble des émetteurs.

Les algorithmes utilisés dans la chaîne de transmission sont simples et largement documentés. Par la suite, une implémentation réelle est réalisable en laboratoire.

3.1 Bloc d'émission:

Le bloc d'émission comprend le codage source de l'information à transmettre, le codage canal, la modulation en bande de base et le traitement MIMO à l'émission.

3.1.1. Codage

Les données à transmettre peuvent, dans un premier temps, subir deux types de codage. Le codage source a pour but de supprimer la redondance pouvant exister dans le signal afin de diminuer au maximum le nombre de bits à transmettre. Nous avons implémenté un codage vidéo de type H263 [Moniak, 03]. Le codage canal permet, quant à lui, de protéger les données contre les effets du canal en introduisant de la redondance dans le signal. Un codage convolutif de type $C(23\ 33\ 5)$ (le même que pour le GSM) et de rendement $1/2$ est utilisé en association à un entrelacement pseudo aléatoire sur 500 bits.

3.1.2. Modulation

La modulation est effectuée en bande de base. Les bits sont transformés en symboles. La chaîne de simulation développée utilise des modulations M-PSK et M-QAM.

3.1.3. Traitement MIMO à l'émission

En émission, deux algorithmes ont été implémentés : un multiplexage spatial qui multiplie le débit utile par un facteur N_T et un codage spatio-temporel en bloc de rendement R qui améliore la robustesse au détriment du débit utile qui est multiplié par R ($R \leq 1$).

3.1.3.1. Multiplexage spatial

Le multiplexage spatial (MS) est l'une des premières techniques MIMO mise en œuvre qui a fait découvrir les systèmes MIMO avec les publications des Bell Labs [Foschini, 96]. Les principaux travaux sont ceux de G.J Foschini [Foschini, 96] [Foschini, 98] et de G.D Golden [Golden, 99] sur l'algorithme de multiplexage VBLAST. Des variantes et améliorations ont aussi été proposées par O. Damen [Damen, 00] et par B. Hassibi [Hassibi, 00].

Le multiplexage spatial consiste à séparer le flux de données en autant de sous flux qu'il y a d'antennes d'émission. Le flux de données en entrée du multiplexeur est traité selon la figure 4.3 dans le cas de deux antennes d'émission. Le premier bit est transmis sur la première antenne, le deuxième sur la seconde et ainsi de suite.

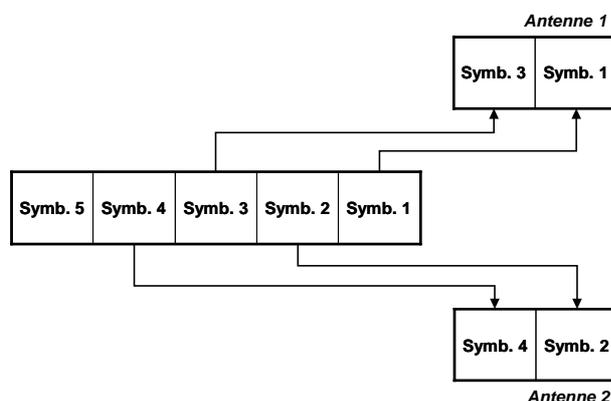


Figure 4.3 Multiplexage spatial sur deux antennes

3.1.3.2. Codage spatio-temporel

Le codage spatio-temporel (CST) introduit simultanément de la redondance spatiale et temporelle dans les données. Cette technique exploite la diversité à l'émission et augmente la robustesse du lien. Le CST conduit à des débits inférieurs à ceux qui peuvent être atteints avec le MS. Deux familles principales de codes sont étudiées aujourd'hui : les codes en treillis (STTC : Space Time Treillis Code) et les codes en blocs (STBC : Space Time Block Code). Bien que les STTC [Tarokh, 98] soient performants, leur complexité les rendent difficilement implémentables. C'est pour cette raison que nous avons choisi les codes en blocs spatio-temporels qui, bien qu'ils soient moins performants, sont beaucoup moins complexes. Les premiers travaux sur ces codes ont été menés par S. Alamouti [Alamouti, 98] et ont été généralisés principalement par V. Tarokh [Tarokh, 99] [Tarokh, 99bis] et M.O. Damen [Damen, 02].

Le code STBC utilisé dans ce travail est un code de rendement 1/2 avec quatre antennes d'émission [Tarokh, 99]. Le rendement R d'un codage spatio-temporel en bloc est le rapport entre le nombre de symboles utiles et le nombre de temps symbole nécessaire pour les transmettre.

3.2. Canal de propagation

Le signal mis en forme soit par un multiplexage spatial, soit par un codage spatio-temporel en bloc est perturbé par le canal de propagation. Le modèle de canal de propagation MIMO considéré utilise la matrice de covariance complexe du canal $\mathbf{H}_{COV H 2}$. Deux types de canaux ont été générés :

- un canal idéal dont la matrice de covariance complexe est la matrice identité,
- un canal réel « outdoor » dont la matrice de covariance complexe est obtenue à partir des matrices de canal mesurées.

Le modèle bande étroite du canal « outdoor » est déterminé selon le même principe que celui présenté dans le chapitre 3. Les mesures ont été réalisées avec un système MIMO à six antennes d'émission et six antennes de réception disposées « en ligne ». Cet environnement « outdoor » est décrit plus précisément dans l'annexe 4. Il s'agit d'un environnement de type « semi-urbain » présentant un étalement des retards égal à $0.4 \mu\text{s}$ et des corrélations moyennes respectivement à l'émission, à la réception et du canal, égales à 0,14, 0,12 et 0,21. Un bruit blanc additif gaussien, tel que défini dans le chapitre 2, est considéré. L'influence de la vitesse sur la transmission haut débit n'a pas été étudiée dans le cadre de ce travail.

3.3. Bloc de réception

Le bloc de réception comprend le traitement MIMO à la réception, la démodulation en bande de base et le décodage canal et source de l'information reçue.

3.3.1. Traitement MIMO à la réception

Pour la réalisation des simulations, le canal de propagation est considéré comme connu. Aucun module d'estimation du canal n'a été implémenté.

Dans le cas d'un multiplexage spatial, deux stratégies sont utilisées pour le traitement des signaux reçus :

- la somme de tous les signaux émis est considérée de façon globale. Le signal est alors traité par des méthodes d'égalisation classiques reposant sur l'annulation des interférences (ZF, Zéro Forcing), la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MMSE, Minimum Mean Square Error) ou maximum de vraisemblance (ML, Maximum Likelihood).
- Les signaux élémentaires en provenance de chaque émetteur sont identifiés séparément. Ces techniques sont proches des techniques de détection multi-utilisateurs. Nous considérons ici l'algorithme VBLAST.

3.3.1.1. Méthodes d'égalisation classiques

Dans le cas où la somme de tous les signaux émis est considérée de façon globale, un traitement de type Zero Forcing est simple à implémenter puisqu'il ne s'agit que d'une inversion de matrice. Cependant, les performances se dégradent rapidement lorsque le rapport signal sur bruit diminue. Un traitement dit par maximum de vraisemblance (ML) offre de bonnes performances dans la mesure où il s'agit du récepteur « optimal » mais au prix d'une

complexité importante. Un traitement fondé sur la minimisation de l'erreur quadratique moyenne permet un bon compromis entre performances et complexité d'implémentation.

3.3.1.2. Algorithme VBLAST

L'algorithme VBLAST (Vertical Bell Labs Layered Space-Time) [Foschini, 96] repose sur le principe d'un traitement ZF, mais l'égalisation est réalisée de manière itérative antenne d'émission par antenne d'émission, selon la figure 4.4.

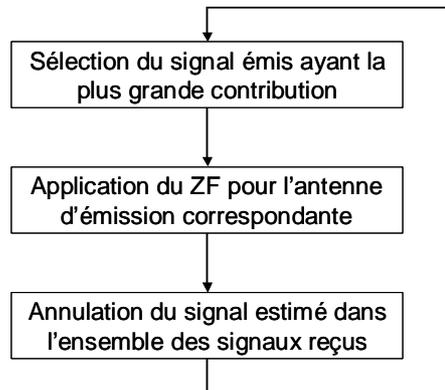


Figure 4.4 : Principe du VBLAST

Dans un premier temps, l'algorithme détermine l'antenne d'émission fournissant la plus grande contribution dans le signal reçu. L'algorithme réalise ensuite une égalisation de type Zero Forcing afin d'estimer le signal sélectionné. Ce signal est alors considéré comme une interférence et il est soustrait du signal reçu. L'algorithme recommence ensuite à rechercher la seconde antenne ayant la plus forte contribution. D'autres techniques ont également été développées sur la base de l'algorithme VBLAST, ce sont les algorithmes DBLAST (Diagonal Bell Labs Layered Space-Time) et HBLAST (Horizontal Bell Labs Layered Space-Time) [Guguen, 03].

3.3.1.3. Décodage spatio-temporel

Lorsqu'un codage spatio-temporel en bloc est utilisé à l'émission, le décodage s'effectue à l'aide d'un critère de maximum de vraisemblance qui est grandement simplifié grâce aux propriétés d'orthogonalité de ces codes qui permettent de discriminer les symboles émis par les N_T antennes d'émission [Tarokh, 99].

3.3.2. Démodulation et décodage

La démodulation et le décodage consistent à réaliser l'opération inverse de celle appliquée à l'émission. La démodulation convertit les symboles reçus en bits, selon la modulation utilisée (M-PSK ou M-QAM). Le décodage permet d'une part, d'utiliser la redondance introduite par le codage canal afin de supprimer les erreurs engendrées par le canal et non corrigées par le traitement MIMO à la réception et d'autre part, de reconstituer le signal tel qu'il était avant le codage source. Les données reçues et émises sont comparées afin de déterminer le taux d'erreurs du système MIMO considéré.

4. Comparaison des algorithmes

Afin de pouvoir effectuer une comparaison entre des systèmes MIMO utilisant des algorithmes ou un nombre d'émetteurs différents, il est possible de travailler à efficacité spectrale constante. L'efficacité spectrale E_s se définit comme le nombre de bits effectivement transmis par unité de temps et par unité de fréquence. Son expression est donnée en bit/s/Hz par la relation (4.1) dans un canal SISO :

$$E_s = \frac{D}{BP} \cdot \log_2(M) \quad (4.1)$$

où D est la vitesse de modulation en bauds, BP la bande passante et M le nombre d'état de la modulation.

Les techniques MIMO ne visent pas toutes les mêmes objectifs. L'utilisation d'un multiplexage spatial permet de multiplier le débit utile par un facteur N_T alors qu'un codage spatio-temporel réduit le débit utile d'un facteur R . En effet, en supposant un débit de transmission par émetteur constant quel que soit l'algorithme utilisé ou le nombre d'émetteurs, un multiplexage spatial permet de transmettre N_T symboles durant un temps symbole alors qu'un codage spatio-temporel émet R symboles par temps symbole. Pour un système MIMO, l'efficacité spectrale est donc multipliée par N_T dans le cas d'un multiplexage spatial et par R dans le cas d'un codage spatio-temporel.

Cette comparaison à efficacité spectrale constante demande de faire varier M , le nombre d'état de la modulation afin d'obtenir la même efficacité spectrale pour tous les systèmes étudiés. A titre d'exemple, le tableau 4.1 regroupe les efficacités spectrales de quelques systèmes MIMO en fonction de la modulation. Elles sont calculées faisant l'hypothèse de Nyquist à savoir : $D = BP$.

<i>Efficacité spectrale en bits/s/Hz pour une modulation et un algorithme donné</i>		SISO Nt = 1	Multiplexage spatial Nt = 2	Multiplexage spatial Nt = 4	STBC Nt = 4 R = 0.5
Modulation	2-PSK	1	2	4	0.5
	4-QAM	2	4	8	1
	8-QAM	3	6	12	1.5
	16-QAM	4	8	16	2
	32-QAM	5	10	20	2.5
	64-QAM	6	12	24	3
	128-QAM	7	14	28	3.5
	256-QAM	8	16	32	4

Tableau 4.1 : Efficacité spectrale pour différents systèmes MIMO et pour plusieurs modulations

Si nous voulons comparer les performances d'un multiplexage spatial et d'un code spatio-temporel de rapport 1/2 dans le cas d'un système MIMO à quatre antennes d'émission, le tableau 4.1 montre qu'il convient de considérer une efficacité spectrale de 4 bits/s/Hz. Dans le cas du multiplexage spatial, une modulation 2-PSK doit être considérée alors qu'une modulation 256-QAM doit être envisagée pour le codage spatio-temporel de rapport 1/2. La

comparaison de ces deux systèmes est peu réaliste dans la mesure où les modulations ayant un si grand nombre d'états de modulation sont encore peu utilisées dans les communications sans fil. De plus, bien que ce type de comparaison soit correct d'un point de vue théorique, elle ne nous paraît pas convenir dans une étude de faisabilité d'une transmission MIMO sur un standard existant puisque le schéma de modulation du standard est déjà déterminé.

Les simulations qui sont présentées dans ce chapitre ont été réalisées pour une modulation donnée de type 4-QAM. Il convient donc de garder à l'esprit que les systèmes MIMO étudiés n'ont pas tous la même efficacité spectrale.

4.1. Résultats de simulations

Dans ce paragraphe, nous comparons les performances des algorithmes qui viennent d'être présentés pour un système (4,6), à savoir :

- le multiplexage spatial associé à une égalisation de type Zero Forcing (MS ZF) ou Maximum de Vraisemblance (MS ML),
- l'algorithme VBLAST,
- le codage et le décodage spatio-temporel avec un critère de convergence, selon le maximum de vraisemblance (STBC ML).

Cela a pour but d'une part, de rappeler les performances des algorithmes choisis et d'autre part, de justifier le choix de l'algorithme qui sera utilisé afin de réaliser la transmission d'une séquence vidéo dans le canal « outdoor ».

Pour cette simulation, le canal de propagation est un canal idéal pour lequel les éléments de la matrice de canal sont indépendants et suivent une distribution $CN(0,1)$. La figure 4.5 compare le taux d'erreurs binaire (*TEB*) en fonction du rapport signal sur bruit (*SNR*) pour les systèmes MIMO et pour un système SISO. Le *SNR* a été défini dans le deuxième chapitre. Il permet de comparer tous les systèmes dans les mêmes conditions, c'est-à-dire pour un même canal, pour une même puissance d'émission, pour une même puissance de bruit et pour une même bande passante.

Les données transmises sont des données générées aléatoirement. Elles ne subissent pas de codage source ou canal pour les systèmes MIMO. Pour le système SISO, les données sont au préalable protégées par un code convolutif de rendement 1/2 et un entrelacement pseudo-aléatoire sur 500 bits. L'algorithme d'égalisation est le ZF.

Ces courbes montrent que les meilleurs résultats sont obtenus pour le codage spatio-temporel STBC ML qui introduit de la redondance dans le signal émis. Les systèmes MIMO reposant sur un multiplexage spatial à l'émission (MS ML, VBLAST et MS ZF) donnent également des résultats meilleurs que pour un système SISO. Le système MS ML est le plus performant des trois dans la mesure où cet algorithme correspond au récepteur « optimal ». L'algorithme VBLAST permet d'obtenir des taux d'erreurs meilleurs que pour le MS ZF et proche du MS ML et cela pour une complexité et un temps de calcul moindre. Ces trois algorithmes offrent un gain significatif par rapport à un système SISO en exploitant la diversité en émission et en réception permise par l'emploi de plusieurs émetteurs et de plusieurs récepteurs.

Néanmoins, il convient de rappeler que les débits utiles ne sont pas les mêmes pour un système SISO, un système MIMO utilisant un multiplexage spatial et un système MIMO utilisant un codage spatio-temporel.

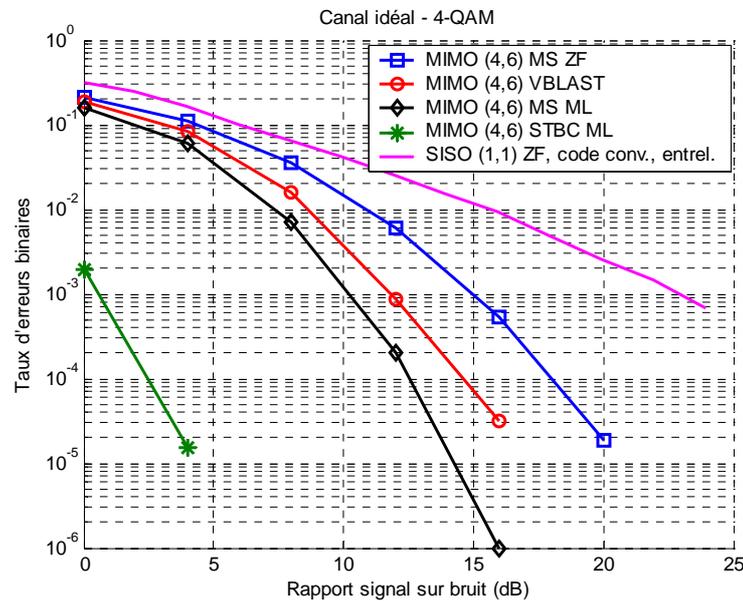


Figure 4.5 : Taux d'erreurs en fonction du rapport signal sur bruit moyen par antenne de réception pour une modulation 4-QAM

4.2. Bilan sur les systèmes MIMO

Nous sommes conscients que ces résultats sont obtenus à l'aide d'une chaîne de simulation relativement simple. Néanmoins, ils permettent d'avoir un ordre de grandeur des gains attendus en utilisant un système MIMO. Dans la pratique, deux critères peuvent orienter le choix d'un système de communication :

- le débit utile requis par l'application,
- la robustesse du lien pour une puissance émise donnée qui peut se traduire en terme de qualité de service (*TEB*) ou de portée du système.

4.2.1. Débit utile

Le rendement du code convolutif conduit à un débit utile du système SISO, noté D_{SISO} , deux fois plus faible que le débit brut dans le canal. Pour le codage spatio-temporel STBC ML, le code choisi de rendement 1/2 conduit également à un débit utile de D_{SISO} dans la mesure où 4 symboles utiles sont émis en 8 temps symbole. En ce qui concerne les systèmes utilisant un multiplexage spatial, aucune redondance n'est introduite dans le signal à émettre. Le débit utile est dans ce cas simplement multiplié par un facteur N_T , soit par 4 dans nos simulations. Il est alors égal à $8.D_{SISO}$. Le multiplexage spatial dans les systèmes MIMO autorise une augmentation importante du débit utile. Le codage spatio-temporel en bloc (STBC ML) n'apporte pas de gain sur le débit utile. Son intérêt réside surtout dans l'amélioration de la robustesse du lien de transmission.

4.2.2. Qualité de service ou TEB

Le tableau suivant résume le gain pour un *TEB* fixé à 10^{-3} apporté par un système MIMO (4,6) utilisant respectivement les algorithmes STBC ML, MS ML, VBLAST ou MS ZF en comparaison avec un système SISO (tableau 4.2).

Système	Débit utile	Gain de codage pour un $TEB = 10^{-3}$ (dB)
SISO, codage convolutif 1/2, entrelacement sur 500 bits, ZF	D_{SISO}	+ 0
MIMO (4,6) STBC ML	D_{SISO}	+ 22,4
MIMO (4,6) MS ML	$8.D_{SISO}$	+ 12,8
MIMO (4,6) VBLAST	$8.D_{SISO}$	+ 11,2
MIMO (4,6) MS ZF	$8.D_{SISO}$	+ 8,0

Tableau 4.2 : Gain de codage apporté par les systèmes MIMO par rapport au système SISO pour un taux d'erreurs binaires de 10^{-3}

D'après la figure 4.5 et le tableau 4.2, nous constatons que les systèmes MIMO permettent d'obtenir le même taux d'erreurs qu'un système SISO avec un rapport signal sur bruit plus faible. Le gain en *SNR* est égal à 8 dB pour un algorithme simple et sans redondance, tel que le MS ZF. Il est supérieur à 20 dB dans le cas du codage spatio-temporel en bloc. Un tel gain se traduit en pratique, soit par la possibilité de diminuer la puissance d'émission permettant d'allonger l'autonomie des batteries des émetteurs/récepteurs mobiles, soit encore d'autoriser une augmentation de la portée du système à puissance d'émission constante.

4.2.3. Augmentation de la couverture radioélectrique

Afin d'évaluer le gain apporté par l'utilisation des techniques MIMO sur la couverture radioélectrique d'un système de façon qualitative, nous considérons un modèle d'atténuation simple donnant la puissance du signal reçu P_r sur une antenne en fonction de la distance d :

$$P_r \sim d^{-n} \quad (4.2)$$

où n est un indice caractéristique du milieu de propagation ($n = 2$ en espace libre et $3 \leq n \leq 4$ pour des environnements allant du milieu dégagé au milieu urbain) [Talbi, 03].

En supposant que la puissance du bruit est la même quelle que soit la position du récepteur et que la puissance d'émission reste constante, le *SNR* obtenu à une distance d de l'émetteur s'exprime en dB par l'équation (4.3).

$$SNR = k - 10n \cdot \log(d) \quad (4.3)$$

où k est une constante.

Un gain sur le *SNR* de G_{SNR} dB multiplie la portée du système par un facteur $A_{portée}$, selon l'équation (4.4).

$$A_{portée} = 10^{\frac{G_{SNR}}{10n}} \quad (4.4)$$

La figure 4.6 donne l'augmentation de la portée en fonction du gain sur le SNR pour différentes valeurs de n correspondant à différents environnements. Cette figure montre que l'utilisation d'un système MIMO permet d'augmenter de façon significative la couverture du système de communication. Pour un milieu de type urbain ($n = 4$), l'algorithme VBLAST apporte un gain de 11,2 dB sur le SNR pour un TEB de 10^{-3} , ce qui en première approximation permet de doubler la portée du système.

Pour les opérateurs de transport désireux de déployer un système de transmission sans fil entre des autobus urbains et des stations de contrôle distantes, l'augmentation de la couverture radioélectrique se traduit directement par une diminution du nombre de stations de contrôle distantes à déployer. En supposant que la zone de couverture est un cercle, la surface couverte par une station de contrôle est alors multipliée par un facteur $A_{portée}^2$ et le nombre de stations est ainsi divisé par ce facteur. Dans l'exemple considéré, (système (4,6) VBLAST pour un TEB de 10^{-3}), le nombre de stations de contrôle distantes est divisé par un facteur 4 par rapport à un système classique SISO.

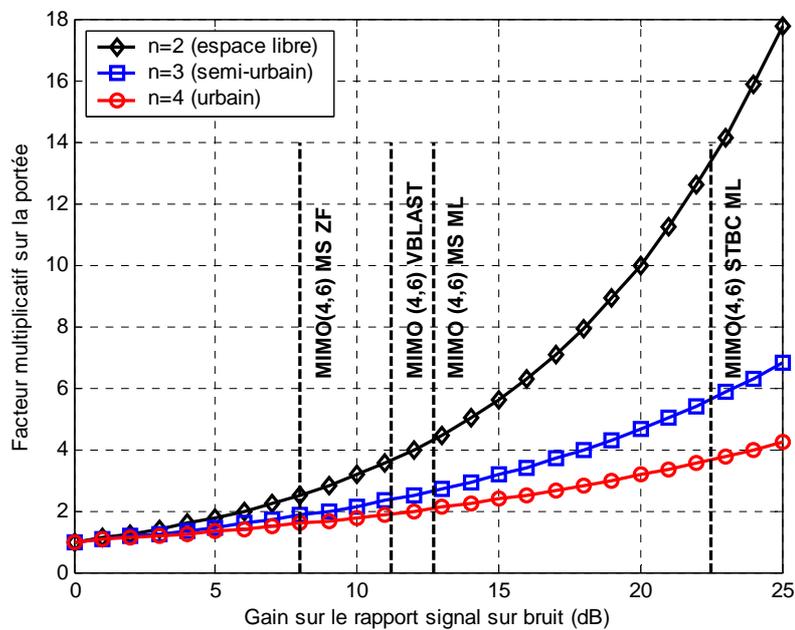


Figure 4.6 : Facteur multiplicatif sur la portée en fonction du gain sur le rapport signal sur bruit

4.3. Influence du canal réel

Tous les résultats qui viennent d'être présentés ont été obtenus pour un canal idéal, c'est-à-dire ne présentant aucune corrélation entre les trajets.

Afin d'observer l'influence d'un canal réel sur les performances d'un système MIMO, nous avons repris les simulations en considérant un canal réel « outdoor » de type semi-urbain décrit dans l'annexe 4. Le modèle de canal MIMO est obtenu à partir des mesures en appliquant la méthode décrite dans le troisième chapitre.

Les figures 4.7 à 4.10 comparent les résultats obtenus pour les différents algorithmes en considérant les deux canaux (idéal et réel). Elles montrent la diminution des performances pouvant atteindre 6 dB pour un *TEB* de 10^{-3} , selon les algorithmes implémentés dans le système MIMO, lorsqu'ils sont utilisés dans un canal réel. Cette constatation met en évidence l'intérêt de développer des modèles de canal correspondant à des environnements réels afin d'estimer avec précision les performances d'un système MIMO dans son environnement d'utilisation.

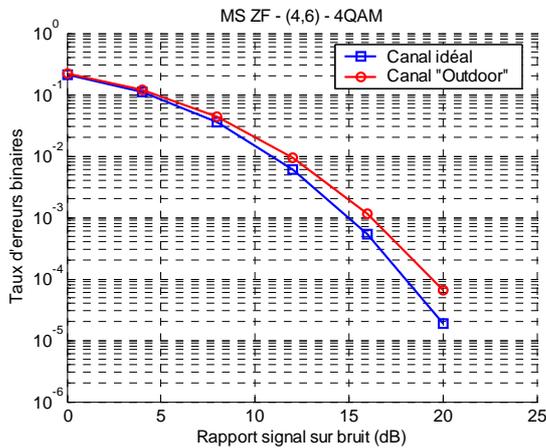


Figure 4.7 : TEB pour MS ZF

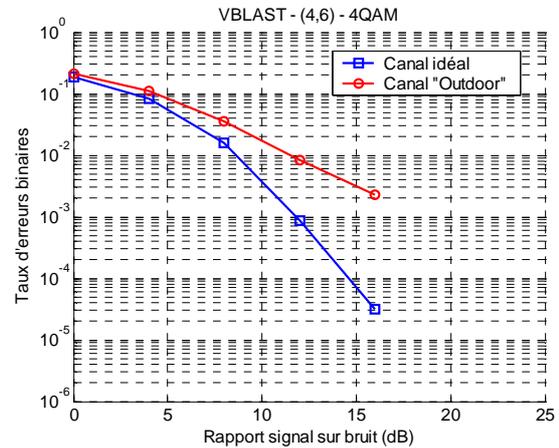


Figure 4.8 : TEB pour VBLAST

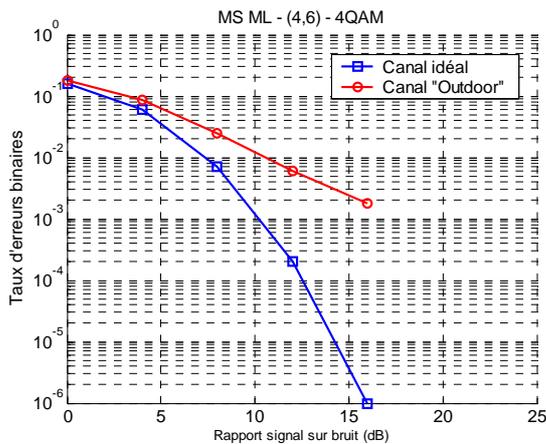


Figure 4.9 : TEB pour MS ML

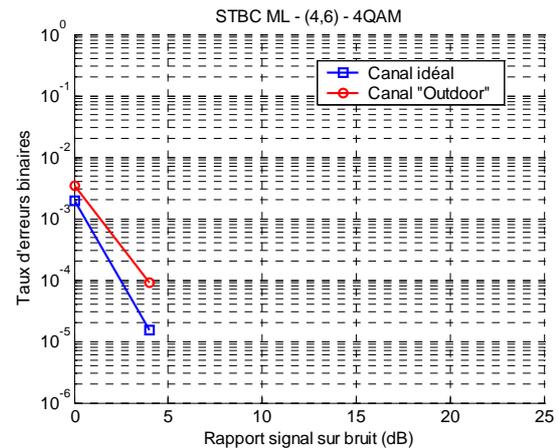


Figure 4.10 : TEB pour SBTC

5. Application à la transmission d'une séquence vidéo

Les données transmises dans les simulations précédentes sont des données aléatoires non codées. Nous considérons maintenant un flux vidéo codé H263. Ces données sont protégées par un codage convolutif de type C(23 33 5) (le même que pour le GSM) et de rendement 1/2 et un entrelacement pseudo-aléatoire sur 500 bits. L'influence du codage canal et du nombre d'antennes à l'émission est étudiée sur l'algorithme VBLAST qui présente un bon compromis entre performances et complexité. En outre, les applications de transmission de séquences

vidéo sont de façon générale gourmandes en débit, c'est pourquoi l'algorithme VBLAST nous paraît d'autant plus adapté qu'il permet d'augmenter les débits utiles. Dans le cas d'un système à quatre émetteurs, le débit utile est de $4.D_{SISO}$ puisque le multiplexage spatial multiplie le débit utile par N_T .

La figure 4.11 montre le gain apporté par l'utilisation du codage canal et par l'augmentation du nombre d'émetteurs dans un canal « outdoor ».

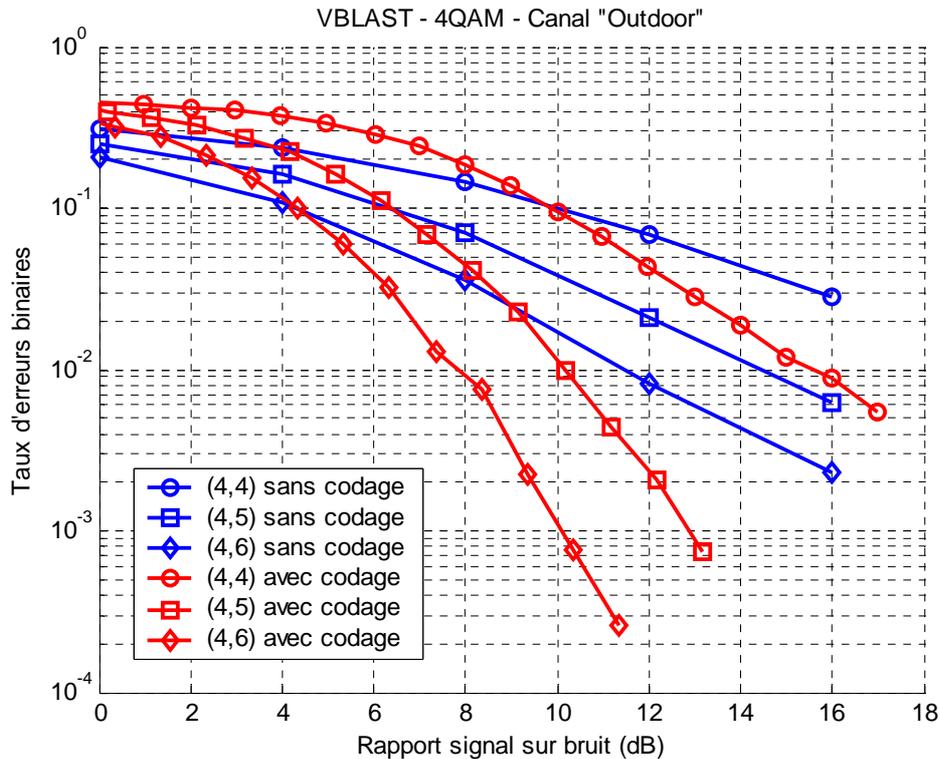


Figure 4.11 : Taux d'erreurs en fonction du rapport signal sur bruit pour plusieurs nombres d'émetteurs, avec et sans codage dans un environnement « outdoor »

L'utilisation du codage canal et l'augmentation du nombre de récepteurs contribuent à améliorer la robustesse du système. Le codage introduit de la redondance dans le signal, ce qui a pour conséquence de diminuer le débit utile. Néanmoins, le débit utile reste 4 fois plus important que celui du système SISO. Le nombre de récepteurs utilisé dépend des exigences relatives aux taux d'erreurs acceptables pour l'application considérée. Plus le nombre de récepteurs ($N_T < N_R$) est élevé, plus la robustesse du système est importante. En effet, un gain de 2 ou 8 dB pour un TEB de 10^{-2} est obtenu par rapport à un système (4,4) lorsque l'on utilise respectivement 5 ou 6 récepteurs.

D'après les travaux menés dans [Moniak, 03], le taux d'erreurs requis, afin d'obtenir une image de qualité satisfaisante, doit être au moins égal à 10^{-3} . Cette valeur nous conduit à choisir un système MIMO (4,6) qui offre un taux d'erreurs inférieur à 10^{-3} lorsque le SNR est supérieur à 10 dB. La figure 4.12 donne une représentation qualitative de la réception d'un flux vidéo dans le cas d'un système MIMO et d'un système SISO. Ces photogrammes illustrent la transmission d'une séquence vidéo obtenue à partir d'une webcam installée sur un PC portable. La séquence filmée représente l'intérieur d'une voiture, mais l'application visée

consisterait à filmer de façon similaire l'intérieur d'un bus. Ces résultats correspondent à la simulation de la figure 4.11 pour un rapport signal sur bruit de 11, 14 et 22 dB. Le photogramme obtenu pour le système MIMO à 22 dB correspond à l'image de référence (*TEB* nul).

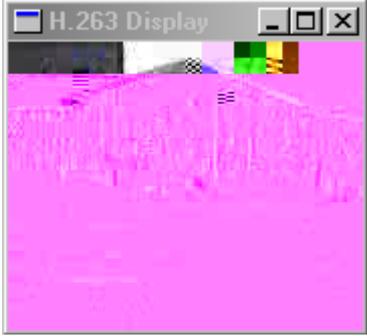
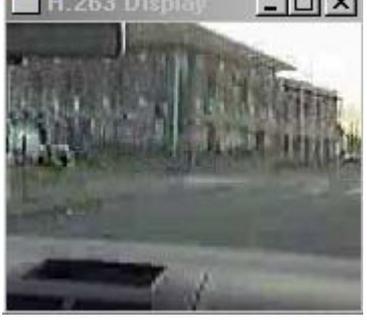
Système SISO	Système MIMO (4,6)
 <p data-bbox="448 819 662 887">$SNR = 11 \text{ dB}$ $TEB = 3,05 \cdot 10^{-2}$</p>	 <p data-bbox="994 819 1208 887">$SNR = 11 \text{ dB}$ $TEB = 3,63 \cdot 10^{-4}$</p>
 <p data-bbox="448 1272 662 1339">$SNR = 14 \text{ dB}$ $TEB = 1,37 \cdot 10^{-2}$</p>	 <p data-bbox="994 1272 1208 1339">$SNR = 14 \text{ dB}$ $TEB = 2,4 \cdot 10^{-5}$</p>
 <p data-bbox="448 1724 662 1792">$SNR = 22 \text{ dB}$ $TEB = 2,33 \cdot 10^{-2}$</p>	 <p data-bbox="994 1724 1208 1792">$SNR = 22 \text{ dB}$ $TEB = 0$</p>

Figure 4.12 : Photogrammes correspondant à la transmission d'un flux vidéo codé H263 associé à un codage canal de rendement 1/2 et un entrelacement pseudo-aléatoire sur 500 bits pour un système SISO et un système MIMO (4,6)

Ces résultats montrent que l'utilisation d'un système MIMO (4,6) associé à un algorithme simple de type VBLAST permet d'obtenir une image exploitable à partir d'un SNR de 11 dB alors que la qualité de l'image transmise par le système SISO reste mauvaise même pour un rapport signal sur bruit de 22 dB.

6. Conclusion et perspectives

Dans ce quatrième et dernier chapitre, nous avons démontré l'intérêt des systèmes MIMO dans le cas d'une transmission haut-débit entre un autobus et une station de contrôle distante. Pour cela, nous avons testé différentes techniques MIMO en utilisant une chaîne de transmission développée sous MATLAB. Cette chaîne de simulation, modulable, a permis de simuler aussi bien le codage source, le codage canal, la modulation, les traitements MIMO à l'émission ou à la réception que différents types de canal de propagation.

Dans un premier temps, nous avons décrit les éléments constituant la chaîne de transmission et les algorithmes implémentés. Les signaux à transmettre sont soit des signaux aléatoires, soit un signal vidéo codé H263 ayant subi un codage convolutif et un entrelacement. Ces signaux ont été mis en forme afin d'être transmis par N_T antennes d'émission, soit avec un simple multiplexage spatial (MS), soit avec un codage spatio-temporel en bloc (STBC). Les perturbations introduites par le canal sur le signal émis ont été simulées en utilisant le modèle de canal $\mathbf{H}_{COV H 2}$ décrit dans le chapitre 2 et utilisé dans le chapitre 3. Ce modèle de canal a permis de simuler le comportement d'un canal idéal ou d'un canal réel. Les caractéristiques du canal réel nécessaires à la modélisation ont été déterminées à partir de mesures effectuées dans un environnement « outdoor » de type semi-urbain. A la réception, différents algorithmes simples ont été implémentés afin d'estimer les données transmises. Lorsque le multiplexage spatial est utilisé à l'émission, les signaux sont traités :

- soit globalement, en appliquant des techniques d'égalisation classiques utilisant des critères de convergence comme l'annulation des interférences (ZF) ou le maximum de vraisemblance (ML),
- soit de façon itérative, en estimant séquentiellement le signal émis par une antenne et en annulant son interférence dans l'ensemble des signaux reçus (VBLAST).

Lorsque le codage spatio-temporel en bloc (STBC) est employé, l'estimation est réalisée en discriminant les signaux émis grâce aux propriétés d'orthogonalité des STBC et en appliquant un critère de convergence de type maximum de vraisemblance (ML).

La comparaison des algorithmes MIMO a mis en évidence le gain apporté sur le débit utile ou sur la robustesse. Ce gain a été chiffré pour des systèmes (4,6) en comparaison avec un système SISO dont le signal à transmettre a subi un codage convolutif de rendement 1/2. Quel que soit l'algorithme MIMO utilisé, le gain en robustesse est au minimum égal à 8 dB pour un TEB de 10^{-3} . Lorsque le multiplexage spatial est utilisé à l'émission, le débit utile est multiplié par un facteur 8. Le gain en robustesse est amélioré en utilisant à la réception des algorithmes plus complexe (11,2 dB pour le VBLAST, 12,8 dB pour le MS ML). Il a pu être fortement augmenté en introduisant de la redondance dans le signal émis grâce à un codage STBC. Dans ce cas, le gain en robustesse est égal à 22,4 dB pour un TEB de 10^{-3} mais le débit utile n'est pas augmenté. Un tel gain en robustesse permet d'augmenter la portée des stations de contrôle distantes. Il est alors possible de diminuer leur nombre. Nous avons montré que pour un TEB

de 10^{-3} , un système MIMO (4,6) utilisant un algorithme VBLAST permet, en première approximation, de doubler la couverture radioélectrique d'une station fixe dans un milieu urbain ou semi-urbain, ce qui revient, in fine, à diviser par 4 le nombre de stations de contrôle distantes nécessaires.

Ces résultats ont été obtenus dans un canal idéal, c'est-à-dire un canal dont les trajets sont totalement décorrélés. Afin d'observer l'influence du canal, nous avons comparé les performances des différents algorithmes dans un canal idéal et dans un canal réel de type « outdoor » semi-urbain. Cet environnement est caractérisé par un étalement des retards de $0,4 \mu\text{s}$, une corrélation moyenne à l'émission égale à 0,14, une corrélation moyenne à la réception égale à 0,12 et une corrélation moyenne dans le canal égale à 0,21. La connaissance du canal réel a été obtenue expérimentalement selon les techniques de caractérisation et de modélisation développées dans le troisième chapitre. Les résultats confirment la dégradation des performances des systèmes MIMO (jusqu'à 6 dB pour un TEB de 10^{-3}) lorsque la corrélation dans le canal augmente. Ce résultat souligne l'intérêt de disposer d'un modèle de canal représentant fidèlement le canal de propagation dans lequel le système MIMO sera utilisé.

Afin de se rapprocher de l'application de transmission de flux vidéo visée, nous avons simulé la transmission d'un flux vidéo codé H263 ayant subi un codage convolutif de rendement 1/2 et un entrelacement dans un canal réel de type « outdoor ». La transmission utilise un système MIMO à quatre émetteurs reposant sur un algorithme VBLAST choisi pour son bon compromis entre complexité et performances. Le débit utile est ainsi multiplié par un facteur quatre. Les résultats des simulations montrent que l'utilisation du codage canal permet de compenser la diminution des performances dans le canal réel, bien qu'il diminue le débit utile qui peut alors être à nouveau augmenté en ajoutant des antennes d'émission. L'augmentation du nombre de récepteurs permet d'améliorer la robustesse du système MIMO (gain de 2 et 8 dB lorsque l'on passe de 4 à 5 et de 4 à 6 récepteurs). L'intérêt des systèmes MIMO a également été illustré de façon qualitative en présentant les résultats de simulation sous la forme de photogrammes.

Les résultats présentés dans ce chapitre reposent sur une chaîne de simulation simple qui offre l'avantage d'être modulable. Néanmoins, nous avons tout à fait conscience de l'écart important qui existe entre la simulation d'une transmission d'un signal vidéo et la réalisation d'une véritable transmission vidéo par un système MIMO. Les problèmes liés, notamment à l'apprentissage du canal de propagation par le récepteur, n'ont pas été abordés. Il serait intéressant d'étudier les techniques d'estimation aveugles ou par séquences d'apprentissage du canal.

De plus, il est vrai que les algorithmes implémentés dans la chaîne de simulation ne sont pas forcément les plus performants, mais ils permettent cependant de comprendre les fondements des traitements MIMO et d'estimer les gains relativement importants que l'on peut espérer obtenir. D'autres travaux ont été menés sur ce thème dans le cadre du projet ESCORT [ESCORT, 02] déjà cité. Dans ce projet, l'intérêt des systèmes MIMO a été démontré sur une liaison GSM-R. Des débits de 450 kbits/s ont été atteints. Plusieurs types de récepteurs MIMO ont été analysés. Nous pouvons citer notamment trois techniques d'égalisation, dites spatio-temporelles, inspirées de trois techniques d'égalisation dans les systèmes SISO :

- l'égalisation simultanée de toutes les séquences émises à l'aide d'un algorithme de Viterbi.
- La séparation des signaux émis à l'aide de filtres linéaires et l'utilisation de l'algorithme de Viterbi afin d'estimer chaque signal séparément.
- L'estimation du signal émis par une antenne (filtre linéaire et algorithme de Viterbi) et l'annulation de son interférence dans l'ensemble des signaux reçus. Ce processus itératif est reproduit pour toutes les antennes d'émission.

L'utilisation de filtres non linéaires permet également d'améliorer les performances.

Dans la littérature, nous voyons apparaître de plus en plus de résultats relatifs à la modélisation des canaux MIMO. Il s'agit surtout d'environnements « indoor » mais rarement d'environnements caractéristiques du monde des transports tels que les gares, les tunnels, les tranchées ferroviaires et les milieux urbains denses. Une première orientation pour des travaux futurs concerne la caractérisation et la modélisation de ces environnements spécifiques, notamment en utilisant un sondeur de canal tel que celui développé par le laboratoire TELICE. Ce travail nous permettrait de valider et d'approfondir nos résultats en étudiant notamment l'influence de la vitesse des mobiles sur la corrélation du canal. En effet, les résultats présentés dans ce mémoire ont été obtenus pour quelques environnements caractéristiques des transports terrestres mais le problème de la mobilité n'est pas pris en compte, dans la mesure où la caractérisation du canal a été réalisée pour une vitesse nulle. Les problèmes liés à la mobilité, d'autant plus pénalisants que la vitesse est importante, doivent donc être étudiés de façon rigoureuse afin de comprendre l'influence de la vitesse sur une communication sans fil et de quantifier le gain apporté par un système MIMO dans ce contexte de mobilité. Une piste complémentaire d'analyse des résultats de caractérisation des canaux pourrait être l'élaboration d'une « base de données » d'environnement transport contenant uniquement les paramètres nécessaires à la modélisation du canal (matrices de corrélation ou de covariance). Cet outil pourrait favoriser le partage des connaissances entre laboratoires de recherche.

Une deuxième orientation de recherche concerne l'évolution de la chaîne de transmission selon trois axes. Le premier axe consiste à étudier les techniques classiques de traitement du signal utilisées en SISO et transposées au cas MIMO. Nous pouvons citer l'utilisation des turbo-codes ou plus généralement des traitements itératifs qui semble prometteuse. Le second axe concerne l'analyse des solutions de traitements de signal préconisées dans les standards émergents de communication haut débit tels que IEEE802.16 et IEEE802.20 afin d'évaluer comment les techniques MIMO peuvent simplement s'intégrer à ces standards. Le troisième axe vise la réalisation pratique des solutions préconisées dans ce mémoire ou dans d'autres travaux cités. Cet axe est d'ores et déjà en cours à l'INRETS-LEOST en collaboration avec l'IEMN-DOAE et THALES Communications. Pour ce faire, il convient d'aborder les problèmes liés à la génération des signaux, à leur mise en forme, au filtrage et à la synchronisation qui s'avèrent délicats à traiter.

7. Bibliographie

- [Alamouti, 98] S. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications", IEEE Journal on Select Areas in Communications, vol. 16, no. 8, October 1998
- [Damen, 00] O. Damen, A. Chkeif, J.C. Belfiore, "Lattice code decoder for space-time codes", IEEE Communication Letters, May 2000
- [Damen, 02] M. O. Damen, A. Tewfik, and J. C. Belfiore, "A Construction of a Space-Time Code Based on Number Theory", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 48, Mar. 2002
- [ESCORT, 02] M. Berbineau, M. Engels, M. Chenu, L. Castedo, P. Crespo, P. Degauque, P. Morgand - D6021- ESCORT Final Report-12/02 – IST Programme
- [EVAS, 03] Proposition de projet déposé au groupe 9 du PREDIT en juin 2003
- [Foschini, 96] G.J. Foschini, "Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multi-Element Antennas", Bell Labs Technical Journal, Vol. 1, n°2, Autumn 1996, pp. 41-59
- [Foschini, 98] G.J. Foschini, M.J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas", Wireless Personal Multimedia Communications, pages 311-335, Jun. 1998
- [Golden, 99] G.D. Golden, C.J. Foschini, R.A. Valenzuela, P.W. Wolnianski, "Detection Algorithm and Initial Laboratory Results Using V-BLAST Space-Time Communication Architecture", Electronics Letters, Vol. 35, n°1, 7th January 1999, pp.14-15.
- [Gransart, 03] C. Gransart, Rapport d'avancement RouveCOM, Avril 2003
- [Hassibi, 00] B. Hassibi, B.M. Hochwald, A. Shokrollahi, W. Sweldens, "Representation theory for high-rate multiple-antenna code design", tech. rep., Bell Labs, 2000
- [ITU, 98] International Telecommunication Union, Telecommunication Standardization Sector, draft text of recommandation H263+ for decision, Février 1998
- [Moniak, 03] G. Moniak, « Analyse d'une méthode de protection hiérarchique de séquences vidéos dans une chaîne de transmission MIMO (multi-émetteurs, multi-récepteurs) », Rapport de D.E.A. INRETS/RE-03-712-FR
- [Tarokh, 98] V. Tarokh, N. Seshardi, and A. R. Calderbank, "Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communications : Performance Criterion and Code Construction", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 44, no.2, pp. 744-765, Mar. 1998

- [Tarokh, 99] V. Tarokh, H. Jafarkhani and A. R. Calderbank, “Space-time block coding for wireless communications : performance results”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, pages 451-460, Mar. 1999
- [Tarokh, 99bis] V. Tarokh, H. Jafarkhani and A. R. Calderbank, “Space-Time Block Codes from Orthogonal Design”, IEEE Transaction on Information Theory, vol. 45, no. 5, pp. 1456-1467, July 1999
- [TESS, 03] C. Tatkeu, M. Berbineau, « Evaluation théorique et expérimentale de la couverture GSM-GPRS et Globalstar dans l'agglomération Lilloise », présentation comité de pilotage TESS, Juin 2003

Conclusion générale

Les besoins de transmission sans fil haut débit et robustes contribuent fortement à l'évolution des technologies de l'information et de la communication. Le monde des transports constitue de plus en plus un acteur majeur de ce développement. Bien que le déploiement de solutions génériques permette de limiter les coûts, le monde des transports fait encore très souvent appel à des solutions spécifiques dédiées qui mettent en œuvre des technologies innovantes. L'utilisation conjointe d'un réseau d'antennes à l'émission et à la réception fait partie de ces solutions innovantes très prometteuses. Le travail de thèse présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre des travaux de recherches menés au sein de l'INRETS-LEOST et portant sur les techniques de transmission haut débit et plus particulièrement les techniques multi-émetteurs, multi-récepteurs (MIMO). Il a contribué en particulier à la connaissance, l'étude, la caractérisation expérimentale et la modélisation des canaux de propagation MIMO, étape indispensable de la conception de tout système de communication. En outre, une chaîne de transmission MIMO modulaire a été développée.

Dans le premier chapitre, nous avons montré que les besoins de transmission d'information des opérateurs sont importants aussi bien pour améliorer la sécurité des transports que pour fournir de nouveaux services aux usagers. Des systèmes de télécommunication dédiés ou fondés sur des standards grand public existent déjà mais ils n'offrent pas des débits suffisants quand il s'agit d'applications de type multimédia à la place ou audio et vidéosurveillance des autobus ou des rames de métros. Afin d'augmenter les débits de transmission, différentes pistes de recherche existent. Nous trouvons entre autres les nouvelles techniques ultra large bande, les modulations multi-porteuses, les techniques de codage-décodage itératives et les techniques MIMO. L'intérêt principal des systèmes MIMO est qu'ils peuvent améliorer le débit ou la robustesse de la liaison avec la même puissance d'émission et la même occupation spectrale sans modification profonde des standards de télécommunication existants.

Dans le deuxième chapitre, nous avons rappelé les caractéristiques physiques générales du canal de propagation SISO et les perturbations induites sur le signal. Les fonctions de Bello et leurs fonctions de corrélation simplifiées offrent une représentation mathématique multidimensionnelle élégante du comportement temporel et fréquentiel du canal. A partir de ces fonctions de corrélation, nous avons introduit la notion de corrélation spatiale qui définit le degré de corrélation entre les antennes d'un réseau. Elle dépend de l'espacement entre les antennes du réseau, de l'étalement angulaire et de l'angle d'incidence moyen des rayons sur le réseau. Cette notion est importante dans l'étude du canal de propagation MIMO. La deuxième partie du deuxième chapitre aborde plus précisément les canaux de propagation MIMO. Nous donnons deux représentations équivalentes. La première, plus physique, se fonde sur l'utilisation d'une matrice, dite de canal, qui définit le canal MIMO comme $N_T N_R$ canaux SISO plus ou moins corrélés. La seconde, plus mathématique, repose sur une décomposition

du canal MIMO en canaux propres indépendants, ce qui revient à diagonaliser la matrice de canal. Dans le cas où le système est dissymétrique ($N_T \neq N_R$), il convient de réaliser une décomposition en valeurs singulières. Cette représentation mathématique du canal a permis de mettre en évidence l'influence de la corrélation du canal : plus la corrélation dans le canal est importante plus le conditionnement de la matrice de canal est mauvais. Nous avons alors défini la qualité d'un canal MIMO grâce à la notion de capacité qui correspond au débit maximal qu'il est possible d'atteindre dans ce canal. Après avoir rappelé les trois définitions de la capacité du canal (capacité instantanée, capacité moyenne et capacité de coupure), nous avons montré que lorsque la corrélation est maximale la capacité est minimale. La notion de corrélation du canal est alors apparue comme la grandeur caractéristique d'un canal de propagation MIMO. La modélisation d'un canal MIMO doit alors être capable de décrire cette corrélation. Parmi les différents types de modèles existants (modèles déterministes, modèles stochastiques et modèles stochastiques géométriques), nous avons choisi d'orienter nos travaux vers les modèles stochastiques qui reposent sur le calcul des statistiques du second ordre des paramètres du canal. Ils n'exigent pas de connaissance fine de la géométrie de l'environnement de propagation. Nous avons vu que la corrélation du canal peut être décrite de quatre manières différentes grâce :

- aux matrices de corrélation du canal ($\mathbf{\Gamma}_H$),
- aux matrices de covariance du canal (\mathbf{R}_H),
- aux matrices de corrélation à l'émission et à la réception ($\mathbf{\Gamma}_{TX}, \mathbf{\Gamma}_{RX}$),
- aux matrices de covariance à l'émission et à la réception ($\mathbf{R}_{TX}, \mathbf{R}_{RX}$).

Ces descriptions de la corrélation du canal autorisent la génération de six modèles différents de canal de propagation MIMO. Il s'agit des modèles utilisant :

- les matrices de corrélation complexe à l'émission et à la réception ($\mathbf{H}_{COR RX TX}$),
- les matrices de covariance complexe à l'émission et à la réception ($\mathbf{H}_{COV RX TX}$),
- la matrice de corrélation complexe du canal ($\mathbf{H}_{COR H}$),
- la matrice de covariance complexe du canal ($\mathbf{H}_{COV H}$),
- la matrice de corrélation en puissance du canal ($\mathbf{H}_{COR PUIS}$),
- la matrice de corrélation complexe du canal et la matrice de puissance du canal ($\mathbf{H}_{COV H 2}$).

Ces modèles permettent de générer des matrices de canal \mathbf{H} caractéristiques d'un milieu de propagation.

Les modèles de canal MIMO présentés dans le deuxième chapitre sont des modèles fréquemment utilisés dans la littérature. A notre connaissance, leurs performances n'ont jamais été comparées dans un environnement commun, ce qui rend difficile un choix éventuel entre les modèles. Partant de ce constat, nous avons proposé dans le troisième chapitre une comparaison de ces différents modèles de canal MIMO fondée sur la caractérisation expérimentale de quelques canaux MIMO réels : un tunnel de métro de la RATP et deux environnements « indoor » à l'intérieur du bâtiment INRETS à Villeneuve d'Ascq.

Nous avons au préalable décrit la technique de mesures utilisant un sondeur de canal et celle utilisant un analyseur de réseau. Les résultats expérimentaux sont analysés afin de calculer les paramètres caractéristiques du canal tels que l'étalement des retards. Dans les différents environnements, l'étalement des retards est inférieur à 50 ns, autorisant ainsi une

représentation bande étroite du canal. Les coefficients de la matrice de canal se réduisent à un seul coefficient complexe par couple d'émetteur-récepteur. Dans chacun des environnements, nous avons présenté les matrices de corrélation, de covariance, les valeurs singulières de la matrice de canal et la capacité. Ces calculs montrent que les environnements de type « indoor », pour lesquels le coefficient de corrélation reste inférieur à 0,5, sont plus favorables à l'utilisation des systèmes MIMO que l'environnement de type « tunnel » qui présente un degré de corrélation plus important pouvant atteindre 0,7. Dans une troisième et dernière partie du chapitre 3, nous avons généré des matrices de canal à l'aide des modèles présentés dans le deuxième chapitre en utilisant les matrices de corrélation ou de covariance calculées à partir des matrices de canal mesurées. La comparaison des distributions de l'enveloppe des coefficients du canal et des capacités pour les différents modèles a mis en évidence que certaines caractéristiques du canal ne sont pas correctement prises en compte par certains modèles. Il s'agit de la corrélation des phases dans le modèle $\mathbf{H}_{COR PUIS}$, de la puissance des coefficients du canal dans les modèles $\mathbf{H}_{COR H}$ et $\mathbf{H}_{COR RX TX}$, de la dépendance de la corrélation à l'émission et à la réception dans les modèles $\mathbf{H}_{COR RX TX}$ et $\mathbf{H}_{COV RX TX}$. Il ressort de cette comparaison que les modèles qui décrivent le mieux le comportement du canal MIMO, quel que soit l'environnement, sont ceux qui reposent sur la matrice de covariance du canal. Ces modèles ont été notés $\mathbf{H}_{COV H}$ et $\mathbf{H}_{COV H 2}$. En effet, le calcul de la covariance complexe permet de prendre en compte de manière intrinsèque à la fois la puissance et la phase des coefficients du canal.

Le but du quatrième chapitre de ce mémoire consistait à montrer le gain apporté par un système MIMO par rapport à un système SISO et à mettre en évidence l'intérêt de la modélisation du canal MIMO. Pour cela, nous avons présenté un cas concret d'utilisation des systèmes MIMO en simulant un lien de communication haut débit entre un autobus et le sol. Ce lien permet de réaliser une application de télé audio/vidéosurveillance dans des autobus urbains par des stations de contrôle distantes. Nous avons tout d'abord décrit la chaîne de transmission développée sous le logiciel MATLAB. Cette chaîne de transmission modulaire permet d'étudier l'influence sur les performances du système MIMO, du codage source, du codage canal, de la modulation, du canal et des algorithmes de traitement MIMO à l'émission et à la réception. Après avoir montré que la comparaison de plusieurs systèmes MIMO à efficacité spectrale constante n'était pas réaliste, nous avons comparé quelques algorithmes MIMO pour une modulation 4-QAM. Les algorithmes MIMO implémentés ont été choisis en fonction de leur simplicité. Ces algorithmes reposent à l'émission, sur un multiplexage spatial (MS) ou un codage spatio-temporel en bloc de rendement 1/2 (STBC). A la réception, nous avons considéré des techniques d'égalisation classiques (ZF ou ML), l'algorithme VBLAST ou un décodage spatio-temporel en bloc.

Les résultats de simulation ont montré que les techniques MIMO peuvent soit augmenter le débit, soit améliorer la robustesse. Nous avons comparé des systèmes MIMO (4,6) à un système SISO dont les données à transmettre étaient protégées par un codage convolutif de rendement 1/2 et un entrelacement. Les systèmes MIMO utilisant un multiplexage spatial à l'émission permettent de multiplier le débit utile par 8. Les systèmes utilisant un code spatio-temporel en bloc (STBC) à l'émission n'augmentent pas les débits utiles mais améliorent fortement la robustesse. Un gain de 22,4 dB a été obtenu par simulation dans un canal idéal non corrélé. Les systèmes utilisant un multiplexage spatial améliorent également la robustesse mais dans des proportions moindres. En fonction de la complexité de l'algorithme d'estimation utilisé en réception (maximum de vraisemblance, VBLAST ou Zero Forcing), nous avons obtenu un gain de 12,8 dB pour le MS ML, un gain de 11,2 dB pour le VBLAST et un gain égal à 8 dB pour le MS ZF. Par un raisonnement simple, nous avons montré que le

gain apporté par un système MIMO (4,6) utilisant un algorithme VBLAST permet de doubler la couverture radioélectrique d'une station fixe ou de doubler la portée du signal transmis depuis l'autobus (pour un TEB de 10^{-3}). Cela se traduit concrètement par une diminution d'un facteur 4 du nombre de stations fixes qu'il serait nécessaire de déployer. Ces résultats sont obtenus pour un canal idéal non corrélé.

L'influence du canal de propagation a également été étudiée en comparant une transmission dans un canal idéal non corrélé et dans un canal réel. Les paramètres du modèle ont été calculés à partir de mesures réalisées dans un environnement « outdoor » de type semi-urbain. En fonction des résultats obtenus dans le troisième chapitre, nous avons choisi d'utiliser le modèle $\mathbf{H}_{COV H 2}$ en raison de ces performances. Pour un taux d'erreurs de 10^{-3} , ce canal réel provoque une dégradation des performances qui peut atteindre 6 dB en fonction des algorithmes implémentés dans le système MIMO. Ce résultat témoigne de l'intérêt de disposer d'un modèle précis du canal de propagation MIMO afin de pouvoir dimensionner le plus précisément possible le système MIMO. Dans le but de compléter les résultats précédents, nous avons ensuite simulé la transmission d'une séquence vidéo dans le canal de propagation « outdoor ». Cette séquence vidéo est codée avec un codage source de type H263 et protégée avec un codage canal convolutif de rendement 1/2 associé à un entrelacement aléatoire sur 500 bits. Nous avons considéré un système MIMO à quatre émetteurs et l'algorithme VBLAST. L'augmentation du nombre de récepteurs améliore la robustesse du système. En effet, cinq antennes à la réception permettent d'obtenir un gain de 2 dB par rapport à un système (4,4) pour un taux d'erreurs de 10^{-2} . Un gain égal à 8 dB est atteint avec six antennes de réception. L'utilisation du codage canal pénalise le débit utile qui reste toutefois quatre fois plus élevé que dans le cas d'un système SISO.

Afin de montrer visuellement le gain apporté par un système MIMO (4,6) par comparaison à un système SISO, nous avons présenté des photogrammes. La séquence vidéo utilisée a été enregistrée par une webcam installée dans une voiture. Dans l'application visée de vidéosurveillance d'un autobus, la séquence vidéo proviendrait d'une caméra installée dans un bus. Ces photogrammes permettent d'obtenir une qualité visuelle compatible avec l'application visée à partir d'un rapport signal sur bruit supérieur à 11 dB. L'image reste très dégradée avec le système SISO, même avec un rapport signal sur bruit égal à 22 dB.

Deux perspectives de recherche se dégagent de ce travail de thèse. Le premier prolongement de ce travail consiste à valider et à approfondir nos résultats en étudiant, notamment l'influence de la vitesse sur la corrélation. Pour ce faire, il convient de poursuivre les expérimentations sur sites réels en mettant en oeuvre cette fois un sondeur de canal tel que celui développé par le laboratoire TELICE qui permet de s'affranchir du lien entre l'émission et la réception. Des évolutions technologiques de ce matériel doivent être envisagées si l'on souhaite réaliser des mesures avec des vitesses de déplacement non négligeables. Ce travail pourrait faire l'objet d'une collaboration avec le laboratoire TELICE et l'IETR. En outre, les résultats obtenus lors de ces futurs essais permettraient l'élaboration d'une « base de données » d'environnements transport contenant uniquement les paramètres nécessaires à la modélisation du canal (matrices de corrélation ou de covariance) dans le but de faciliter le partage des connaissances entre laboratoires de recherche.

La deuxième perspective de recherche concerne l'évolution de la chaîne de transmission développée durant ce travail de thèse. Nous proposons ici trois orientations déjà abordées dans ce mémoire et qui permettraient le développement d'une plate-forme de transmission

MIMO réalisant dans des conditions réelles une communication très haut débit. Ces trois orientations sont les suivantes :

- l'étude des techniques classiques de traitement du signal utilisées en SISO et transposées au cas MIMO. Nous pouvons citer notamment les turbo-codes, ou plus généralement, les traitements itératifs qui semblent prometteurs.
- L'implémentation des techniques MIMO sur des standards émergents, tels que IEEE802.16 et IEEE802.20.
- La réalisation d'un système de transmission réel qui demande d'aborder les problèmes de mise en forme des signaux, de filtrage et de synchronisation qui s'avèrent délicat à traiter. Cet axe de travail est d'ores et déjà initié dans le cadre d'une collaboration avec l'IEMN-DOAE et THALES Communications et fait l'objet de la proposition PREDIT EVAS [EVAS, 03].

Annexe 1 : Distributions de Gauss, de Rice et de Rayleigh

Cette annexe a pour but de présenter d'une part, les fonctions de densité de probabilité les plus connues caractérisant la distribution des variations rapides d'un canal de propagation et d'autre part, de montrer comment générer des variables aléatoires suivant ces distributions sous MATLAB. Il s'agit des distributions de Gauss, de Rice et de Rayleigh.

1. Distribution

1.1. Gauss

La distribution d'une variable aléatoire r , suivant une loi gaussienne, est régie par l'équation (A1.1).

$$f(r) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(r-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (\text{A1.1})$$

avec μ la valeur moyenne, σ^2 la variance et σ l'écart type de la distribution

La figure A1.1 représente la distribution gaussienne d'une variable de moyenne nulle et de variance unité.

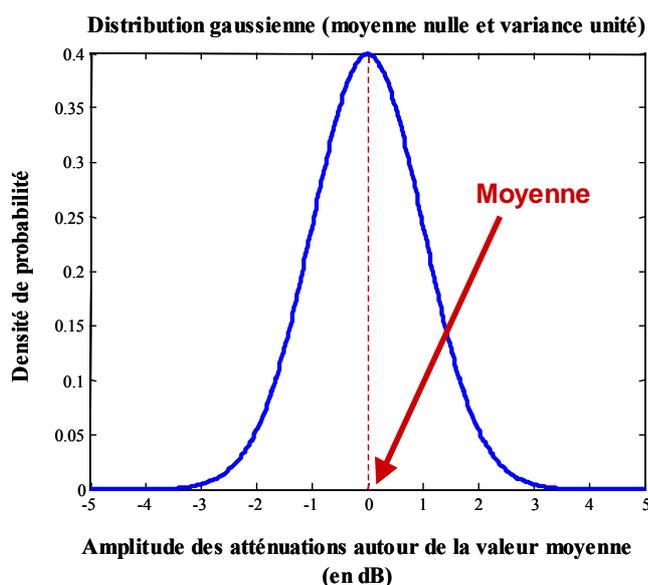


Figure A1.1: Densité de probabilité d'une loi Gaussienne de moyenne nulle et de variance unité

Une distribution gaussienne est souvent noté $N(m, \nu)$ où m est la valeur moyenne et ν la variance.

1.2. Rice

La fonction de densité de probabilité de Rice s'écrit :

$$f(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-(r^2 + A^2)/2\sigma^2} I_0\left(\frac{r \cdot A}{\sigma^2}\right) \quad (\text{A1.2})$$

avec

- A l'amplitude du trajet direct,
- σ^2 la variance,
- σ l'écart type,
- I_0 la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre 0.

Dans la loi de Rice un paramètre important est le paramètre K , ou paramètre de Rice, qui représente le rapport entre la puissance du trajet principal et la puissance des trajets multiples (qui sont aléatoires) [Parsons, 01][Saunders, 01] :

$$K = \frac{\text{Puissance du trajet direct}}{\text{Puissance des trajets multiples}} = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (\text{A1.3})$$

La distribution de Rice peut donc s'écrire en fonction du facteur de Rice K :

$$f(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{r^2}{2\sigma^2} + K\right)} I_0\left(\frac{r}{\sigma} \sqrt{2K}\right) \quad (\text{A1.4})$$

1.3. Rayleigh

En l'absence de trajet direct, ce qui correspond au cas où $K = 0$, la distribution de Rice devient une distribution de Rayleigh :

$$f(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{r^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (\text{A1.5})$$

La figure A1.2 présente les distributions de Rice pour différentes valeurs de K ($K = 0$ pour une distribution de Rayleigh et $K \rightarrow \infty$ pour une distribution de Gauss).

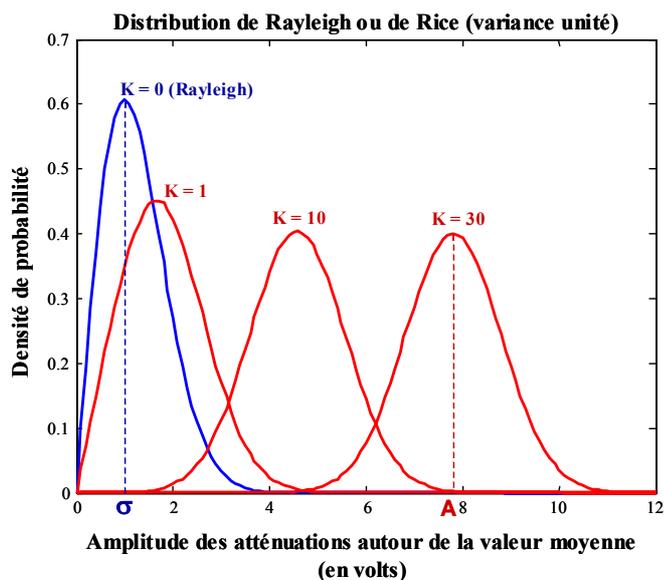


Figure A1.2 : Loi de Rayleigh (K=0) – Loi de Rice (K≠0) - Loi de Gauss (K>10)

La distribution de Rice devient une distribution de Gauss (canal à bruit blanc additif gaussien AWGN) lorsque $K > 10$.

2. Génération des distributions sous MATLAB

Le logiciel MATLAB permet de générer une variable aléatoire ayant une distribution uniforme ou gaussienne (auss appelé distribution normale).

Les instructions pour générer une variable aléatoire a constitué de n échantillons sont les suivantes :

- pour une distribution uniforme entre 0 et 1 :

$$a = \text{rand}(1, n) \tag{A1.6}$$

- pour une distribution gaussienne de moyenne nulle et de variance unité :

$$a = \text{randn}(1, n) \tag{A1.7}$$

La génération d'une variable complexe aléatoire z , dont l'enveloppe suit une distribution de Rayleigh ou de Rice, utilise ces deux instructions.

Une variable complexe aléatoire, dont l'enveloppe suit une distribution de Rayleigh, s'obtient en faisant la somme de deux variables a et b aléatoires gaussiennes $N(0,0,5)$ en quadrature, telle que :

$$z = a + j.b \tag{A1.8}$$

soit

$$z = \text{randn}(1, n) + j.\text{randn}(1, n) \tag{A1.9}$$

où $j = \sqrt{-1}$

La distribution de z est dite gaussienne complexe. Elle se note $CN(0,1)$.

Une variable z , dont l'enveloppe suit une distribution de Rice, est constituée de la somme de deux termes :

- un terme z_1 , représentant le trajet principal, dont l'amplitude est constante mais dont la phase évolue aléatoirement avec une distribution uniforme,
- un terme z_2 , représentant les trajets secondaires, qui suit une distribution gaussienne complexe.

En tenant compte de la puissance du trajet principal par rapport aux trajets secondaires caractérisée par le facteur de Rice K , la variable z s'exprime selon :

$$z = z_1 + z_2 \quad (\text{A1.10})$$

avec

$$z_1 = \sqrt{\frac{K}{I+K}} \exp(j.2\pi.rand(I,n)) \quad (\text{A1.11})$$

$$z_2 = \sqrt{\frac{I}{I+K}} [randn(I,n) + j.randn(I,n)] \quad (\text{A1.12})$$

[Parsons, 01] J.D. Parsons, "The Mobile radio Propagation Channel", Second Edition, Wiley, 2001

[Saunders, 01] S.R. Saunders, "Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems", Wiley, 2001

Annexe 2 : Normalisation d'un système MIMO

Cette annexe explique de quelle manière nous avons normalisé les systèmes MIMO. Cette normalisation permet de comparer de façon équivalente différents systèmes MIMO. Les termes \tilde{x} désignent les variables avant normalisation et x après normalisation.

Rappelons qu'un système MIMO est régi par l'équation (A2.1).

$$\tilde{\mathbf{R}} = \tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{E}} + \tilde{\mathbf{B}} \quad (\text{A2.1})$$

où $\tilde{\mathbf{R}}$ est la matrice de réception, $\tilde{\mathbf{H}}$ la matrice de canal, $\tilde{\mathbf{E}}$ la matrice d'émission et $\tilde{\mathbf{B}}$ la matrice de bruit.

1. Normalisation du bruit

La matrice de covariance $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{B}}\tilde{\mathbf{B}}}$ du bruit $\tilde{\mathbf{B}}$ est définie par l'expression suivante :

$$\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{B}}\tilde{\mathbf{B}}} = E[\tilde{\mathbf{B}}\tilde{\mathbf{B}}^H] \quad (\text{A2.2})$$

Chaque élément de la diagonale correspond à la moyenne temporelle de la puissance reçue par une antenne. Cette moyenne peut en toute rigueur différer selon les antennes. Aussi, définit-on la puissance moyenne du bruit $P_{\tilde{\mathbf{B}}}$ reçue par les récepteurs en effectuant une moyenne spatio-temporelle :

$$P_{\tilde{\mathbf{B}}} = \frac{1}{N_T} \text{Trace}(\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{B}}\tilde{\mathbf{B}}}) \quad (\text{A2.3})$$

Nous normalisons le bruit du récepteur par rapport à la puissance moyenne du bruit reçue par une antenne $P_{\tilde{\mathbf{B}}}$ tel que :

$$\mathbf{B} = \frac{\tilde{\mathbf{B}}}{\sqrt{P_{\tilde{\mathbf{B}}}}} \quad (\text{A2.4})$$

$$P_{\mathbf{B}} = \frac{1}{N_T} \text{Trace}(\mathbf{R}_{\mathbf{B}\mathbf{B}}) = \frac{1}{N_T} \frac{\text{Trace}(\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{B}}\tilde{\mathbf{B}}})}{P_{\tilde{\mathbf{B}}}} = 1 \quad (\text{A2.5})$$

En pratique, les puissances reçues par les différentes antennes sont bien souvent identiques. Si cela est le cas, chaque antenne dans la représentation équivalente capte une puissance de bruit de 1 W. Dans le cas général, les puissances de bruit peuvent varier d'une antenne à l'autre. Nous remarquerons que notre normalisation n'impose aucune contrainte sur la structure de la matrice de covariance du bruit. On pourra donc traduire, si nécessaire, des sources de bruit présentant une corrélation, voire des interférences.

2. Normalisation du signal émis

Le signal émis a pour matrice de covariance $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{E}}\tilde{\mathbf{E}}}$.

$$\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{E}}\tilde{\mathbf{E}}} = E[\tilde{\mathbf{E}}\tilde{\mathbf{E}}^H] \quad (\text{A2.6})$$

Dans la plupart des systèmes, les normes de transmission limitent la puissance isotrope rayonnée. Cela revient à contraindre la puissance totale moyenne émise par l'émetteur $P_{\tilde{\mathbf{E}}}$.

$$P_{\tilde{\mathbf{E}}} = \text{Trace}\{\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{E}}\tilde{\mathbf{E}}}\} \quad (\text{A2.7})$$

Nous normalisons la puissance totale émise selon l'expression (A.2.8).

$$\mathbf{E} = \frac{\tilde{\mathbf{E}}}{\sqrt{P_{\tilde{\mathbf{E}}}}} \quad (\text{A2.8})$$

$$P_{\mathbf{E}} = \text{Trace}\{\mathbf{R}_{\mathbf{E}\mathbf{E}}\} = \frac{\text{Trace}\{\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{E}}\tilde{\mathbf{E}}}\}}{P_{\tilde{\mathbf{E}}}} = 1 \quad (\text{A2.9})$$

3. Normalisation de la matrice de canal

Nous adoptons la normalisation des $N_T N_R$ coefficients de la matrice de canal la plus usuelle. Les auteurs considèrent souvent une fonction de transfert \mathbf{H} de puissance moyenne unité, telle que :

$$\mathbf{H} = \frac{\tilde{\mathbf{H}}}{\sqrt{P_{\tilde{\mathbf{H}}}}} \quad (\text{A2.10})$$

$$P_{\tilde{\mathbf{H}}} = \frac{1}{N_T N_R} E\left[\|\tilde{\mathbf{H}}\|_F^2\right] = E\left[|\tilde{h}_{ij}|^2\right] \quad (\text{A2.11})$$

La puissance de la matrice de canal ainsi normalisée s'écrit :

$$P_{\mathbf{H}} = \frac{1}{N_T \cdot N_R} \cdot E[\|\mathbf{H}\|_F^2] = \frac{1}{N_T \cdot N_R} \frac{E[\|\tilde{\mathbf{H}}\|_F^2]}{P_{\tilde{\mathbf{H}}}} = 1 \quad (\text{A2.12})$$

4. Définition du rapport signal à bruit moyen

Afin de définir un rapport signal à bruit moyen, prenons en compte les normalisations proposées. L'expression générale du signal reçu $\tilde{\mathbf{R}} = \tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{E}} + \tilde{\mathbf{B}}$ est définie à une constante multiplicative près, ce qui permet de normaliser le bruit selon (A.2.13).

$$\mathbf{R} = \frac{l}{\sqrt{P_{\tilde{\mathbf{B}}}}} \tilde{\mathbf{R}} = \frac{l}{\sqrt{P_{\tilde{\mathbf{B}}}}} \tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{E}} + \frac{l}{\sqrt{P_{\tilde{\mathbf{B}}}}} \tilde{\mathbf{B}} = \frac{l}{\sqrt{P_{\tilde{\mathbf{B}}}}} \tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{E}} + \mathbf{B} \quad (\text{A2.13})$$

avec
$$\mathbf{B} = \frac{\tilde{\mathbf{B}}}{\sqrt{P_{\tilde{\mathbf{B}}}}} \quad (\text{A2.14})$$

En prenant en compte la normalisation du canal et du signal d'entrée, nous obtenons finalement l'expression (A2.15).

$$\mathbf{R} = \frac{\sqrt{P_{\tilde{\mathbf{E}}} P_{\tilde{\mathbf{H}}}}}{\sqrt{P_{\tilde{\mathbf{B}}}}} \mathbf{H}\mathbf{E} + \mathbf{B} = \sqrt{\rho} \mathbf{H}\mathbf{E} + \mathbf{B} \quad (\text{A2.15})$$

avec
$$\rho = \frac{P_{\tilde{\mathbf{E}}} P_{\tilde{\mathbf{H}}}}{P_{\tilde{\mathbf{B}}}} \quad (\text{A2.16})$$

Afin d'expliciter la grandeur scalaire ρ , rappelons les définitions suivantes :

- puissance totale émise par la source : $P_{\mathbf{E}}$,
- puissance moyenne du canal : $P_{\mathbf{H}}$,
- puissance moyenne de bruit captée par une antenne : $P_{\mathbf{B}}$.

Pour un canal SISO, le scalaire ρ s'identifie aisément au rapport signal à bruit en réception. Le principal intérêt de cette définition du rapport signal à bruit réside dans l'invariance des grandeurs $P_{\mathbf{E}}$, $P_{\mathbf{H}}$ et $P_{\mathbf{B}}$ en fonction du nombre d'antennes. En effet, dans un environnement donné, l'augmentation du nombre d'antenne ne modifie ni la fonction de transfert en puissance $P_{\mathbf{H}}$ du canal ni la puissance de bruit $P_{\mathbf{B}}$ captée par une antenne. De même, l'ajout d'antennes à l'émission doit correspondre à un changement de la répartition de la puissance émise tout en conservant la puissance totale rayonnée. Il en résulte que le facteur ρ apparaît pertinent pour la comparaison des systèmes SISO et MIMO.

Pour un système MIMO, le terme ρ est souvent qualifié de rapport signal à bruit moyen. Cette interprétation n'est pas toujours valide, comme nous l'explicitons ci-dessous.

Soit un système MIMO pour lequel la puissance émise est répartie de façon identique entre les antennes. Chaque antenne émet un signal d'amplitude efficace $\sqrt{P_E/N_T}$. Chaque antenne de réception reçoit une combinaison linéaire des N_T signaux émis. En absence de corrélation entre les signaux reçus (ce qui impose bien entendu la décorrélation des signaux émis par les différentes antennes) la puissance reçue par une antenne est alors la somme des puissances émises par les N_T antennes affaiblies par le canal soit :

$$P_R = N_T \cdot \left(\sqrt{P_H} \cdot \sqrt{\frac{P_E}{N_T}} \right)^2 = P_H \cdot P_E \quad (\text{A2.17})$$

On démontre aisément qu'il en est de même si la répartition en puissance sur les antennes d'émission n'est plus homogène. Ainsi, ρ représente le rapport signal à bruit moyen en réception MIMO si et seulement si la source d'émission est spatialement décorrélée.

Considérons le cas extrême d'antennes émettant des formes d'ondes identiques, d'amplitudes identiques. Suivant que la combinaison des signaux est destructive ou constructive, la puissance reçue par une antenne varie dans l'intervalle :

$$0 \leq P_R \leq \left(\sqrt{P_H} \cdot N_T \cdot \sqrt{\frac{P_E}{N_T}} \right)^2 = N_T \cdot P_H \cdot P_E \quad (\text{A2.18})$$

De même, le rapport signal à bruit moyen pour ce canal MIMO avec une source d'émission corrélée prend sa valeur dans l'intervalle :

$$0 \leq \rho_{MIMO, source.corrélée} \leq N_T \cdot \rho \quad (\text{A2.19})$$

Annexe 3 : Normalisation des réponses impulsionnelles et modélisation des trajets principaux

Cette annexe présente d'une part, la normalisation des réponses impulsionnelles mesurées et d'autre part, la méthode utilisée pour modéliser les trajets principaux. La normalisation permet de ne conserver que l'influence des variations rapides du canal.

1. Expression de la réponse impulsionnelle mesurée

Une réponse impulsionnelle est mesurée tous les Δd mètres ou tous les Δt secondes si la vitesse de déplacement de l'instrument de mesure est constante. Les réponses impulsionnelles échantillonnées à un rythme $\Delta \tau$ s'écrivent sous la forme mathématique suivante :

$$h(\tau, t) = \sum_{n=0}^{N_{\text{éch}}-1} h(n.\Delta \tau, t) . \delta(\tau - n.\Delta \tau) \quad (\text{A3.1})$$

avec

- $h(\tau, t)$ la réponse impulsionnelle fonction du retard τ et mesurée à l'instant t ,
- $h(n.\Delta \tau, t)$ le $n^{\text{ième}}$ échantillon de la réponse impulsionnelle à l'instant t ,
- $N_{\text{éch}}$ le nombre total d'échantillons constituant la réponse impulsionnelle.

L'ensemble des réponses impulsionnelles mesurées le long d'un trajet est illustré figure A3.1.

Selon le théorème d'échantillonnage temporel, le pas $\Delta \tau$ entre deux échantillons est défini de la manière suivante :

$$\Delta \tau = \frac{1}{a.BP} \quad (\text{A3.2})$$

avec BP la bande passante de la mesure et a le facteur de sur-échantillonnage.

Selon le théorème d'échantillonnage spatial, si le mobile se déplace à vitesse constante, le pas entre deux mesures de réponses impulsionnelles Δt est choisi tel que :

$$\Delta t = \frac{1}{2.F_{d \text{ max}}} \quad (\text{A3.3})$$

avec F_{dmax} la fréquence Doppler maximale définie par $F_{dmax} = (v/C)f$, où v est la vitesse de déplacement du mobile, C la vitesse de la lumière et f la fréquence de travail. Le pas de mesure en distance est donc au maximum égal à $\Delta d = \lambda/2$.

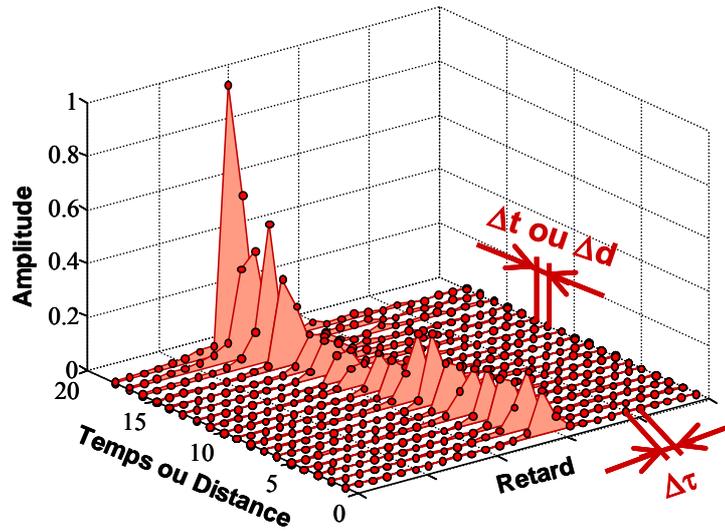


Figure A3.1 : Ensemble des réponses impulsionnelles échantillonnées mesurées

2. Normalisation de la réponse impulsionnelle

La première étape de la normalisation consiste à aligner les retards des différentes réponses mesurées sur le retard minimal observé.

L'atténuation subie par les réponses impulsionnelles, notée $l(t).d(t).s(t)$, ne dépend a priori que du temps t (à ne pas confondre avec le retard τ) ou que de la distance r entre l'émetteur et le récepteur, si celui-ci se déplace à une vitesse constante v ($r = v.t$). La deuxième étape consiste à s'affranchir de l'atténuation longitudinale du signal $l(t).d(t)$. Pour cela, les réponses impulsionnelles $h(\tau, t)$ sont normalisées par rapport à l'atténuation spatiale $d(t)$ et aux variations à long-terme $l(t)$, ce qui permet de ne conserver que les évanouissements à court terme $s(t)$ résultant des trajets multiples :

Cette atténuation $l(t).d(t).s(t)$ s'obtient en calculant la valeur moyenne de chaque réponse impulsionnelle (A3.4), comme l'illustre la figure A3.2.

$$l(t).d(t).s(t) = \frac{1}{N_{éch}} \sum_{n=1}^{N_{éch}} h(n.\Delta\tau, t) \quad (A3.4)$$

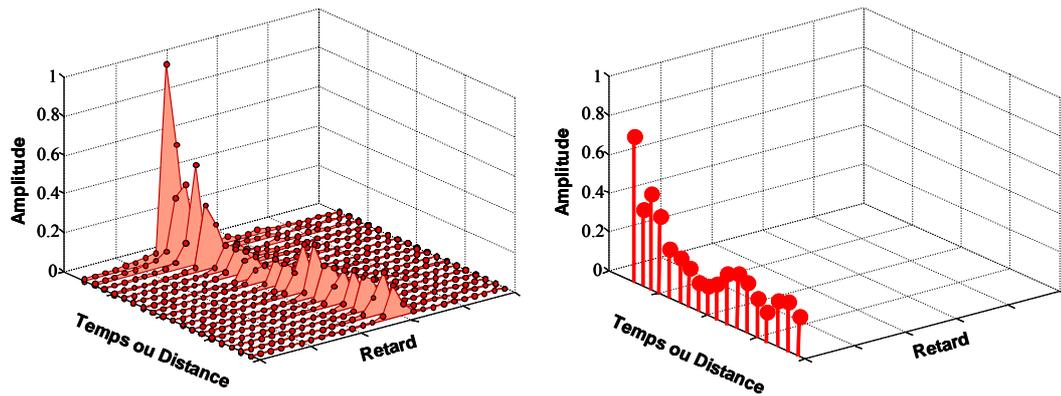


Figure A3.2 : Calcul de la valeur moyenne de chaque réponse impulsionnelle

Le calcul de la valeur moyenne de chaque réponse impulsionnelle donne la courbe de la figure A3.2 à droite ou, en représentation 2D, celle de la figure A3.3 Cette dernière correspond à l'évolution de la puissance du signal en fonction de la distance (ou du temps).

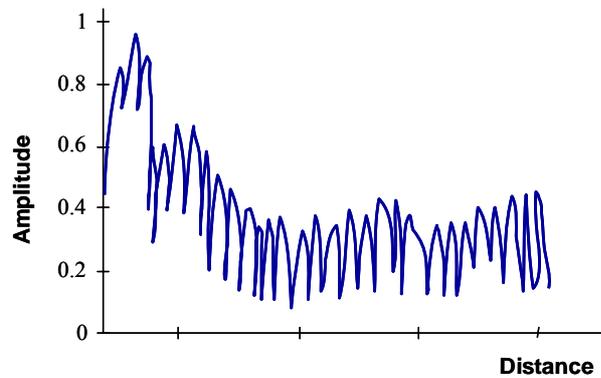


Figure A3.3 : Evolution de la puissance du signal en fonction du temps ou de la distance

Une moyenne glissante, de largeur de fenêtre W , permet de supprimer l'atténuation à court terme $s(r)$ dans l'ensemble des perturbations $l(r).d(r).s(r)$. La largeur W de cette fenêtre qui dépend de l'environnement de propagation sera typiquement de plusieurs longueurs d'onde. Le résultat de cette moyenne glissante est donné par la figure A3.4.

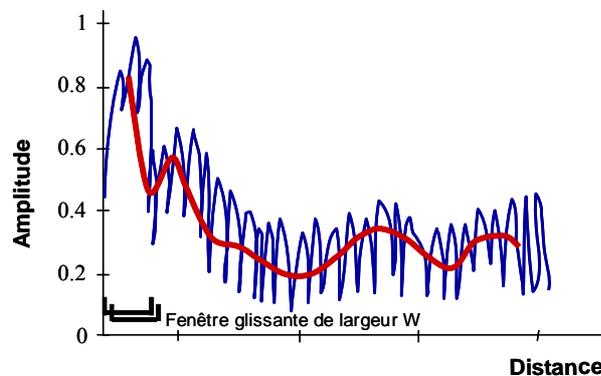


Figure A3.4 : Suppression de l'atténuation à court terme par calcul de la moyenne glissante

Mathématiquement, la suppression de l'atténuation à court terme $s(r)$ pour une position i se note :

$$l(r_i).d(r_i) = \frac{1}{W} \cdot \int_{r_i-W/2}^{r_i+W/2} l(r).d(r).s(r).dr \quad (\text{A3.5})$$

Etant donné la largeur W de la fenêtre, les réponses impulsionnelles mesurées entre $[0, W/2]$ et $[r_{max}-W/2, r_{max}]$ ne sont pas utilisées. En ces points, les valeurs de la moyenne sont affectées à 0 (figure A3.5).

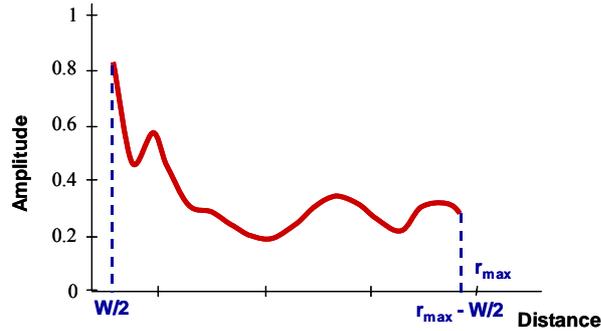


Figure A3.5 : Evolution de l'atténuation $l(r).d(r)$ en fonction de la distance

Les réponses impulsionnelles sont donc normalisées en divisant la réponse pulsionnelle mesurée à la position r_i par le terme $l(r_i).d(r_i)$, ce qui s'écrit :

$$h_{nor}(\tau, r) = \frac{1}{l(r).d(r)} \sum_{n=0}^{N_{éch}-1} h(n.\Delta\tau, r). \delta(\tau - n.\Delta\tau) \quad (\text{A3.6})$$

ou de façon équivalente en fonction du temps :

$$h_{nor}(\tau, t) = \frac{1}{l(t).d(t)} \sum_{n=0}^{N_{éch}-1} h(n.\Delta\tau, t). \delta(\tau - n.\Delta\tau) \quad (\text{A3.7})$$

Nous disposons à présent d'un ensemble de réponses impulsionnelles normalisées $h_{nor}(\tau, t)$ prenant uniquement en compte les effets des trajets multiples et caractérisant le canal de propagation (figure A3.6).

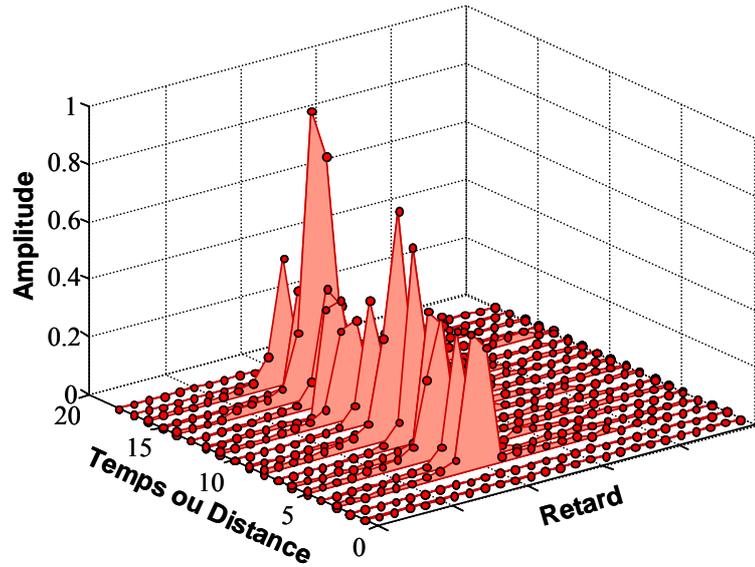


Figure A3.6 : Ensemble des réponses impulsionnelles normalisées

3. Retard associé aux trajets principaux

Dans un modèle de type lignes à retard, les réponses impulsionnelles sont modélisées par les trajets principaux caractérisés par une valeur complexe et un retard. Il convient dans un premier temps de déterminer le retard associé à chaque trajet.

Pour ce faire, nous utilisons le profil moyen des réponses impulsionnelles $p(n.\Delta\tau)$, défini comme la moyenne en puissance des réponses impulsionnelles normalisées pour un retard donné (figure A3.7) :

$$p(n.\Delta\tau) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} |h_{nor}(n.\Delta\tau, k.\Delta t)|^2 \quad (\text{A3.8})$$

avec K le nombre de réponses impulsionnelles.

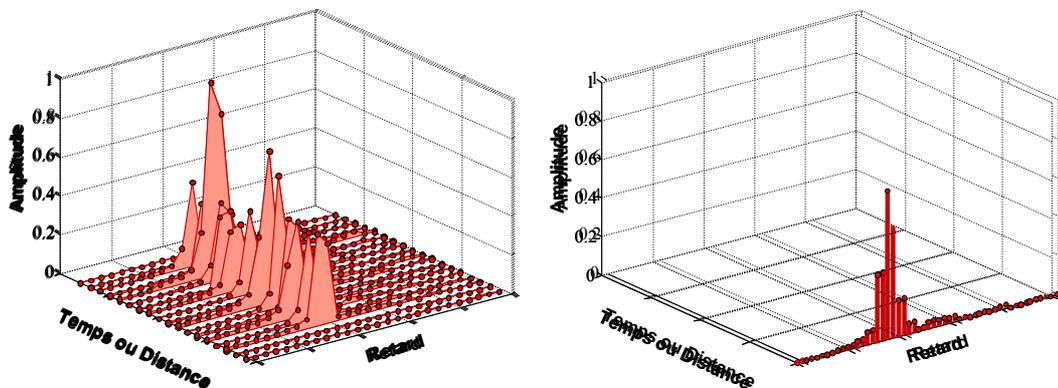


Figure A3.7 : Réponses impulsionnelles normalisées et amplitude du profil moyen

Le calcul de la moyenne permet de réduire l'influence du bruit sans l'éliminer. Un seuil est alors défini en dessous duquel les échantillons du profil moyen ne sont pas exploitables et sont remplacés par une valeur nulle (figure A3.8).

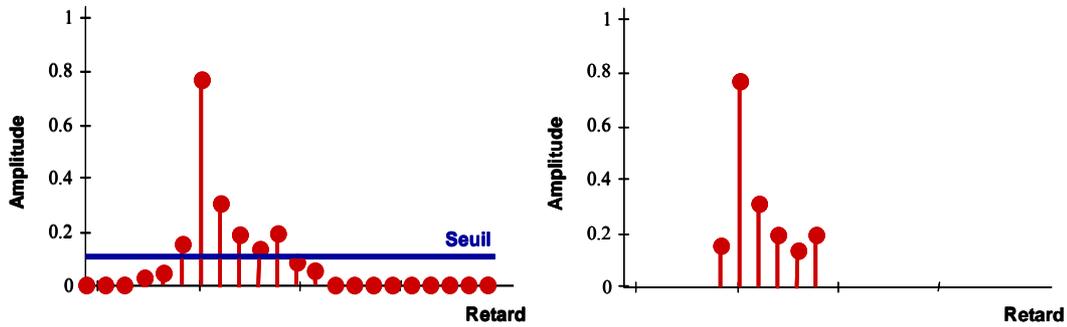


Figure A3.8 : Annulation des valeurs se trouvant en dessous d'un seuil

A ce stade, nous disposons d'un profil moyen constitué de $M_{éch}$ échantillons non nuls pour un nombre total d'échantillons de $N_{éch}$. L'idée est de regrouper, dans un premier temps, les échantillons non nuls en paquets. En second lieu, les échantillons contenus dans un paquet sont divisés en sous paquets qui sont chacun représentatif d'un trajet principal. L'utilisateur impose le nombre de trajets $N_{trajets}$ qu'il souhaite pour son modèle (figure A3.9).

Pour créer ces groupes, quelques règles doivent être suivies :

- Posons la quantité $I = M_{éch} / N_{trajets}$, le nombre d'échantillons non nuls par trajet principal. Cette valeur a priori arbitraire permet de délimiter les groupes.
- Le premier groupe débute avec le premier échantillon non nul.
- Pour créer un nouveau groupe, il faut rencontrer au moins $I/2$ échantillons nuls consécutifs (si $I/2$ n'est pas un entier, on arrondira à la valeur supérieure). Le groupe précédent se termine avec l'échantillon non nul se situant avant la suite de zéros et le nouveau groupe commence avec la prochaine valeur non nulle.
- On recommence l'étape précédente pour tous les échantillons du profil moyen.

Le nombre de trajets principaux par groupe est réparti proportionnellement au nombre d'échantillons contenus dans ce groupe. Les valeurs nulles dans un groupe sont également comptabilisées. Ensuite, chaque groupe est divisé régulièrement en sous paquets en fonction du nombre de trajets par groupe. Les valeurs i_1^m et i_2^m représentent respectivement la position du premier et du dernier échantillon du sous-groupe relatif au $m^{ième}$ trajet.

Le retard τ_m associé au trajet m est déterminé en calculant le moment d'ordre 1 de la distribution des profils :

$$\tau_m = \frac{\sum_{n=i_1^m}^{i_2^m} n \cdot \Delta\tau \cdot p(n \cdot \Delta\tau)}{\sum_{n=i_1^m}^{i_2^m} p(n \cdot \Delta\tau)} \quad (A3.9)$$

avec $1 \leq m \leq N_{trajets}$.

Il faut noter que les retards τ_m ne sont pas forcément équidistants.

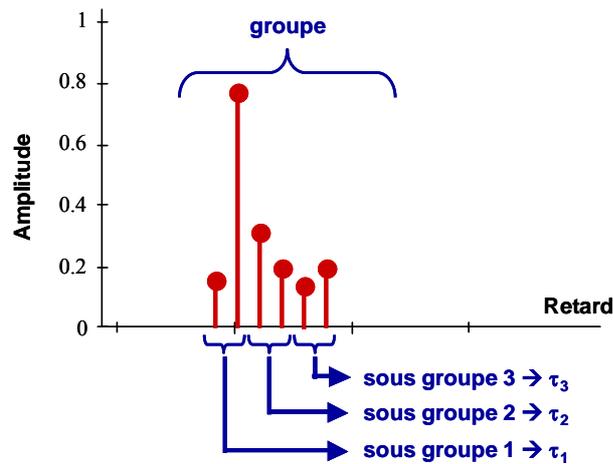


Figure A3.9 : Calcul des différents retards (cas où $N_{trajets} = 3$)

4. Amplitude complexe des trajets principaux

Chaque trajet principal est caractérisé par une valeur complexe qui représente la contribution de l'ensemble des échantillons du sous-groupe correspondant à ce trajet principal. La valeur complexe du trajet principal notée $TAP(\tau_m, k.\Delta t)$ au retard τ_m pour la $k^{ième}$ réponse impulsionnelle normalisée se calcule de la manière suivante :

$$TAP(\tau_m, k.\Delta t) = \sqrt{\sum_{n=i_1^m}^{i_2^m} |h_{nor}(n.\Delta\tau, k.\Delta t)|^2} \cdot \frac{h'(\tau_m, k.\Delta t)}{|h'(\tau_m, k.\Delta t)|} \quad (A3.10)$$

avec

$$h'(\tau_m, k.\Delta t) = \sum_{n=i_1^m}^{i_2^m} h_{nor}(n.\Delta\tau, k.\Delta t) \cdot \text{sinc}\left(\frac{n.\Delta\tau - \tau_m}{\Delta\tau}\right) \quad (A3.11)$$

avec $\text{sinc}(x) = \sin(\pi.x) / \pi.x$

Chaque réponse impulsionnelle est ainsi représentée par une série de trajets ayant une valeur complexe et un retard donné, ainsi que l'illustrent les figures A3.10 et A3.11.

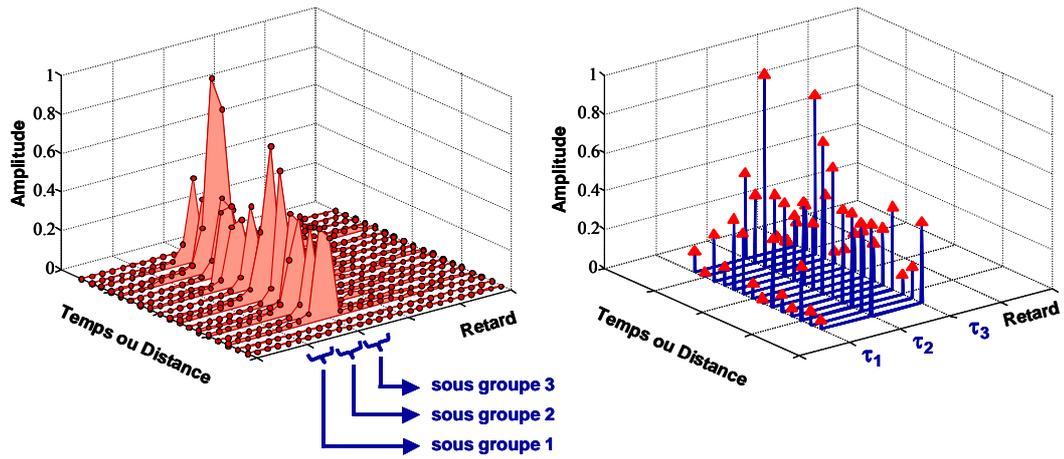


Figure A3.10 : Calcul de l'amplitude des trajets (remarque : les deux graphiques ont des échelles différentes)

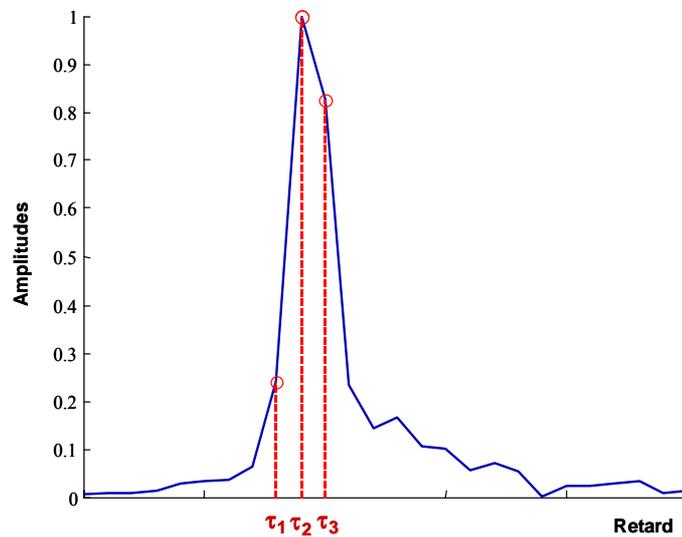


Figure A3.11 : Une réponse pulsionnelle (trait plein) et son modèle (trait pointillé)

Annexe 4 : Environnement « Outdoor »

Les simulations réalisées au chapitre 4 utilisent un canal de propagation modélisant un environnement « outdoor ». Cette annexe décrit cet environnement dans lequel des mesures permettant la modélisation du canal ont été réalisées.

1. L'environnement « outdoor »

Les mesures réalisées ont eu lieu sur le parking de l'INRETS, dans la bande de fréquence des 5 GHz. Cet environnement « outdoor » de type semi-urbain est caractérisé par la présence du bâtiment de l'INRETS et d'un bâtiment universitaire, comme l'illustrent les figures A4.1 et A4.2. La différence de marche entre les trajets est estimée géométriquement à 100 m, ce qui est plus importantes que dans les environnements « indoor » ou « tunnel ». Cette différence de marche correspond à un étalement des retards égal à 300 ns.

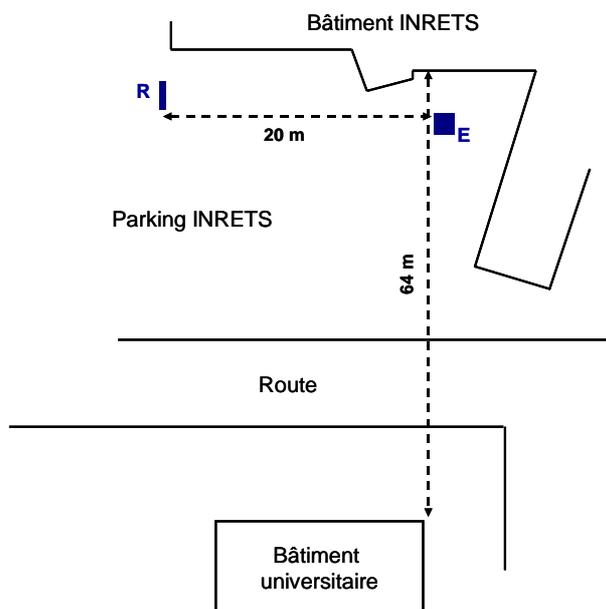


Figure A4.1 : Vue schématique de la configuration « outdoor »



Figure A4.2 : Position des émetteurs et des récepteurs sur le parking

Les antennes d'émission et de réception sont positionnées « en ligne », de la même manière que pour la configuration « indoor ». Etant donné les réflexions possibles sur les bâtiments et l'espacement entre les antennes (supérieur à la longueur d'onde), cet environnement laisse présager une faible corrélation du canal.

2. Résultats des mesures « outdoor »

Les mesures « outdoor » ont été effectuées avec le même matériel et les mêmes paramètres de mesures que pour l'environnement « indoor ».

2.1. Étalement des retards

Les caractéristiques de dispersion des étalements des retards et les bandes de cohérence obtenues à partir des mesures réalisées sont données dans le tableau A4.1 en fonction des valeurs de seuil choisies.

		Valeurs du seuil choisies (dB)				
		-10	-20	-30	-40	-50
Caractéristiques de l'étalement des retards dans l'environnement « outdoor »	Etendue (ns)	0,0	1114,0	1180,0	1180,0	1180,0
	Ecart type (ns)	0,0	404,6	421,1	421,2	421,4
	Moyenne (ns)	129,6	309,4	325,7	326,1	326,5
	Bande de cohérence (MHz)		0,5	0,5	0,5	0,5

Tableau A4.1 : Caractéristiques statistiques de l'étalement des retards pour la configuration « outdoor »

Le faible étalement des retards ($< 1 \mu\text{s}$) a justifié l'utilisation d'un modèle bande étroite pour représenter ce canal « outdoor ». De plus, l'étalement des retards mesuré correspond bien à l'estimation (300 ns) que nous avons faite en considérant une approche géométrique.

2.2. Corrélation

Les matrices de canal déterminées à partir des mesures permettent de calculer les coefficients de corrélation du canal, les coefficients de corrélation à l'émission et les coefficients de corrélation à la réception. Les valeurs significatives de cette corrélation sont résumées dans le tableau A4.2.

		Configuration « outdoor »
Module des coefficients de corrélation du canal	Minimum	0,00
	Maximum	0,71
	Moyen	0,21
Module des coefficients de corrélation à l'émission	Minimum	0,04
	Maximum	0,24
	Moyen	0,14
Module des coefficients de corrélation à la réception	Minimum	0,03
	Maximum	0,31
	Moyen	0,12

Tableau A4.2 : Valeurs minimales, maximales et moyennes du module des coefficients de corrélation du canal, à l'émission et à la réception dans l'environnement « outdoor »

Le tableau A4.2 montre une forte décorrélation du canal, ce qui est propice à la formation de canaux propres et permet donc d'avoir une capacité importante, proche de celle obtenue dans un canal idéal, comme l'illustre la figure A4.3. Cette figure présente la capacité du canal en fonction du rapport signal sur bruit pour les différents modèles utilisés au chapitre 3.

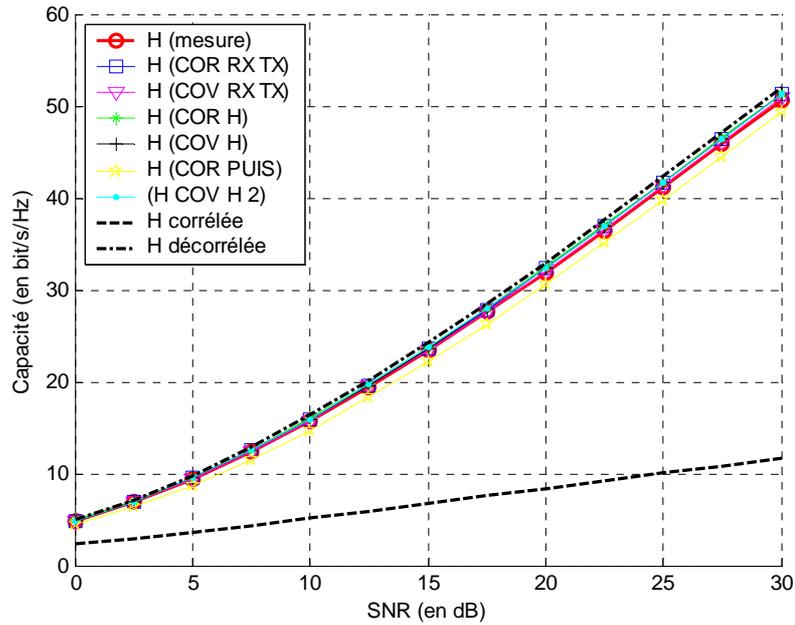


Figure A4.3 : Evolution de la capacité moyenne du canal en fonction du SNR dans l'environnement « outdoor » pour un système (6,6)

Nous remarquons que tous les modèles de canal approximent correctement les mesures.

3. Caractéristiques des antennes

Voici les coefficients de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour les antennes de type monopole (figure A4.4) utilisées à l'émission et les antennes de type patch (figure A4.5) utilisées à la réception.

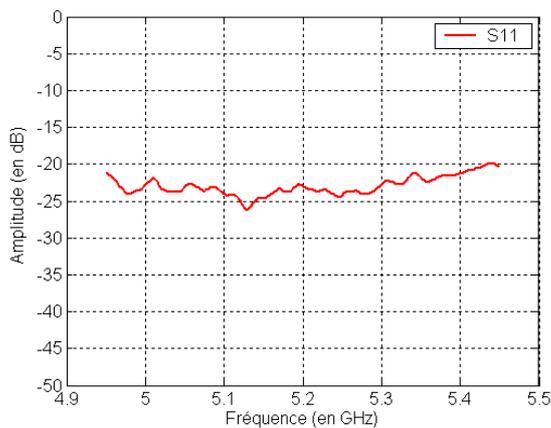


Figure A4.4 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour les antennes de type monopole utilisées à l'émission

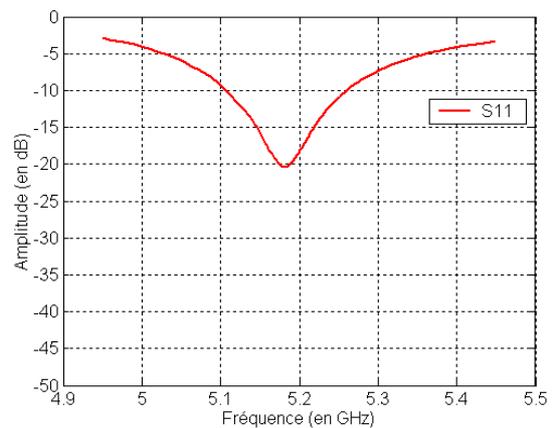


Figure A4.5 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour les antennes de type patch utilisées à la réception

Annexe 5 : Publications

Reuves à comité de lecture

J.F. Pardonche, M. Berbineau, C. Séguinot, « Comparaison expérimentale de différents modèles stochastiques de canal MIMO », Revue des Annales des Télécommunications, soumis le 8 mars 2004

Conférences internationales avec actes

G. Moniak, M. Berbineau, J.F. Pardonche, « Robust and high data rate transmissions for security between an urban bus and a control centre », IEEE VTC 2004-Fall, 26-29 septembre 2004, Los Angeles, soumis.

J.F. Pardonche, M. Berbineau, C. Séguinot, M. Liénard, « Modélisation des canaux MIMO en environnement transport », Conférence Telecom 2003 & 3^{ième} JFMMA, Marrakech, Maroc, Octobre 2003

J.F. Pardonche, M. Berbineau, C. Séguinot, M. Liénard, “MIMO propagation channel models in underground environment”, 5th Nordic Signal Processing Symposium, NORSIG-2002, Norway, October 2002.

Conférences nationales avec ou sans actes

J.F. Pardonche, « Les systèmes MIMO pour les communications train-sol haut débit », Actes INRETS n°94 : Communiquer, Naviguer, Surveiller dans les Transports Terrestres, Rencontre des Doctorants du LEOST, 4 février 2003

J.F. PARDONCHE, « Etude des potentialités des systèmes multi-émetteurs, multi-récepteurs appliqués aux transmissions pour les métros » et « Egalisation Zero Forcing dans un contexte MIMO », JRTN'2001 (Journée Recherche en Télécoms dans le Nord), 26 Juin 2001, ENIC, Villeneuve d'Ascq, présentation orale

J.F. PARDONCHE, « Etude des potentialités des systèmes multi-émetteurs, multi-récepteurs appliqués aux transmissions pour les métros », Rencontre des doctorants de l'INRETS-LEOST, Villeneuve d'Ascq, communication orale et document écrit, 2000

Rapports de recherche

J.F. Pardonche, “Etude des potentialités des systèmes multi-émetteurs, multi-récepteurs appliqués aux transmissions pour les transports publics”, Rapport d'activités INRETS 2000-2001, INRETS/RA-02-706-FR

J.F. Pardonche, “Systèmes multi-émetteurs, multi-récepteurs à haute efficacité spectrale”, Rapport de D.E.A. Electronique, Université des Sciences et Technologies de Lille, Juillet 2000

