



HAL
open science

Techniques MIMO pour un lien sans l robuste entre un bus et un poste de contrôle pour une application de surveillance embarquée

G. Moniak

► **To cite this version:**

G. Moniak. Techniques MIMO pour un lien sans l robuste entre un bus et un poste de contrôle pour une application de surveillance embarquée. Réseaux et télécommunications [cs.NI]. Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambresis, 2007. Français. NNT: . tel-00545068

HAL Id: tel-00545068

<https://theses.hal.science/tel-00545068>

Submitted on 9 Dec 2010

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



THESE

Présentée à

L'UNIVERSITE DE VALENCIENNES ET DU HAINAUT CAMBRESIS

pour obtenir le grade de

DOCTEUR EN ELECTRONIQUE

Techniques MIMO pour un lien sans fil robuste entre un bus et un poste de contrôle pour une application de surveillance embarquée

par Gérard MONIAK

soutenue le 7 février 2007

Rapporteurs : Luc VANDENDORPE, Professeur, Université catholique de Louvain, Belgique.
Rodolphe VAUZELLE, Professeur, Université de Poitiers.

Examineurs Marion BERBINEAU (Co-directrice), Directrice de recherche, INRETS, Villeneuve d'Ascq.
Marc CHENU-TOURNIER, Docteur-Ingénieur de recherche, THALES, Colombes.
Charlotte LANGLAIS, Maître de conférences, ENSTB, Brest.
Atika RIVENCQ (Directrice), Maître de conférences, UVHC, Valenciennes.

Invités : Denis DUHOT, Alstom

Remerciements

Je m'excuse par avance vis-à-vis des personnes absentes de ces quelques lignes. Que celles-ci ne s'offusquent pas de cet oubli. Celui-ci est loin d'être volontaire et que toutes sachent que mes pensées vont également vers elles.

Je tiens tout d'abord à exprimer ma profonde gratitude à Madame Marion Berbineau, ma co-directrice de thèse et encadrante. Je pense que je ne pouvais espérer un meilleur encadrement. Ses qualités scientifiques et humaines, ses conseils et sa disponibilité malgré ses contraintes de directrice d'unité de recherche m'ont permis de m'épanouir et d'aboutir à ce travail. Je m'excuse encore auprès d'elle pour l'avoir parfois fortement sollicité, même pendant ses vacances, et je la remercie encore d'avoir toujours pris le temps de me répondre et de m'avoir toujours encouragé et soutenu tout au long de ces années de thèse.

Je remercie aussi Madame Atika Rivencq pour avoir accepté d'être ma directrice de thèse, pour son suivi et les nombreuses discussions scientifiques. Merci à Messieurs Luc Vandendorpe, professeur à l'université catholique de Louvain, et Rodolphe Vauzelle, professeur à l'université de Poitier, d'avoir accepté de rapporter sur ces travaux de thèse et ceci malgré mon retard de rédaction.

Merci à Madame Charlotte Langlais de l'ENSTB et Monsieur Denis Duhot d'Alstom d'avoir accepté d'être examinateurs lors de ma soutenance. Je remercie également Madame Langlais pour ces remarques et ses conseils pertinents sur ce rapport de thèse.

Un grand merci également à Monsieur Marc Chenu Tournier, ingénieur de recherche à THALES Communication pour son rôle d'examineur mais également pour ses conseils scientifiques, sa patience face mes questions et la qualité de ses explications. Merci également pour son aide précieuse. Ce fut un grand plaisir de travailler avec lui et j'espère pouvoir un jour réitérer cette expérience.

Je remercie également la région Nord Pas de Calais et l'INRETS pour avoir co-financé ces trois années de thèse.

Mes pensées vont bien entendu à Evelyne pour m'avoir soutenu et encouragé pendant ces travaux, mais aussi pour avoir supporté mes négligences et mon laxisme pour tout ce qui était en dehors de ma thèse pendant ces années. Je la remercie d'avoir toujours été là pour moi et pour son amour. Je lui promets maintenant de consacrer un peu plus de temps à elle, à nous et à notre futur mariage.

Un grand merci à ma famille et belle famille et surtout à mes parents pour m'avoir toujours laissé prendre les directions que je voulais suivre, d'avoir respecté ces choix et de m'avoir toujours soutenu. Qu'ils voient en ces travaux un des aboutissements de leur éducation et qu'ils n'oublient pas l'amour que je leur porte.

Je n'oublie pas tous les membres du laboratoire INRETS-LEOST, ces trois années à leur côté fut un véritable plaisir. Un merci plus particulier à Jean Pierre, pour toute l'aide apportée dans l'organisation des manips et à la fabrication des antennes mais également pour ses explications. Merci à Manu (deb) pour son soutien logistique en informatique mais aussi pour sa sympathie et les nombreuses discussions que nous avons eues. Un merci aussi à seb (ch'gros), mon binôme de bureau qui pendant ses trois longues (pour lui) années a dû me supporter. Je le remercie aussi pour tous les moments partagés avant, pendant et après cette thèse. J'ai également une pensée particulière pour Emilie, Juliette, Seb (le beau), Amaury, Jean Luc, Philippe, Bernard et Hervé certain pour leur aide et tous pour les agréables moments passés en leur compagnie.

Je terminerais par une pensée à Monsieur et Madame Leman, Laetitia et Mickael pour tout ce qu'ils représentent pour moi, pour tous les bons moments de détente que j'ai pu avoir en leur compagnie et pour leur soutien.

Résumé

Ce travail concerne un lien de communication sans fil depuis des bus urbains vers un ou plusieurs postes de contrôle pour des applications d'audio et de vidéo surveillance. La solution imaginée s'appuie sur les techniques MIMO et OFDM. Nos travaux se décomposent en trois axes principaux : L'étude et la modélisation du canal de propagation MIMO en milieu urbain dense, le développement et l'évaluation en simulation d'une chaîne de transmission MIMO, le développement d'une chaîne de transmission réelle pour des essais grandeur nature. Un état de l'art sur le canal de propagation MIMO et sa modélisation est d'abord présenté. Des mesures de canaux réels correspondant à un environnement transport ont été réalisées. L'émetteur de la chaîne de transmission réalisée s'inspire du standard WiMAX. En réception, un récepteur simple aux performances moyennes et un Turbo récepteur plus performant mais plus complexe sont étudiés. Plusieurs types de canaux ont été utilisés pour l'évaluation de la chaîne. Les résultats en simulation montrent un Turbo récepteur plus performant en termes de taux d'erreurs, plus résistant aux erreurs d'estimation du canal et à la corrélation spatiale. Ils montrent également que la corrélation du canal a un impact prédominant sur la dégradation des performances de ce type de système comparé notamment à la présence d'un trajet prépondérant. En parallèle de ces travaux, une chaîne de transmission réelle a été développée. Elle est composée des parties radio fréquence du système et de PC générant et traitant les signaux. Les tests réalisés en milieu urbain montrent une dégradation des performances par rapport aux résultats de simulation. Des solutions alternatives sont proposées.

Abstract

This work deals with a wireless link between a bus and a control centre for embedded audio and video monitoring. Our work is split in three parts : the MIMO channels and its modelling, the development of the transmission chain in simulation and its evaluation, the development of a real transmission chain. First, a state of the art of the modelling of the MIMO channel is presented. Real channels are measured and its modelling by the Kronecker and Weichselberger models are studied. The transmitter of the considered chain is based on the WiMAX standard. Two receivers are presented and evaluated : a simple receiver and a turbo receiver. Several channel models are used for the evaluation of the performance. The Turbo receiver proved more effective in terms of bits error rate. It is more resistant to the spatial correlation and to the errors on the channel estimation. The correlation shows more prejudicial than line of sight for the system. Last, a real transmission module has been developed. The real chain corresponds to the RF part. The generation and the treatments of the signals are realized with developed software. First real transmissions show us a degradation of the performance in comparison with simulations. Alternative solutions are proposed.

Table des matières

Remerciements	3
Résumé	5
Abstract	7
Introduction générale	21
1 Les techniques MIMO pour des communications sans fil haut débit et robustes pour les transports	25
1 Les télécommunications sans fil pour les transports publics urbains	25
2 Etat des recherches sur les techniques MIMO	28
3 Les standards de réseaux sans fil pour du haut débit en mobilité	34
3.1 Classification des systèmes	34
3.2 La norme IEEE 802.20	36
3.3 Le WiMAX ou les normes IEEE 802.16x	37
4 Conclusion	40
2 Le canal de propagation MIMO	45
1 Introduction	45
2 Phénomènes physiques caractéristiques d'un canal de propagation	46
3 Représentation mathématique du canal MIMO	47
3.1 Représentation classique du canal MIMO	47
3.2 Représentation du canal MIMO par décomposition en canaux propres	49
4 Capacité d'un canal MIMO	51
4.1 Définition générale de la capacité	51
4.2 Paramètres affectant la capacité d'un canal MIMO	52
a) Influence de la corrélation spatiale	53
b) Influence d'un trajet prépondérant	54
c) Influence de la diversité de polarisation	54
4.3 Conclusion	54
5 Modèles de canal MIMO	55
5.1 Les modèles physiques	55
a) L'approche déterministe et semi déterministe	55

	b) L'approche stochastique géométrique	56
	c) Les modèles stochastiques non géométriques	60
5.2	Les modèles analytiques	61
	a) Les modèles fondés sur la corrélation	61
	b) Les modèles fondés sur les paramètres de propagation	64
	c) Les modèles incluant la diversité de polarisation	65
5.3	Conclusion	71
6	Mesure et modélisation de canaux MIMO réels	71
6.1	Les configurations mesurées	71
6.2	Caractérisation des canaux et modélisation	72
	a) Corrélation spatiale et capacité des canaux mesurés	73
	b) Modélisation des canaux réels à diversité spatiale	73
7	Conclusion	77
3	Evaluation de la chaîne de transmission en simulation	85
1	Introduction	85
2	Présentation de la chaîne développée	85
2.1	L'émetteur	85
	L'étage codage canal	87
	Modulation et diversité spatiale	88
	Rappel sur la modulation OFDM	89
	Les trames de données transmises	91
2.2	Les récepteurs	92
	Le choix des récepteurs à implémenter	92
2.3	Le récepteur classique	93
2.4	Le turbo récepteur	94
2.5	Description des algorithmes utilisés	96
	a) Le décodeur spatio-temporel à entrées et sorties souples	96
	b) Le décodeur du code convolutif	98
3	Comparaison des performances des deux récepteurs dans un canal connu . .	100
3.1	Impact du nombre d'antennes de réception dans un canal de Rayleigh	100
3.2	Canal de Rayleigh non corrélé	102
	Influence du codage de la modulation	102
3.3	Transmission dans un canal NLOS fortement corrélé	105
4	Introduction de l'estimation du canal	106
4.1	Estimateur du maximum <i>a posteriori</i> (MAP)	109
4.2	Estimateur du Maximum de vraisemblance (ML)	110
4.3	Estimateur au sens des moindres carrés (LS)	110
4.4	Estimateur selon le critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne linéaire (LMMSE)	111
4.5	Choix des estimateurs testés	112
	a) Impact de l'introduction de l'estimation du canal	112
	b) Comparaison des estimateurs ML et MMSE	113
5	Influence de l'environnement de propagation	113

6	Conclusion	114
4	Réalisation d'une chaîne de transmission réelle	121
1	Introduction	121
2	Le module d'émission	123
2.1	Caractéristiques des générateurs	123
2.2	La génération des signaux et la synchronisation des voies	123
3	Le module de réception	125
3.1	Caractéristiques du récepteur RF	125
3.2	Acquisition des signaux	127
3.3	Caractéristiques de l'ordinateur dédié à l'acquisition et à la commande	133
	a) Le matériel	133
	b) Acquisition et traitement des données	133
4	Réalisation de transmissions réelles	135
4.1	Mise en place du matériel	135
4.2	Déroulement des mesures	138
5	Conclusion	140
	Conclusion générale	145
	Annexes	153
	Normalisation du système	153
	5.1 Définition du rapport signal à bruit moyen	154
	Rappel sur la polarisation des signaux	157
	Communications et Publications	160

Table des figures

1.1	Représentation schématique d'un système MIMO	29
1.2	Les différents systèmes MIMO	32
1.3	Classification de quelques standards de communication sans fil	35
1.4	Application du WiMAX	38
2.1	Exemple de positionnement typique pour la ville de Lille	46
2.2	Représentation du canal MIMO en présence de plusieurs trajets principaux	48
2.3	Représentation normalisée du canal MIMO	49
2.4	Représentation du canal MIMO	51
2.5	Modèle de canal à 1 anneau	57
2.6	Modèle de canal à 2 anneaux	57
2.7	Modèle à diffuseurs distribués	59
2.8	Structure de Ω et géométrie de transmission	63
2.9	Structure des systèmes MIMO exploitant la diversité de polarisation	66
2.10	Système MIMO défini par le modèle de Kronecker avec diversité de polarisation	69
2.11	Configuration des antennes pour les différents canaux mesurés	72
2.12	Matrices de covariances des canaux mesurés	74
2.13	Capacité des canaux considérés	75
2.14	Matrices de couplage du modèle de Weichselberger	76
2.15	CDF des enveloppes des coefficients pour les différents modèles dans les canaux mesurés	77
2.16	Capacité moyenne pour les différents modèles dans les canaux mesurés	78
2.17	XPD et BPR du canal C-S+P en fonction de la distance	79
3.1	Emetteur du système développé	86
3.2	Les différentes stratégies de codage de la modulation 16-QAM	88
3.3	Ajout du préfixe cyclique au symbole OFDM	89
3.4	Structure des symboles et des trames OFDM	91
3.5	Le récepteur à décisions dures	94
3.6	Le récepteur itératif	95
3.7	La représentation en treillis	99
3.8	TEB obtenus pour le récepteur classique et différentes valeurs de N_r	101

3.9	TEB des différentes stratégies de codage de la modulation pour le récepteur à décisions dures et un canal de Rayleigh	102
3.10	TEB des différentes stratégies de codage de la modulation pour le récepteur itératif et un canal de Rayleigh	103
3.11	Comparaison des performances des différentes architectures considérées . . .	104
3.12	Gain en couverture radio pour le model COST231-HATA	105
3.13	TEB dans un canal de Rayleigh et dans un canal réel modélisé pour le récepteur itératif associé au codage pragmatique	106
3.14	Vidéos obtenues après transmission en simulation dans un canal réel modélisé	106
3.15	Influence d'une connaissance imparfaite du canal sur les performances des récepteurs	113
3.16	Comparaison des estimateurs ML et MMSE dans un canal de Rayleigh et un canal mesuré corrélé	114
3.17	TEB obtenus dans différents canaux de transmission	115
4.1	Structure de l'émetteur	122
4.2	Structure du récepteur	122
4.3	Effet d'une mauvaise synchronisation sur l'estimation du canal et du SNR .	124
4.4	Spectre du signal émis par une antenne	125
4.5	Signaux temporels émis et trigger	126
4.6	Temps de réponse des SMIQs au signal trigger	126
4.7	Effet de l'échantillonnage sur le spectre d'un signal en bande de base	128
4.8	Spectre d'un signal passe bande continu (a) et échantillonné (b)	129
4.9	Zone d'échantillonnage pour le système étudié	129
4.10	Effet de l'échantillonnage sur le spectre d'un signal bruité sans et avec filtrage	130
4.11	Méthode de détermination graphique de la fréquence d'échantillonnage . . .	131
4.12	La carte d'acquisition ICS 554B	132
4.13	Diagramme fonctionnel de l'ICS 554B	132
4.14	Rotation de la constellation avant correction de phase	134
4.15	Constellation après la correction de phase	135
4.16	Installation de l'émission	136
4.17	Le camion laboratoire équipé	137
4.18	Trajet suivi par le véhicule laboratoire	137
4.19	Effet d'une perte de synchronisation sur le SNR estimé	138
4.20	Exemple de canaux estimés	139
4.21	Matrices de corrélation du canal estimé	140
4.22	Taux d'erreurs binaires obtenus lors de transmission réelle	141
4.23	Les différents types de polarisation	158

Liste des tableaux

- 1.1 Les techniques MIMO existantes 30
- 1.2 Principales caractéristiques envisagées dans le standard IEEE 802.20 MBWA 37

- 2.1 Corrélation minimale, moyenne et maximale des différents canaux 73
- 2.2 Valeur moyenne des XPD et du BPR obtenus 76

Listes des Acronymes et Abréviations

CROMATICA	<i>CROwd MAnagement with Telematic Imaging and Commu- nication Assistance</i>
PRISMATICA	<i>PRo-active Integrated Systems for Security MAnagement by Technological, Institutional and Communication Assistance</i>
SAMSIT	<i>Système d'Analyse de Médias pour une Sécurité Intelligente dans les Transports Publics</i>
ETISEO	<i>Evaluation du Traitement et de l'Interprétation de Séquences Vidéo</i>
ESCORT	<i>Enhanced diversity and Space Coding for underground metrO and Railway Transmission</i>
EVAS	<i>Etude de systèmes de Vidéo et Audio Surveillance Sans fil</i>
BOSS	<i>On Board Wireless Secured Video Surveillance</i>
RATP	<i>Régie Autonome des Transports Parisien</i>
TETRA	<i>Terrestrial Trunked Radio</i>
WiFi	<i>Wireless Fidelity</i>
TESS	<i>Transport ESpace et Société</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communication</i>
GPRS	<i>General Packet Radio Service</i>
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunication Services</i>
WIMAX	<i>Worldwide Interoperability Microwave Access</i>
URC	<i>Urbanisme des Radio Communications</i>
MAC	<i>Medium Access Control</i>

SISO	<i>Single Input Single Output</i>
STC	<i>Space-Time Coding</i>
OSTBC	<i>Orthogonal Space Time Block Code</i>
STTC	<i>Space Time Trellis Code</i>
MU-MIMO	<i>Multi Users Multiple Input Multiple output Systems</i>
VMIMO	<i>Virtual Multiple Input Multiple Output Systems</i>
WPAN	<i>Wireless Personal Area Network</i>
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i>
WMAN	<i>Wireless Metropolitan Area Network</i>
WWAN	<i>Wireless Wide Area Network</i>
ETSI	<i>European Telecommunication Standards Institute</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
3GPP	<i>3rd Generation Partnership Project</i>
WiMAX	<i>Worldwide interoperability Medium Access</i>
EDGE	<i>Enhanced Data Rate for GSM Environment</i>
HSDPA	<i>High Speed Downlink Data Packet Access</i>
MBWA	<i>Mobile Broadband Wireless Access</i>
MC-CDMA	<i>Multi Carrier Spread Code Multiple Access</i>
Flash-OFDM	<i>Fast Low-latency Access with Seamless Handhoff Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
FDD	<i>Frequency Division Duplexing</i>
TDD	<i>Time Division Duplexing</i>

SVD	<i>Singular Value Decomposition</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
AOA	<i>Angle Of Arrival</i>
i.i.d.	<i>indépendant et identiquement distribué</i>
XPD	<i>Cross Polarisation Discriminant</i>
BPR	<i>Branch Power Ratio</i>
code RS	<i>code de Reed Solomon</i>
CC	<i>Code Convolutif</i>
STBC	<i>Space Time Bloc Code</i>
TFD	<i>Transformée de Fourier Discrète</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform, Transformée de Fourier rapide inverse</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform, Transformée de Fourier rapide</i>
ISI	<i>Inter Symbol Interference, interférence entre symboles</i>
ICI	<i>Inter Carrier Interference, interférence entre porteuse</i>
PC	<i>Préfixe Cyclique</i>
COFDM	<i>Coded OFDM</i>
PAPR	<i>Peak to average power ratio</i>
TEB	<i>Taux d'Erreurs Binaires</i>
RSB	<i>Rapport Signal sur Bruit</i>
CAN	<i>Convertisseur Analogique/Numérique</i>
DDC	<i>Digital Down Converter</i>

Introduction générale

Les systèmes de communication connaissent aujourd'hui des développements considérables afin de satisfaire des besoins en nouveaux services (voix, données, vidéo, vidéo interactive...) exigeant toujours plus de débit et de qualité de service. Le monde des transports n'échappe pas à cette tendance. Clients et opérateurs attendent de ces nouveaux services multimédia plus d'information, plus de convivialité mais aussi l'optimisation et la simplification de l'exploitation et de la maintenance. Pour ce faire, il convient de pouvoir communiquer, localiser et surveiller de façon conjointe en tout point et à tout instant. Des liens de communication robustes et parfois haut débit sont donc nécessaires entre les véhicules et l'infrastructure, entre les véhicules mais aussi à l'intérieur des véhicules. Afin de réduire les coûts de déploiement et d'exploitation de ces nouveaux systèmes de communication sans fil pour des applications transport, il convient de s'appuyer au maximum sur des standards existants ou à venir susceptibles de répondre aux contraintes économiques et techniques spécifiques de l'environnement transport. Nos travaux de thèse s'inscrivent dans une démarche générale de l'INRETS-LEOST visant la définition, la spécification et l'expérimentation de liens de communication très haut débit ou robustes disponibles à la fois pour les besoins de l'exploitation des réseaux et pour les occupants ou conducteurs du véhicule. Les recherches visent à contribuer à la conception d'émetteurs/récepteurs adaptés à la problématique des transports réalisant un bon compromis performances-complexité à des coûts de réalisation et de déploiement raisonnables.

Parmi les techniques innovantes permettant d'augmenter le débit ou la robustesse du lien, les techniques multi émetteurs, multi récepteurs plus connues sous l'acronyme MIMO (Multiple Input Multiple Output) sont apparues il y a quelques années. Elles reposent sur l'utilisation conjointe de réseaux d'antennes à l'émission et à la réception. Elles permettent l'amélioration des débits ou de la robustesse sans augmenter les puissances d'émission et les bandes de fréquences allouées. Les performances de ces systèmes sont largement dépendantes des propriétés du canal de propagation et ils ont d'abord été mis en oeuvre pour des applications "indoor". La connaissance et la modélisation du canal de propagation MIMO deviennent alors des étapes indispensables lors de l'analyse des performances d'une chaîne de transmission MIMO pour des applications "outdoor" en mobilité. De plus, le choix des traitements adaptés à ces canaux est une nécessité. Partant de ce constat, l'INRETS-LEOST contribue à ces recherches depuis 2001. En particulier, des liaisons s'appuyant sur les techniques MIMO semblent particulièrement pertinentes pour la retransmission de flux audio et vidéo depuis des véhicules de transport publics (bus, tramway, train, métro) vers

un poste de contrôle pour des applications de surveillance embarquée qui se développent aujourd'hui. Nos travaux de thèse se situent précisément sur cette thématique et ont été menés dans le cadre d'un travail en équipe en complémentarité avec ceux menés d'une part dans le projet EVAS (Etude de systèmes de Vidéo et Audio Surveillance Sans fil) soutenu par l'ANR pour le PREDIT (Programme de REcherche et d'Innovation dans les Transports), et d'autre part dans le programme ST2 (Sécurité dans les Transports Terrestres) en collaboration avec l'IEMN-DOAE et soutenu par la Région Nord Pas de Calais (co-financeur de cette thèse) et le FEDER.

Trois aspects importants ont été traités durant mes travaux de thèse : la caractérisation et la modélisation des canaux MIMO pour l'application visée, le développement d'une chaîne de transmission complète (Matlab et C) comportant plusieurs options algorithmiques, son évaluation en simulation et enfin la réalisation d'une chaîne de transmission réelle (C sous Linux) et sa mise en oeuvre lors de premiers essais grandeur nature dans la ville de Lille pour des transmissions entre le camion laboratoire de l'INRETS-LEOST et le beffroi de Lille.

Le premier chapitre de ce mémoire est consacré à la description du contexte de nos travaux. Les besoins de transmissions sans fil haut débit et robustes entre un véhicule de transport et une station de contrôle sont mis en évidence et différents projets traitant du problème de la surveillance embarquée dans les transports publics sont cités. Après avoir rappelé le principe des techniques MIMO, nous proposons un rapide tour d'horizon des recherches sur ce thème afin de positionner nos travaux. Enfin, nous décrivons les standards les plus récents de réseaux sans fils pour du haut débit en mobilité susceptibles de répondre à la problématique de ce travail de thèse. Le souci d'implémenter une solution préservant un compromis complexité/efficacité aussi proche que possible d'un standard a guidé notre choix vers le standard WIMAX 802.16d. La chaîne de simulation et la chaîne réelle que nous avons développées s'appuient sur la couche physique de ce standard.

Dans le second chapitre, nous abordons la caractérisation et la modélisation de canaux MIMO. Deux représentations du canal MIMO peuvent être considérées : classique et sous la forme de "canaux propres". Nous rappelons ensuite les différentes définitions de la capacité du canal et les facteurs qui influencent sa valeur. Un état de l'art de quelques méthodes de modélisation des canaux MIMO est ensuite présenté. Nous distinguons les modèles physiques et les modèles analytiques. En particulier nous mettons l'accent sur les modèles stochastiques faisant intervenir les facteurs régissant la capacité du canal. Nous détaillons également les méthodes de modélisation de la diversité de polarisation. Enfin, nous présentons la modélisation de différents canaux issus d'une campagne de mesures et nous comparons les performances des modèles stochastiques de Kronecker et de Weichselberger pour les trois canaux considérés.

Ces modèles de canaux sont ensuite considérés afin d'évaluer par des simulations la chaîne de transmission que nous détaillons dans le troisième chapitre. Les différents modules de l'émetteur et les deux récepteurs implémentés sont décrits et les choix algorithmiques

miques sont explicités. Les performances sont d'abord évaluées de façon classique en faisant l'hypothèse d'un canal de propagation connu à la réception. Un étage d'estimation du canal est ensuite introduit. Les estimateurs ML, LMMSE, LS et MAP sont comparés dans un canal MIMO de Rayleigh. L'impact de ce nouveau module sur les performances de différentes chaînes est analysé et conduit au choix de la chaîne finale. Enfin, les performances de la chaîne de transmission sélectionnée sont évaluées dans différents environnements de propagation à l'aide des modèles de canaux issus des mesures et d'un modèle de canal de Rice.

Afin de confronter les résultats obtenus en simulation avec la réalité, le quatrième chapitre est consacré à la description de la chaîne de transmission réelle développée ainsi qu'aux premiers essais dans la ville de Lille avec le camion laboratoire de l'INRETS-LEOST. Les caractéristiques techniques des différents matériels utilisés (générateurs, récepteurs, amplificateurs, pré-amplificateurs) sont présentées. Ensuite nous détaillons la méthode d'acquisition des signaux et explicitons les traitements de synchronisation et de correction de phase spécifiques à cette chaîne. Les conditions de mesure pour les premiers essais sont données et nous analysons le fonctionnement de la chaîne en conditions réelles ainsi que les performances observées lors de ces essais. Les résultats mettent une nouvelle fois en évidence les difficultés du passage des simulations aux essais réels et rappellent la nécessité d'une modélisation de l'ensemble des paramètres de la chaîne pour une évaluation correcte. Ce constat nous conduit à proposer plusieurs perspectives de recherches pour ce travail de thèse : une relative à la poursuite des investigations sur la caractérisation et la modélisation du canal de propagation MIMO, une autre visant à améliorer le fonctionnement de la chaîne réelle et enfin une dernière portant sur la mise en oeuvre de nouvelles méthodes pouvant améliorer les performances du système existant quelles que soient les conditions de propagation.

Chapitre 1

Les techniques MIMO pour des communications sans fil haut débit et robustes pour les transports

1 Les télécommunications sans fil pour les transports publics urbains

Avec le développement de l'électronique, de l'informatique et des télécommunications, les besoins en transmission dans les transports publics se sont multipliés dans le but 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 et ainsi de réduire l'impact des transports sur l'environnement. Aux besoins de transmissions liés à l'exploitation et à la maintenance, s'ajoutent aujourd'hui les besoins d'information et de services à destination des clients à tout moment. Il est aujourd'hui communément admis que ces services rendent les transports publics plus attractifs, favorisent les usages multimodaux et augmentent le sentiment de sécurité des clients des transports publics. Ces applications nécessitent des liens de transmission sans fil entre les véhicules de transport public et le sol, entre les véhicules eux-mêmes et à l'intérieur du véhicule.

La problématique de ce travail de thèse concerne la transmission sans fil de flux d'information depuis des autobus urbains vers un ou plusieurs postes de contrôle pour des applications de surveillance embarquée reposant sur la perception sonore et vidéo de l'intérieur des bus et le déclenchement d'alarmes. En effet, les actes de malveillance et les agressions sur les réseaux de transports publics ont augmenté ces dernières années. La détection et la combinaison de l'audio et de la vidéo permettent d'affiner la qualification d'événements à risque afin de les confirmer et de les localiser pour intervention (cris, bagarres, agressions, dégradations par "tagage" à la peinture ou dégradations des vitres). Cette gestion au plus près permet d'alerter sereinement les opérateurs de sécurité sur la décision la plus juste pour toute intervention.

Dans le passé, plusieurs projets ont clairement montré l'intérêt de la surveillance embarquée : CROMATICA (CROMATICA, *CROwd Management with Telematic Imaging and Communication Assistance*) [1], PRISMATICA (PRISMATICA, *PRo-active Integrated Systems for Security Management by Technological, Institutional and Communication Assistance*) [2]. De nombreux projets s'intéressent aujourd'hui à l'amélioration des techniques de perception en embarqué et dans les enceintes de transport. Nous pouvons citer les projets auxquels le laboratoire a pris ou prend une part active soit sur les aspects audio/vidéo, soit sur la partie télécommunications : SAMSIT (SAMSIT, *Système d'Analyse de Médias pour une Sécurité Intelligente dans les Transports Publics*) [3], ETISEO (ETISEO, *Evaluation du Traitement et de l'Interprétation de Séquences Vidéo*) [4], ESCORT (ESCORT, *Enhanced diversity and Space Coding for underground metrO and Railway Transmission*) [5], EVAS (EVAS, *Etude de systèmes de Vidéo et Audio Surveillance Sans fil*) [6], BOSS (BOSS, *On Board Wireless Secured Video Surveillance*) [7]. Dans tous ces projets, le point clef de ces systèmes de surveillance réside dans la nécessité de transmettre périodiquement, ou à la demande en cas d'alarmes, les informations issues des capteurs audio et vidéo. Pour ce faire il convient de disposer d'un lien de transmission sans fil capable de supporter des débits importants et d'offrir une qualité de service ne dégradant pas l'information transmise.

De nombreux systèmes dédiés à des flottes d'autobus ont déjà été testés. Le lien de communication entre le véhicule et l'infrastructure s'appuie sur des standards de communication existants. Citons à titre d'exemples :

- les systèmes AIGLE et ALTAÏR de la RATP (RATP, *Régie Autonome des Transports Parisien*) [8] qui utilisent un lien de communication de type TETRA (TETRA, *Terrestrial Trunked Radio*) ,
- les projets SECURBUS d'Integral Media à Belfort [9] et LOREIV à Marseille [10] pour lesquels un réseau TETRA ou TETRAPOL doit être déployé,
- En 2004, la RATP a présenté au salon des transports publics un projet d'autobus "communicant" possédant un lien de communication multiréseaux (GSM, GPRS, UMTS et WiFi (WiFi, *Wireless Fidelity*)) à l'intérieur du bus. Dans ce système développé en étroite collaboration avec Naxos et Cisco Systems, un routeur permettait de passer d'un réseau à un autre selon la disponibilité optimale. Cette solution permettait de limiter la coupure du lien. Par contre, l'utilisation conjointe de ces réseaux hétérogènes ne permet pas de garantir continuellement le débit nécessaire à une bonne qualité de service.
- La même année, le Projet TESS (TESS, *Transport ESpace et Société*) , dirigé par l'INRETS-LEOST [11] a aussi proposé un concept d'autobus communicant expérimenté à Lille avec des autobus de Transpole et exploitant la dualité offerte par des systèmes terrestres et satellitaires. Le lien terrestre utilisait le standard GSM-GPRS alors que le satellite GLOBALSTAR assurait le lien descendant satellitaire par ra-

diodiffusion. La dualité du système permettait la continuité du lien via un intergiciel spécifique qui permettait de mettre en attente les communications dans les zones de non disponibilité des systèmes. Un réseau Wifi était également déployé à l'intérieur du bus.

L'ensemble des résultats disponibles sur ces expérimentations confirme que les débits offerts par les standards de communication sans fil existants dans le sens véhicule vers infrastructure sont largement insuffisants si l'on veut transmettre de la vidéo de qualité. En outre, plusieurs états de l'art récents réalisés au laboratoire [12], [13] confirment que les systèmes existants tels que GSM-GPRS (GSM, *Global System for Mobile Communication*)-GPRS (GPRS, *General Packet Radio Service*), EDGE et UMTS (UMTS, *Universal Mobile Telecommunication Services*) n'offrent pas des débits suffisants en particulier sur le lien montant (autobus vers poste de contrôle) qui sera utilisé pour la transmission des données issues des capteurs audio et vidéo de façon périodique ou à la demande sur déclenchement d'une alarme.

Les recherches visant l'augmentation du débit dans le monde des télécommunications sans fils visent principalement à répondre aux besoins d'Internet sans fil haut débit. Les exigences de haut débit sont essentiellement satisfaites dans le sens descendant pour des besoins de téléchargement et notamment de nombreuses recherches tentent d'optimiser l'usage des ressources spectrales à certaines heures, donnant accès à des débits plus importants et à coûts réduits en dehors des heures de pointe pour du téléchargement ou des échanges multimédia.

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*) [14]. Plusieurs pistes de recherche prometteuses, visant à améliorer les débits, sont identifiées aujourd'hui :

- les techniques ultra large bande pour des liaisons courte portée,
- 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*) et les traitements associés.

Les récents standards émergents de type WMAN tels que la famille des standards WIMAX (WIMAX, *Worldwide Interoperability Microwave Access*) associent plusieurs de

ces pistes (OFDM, Multi-Utilisateurs, turbo codes, MIMO ...).

Depuis plusieurs années, une partie des recherches menées au LEOST ont pour but la définition, la spécification et l'expérimentation de liens de communication très haut débit des véhicules de transport vers l'infrastructure en exploitant les techniques et les traitements MIMO [15]. Ainsi, les travaux présentés dans ce mémoire s'inscrivent dans la continuité et en complémentarité des travaux menés par Jean-François Pardonche [16], dans le projet ESCORT et dans le projet EVAS. Ils constituent la base des recherches à venir dans les projets BOSS et URC (URC, *Urbanisme des Radio Communications*). Ces travaux de recherche ont pour but de contribuer à la conception d'émetteurs/récepteurs adaptés à la problématique des transports réalisant un bon compromis performances-complexité à des coûts de réalisation raisonnables.

2 Etat des recherches sur les techniques MIMO

Parmi les solutions technologiques qui répondent à des besoins de transmissions 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. Ces techniques reposent sur l'utilisation conjointe d'un réseau d'antennes à l'émission et à la réception qui améliorent les débits ou la robustesse sans augmenter les puissances d'émission et les bandes de fréquences allouées [17]. En outre, elles 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 (MAC, *Medium Access Control*). Ces techniques exploitent de façon conjointe la dimension temporelle ou fréquentielle des signaux et la dimension spatiale apportée par l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception. Les méthodes de traitement des signaux utilisées exploitent ces différentes dimensions ce qui permet d'atteindre des efficacités spectrales beaucoup plus importantes qu'avec des systèmes traditionnels SISO (SISO, *Single Input Single Output*) [18][17].

Un système MIMO est représenté schématiquement sur la figure 1.1.

L'objectif des systèmes MIMO est de tirer partie des trajets multiples dans le canal de propagation grâce à l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception associées à des traitements spécifiques. 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 [14]. Les signaux issus des N_t antennes d'émission 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 et est égal au $\min(N_t, N_r)$. La singularité du système provient alors de la dégénérescence de la matrice de canal due essentiellement à la présence de corrélation spatiale d'un trajet prépondérant ou à un phénomène appelé

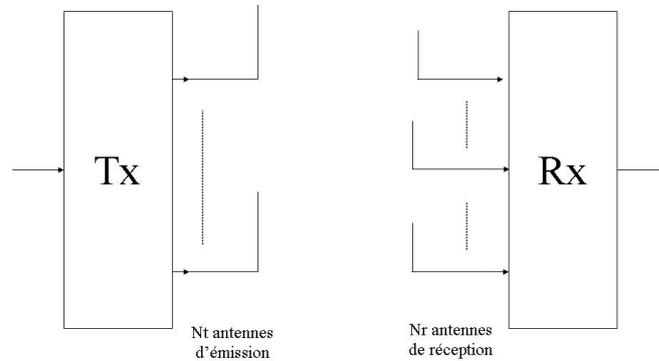


FIG. 1.1 – Représentation schématique d'un système MIMO

goulot d'étranglement. Nous reviendrons en détail sur ces aspects dans le chapitre suivant.

Dans les systèmes MIMO, les traitements sont implémentés soit côté émetteur, soit côté récepteur, soit des deux côtés simultanément. 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). 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. Le tableau (1.1) tiré de [14] présente les principales techniques étudiées aujourd'hui. Chacune d'elles permet d'améliorer soit le débit soit la robustesse du système. Un grand nombre de travaux sur les techniques MIMO portent sur les techniques de codage et de décodage spatio-fréquentiel et spatio-temporel, le précodage ou la pré-égalisation.

Le codage spatio-temporel (STC, *Space-Time Coding*) introduit simultanément dans les données de la redondance spatiale et temporelle. On distingue les codes en bloc des codes en treillis. Les premiers travaux sur les codes spatio-temporels en bloc ont été menés par S. Alamouti [19] sur les codes spatio-temporels en blocs orthogonaux (OSTBC, *Orthogonal Space Time Block Code*) . L'auteur a introduit le seul code de ce type de rendement unitaire. Ce code est cependant limité à l'utilisation de deux antennes d'émission. V. Tarokh [20][21] le généralisa par la suite de manière à augmenter le nombre d'antennes d'émission. En contre-partie de cette amélioration, le rendement n'est alors plus unitaire. Les codes spatio-temporels en treillis (STTC, *Space Time Trellis Code*) [20] sont une extension pour les systèmes MIMO des modulations codées en treillis utilisées en SISO. D'une manière générale ces types de codes spatio-temporels sont des cas particuliers des

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 orthogonal modulations codées temps-espace à diversité maximale modulations codées à dispersion linéaire modulations codées algébriques concaténation de codes Pré-codage
	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		égalisation techniques MIMO-OFDM bancs de filtres modulations codées temps-espace en bloc orthogonal

TAB. 1.1 – Les techniques MIMO existantes

codes à dispersion linéaire [22].

Le code d'Alamouti a l'avantage d'être simple à décoder et exploiter. De plus il offre le maximum de gain de diversité (gain=2) pour deux antennes d'émission et une antenne de réception. Cependant, lorsque le nombre d'antennes augmente en réception cette diversité diminue et le code n'est plus optimal. Les Golden codes [23] utilisant deux antennes à l'émission permettent de garder ce gain en diversité. Ils s'appuient sur la théorie des nombres et utilisent notamment le nombre d'or (Golden number) $\theta = \frac{1+\sqrt{5}}{2}$, une des racines du polynôme $\theta^2 - \theta - 1 = 0$. Les Golden codes ont été généralisés à un nombre plus important d'antennes d'émission (3,4 et 6) dans [24]. Ils sont alors connus sous le nom de codes parfaits spatio-temporels en bloc et sont valides pour $N_r \geq N_t$.

Les codes présentés ci-dessus imposent de connaître le canal de transmission à la réception pour être décodés. Un étage d'estimation du canal devient alors obligatoire. Lors de

la transmission de trames courtes (dans le cas du protocole IP par exemple), cette opération d'estimation devra être répétée de très nombreuses fois. La rapidité du système peut alors être considérablement réduite. Afin de s'affranchir de cette étape, de nombreux travaux portent actuellement sur les techniques différentielles et surtout sur les codes spatio-temporels non cohérents.

Les techniques différentielles reprennent le principe des modulations et codages différentiels existant pour les transmissions SISO. Elles peuvent nécessiter une connaissance partielle du canal [25]. Dans ce cas le codage évolue avec l'état du canal. En l'absence d'information sur le canal, il est possible d'appliquer les méthodes différentielles sur les blocs du code STBC [26].

Les codes non cohérents n'exploitent pas d'information sur le canal puisque les méthodes de construction ne le prennent pas en compte. Ils sont fondés sur l'utilisation de matrices unitaires. Deux approches existent : l'une s'appuie sur la théorie des groupes finis [27] ou infinis [28] et l'autre considère la théorie algébrique des codes cycliques [29]. Les recherches s'intéressent de plus en plus à ce type de codes très performants. Ainsi, lors d'une comparaison de codes cohérents et non cohérents dans un canal rapide sélectif en temps et en fréquence [30], il a été montré que les codes non cohérents peuvent être plus performants. Cependant, il faut noter que dans cette étude, la principale faiblesse des codes cohérents réside dans les erreurs fournies par l'estimateur de canal.

Une autre technique, le précodage, donne également lieu à de nombreuses recherches. Cette technique consiste à étaler les symboles à transmettre. En pratique, si le vecteur \mathbf{x} représente les symboles à transmettre, il est multiplié par une matrice de précodage. Le résultat est un nouveau vecteur \mathbf{x}' dont chaque élément contient une contribution des symboles originaux. Cette opération peut être vue comme un codage en bloc de rendement unitaire qui transforme la constellation. Avec cette technique, plusieurs répliques du symbole peuvent subir des dégradations différentes. Il est alors possible en les recombinaison d'obtenir un gain en diversité de codage [31]. Ces méthodes peuvent être appliquées pour différents types de canaux même si ceux-ci sont destructeurs pour les systèmes MIMO. La différence se fera lors de la construction de la matrice de précodage. De plus, ces techniques peuvent se combiner avec du codage spatio-temporel. Des exemples sont proposés pour des canaux corrélés ou de Rice dans [32][33][34].

Les systèmes MIMO décrits en début de section correspondent à une liaison point à point. De nouvelles approches pour les systèmes MIMO multi-utilisateurs (MU-MIMO, *Multi Users Multiple Input Multiple output Systems*) et les réseaux MIMO virtuels (VMIMO, *Virtual Multiple Input Multiple Output Systems*) sont apparues et les travaux à ce sujet sont de plus en plus nombreux. La figure (1.2) montre les différentes architectures possibles pour ces systèmes.

Les systèmes MU-MIMO sont la transposition des techniques MIMO aux liaisons point à multipoints. Ainsi, en considérant une station de base supportant plusieurs antennes et

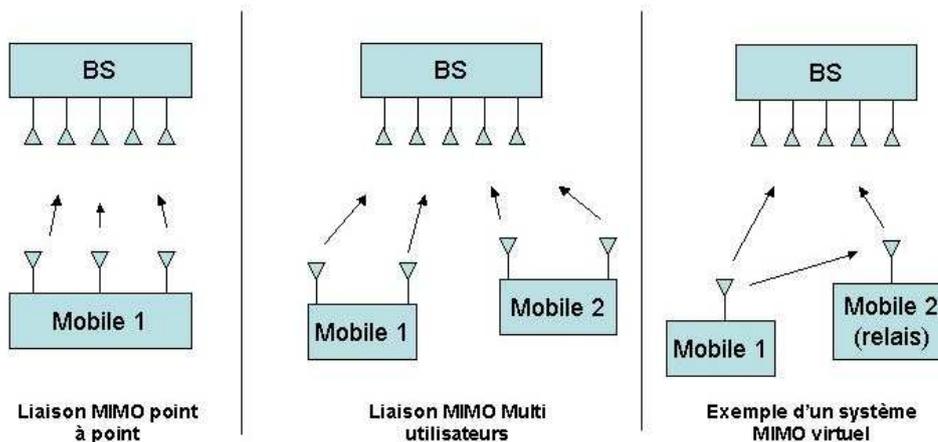


FIG. 1.2 – Les différents systèmes MIMO

plusieurs utilisateurs munis chacun d'un mobile à une antenne, il est possible d'assimiler le système global à un système MIMO. Les utilisateurs sont alors traités simultanément et la station de base utilise des méthodes de détection MIMO afin de les distinguer les uns des autres. Le système peut également être étendu à des utilisateurs possédant plusieurs antennes. Pour ces systèmes, les techniques de formation de faisceaux et de précodage peuvent être utilisées. Dans le cas de la formation de faisceaux, les techniques reposent essentiellement sur la transformation et la répartition des données sur les différentes antennes de manière à modifier le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes et favoriser ainsi une ou plusieurs directions de propagation. Ces techniques ont l'avantage d'améliorer les communications avec les utilisateurs possédant un lien de faible qualité. Leur optimisation demande la connaissance parfaite de l'information du canal à l'émetteur. Cette contrainte implique l'existence d'un lien retour de débit potentiellement important. Néanmoins, certaines méthodes exploitent une information partielle sur le canal ou quantifient cette information afin de réduire le volume de données à transmettre [35].

Lorsque le lien de communication entre le mobile et la station de base est obstrué ou inexistant, il est aussi possible d'améliorer la communication en s'appuyant sur un réseau MIMO virtuel. L'utilisation d'un autre mobile ou d'une borne radio spécifique servant de relais peut être une solution tout comme la constitution d'un réseau MIMO coopératif.

Dans la première approche, la station de base ou le mobile vont se servir d'un autre utilisateur afin d'assurer ou d'améliorer la qualité de communication entre eux. Même si chacun d'entre eux ne possède qu'une seule antenne, le système ainsi formé peut alors être considéré comme un réseau MIMO virtuel et traité comme tel [36]. Il a été démontré dans [37] que cette méthode apporte un gain substantiel pour la capacité. De plus, en cas d'obstruction du canal de propagation entre le mobile et la station de base, la communication reste active via le relais existant.

La seconde approche est plus complexe à mettre en œuvre car elle nécessite une coopération entre plusieurs stations de base. Elle concerne plus particulièrement le lien descendant de la transmission. La coopération entre les stations de base permet l'utilisation des techniques de codage spatio-temporel distribuées (entre les stations de base) afin d'augmenter la robustesse et le débit du lien [38]. Ce type de codage permet ainsi d'appliquer directement les techniques de codage MIMO en réduisant la corrélation du canal grâce à la distance entre les stations de base.

Nous ne nous attarderons pas plus sur ces systèmes MIMO particuliers puisque dans cette thèse nous considérons un lien de communication point à point. Les différents utilisateurs accèdent à la station de base en utilisant des techniques d'accès classiques notamment du type TDMA ou FDMA. Cependant, ces techniques semblent particulièrement prometteuses pour des applications transports.

Dans nos travaux, nous recherchons la création d'un lien de communication robuste. Le canal est connu uniquement à la réception grâce à un étage d'estimation du canal. L'augmentation de la robustesse permet de satisfaire un des deux objectifs suivants : à puissance d'émission équivalente, il est possible d'augmenter soit la qualité de service (diminution du taux d'erreurs), soit la portée du système (pour un taux d'erreurs équivalent). Dans ce dernier cas, le nombre de stations d'émission/réception fixes peut ainsi être diminué, réduisant d'autant les coûts de déploiement du système. Dans ces travaux nous poursuivons indifféremment l'un ou l'autre des deux objectifs, le choix sera à faire lors du déploiement du réseau et fonction de son utilisation.

En outre, notre volonté de développer un système quasi temps réel pour l'application envisagée demande la mise en œuvre d'un système de complexité réduite afin de garantir une rapidité d'exécution suffisante. Le rapport complexité/performances donne aujourd'hui l'avantage aux codes STBC orthogonaux dont l'algorithme de décodage possède une complexité moindre. Ces codes génèrent, à partir de $N_s = N_t$ symboles, des codes orthogonaux de rendement $\frac{N_s}{N_k}$ sous la forme d'une matrice de dimension $N_t \times N_k$, où N_t représente le nombre d'antennes à l'émission et N_k le nombre de temps symbole nécessaire à la constitution du code. Afin de lutter contre la sélectivité fréquentielle du canal, la pertinence des techniques MIMO-OFDM est aujourd'hui largement démontrée, l'OFDM facilitant l'égalisation fréquentielle des signaux en réception. Nous allons maintenant présenter brièvement les principales caractéristiques des réseaux sans fil existant ou en cours de standardisation afin d'explicitier les choix effectués dans ce travail.

3 Les standards de réseaux sans fil pour du haut débit en mobilité

3.1 Classification des systèmes

La communication et l'échange d'informations sont devenus des outils indispensables de notre vie quotidienne privée ou professionnelle. Les systèmes radio connaissent aujourd'hui un essor considérable avec le développement de la radiodiffusion numérique, de la téléphonie sans fil terrestre ou satellite, des réseaux locaux haut débit sans fil et plus généralement du concept "d'objets mobiles communicant" et des réseaux ad hoc. 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 [16]. Une classification possible des systèmes sans fil s'appuie sur la taille de la couverture radioélectrique qui permet de distinguer les différents réseaux sans fil, chacun répondant aux besoins d'applications différentes :

- Les réseaux personnels (WPAN, *Wireless Personal Area Network*) (de quelques mètres jusqu'à une centaine de mètres)
- Les réseaux locaux (WLAN, *Wireless Local Area Network*) (jusqu'à plusieurs centaines de mètres)
- Les réseaux métropolitains (WMAN, *Wireless Metropolitan Area Network*) (jusqu'à une vingtaine de kilomètres)
- Les réseaux étendus ou cellulaires (WWAN, *Wireless Wide Area Network*) (jusqu'à plusieurs dizaines de kilomètres)

Les différents standards de communication se répartissent selon cette classification. Deux principaux organismes de standardisation existent : l'institut européen de standardisation des télécommunications (ETSI, *European Telecommunication Standards Institute*) et l'institut des ingénieurs en électricité et électronique à influence américaine (IEEE, *Institute of Electrical and Electronics Engineers*) . Ces deux instituts permettent une harmonisation des moyens de communication sur leurs zones géographiques d'influence. Leurs travaux sont de plus en plus collaboratifs afin de permettre une harmonisation des systèmes de communication plus grande ou de permettre une compatibilité entre les standards. La figure (1.3) présente la répartition des principaux standards existant ou émergeant actuellement.

Chaque standard se caractérise en général par sa portée, son débit, la sécurité offerte et le coût d'exploitation. Lors de la sélection d'un standard pour satisfaire les besoins d'une application donnée, il convient de prendre en compte tous ces paramètres. En particulier, au regard de l'application envisagée dans ce travail, il n'est raisonnablement pas possible d'envisager l'utilisation de réseaux personnels compte tenu de leur portée trop réduite.

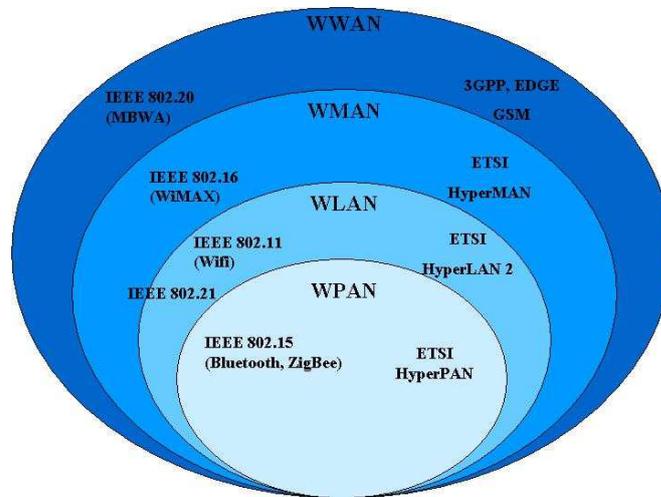


FIG. 1.3 – Classification de quelques standards de communication sans fil

Dans les réseaux WLAN, la norme IEEE 802.11 couramment appelé WiFi pourrait être une bonne candidate puisqu'elle offre des débits intéressants, que les coûts sont aujourd'hui très faibles et que les versions récentes du standard (802.11p et 802.11r) prennent en compte la mobilité. Les débits peuvent atteindre 54 Mbps pour le 802.11g à 5,8 GHz. Il est prévu des débits de l'ordre de 190 Mbps pour la norme IEEE 802.11n qui prend en compte les techniques MIMO-OFDM afin d'être plus robuste et d'offrir des débits bien plus importants. A noter que cette norme n'est toujours pas figée. En outre, les portées possibles à 5,8 GHz en urbain (de l'ordre de 300 m) compte tenu des puissances d'émission autorisées permettent difficilement d'envisager un déploiement de ce standard à un coût raisonnable pour l'application visée dans ce travail compte tenu de la taille d'un réseau d'autobus urbain et des distances parcourues. Par ailleurs, un tel déploiement demanderait l'ajout d'une couche "signalisation" plus élaborée autorisant les handovers entre points d'accès radio et aussi une sécurisation poussée du système. Il convient cependant de noter que des systèmes de communication sans fil pour des applications de contrôle-commande dans les métros s'appuient sur ces standards. Les autres standards de télécommunication candidats sont donc les réseaux susceptibles de couvrir naturellement des zones géographiques plus importantes et notamment les réseaux de type WMAN ou WWAN.

Parmi les réseaux métropolitains et étendus, trois standards se démarquent :

1. La troisième génération de téléphonie mobile, l'UMTS (3GPP, *3rd Generation Partnership Project*) ,
2. La norme IEEE 802.20 ou MBWA,
3. La norme IEEE 802.16 (WiMAX, *Worldwide interoperability Medium Access*) ,

L'UMTS est un standard pour un réseau cellulaire de type étendu. Il correspond à la nouvelle génération de téléphonie mobile exploitée actuellement et dite de 3ème génération. Le déploiement de ce standard a connu des débuts difficiles mais il prend de plus en plus d'ampleur. Le principal frein à son développement est le coût du matériel et de son déploiement, le coût des services offerts et leur viabilité économique face par exemple au système EDGE(EDGE, *Enhanced Data Rate for GSM Environment*) offrant quasiment les mêmes services à des coûts moindres. Le deuxième frein au développement de l'UMTS est le développement rapide des prochaines générations et d'un prétendant possible à sa succession, la norme IEEE 802.20. L'UMTS peut offrir des débits très importants (2 Mbps sur le lien descendant) et encore plus dans sa version HSDPA (HSDPA, *High Speed Down-link Data Packet Access*). Cependant, pour tous ces systèmes, les débits réels sont loin d'atteindre les débits théoriques [12] et ils sont optimisés pour des applications Internet et n'offrent donc pas des débits intéressants pour l'application visée sur le lien montant. Voilà pourquoi les standards MBWA et le WiMAX nous ont semblé être des candidats potentiellement plus intéressants.

3.2 La norme IEEE 802.20

Le standard IEEE 802.20 MBWA (MBWA, *Mobile Broadband Wireless Access*) est un standard pour un réseau de communication sans fil métropolitain. La bande de fréquences des 3 GHz (sous les 3,5 GHz) [39] est aujourd'hui préconisée en Europe. Ce réseau de communication est entièrement conçu sur une architecture IP et doit autoriser des interopérabilités avec d'autres réseaux tel que le WiFi. Il est dédié et optimisé pour le transport et les services IP dans le cadre d'une mobilité pouvant atteindre 250 km/h. Les applications prévues sont essentiellement les services multimédia. Un des principes de son développement est la réduction des coûts de déploiement et d'exploitation afin de fournir au client un système plus accessible que l'UMTS. Bien qu'étant un réseau métropolitain, son coût et les performances attendues font que certains le considèrent comme un remplaçant ou une alternative sérieuse à la 3G. Les principales caractéristiques envisagées au début du développement du standard sont résumées dans le tableau 1.2 issu de [40]. Cependant les développements récents du standard laissent penser que les performances peuvent être encore supérieures [41].

Le standard IEEE 802.20 n'est pas encore abouti et a pris du retard. Cependant, il est possible de dégager quelques orientations technologiques des travaux réalisés :

- L'utilisation de modulations multiporteuses tel que le Flash-OFDM ou le MC-SCDMA,
- La possibilité d'utiliser des techniques MIMO,
- L'utilisation de codes LDPC pour l'étage de codage canal.

Le standard IEEE 802.20 se veut un système à large bande. Le type de modulation n'est pas encore défini, certains soutenant le MC-SCDMA (MC-CDMA, *Multi Carrier Spread Code Multiple Access*) et d'autres le Flash-OFDM (Flash-OFDM, *Fast Low-latency Access with Seamless Handoff Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). Cette dernière tech-

TAB. 1.2 – Principales caractéristiques envisagées dans le standard IEEE 802.20 MBWA

Caractéristique	Objectif
Vitesse supportée	jusqu'à 250 km/h
Efficacité spectrale	> 1 b/s/Hz/cell
Débit maximal utilisateur (Downlink)	> 1 Mbps pour un canal de 1.25 MHz de bande
Débit maximal utilisateur (Uplink)	> 300 kbps pour un canal de 1.25 MHz de bande
Largeur de bande	1.25 MHz, 5 MHz
Fréquence maxi du spectre	< 3.5 GHz
Techniques d'accès	FDD (Frequency Division Duplexing) TDD (Time Division Duplexing)

nique semble la plus plausible. Elle est basée sur l'OFDM et des techniques sur les couches protocolaires supérieures. Des essais réels effectués avec cette méthode par T-Mobile ont permis d'atteindre 5,3 Mbps et 1,8 Mbps respectivement sur les liens descendant et montant [42]. Des solutions techniques existent aujourd'hui mais sont propriétaires et non compatibles entre elles. Le standard supportera également la technologie MIMO. C'est la première fois que ces techniques sont autant étudiées dans le développement d'un standard de communication. En particulier plusieurs études ont porté sur la modélisation du canal et les codages spatio-temporel ou spatio-fréquentiel [43][44][45]. Les débits annoncés sont de l'ordre de 1 Mbps ce qui semble limité pour l'application visée dans ce travail de thèse.

3.3 Le WiMAX ou les normes IEEE 802.16x

Le standard IEEE 802.16x définit un réseau sans fil de type métropolitain intéressant vu les débits annoncés et la couverture radioélectrique possible. Il connaît aujourd'hui un grand engouement de la part des industriels et des opérateurs de télécommunications. Ce standard est aujourd'hui communément appelé WiMAX, nom désignant en réalité le consortium travaillant sur le sujet et poussant à une interopérabilité entre les différentes versions existantes. En parallèle du développement du WiMAX, les coréens ont développé un autre réseau WMAN, le WiBRO. Dans sa première phase celui-ci se rapprochait du système chinois et était incompatible avec le WiMAX. Une deuxième phase est maintenant en route afin d'harmoniser le WiBRO et le WiMAX.

La première version 802.16 du standard parue en 2001 fonctionne dans la gamme de fréquence des 10-60 GHz pour des communications en ligne de vue. Les amendements suivant l'ont étendu à des applications sans trajet direct du signal (NLOS, Non Line Of Sight) dans la gamme de fréquence des 2-11 GHz (802.16a en 2003). La version 802.16e sortie en 2005 doit fonctionner dans la gamme 2-6 GHz. Actuellement le standard est donné en Europe pour la gamme de fréquences inférieures à 11 GHz. Ce standard prévoit trois types

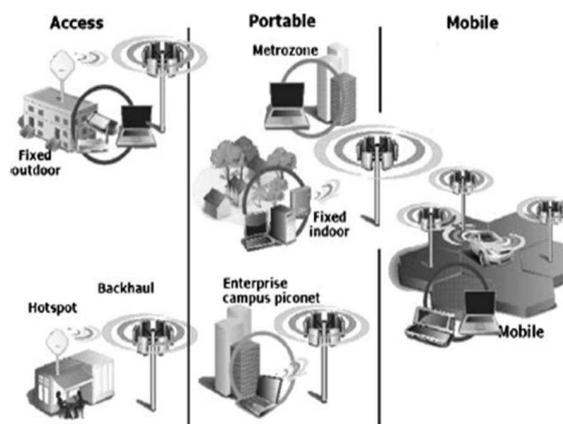


FIG. 1.4 – Application du WiMAX

d'applications : les applications outdoor fixes (du type Internet haut débit sans fil), des applications outdoor-indoor fixes et des applications nécessitant de prendre en compte la mobilité. Ces trois types d'applications sont définis respectivement par les trois groupes IEEE 802.16a (2003), IEEE 802.16d (2004) et IEEE 802.16e (2006). La figure (1.4) issue de [41] représente ces applications.

La principale application à laquelle le WiMAX se destine est l'offre à un accès Internet haut débit pour des zones rurales ou urbaines, en mobilité ou non. Un débit de 75 Mbps peut être atteint pour une station de base avec 20 MHz de bande et dans les meilleures conditions de propagation. Dans la réalité, des débits de 11 Mbps sont plutôt envisageables. La couverture radio maximale envisagée est de 50 km (cas idéal avec un débit réduit). Cependant, pour un environnement sans visibilité directe (NLOS), la taille typique des cellules serait de 5 à 15 km. Afin de s'adapter à un environnement NLOS, plusieurs techniques sont préconisées : l'OFDM, le découpage en sous-canaux, l'utilisation d'antennes directives, l'exploitation de la diversité en émission et en réception, l'utilisation de modulations adaptatives, les techniques de codage canal et les techniques de contrôle de la puissance. Enfin les techniques d'accès multiples classiques FDD (FDD, *Frequency Division Duplexing*) et TDD (TDD, *Time Division Duplexing*) sont supportées.

La norme IEEE 802.16a est aujourd'hui la plus aboutie pour des applications outdoor pour des vitesses inférieures à 100 km/h, c'est pourquoi nous l'avons choisie au départ comme base pour l'application développée dans le cadre de cette thèse. Le standard IEEE 802.16a est optimisé pour des transmissions outdoor dans le cas NLOS et dans la bande des 2-11 GHz. La liaison proposée est de type point à multipoints. Trois couches physiques principales sont possibles :

- Simple porteuse (Single Carrier, PHY-SCa),
- OFDM (PHY-OFDM),

– OFDMA (PHY-OFDMA).

Toutes les couches utilisent des techniques de multiplexage de type TDD et FDD. Elles se différencient essentiellement par la modulation et le type d'accès multiple. Les différentes couches possibles peuvent coexister et seront utilisées en fonction de l'application.

Sur la couche physique PHY-SCa, l'accès multiple est géré par du TDMA. Les modulations utilisées sont variables (QPSK, 16QAM, 64QAM) selon la robustesse du lien souhaitée. Le codage canal est la concaténation série d'un code de Reed Solomon et d'un code convolutif qui peuvent être séparés par une opération d'entrelacement. L'utilisation des modulations codées en treillis est suggérée en option.

La couche PHY-OFDMA se fonde sur une modulation OFDM mais l'accès multiple est du type OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access). Le signal comporte 2048 sous-porteuses divisées en 32 sous-canaux. 48 sous-porteuses sont destinées aux données. La méthode d'accès multiple revient à assigner à chaque utilisateur un jeu de sous-porteuses du signal OFDMA. Le codage canal de cette couche physique associe un code de Reed Solomon et un code convolutif.

La couche PHY-OFDM est celle qui a retenu notre attention. En effet, l'utilisation de l'OFDM permet d'obtenir des débits intéressants. De plus, associée aux techniques MIMO possibles dans le standard, la robustesse du lien dans un environnement urbain sera augmentée. La couche PHY-OFDM utilise le TDMA comme technique d'accès multiple et repose sur une forme d'onde OFDM à 256 sous-porteuses. Les 192 sous-porteuses destinées aux données sont modulées en QPSK, 16-QAM ou 64-QAM (en option). Le choix de la modulation se fait en fonction du débit et de la robustesse souhaités. Cette modulation est précédée d'un codage canal.

Dans la version 802.16d, la couche PHY-OFDM s'est imposée comme la plus convaincante, alors que dans la version 802.16e l'OFDMA semble avoir les faveurs des constructeurs. En pratique, les premiers équipements WiMAX utilisaient essentiellement la technologie 802.16a dont les composants sont rapidement arrivés sur le marché. Mais la tendance est maintenant au WiMAX Mobile dont le potentiel d'utilisation est grandissant. Aussi les premiers systèmes propriétaires sont apparus avant même la fin de la standardisation. On peut citer les systèmes iBurst de Arraycomm mais également les équipements de Flarion ou de WiLAN [41].

Dans nos travaux, nous nous intéressons à une liaison point à point entre un bus et une station de base. Les différents bus accéderont à celle-ci par les techniques d'accès classiques de type TDD ou FDD proposées par le standard. Aussi, en l'absence d'information précise sur la norme IEEE 802.16e, les normes IEEE 802.16a ou d semblent les meilleures candidates pour notre étude. La modulation OFDM offrant un meilleur potentiel qu'une modulation mono-porteuse, notre intérêt s'est porté sur les couches l'utilisant. Nous avons donc choisi de nous baser sur la couche physique OFDM de la spécification IEEE 802.16d qui est sensiblement identique à la couche OFDM du 802.16a.

4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons brièvement présenté les principaux projets connus qui s'intéressent à la transmission d'informations audio et vidéo depuis des autobus ou des trains pour des applications de surveillance embarquée. Les résultats obtenus dans ces projets illustrent bien le besoin de solutions innovantes afin de répondre aux besoins spécifiques des transports en adaptant les protocoles de transmission pour garantir des délais de connexion et de transmission, mais surtout afin d'augmenter 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. Les caractéristiques des systèmes MIMO sont ensuite présentées de façon simple et un bref état des recherches sur ces techniques est réalisé et propose un panorama non exhaustif des techniques présentées dans la littérature. Nous avons en particulier donné les caractéristiques principales des techniques de codage spatio-temporel en bloc, en treillis ou de précodage.

Nous désirons exploiter les techniques MIMO avec un standard existant afin de réduire les coûts pour l'opérateur de transport. Une rapide présentation de ces techniques a été réalisée. En partant d'une classification des systèmes sans fil fonction de l'étendue de la zone de couverture radioélectrique, une description des standards les plus récents et susceptibles de répondre à la problématique de ce travail de thèse est ensuite proposée. L'accent a été mis sur les normes IEEE 802.20 (MBWA) et IEEE 802.16 (WiMAX). Les avantages et inconvénients des systèmes dans le contexte traité sont soulignés. Le souci d'implémenter une solution préservant un compromis complexité/efficacité aussi proche que possible d'un standard a guidé notre choix vers l'utilisation de la spécification 802.16d (2004) du WiMAX. La chaîne de simulation et la chaîne réelle que nous avons développées s'appuient sur la couche physique OFDM de ce standard.

La connaissance du canal de propagation est fondamentale pour l'analyse de performances d'un système de transmission. Le deuxième chapitre de ce mémoire est donc consacré à la description des phénomènes physiques du canal de propagation qui vont influencer les performances des systèmes MIMO. Nous présentons également leur prise en compte à travers plusieurs types de modèles de canal susceptibles de traduire le plus fidèlement possible les caractéristiques de l'environnement de l'application traitée dans ce travail de thèse.

Bibliographie

- [1] J.P. Deparis, L. Khoudour, D. Aubert, and R. Lioni. Outils télématiques pour l'amélioration des transports publics. exemple du projet cromatica. *Recherche Transports Sécurité (RTS) - spécial Transports Intelligents*, 62, 1999.
- [2] P. Lagrange, L. Khoudour, and Velastin S. & al. Final technical report, project prismatica. Technical report, Contract N° : GRD1, 2000 - 10601, Deliverable D18, 141 pages, mai 2003.
- [3] Consortium Projet SAMSIT. Rapport final, december 2005.
- [4] Rapport final (à paraître). Consortium Projet ETISEO - Programme Techno-Vision - Ministère de la Recherche, 2006.
- [5] M. Berbineau, M. Engels, M. Chenu-Tournier, L. Castedo, P. Crespo, P. Degauque, and P. Morgand. D6021 - final report escort - ist 1999-20006, " enhanced diversity and space coding for uunderground metro and railway transmission ". Technical report, Consortium ESCORT, novembre 2002.
- [6] M. Berbineau, G. Moniak, H. Dumortier, M. Chenu-Tournier, S. Ambellouis, and J. Besnard. Mise en IJuvre d'une chaîne de transmission réelle mimo entre un autobus et une station de contrôle distante et surveillance audio - rapport d'avancement à mi-parcours. Technical report, Projet EVAS- Ministère de la recherche, december 2005.
- [7] Annexe technique projet celtic. Programme EUREKA, Mai 2006.
- [8] M. Berbineau & Al. State of the art report. Projet ESCORT IST 1999-20006, D2011, 2001.
- [9] projet securbus. Journée technique " Sécurité dans les transports terrestres " d'Integral Média, march 2002.
- [10] Y. David, Y. Robin-Jouan, and M. Heddebaut. Communication avec les mobiles : application au trafic et aux transports routiers. Collections du Certu, mars 2001.
- [11] S. Ambellouis and M. Berbineau. TESS : Transports collectifs de voyageurs et de marchandises avec des véhicules qui communiquent. In *les fiches de l'INRETS*, number 2 in Les réseaux de transport et les servives. INRETS, 2004.
- [12] Intelligent integration of railway systems - project no. pl 012526 - deliverable d3d4.1 - gsm-r alternative study. Version officielle à paraître en Janvier 2007.
- [13] M. Berbineau, M. Chennaoui, Ch. Gransart, H. Afifi, J.M. Bonnin, D. Sanz, R. Couverture, and D. Duchange. High data rate communications with high speed trains

- dream or reality ? - user requirements and technical state of the art - projet predict train-ipsat. Synthèse INRETS N° 52, Décembre 2006.
- [14] P. Guguen. *Techniques multi-antennes émission-réception - Applications aux réseaux domestiques sans fil*. PhD thesis, thesis of the Institut national des sciences appliquées de Rennes, 2003.
 - [15] M. Berbineau & Al. Rapport d'évaluation du leost 2002-2005, Décembre 2005.
 - [16] J.F. Pardonche. *Systèmes de transmission sans fil multi-émetteurs multi-recepteurs pour des applications transpots. Etude des modèles de canaux de propagation*. PhD thesis, Thesis of Université de Lille 1, 2004.
 - [17] G.J. Foschini and M.J. Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Communications*, 6(3), 1998.
 - [18] G.J. Foschini. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas. *Bell Labs Technical journal*, 1(2), 1996.
 - [19] S. Alamouti. A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications. *IEEE Journal on Select Areas in Communications*, 16(8) :1451–1458, october 1998.
 - [20] 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*, 44(2) :744–765, 1998.
 - [21] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank. Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs. *IEEE Trans. on Information Theory*, 45(5), 1999.
 - [22] B. Hassibi and B.M. Hochwald. High rate code that are linear in space and time. *IEEE Trans. in Information Theory*, 48(7), 2002.
 - [23] J-C. Belfiore, G. Rekaya, and E. Viterbo. The golden code : a 2×2 full rate space time code with non vanishing determinants. *IEEE Trans. in Information Theory*, 51(4), 2005.
 - [24] K Ogier, G. Rekaya, J-C. Belfiore, and E. Viterbo. Perfect space time block codes. *submitted to IEEE Trans. in Information Theory*, 2006.
 - [25] *Differential space-time modulation with transmit-beamforming for correlated MIMO fading channels*, volume 4, april 2003.
 - [26] M. Tao and P.Y. Kam. Analysis of differential orthogonal space time block codes over semi identical mimo fading channel. In *Proc. of IEEE International Conference on Communication*, volume 10, june 2006.
 - [27] B. Shokrollahi, B. Hassibi, B.M. Hochwald, and Sweldens W. Representation theory for high rate multiple antenna code design. *IEEE Trans. on Information Theory*, 47(6), september 2001.
 - [28] Y. Jing and B. Hassibi. Three transmit antenna space time codes based on $su(3)$. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 53(10), october 2005.

- [29] F. Oggier. First applications of cyclics algebras to non coherent mimo channel. In *Allerton Conference*, 2005.
- [30] B. Le Saux, H elard M., and Bouvet P-J. Comparaison de techniques mimo coherentes et non coherentes sur canal rapide selectif en frequence. In *Proc. of Manifestation des Jeunes Chercheurs francophones dans les domaines des STIC*, november 2005.
- [31] J. Le Masson. *Système de transmission avec précodage linéaire et traitement itératif - Application à l'OFDM et aux techniques MIMO*. PhD thesis, Thesis of Université de Bretagne-Sud, France, 2005.
- [32] J. Aktar and D. Gesbert. A closed-form precoder for spatial multiplexing over correlated mimo channels. In *Proc. of IEEE Global Telecommunications Conference*, volume 4, december 2003.
- [33] A. Hjørungnes, J. Aktar, and D. Gesbert. Precoding for space time block codes in (non-) kronecker correlated mimo channels. In *Proc. of the 12th European Signal Processing Conference*, september 2004.
- [34] A. Hjørungnes and D. Gesbert. Precoded orthogonal space time block codes over correlated rician MIMO channels. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 55(2), february 2007.
- [35] V. Raghavan, R.W. Heath, and J.A.M Sayeed. Systematic codebook designs for quantized beamforming in correlated mimo channels. *To appear in IEEE Journal on Selected Area in Communications*, 2007.
- [36] C.b. Chae, T. Tang, R.W. Heath, and S. Cho. Mimo relaying with linear processing for multiuser transmission in fixed relay network. *To appear in IEEE Trans. in Signal Processing*, february 2006.
- [37] B. Wang and J. Zhang. Mimo relay channel and its application for cooperative communication in ad hoc networks. In *Proc. of Allerton conference on signal processing*, 2003.
- [38] H. Skjervling, D. Gesbert, and A. Hjørungnes. Precoded distributed space-time block codes in cooperative diversity-based downlink. *submitted to IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2006.
- [39] S Kapoor, J.L. Fan, J Wilson, and R. Arefi. Mobile Broadband Wireless Access Air Interface Desired Characteristics. Contributions IEEE C802m-ecsg-02/02, IEEE Executive committee study group on MBWA, 2002. <http://grouper.ieee.org/groups/802/mbwa>.
- [40] W Rausch, I Kelly, J Landon, J. Humbert, C. Seagren, D. McGinnis, D. Gal, E. Pit-tanpalli, A. Tee, N. Mansour, S. Dennett, J. Cleveland, J. Tomcik, A. Wiczorek, and S. Migaldi. IEEE 802.20 System Requirements Document - Baseline Text Proposal . Contributions IEEE C802.20-04-44, IEEE Working group on MBWA, 2004. <http://grouper.ieee.org/groups/802/20>.
- [41] Deepak Pareek. The business of wimax. John Wiley and Son LTD, ISBN-13 978-0-470-02691-5 (HB), ISBN-10 0-470-02691-X (HB).

- [42] F. Pujol. Broadband wireless access, potential for mobile wimax and alternative bwa technologies. iDate, 2006.
- [43] I. Sohn, H. Lee, and J. Young Ahn. Comparison of SFBC and STBC for Transmit Diversity in OFDM System. Contributions IEEE C802.20-03/49, IEEE Working group on MBWA, 2003. <http://grouper.ieee.org/groups/802/20>.
- [44] Working Group On Channel Model. Channel Models for IEEE 802.20 MBWA System Simulations-Rev 03 . Contributions IEEE C802.20-03/92, IEEE Working group on MBWA, 2003. <http://grouper.ieee.org/groups/802/20>.
- [45] G.D. Golden. Channel Models and Performance Implications for OFDM-based MBWA. Contributions IEEE C802.20-03/48, IEEE Working group on MBWA, 2003. <http://grouper.ieee.org/groups/802/20>.

Chapitre 2

Le canal de propagation MIMO

1 Introduction

L'augmentation des besoins en débit pour des applications transports se heurte généralement aux contraintes de robustesse des liaisons et à la nature des canaux de propagation qui influent sur les performances du système de communication. En outre, de façon à minimiser les coûts de déploiement, il convient de chercher à minimiser le nombre de stations d'émission/réception fixes grâce à des solutions permettant d'accroître la couverture radioélectrique sans augmenter la puissance émise et en préservant une qualité de service équivalente. Les systèmes MIMO sont une solution possible à ces contraintes. Leurs performances sont largement dépendantes du degré de diversité (espace, fréquence, polarisation) dans le canal de propagation. La connaissance et la modélisation du canal de propagation MIMO sont donc des étapes indispensables lors de l'analyse des performances d'une chaîne de transmission MIMO afin de valider les différents choix à toutes les étapes du processus de réalisation. Nous nous attachons ici à la modélisation de la configuration traitée dans ce mémoire : une station d'émission-réception fixe placée sur un point haut d'une zone urbaine permettant de couvrir les zones de circulation de plusieurs lignes d'autobus dans un milieu urbain dense comme illustré sur la figure (2.1).

Plusieurs familles de modèles MIMO existent dans la littérature. Dans [1] une comparaison de différents modèles est proposée afin d'évaluer leur pertinence à traduire le degré de corrélation spatiale dans le canal. Dans [2] des modèles prenant en compte la géométrie des diffuseurs fixes et mobiles sont étudiés. Plus récemment [3] et [4] analysent la prise en compte de la diversité de polarisation dans les modèles de canal.

Ce chapitre est consacré à la description de quelques modèles connus aujourd'hui dans le but de les utiliser dans l'environnement spécifique transport dans lequel le système étudié sera déployé. La première partie rappelle les principaux phénomènes physiques intervenant dans un canal de propagation et la représentation mathématique des canaux MIMO qui conduit à leur modélisation. Les différents paramètres du canal influençant les performances des systèmes MIMO exprimées par la capacité du canal sont décrits dans

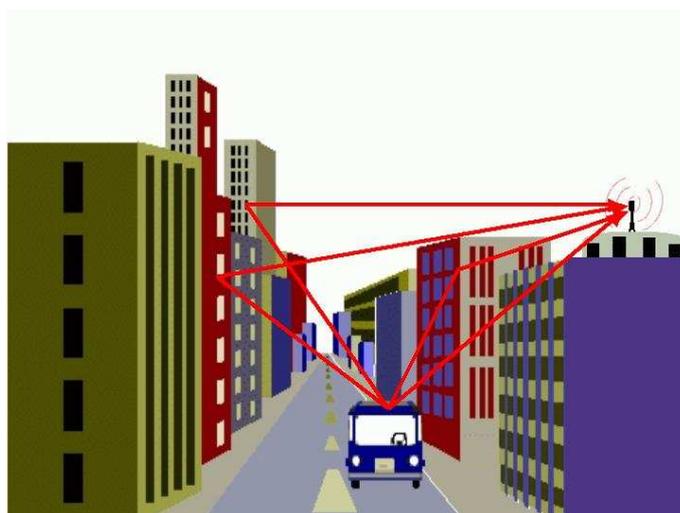


FIG. 2.1 – Exemple de positionnement typique pour la ville de Lille

la deuxième partie. Enfin, la dernière partie du chapitre présente différentes familles de modèles et leurs principes de construction. Plusieurs modèles utilisés pour les simulations présentées dans le troisième chapitre de ce mémoire sont explicités et nous présentons leurs caractéristiques notamment la capacité en fonction du rapport signal sur bruit.

2 Phénomènes physiques caractéristiques d'un canal de propagation

Dans un système de transmission SISO, les différents obstacles présents entre l'émetteur et le récepteur (vallonnement du terrain, bâtiments, végétation...) entraînent des perturbations du signal de différentes natures. Ces perturbations sont liées aux phénomènes physiques mis en jeu, à savoir la réflexion sur les surfaces lisses, la transmission (ou réflexion) à travers les parois, la diffraction par les arêtes ou les sommets et la diffusion par les végétaux ou les surfaces rugueuses. La direction de l'onde ainsi que l'amplitude, la phase et la polarisation sont affectées par ces phénomènes [5] qui génèrent des trajets multiples du signal entre l'émetteur et le récepteur. De plus, de façon proportionnelle à la vitesse avec laquelle le mobile se déplace, des décalages fréquentiels appelés décalages Doppler sont introduits sur chaque trajet arrivant sur l'antenne de réception et conduisent à un spectre Doppler qui affecte le signal en réception. Ce phénomène de trajets multiples détermine les principales propriétés du canal de propagation radioélectrique à savoir [5] :

- la variabilité temporelle due aux modifications dynamiques de l'environnement de propagation ;
- la variabilité spatiale qui traduit un comportement différent du canal de propagation lorsque l'émetteur et le récepteur sont mobiles. Elle se traduit par les variations à grande échelle et à petite échelle du signal (slow and fast fadings) ;

- la sélectivité en fréquence directement liée au phénomène de multitrajets et illustrée par la réponse impulsionnelle ou la fonction de transfert du canal selon que l'on se place dans l'espace des temps ou des fréquences.

Dans un environnement de propagation quelconque, les différentes répliques du signal générées par les multitrajets sont plus ou moins corrélées en temps, en fréquence ou dans l'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 et la mise en œuvre des traitements adaptés permettent de tirer partie de ces différentes diversités. Comparativement aux techniques SISO, les techniques MIMO exploitent avant tout une dimension supplémentaire du canal de propagation : la dimension spatiale qui peut être caractérisée par la corrélation spatiale dans le canal. 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. Les variations de polarisation du signal influent également sur le degré de corrélation du canal.

3 Représentation mathématique du canal MIMO

Pour 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 [6]. Le nombre de ces modes propres $\leq \min(N_t, N_r)$ dépend du degré de corrélation entre les $N_r \times N_t$ canaux SISO élémentaires. N_t et N_r sont respectivement le nombre d'antennes à l'émission et à la réception.

3.1 Représentation classique du canal MIMO

Le canal MIMO pour un système à N_t antennes d'émission et N_r antennes de réception peut se décrire comme $N_t \times N_r$ canaux SISO parallèles. Chacun de ces canaux SISO correspond au canal élémentaire entre chaque couple d'antenne (R_{x_1}/T_{x_2}) , x_1 variant de 1 à N_r et x_2 variant de 1 à N_t . Chaque sous canal SISO peut être caractérisé par sa réponse impulsionnelle. Celle-ci peut alors être modélisée ou mesurée de façon indépendante comme pour les canaux SISO.

D'après cette description, le canal MIMO prend une forme matricielle. 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 .

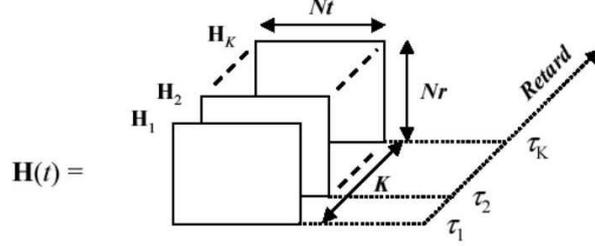


FIG. 2.2 – Représentation du canal MIMO en présence de plusieurs trajets principaux

$$\mathbf{H}(t) = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k \delta(t - \tau_k) \quad (2.1)$$

$\mathbf{H}(t)$ est la matrice de taille $N_r \times N_t$ représentant le canal caractérisé par K trajets principaux. \mathbf{H}_k est la matrice ($N_r \times N_t$) des coefficients complexes des réponses impulsionnelles à l'instant τ_k .

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \cdots & h_{1,N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,1} & \cdots & h_{N_r,N_t} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Cette représentation est un modèle de type ligne à retards où les coefficients d'atténuation sont les matrices \mathbf{H}_k [7]. La figure (2.2) 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. Le signal reçu $\mathbf{r}(t)$ s'exprime selon 2.3 :

$$\mathbf{r}(t) = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k \cdot \mathbf{e}(t - \tau_k) + \mathbf{b}(t) \quad (2.3)$$

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 variant au cours du temps. En supposant que le canal est 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 2.4. Cette hypothèse d'un canal quasi-statique est utilisée dans le reste de l'exposé. Elle est justifiée par la durée des symboles OFDM ($16 \mu s$) considérée et comparée aux retards dans le canal de propagation qui sont en milieu urbain souvent compris entre 20 et 50 ns.

$$\mathbf{R} = \mathbf{H}\mathbf{E} + \mathbf{B} \quad (2.4)$$

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. Le détail de cette normalisation est présenté en annexe 1. Les principales caractéristiques sont résumées ci-après :

- les matrices de canal \mathbf{H} sont normalisées de telle sorte que la puissance moyenne de leurs coefficients 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 :

$$\mathbf{R} = \sqrt{\rho}\mathbf{H}\mathbf{E} + \mathbf{B} \quad (2.5)$$

Le système MIMO ainsi normalisé est représenté par la figure (2.3) :

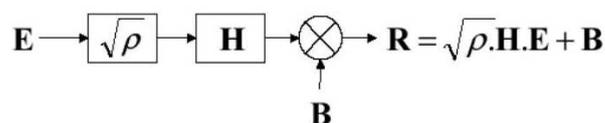


FIG. 2.3 – Représentation normalisée du canal MIMO

3.2 Représentation du canal MIMO par décomposition en canaux propres

La représentation classique du canal présentée dans le paragraphe précédent repose sur une description du canal par $N_t \times N_r$ 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, 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 [8], [9]. Le canal MIMO apparaît comme une application linéaire du signal émis \mathbf{E} vers le signal reçu \mathbf{R} . La décomposition en valeurs singulières [10] de la matrice \mathbf{H} permet de diagonaliser le système d'équations 2.5. Dans la suite de l'exposé, nous utilisons le terme SVD (SVD, *Singular Value Decomposition*) qui désigne la décomposition en valeurs singulières du canal MIMO qui permet de

diagonaliser la matrice \mathbf{H} . Ainsi, si \mathbf{H} est une matrice de taille $N_r \times N_t$, sa décomposition prend la forme de l'équation 2.6.

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \Lambda \mathbf{V}^H \quad (2.6)$$

L'opérateur \mathbf{X}^H produit la matrice conjuguée et transposée de \mathbf{X} (symétrie hermitienne). Les matrices \mathbf{U} et \mathbf{V} sont des matrices unitaires. Elles vérifient :

$$\mathbf{U} \mathbf{U}^H = \mathbf{I}_{N_r} \quad (2.7)$$

$$\mathbf{V} \mathbf{V}^H = \mathbf{I}_{N_t} \quad (2.8)$$

La matrice Λ est une matrice diagonale de dimension $N_r \times N_t$. Elle contient les n valeurs singulières réelles positives ou nulles $\lambda_i^{1/2}$ de la matrice de canal \mathbf{H} . Les λ_i sont les valeurs propres de la matrice $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$.

Le nombre de valeurs singulières non nulles r correspond au rang $r_{\mathbf{H}}$ de la matrice \mathbf{H} . Nous définissons :

$$\Lambda = \text{diag}(\lambda_1^{1/2}, \lambda_2^{1/2}, \dots, \lambda_n^{1/2}) \quad (2.9)$$

$$\lambda_1^{1/2} \geq \lambda_2^{1/2} \geq \dots \geq \lambda_n^{1/2} \geq 0 \quad (2.10)$$

$$r_{\mathbf{H}} = \min(N_r, N_t) \quad (2.11)$$

où l'opérateur $\text{diag}(a_1, a_2, \dots, a_n)$ produit une matrice diagonale dont les éléments de la diagonale prennent les valeurs a_1, a_2, \dots, a_n . La fonction $\min(a, b)$ retourne a si $a \leq b$ sinon b . A partir de cette description, les coefficients h_{ij} de \mathbf{H} s'expriment comme la somme de r canaux indépendants.

$$h_{i,j} = \sum_{k=1}^r \lambda_k^{1/2} u_{ik} v_{jk}^* \quad (2.12)$$

où v_{ik}^* est le conjugué de v_{ik} .

Cette décomposition du canal en valeurs singulières permet de représenter le canal de propagation comme n canaux totalement décorrélés et de coefficients de transfert $\lambda_i^{1/2}$ (i variant de 1 à n). La valeur de ces coefficients dépend du degré de corrélation et du rang de la matrice de canal \mathbf{H} . Plus la corrélation entre les canaux augmente, plus leurs valeurs tendent vers 0.

La décomposition en valeurs singulières fournit une représentation équivalente à la représentation classique du canal de propagation. Les coefficients de transfert conservent donc la même puissance totale. Cette représentation est plus complexe que la représentation classique. Cependant, la matrice Λ s'analyse rapidement et offre la possibilité de caractériser facilement le canal. A l'aide de cette décomposition, le système MIMO peut être réorganisé selon la figure (2.4). Elle montre alors qu'au plus r_H antennes reçoivent un signal. Les autres antennes, associées à des valeurs singulières nulles, sont considérées comme ne recevant que du bruit. Cette interprétation simplifie le système.

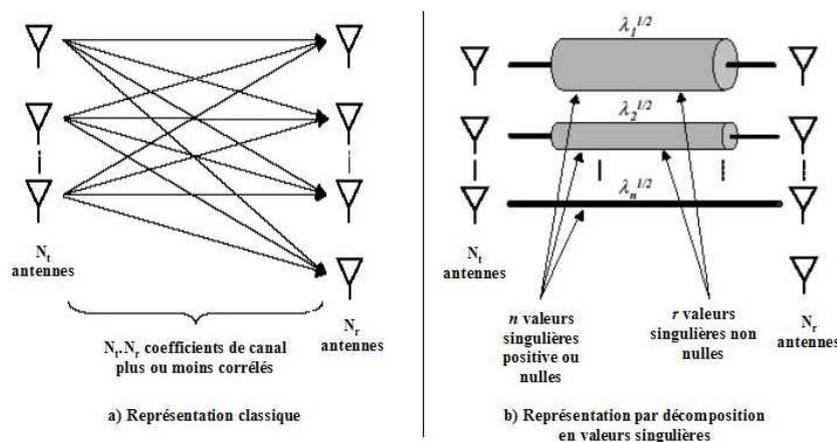


FIG. 2.4 – Représentation du canal MIMO

4 Capacité d'un canal MIMO

4.1 Définition générale de la capacité

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 [6]. L'entropie et l'information mutuelle mesurent la quantité d'information contenue dans un message [11]. 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 :

$$I(x, y) = \sum_{x \in \chi, y \in \xi} P_{x,y}(x, y) \log \frac{P_{x,y}(x, y)}{P_x(x)P_y(y)} \quad (2.13)$$

où $\chi = \{x : P_x(x) \neq 0\}$ et $\xi = \{y : P_y(y) \neq 0\}$

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 :

$$C = \max_{P_x} (I(x, y)) \quad (2.14)$$

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 2.15 en reprenant le modèle

normalisé présenté précédemment :

$$\mathbf{r}(t) = \sqrt{\rho}\mathbf{H}\mathbf{e}(t) + \mathbf{b}(t) \quad (2.15)$$

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.

Les transmissions de données se font le plus souvent par salves dont la durée est supposée suffisamment courte pour que le canal soit considéré comme constant. A partir du comportement du canal durant cette durée, plusieurs définitions de la capacité peuvent être données [12]. Nous nous plaçons ici dans le cas où l'émetteur ne possède aucune connaissance du canal.

- Lorsque \mathbf{H} est déterministe, une capacité instantanée C correspondant à une réalisation de \mathbf{H} est définie.

$$C = \log_2 (\det [\mathbf{I}_{N_r} + \rho\mathbf{H}\mathbf{H}^H]) \quad (2.16)$$

- Lorsque \mathbf{H} varie aléatoirement et suffisamment rapidement pour que la capacité instantanée évolue autour d'une valeur moyenne constante, la capacité moyenne est considérée.

$$C_{moy} = E[C] \quad (2.17)$$

- Lorsque \mathbf{H} varie aléatoirement de façon quasi-statique (le canal est constant durant une salve, puis change), il est préférable de considérer 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. Elle se représente à l'aide des fonctions de répartition cumulatives des capacités obtenues.

Le détail des expressions de ces différentes capacités à partir de la matrice \mathbf{H} est donné dans [1]. La capacité s'exprime aussi directement en s'appuyant sur la décomposition en valeurs singulières du canal selon 2.18 [1].

$$C = \sum_{k=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{\rho\lambda_k}{N_t} \right) \quad (2.18)$$

Cette relation montre clairement que la valeur de la capacité dépend du nombre et des amplitudes des valeurs singulières. La détermination de la capacité repose donc sur la connaissance de la distribution de ces valeurs et dépend fortement des propriétés du canal de propagation. Elle dépend aussi du nombre d'antennes utilisées et augmente avec celui-ci.

4.2 Paramètres affectant la capacité d'un canal MIMO

La capacité du canal dépend fortement de trois paramètres : la corrélation spatiale, la présence ou non du trajet direct et la polarisation des signaux. Dans les paragraphes qui suivent nous allons détailler ces trois phénomènes et leurs influences respectives. Nous montrerons ensuite comment ces différents paramètres seront pris en compte dans les modèles de canal MIMO.

a) Influence de la corrélation spatiale

L'exploitation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception ajoute la dimension spatiale au canal de propagation. Cette nouvelle dimension peut se caractériser directement à l'aide de la corrélation spatiale du canal définie comme la corrélation entre chaque sous-canaux SISO formé par les couples d'antennes (T_x, R_x) . Dans un canal non sélectif en fréquence, la corrélation spatiale du canal ou corrélation spatiale totale s'exprime alors selon (2.19).

$$\mathbf{R}_{\mathbf{H}} = E [\text{vec}(\mathbf{H})\text{vec}(\mathbf{H})^H] \tag{2.19}$$

où $\mathbf{x} = \text{vec}(\mathbf{X} = [\mathbf{abc}]) = \begin{bmatrix} \mathbf{a} \\ \mathbf{b} \\ \mathbf{c} \end{bmatrix}$.

La corrélation spatiale du canal dépend de nombreux facteurs : l'espacement entre les antennes, les angles de départ et d'arrivée des signaux, l'étalement angulaire associé et lié à la distribution des obstacles/diffuseurs dans l'environnement. Ainsi, pour une même puissance émise ou reçue, plus l'espacement entre les antennes est important, plus la corrélation diminue. L'influence de l'étalement angulaire va dans le même sens. On considère donc souvent qu'un espacement de quelques λ (la longueur d'onde) suffit au niveau du mobile pour obtenir une faible corrélation. En revanche, côté station de base où la puissance est plus élevée, un espacement de 10λ est préférable. Ces grandeurs sont indicatives et dépendent de la place réellement disponible pour les réseaux d'antennes à l'émission et à la réception.

Hormis la corrélation totale du canal, la corrélation à l'émission, la corrélation à la réception et la corrélation interne du canal peuvent également être considérées.

Les corrélations à l'émission \mathbf{R}_{T_x} et à la réception \mathbf{R}_{R_x} caractérisent la corrélation du point de vue de l'émetteur et du récepteur. Elles se définissent respectivement par les relations (2.20) et (2.21).

$$\mathbf{R}_{T_x} = E [\mathbf{H}^H \mathbf{H}] \tag{2.20}$$

$$\mathbf{R}_{R_x} = E [\mathbf{H} \mathbf{H}^H] \tag{2.21}$$

La corrélation interne du canal ne peut pas s'exprimer à partir des représentations du canal définies précédemment. Cependant, elle apparaît dans certains modèles de canal qui seront décrits par la suite. La corrélation interne traduit la corrélation qui se crée lors de la propagation du signal. Elle dépend directement de l'environnement de propagation, de sa richesse en diffuseurs, de leur position dans l'espace et de la distance émetteur/récepteur.

Les matrices de corrélation telles que définies ci-dessus ne font pas apparaître l'information de puissance dans le canal. C'est pourquoi, il est courant de caractériser la corrélation à l'aide des matrices de covariance. La relation entre les deux représentations est définie par (2.22).

$$\text{cor}(a, b) = \frac{\text{cov}(a, b)}{\sigma_a \sigma_b} = \text{cov}\left(\frac{a}{\sigma_a}, \frac{b}{\sigma_b}\right) \tag{2.22}$$

où $\text{cor}(a, b)$ est la corrélation entre a et b , $\text{cov}(a, b)$ est la covariance entre a et b et σ_a et σ_b représente les puissances respectives de a et b .

b) Influence d'un trajet prépondérant

La présence d'un trajet prépondérant conduit à une modification des propriétés de la liaison. Les coefficients de la matrice suivent alors une distribution de Rice et non plus une distribution de Rayleigh. Dans ce cas, il convient de distinguer les zones de faible et fort rapport signal sur bruit (SNR, *Signal to Noise Ratio*). Pour de forts rapports signal sur bruit, la composante spéculaire n'a pratiquement aucun effet sur la capacité. Les composantes hors visibilité assurent seules le rang plein de la matrice. Pour de faibles rapports signal sur bruit, la composante moyenne conditionne l'expression de la capacité et conduit à une dégénérescence de la matrice du canal. La prépondérance du trajet principal par rapport aux autres se caractérise par le facteur K de Rice. Ce facteur est égal au rapport entre la puissance du trajet prépondérant et la puissance des autres trajets.

c) Influence de la diversité de polarisation

La diversité de polarisation est utilisée depuis longtemps dans les systèmes cellulaires afin d'améliorer les performances en réception des stations de base. Des travaux récents montrent l'intérêt de son utilisation dans les systèmes MIMO afin de limiter l'encombrement des antennes ou de pallier un manque de diversité spatiale [13].

Des études se sont intéressées à l'influence des diversités spatiales, de polarisation et angulaire et à leurs performances dans un système MIMO. Dans [14], l'utilisation de chaque diversité en réception est analysée dans un environnement outdoor urbain. Cette étude s'appuie sur une campagne de mesures. Le degré de diversité est quantifié à partir des fonctions de distributions cumulatives des coefficients d'enveloppe de la matrice de canal. Les résultats obtenus montrent que la diversité de polarisation en réception peut offrir de meilleures performances que les autres diversités si l'émetteur est polarisé horizontalement. Les diversités de polarisation et spatiale ont des performances proches et supérieures à celles de la diversité angulaire pour de longue distance (1 et 2,6 km). La diversité spatiale possède un léger avantage pour une distance émetteur/récepteur de 2,6 km.

D'autres études tentent de caractériser le canal de propagation utilisant la diversité de polarisation. D'un point de vue théorique, Liang Dong *et al* [15] analyse la capacité d'un canal MIMO 3×3 en présence de diversité de polarisation. La capacité du canal obtenue en présence de diversité de polarisation est plus importante dans un environnement outdoor urbain qu'en indoor ($\leq 1dB$) ou en outdoor suburbain (environ $1dB$). La capacité du canal avec uniquement de la diversité de polarisation est supérieure à celle utilisant la diversité d'agencement (patern diversity) en "indoor", "outdoor urbain" et "suburbain".

4.3 Conclusion

Nous avons rappelé les différentes représentations possibles d'un canal MIMO ainsi que les différentes expressions de la capacité du canal et les principaux paramètres qui l'influencent jouant un rôle prépondérant dans les performances globales du système. La

capacité du canal dépend fortement de la corrélation du canal et donc de l'environnement de propagation et de la configuration du système (nombre d'antennes, espacement entre les antennes, position des diffuseurs à l'émission et à la réception...). La totale décorrélation du canal ne suffit pas à garantir une capacité importante. Le rang de la matrice est prépondérant et peut être affecté par la présence d'un trajet direct. La corrélation du canal de propagation peut être la cause de la dégénérescence de la matrice. Une forte corrélation interne traduit un goulot d'étranglement dans l'environnement de propagation et conduit à une réduction du rang et donc de la capacité du canal. Cependant, le cas d'un canal de rang 1 et totalement décorrélé reste un cas théorique et n'a jamais été observé dans la réalité. Nous allons maintenant présenter quelques modèles MIMO parmi les plus utilisés dans la littérature qui permettent de traduire de façon plus ou moins simple les différents paramètres influençant les performances des systèmes MIMO.

5 Modèles de canal MIMO

L'évaluation des nouveaux systèmes de transmission en simulation nécessite de disposer de modèles de canaux représentant le plus fidèlement le médium de transmission et capables de traduire les principaux phénomènes physiques influençant les performances. Cet exercice de modélisation est un axe de recherche très actif pour les systèmes MIMO. De nombreux modèles existent ainsi que plusieurs classifications. Certains modèles, souvent appelés modèles physiques reposent sur une description géométrique très fine des environnements de propagation, d'autres appelés modèles analytiques s'attachent à décrire de façon statistique certaines propriétés du canal telle que la corrélation.

5.1 Les modèles physiques

a) L'approche déterministe et semi déterministe

Dans cette approche, le modèle s'obtient par traitement déterministe des paramètres du canal de propagation et des phénomènes de propagation. Ces modèles se distinguent par la méthode utilisée [16] pour les générer. Ils sont construits soit à partir de réponses impulsionnelles issues de campagnes de mesure à grande échelle, soit à partir de réponses impulsionnelles obtenues par des outils de type tracé ou lancer de rayons. Les modèles déterministes ont l'avantage de pouvoir traduire fidèlement la réalité grâce à une bonne description de l'environnement de propagation. En contrepartie ils ne sont pas flexibles puisque l'environnement doit être modélisé à chaque variation. En outre, l'obtention des réponses impulsionnelles nécessite des temps de calcul souvent importants ou de nombreuses campagnes de mesures.

Dans [17], les auteurs cherchent à évaluer le niveau de détail nécessaire à la description de l'environnement de propagation pour des transmissions à l'intérieur des bâtiments. Ils évaluent aussi bien la description géométrique de l'environnement que sa description électrique. Les auteurs ont montré que dans certaines conditions de propagation, il est possible de réduire le détail de la description. Cette observation permet ainsi de réduire

le temps de calcul dans certaines configurations. Cependant, l'absence de trajet direct ou l'augmentation de la distance émetteur/récepteur implique l'augmentation du niveau de détails nécessaire. On peut donc penser que pour des transmissions en extérieur, il est nécessaire de garder un niveau de détail élevé.

En parallèle de ces méthodes, se développent des approches dites semi déterministes [18][19] dans lesquelles un paramètre du modèle varie statistiquement. Une méthode consiste ainsi à faire varier la position des antennes d'émission et de réception dans un périmètre défini. Cette variation peut être strictement aléatoire ou décrite par une loi statistique donnée. Il en résulte un modèle plus général pour l'environnement de propagation. Cependant, le problème de cette méthode est la définition du périmètre dans lequel les antennes doivent évoluer. En effet, d'une part cette surface doit être suffisamment grande pour être intéressante statistiquement, d'autre part elle doit être limitée afin d'avoir une évaluation correcte liée à l'environnement local invariant.

b) L'approche stochastique géométrique

Dans cette approche, la position des diffuseurs présents dans l'environnement de propagation est décrite à l'aide de lois statistiques. De nombreux modèles stochastiques géométriques sont décrits dans la littérature pour différentes configurations [20]. Parmi les modèles existants, nous distinguons dans ce mémoire les modèles à anneaux, le modèle électromagnétique et le modèle à diffuseurs distribués.

Les modèles à un et deux anneaux

Pour les modèles à un anneau [21] et deux anneaux [2] les diffuseurs autour du mobile et de la station de base sont disposés sur des anneaux. La figure (2.5) représente l'environnement de transmission. Le modèle à un anneau est bien adapté pour des communications de type cellulaire. Le modèle à deux anneaux est une extension de ce modèle pour des environnements confinés. Dans ce schéma, T_p est la p ième antenne au niveau de la station de base, R_n est la n ième antenne au niveau du mobile, D est la distance entre le mobile et la station de base, R est le rayon du cercle sur lequel les diffuseurs se situent, θ est l'angle de départ du signal entre le mobile et le diffuseur $S(\theta)$, α est l'angle d'arrivée du signal issu du diffuseur (AOA, *Angle Of Arrival*) à la station de base et γ représente l'étalement des AOA.

Si Δ diffuseurs $S(\theta_\delta)$ ($\delta = 1 \dots \Delta$) sont considérés pour le modèle à un anneau et Δ_1 (station de base) et Δ_2 (mobile) pour le second modèle, la réponse impulsionnelle complexe du canal entre les antennes T_p et R_n , $h_{p,n}$ s'écrit respectivement selon les équations 2.23 et 2.24.

$$h_{p,n} = \frac{1}{\sqrt{\Delta}} \sum_{\delta=1}^{\Delta} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (D_{T_p \rightarrow S(\theta_\delta)} + D_{S(\theta_\delta) \rightarrow R_n}) + j\phi(\theta_\delta)} \quad (2.23)$$

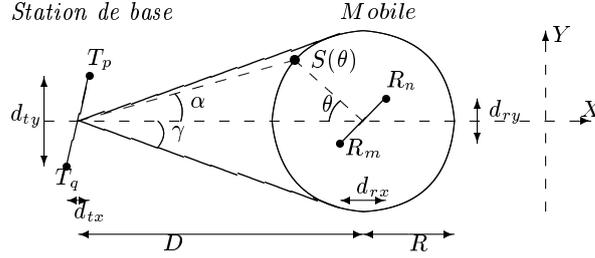


FIG. 2.5 – Modèle de canal à 1 anneau

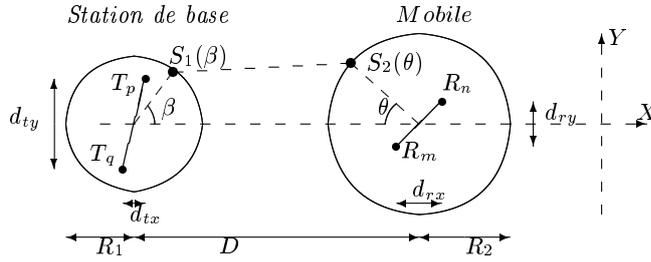


FIG. 2.6 – Modèle de canal à 2 anneaux

$$H_{p,n} = \frac{1}{\sqrt{\Delta_1 \Delta_2}} \sum_{\delta=1}^{\Delta_1} \sum_{l=1}^{\Delta_2} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (D_{T_p \rightarrow S_1(\beta_\delta)} + D_{S_1(\beta_\delta) \rightarrow S_2(\theta_l)} + D_{S_2(\theta_l) \rightarrow R_n}) + j\phi_1(\beta_\delta) + j\phi_2(\theta_l)} \quad (2.24)$$

$D_{X \rightarrow Y}$ représente la distance entre l'objet X à l'objet Y , λ est la longueur d'onde, ϕ_1 et ϕ_2 des décalages de phase.

Ces deux modèles font l'hypothèse de l'absence de visibilité directe entre le mobile et la station de base. Tous les trajets reçus ont la même puissance. Ces modèles ne prennent en compte ni la mobilité, ni la polarisation des signaux. Dans les premières versions du modèle, la position des diffuseurs selon les angles de départ suivait une distribution uniforme. Des études récentes ont montré que l'utilisation des distributions de Von Mises pour les angles de départ est plus adaptée [22] [23]. Enfin, dans le modèle à un anneau chaque rayon subit une seule réflexion alors que pour le modèle à deux anneaux, deux réflexions sont prises en compte. Afin de prendre en compte de façon plus rigoureuse les phénomènes de réflexion, de polarisation et la mobilité, des modèles dits "électromagnétique" sont apparus dans la littérature.

Les modèles électromagnétiques

Ces modèles, présentés par Thomas Svantesson dans [24] et [25] prennent en compte aussi bien les propriétés du canal de propagation que celles des antennes dont la polarisation. Un modèle pour des communications microcellulaires se rapprochant du modèle à un anneau est présenté dans [24]. Son extension à un modèle à deux anneaux est présentée

dans [25]. Les diffuseurs sont distribués uniformément à l'intérieur d'une sphère centrée sur le mobile. L'interaction entre les différents diffuseurs est intentionnellement négligée par l'auteur. Les diffuseurs sont regroupés par classe appelée "cluster". Dans ces clusters, un diffuseur est choisi comme représentant de la classe et possède les propriétés du groupe. Pour calculer les réponses impulsionnelles du canal, la modélisation des champs émis, réfléchi et reçu s'appuie sur la théorie des ondes électromagnétiques. Le modèle prend en compte implicitement l'effet Doppler et modélise la polarité des signaux et son évolution dans le canal.

Pour une largeur de bande ω_b et en se référant aux schémas des modèles à un et deux anneaux précédents, la réponse impulsionnelle du canal entre l'antenne T_p et r_m s'écrit selon la formulation :

$$h_{p,m}(t, \tau) = \sum_{\delta=1}^{\Delta} \frac{\text{sinc}[\omega_b(\tau - \tau_\delta)]}{|\vec{D}_{S(\theta_\delta) \rightarrow T_p} \parallel \vec{D}_{r_m \rightarrow S(\theta_\delta)}|} G_t(\vec{D}_{r_m \rightarrow S(\theta_\delta)}) G_r(-\vec{D}_{S(\theta_\delta) \rightarrow T_p}) \vec{g}_t(\vec{D}_{r_m \rightarrow S(\theta_\delta)}) \vec{g}_r(\vec{D}_{r_m \rightarrow S(\theta_\delta)}) \vec{\Psi}(\vec{n}, a, A) \quad (2.25)$$

τ représente le retard et τ_δ correspond au temps de propagation entre l'antenne d'émission et le diffuseur auquel s'ajoute le temps de propagation entre le diffuseur et l'antenne de réception. ω_b est la pulsation. G_t et G_r traduisent respectivement le diagramme de rayonnement de l'antenne d'émission et de réception. g_t et g_r correspondent à l'orientation des champs transmis et reçu. Ces quatre paramètres sont souvent disponibles dans la documentation fournie par le constructeur de l'antenne. $\vec{\Psi}$ est la matrice de transformation traduisant les changements d'amplitude et de polarisation dus aux réflexions.

Ce modèle permet d'introduire la notion de diversité de polarisation dans le canal. Elle apparaît dans les matrices G_t et G_r et l'effet de la réflexion sur les diffuseurs est traduite par la matrice $\vec{\Psi}$. Dans [24] et [25], les auteurs détaillent la méthode de détermination de $\vec{\Psi}$. Cette matrice peut se décomposer selon la formulation 2.26.

$$\vec{\Psi} = A\rho(a)\vec{\Psi}_p \quad (2.26)$$

$\rho(a)$ traduit l'effet de la forme et des dimensions du diffuseur sur l'énergie transmise à l'onde diffusée. $\vec{\Psi}_p$ est la matrice modélisant la dépolarisation du signal et s'exprime en fonction des vecteurs d'onde des champs diffusé et incident [24].

Les modèles électromagnétiques sont donc très complets. Cependant, comme pour les modèles géométriques précédents, ils nécessitent une description de l'environnement (position des diffuseurs) précise ou sous la forme de distributions statistiques. De plus, la modélisation de la matrice de polarisation $\vec{\Psi}_p$ demande la description géométrique des diffuseurs (taille, forme).

Les modèles géométriques présentés ne permettent pas de traduire les phénomènes physiques se déroulant entre les diffuseurs à l'émission et ceux à la réception. Le modèle à diffuseurs distribués permet de les prendre en compte.

Les modèles à diffuseurs distribués

Le modèle à diffuseurs distribués est bien adapté à un canal de propagation MIMO extérieur [26][27]. L'auteur présente ce modèle comme totalement stochastique car ses paramètres suivent des lois statistiques. Cependant, nous avons fait le choix de le classer parmi les modèles géométriques (il est possible de dire stochastique géométrique) car il s'appuie quand même sur une description géométrique de l'environnement ce qui n'est pas le cas des modèles stochastiques présentés dans la suite de ce chapitre.

Ce modèle considère que la communication est réalisée sans ligne de vue directe entre l'émetteur et le récepteur. Tous deux sont obstrués par des diffuseurs mais seuls les diffuseurs locaux sont considérés (uniquement les obstacles situés entre dix et quelques centaines de mètres). Les diffuseurs sont cette fois placés le long d'une ligne verticale et leur position est définie par une distribution statistique. L'espacement entre les diffuseurs et les antennes est suffisamment grand pour considérer que la propagation s'effectue par ondes planes. Enfin, les réflecteurs sont considérés comme parfaits et leur nombre est suffisamment important pour poser l'hypothèse de fading aléatoires et indépendants.

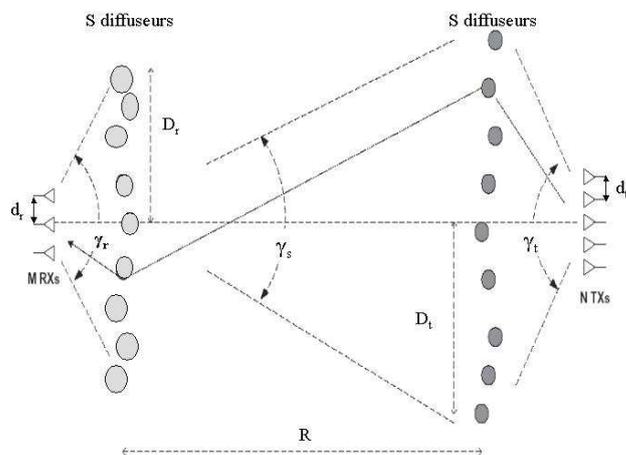


FIG. 2.7 – Modèle à diffuseurs distribués

L'environnement décrit est représenté sur la figure (2.7). R est la distance entre les deux séries de diffuseurs. d_t et d_r sont respectivement l'espacement entre les antennes d'émission et de réception. γ_t et γ_r correspondent respectivement à l'étalement angulaire des angles de départ et des angles d'arrivée. D_t et D_r représentent l'écartement maximal entre l'horizontale et les diffuseurs respectivement à l'émission et à la réception. L'originalité de

ce modèle réside aussi dans le fait que ces deux rangées de diffuseurs peuvent former un nouveau système MIMO virtuel. A partir de cette description, la fonction de transfert du canal a la particularité de s'exprimer à partir des matrices de corrélation du canal selon 2.27

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\sqrt{S}} \mathbf{R}_{\gamma_r, d_r}^{1/2} \mathbf{G}_r \mathbf{R}_{\gamma_s, 2D_r/S}^{1/2} \mathbf{G}_t \mathbf{R}_{\gamma_t, d_t}^{T/2} \quad (2.27)$$

\mathbf{G}_r de taille $S \times \Delta_r$ et \mathbf{G}_t de taille $S \times \Delta_t$ sont deux matrices dont les coefficients sont aléatoires, indépendants et identiquement distribués suivant une loi de Rayleigh. $\mathbf{R}_{\gamma_r, d_r}^{1/2}$, $\mathbf{R}_{\gamma_s, 2D_r/S}^{1/2}$ et $\mathbf{R}_{\gamma_t, d_t}^{T/2}$ sont respectivement les matrices de corrélation vues du récepteur, du réseau virtuel et de l'émetteur.

Ce modèle peut être facilement analysé à l'aide des matrices de corrélation. Dans la première section de ce chapitre, nous avons rappelé que la matrice de canal peut être caractérisée par son rang. Pour ce modèle, le rang est fonction des matrices de corrélation. Plus les étalements des angles de départ et d'arrivée sont faibles, plus les rangs des matrices de corrélation à l'émission et à la réception diminuent. La matrice \mathbf{H} est donc de rang faible et la capacité du canal diminue. Si ces deux matrices de corrélation sont de rang maximal, le rang de \mathbf{H} dépend de $\mathbf{R}_{\gamma_s, 2D_r/S}^{1/2}$. Il est alors possible d'observer un canal sans corrélation à l'émission et à la réception mais de faible capacité. Ce cas particulier ou $\mathbf{R}_{\gamma_s, 2D_r/S}^{1/2}$ est la seule matrice de rang faible est communément appelé un canal à goulot d'étranglement ou encore 'Keyhole' ou 'Pinhole' dans la littérature anglo saxonne. Cet effet est étudié par exemple dans [28, 29, 30].

c) Les modèles stochastiques non géométriques

Les modèles stochastiques non géométriques traitent les rayons et les multitrajets statistiquement et sans aucune référence à la géométrie de l'environnement. Deux modèles de ce type se distinguent : le modèle de Saleh-Valenzuela étendu [31] qui a la particularité de regrouper les rayons par paquets et le modèle de Zwick [32] qui s'oppose au modèle précédent en traitant les multitrajets individuellement.

Le modèle de Saleh-Valenzuela [33] d'abord utilisé pour des canaux SISO en intérieur, a ensuite été étendu aux systèmes MIMO [31]. Ce modèle a été développé suite à des campagnes de mesures qui ont montré que les échos du signal ont tendance à arriver groupés. Cette constatation a conduit au regroupement des diffuseurs et des multitrajets avant modélisation (notion de cluster). Dans ce modèle, les directions d'arrivée et de départ des signaux sont indépendantes mais ils suivent la même distribution statistique. Le cluster de diffuseurs se caractérise par l'angle moyen et l'étalement angulaire du groupe de diffuseurs.

Le modèle de Zwick est plutôt dédié au milieu "indoor". Par opposition avec le modèle de Saleh-Valenzuela, il traite les diffuseurs et les multitrajets individuellement. L'amplitude est ici ignorée mais les variations de phase sont prises en compte à l'aide de considérations géométriques sur l'émetteur, le récepteur et les diffuseurs [32]. L'évolution temporelle du

canal et la présence ou non de trajet direct interviennent. Dans le cas NLOS, les multitrajets suivent un processus de Poisson. Pour le cas LOS, le trajet principal est simplement ajouté à la fin du traitement des multitrajets.

5.2 Les modèles analytiques

Dans les modèles présentés précédemment, une description physique ou statistique de l'environnement de propagation est nécessaire. Cependant, dans la réalité il est parfois difficile de définir précisément quel sera l'environnement de propagation rencontré et son évolution au cours du temps avec le déplacement des mobiles. Les modèles analytiques s'affranchissent d'une description trop fine. Ils exploitent uniquement les propriétés statistiques du canal ou les paramètres de propagation affectant les performances du système. Cette particularité les rend très flexibles. La difficulté réside cependant dans l'identification des distributions les plus adaptées aux environnements considérés. Ce choix se fait en principe à l'aide de campagnes de mesures de grande ampleur et par comparaison des performances des modèles entre eux.

a) Les modèles fondés sur la corrélation

De nombreux modèles analytiques pour les canaux MIMO exploitent la corrélation spatiale du canal. Avec le développement des recherches sur les systèmes MIMO à diversité de polarisation, de nouveaux modèles considèrent également la corrélation de polarisation seule (lors de l'utilisation d'antennes multipolaires) ou la combine avec la corrélation spatiale. En l'absence de diversité de polarisation et dans le cas NLOS, la matrice de canal MIMO peut s'écrire d'une manière générale selon la relation (2.28).

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_H^{1/2} \mathbf{G} \quad (2.28)$$

où $\mathbf{R}_H^{1/2}$ est la racine carrée de la matrice de corrélation ou de covariance et \mathbf{G} est une matrice dont les coefficients sont indépendants et identiquement distribués (i.i.d., *indépendant et identiquement distribué*). Cette représentation nécessite de manipuler des matrices d'autant plus grande dimension que le nombre d'antennes à l'émission et à la réception est important (matrice à $(N_r \times N_t)^2$ coefficients).

La corrélation spatiale du canal peut être représentée par les matrices de corrélation ou les matrices de covariance. À la différence de la corrélation, la covariance comporte l'information de puissance. Les travaux de J.F. Pardonche, réalisés au laboratoire, ont montré que les modèles exploitant la covariance du canal sont particulièrement intéressants dans des environnements indoor et outdoor corrélés [1].

Les inconvénients majeurs de cette représentation résident dans la taille des matrices à manipuler et le côté "abstrait" de la matrice de corrélation totale. D'autres modèles tentent de réduire la taille des matrices à manipuler et décomposent la matrice de corrélation afin de mieux traduire l'environnement de propagation. Parmi ces modèles, deux d'entre eux se

détachent dans la littérature : le modèle de Kronecker [34] et le modèle de Weichselberger [35] plus récent.

Le modèle de Kronecker

Le modèle de Kronecker repose sur l'hypothèse d'une corrélation à l'émission et à la réception indépendante l'une de l'autre. Cette hypothèse conduit à la possibilité de formuler la corrélation totale du canal comme le produit de Kronecker des matrices de corrélation à l'émission et à la réception [34].

$$\Gamma_H = \mathbf{R}_{T_x} \otimes \mathbf{R}_{R_x} \quad (2.29)$$

En exploitant cette formulation dans le modèle général décrit par l'équation (2.28) on obtient le modèle suivant :

$$\text{vec}(\mathbf{H}) = (\mathbf{R}_{T_x} \otimes \mathbf{R}_{R_x})^{1/2} \text{vec}(\mathbf{G}) \iff \mathbf{H} = (\mathbf{R}_{R_x})^{1/2} \mathbf{G} (\mathbf{R}_{T_x})^{1/2} \quad (2.30)$$

La corrélation est ici exprimée à l'aide des matrices de corrélation. La covariance peut être utilisée [36]. Le modèle de Kronecker l'exploitant a été vérifié à l'aide d'un logiciel de tracé de rayon dans [37]. Dans [7] [38], le modèle utilise les matrices de corrélation en puissance à l'émission et à la réception. La comparaison avec des mesures [38] montre que le modèle est proche de la réalité si l'on s'intéresse aux distributions cumulatives des valeurs propres de la matrice du canal. Cependant, l'utilisation de ce modèle dans la simulation de communications entraîne une perte sur l'information de phase. Pour palier ce problème il est proposé dans [7] d'introduire l'influence de la corrélation des phases en considérant les angles moyens d'arrivée et de départ par le biais de matrices diagonales.

Ainsi, le modèle de Kronecker est un modèle couramment utilisé de par sa simplicité et de par la taille réduite des données à manipuler ($N_r^2 + N_t^2$). Bien que validé dans certains environnements, il n'est valide qu'à la condition que les directions de départ et d'arrivée des signaux soient séparables et indépendantes. Ainsi, il ne permet pas de traduire l'existence de corrélation croisées entre les deux extrémités du système. En outre, la structure du modèle exclut d'introduire des propriétés statistiques internes du canal et donc de reproduire des effets tel que le goulot d'étranglement. Le modèle de Weichselberger tente de palier ces contraintes.

Le modèle de Weichselberger

Le modèle de Weichselberger [35] est un modèle récent qui essaie de palier les limitations du modèle de Kronecker en utilisant la décomposition en vecteurs propres des matrices de corrélation et en introduisant une matrice de couplage. Pour cela, quelques hypothèses sont nécessaires :

- La base formée par les vecteurs propres est indépendante du diagramme de rayonnement de l'antenne (puissance, direction) et traduit uniquement l'environnement de propagation (nombre, position et caractéristiques des diffuseurs)
- La valeur des valeurs propres dépend du diagramme de rayonnement

L'application de la décomposition aux matrices de corrélation permet de les formuler selon (2.31) et (2.32).

$$\mathbf{R}_{T_x} = \mathbf{U}_{T_x} \Lambda_{T_x} \mathbf{U}_{T_x}^H \quad (2.31)$$

$$\mathbf{R}_{R_x} = \mathbf{U}_{R_x} \Lambda_{R_x} \mathbf{U}_{R_x}^H \quad (2.32)$$

\mathbf{U}_{T_x} et \mathbf{U}_{R_x} sont des matrices unitaires dont les colonnes sont formées par les vecteurs propres de \mathbf{R}_{T_x} et \mathbf{R}_{R_x} respectivement. Λ_{T_x} et Λ_{R_x} sont des matrices diagonales composées des valeurs propres des matrices de corrélation respectives.

A partir de ces définitions, le modèle de Weichselberger s'écrit selon l'équation (2.33).

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}_{R_x} (\Omega \bullet \mathbf{G}) \mathbf{U}_{T_x}^T \quad (2.33)$$

La matrice \mathbf{G} est une matrice dont les coefficients sont i.i.d.. Ω est une matrice décrivant le lien entre l'émission et la réception. Ses éléments sont réels et positifs. Ils représentent le couplage de puissance moyen entre les vecteurs propres à l'émission et ceux à la réception. Les coefficients $\omega_{m,n}$ de Ω sont définis par l'équation (2.34).

$$\omega_{m,n} = \sqrt{E_{\mathbf{H}}[|\mathbf{u}_{R_x,m}^H \mathbf{H} \mathbf{u}_{T_x,m}^*|^2]} \quad (2.34)$$

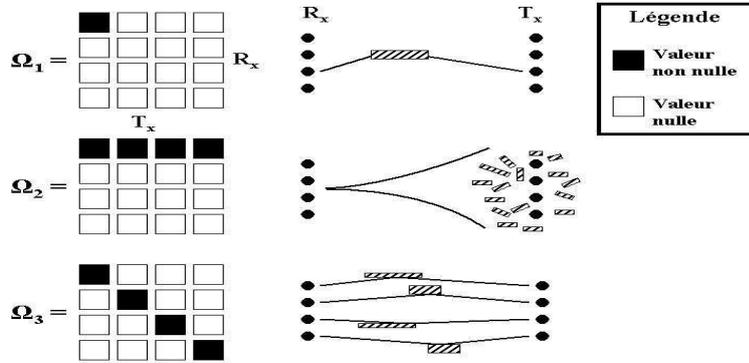


FIG. 2.8 – Structure de Ω et géométrie de transmission

Ω reflète directement la configuration spatiale des diffuseurs dans le canal de propagation. Elle influence donc le degré de diversité du canal et sa capacité. Un coefficient non nul établit un lien entre les deux modes propres concernés et donc l'existence d'un sous canal. Un coefficient nul indique qu'il n'existe pas de couplage entre les modes propres. La correspondance entre la structure de Ω et la géométrie de l'environnement peut être réalisée. La figure (2.8) tiré de [35] présente quelques exemples.

Dans le premier cas (Ω_1) un seul coefficient est non nul ce qui correspond à un seul trajet exploitable dans le canal de propagation. Ce cas de figure peut correspondre à une transmission en ligne de vue avec un trajet prédominant de forte puissance.

Dans la deuxième structure (Ω_2), d'un point de vue émetteur, au moins N_t trajets indépendants sont présents. La diversité spatiale est au minimum d'ordre N_t . Pour le récepteur, cette structure est équivalente au cas Ω_1 . Le cas est typique d'une transmission MISO ou SIMO. Cependant dans le cas d'un système MIMO, deux causes peuvent être responsables de ce motif :

1. L'ensemble des multitrajets issus de T_x réalisent leur dernière réflexion sur le même diffuseur.
2. La distance entre R_x et T_x est très grande par rapport à l'étalement des diffuseurs autour de T_x . L'étalement angulaire des angles d'arrivée est donc très réduit.

Enfin, dans la troisième configuration, Ω est une matrice diagonale et correspond à un motif où chaque R_x et chaque T_x possède une et une seule entrée. Un mode propre à l'émission est relié à un mode propre en réception. Il faut noter dans ce cas l'absence de diversité sur les flux transmis. Le degré de diversité est donc équivalent au minimum de N_t et N_r .

Le cas particulier où Ω est une matrice pleine correspond à un système MIMO à diversité maximale. Il peut correspondre à un canal MIMO dans lequel les réponses impulsionnelles sont i.i.d.. Il peut signifier la présence de nombreux diffuseurs autour des antennes d'émission et de réception et entre les deux. Une comparaison avec d'autres modèles à l'aide de mesures de canaux montre que le modèle de Weichselberger donne une bonne approximation du canal de propagation et s'avère meilleur que le modèle de Kronecker [39]. Cependant, il est plus complexe à mettre en œuvre.

b) Les modèles fondés sur les paramètres de propagation

Certains modèles analytiques exploitent les paramètres de propagation. Trois modèles se distinguent : le modèle à nombre de diffuseurs fini, le modèle à entropie maximale et le modèle à canal virtuel.

Le modèle à nombre de diffuseurs limité [40] fait l'hypothèse que la propagation peut être modélisée en utilisant uniquement N trajets. Pour chacun d'eux, les angles de départ, d'arrivée, l'amplitude complexe et le retard sont définis. Ces paramètres sont représentés statistiquement. La corrélation entre les différents trajets est également décrite de manière statistique.

Le modèle à entropie maximale [41] a été proposé afin de déterminer la distribution des coefficients de la matrice de canal à partir d'une information *a priori*. Cette information peut être d'ordre environnemental (DOA, DOD,...) ou liée aux paramètres du système (largeur de bande). Le canal est ensuite construit sur la base de cette information *a priori*

de manière à ce qu'il possède une entropie maximale. L'intérêt de ce modèle consiste en la facilité qu'il offre à avantager ou non la connaissance d'une information lors de la construction du modèle.

Enfin, le modèle à canal virtuel [42] a une structure qui se rapproche du modèle de Weichselberger. Les matrices de vecteurs propres sont cette fois remplacées par des vecteurs fonction des angles de départ et d'arrivée des signaux. Le canal décrit peut être séparé en trois parties : le canal entre l'émetteur et ses diffuseurs locaux, le canal entre le récepteur et ses diffuseurs locaux et le canal entre les diffuseurs locaux de l'émetteur et du récepteur. Ce dernier canal est appelé canal virtuel. La matrice de couplage représente donc ici le couplage entre les sous-canaux du canal virtuel. Ce modèle a l'avantage de pouvoir représenter des phénomènes internes au canal de propagation tel que notamment le goulot d'étranglement.

c) Les modèles incluant la diversité de polarisation

L'intérêt pour la diversité de polarisation dans les systèmes MIMO est récent. Aussi il n'existe que peu de modèles stochastiques la représentant. Ce manque de modèle est également lié aux questions concernant la compréhension des mécanismes régissant cette diversité. Dans le cas particulier d'un système MIMO 2×4 combinant diversité spatiale et diversité de polarisation, la difficulté est encore accrue.

Représentation de la matrice de canal avec diversité de polarisation

D'un point de vue mathématique, le canal avec diversité de polarisation prend la même forme matricielle que la représentation classique (2.1). Cependant, il est nécessaire de bien définir le sens du lien de communication (montant ou descendant). En effet, contrairement aux canaux classiques, le lien ne peut plus être considéré comme symétrique. Le canal montant peut cependant être construit à partir du canal descendant. Ainsi, si un système MIMO 2×2 utilisant des polarisations horizontale et verticale est considéré et que le canal est non sélectif en fréquence, le lien montant s'obtient grâce à la relation (2.35).

$$\mathbf{H}_{p,down} = \begin{bmatrix} h_{vv,down} & h_{vh,down} \\ h_{hv,down} & h_{hh,down} \end{bmatrix} \Rightarrow \mathbf{H}_{p,up} = \begin{bmatrix} h_{vv,down} & h_{hv,down} \\ h_{vh,down} & h_{hh,down} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

avec $h_{i,j}$ la réponse impulsionnelle du canal entre une antenne à l'émission de polarisation j et une antenne de polarisation i en réception.

A partir de cette relation, on observe que $h_{vh,up} = h_{hv,down}$ et $h_{hv,up} = h_{vh,down}$. Cette asymétrie implique de toujours bien faire attention au lien que l'on considère lors de l'étude du canal.

Caractérisation de la diversité de polarisation

A l'instar de la diversité spatiale, la diversité de polarisation peut être caractérisée en

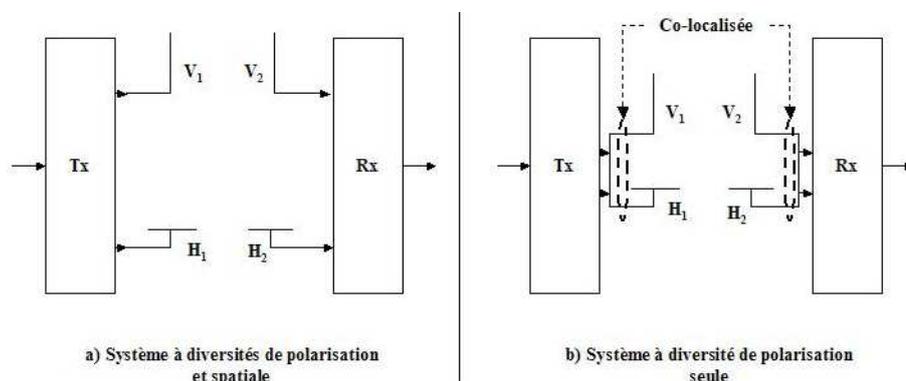


FIG. 2.9 – Structure des systèmes MIMO exploitant la diversité de polarisation

étudiant les matrices de corrélation. Cependant, il convient de prendre en compte la différence de puissance entre les canaux du fait de la réception de signaux de polarisation différente. Ce phénomène se caractérise à l'aide du facteur de polarisation croisée (XPD, *Cross Polarisation Discriminant*) et du rapport de puissance par branche (BPR, *Branch Power Ratio*). Deux configurations se présentent : exploitation de la diversité de polarisation seule, ou exploitation simultanée des diversités spatiale et de polarisation. Les systèmes MIMO 2×2 correspondant sont décrits par la figure (2.9).

Dans le cas d'un système exploitant uniquement la diversité de polarisation, seule la corrélation de polarisation est considérée. Elle représente la corrélation entre les différentes polarisations à l'émission, en réception et dans le canal. Dans la plupart des cas, on considère que les deux ports des antennes co-localisées sont indépendants ce qui implique que les coefficients R_{V_1, H_1} , R_{V_2, H_2} , R_{H_2, V_2} et R_{H_1, V_1} sont nuls.

Pour un système MIMO exploitant les deux diversités, la matrice de corrélation traduit aussi bien les effets de la corrélation spatiale que ceux de la corrélation de polarisation. Il est difficile de distinguer l'effet de l'un indépendamment de l'autre. Cependant, des campagnes de mesure [13] ont montré que la diversité de polarisation permettait parfois de contrer la corrélation spatiale en diminuant la corrélation totale du canal. L'information de corrélation peut également être étudiée en considérant le coefficient d'isolation des polarisations croisées (XPI) défini dans [43] qui montre comment deux signaux de polarisation opposée et transmis simultanément interfèrent entre eux.

Le facteur discriminant de polarisation croisée (XPD) et le rapport de puissance de branches (BPR)

Le XPD caractérise la séparation de polarisation orthogonale. Il représente la différence de puissance entre les polarisations. Il existe de nombreuses définitions du XPD dans la littérature. Dans ce mémoire, à l'instar de [3], nous considérons que le XPD équivaut au rapport de puissance des signaux co-polaires sur les signaux à polarisation croisée. Ainsi,

pour le système représenté par la figure (2.9), deux facteurs XPD se définissent par les relations (2.36) et (2.37). Ce paramètre dépend fortement des caractéristiques du canal. Il s'exprime le plus souvent en dB.

$$XPD_1 = \frac{|h_{V_2V_1}|^2}{|h_{H_2V_1}|^2} \quad (2.36)$$

$$XPD_2 = \frac{|h_{H_2H_1}|^2}{|h_{V_2H_1}|^2} \quad (2.37)$$

L'étude réalisée dans [44] a montré que la capacité augmente avec la valeur du XPD. D'autres mesures sont présentées dans [45]. Elles ont été réalisées dans un environnement outdoor suburbain pour des communications fixes sur la bande de fréquences 2,4-2,5 GHz. Les observations montrent que le XPD diminue lorsque la distance augmente. Ce dernier est proche de 0 pour des distances supérieures à 2 km. Ces mesures montrent également la forte corrélation du facteur K de Rice avec le XPD. K diminue lorsque la distance augmente. De plus la hauteur de l'émetteur et du récepteur influent sur la valeur du XPD. Un modèle permettant de modéliser le XPD en fonction de la distance a été développé à partir de mesures et est présenté dans [46].

Le BPR représente le rapport de puissance dans le canal entre les deux polarisations et s'exprime selon (2.38).

$$BPR = \frac{|h_{H_2H_1}|^2}{|h_{V_2V_1}|^2} \quad (2.38)$$

Cette différence de puissance résulte essentiellement des mécanismes de propagation et de la géométrie des obstacles rencontrés (réflexion sur des murs verticaux favorisant la polarité verticale par exemple) [47]. La valeur du BPR dépend donc également des polarisations employées.

Une grande partie des études présentées dans la littérature porte sur des systèmes MIMO 2×2 utilisant des antennes co-localisées. Ces systèmes exploitent uniquement la diversité de polarisation et n'expriment alors que l'effet de cette diversité à l'aide des coefficients de corrélation d'enveloppe, du XPD ou du BPR [4] [48] [49].

Dans le cas envisagé dans ce travail de thèse, le système combine diversité spatiale et diversité de polarisation. Il convient de savoir comment modéliser l'utilisation conjointe de ces diversités.

Une première méthode consiste à séparer le canal en deux canaux distincts [50]. L'un traduit la diversité spatiale et l'autre la diversité de polarisation. Ensuite ces deux canaux sont combinés dans le canal final suivant l'équation (2.39).

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_s \bullet \mathbf{H}_p \quad (2.39)$$

où \mathbf{H}_s est le canal avec diversité spatiale et est tel que $vec(\mathbf{H}_s) = \mathbf{R}^{1/2}vec(\mathbf{G})$, \mathbf{G} étant une matrice aux coefficients i.i.d.. \mathbf{H}_p correspond au canal pour des antennes à double polarisation.

Nous posons \mathbf{R}_s et \mathbf{R}_p les matrices de corrélation relatives respectivement à \mathbf{H}_s et \mathbf{H}_p . Selon le modèle (2.39), la corrélation totale du canal s'obtient à l'aide de l'équation (2.40) [50].

$$\mathbf{R}_{s+p} = \mathbf{R}_s \bullet \mathbf{R}_p \quad (2.40)$$

Nous avons vu précédemment différentes méthodes pour modéliser \mathbf{H}_s . C'est donc la modélisation de \mathbf{H}_p qui nous intéresse ici. Sa modélisation s'avère plus complexe. Il est encore difficile de trouver une description stochastique de la matrice de polarisation. Cependant, une étude exploitant des méthodes de tracé de rayons [3] propose une représentation. La matrice (2.41) est alors utilisée dans un modèle géométrique et est appliquée pour chaque diffuseur. Cette matrice correspond à un lien descendant.

$$\mathbf{H}_p = \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{\mu}e^{j(\phi+\epsilon)}}{\sqrt{\chi}} \\ \frac{e^{j\phi}}{\sqrt{\chi}} & \sqrt{\mu}e^{j\epsilon} \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

ϕ est une variable uniformément distribuée entre $[0, 2\pi)$ et représente l'information angulaire. ϵ est une variable gaussienne de moyenne nulle et d'écart type égal à 0,3. μ suit une loi log-normale de moyenne 7,8 dB et d'écart type 0,5. Elle peut s'apparenter au BPR. Enfin, χ suit aussi une loi log-normale mais de moyenne 13 dB et d'écart-type 0,5. Elle traduit le XPD. La matrice \mathbf{H}_p proposée ne correspond pas tout à fait à ce que l'on rencontre dans les modèles stochastiques classiques. L'information angulaire utilisée implique une connaissance de l'environnement de propagation. Cependant cette proposition a le mérite de donner un ordre de grandeur pour les variables utilisées. Mais elle nécessitera une vérification dans d'autres environnements de propagation.

Un autre représentation du canal à diversité de polarisation et spatiale est donnée dans [51]. C'est un modèle pour des communications en ligne de vue ou non. La matrice \mathbf{H} s'exprime sous la forme d'une partie fixe représentant le trajet prépondérant et d'une partie variable représentant les multitrajets (équation 2.42).

$$\mathbf{H} = \alpha \left(\sqrt{\frac{K}{K+1}} \mathbf{H}_F + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{H}_\nu \right) \quad (2.42)$$

K est le facteur de Rice. \mathbf{H}_ν représente la partie variable du canal et est modélisée à l'aide du modèle de kronecker représenté par l'équation (2.30). α est relatif au XPD. \mathbf{H}_u représente la partie fixe du canal. Elle se décompose selon la formule suivante :

$$\mathbf{H}_F = \mathbf{D}_r \mathbf{H}_u \mathbf{D}_t \quad (2.43)$$

\mathbf{D}_r et \mathbf{D}_t sont des matrices diagonales relatives à l'orientation des réseaux d'antenne respectivement à la réception et à l'émission. \mathbf{H}_u est une matrice complexe prenant en compte les angles entre la polarisation des antennes à l'émission et à la réception.

Ce modèle a l'avantage d'être complet en proposant la présence d'un trajet direct et en prenant en compte le XPD. Cependant, il s'appuie aussi sur des paramètres physiques du système (angles entre les réseaux d'antennes) qui ne sont pas toujours disponibles ou

qui varient lors d'une communication mobile. La relation entre le paramètre α et le XPD reste floue dans la présentation du modèle. Il peut donc s'avérer complexe à utiliser.

Suivant une représentation similaire, un modèle MIMO 2×2 prenant en compte la présence d'un trajet prépondérant est présenté dans [48]. Le canal s'exprime ici suivant l'équation (2.44).

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \mathbf{H}_F + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{H}_\nu \quad (2.44)$$

où

$$E[|\mathbf{H}_\nu(1,1)|^2] = E[|\mathbf{H}_\nu(2,2)|^2] = 1 \quad (2.45)$$

$$E[|\mathbf{H}_\nu(1,2)|^2] = E[|\mathbf{H}_\nu(2,1)|^2] = \alpha \quad (2.46)$$

$$|\mathbf{H}_F(1,1)|^2 = |\mathbf{H}_F(2,2)|^2 = 1 \quad (2.47)$$

$$|\mathbf{H}_F(1,2)|^2 = |\mathbf{H}_F(2,1)|^2 = \alpha_F \quad (2.48)$$

α et α_F transcrivent le XPD et sont compris entre 0 (exclu) et 1 (compris). Plus le XPD est bon, plus leur valeur se rapproche de 0. Le XPD traduit aussi bien la capacité des antennes à discriminer les signaux d'une polarisation orthogonale que l'effet de l'environnement sur le couplage entre les polarisations. Ce modèle semble plus simple à utiliser mais comme pour le modèle précédent, la relation entre α , α_F et le XPD n'est pas explicitée dans l'article.

Enfin un dernier modèle existant correspond à une extension du modèle de Kronecker utilisant les matrices de corrélation en puissance [52]. Ce modèle est présenté pour un système MIMO 4×4 décrit par la figure (2.10). Dans ce modèle, la matrice \mathbf{H} prend la

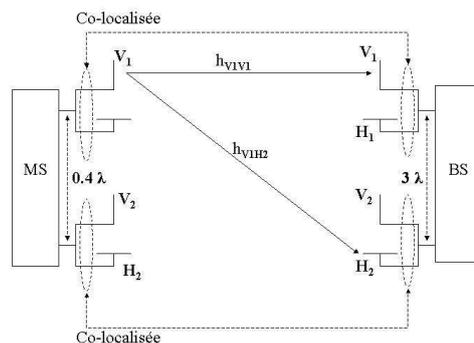


FIG. 2.10 – Système MIMO défini par le modèle de Kronecker avec diversité de polarisation forme suivante

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{VV} & \mathbf{H}_{HV} \\ \mathbf{H}_{VH} & \mathbf{H}_{HH} \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

$\mathbf{H}_{P_1 P_2}$ est le sous-canal considérant une polarisation P_1 au niveau du mobile et une polarisation P_2 à la station de base. \mathbf{H}_{VV} peut donc s'écrire selon l'équation (2.50).

$$\mathbf{H}_{VV} = \begin{bmatrix} h_{V_1 V_1} & h_{V_1 V_2} \\ h_{V_2 V_1} & h_{V_2 V_2} \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

L'utilisation d'antennes bipolaires peut sembler préjudiciable à l'application du modèle de Kronecker vu précédemment. En effet, dans ce cas la présence de différentes polarisations peut nuire à l'indépendance des matrices de corrélation à l'émission et à la réception. Les auteurs de [52] s'affranchissent de ce problème en considérant les deux paires d'antennes bipolaires comme 4 antennes distinctes possédant chacune leur propre polarisation. Sous cette condition, le modèle de Kronecker redevient applicable et la matrice de corrélation s'exprime alors selon l'équation 2.51.

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{VV} & \mathbf{R}_{HV} \\ \mathbf{R}_{VH} & \mathbf{R}_{HH} \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

où

$$\mathbf{R}_{P_1 P_2} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{P_1 P_2}^{ms,V} \otimes \mathbf{R}_{VV}^{bs} & \mathbf{R}_{P_1 P_2}^{ms} \otimes \mathbf{R}_{HV}^{bs} \\ \mathbf{R}_{P_1 P_2}^{ms} \otimes \mathbf{R}_{VH}^{bs} & \mathbf{R}_{P_1 P_2}^{ms,H} \otimes \mathbf{R}_{HH}^{bs} \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

$\mathbf{R}_{P_1 P_2}^{ms,V}$ représente la matrice de corrélation de coefficients $\rho_{ms,P_1,i,P_2,j}^{bs,P_3}$ entre l'antenne $P_{1,i}$ et $P_{2,j}$ du mobile vue par une antenne de polarisation P_3 de la station de base. P_3 n'apparaît pas lorsque les coefficients de polarisation mélangent les deux polarisations des deux cotés.

En faisant l'hypothèse d'une indépendance par rapport à la polarisation de référence, le modèle présenté revient au modèle initial représenté par l'équation (2.30) où seule la corrélation spatiale intervient. En présence d'un trajet direct, un coefficient de corrélation entre deux antennes de même polarisation vues par une antenne de référence de même polarisation traduit une forte corrélation (proche de 1). Si l'antenne de référence a une polarisation différente, alors la corrélation est faible. Il en est de même si les antennes du couple observé sont de polarisation différente. Dans ce cas, la matrice de corrélation \mathbf{R} prend la forme d'une matrice diagonale en bloc. Cette modélisation fait intervenir la corrélation entre les différentes polarisations. Les écarts de puissance reçue en fonction de la polarisation (BPR) n'apparaissent pas. Dans [52], les auteurs proposent de traduire l'effet du BPR via une matrice \mathbf{P} qu'ils appliquent selon l'équation 2.53.

$$\Gamma = \sqrt{\mathbf{R}} \bullet \mathbf{P} \quad (2.53)$$

où $\sqrt{\cdot}$ représente la racine carré coefficient par coefficient.

Le modèle de Kronecker avec diversité de polarisation permet ainsi de représenter la corrélation et de prendre en compte la différence d'énergie des sous-canaux. Il a été validé sur la base d'une analyse des valeurs propres dans le cadre de transmissions à l'intérieur des bâtiments [52]. Pour étendre ce modèle à des systèmes exploitant aussi bien la diversité spatiale que la diversité de polarisation, il est proposé dans [53] de calculer la corrélation

totale du canal comme le produit de Kronecker entre la corrélation de polarisation et la corrélation spatiale.

A ce stade de nos travaux, l'étude bibliographique menée montre qu'il n'existe pas encore de modèle éprouvé pour la modélisation de la diversité de polarisation dans les canaux MIMO quelconques. Les modèles proposés considèrent des systèmes MIMO 2×2 simples. La difficulté réside alors dans le passage à des systèmes de plus grande dimension et combinant plusieurs types de diversité.

5.3 Conclusion

Nous venons de présenter quelques unes des différentes méthodes permettant de modéliser le canal de propagation MIMO. L'application traitée implique une mobilité importante et donc une variation importante des paramètres tels que les angles de départ et d'arrivée des signaux, la répartition et la forme des diffuseurs. Il nous a paru difficile d'utiliser des modèles fondés sur une description fine de l'environnement. Nous avons donc fait le choix d'utiliser préférentiellement des modèles purement stochastiques. Des campagnes de mesures ont donc été réalisées au cours de nos travaux afin de servir de base à la modélisation. Dans la suite de ce chapitre nous présentons les modèles que nous avons utilisés dans la chaîne de simulation réalisée durant ce travail de thèse.

6 Mesure et modélisation de canaux MIMO réels

6.1 Les configurations mesurées

Afin d'extraire les paramètres statistiques du canal de propagation et d'analyser notamment l'influence de la diversité de polarisation, une campagne de mesures des réponses impulsionnelles a été réalisée à l'aide d'un analyseur de réseau. Le mode opératoire a été développé au laboratoire dans le cadre d'un précédent travail de thèse et est détaillé dans [54]. Les canaux caractérisés sont des canaux MIMO à quatre antennes d'émission et quatre antennes de réception. Pour chacun d'entre eux, la fréquence du canal est centrée sur 2,7 GHz et la largeur de bande observée est de 20 MHz ou 10 MHz. Le choix de la bande sondée a été guidé par les potentialités des émetteurs et du récepteur qui seront utilisés pour les essais grandeur nature présentés dans le dernier chapitre de ce mémoire. Trois configurations ont été étudiées. Toutes ne traduisent pas un environnement transport spécifique car la méthode employée limite les distances émetteur/récepteur possibles et la mobilité du matériel.

1. Diversité spatiale dans un environnement suburbain NLOS (Canal SU-S) ;
2. Diversité spatiale dans un couloir en ligne de vue (Canal C-S) ;
3. Diversité spatiale et diversité de polarisation +/- 45 degrés dans un couloir en ligne de vue (Canal C-S+P).

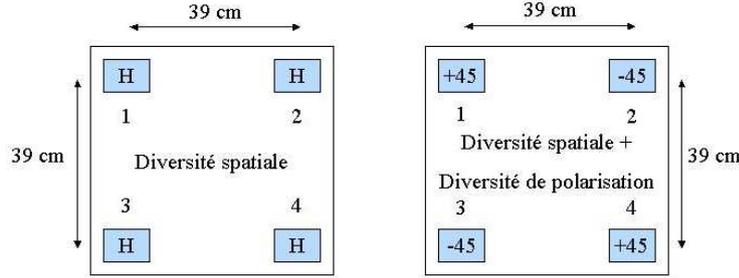


FIG. 2.11 – Configuration des antennes pour les différents canaux mesurés

canal SU-S : Le premier canal n’exploite que la diversité spatiale. Les mesures ont été réalisées sans ligne de vue directe entre l’émetteur et le récepteur et dans un environnement suburbain avec peu de diffuseurs. Des antennes patch à polarisation horizontale sont utilisées.

canal C-S : Le second canal exploite uniquement la diversité spatiale avec des antennes patch à polarisation horizontale. La mesure a été réalisée dans un couloir en ligne de vue de l’émetteur afin d’obtenir un canal fortement corrélé avec un trajet direct.

canal C-S+P : Les mesures ont été réalisées dans le même environnement que le canal 2 mais en exploitant simultanément la diversité spatiale et la diversité de polarisation. Les antennes patch utilisées ont une polarisation à $+45$ ou -45 degrés. Nous avons choisi ces polarisations car [55] montre que lorsque deux degrés de polarisation sont utilisés, la configuration ± 45 degrés offre de meilleures performances en comparaison des configurations Horizontale/Verticale ou des configurations à une seule polarisation.

La configuration des antennes à l’émission et à la réception pour chaque mesure est représentée sur la figure (2.11).

6.2 Caractérisation des canaux et modélisation

Dans cette étude, les canaux étudiés sont caractérisés à l’aide des matrices de corrélation, de la distribution des coefficients de la matrice de canal, de la capacité et le cas échéant du XPD. Afin d’évaluer ces caractéristiques nous considérons en référence des canaux théoriques de Rayleigh et de Rice non corrélés. Le canal de Rice est modélisé suivant l’équation 2.54.

$$\mathbf{H}_{rice} = \sqrt{K} \mathbf{H}_{directpath} + \sqrt{1-K} \mathbf{H}_{rayl} \quad (2.54)$$

où $\mathbf{H}_{directpath} = \alpha\beta^T$ représente le trajet direct fixe. $\alpha = e^{j\phi_a}$ et $\beta = e^{j\phi_d}$ sont des vecteurs de tailles respectives $N_r \times 1$ et $N_t \times 1$ et fonction des angles de départ ϕ_d et d’arrivée ϕ_a qui

suivent une distribution uniforme entre $-\pi$ et π . \mathbf{H}_{rayl} représente les multitrajets variables et est modélisée comme un canal de Rayleigh. K est le facteur de Rice tel que $0 < K \leq 1$.

a) Corrélation spatiale et capacité des canaux mesurés

Dans un premier temps, nous considérons la corrélation des canaux présentés. La figure (2.12) présente les matrices de covariance des canaux mesurés. La pauvreté en réflecteur de l'environnement de propagation du canal SU-S induit une très forte corrélation spatiale en émission et en réception. Celle-ci est bien supérieure à celle présente pour les deux autres canaux même si ceux ci sont en ligne de vue.

		CANAL SU-S	CANAL C-S	CANAL C-S+P
corrélation à l'émission	minimale	0.67	0.13	0.06
	moyenne	0.78	0.33	0.21
	maximale	0.86	0.52	0.31
corrélation à la réception	minimale	0.30	0.27	0.04
	moyenne	0.55	0.40	0.17
	maximale	0.78	0.67	0.31

TAB. 2.1 – Corrélation minimale, moyenne et maximale des différents canaux

Pour les canaux C-S et C-S+P, la corrélation spatiale est moins importante en raison de la richesse en diffuseurs de l'environnement. Les matrices de covariance de ces deux canaux sont assez proches. Afin de comparer plus efficacement les deux canaux, nous calculons les matrices de corrélation. Le tableau 6.2 présente les valeurs minimales, maximales et moyennes issues des matrices de corrélation de ces canaux. Nous constatons que la corrélation moyenne à l'émission et à la réception est significativement réduite lors de l'utilisation de la diversité de polarisation. Cette technique semble donc intéressante même en présence d'un trajet prépondérant et doit améliorer la capacité du canal.

Les capacités respectives de chaque canal mesuré en fonction du rapport signal sur bruit sont représentées sur la figure (2.13) et comparées aux capacités de référence d'un canal de Rayleigh et d'un canal de Rice non corrélés avec $K = 0.5$ et $K = 0.9$. Pour de faible rapport signal sur bruit ($< 6dB$) la différence entre les canaux mesurés reste faible alors que lorsque ce rapport augmente l'utilisation de la diversité de polarisation apporte un gain significatif au système (près de $2dB$ pour une capacité de $15bits/s/Hz$).

Afin de réutiliser ces canaux dans la chaîne de simulation, nous avons évalué deux modèles : le modèle de Kronecker fondé sur la covariance et le modèle de Weichselberger pour les canaux exploitant la diversité spatiale seule. Nous rappelons que la polarisation n'est pas considérée dans ces modèles.

b) Modélisation des canaux réels à diversité spatiale

La matrice de couplage telle que définie dans le modèle de Weichselberger a été générée à partir des mesures. Les matrices obtenues sont présentées sur la figure (2.14).

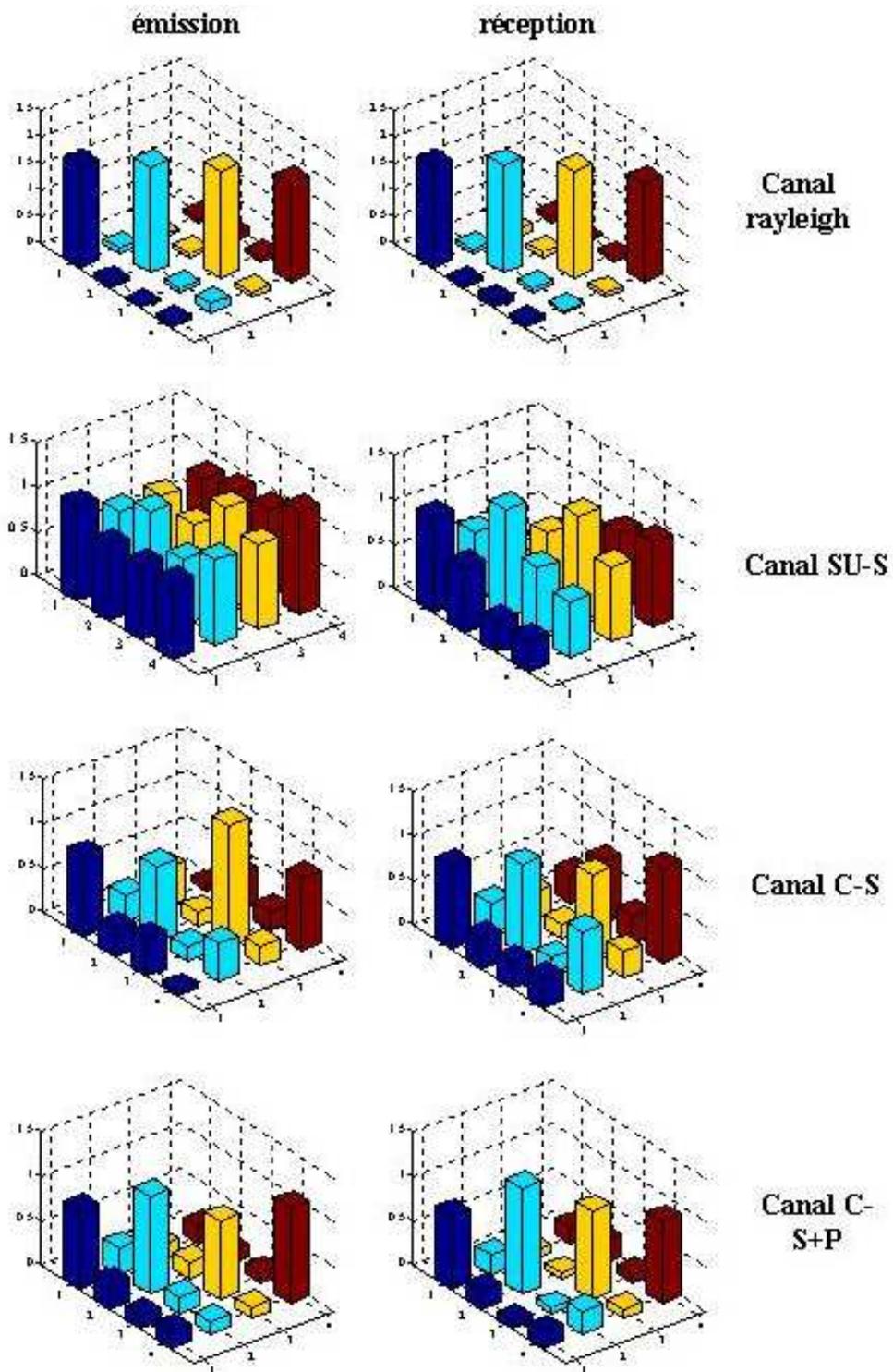


FIG. 2.12 – Matrices de covariances des canaux mesurés

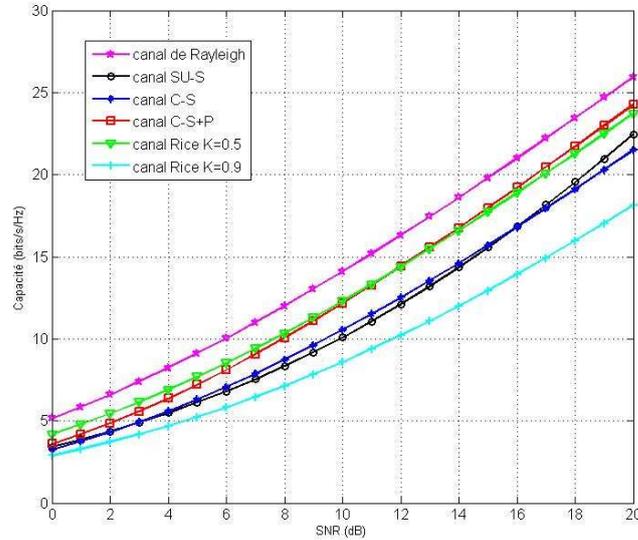


FIG. 2.13 – Capacité des canaux considérés

Nous pouvons observer qu'il existe peu de sous canaux de propagation pour le canal SU-S. On note également la présence d'un mode de propagation prépondérant. Ceci est confirmé par la valeur de la capacité calculée précédemment. Pour le canal C-S, le degré de diversité côté récepteur est très important alors que la diversité est plus faible côté émetteur avec deux trajets prédominants. L'ajout de la diversité de polarisation dans le canal C-S+P modifie la structure de la matrice de couplage de manière importante et augmente la diversité à l'émission. Il existe alors de nombreux modes de propagation.

Ainsi pour chaque canaux, un modèle de Weichselberger et un modèle de Kronecker ont été générés. Les capacités de chaque modèle ont été comparées avec celles des canaux mesurés. La fonction cumulative de la distribution de l'enveloppe des coefficients de \mathbf{H} a également été étudiée.

La figure (2.15) présente les différentes fonctions cumulatives des distributions d'enveloppe des coefficients respectivement pour chaque canal mesuré et les modèles associés. Les résultats obtenus avec les deux modèles sont assez proches. Le modèle de Weichselberger semble meilleur dans le cas du canal C-S+P par rapport aux deux autres canaux.

Les évolutions des capacités en fonction du rapport signal sur bruit sont présentées sur la figure (2.16). Il apparaît que les deux modèles ont tendance à sous-estimer la capacité du canal. En particulier, cette sous-estimation augmente lors d'une forte corrélation spatiale dans le canal à modéliser. Le modèle de Weichselberger semble légèrement meilleur que le modèle de Kronecker pour les canaux SU-S et C-S+P. Le modèle de Kronecker est meilleur pour le canal C-S.

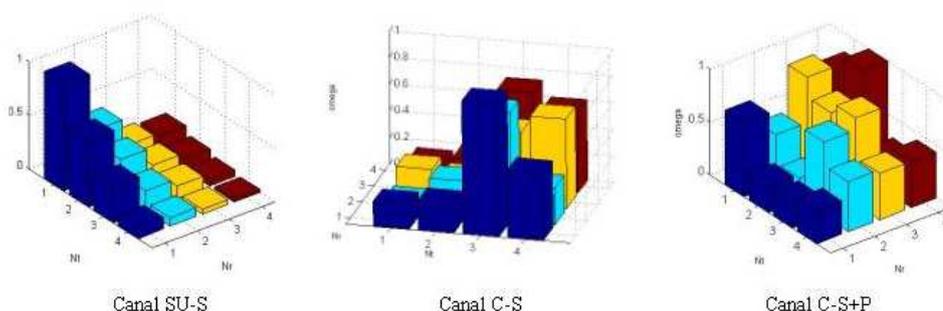


FIG. 2.14 – Matrices de couplage du modèle de Weichselberger

	XPD 1	XPD 2	XPD 3	XPD 4	BPR
moyenne (dB)	0.44	3.32	5.55	4.25	2.12

TAB. 2.2 – Valeur moyenne des XPD et du BPR obtenus

En conclusion, les deux modèles donnent des résultats très voisins. Le modèle de Weichselberger possède l'avantage de considérer les interactions possibles entre la corrélation à l'émission et à la réception par l'intermédiaire de la matrice de couplage. c'est pourquoi nous considérons cette modélisation lors de l'utilisation des canaux réels à diversité spatiale seule dans les simulations.

Pour le canal C-S+P, l'utilisation de ces modèles ne peut pas être satisfaisante car aucun des deux ne permet la modélisation de la diversité de polarisation du canal. En outre, l'étude bibliographique réalisée a montré qu'il n'y avait pas encore de modèle établi pour sa représentation dans le cas d'un canal MIMO 4×4 . Nos travaux de thèse ne portant pas uniquement sur ce problème de modélisation, nous avons pris la décision d'exploiter directement le canal mesuré lors des simulations. Cependant, afin de compléter la caractérisation du canal nous présentons sur la figure (2.17) les XPD et le BPR observés. Le XPD est considéré pour chaque antenne d'émission, nous obtenons donc 4 XPD différents. Par contre le BPR est défini pour l'ensemble de la matrice de canal.

Sur cette figure, nous observons des XPD tous différents. Leurs valeurs varient en fonction de la distance. Cependant, la méthode de mesures (analyseur de réseau) employée ne nous permet pas d'observer l'évolution des XPD et du BPR sur des grandes distances. Aussi les variations observées peuvent être considérées comme des variations locales ne traduisant pas la tendance générale pour le canal. Cependant nous pouvons en retirer les valeurs moyennes suivantes :

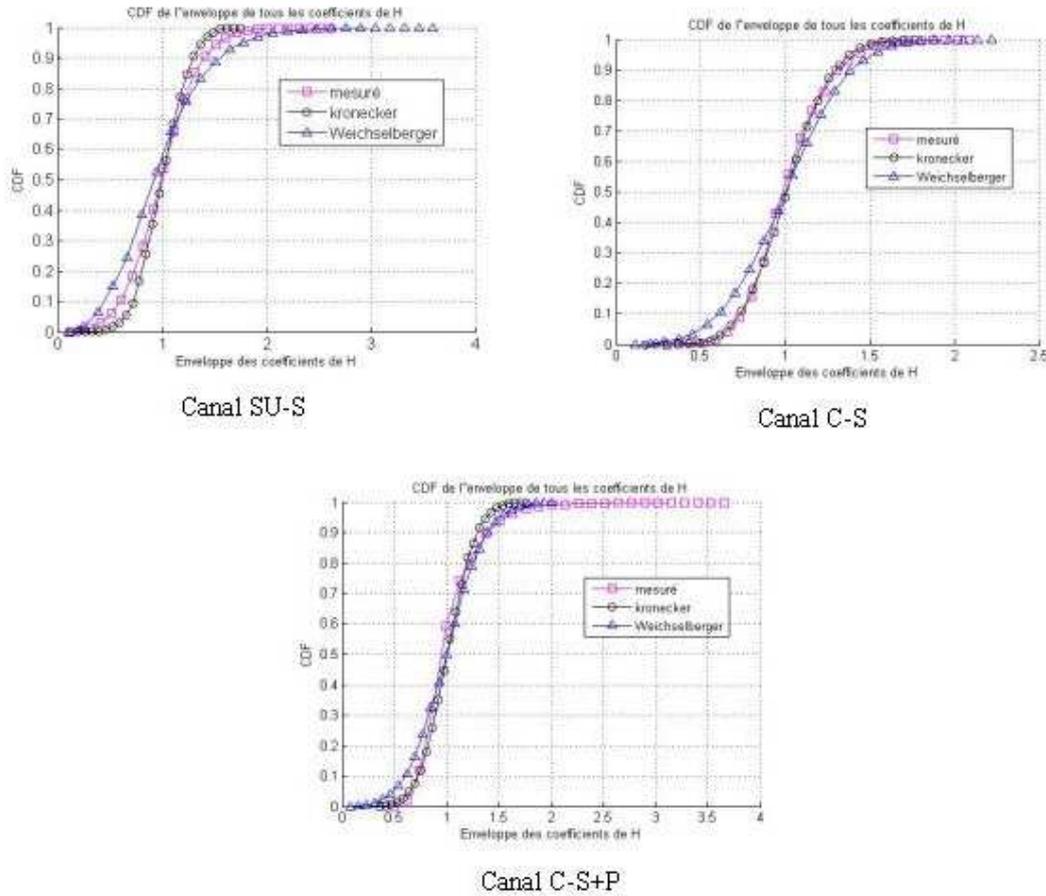


FIG. 2.15 – CDF des enveloppes des coefficients pour les différents modèles dans les canaux mesurés

7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié le canal de propagation MIMO. Dans un premier temps, les différentes méthodes de représentation du canal MIMO ont été présentées : une matrice où chaque coefficient correspond à la réponse impulsionnelle d'un sous-canal formé par le couple (T_x/R_x) ou sa représentation à l'aide de la décomposition en valeurs singulières qui permet d'identifier des modes de propagation propres dont dépend la capacité du canal à transmettre l'information. Les différentes définitions de la capacité ont été rappelées. La capacité dépend fortement des propriétés statistiques du canal liées à l'environnement de propagation. Plus particulièrement, elle est influencée par la corrélation du canal, la présence d'un trajet prépondérant ou de l'utilisation de la diversité de polarisation. Lors de la modélisation d'un canal MIMO il est donc important de considérer ces paramètres.

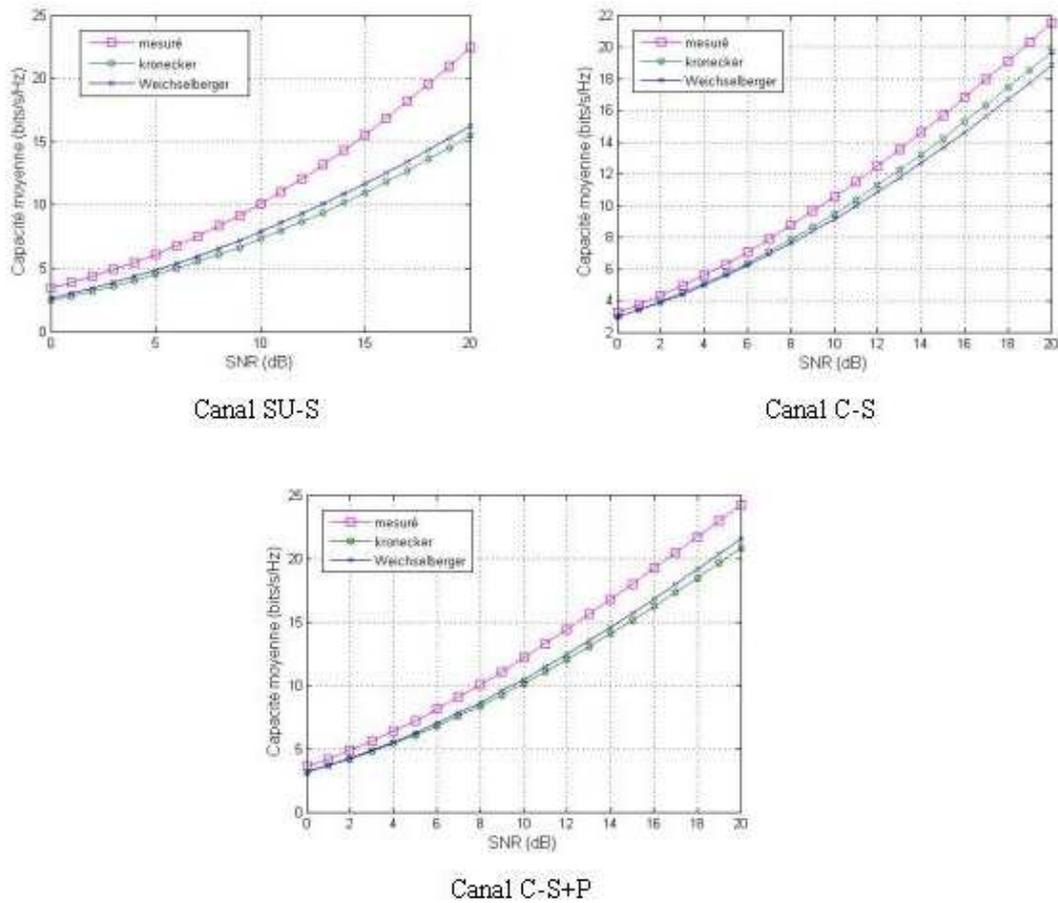


FIG. 2.16 – Capacité moyenne pour les différents modèles dans les canaux mesurés

Une étude bibliographique sur quelques modèles de canaux MIMO a été réalisée en distinguant les modèles physiques et les modèles analytiques.

Les modèles physiques se caractérisent par la nécessité d’une description fine de l’environnement de propagation. Parmi eux nous distinguons les modèles déterministes (tracé de rayon), stochastiques géométriques (modèle à un ou deux anneaux, modèle électromagnétique...) et les modèles stochastiques non géométriques (modèle de Saleh-Valenzuela). Ces modèles nous semblent mal adaptés à l’environnement transport dont la géométrie peut varier rapidement avec le déplacement du bus.

Les modèles analytiques exploitent les propriétés statistiques du canal. Ils offrent une utilisation plus souple. Certains sont fondés sur la corrélation et d’autres sur des paramètres de propagation. L’importance de l’influence de la corrélation dans le canal MIMO nous a conduit à considérer plus particulièrement les modèles faisant appel à ce paramètre. Parmi eux, le modèle de Kronecker et celui de Weichselberger ont été détaillés.

Enfin, nous avons étudié comment modéliser la diversité de polarisation dans les ca-

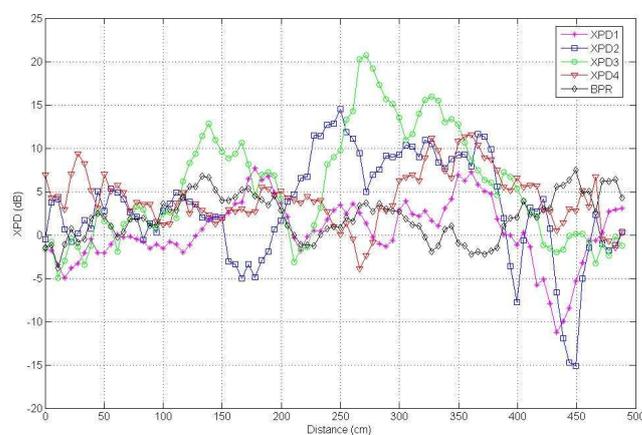


FIG. 2.17 – XPD et BPR du canal C-S+P en fonction de la distance

naux MIMO. Il n'existe pas encore aujourd'hui de modèles pré-établi pour la modéliser. Sa modélisation fait le plus souvent intervenir une matrice de polarisation dont les coefficients traduisent l'effet de cette diversité sur le canal. Plusieurs représentations de cette matrice sont présentées mais aucune n'a réellement fait ses preuves. On notera cependant que les coefficients de la matrice de polarisation font le plus souvent intervenir le facteur de polarisation croisée (XPD), le rapport de puissance des polarisations (BPR) ou la corrélation de l'enveloppe des coefficients.

Enfin, afin d'obtenir des canaux adaptés pour notre étude, nous avons réalisé une campagne de mesures dans trois configurations spécifiques distinctes : un canal avec diversité spatiale en milieu suburbain et sans ligne de vue, un deuxième canal avec diversité spatiale dans un couloir en ligne de vue et un troisième canal avec diversité spatiale et diversité de polarisation dans un couloir en ligne de vue. Les matrices de covariance et les capacités de ces canaux ont été présentées. Enfin, une comparaison des modèles de Kronecker et de Weichselberger générés à partir des mesures a conduit à considérer ce dernier modèle pour les canaux utilisés en simulation.

Bibliographie

- [1] J.F. Pardonche, M. Berbineau, and C. Seguinot. Présentation de quelques modèles stochastiques de canal mimo et comparaison expérimentale. *Les annales des télécommunications*, 60(5/6), march 2005.
- [2] D-S. Shiu. *Wireless communication using dual antenna arrays*. Kluwer Academic Publisher, 2000.
- [3] C. Oestges, V. Erceg, and A.J. Paulraj. Propagation modeling of multi-polarized mimo fixed wireless channels. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 53(3), may 2004.
- [4] J. Jootar and J.R. Zeidler. Performance analysis of polarization receive diversity in correlated rayleigh fading channels. In *Proceedings of Global telecommunication conferenceLOBECOM 2003*, december 2003.
- [5] J. D. Parsons. *The Mobile Radio Propagation Channel*. Pentech Press, 1992.
- [6] P. Guguen. *Techniques multi-antennes émission-réception - Applications aux réseaux domestiques sans fil*. PhD thesis, thesis of the Institut national des sciences appliquées de Rennes, 2003.
- [7] K.I. Pedersen, J.B. Andersen, J.P. Kermoal, and P. Mogensen. A stochastic multiple input multiple output radio channel model for evaluation of space time codings algorithm. In *Proc. of IEEE Vehicular Technology Conference*, september 2000.
- [8] Y.M. Berezansky and Z.G. Sheftel. *Functional analysis*, volume 1. Birkhauser Verlag, 1996.
- [9] Gallager R. *Elements of information*. Wiley, 1968.
- [10] G.H. Golub and C.F. Van Loan. *Matrix computations*. Johns Hopkins university press, 1996.
- [11] C.E. Shannon. A mathematical theory of communication. *Bell system technical journal*, 27 :379–423 and 623–656, 1948.
- [12] *Introducing space into space-time MIMO capacity calculations : a new closed form upper bound*, volume 2, march 2003.
- [13] R.A. Andrews, P.P. Mitra, and R. De Carvalho. Tripling the capacity of wireless communications using electromagnetic polarization. *Nature*, 409 :316–318, january 2001.
- [14] Byung ki Kim, W.L. Stutzman, and D.G. Sweeney. Indoor and outdoor measurements of space, polarization, and angle diversity for cellular base stations in urban environments. In *Proc. of IEEE Vehicular Technology Conference*, volume 1, 2000.

- [15] L. Dong, H. Choo, R. W. Heath, and H. Ling. Simulation of MIMO channel capacity with antenna polarization diversity. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 4(4), july 2005.
- [16] L. Schumacher, L.T. Berger, and J. Ramiro-Moreno. Recent advances in propagation characterisation and multiple antenna processing in the 3gpp framework. In *Proc. of 26th URSI General Assembly*, august 2002.
- [17] C. Pereira, Y. Chartois, Y. Pousset, and R. Vauzelle. Influence de la modélisation d'Environnements indoor sur la caractérisation de canaux mimo. In *Journée scientifique du Comité National Français de Radioélectricité Scientifique*, march 2006.
- [18] M. Pechac, P. and Klepal. Effective indoor propagation predictions. In *Proc. of IEEE Vehicular Technology Conference*, volume 3, october 2001.
- [19] M. Klepal and P. Pechac. Wide-band indoor propagation prediction by motif model. In *10th Aachen Symposium on Signal Theory - Algorithms and Software for Mobile Communications*, september 2001.
- [20] K. Yu and B. Ottersten. Models for mimo propagation channels a review. *Wiley Journal on Wireless Communications and Mobile Computing*, 2, november 2002.
- [21] D.S. Shiu, G.J. Foschini, M.J. Gans, and J.M. Kahn. Fading correlation and its effect on capacity of multielements antenna systems. *IEEE Trans. on communications*, 48(3), march 2000.
- [22] A. Abdi and M. Kaveh. A space-time correlation model for multielement antenna systems in mobile fading channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 20(3), april 2002.
- [23] A. Abdi and M. Kaveh. A versatile spatio temporal correlation function for mobile fading channels with non isotropic scattering. In *Proc. of 10th IEEE Workshop on Statistical Signal Array Processing*, august 2000.
- [24] T. Svantesson. A physical mimo radio channel model for multi-element multi-polarized antenna systems. In *Proc. of IEEE Vehicular Technology Conference*, volume 2, october 2001.
- [25] T. Svantesson. A double-bounce channel model for multi-polarized MIMO systems. In *Proc. of IEEE Vehicular Technology Conference*, volume 2, september 2002.
- [26] D. Gesbert, H Bölskei, D. Gore, and A. Paulraj. Mimo wireless channels : capacity and performance. In *Proc. of Global Telecommunication Conference*, volume 2, pages 1083–1088, november 2000.
- [27] David Gesbert, Helmut Bölskei, Dhananjay A. Gore, and Arogyaswami J. Paulraj. Outdoor MIMO wireless channels : Models and performance prediction. *IEEE Trans. on Communications*, 50(12) :1926–1934, 2002.
- [28] H. Shin and J. Hong Lee. Effect of keyholes on symbol error rate of space-time block codes. *IEEE Communications Letters*, 4(1), january 2003.
- [29] H. Shin and J. Hong Lee. Performances analysis of space-time block codes over keyhole nagakami-m fading channels. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 53(2), march 2004.

- [30] D. Chizhik, G.J. Foschini, J. Gans, and R.A. Valenzuela. Keyholes, correlations, and capacity of multielement transmit and receive antennas. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 1(2), april 2002.
- [31] J.W. Wallace and M.A. Jensen. Statistical characteristics of measured MIMO wireless channel data and comparison to conventional models. In *Proc. of IEEE Vehicular Technology Conference*, volume 2, pages 1078–1082, 2001.
- [32] T. Zwick, C. Fisher, and W. Wiesbeck. A stochastic multipath channel model including path directions for indoor environment. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 20(6), august 2002.
- [33] A. Saleh and R. Valenzuela. A statistical model for indoor multipath propagation. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 5(2), february 1987.
- [34] J. Kermaol, L. Schumacher, K. Pedersen, P. Mogensen, and F. Frederiksen. A stochastic mimo radio channel model with experimental validation. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 20(6), august 2002.
- [35] W. Weichselberger, M. Herdin, H. H. Özcelik, and E. Bonek. A stochastic mimo radio channel model with joint correlation of both link ends. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 5(1), january 2006.
- [36] K. Yu, M. Bengtsson, B. Ottersten, P. Karlsson, D. McNamara, and M. Beach. Measurement analysis of nlos indoor mimo channels. In *Proc. of IEEE Global Telecommunication Conference*, november 2001.
- [37] C-N. Chuah, D.N.C. Tse, J.M. Kahn, and R.A. Valenzuela. Capacity scaling in mimo wireless systems under correlated fading. *IEEE Trans. on Information Theory*, 48(3), march 2002.
- [38] J.P. Kermaol, L. Schumacher, P. Mogensen, and K.I. Pedersen. Experimental investigation of correlation properties of mimo radio channels for indoor picocells scenarios. In *Proc. of IEEE Vehicular Technology Conference*, september 2000.
- [39] E. Bonek. Experimental validation of analytical MIMO channel models. *Elektrotechnik und Informationstechnik (e&i)*, 122(6) :196–205, 2005.
- [40] A. Burr. Capacity bounds and estimates for finite scatterers mimo wireless channel. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 50(5), may 2003.
- [41] M. Debbah and R. Muller. Mimo channel modeling and the principle of maximum entropy. *IEEE Trans. on Information Theory*, 51(5), may 2005.
- [42] A. Sayeed. Deconstructing multiantenna fading channels. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 50(10), october 2002.
- [43] S.R. SAUNDERS. *Antennas and propagation for wireless communication systems*. Wiley, 2001.
- [44] C. Waldschmidt, C. Kuhnert, T. Fügen, and W. Wiesbeck. Measurements and Simulations of compact MIMO systems based on Polarization Diversity. In *Proc. of IEEE Topical Conference on Wireless Communication Technology*, october 2003.

- [45] Daniel S. Baum, Dhananjay A. Gore, Rohit U. Nabar, Srilatha Panchanathan, K. V. S. Hari, Vinko Erceg, and Arogyaswami J. Paulraj. Measurement and characterization of broadband MIMO fixed wireless channels at 2.5 GHz. In *Proc. of IEEE International Conference On Personal Wireless Communications*, pages 203–206, december 2000.
- [46] P. Soma, D. Baum, V. Erceg, R. Krishnamoorthy, and J. Paulraj. Analysys and modeling of multiple input multiple output radio channel based on outdoor measurements conducted at 2.5GHz for fixed BWA applications. In *Proc. of IEEE International Communications Conference (ICC)*, volume 1, april 2002.
- [47] R.G. Vaughan. Polarization diversity in mobile communications. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 39(3), august 1990.
- [48] Rohit U. Nabar, Helmut Bölcskei, Vinko Erceg, David Gesbert, and Arogyaswami J. Paulraj. Performance of multi-antenna signaling techniques in the presence of polarization diversity. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 50(10) :2553–2562, 2002.
- [49] J. Jootar, J.F. Diouris, and J.R. Zeidler. Performance of polarization diversity in corrélated nagakami-m fading channels. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 55(1), january 2006.
- [50] C. Oestges. Some open question on dual-polarized channel modeling. In *COST-273 TD(05) 103*, november 2005.
- [51] V. Erceg, H. Sampath, and S. Catreux-Erceg. Dual-polarization versus single-polarization mimo channel measurement results and modeling. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 5(1), january 2006.
- [52] J.P. Kermoal, L. Schumacher, F. Frederiksen, and P.E. Mogensen. Polarization diversity in MIMO radio channels : experimental validation of a stochastic model and performance assessment. In *Proc. of IEEE Vehicular Technology Conference*, volume 1, october 2001.
- [53] L. Schumacher, J.P. Kermoal, K.I Pedersen, and P.E. Mogensen. Simulating polarization diversity and power allocation in MIMO channels. In *Proc. of the 4th European Personal Mobile Communications Conference*, february 2001.
- [54] J.F. Pardonche. *Systèmes de transmission sans fil multi-émetteurs multi-recepteurs pour des applications transpots. Etude des modèles de canaux de propagation*. PhD thesis, Thesis of Université de Lille 1, 2004.
- [55] J.J.A. Lempiainen and J.K. Laiho-Steffens. The performance of polarization diversity schemes at a base stationin small/micro cells at 1800 MHz. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 47(3), august 1998.

Chapitre 3

Evaluation de la chaîne de transmission en simulation

1 Introduction

Nous avons vu en détail les différents phénomènes physiques présents dans le canal de transmission qui influent sur les performances des systèmes MIMO et les différentes méthodes pour les prendre en compte dans les modèles de canaux. Dans ce chapitre, la chaîne de transmission développée pour tester plusieurs solutions de traitements en simulation est présentée sur la base de deux antennes à l'émission et de quatre antennes à la réception. Les étapes de synchronisation et de correction de phase sont considérées comme parfaites et le récepteur a une connaissance parfaite du SNR. Deux architectures différentes sont considérées et se distinguent par les traitements réalisés en réception (itératif ou non). Dans un premier temps, la partie émettrice (commune) est détaillée puis les deux récepteurs considérés sont décrits. Nous explicitons brièvement les algorithmes implémentés dans chaque parties de la chaîne. Dans la deuxième partie de ce chapitre nous présentons les performances obtenues dans un canal de propagation connu en fonction du rapport signal sur bruit. L'influence du canal de propagation est mise en évidence. La troisième partie traite du problème de l'estimation du canal de propagation. Plusieurs estimateurs sont envisagés et nous précisons nos choix. Dans la dernière partie, la chaîne complète est testée pour différents modèles de propagation en fonction du rapport signal sur bruit. Pour finir, une conclusion est présentée.

2 Présentation de la chaîne développée

2.1 L'émetteur

La chaîne d'émission se fonde sur la couche physique du standard IEEE 802.16d [1] exploitant l'OFDM et décrit dans le premier chapitre de ce mémoire. Un schéma synoptique du module d'émission développé est donné figure (3.1).

L'émetteur se décompose selon les étapes classiques suivantes que nous allons présenter :

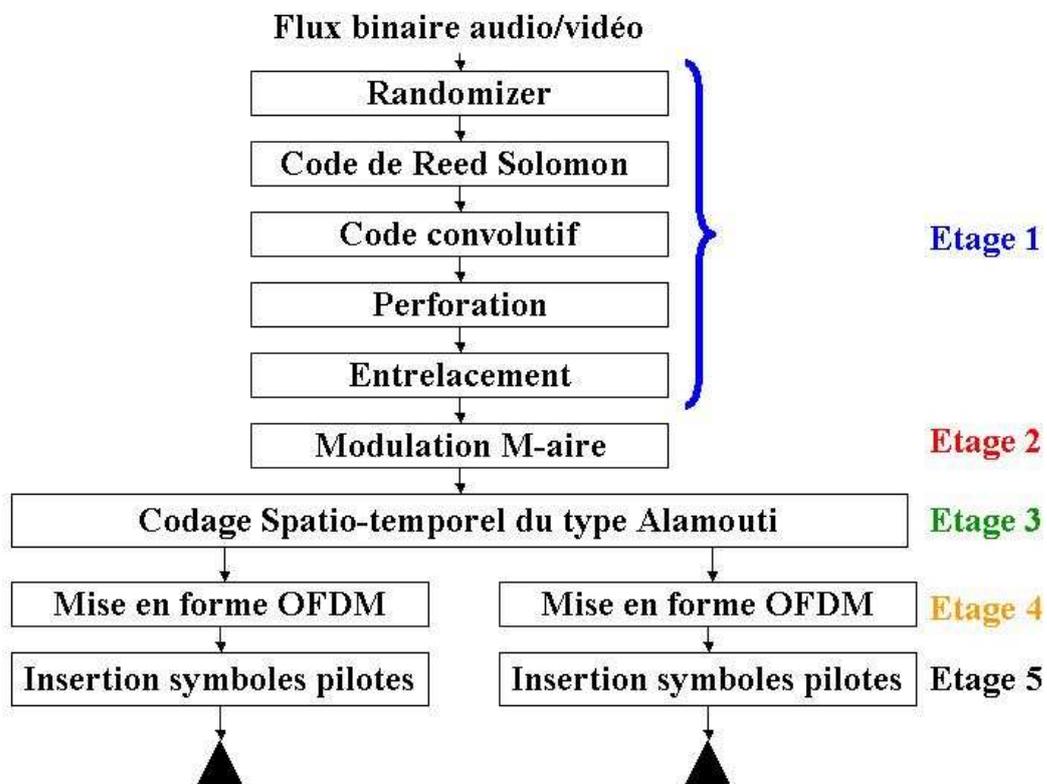


FIG. 3.1 – Emetteur du système développé

Étage 1 : Un étage de codage canal qui permet de détecter et corriger un certain nombre d'erreurs. Des bits de redondance sont générés et ajoutés au signal de départ. Le débit initial est diminué. L'entrelacement permet de répartir les erreurs aléatoirement dans la trame et augmente l'efficacité des codes. Le poinçonnage permet d'adapter le débit final.

Étage 2 : La modulation M-aire compacte les données.

Étage 3 : Le codage spatio-temporel introduit de la diversité spatiale et temporelle et augmente la robustesse du lien.

Étage 4 : La modulation OFDM et la mise en forme des trames exploitent la diversité fréquentielle. Le canal est découpé en sous canaux de bande étroite ce qui simplifie les traitements en réception.

Étage 5 : Cet étage correspond à la mise en forme des trames et à l'insertion des symboles OFDM pilotes

L'étage codage canal

L'étage de codage canal repose sur la concaténation série d'un code de Reed Solomon (code RS, *code de Reed Solomon*) et d'un code convolutif (CC, *Code Convolutif*). Le code RS permet la correction de blocs d'erreurs. Le CC est plus efficace pour la correction des erreurs éparées. Un étage traditionnellement appelé "randomizer" est spécifié dans le standard et se place avant le code RS. Il transforme les données issues de la source en données pseudo aléatoires à l'aide d'opérations binaires et de registres à décalages.

Le code de RS est un code systématique qui génère 255 octets pour 239 octets en entrée. Il peut corriger jusqu'à 8 octets. Les polynômes générateurs sont donnés dans [2].

Ce code RS est concaténé en série avec un code convolutif non récursif et non systématique. Il est de rendement 1/2 et de polynômes générateurs $G_1 = 171_{oct}$ et $G_2 = 133_{oct}$. Le standard spécifie également l'utilisation de turbo codes en bloc et convolutifs pour la couche physique OFDM. Ces deux méthodes de codage sont cependant optionnelles et ne sont pas considérées dans l'étude présentée. Une description détaillée de ces types de code et de leur mode de fonctionnement est proposé dans [3].

A la sortie de cet étage, une opération de perforation est réalisée afin d'adapter le rendement de la chaîne au débit désiré. Cette opération consiste à supprimer des bits du signal afin d'adapter le débit de sortie à la valeur souhaitée. En considérant le masque $[1 \ 1 \ 0 \ 1]$ proposé dans [2], p_n le symbole émis par la sortie 1 du codeur à l'instant n et q_n le symbole émis par la sortie 2 à l'instant n , le masque appliqué sur les données $[p_1 \ q_1 \ p_2 \ q_2]$ donne en sortie $[p_1 \ q_1 \ q_2]$. Après cette opération, le rendement du code convolutif est égal à 2/3 et le rendement global de la chaîne devient 1/2.

Le codage canal est suivi par une opération d'entrelacement qui permet de réduire la corrélation des bits entre eux. Nous utilisons l'entrelacement en bloc du standard décrit dans [1]. Cet entrelacement consiste à remplir une matrice avec les données en entrée puis à effectuer des permutations entre les lignes et les colonnes.

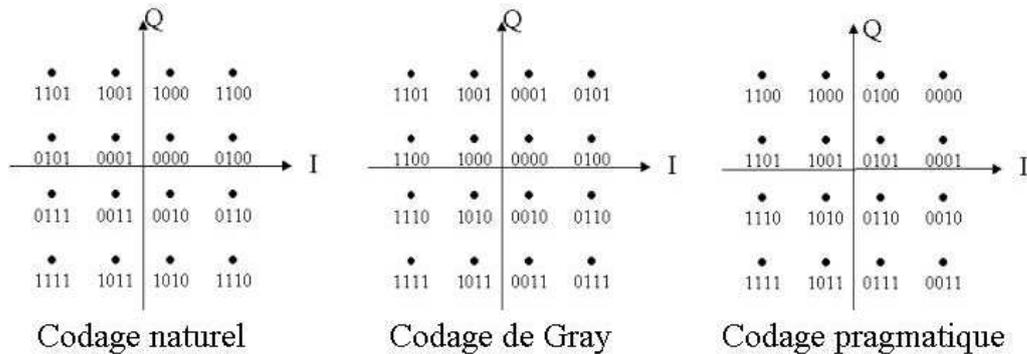


FIG. 3.2 – Les différentes stratégies de codage de la modulation 16-QAM

Modulation et diversité spatiale

Les données binaires issues de l'étage de codage canal sont ensuite modulées. Le standard propose un système de modulation adaptatif utilisant la BPSK, la QPSK, la 16-QAM ou la 64-QAM. Cette dernière est en option pour la couche PHY-OFDM. Le choix de la modulation s'effectue en fonction de la qualité du signal et du débit souhaités.

Dans le standard, deux stratégies de codage des constellations des modulations sont proposées : le codage de Gray et le codage dit "pragmatic" que nous appelons dans la suite codage pragmatique. L'intérêt des différents codages de constellation pour une même modulation (appelé aussi par le terme anglophone mapping) est d'adapter celle-ci au canal de transmission et aux traitements en réception de façon à maximaliser les distances entre symboles pour une meilleure détection. Cette méthode permet également d'augmenter la quantité d'information contenue dans chaque symbole. Dans [4], A. Sezgin montre que la stratégie de codage de la constellation d'une modulation peut influencer fortement les performances d'un système de réception itératif à plusieurs antennes, cependant, aucune stratégie particulière n'est préconisée. Les performances de trois différentes stratégies (codage de Gray, codage pragmatique et codage par défaut dans Matlab) seront évaluées dans la section 3.2 bien que seul le codage de Gray soit suggéré dans la couche physique du standard. Les trois différents codages appliqués à la modulation 16-QAM conduisent aux constellation représentées figure (3.2).

L'option de diversité spatiale proposée dans la définition du standard a été implémentée. Cette option conduit à l'utilisation en émission du code spatio-temporel en bloc (STBC, *Space Time Bloc Code*) présenté par S. Alamouti [5] en 1998. Ce code spatio-temporel de rendement unitaire est construit pour deux antennes d'émission et peut être représenté sous la forme matricielle (3.1).

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \tag{3.1}$$

où s_1 et s_2 sont les symboles issus de la modulation.

La modulation OFDM est ensuite appliquée à chaque sortie du codeur spatio-temporel.

Rappel sur la modulation OFDM

Historique : Le principe de la modulation OFDM a été introduit par Chang dans les années 60 [6]. L'utilisation des propriétés d'orthogonalité permet d'améliorer l'efficacité spectrale du signal par rapport aux techniques de multiplexage fréquentiel classiques. Le signal OFDM peut alors être compris comme la somme de sous porteuses orthogonales. Au cours des années 70, le passage en numérique a fait apparaître que l'utilisation de la transformée de Fourier discrète (TFD, *Transformée de Fourier Discrète*) permet de générer une forme d'onde OFDM [7]. Ainsi la transformée de Fourier rapide inverse (IFFT, *Inverse Fast Fourier Transform, Transformée de Fourier rapide inverse*) est utilisée pour générer le signal et la transformée de Fourier rapide (FFT, *Fast Fourier Transform, Transformée de Fourier rapide*) pour la démodulation. L'orthogonalité des sous porteuses permet de s'affranchir en grande partie des interférences entre symboles (ISI, *Inter Symbol Interference, interférence entre symboles*). Cependant, dans les canaux multi trajets l'orthogonalité entre sous porteuses est perdue et il se crée alors des interférences entre sous porteuses (ICI, *Inter Carrier Interference, interférence entre porteuse*). Afin de lutter contre ce phénomène, l'ajout d'un préfixe cyclique (PC, *Préfixe Cyclique*) proposé par Peled et Ruiz [8] est maintenant communément admis. Au lieu d'utiliser un intervalle de garde entre deux symboles afin de limiter les risques d'ISIs et d'ICIs, celui-ci est remplacé par une extension cyclique du symbole OFDM. Cette opération place en début de symbole une copie de sa fin comme illustré sur la figure (3.3).

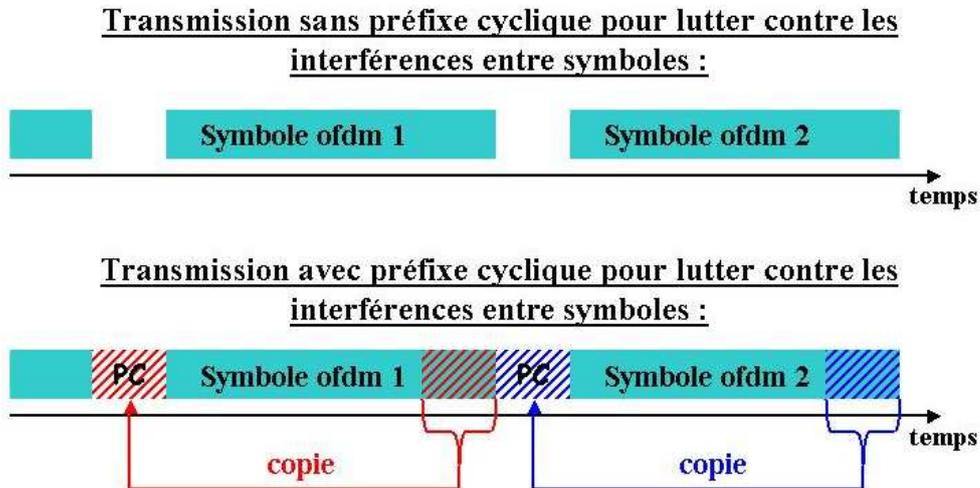


FIG. 3.3 – Ajout du préfixe cyclique au symbole OFDM

Représentation mathématique de l'OFDM : Il est possible de représenter mathématiquement le signal OFDM. Nous considérons le i -ième symbole OFDM $s_i(t)$ composé de N sous porteuses, ayant une largeur de bande de W Hz et une durée de T secondes

dont T_{cp} secondes correspondant à la durée du préfixe cyclique. Ce symbole OFDM s'écrit dans le domaine continu sous la forme (3.2).

$$s_i(t) = \sum_{k=0}^{N-1} x_{k,i} \psi_k(t - iT) \quad (3.2)$$

avec $x_{0,i} \dots x_{N-1,i}$ les données complexes de la constellation modulant chaque sous porteuses et ψ_k la forme d'onde d'une sous porteuse définie par l'équation (3.3).

$$\psi_k(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T-T_{cp}}} e^{j2\pi \frac{W}{N} k(t-T_{cp})} & \text{si } t \in [0, T] \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (3.3)$$

Propriétés L'utilisation de l'OFDM permet :

- Une bonne efficacité spectrale et donc des débits importants
- Une bonne résistance aux multitrajets si l'étalement des retards est inférieur à la durée du préfixe cyclique
- Une égalisation simplifiée en divisant l'ensemble du canal en N sous canaux

En pratique, les performances d'un système OFDM dépendent essentiellement de sa résistance aux ICIs et ISIs. Comme il a été dit précédemment, celles ci sont provoquées par un étalement des retards trop important par rapport à la taille du préfixe cyclique mais aussi par une perte de l'orthogonalité du fait de la mobilité (effet Doppler), des erreurs de synchronisation et des décalages en phase ou en fréquence des oscillateurs locaux. Des codes correcteurs d'erreurs sont de plus en plus souvent utilisés afin d'améliorer la robustesse des systèmes OFDM [9]. Cette méthode est connue sous le nom d'OFDM codé (COFDM, *Coded OFDM*). L'utilisation de nouvelles formes d'ondes est également une technique prometteuse. Elle repose sur l'utilisation de différentes bases orthogonales. Parmi celles ci, citons l'utilisation des ondelettes et en particulier les ondelettes de Gabor [10] qui améliorent la robustesse face aux ICIs dans le cas d'un Doppler important par exemple [11].

Enfin des distorsions liées à une mauvaise dynamique des amplificateurs et à l'application de la transformée de fourrier inverse peuvent également apparaître. Cela se traduit par l'apparition de symboles ou d'échantillons de très forte amplitude par rapport à la puissance moyenne du signal. Ces fluctuations de l'enveloppe du signal sont mesurées à l'aide du rapport de puissance crête sur la puissance moyenne du signal (PAPR, *Peak to average power ratio*). Ce problème fait l'objet de nombreuses recherches. Parmi les propositions, nous citerons l'utilisation d'amplificateur linéaire à saturation (clipping) [12] ou les techniques de fenêtrage [13] [14]. Ces méthodes peuvent être associées aux codes correcteurs d'erreurs ou à des méthodes de précodage qui permettent d'étaler l'énergie du signal. Une vue d'ensemble de toutes ces techniques permettant de lutter contre le PAPR est présentée dans [15].

Après l'application de l'OFDM sur chaque antenne d'émission, le signal est structuré sous la forme de trames regroupant plusieurs symboles OFDM. Cette structure varie d'un système à un autre et inclus souvent de nouveaux symboles ne transportant pas les données. Ces symboles transportent des données protocolaires ou sont utilisés pour faciliter la tâche du récepteur.

Les trames de données transmises

La structure des symboles et des trames utilisées est décrite par la figure (3.4). Le symbole de données a une structure identique à celle du standard alors que la trame employée utilise deux préambules bien que le standard n'en préconise qu'un seul sur le lien montant. Cette modification nous permet d'augmenter la robustesse de l'estimation du canal que nous étudions ultérieurement.

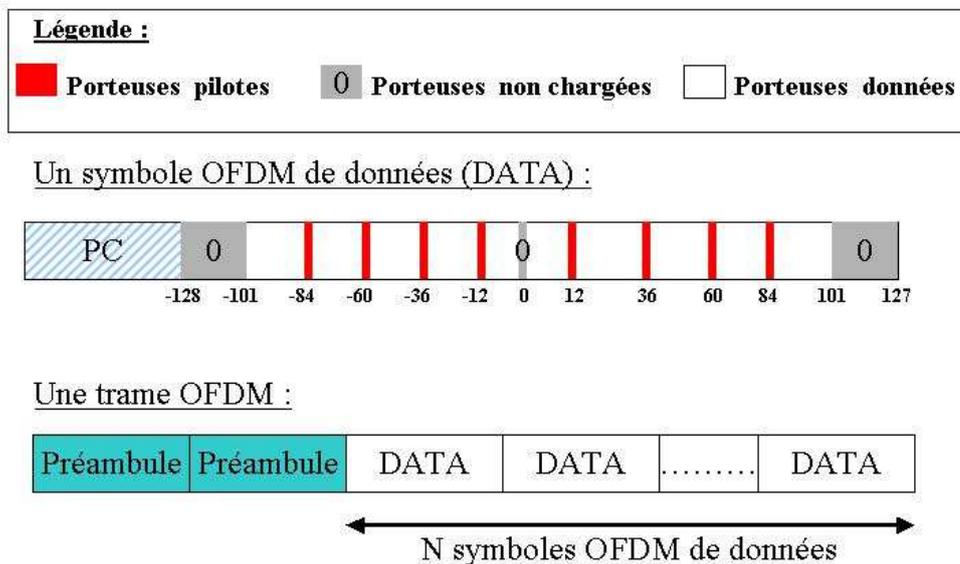


FIG. 3.4 – Structure des symboles et des trames OFDM

Les symboles OFDM chargés de transporter les données sont composés de 256 sous porteuses (sans le préfixe cyclique). Ils possèdent 8 sous porteuses pilotes (sous porteuses chargées avec un symbole connu), 192 sous porteuses pour les données et 56 sous porteuses non chargées (la composante continue et les sous porteuses latérales). Les sous porteuses pilotes peuvent aider à l'estimation du canal. On peut noter que les sous porteuses latérales ne sont pas chargées. Cette technique permet de limiter les risques de perte de données en cas d'interférences entre symboles.

La trame OFDM est composée tout d'abord de 2 symboles OFDM connus ou préambules. Ils sont suivis de **N** symboles OFDM transportant des données. La structure des préambules ne correspond pas à celle du standard. En effet, le standard n'est pas conçu à l'origine pour utiliser plusieurs antennes à l'émission et à la réception. Aussi, il n'est pas proposé de

préambule spécifique pour chaque antenne d'émission. Nous avons donc choisi de charger les préambules à l'aide de données aléatoires. Ces données ont comme valeurs possibles celles utilisées dans les préambules du standard à savoir $(-1,1,0)$. Les préambules utilisés sont donc chargés d'une séquence aléatoire composée de 0, de -1 et de 1. Chaque antenne d'émission possède des préambules différents. Le choix de cette méthode facilite l'estimation du canal de propagation. En effet, cette étape peut nécessiter une inversion de la matrice représentant le signal connu. Or, l'utilisation des mêmes préambules pour les trames émises à chaque antenne d'émission conduit à une matrice du signal déficiente.

2.2 Les récepteurs

Le choix des récepteurs à implémenter

Pour un système d'émission défini, il est possible de concevoir plusieurs récepteurs. Ils se différencient par leur architecture, les algorithmes utilisés et bien entendu leurs performances. Dans ces travaux nous proposons de classer les différentes architectures existantes selon trois catégories : les récepteurs simples ou 'classiques', les Turbo-récepteurs et les récepteurs exploitant des méthodes de traitement conjoint.

- La structure des récepteurs classiques est simple et plus ancienne. L'émetteur comme le récepteur sont décomposés en modules indépendants. Chacun réalise une opération spécifique sur les données (codage, modulation, etc.). A un module d'émission correspond un module en réception effectuant l'opération inverse. A ces modules il convient d'ajouter des modules dédiés à une opération spécifique dans la chaîne de réception (synchronisation, estimation du canal, etc.). Dans ce cas de figure, chaque module est optimisé indépendamment des autres.
- Les récepteurs à traitement conjoint se fondent sur des techniques d'optimisation conjointe de plusieurs modules. Parmi elles, les techniques de codage conjoint source/canal sont pertinentes pour notre application où des données audio et vidéo sont utilisées. Dans ces techniques, une optimisation conjointe des modules de codage source et de codage canal est réalisée. Ces fonctions sont le plus souvent entrelacées. Ces méthodes nécessitent d'être prises en compte à l'émission et à la réception. Elles font l'objet de recherches intensives. Elles n'ont pas été prises en compte dans nos travaux mais un travail de thèse a été lancé en commun sur ce sujet [16]. Une modification importante de la chaîne est nécessaire.
- Les Turbo-récepteurs introduisent dans leur structure une boucle de rétroaction créant ainsi un processus itératif. A l'origine, cette technique a été mise en place dans le décodage des Turbo-codes inventés par Claude Berrou et Alain Glavieux [17].
A l'émission, les premiers Turbocodes étaient formés par la concaténation de deux codes convolutifs séparés par un étage d'entrelacement des données. En réception un processus itératif est réalisé entre les deux décodeurs. Ces derniers utilisent des algorithmes à entrée et sortie souples (la définition de ces types d'entrées est donnée

dans la section suivante). Le processus itératif se traduit par l'échange d'information sur les bits décodés ou codés entre les deux modules. Les Turbo-codes ont maintenant prouvé leur efficacité et sont utilisés pour des communications satellitaires ou dans des standards récents (en option dans le WiMAX). Face à ce succès, de nombreuses recherches autour de ces principes Turbo ont permis leur extension à d'autres modules de la chaîne de transmission (détection, démodulation, égalisation...).

Pour un même algorithme en réception, la nature des sorties varie selon la méthode décisionnelle de l'algorithme. Deux types de décisions sur la valeur des symboles de sortie peuvent être prises : les décisions dites dures ou fermes et les décisions dites souples.

- Dans l'approche à décisions dures, le module prend une décision ferme sur la valeur de chaque symbole de sortie. Il quantifie l'information du symbole de sortie. Les valeurs de sortie possibles ou l'alphabet des sorties du récepteur coïncident alors avec l'alphabet des entrées du module d'émission correspondant. A titre d'exemple, la valeur 0 ou 1 est affectée à chaque symbole si on considère des bits dont les valeurs peuvent être égales à $1 + j$ ou $3 - 3j$ pour les symboles issus d'une modulation 16-QAM.
- Dans le cas d'un traitement à décisions souples, c'est une information sur la valeur du symbole ou de la séquence traitée qui est transmise en sortie vers l'étage suivant. A titre d'exemple, cette information peut prendre la forme de la probabilité que le bit décodé soit égal à 1. A la fin de la chaîne utilisant cette méthode, une décision ferme est prise sur la valeur du symbole en fonction de cette information.

Nous avons donc considéré les deux récepteurs suivants :

1. **Le récepteur classique** avec des algorithmes à décisions dures. Ce récepteur de faible complexité répond parfaitement à des contraintes de temps de calcul. En revanche, les performances attendues seront inférieures à celles d'un récepteur plus élaboré.
2. **Le Turbo récepteur** Ce récepteur applique le principe des Turbo processus entre le décodeur du code convolutif et le décodeur spatio temporel du code d'Alamouti. Tous deux utilisent des entrées et sorties souples. Les autres modules sont identiques à ceux du récepteur classique. La complexité du récepteur est plus importante et le temps de calcul également. Cependant, ce récepteur doit offrir de meilleures performances que le récepteur classique.

Les paragraphes suivants détaillent les algorithmes utilisés pour ces deux récepteurs.

2.3 Le récepteur classique

Pour le récepteur classique à décisions dures, les étapes inverses de celles de l'émetteur sont réalisées une à une. La chaîne de réception développée peut alors être schématisée sur la figure (3.5).

Après réception du signal, la démodulation OFDM est réalisée sur chaque antenne

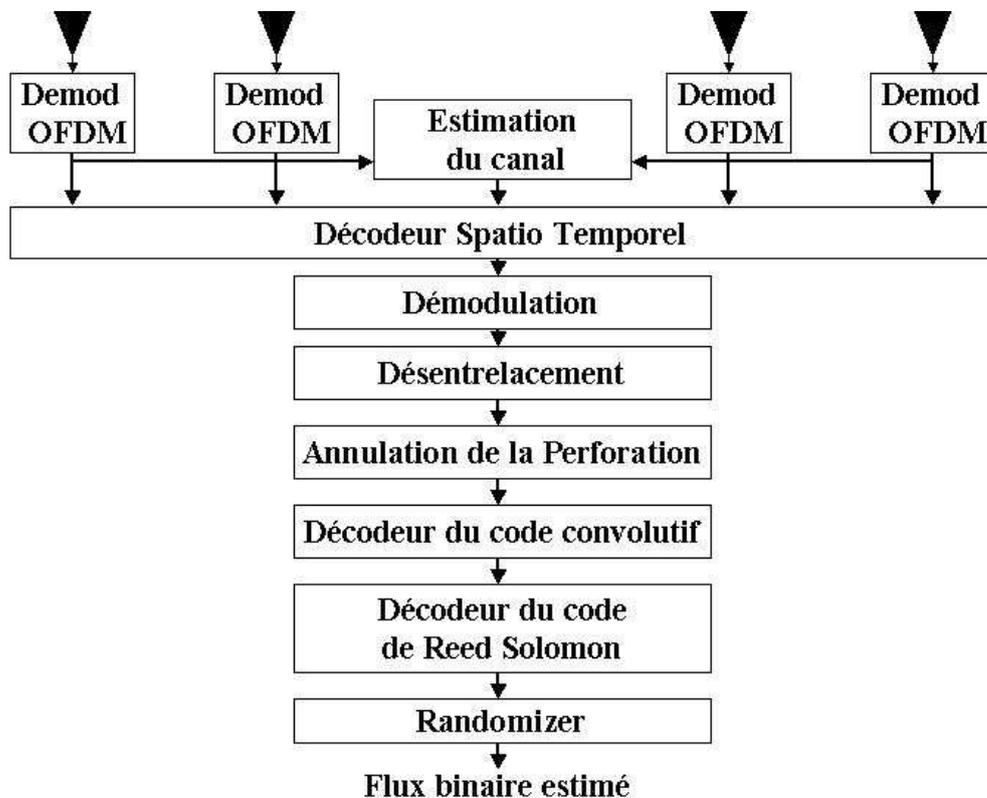


FIG. 3.5 – Le récepteur à décisions dures

de réception par application d'une simple transformée de Fourier rapide sur 256 points (nombre de sous porteuses) précédée de l'extraction du préfixe cyclique. Les données utiles sont ensuite récupérées sur les porteuses adéquates. Le décodage du code d'Alamouti [5] puis la démodulation sont ensuite effectués. L'opération de désentrelacement est suivie par l'annulation de la perforation qui consiste à remplacer les bits manquants par des bits égaux à 0. Le décodage du code convolutif est implémenté selon l'algorithme de Viterbi [18]. La dernière opération porte sur le décodage du code de Reed Solomon selon l'algorithme de BerleKamp-Massey [19][20].

2.4 Le turbo récepteur

Le récepteur itératif considéré est représenté par la figure (3.6). Comme pour le récepteur à décisions fermes, la démodulation OFDM est d'abord réalisée sur chaque antenne de réception. La sortie des démodulateurs est injectée en entrée du décodeur spatio-temporel à entrées et sorties souples. Le processus itératif s'effectue entre ce module et le décodeur du code convolutif à entrées et sorties souples. Le processus se traduit par l'échange d'informations entre les deux décodeurs. Dans les processus itératifs trois types d'information sont couramment distinguées : l'information *a posteriori*, l'information *a priori* et l'information *extrinsèque*.

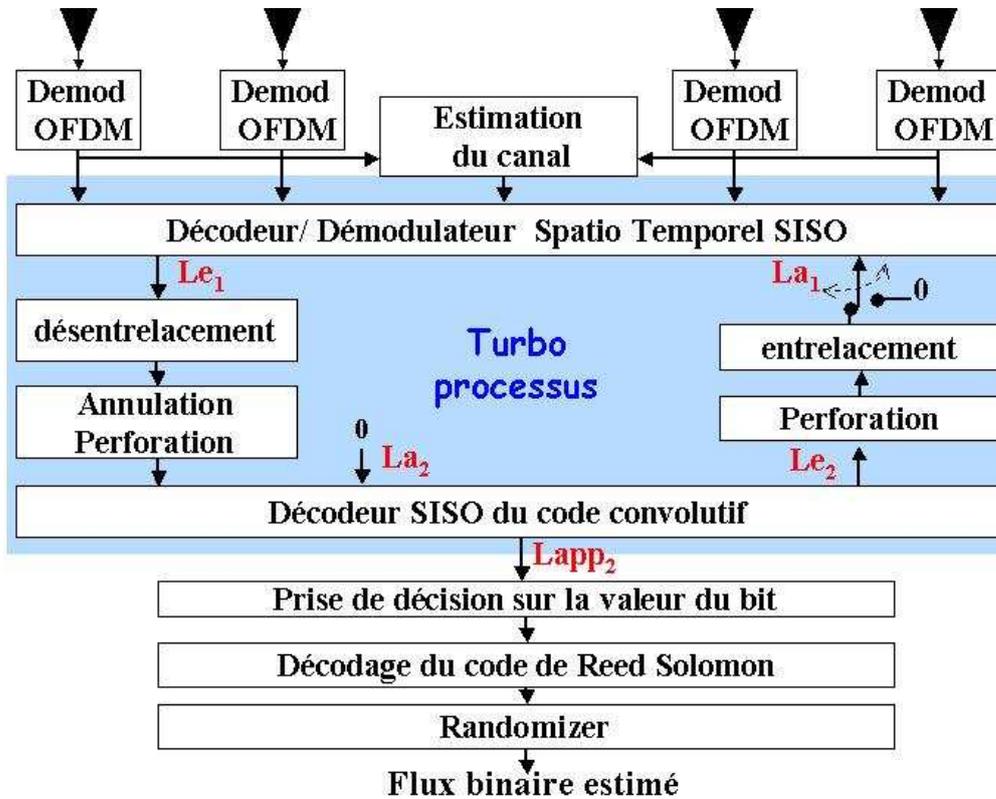


FIG. 3.6 – Le récepteur itératif

L'information *a posteriori* représente l'information sur la valeur du symbole traité sachant l'ensemble de la séquence reçue. Dans les traitements itératifs elle prend souvent la forme du logarithme du rapport de vraisemblance (*LLR*, Log Likelihood Ratio). Si les symboles considérés sont des bits alors le *LLR* est défini par l'équation (3.4).

$$LLR(b_i) = \log \left(\frac{P(b_i = 1/\mathbf{Y})}{P(b_i = 0/\mathbf{Y})} \right) \quad (3.4)$$

où b_i est le i -ème bit de la séquence \mathbf{Y} , \mathbf{Y} l'ensemble de la séquence reçue et $P(./.)$ la probabilité conditionnelle.

L'information *a priori* correspond à l'information déjà connue sur les symboles traités. Enfin, l'information *extrinsèque* correspond à l'information supplémentaire sur la valeur des symboles issue du traitement réalisé par le module.

En considérant le récepteur présenté figure (3.6), le traitement itératif se décompose selon les étapes suivantes :

1. L'information *a priori* des bits d'entrée La_1 du décodeur/démodulateur spatio-temporel et celle des bits décodés La_2 pour décodeur SISO du code convolutif, sont mises à 0 (Aucune information *a priori*).

2. Les données provenant de chaque démodulateur OFDM sont reçues par le "soft décodeur".
3. Le décodeur du code spatio temporel calcule l'information *extrinsèques* Le_1 de chaque bit décodé provenant des symboles démodulés à l'aide des informations *a priori* La_1 sur ces bits et des coefficients qui représentent les réponses impulsionnelles du canal de transmission. L'information *extrinsèque* est ensuite récupérée en sortie.
4. Cette information est transmise. L'opération d'entrelacement inverse est réalisée et suivie par l'annulation de la perforation qui consiste à remplacer l'information sur les bits manquants par 0 (aucune information). A la fin de ces étapes, l'information *extrinsèque* devient l'information source pour le décodeur du code convolutif.
5. Le décodeur du code convolutif calcule l'information *a posteriori* $Lapp_2$ des bits décodés et l'information *extrinsèque* de chaque bit de la séquence codée Le_2 à l'aide des informations *a priori* sur les bits décodés reçus et de l'information sur les bits codés transmis par le soft décodeur. A la sortie du module, $Lapp_2$ prend la forme de LLR de chaque bit décodé.
6. Si le processus itératif n'est pas terminé, Le_2 est renvoyée vers le premier décodeur. Les opérations de perforation et d'entrelacement sont effectuées et transforment Le_2 en un nouveau La_1 . Le processus reprend à l'étape 3. Si le processus itératif est terminé une décision est prise sur la valeur du bit (0 ou 1) en fonction du signe de $Lapp_2$ (bit $c_i = 0$ si $LLR(c_i) < 0$ et $c_i = 1$ sinon).

Après avoir présenté le principe du traitement itératif réalisé, nous détaillons maintenant les algorithmes utilisés.

2.5 Description des algorithmes utilisés

a) Le décodeur spatio-temporel à entrées et sorties souples

Le principe : Dans ce module, le décodage et la démodulation sont réalisés conjointement selon l'algorithme du Logarithme du Maximum A Posteriori (Log-MAP). D'autres méthodes de décodage à sortie souple existent pour les codes STBC, il est possible de citer notamment l'algorithme List Sphere Decoder (LSD) [21] qui offre des performances intéressantes. Cependant l'algorithme Log-MAP est le plus couramment utilisé et bien que plus complexe il est plus performant.

Cet algorithme dérive de ceux utilisés pour le décodage des Turbo codes [17]. Le principe est la maximalisation de la probabilité *a posteriori* pour un bit donné ce qui a pour effet de minimiser la probabilité de commettre une erreur sur celui-ci. Le module calcule donc l'information *a posteriori* $Lapp$ et l'information *extrinsèque* Le des bits codés à partir des réponses impulsionnelles du canal de propagation, des informations *a priori* et des données reçues en entrée.

L'algorithme : A l'émission, les bits c sont définis comme étant les bits en sortie du codeur convolutif, perforés et entrelacés. Ces bits sont regroupés pour former les symboles

de la modulation M -QAM. Le codage spatio-temporel d'Alamouti utilisé considère ensuite ces symboles $Q = 2$ à $Q = 2$. Chaque couple peut être représenté par une matrice \mathbf{X}_k définie par l'équation (3.5).

$$\mathbf{X}_k = \begin{bmatrix} s_{1,k} \\ s_{2,k} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

où $s_{i,k}$ est le i -ème symbole considéré dans le couple k .

Ce couple est ensuite codé par le codeur spatio-temporel représenté par la matrice code \mathbf{G}_k similaire à l'équation (3.1).

En réception le signal reçu R s'exprime selon l'équation (3.6).

$$\mathbf{R}_k = \mathbf{G}_k \cdot \mathbf{H} + \mathbf{n} \quad (3.6)$$

Après la démodulation OFDM, le décodeur spatio-temporel à entrées et sorties souples réalise simultanément le décodage spatio-temporel et la démodulation. Il ne considère plus la matrice \mathbf{X}_k comme une matrice de symboles mais comme une matrice de bits c_k^μ avec μ variant de 1 à $N = Q \cdot \log_2 M$.

L'algorithme Log-MAP calcule le LLR des bits démodulés. Les propriétés d'orthogonalité du code spatio temporel et l'indépendance des symboles $s_{i,k}$ composant la matrice X_k fait que l'on traitera ensemble les bits d'un même symbole mais chaque symbole séparément. La séquence binaire composant un symbole de la modulation est notée c_k^ν avec ν variant de 1 à $L = N/Q$. Il est également possible de dire que

$$P(s_{i,k}) = \sum_{\nu=1}^L P(c_k^\nu) \quad (3.7)$$

Nous pouvons maintenant exprimer le $LLR(c_k^\nu)$ par l'équation (3.8).

$$LLR(c_k^\nu) = \frac{P(c_k^\nu = 1/\mathbf{R}_k)}{P(c_k^\nu = 0/\mathbf{R}_k)} = \frac{\sum_{s \in \mathbf{S}^{\nu,1}} P(s/\mathbf{R}_k)}{\sum_{s \in \mathbf{S}^{\nu,0}} P(s/\mathbf{R}_k)} \quad (3.8)$$

où $\mathbf{S}^{\nu,1}$ et $\mathbf{S}^{\nu,0}$ sont respectivement l'ensemble des symboles possibles issus de la constellation ayant le bit à la position ν égal à 1 ou 0.

Sous l'hypothèse de bit d'un même symbole indépendants et en utilisant le théorème de Bayes, $LLR(c_k^\nu)$ prend la forme de l'équation (3.9).

$$LLR(c_k^\nu) = La(c_k^\nu) + \frac{\sum_{s \in \mathbf{S}^{\nu,1}} P(\mathbf{R}_k/s) \cdot \prod_{j \neq \nu, j=1}^L c_k^j \cdot La(c_k^j)}{\underbrace{\sum_{s \in \mathbf{S}^{\nu,0}} P(\mathbf{R}_k/s) \cdot \prod_{j \neq \nu, j=1}^L c_k^j \cdot La(c_k^j)}_{Le(c_k^\nu)}} \quad (3.9)$$

Dans cette formulation, l'effet du passage dans le canal de propagation $P(R_k/s)$ apparaît. Les propriétés d'orthogonalité des codes spatio-temporels et la méthode de décodage proposée par S. Alamouti permettent de simplifier cette équation. Dans un premier temps le décodeur spatio-temporel calcule l'information *extrinsèque* des bits puis, si cela lui est demandé, l'information *a posteriori*. Dans notre cas, le module se contente de passer en sortie l'information *extrinsèque* à destination du décodeur du code convolutif.

b) Le décodeur du code convolutif

Dans la chaîne de transmission développée, le décodeur du code convolutif extrait deux types d'information : l'information *extrinsèque* des bits codés et l'information *a posteriori* des bits décodés. Le module développé s'inspire du module présenté par S. Benedetto dans [22]. Ce module utilise un dérivé de l'algorithme BCJR (Bahl, Coke, Jeinek, Raviv) [23]. L'algorithme utilisé simplifie le BCJR en utilisant l'algèbre logarithmique. Son principe général est de minimiser la probabilité d'erreur sur chaque bit du code afin d'améliorer le décodage. Cela est réalisé en parcourant le treillis dans un sens puis dans l'autre afin d'estimer la séquence la plus plausible en fonction des données reçues et parmi toutes les séquences possibles du treillis. Il convient de noter que cet algorithme nécessite que l'ensemble de la séquence à traiter soit disponible avant de pouvoir fournir les premiers résultats.

Afin de mieux comprendre le fonctionnement de l'algorithme il est nécessaire de revoir le fonctionnement du codeur convolutif. Ce type de codeur repose sur des registres à décalage et des opérations binaires. Il est possible de suivre l'opération de codage en la représentant par un treillis composé des états du codeur et des transitions entre ces états en fonction des entrées. Le fonctionnement du codeur est illustré en représentant une partie d'un treillis sur la figure (3.7). Dans cet exemple tous les chemins du treillis ne sont pas dessinés. Ainsi, si le codeur présente un état initial $S_S(e)$ (S_{Start}). Le bit $u(e)$ arrivant en entrée du codeur provoque la transition e du codeur vers un état d'arrivée $S_E(e)$ (S_{End}). Cet état d'arrivée est dépendant de la valeur du bit $u(e)$. Cette transition va correspondre à la sortie du codeur à la génération des bits codés. Dans l'exemple présenté figure (3.7), ces bits codés sont au nombre de 2 et sont représentés par les bits $c1$ et $c2$. En s'appuyant sur [22] et [17], les informations *extrinsèques* des bits codés et les informations *a posteriori* des bits décodés peuvent s'exprimer respectivement selon les équations (3.10) et (3.11).

$$\begin{aligned}
 Le(c_{i,k}(e)) = & \max_{e:c_{i,k}(e)=1}^* \left\{ \alpha_{k-1}(S_S(e)) + u(e) \cdot La(u_k) + \sum_{j \neq i} c_{j,k}(e) \cdot La(c_{j,k}) + \beta_k(S_E(e)) \right\} \\
 & - \max_{e:c_{i,k}(e)=0}^* \left\{ \alpha_{k-1}(S_S(e)) + u(e) \cdot La(u_k) + \sum_{j \neq i} c_{j,k}(e) \cdot La(c_{j,k}) + \beta_k(S_E(e)) \right\}
 \end{aligned} \tag{3.10}$$

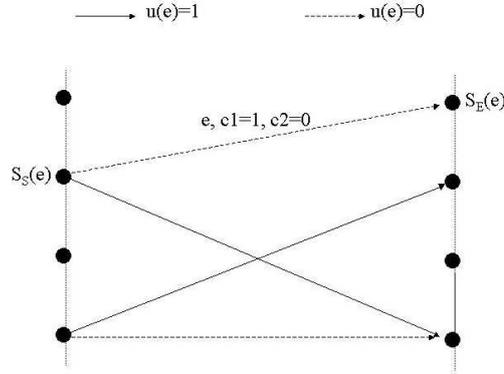


FIG. 3.7 – La représentation en treillis

$$Lapp(u_k(e)) = \begin{aligned} & \max_{e:u_k(e)=1}^* \left\{ \alpha_{k-1}(S_S(e)) + \sum_j c_{j,k}(e) \cdot La(c_{j,k}) + \beta_k(S_E(e)) \right\} \\ & - \max_{e:u_k(e)=0}^* \left\{ \alpha_{k-1}(S_S(e)) + \sum_j c_{j,k}(e) \cdot La(c_{j,k}) + \beta_k(S_E(e)) \right\} \end{aligned} \quad (3.11)$$

avec

$$\alpha_k(s) = \max_{e:S_S(e)=s}^* \left\{ \alpha_{k-1}(S_S(e)) + u(e) \cdot La(u_k) + \sum_j c_{j,k}(e) \cdot La(c_{j,k}) \right\} + h_{\alpha,k} \quad (3.12)$$

et

$$\beta_k(s) = \max_{e:S_E(e)=s}^* \left\{ \beta_{k+1}(S_E(s)) + u(e) \cdot La(u_{k+1}) + \sum_j c_{j,k+1}(e) \cdot La(c_{j,k+1}) \right\} + h_{\alpha,k} \quad (3.13)$$

où j varie de 1 au nombre de sorties du codeur convolutif et \max^* est un opérateur provenant de l'approximation du logarithme d'une somme d'exponentielles. En considérant l'équation (3.14)

$$a = \log\left(\sum_i^L e^{a_i}\right) \quad (3.14)$$

et sous l'hypothèse que le maximum des a_i n'est pas très grand par rapport aux autres,

alors il est possible d'approximer récursivement l'équation (3.14) de la manière suivante :

$$\left. \begin{aligned} a^{(1)} &= a_1 \\ a^{(l)} &= \max(a^{l-1} - a_l) + \log[1 + e^{(-|a^{l-1} - a_l|)}] \\ a &\equiv a^{(L)} \end{aligned} \right\} (3.15)$$

L'opérateur \max^* représente donc cette opération. Enfin, $h_{\alpha,k}$ et $h_{\beta,k}$ sont des constantes de normalisation permettant d'éviter le débordement des mémoires système.

Après l'application de cet algorithme et si le traitement itératif n'est pas terminé, l'information *extrinsèque* des bits codés est transmise comme information *a priori* au décodeur spatio-temporel. Dans le cas contraire, l'information *a posteriori* des bits décodés est communiquée à un module de décision sur la valeur du bit. Si la valeur reçue est négative ou nulle, le bit prend la valeur '0'. Sinon, il prend la valeur '1'.

3 Comparaison des performances des deux récepteurs dans un canal connu

Dans cette section, nous cherchons à évaluer les performances des deux récepteurs considérés dans ce travail de thèse. Le but est ici de déterminer la structure offrant la meilleure robustesse. Le critère choisi pour cette évaluation est le taux d'erreurs binaires obtenu pour différents rapports de puissance du signal reçu sur la puissance du bruit. Afin de ne considérer que les performances des décodeurs, nous considérons dans cette partie un canal parfaitement connu à la réception. L'étage d'estimation du canal sera introduit par la suite dans ce mémoire.

Les systèmes proposés offrent plusieurs mode de fonctionnement selon le codage de modulation proposé. De même, le canal de propagation ne sera pas unique et pourra varier au cours du temps. Entre autres, il nous a semblé intéressant d'étudier l'impact de la corrélation spatiale du canal sur les performances du système. Afin de déterminer la structure la plus adaptée à notre application nous avons analysé :

1. l'impact du nombre d'antenne à l'émission
2. l'influence du codage de la modulation
3. l'impact de la corrélation spatiale du canal

3.1 Impact du nombre d'antennes de réception dans un canal de Rayleigh

Dans cette section, nous justifions de notre choix d'utiliser quatre antennes de réception. L'émetteur étudié exploite la diversité spatiale à l'émission en utilisant le codage spatio-temporel d'Alamouti. Il nous donne alors la possibilité d'utiliser les techniques MIMO

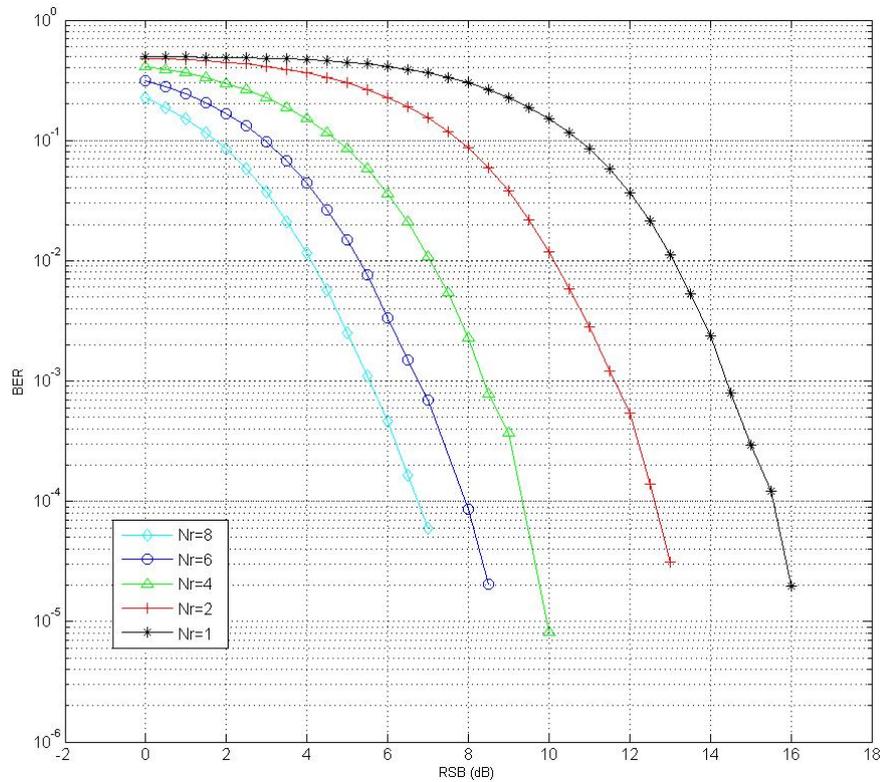


FIG. 3.8 – TEB obtenus pour le récepteur classique et différentes valeurs de N_r

en exploitant plusieurs antennes à la réception. nous avons donc chercher à déterminer le nombre d'antennes de réception le plus adapté à notre application. Le critère d'observation a été le taux d'erreurs binaires et la sélection s'est réalisée sur le critère complexité de traitement / gain en performance.

Pour cette étude, l'émetteur précédemment décrit est utilisé avec une modulation 16-QAM et un mapping de Gray. En réception, le récepteur classique sert de récepteur de référence. Le canal est considéré comme parfaitement connu à la réception. Il correspond à un canal de Rayleigh non corrélé. lors des simulation nous avons fait varier le nombre d'antennes de réception. Celui-ci prend les valeurs $N_r = 1$ (MISO), $N_r = 2$ (système symétrique), $N_r = 4$, $N_r = 6$ ou $N_r = 8$.

La figure 3.8 présente les taux d'erreur obtenus en fonction du rapport signal sur bruit et du nombre d'antennes de réception.

A partir de ces résultats, une première observation montre que, pour un rapport signal sur bruit donné, le taux d'erreur diminue lorsque le nombre d'antenne de réception augmente. Ce résultat provient de l'augmentation du degrés de diversité avec le nombre d'antenne.

La seconde observation concerne le gain apporté par l'utilisation de plusieurs antennes en réception. Sur la figure 3.8, nous pouvons observer que le gain en terme de taux d'erreur

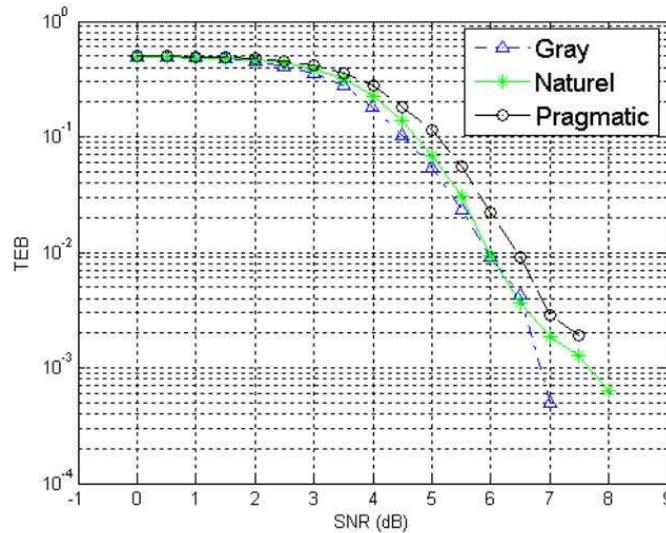


FIG. 3.9 – TEB des différentes stratégies de codage de la modulation pour le récepteur à décisions dures et un canal de Rayleigh

binaire apporté par l'ajout d'antenne de réception diminue avec l'augmentation d'antenne réceptrice. En effet, le gain entre un système 2 et 2 et celui apporté par le passage d'un système 2 à un système 2 est légèrement supérieur à $3dB$. Lorsque l'on augmente encore le nombre d'antenne, le taux d'erreur baisse à nouveau mais le gain est cette fois inférieur à $1.5dB$ lorsque l'on passe d'un système 2 à un système 2 ou lors de la transition entre un système 2 à un système MIMO 2.

L'augmentation du nombre d'antenne entraîne inévitablement une plus forte complexité en réception. Aussi, par soucis d'obtenir un bon rapport performance/complexité, la décision de considérer un système MIMO 2 à été prise.

3.2 Canal de Rayleigh non corrélé

Influence du codage de la modulation

Dans un premier temps, nous avons comparé les trois codages : Gray, pragmatique et naturel représentés figure (3.2) pour une modulation 16-QAM. Rappelons cependant que dans la couche physique OFDM du standard IEEE 802.16d, seul le codage de Gray est spécifié.

Nous considérons ici le récepteur à décisions dures dans un canal de Rayleigh. La figure (3.8) présente les taux d'erreurs binaires (TEB, *Taux d'Erreurs Binaires*) obtenus pour différents rapports signal sur bruit et pour les différents codages de modulations considérés. Ces résultats montrent que l'utilisation du codage de Gray permet d'obtenir les meilleurs résultats en fournissant un TEB de 10^{-3} pour un rapport signal sur bruit (RSB, *Rapport Signal sur Bruit*) de $6.8dB$. Les différences entre les stratégies de codage restent faibles

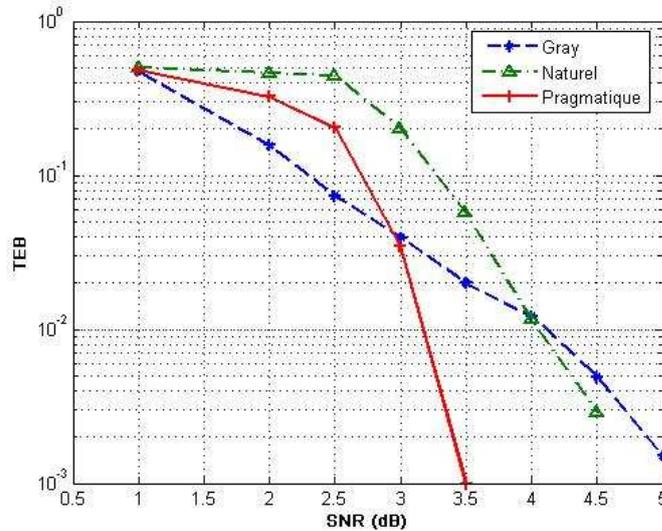


FIG. 3.10 – TEB des différentes stratégies de codage de la modulation pour le récepteur itératif et un canal de Rayleigh

pour le récepteur classique.

Les résultats obtenus sont différents dans le cas du récepteur itératif. La figure (3.9) présente les TEB obtenus par le récepteur itératif pour chaque codage de la modulation dans un canal de Rayleigh pour différents RSB. Pour des valeurs de RSB faibles ($< 3\text{dB}$) le codage de Gray offre les meilleurs résultats mais pour des valeurs du RSB supérieures, le codage pragmatique converge beaucoup plus rapidement et offre très vite de meilleures performances. Du fait d'une convergence rapide, les écarts de performances deviennent vite significatifs. Ainsi pour un TEB de 10^{-3} un gain de 1,8 dB est obtenu en utilisant le codage pragmatique au lieu du codage de Gray. La différence entre les types de codage est ici plus significative que pour le récepteur à décisions dures. Cette différence s'explique par les propriétés que donnent chaque codage à la modulation et au type de traitement. Ainsi le codage de Gray de la modulation associé au codage spatio-temporel de S. Alamouti n'offre plus les performances optimales pour ce type de récepteur. En effet cela résulte de la structure orthogonale du STBC qui rend les symboles indépendants entre eux ce qui se traduit par l'absence d'information extrinsèque entre les symboles. De plus, le codage de Gray a pour effet de ne pas produire d'information extrinsèque significative entre les bits d'un même symbole. Le traitement itératif devient alors beaucoup moins performant. De nombreuses études ont portées sur l'optimisation du codage de la modulation pour les récepteurs itératifs [24]. L'analyse des échanges d'information *extrinsèque* (EXIT (EXtrinsic Information Transfer) Chart analysis) entre les modules à entrées et sorties souples est ainsi apparue un moyen efficace pour optimiser un codage ou une architecture itérative [24][25][26].

Afin de déterminer le récepteur le plus adapté à l'application considérée, le récepteur à décisions dures associé au codage de Gray est maintenant comparé au récepteur itératif associé aux codages de Gray et pragmatique. Bien que le codage pragmatique offre de meilleures performances, le codage de Gray est spécifié aujourd'hui dans le standard pour la couche physique utilisée. Ainsi les deux types de codage sont maintenus pour le récepteur itératif. La comparaison des performances est réalisée d'une part pour la robustesse du lien (dans ce cas nous nous intéressons au taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal à bruit) et d'autre part en terme d'augmentation de la portée.

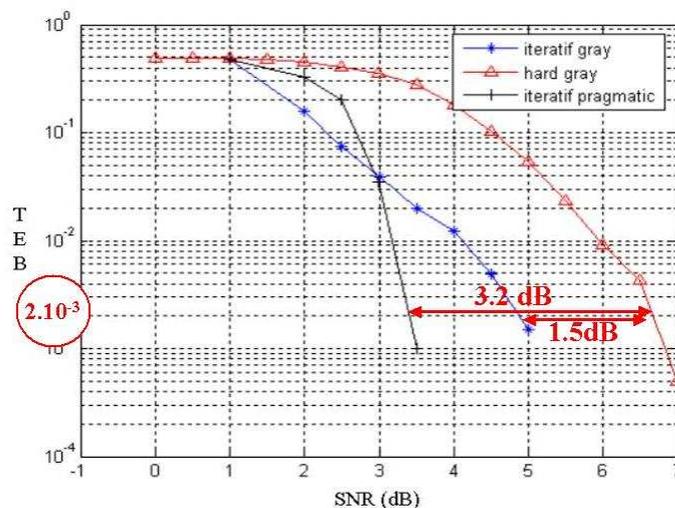


FIG. 3.11 – Comparaison des performances des différentes architectures considérées

Gain en terme de taux d'erreurs binaires La figure (3.10) présente sur le même graphe les résultats des différentes architectures considérées en terme de TEB pour une transmission dans un canal de Rayleigh.

Ces résultats montrent que le récepteur itératif offre dans tous les cas de meilleures performances que le récepteur à décisions dures. Ainsi pour un taux d'erreur de 2.10^{-3} l'utilisation du codage pragmatique couplé au récepteur itératif permet un gain en RSB d'environ 3 dB par rapport à l'utilisation du récepteur à décisions dures associé au codage de Gray. Cependant, ce gain est réduit de moitié si le codage de Gray est utilisé avec le récepteur itératif. Bien que cette combinaison offre des performances supérieures à celles offertes par le récepteur "à décision dures", il convient de s'interroger sur l'importance de ce gain par rapport à la complexité engendrée par le traitement itératif. Un des objectifs de l'étude est d'augmenter la robustesse du lien afin de réduire le nombre de stations de base. Il est donc aussi intéressant de traduire les gains observés en terme de couverture radio.

Dans un premier temps, nous avons utilisé le modèle COST 231-HATA [27] pour une fréquence $f = 2GHz$ et qui donne l'atténuation L_u selon l'équation (3.16).

$$L_u = 46.3 + 33.9 \log(f) - 13.82 \log(h_t) - a(h_r) + (44.9 - 6.55 \log(h_t)) \log(d) + C_M \quad (3.16)$$

où $h_t = 30m$ et $h_r = 3m$ sont respectivement la hauteur des antennes d'émission et de réception, d est la distance entre les deux antennes et $C_M = 3dB$ pour un centre ville $0dB$ sinon et

$$a(h_r) = 3.2 \times [\log(11.75 \times h_r)]^2 - 4.97 \quad (3.17)$$

A partir de ce modèle, le gain en terme de RSB a été transformé en facteur gain de couverture. Le résultat obtenu est représenté figure (3.11). Un facteur multiplicatif maximal de 1,4 sur la couverture radio est observé lorsque le codage pragmatique est utilisé en association avec le récepteur itératif et ce par rapport à l'association récepteur à décisions dures/codage de Gray.

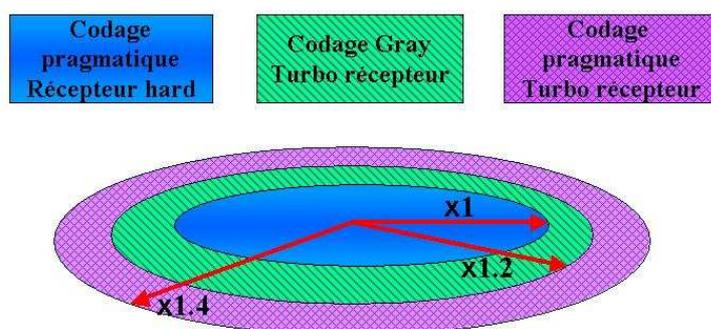


FIG. 3.12 – Gain en couverture radio pour le model COST231-HATA

Afin d'illustrer ce résultat nous allons prendre l'exemple de la métropole de Lille. Celle-ci présente une superficie d'environ $612km^2$. Nous considérons des cellules circulaires identiques et de rayon $2km$ pour couvrir la surface. Il est alors nécessaire de disposer 49 stations de base dans le cas le plus défavorable alors que 35 sont suffisantes pour le cas le plus favorable. Le gain en couverture se traduit ainsi par une économie de 14 stations de base pour l'opérateur de transport.

3.3 Transmission dans un canal NLOS fortement corrélé

Dans ce paragraphe nous présentons les performances obtenues dans le cas d'un canal mesuré modélisé dans le chapitre précédent.

La figure (3.12) présente les résultats obtenus en terme de TEB pour différents rapports signal à bruit dans un canal de Rayleigh et dans le canal modélisé pour une transmission utilisant le récepteur itératif et un codage pragmatique.

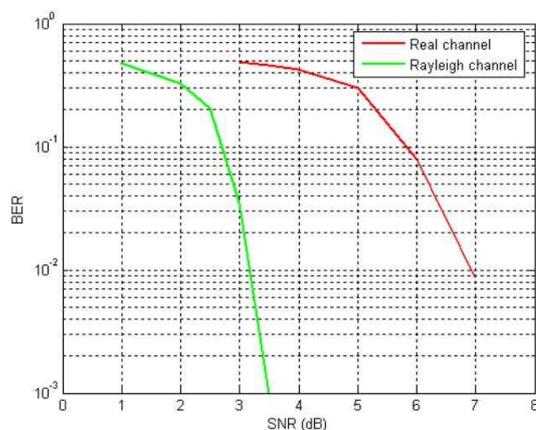


FIG. 3.13 – TEB dans un canal de Rayleigh et dans un canal réel modélisé pour le récepteur itératif associé au codage pragmatique

Dans le canal mesuré, nous observons une forte dégradation des performances égale à 3,8 dB pour un taux d'erreur de 10^{-2} . Ces résultats traduisent bien l'effet de la corrélation du canal sur sa capacité. Celle-ci diminuant, les performances du système se trouvent dégradées. Des constatations similaires peuvent être faites sur les photogrammes de la figure (3.13) qui permettent une analyse qualitative de la qualité de l'image reçue. Un fichier vidéo au format H.263 a été utilisé comme source de données. La simulation a été réalisée avec le canal mesuré et modélisé dans les mêmes conditions que celles considérées pour la figure (3.12).



FIG. 3.14 – Vidéos obtenues après transmission en simulation dans un canal réel modélisé

4 Introduction de l'estimation du canal

Dans de nombreux traitements en réception (égalisation, détection, décodage ...) il est nécessaire de connaître la réponse impulsionnelle du canal de propagation ou au minimum

ses propriétés statistiques. Cependant, lors de transmissions réelles, ces informations sont rarement disponibles, surtout en présence de mobilité. Afin de récupérer ces informations, il est donc indispensable de les estimer. Deux familles de méthodes se distinguent : l'estimation aveugle et l'estimation avec séquence d'apprentissage (préambules, pilotes...). Les techniques d'estimation aveugle s'appuient sur les propriétés statistiques du second ordre ou supérieures du signal émis afin d'estimer une ou plusieurs caractéristiques du canal. Ces méthodes sont souvent d'une complexité élevée et offrent des performances moindres. Les techniques avec séquence d'apprentissage nécessitent l'insertion de séquences connues dans le signal émis. L'estimation du canal s'effectue ensuite en exploitant ces séquences.

Le système envisagé se fonde sur le standard WiMAX qui utilise des symboles OFDM connus (préambules aussi appelé symboles pilotes) dans les trames OFDM et des porteuses pilotes connues dans les symboles OFDM de données. Cette particularité nous a conduit naturellement à étudier plus en détail les techniques d'estimation utilisant des séquences d'apprentissage dans le cadre d'un système OFDM. L'estimation peut se faire soit dans le domaine temporel soit dans le domaine fréquentiel. Cependant les propriétés de l'OFDM permettent de simplifier l'estimation dans le domaine fréquentiel grâce à un découpage en sous bande correspondant aux sous porteuses.

Dans le cadre de systèmes utilisant l'OFDM, les techniques d'estimation du canal avec séquence d'apprentissage peuvent se scinder en trois, suivant les séquences d'apprentissage qu'elles considèrent :

- Les méthodes exploitant des sous porteuses connues appelées sous porteuses pilotes
- Les méthodes exploitant des symboles OFDM connus nommés symboles pilotes
- Les méthodes exploitant à la fois les symboles et les porteuses pilotes.

Les techniques utilisant les porteuses pilotes estiment dans un premier temps les sous canaux qui leur correspondent. Elles nécessitent ensuite la réalisation d'une opération d'interpolation afin d'estimer les sous canaux manquants. Pour cela elles s'appuient sur les propriétés de corrélation fréquentielle du canal. Ces techniques sont surtout intéressantes lors de transmission incluant une forte mobilité car elles permettent de suivre rapidement l'évolution du canal de propagation. Cependant ces méthodes sont plus lentes car elles nécessitent de répéter régulièrement ces opérations et offrent une estimation moins précise liée à l'interpolation. Un exemple est donné dans [28].

Les méthodes exploitant des symboles pilotes estiment l'ensemble du canal de propagation à partir de ces derniers. Les symboles pilotes sont le plus souvent placés en début, en milieu ou en fin de trame. Il est possible d'appliquer cette méthode sur un ou plusieurs symboles pilotes. Ces techniques estiment plus précisément le canal. Plus le nombre de symboles pilotes présents dans la trame est important, plus l'estimation du canal est juste. Cependant, plus le nombre de préambules est important dans la trame plus le débit réel des données est réduit. Ainsi, Il est nécessaire de trouver le bon compromis débit/efficacité. Le fait de ne considérer que quelques symboles dans la trame implique également que ces techniques doivent être utilisées dans le cas d'un canal variant lentement dans le temps car

dans le cas contraire l'estimation du canal s'avère rapidement erronée pour une partie de la trame.

Enfin, des techniques utilisent les deux types de séquences connues (Symboles et sous porteuses pilotes). Ces techniques ont l'avantage d'être robustes. En effet, elles possèdent une bonne précision d'estimation (grâce aux symboles pilotes) et sont réactives sur l'évolution de la valeur du canal (en exploitant les sous porteuses pilotes). L'inconvénient majeur de ces méthodes réside dans le temps de calcul beaucoup plus important qu'elles demandent.

Dans l'application visée, le bus évolue en général à des vitesses réduites. Ainsi, en considérant une structure de trame courte, l'hypothèse d'un canal évoluant lentement semble plausible. Ces conditions permettent l'utilisation des techniques exploitant des symboles connus. Ce choix réduit la complexité et le temps de calcul du récepteur.

Les estimateurs qui s'appuient sur des séquences d'apprentissage se différencient également par le critère de décision utilisé pour la convergence de l'algorithme d'estimation. Les plus courants sont les critères de minimisation de l'erreur quadratique moyenne linéaire (LMMSE), du maximum de vraisemblance (ML), de la maximalisation de la probabilité a posteriori (MAP, Maximum A Posteriori) ou encore le critère des moindres carrés (LS, Least Square). Avant d'étudier ces méthodes, il est nécessaire de rappeler la modélisation du signal utilisée et de poser les hypothèses considérées.

D'une manière générale, la transmission considérée prend la forme d'un modèle linéaire représenté par l'équation (3.18).

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{b} \quad (3.18)$$

Après les opérations de codage et de modulation, le signal transmis \mathbf{X} est une matrice de dimension $N_t \times N_{ifft}$ ou N_t correspond au nombre d'antennes d'émission et N_{ifft} correspond au nombre de sous porteuses d'un symbole OFDM. Le signal traverse un canal \mathbf{H} dont la réponse impulsionnelle est représentée par une matrice de dimension $N_r \times N_t$, ou N_r est le nombre d'antenne de réception. Un bruit blanc gaussien \mathbf{B} , matrice de dimension $N_r \times N_{ifft}$, est considéré. La matrice \mathbf{Y} est le signal reçu et est de dimension $N_r \times N_{ifft}$. Lors de cette étude, l'hypothèse d'un canal de Rayleigh totalement décorréolé est posée. Les coefficients h_{ij} de la matrice de canal \mathbf{H} sont donc indépendants et identiquement distribués (i.i.d.). Les estimateurs utilisent \mathbf{X} et \mathbf{Y} afin de donner une estimation de la valeur de \mathbf{H} . \mathbf{X} représente alors les symboles OFDM connus et est de taille $N_t \times (N_p \times N_{ifft})$. N_p est ici le nombre de préambules utilisés.

Dans cette étude, nous considérons des estimateurs utilisant uniquement les préambules et se servant des critères de maximum de vraisemblance (ML), de minimisation de l'erreur quadratique moyenne linéaire (LMMSE), de la maximalisation de la probabilité a posteriori (MAP) ou le critère des moindres carrés (LS). En effet l'estimateur LS présente de faibles performances face aux autres estimateurs considérés.

4.1 Estimateur du maximum *a posteriori* (MAP)

C'est un estimateur de type Bayésien qui estime la matrice de canal qui maximalise la densité de probabilité conditionnelle $p(\mathbf{H} | \mathbf{Y}, \mathbf{X})$ d'avoir \mathbf{H} si \mathbf{X} est émis et \mathbf{Y} reçu. Il peut donc être décrit selon la formule (3.19) ;

$$\hat{\mathbf{H}}_{MAP} = \arg \max_{\mathbf{H}} p(\mathbf{H} | \mathbf{Y}, \mathbf{X}) \quad (3.19)$$

L'application des règles de Bayes à la densité de probabilité conditionnelle conduit à l'expression suivante

$$p(\mathbf{H} | \mathbf{Y}, \mathbf{X}) = \frac{p(\mathbf{Y} | (\mathbf{H}, \mathbf{X}))p(\mathbf{H} | \mathbf{X})}{p(\mathbf{Y} | \mathbf{X})} \quad (3.20)$$

Le logarithme de cette expression est donné par (3.21).

$$\ln p(\mathbf{H} | \mathbf{Y}, \mathbf{X}) = \ln p(\mathbf{Y} | (\mathbf{H}, \mathbf{X})) + \ln p(\mathbf{H} | \mathbf{X}) - \ln p(\mathbf{Y} | \mathbf{X}) \quad (3.21)$$

La condition nécessaire à la maximalisation de $\ln p(\mathbf{H} | \mathbf{Y}, \mathbf{X})$ est :

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{H}} \ln p(\mathbf{H} | \mathbf{Y}, \mathbf{X}) = 0 \quad (3.22)$$

Nous considérons que le signal émis \mathbf{X} est indépendant de \mathbf{H} et nous faisons l'hypothèse d'un canal de Rayleigh, alors :

$$p(\mathbf{H} | \mathbf{X}) = p(\mathbf{H}) = \pi^{-N_r N_t} |R_{\mathbf{H}}|^{-1} \exp(-\mathbf{H}^H \mathbf{R}_{\mathbf{H}}^{-1} \mathbf{H}) \quad (3.23)$$

et

$$p(\mathbf{Y} | \mathbf{H}, \mathbf{X}) = \pi^{-N_r} |\mathbf{R}_{\mathbf{n}}|^{-1} \exp(-(\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{X})^H \mathbf{R}_{\mathbf{n}}^{-1} (\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{X})) \quad (3.24)$$

où l'exposant $.^H$ correspond à la transposé hermitienne et $\mathbf{R}_{\mathbf{H}}$ $\mathbf{R}_{\mathbf{n}}$ sont respectivement la covariance de la matrice de canal \mathbf{H} et la covariance du bruit. On remarque également que $p(\mathbf{y}|\mathbf{x})$ n'interviendra pas dans le processus de maximalisation. la résolution de l'équation (3.22) à l'aide de (3.23) et (3.24) permet d'obtenir l'estimé de \mathbf{H} selon (3.25) :

$$\hat{\mathbf{H}}_{MAP} = (\mathbf{X}^H \mathbf{R}_{\mathbf{n}}^{-1} \mathbf{X} + \mathbf{R}_{\mathbf{H}}^{-1})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{R}_{\mathbf{n}}^{-1} \mathbf{Y} \quad (3.25)$$

L'estimateur de Bayes est en principe le plus intéressant car il utilise l'information maximale. Cependant la description présentée montre qu'il nécessite la connaissance de la densité *a priori* $p(\mathbf{H})$. Or celle-ci n'est pas toujours disponible, il faut alors recourir à des estimateurs sous optimaux. En particulier, si l'information *a priori* sur \mathbf{H} n'est pas disponible et que toutes les réponses impulsionnelles sont équiprobables (ce qui revient à dire que la densité *a priori* est uniforme) alors l'estimateur du maximum de vraisemblance est obtenu. Si cet estimateur est intégré à un système itératif, l'estimateur MAP se retrouve à la deuxième itération. Enfin il est à noter que dans le cas d'un canal de Rayleigh non corrélé et d'un bruit blanc additif, l'estimateur (3.25) s'écrit [29] :

$$\hat{\mathbf{H}}_{MAP} = (\mathbf{I}\sigma^2 + \mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{Y} \quad (3.26)$$

ou \mathbf{I} est la matrice identité de dimension $N_t \times N_t$.

4.2 Estimateur du Maximum de vraisemblance (ML)

L'estimateur ML calcule la séquence reçue la plus vraisemblable pour la séquence émise qui va maximaliser la densité de probabilité conditionnelle $p(\mathbf{Y} | \mathbf{X}, \mathbf{H})$. Ceci équivaut à la formulation (3.27).

$$\widehat{\mathbf{H}} = \arg \max_{\mathbf{H}} p(\mathbf{Y} | \mathbf{X}, \mathbf{H}) \quad (3.27)$$

En faisant l'hypothèse d'un canal de Rayleigh, cette densité de probabilité s'écrit selon (3.28) :

$$p(\mathbf{Y} | \mathbf{X}, \mathbf{H}) = \frac{1}{\pi^{N_t N_r} \sigma^{2N_t N_r}} e^{-\frac{1}{\sigma^2} \|\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{X}\|^2} \quad (3.28)$$

où σ^2 représente la variance du bruit. Afin de simplifier le calcul, il est préférable de considérer la fonction log-vraisemblance correspondant au logarithme de cette densité et dont une approximation est donnée par l'équation (3.29).

$$L(\mathbf{Y} | \mathbf{X}, \mathbf{H}) \approx -N_t N_r \log(\sigma^2) - \frac{1}{\sigma^2} \|\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{X}\|^2 \quad (3.29)$$

Les estimés seront obtenu par annulation de sa dérivée. Afin de s'affranchir du bruit ou de la réponse impulsionnelle, la relation (3.29) est dérivée soit par rapport à \mathbf{H} soit par rapport à σ . Les estimés (3.30) et (3.31) sont obtenus.

$$\widehat{\sigma^2} = \frac{1}{N_t N_r} \|\mathbf{Y} - \mathbf{X}\widehat{\mathbf{H}}\|^2 \quad (3.30)$$

$$\widehat{\mathbf{H}}_{ML} = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{Y} \quad (3.31)$$

En comparaison avec d'autres estimateurs, l'estimateur ML offre parfois une variance plus importante. C'est le cas avec l'estimateur MAP qui possède toujours une variance inférieure. Cependant l'estimateur basé sur le critère de maximum de vraisemblance offre des propriétés de convergences plus intéressantes. C'est à dire que plus le nombre d'informations connues est grand plus l'estimateur converge vers la véritable valeur de \mathbf{H} .

4.3 Estimateur au sens des moindres carrés (LS)

Cet estimateur est moins complexe que les deux précédents. Il peut être utilisé lorsqu'aucune information statistique sur \mathbf{H} et \mathbf{Y} n'est disponible et que \mathbf{Y} est considéré comme une mesure bruitée de \mathbf{H} . De manière globale, cet estimateur se définit selon l'équation (3.32) [28].

$$\widehat{\mathbf{H}}_{LS} = \arg \min_{\mathbf{H}} (\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{X})^T (\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{X}) \quad (3.32)$$

où l'exposant $.^T$ correspond à la transposée de la matrice.

En prenant comme hypothèse un canal de Rayleigh non corrélé et un bruit blanc gaussien, l'estimé de \mathbf{H} est donné par (3.33) [28].

$$\widehat{\mathbf{H}}_{LS} = \mathbf{X}^\dagger \mathbf{Y} \quad (3.33)$$

ou \mathbf{X}^\dagger est la matrice pseudo inverse de \mathbf{X} selon la méthode de Moore-Penrose [30] ce qui correspond à (3.34).

$$\mathbf{X}^\dagger = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \quad (3.34)$$

L'avantage de l'estimateur LS provient de sa faible complexité mais il souffre d'une erreur quadratique moyenne élevée surtout si le système opère à des faibles rapports signal à bruit. Il présente en général des performances moindres comparé aux autres estimateurs présentés.

4.4 Estimateur selon le critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne linéaire (LMMSE)

Ce dernier estimateur cherche à minimiser l'erreur quadratique moyenne. Par définition il peut donc se formuler selon (3.35).

$$\widehat{\mathbf{H}}_{MMSE} = \arg \min_{\mathbf{H}} \mathcal{E}[\|\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{X}\|^2] \quad (3.35)$$

où $\mathcal{E}[\cdot]$ représente l'espérance mathématique. En se basant sur les travaux de Van De Beek [31], la solution de ce système est donnée par (3.36).

$$\widehat{\mathbf{H}}_{MMSE} = \mathbf{R}_{\mathbf{H}\mathbf{Y}} \mathbf{R}_{\mathbf{Y}\mathbf{Y}}^{-1} \mathbf{Y} \quad (3.36)$$

où $\mathbf{R}_{\mathbf{H}\mathbf{Y}}$ et $\mathbf{R}_{\mathbf{Y}\mathbf{Y}}$ sont respectivement la matrice de corrélation entre \mathbf{H} et \mathbf{Y} et la fonction d'autocorrélation de \mathbf{Y} . Elle sont définies respectivement par les équations (3.37) et (3.38) :

$$\mathbf{R}_{\mathbf{H}\mathbf{Y}} = \mathcal{E}[\mathbf{H}\mathbf{Y}^H] = \mathbf{R}_{\mathbf{H}\mathbf{H}} \mathbf{X}^H \quad (3.37)$$

$$\mathbf{R}_{\mathbf{Y}\mathbf{Y}} = \mathcal{E}[\mathbf{H}\mathbf{H}^H] = \mathbf{X}\mathbf{R}_{\mathbf{H}\mathbf{H}}\mathbf{X}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (3.38)$$

ou $\mathbf{R}_{\mathbf{H}\mathbf{H}}$ est la fonction d'autocorrélation du canal. L'hypothèse d'un canal de Rayleigh non corrélé a été émis, ainsi la matrice d'autocorrélation de \mathbf{H} équivaut à la matrice identité.

$$\mathbf{R}_{\mathbf{H}\mathbf{H}} = \mathbf{I} \quad (3.39)$$

D'après (3.36), (3.37), (3.38) et (3.39), l'estimateur LMMSE peut s'exprimer selon (3.40).

$$\widehat{\mathbf{H}}_{MMSE} = (\mathbf{X}\mathbf{X}^H + \mathbf{I}\sigma_n^2)\mathbf{X}^H \mathbf{Y} \quad (3.40)$$

L'estimateur LMMSE est couramment employé pour l'estimation du canal des systèmes OFDM. Cependant son application nécessite la connaissance de la variance du bruit et le cas échéant de la matrice d'autocorrélation du canal de propagation. Néanmoins, il présente en général de bonnes performances. Dans [32] une méthode permettant de réduire sa complexité est proposée.

De manière générale ces différents estimateurs diffèrent suivant leur convergence et leur formulation. Ces différences se traduisent alors en terme de performances. Dans le cas d'un canal de Rayleigh non corrélé, certains de ces estimateurs sont équivalents. Les estimateurs LS et ML sont équivalents pour un système non itératif transmettant dans un canal de Rayleigh non corrélé auquel s'ajoute un bruit blanc gaussien. En cas d'absence d'information *a priori* sur le canal en réception, l'estimateur MAP leur est équivalent. Nous avons donc fait le choix de ne considérer que l'estimateur ML et LMMSE dans notre étude.

4.5 Choix des estimateurs testés

Afin de limiter la complexité du récepteur et de réduire le temps de traitement, nous avons fait le choix de ne pas inclure l'estimateur dans le processus itératif. Aussi, aucune information *a priori* sur le canal n'est disponible à son niveau. Dans ce cas de figure et pour un canal de Rayleigh non corrélé, il est possible de ne considérer que deux estimateurs : l'estimateur ML et l'estimateur LMMSE. Au cours du trajet du bus, le canal de transmission varie régulièrement. La corrélation spatiale varie et la transmission s'effectue en alternance en LOS et NLOS.

a) Impact de l'introduction de l'estimation du canal

Les estimateurs étudiés sont analysés vis à vis de leurs performances en fonction du rapport signal à bruit pour les deux récepteurs choisis (décisions dures et souples) et respectivement pour le codage de Gray et le codage pragmatique. Un seul estimateur est utilisé, celui basé sur le critère de maximum de vraisemblance. Le canal de propagation considéré est un canal de Rayleigh non corrélé.

La figure (3.14) donne les résultats obtenus pour le TEB en fonction du rapport de puissance signal sur bruit dans le cas d'un canal parfaitement connu et pour un canal estimé.

Ces résultats montrent que le récepteur itératif est beaucoup plus résistant aux erreurs d'estimation du canal que le récepteur à décisions dures. En effet, si l'objectif est d'atteindre un taux d'erreur de 4.10^{-3} , les performances du turbo récepteur sont dégradées d'environ 1 dB alors que la dégradation est légèrement supérieure à 3 dB pour le récepteur à décisions dures. Cette résistance aux erreurs d'estimation du canal nous a conforté dans l'utilisation d'une structure itérative pour le récepteur.

Sur cette figure, il est possible d'observer un résultat pour de faibles rapports signaux sur bruit qui peut paraître aberrant. En effet, le cas où le canal est connu présente de moins bon résultats que lors de l'estimation du canal. La méthode de simulation est à l'origine de ces résultats. Les temps de calculs ne nous permettent pas d'envisager un grand nombre de réalisations du canal. Les propriétés statistiques diffèrent alors d'une série de réalisations à l'autre. La série utilisée pour l'estimation du canal était, dans le cas présenté, plus favorable que la série utilisée pour les simulations avec un canal connu.

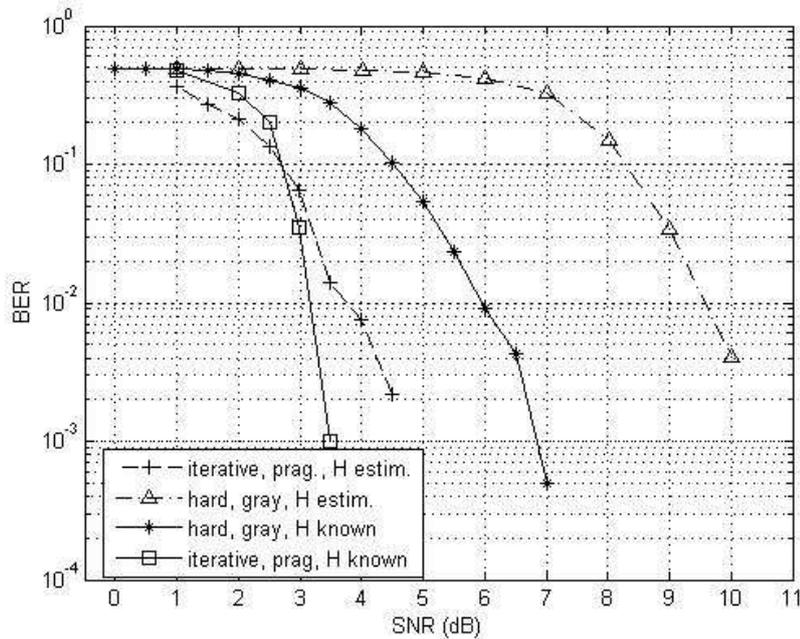


FIG. 3.15 – Influence d’une connaissance imparfaite du canal sur les performances des récepteurs

b) Comparaison des estimateurs ML et MMSE

Afin de déterminer l’estimateur possédant les meilleures performances, nous avons observé les taux d’erreur binaire obtenu lors de transmissions dans un canal de Rayleigh et dans un canal mesuré corrélé.

La figure (3.15) présente les résultats obtenus. Les résultats nous montrent un meilleur comportement de l’estimateur ML aussi bien dans un canal de Rayleigh que dans le canal corrélé. Cet estimateur est aussi moins sensible à la corrélation du canal. Une perte de $1dB$ est observée pour le LMMSE alors que celle ci est inférieure à $0.5dB$ pour le ML.

Les résultats obtenus au cours de cette études font que nous considérons maintenant un récepteur itératif avec un estimateur de canal ML dans les 3 canaux modélisés.

5 Influence de l’environnement de propagation

Afin d’étudier, l’influence de l’environnement sur le systèmes considéré, nous avons simulé des transmissions dans les trois canaux modélisés et dans un canal de Rice non corrélé. Ce choix nous permet de tester l’influence d’un trajet direct (canal de Rice), d’une forte corrélation (canal SU-S), de la combinaison des deux (canal C-S) mais également l’apport de la diversité de polarisation devant ces phénomènes (canal C-S+P). Les taux

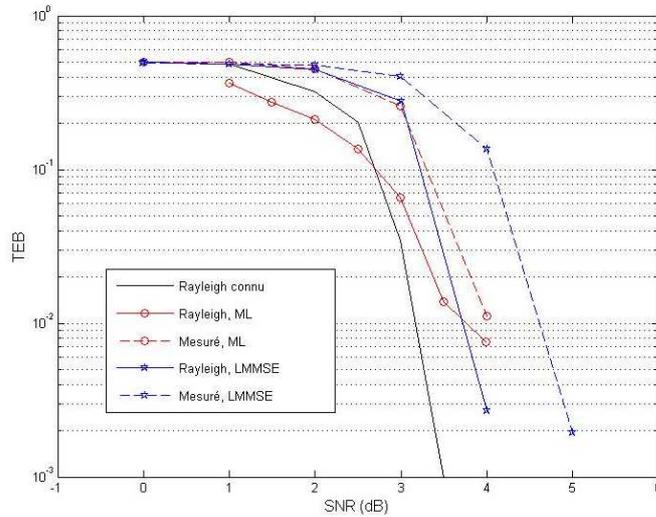


FIG. 3.16 – Comparaison des estimateurs ML et MMSE dans un canal de Rayleigh et un canal mesuré corrélé

d'erreurs binaires obtenus en fonction du SNR sont présentés figure (3.16).

Plus le canal est corrélé, plus les performances du systèmes se dégradent. Cependant, le système présenté se montre assez robuste à la corrélation avec des écarts restants assez faibles. Il faut également noter que la présence d'un trajet prépondérant se montre moins pénalisante que la corrélation du canal pour les performances du récepteur. Au vue de ces résultats, nous pouvons émettre l'hypothèse que le Turbo-récepteur peut être capable de fournir une continuité de qualité de service intéressante au cours du trajet.

6 Conclusion

Ce chapitre a présenté les deux chaînes de transmission évaluées en simulation. Chacune considère la synchronisation parfaite des signaux en réception et une connaissance parfaite du SNR en réception. Les chaînes développées sont des systèmes MIMO 2×4 qui possèdent une partie émission commune inspirée de la couche physique OFDM de la norme IEEE 802.16d. Pour la partie codage canal, nous avons implémenté la concaténation d'un code de Reed Solomon et d'un code convolutif suivie par un codage spatio temporel de type Alamouti. La modulation OFDM est effectuée en considérant 256 sous porteuses.

En réception, les deux chaînes ont été testées. Une première chaîne de complexité réduite effectue exactement les opérations inverses de l'émission. La deuxième chaîne s'appuie sur un Turbo-récepteur. Le turbo processus s'effectue entre le décodeur spatio temporel et le décodeur du code convolutif. Les algorithmes classiques utilisés sont détaillés.

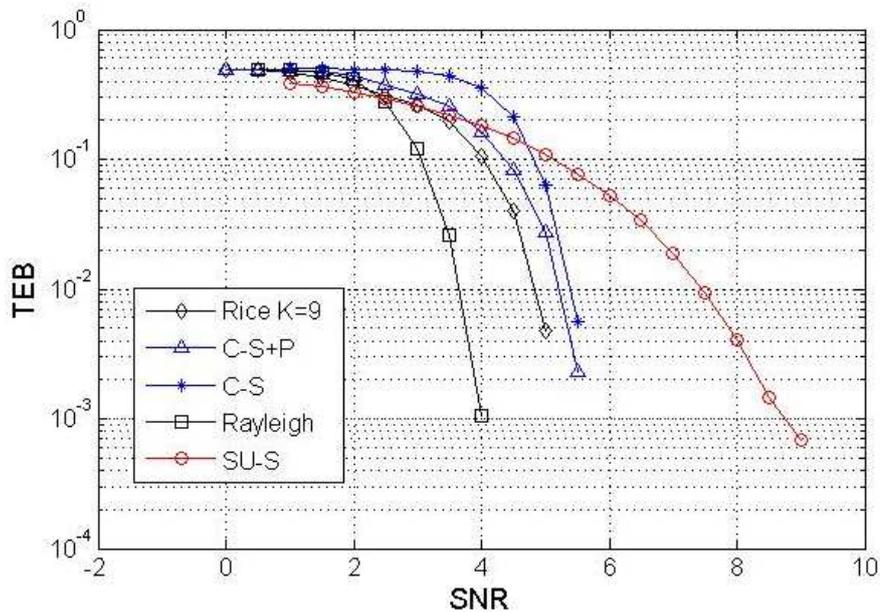


FIG. 3.17 – TEB obtenus dans différents canaux de transmission

Les performances des deux chaînes sont dans un premier temps évaluées dans un canal de Rayleigh connu. L'influence du codage de la modulation (codage de Gray, codage pragmatique et codage naturel) sur les performances des systèmes a été analysée. Les résultats montrent que le Turbo récepteur est toujours plus performant bien qu'il soit plus sensible aux différents codages étudiés. Le codage pragmatique et le codage de Gray se sont montrés optimaux respectivement pour le Turbo-récepteur et pour le récepteur classique. L'impact de la corrélation dans le canal sur les performances a été mis en évidence. Le Turbo récepteur se montre ici encore moins sensible que le récepteur classique.

Nous introduisons ensuite une étape d'estimation du canal. Le principe des estimateurs ML, LMMSE, MAP et LS est rappelé pour un canal de Rayleigh et sans information *a priori* à la réception. Avec cette hypothèse, seules deux formulations diffèrent : le ML (ou MAP ou LS) et le LMMSE. L'impact de l'introduction de l'étape d'estimation du canal dans les différentes chaînes est analysé. Le Turbo-récepteur est plus résistant aux erreurs d'estimation du canal que le récepteur classique. Ces résultats montrent que la chaîne exploitant le Turbo-récepteur est la plus adaptée. Les deux estimateurs ML et LMMSE ont été testés avec cette chaîne pour un canal de Rayleigh et le canal C-S qui est un canal moyennement corrélé et présentant un trajet prépondérant. L'estimateur LMMSE fournit de moins bons résultats que l'estimateur ML. De plus, les dégradations observées en présence de corrélation spatiale dans le canal sont plus importantes. Au final, l'estimateur ML a été retenu.

Dans la dernière partie de ce chapitre, la chaîne de transmission complète a été éva-

luée dans différents canaux réels modélisés et dans un canal de Rice. Les performances du Turbo récepteur se dégradent avec l'augmentation de la corrélation mais elles sont moins sensibles à la présence d'un trajet direct. Les dégradations observées ne sont pas très importantes et peuvent laisser penser que le système est capable d'assurer une qualité de service raisonnable dans les différents environnements de propagation qu'il pourra rencontrer en pratique. Les différents modules de la chaîne choisis pour les simulations ont donc été retenus pour une implémentation dans la chaîne de transmission réelle afin de réaliser des essais en vraie grandeur.

Bibliographie

- [1] IEEE 802.16 - WirelessMAN. *802.16-2004 - Standard for Local and metropolitan area networks - Part 16 : Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems*, 2004.
- [2] IEEE 802.16 - WirelessMAN. *IEEE Standard for local and metropolitan area networks, Part 16 : Air interface for fixed broadband wireless access systems - Medium access control modifications and additional physical layer specifications for 2-11 GHz*, 2003.
- [3] J.G. Proakis. *Digital Communications*. Mc Graham-Hill, third edition, 1995.
- [4] A. Sezgin, D. Wübben, and V. Kühn. Analysis of mapping strategies for turbo-coded space time block codes. In *Proc. of IEEE Information Theory Workshop*, 2003.
- [5] S. Alamouti. A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications. *IEEE Journal on Select Areas in Communications*, 16(8) :1451–1458, october 1998.
- [6] R.W. Chang. Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission. Technical Report 45, Bell System Tech. J., 1966.
- [7] S.B. Weinstein and P.M. Ebert. Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete Fourier transform. *IEEE Trans. on Communication Technology*, 19(5), october 1971.
- [8] A. Peled and A. Ruiz. Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms. In *Proc. of IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing*, volume 5, april 1980.
- [9] B. Le Floch, M. Alard, and C. Berrou. Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex. *Proc. of IEEE*, 83(6), june 1995.
- [10] T. Boukour. *Amélioration de l'efficacité spectrale d'un système OFDM et applications*. PhD thesis, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, 2005.
- [11] T. Boukour, M. Chennaoui, J.M. Rouvean, A. Rivenq, and M. Berbineau. A new WOFDM design for high data transmission. In *Proc. of IEEE Symposium on Signal Processing and Information Technology*, december 2005.
- [12] R. O'Neill and L.B. Lopes. Envelope variations and spectral splatter in clipped multicarrier signals. In *Proc. of IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, september 1995.
- [13] M. Pauli and H.P. Kuchenbecker. On the reduction of the out of band radiation of ofdm signals. In *Proc. of IEEE International Conference of Communications*, volume 3, june 1998.

- [14] R. Van Nee and A. Wild. Reducing the peak to average ratio of ofdm. In *Proc. of 48th IEEE Vehicular Technology Conference*, volume 3, may 1998.
- [15] S.H. Han and J.H. Lee. Modulation, coding and signal processing for wireless communications - an overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 12(2), April 2005.
- [16] I. FATANI. Etude d'une chaîne de transmission d'image robuste aux erreurs basée sur l'utilisation conjointe d'un système mimo/ofdm et d'un codage par descriptions multiples. Rapport de Master recherche, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, 2006.
- [17] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima. Near Shannon limit error correcting coding and decoding : Turbo-Codes. *IEEE Trans. on Communications*, october 1996.
- [18] A.J. Viterbi. Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm. *IEEE Trans. on Information Theory*, 13, april 1967.
- [19] E. Berlekamp. Nonbinary BCH decoding. *IEEE Trans. on Information Theory*, 14(2), march 1968.
- [20] J.L. Massey. Shift register synthesis and bch decoding. *IEEE Trans. on Information Theory*, 15(1), january 1969.
- [21] B. M. Hochwald and S Ten Brink. Achieving Near Capacity on a multiple antenna channel. In *Proc. of Conference on Communication, Control and Computing*, 2001.
- [22] S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi, and F. Pollara. A SISO MAP module to decode parallel an serial concatenated codes. Technical report, TDA progress report 42-127, 1996.
- [23] L.R. Bahl, J. Coke, F. Jeinek, and J. Raviv. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate. *IEEE Trans. on Information Theory*, 20 :248-287, 1974.
- [24] S. Ten Brink. Designing iterative decoding schemes with the extrinsic information transfer chart. *AEÜ International Journal of Electronics and Communications*, 54(6), 2000.
- [25] G. Bauch and F. Schreckenbach. How to obtain Turbo Gains in coherent and non coherent orthogonal transmit diversity. In *Proc. of IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, volume 2, 2003.
- [26] Y. Huang and J.A. Ritcey. EXIT Chart analysis of BICM-ID over AWGN channel with SNR mismatch. *IEEE Communications Letters*, 8(8), august 2004.
- [27] F. Catedra, M. and J. Pérez-Arriaga. *Cell Planning For Wireless Communications*. Artech House Publishers, 1999.
- [28] S. Coleri, M. Ergen, A. Puri, and A. Bahai. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in ofdm systems. *IEEE Trans. on Broadcasting*, 48(3), september 2002.

- [29] X. Deng, M.A. Haimovich, and J. Garcia-Frias. Decision directed iterative channel estimation for MIMO systems. In *Proc. of IEEE International Conference on Communications*, volume 4, may 2003.
- [30] G.H. Golub and C.F. Van Loan. *Matrix computations*. Johns Hopkins university press, 1996.
- [31] J-J. Van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S.K. Wilson, and P.O. Börjesson. On channel estimation techniques in ofdm systems. In *Proc. of IEEE Vehicular Technology conference*, volume 2, Chicago, USA, september 1995.
- [32] O. Edfors, M. Sandell, J-J. Van de Beek, S.K. Wilson, and P.O. Börjesson. Ofdm channel estimation by singular value decomposition. *IEEE Trans. on Communications*, 46(7), july 1998.

Chapitre 4

Réalisation d'une chaîne de transmission réelle

1 Introduction

Dans le chapitre précédent nous avons décrit la chaîne développée pour réaliser différentes simulations dans des modèles de canaux qui tentent de traduire le plus fidèlement possible les différentes propriétés qui affectent les performances d'un système MIMO. Sur la base de ces développements, et en parallèle des travaux menés en simulation, nous avons conçu et participé au développement d'une chaîne de transmission réelle représentée par les figures (4.1) et (4.2). Il s'agit d'une chaîne MIMO à 2 antennes d'émission et 4 antennes de réception qui s'appuie sur deux émetteurs synchrones et amplificateurs associés, un récepteur quatre voies précédés de 4 pré-amplificateurs et un PC respectivement pour l'émission et la réception. Le but recherché dans cette implémentation est le test en vraie grandeur des choix de traitements simulés et non pas la transposition de ces traitements sur des composants spécifiques de type FPGA qui demanderait sans doute un travail de thèse spécifique. La réalisation du système s'inscrivait aussi dans les objectifs du projet EVAS et du projet ST2 que nous avons déjà mentionnés et qui ont notamment permis de contribuer au financement des équipements clefs de la chaîne. En outre, les travaux ont pu être menés à bien dans l'intervalle de ces trois années de thèse grâce à un travail en équipe de longue haleine qui a fait intervenir de Hervé Dumortier (CDD Ingénieur de recherche), Marc Chenu-Tournier (Docteur, Ingénieur (Thales Communication)), Jean pierre Ghys (Assistant ingénieur au LEOST) et Emilie Masson (CDD Ingénieur de recherche).

Le travail réalisé pour aboutir à la chaîne de transmission se décompose en trois parties. La première étape a consisté en la détermination du matériel adéquat et évolutif qui permettrait d'implémenter de façon souple n'importe quelle autre chaîne de transmission imaginée au laboratoire. Ensuite le développement des programmes nécessaires à l'exploitation de la chaîne a été réalisé à partir des traitements implantés pour les simulations. Pour finir des essais de transmission ont été réalisés dans la ville de Lille avec le camion laboratoire. Une démonstration publique doit avoir lieu avec un autobus de Transpole le 15 février 2007 à Lille. Dans les deux sections suivantes de ce chapitre nous allons décrire les

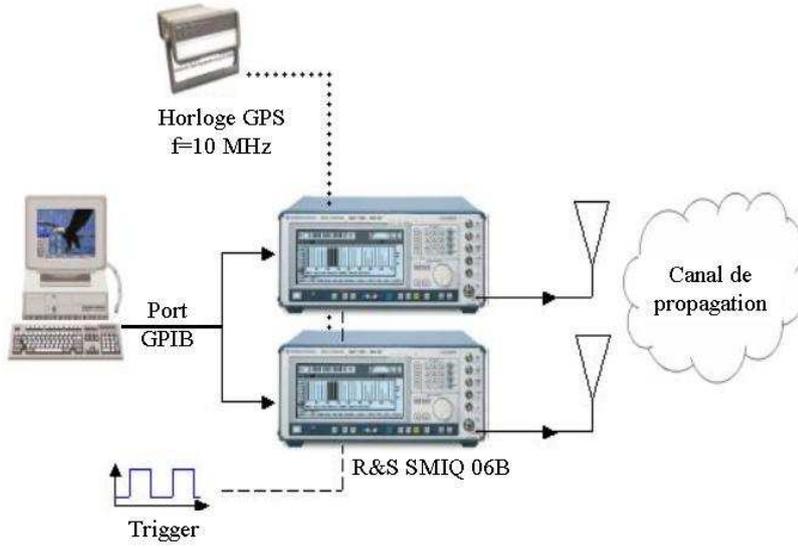


FIG. 4.1 – Structure de l'émetteur

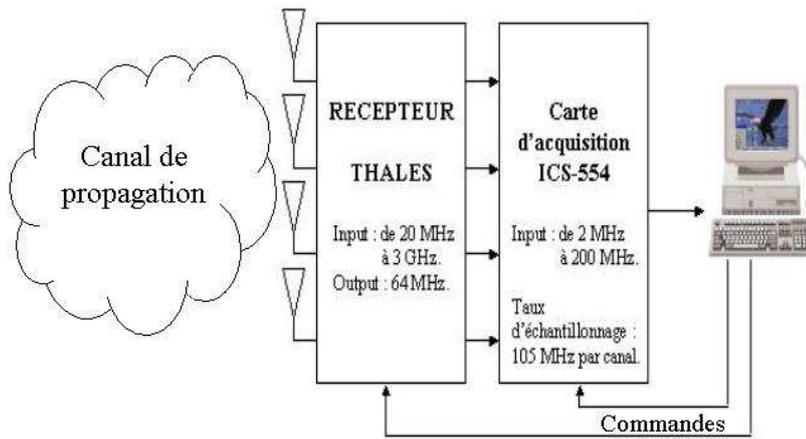


FIG. 4.2 – Structure du récepteur

différents modules de la chaîne. Nous présentons ensuite le contexte des expérimentations et les résultats obtenus. Enfin nous concluerons.

2 Le module d'émission

2.1 Caractéristiques des générateurs

Les parties radio fréquence du système assurent la conversion analogique/numérique, numérique/analogique et la transposition en fréquence. La génération et le traitement des données s'effectuent sur les ordinateurs en chaque bout de la chaîne munis des programmes nécessaires et développés en langage C ou C++ sous Linux.

La partie radio-fréquence de l'émission est principalement composée de deux générateurs de signaux RF du laboratoire du type SMIQ 06B de Rhode&Schwarz (R&S). Un trigger externe et une horloge extraite d'un signal GPS sont utilisés afin de synchroniser parfaitement les deux voies au symbole près. Les caractéristiques principales de ces équipements sont les suivantes :

- Modulation I/Q interne
- Fréquence d'émission comprise entre 300 kHz et 6,4 GHz
- Résolution fréquentielle de 0,1Hz
- Largeur de bande RF allant jusqu'à 60 MHz
- Résolution de 14 bits
- Gain en sortie réglable
- Entrée d'horloge externe 10 MHz
- Entrée Trigger externe
- Entrées I et Q disponibles
- Module de génération de signaux arbitraires (ARB)

Afin de transmettre les données nous utilisons les modules ARB des appareils. Ces modules permettent à l'utilisateur de générer des signaux dont la forme d'onde lui est inconnue. Ils utilisent le signal échantillonné chargé dans leur mémoire et réalisent la conversion numérique/analogique.

2.2 La génération des signaux et la synchronisation des voies

Dans un premier temps, les signaux OFDM numériques sont générés sous Matlab sous la forme des parties en phase (I) et en quadrature (Q). Lors de l'utilisation du module ARB, la sortie RF des SMIQs coupe chaque extrémité du spectre du signal d'environ 20%. Cette coupure nous oblige à suréchantillonner le signal d'un facteur 2 afin de pouvoir transmettre l'ensemble du signal désiré. Les signaux suréchantillonnés sont alors chargés dans la mémoire des appareils via le port GPIB et les logiciels WinIQsim et IQWizard de Rhode&Schwarz associés aux générateurs. Cette méthode limite les possibilités de transmission à des signaux de taille inférieure ou égale à la taille mémoire des deux appareils. Après chargement des données, la séquence est alors transmise une seule fois ou en boucle. Nous avons trouvé une solution pour lever cette limitation grâce à l'acquisition d'une carte de génération de signaux en bande de base. Cette carte de type ICS-564 d'ICS-Telecom

permet de générer et de transmettre en continu les signaux en utilisant les entrée I et Q des SMIQs. Cependant le système utilisant cette méthode n'est pas encore opérationnel au moment de la rédaction de ce mémoire.

La transmission via les deux appareils doit être la plus synchrone possible. Pour cela, les horloges de référence des deux appareils sont générées à l'aide d'une horloge externe commune de fréquence égale à 10 MHz. Afin de disposer d'une horloge stable et précise, l'horloge du système GPS est utilisée. Celle-ci est récupérée en exploitant les signaux GPS. Cette méthode nous assure que les fréquences de sortie des SMIQ sont rigoureusement égales. Un décalage de phase constant peut apparaître en sortie des générateurs mais il n'est pas problématique dans notre cas puisqu'il se confond avec l'effet des multi-trajets dans le canal de propagation. Il est cependant important que les signaux soient synchrones à l'émission car sinon ils se verront mutuellement comme des interférences en réception. En effet, à la réception la synchronisation est faussée pour l'un des deux signaux reçu et cela se répercute sur le traitement des données. Cette erreur de synchronisation fausse l'estimation du rapport signal sur bruit (SNR) et du canal. Ces erreurs sont représentées sur la figure (4.3) qui montre que les canaux sont alors erronés. Il en est de même pour le SNR estimé qui est bien en dessous du SNR réel observé. Après la synchronisation des deux appareils, un trigger externe commun permet de garantir la simultanéité des émissions.

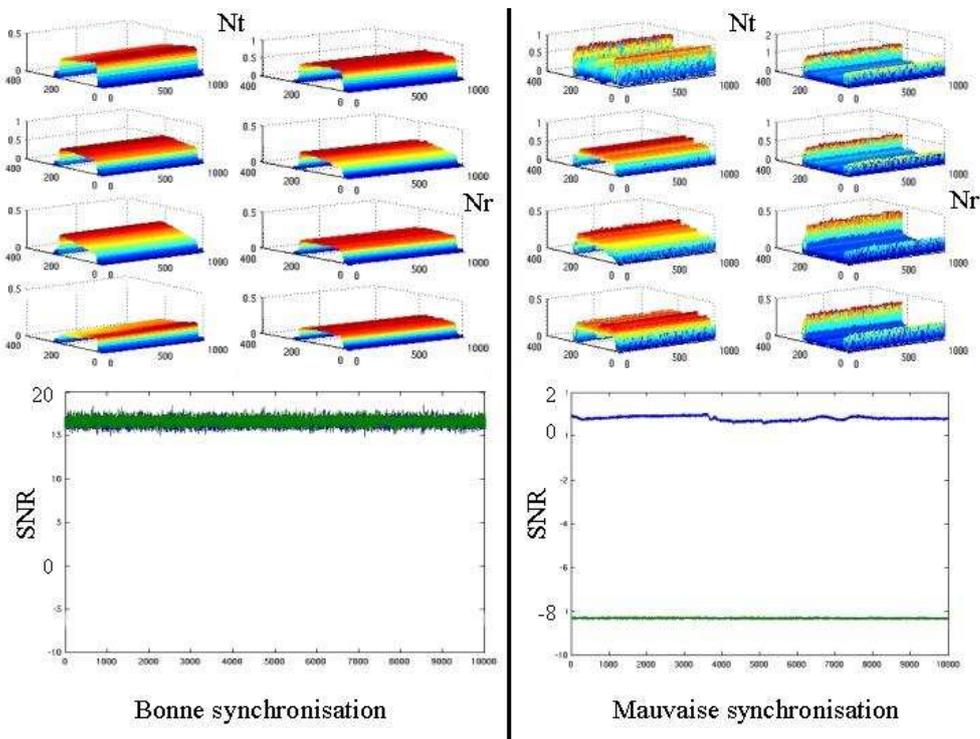


FIG. 4.3 – Effet d'une mauvaise synchronisation sur l'estimation du canal et du SNR

Avant transmission dans le canal, les antennes sont précédées des deux amplificateurs

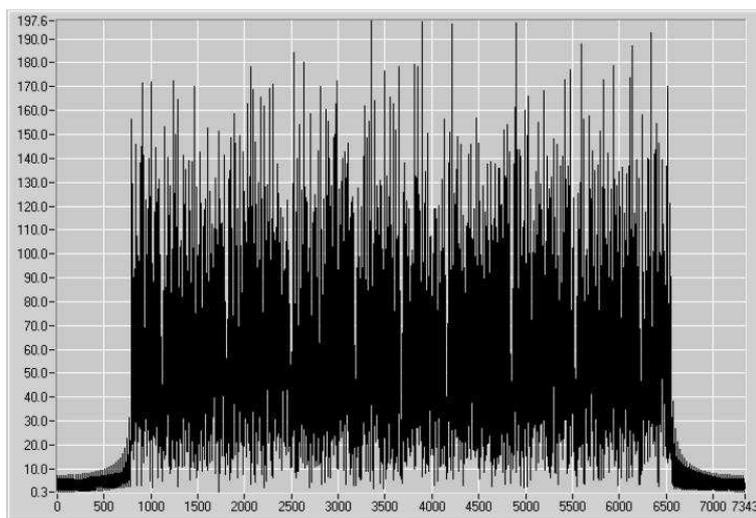


FIG. 4.4 – Spectre du signal émis par une antenne

de puissance de 40 dB chacun linéaire aux fréquences souhaitées et supportant les signaux OFDM. Afin d'illustrer les résultats obtenus après la génération des signaux, la figure (4.4) présente le spectre du signal émis par une antenne. Les deux signaux temporels et les temps de réponse au trigger des deux SMIQs sont représentés sur les figures (4.5) et (4.6).

3 Le module de réception

La chaîne de réception est composée d'un récepteur quatre voies synchrones, d'une carte d'acquisition 4 canaux et d'un PC dédié à l'acquisition et à la commande des appareils.

3.1 Caractéristiques du récepteur RF

Le récepteur réalise la partie RF de la réception. Il opère entre 20 MHz à 3000 MHz. Chaque voie possède 20 MHz de bande passante. Les signaux sortent à la fréquence intermédiaire $FI = 64\text{MHz}$ et couvrent une bande de 20 MHz (de 54 MHz à 74 MHz). Les quatre voies sont synchrones. Le récepteur se commande à partir du PC d'acquisition et de programmes C dédiés implantés sous Linux. Il est possible de sélectionner le nombre de voies de réception utilisées (entre 1 et 4), la fréquence de réception et l'atténuation (entre 0 et 50 dB). En pratique, il n'est pas conseillé d'utiliser le matériel dans ces limites de fonctionnement. Afin de s'assurer l'absence de toute distorsion, il est préférable de ne pas dépasser la fréquence de 2,7 GHz et une largeur de bande de 15 MHz. Après traitement des signaux reçus, le récepteur les transmet à la carte d'acquisition en les transposant à la fréquence intermédiaire FI .

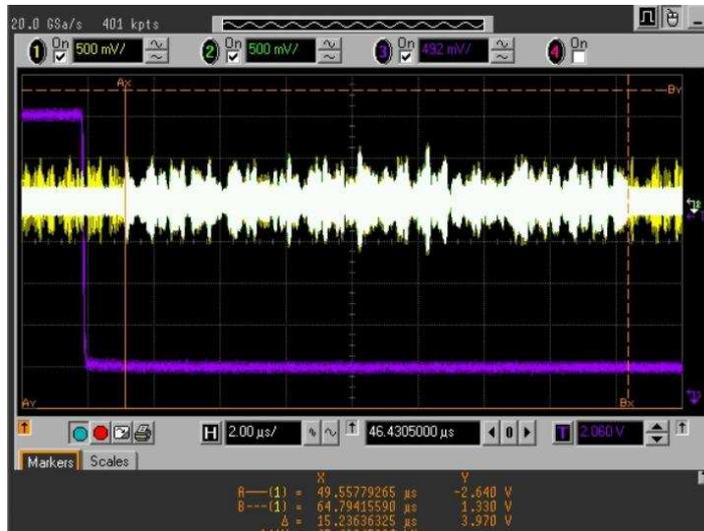


FIG. 4.5 – Signaux temporels émis et trigger



FIG. 4.6 – Temps de réponse des SMIQs au signal trigger

3.2 Acquisition des signaux

L'acquisition des données se fait via une carte d'acquisition qui réalise la conversion analogique/numérique des signaux. La numérisation des signaux nécessite de déterminer la fréquence d'échantillonnage Fe adéquate pour le système. Nous savons que les signaux en entrée de la carte ont un spectre centré sur $FI = 64 \text{ MHz}$. Dans le cas extrême, il possède une largeur de bande $B = 20 \text{ MHz}$. Le spectre du signal s'étend donc de $FL = FI - \frac{B}{2} = 54 \text{ MHz}$ à $FH = FI + \frac{B}{2} = 74 \text{ MHz}$. Selon la théorème d'échantillonnage de Nyquist-Shannon appliqué aux signaux passe bande, deux solutions se présentent selon que l'on souhaite sous échantillonner ou non les signaux.

Si nous ne désirons pas sous échantillonner le signal, il est alors nécessaire de choisir la fréquence d'échantillonnage telle que :

$$FE \geq 2FH = 148 \text{ MHz} \quad (4.1)$$

Dans ce cas de figure, il est donc nécessaire de posséder une carte d'acquisition capable de numériser le signal à une fréquence supérieure ou égale à 148 MHz et ceci sur les 4 entrées distinctes et de manière synchrone. L'inconvénient majeur de cette méthode est que ce type de carte est difficile à trouver sur le marché et quand elles existent les solutions proposées sont très onéreuses. La seconde limitation est le besoin d'une grande taille mémoire afin d'acquérir le signal continu sur un intervalle de temps donné. Si la mémoire est insuffisante, le risque de perdre des informations augmente fortement. Afin de limiter ce risque, il est nécessaire que la carte puisse transmettre ses données de façon très rapide vers une mémoire externe plus conséquente.

La seconde méthode consiste à réaliser un sous échantillonnage du signal d'entrée. Pour les signaux en bande de base, l'unique condition pour un bon échantillonnage est de choisir $Fe \geq 2B$ (critère de Nyquist). Dans le domaine fréquentiel, des répliques du spectre apparaissent alors aux fréquences multiple de Fe . Ainsi, en cas de sous échantillonnage, des recouvrements spectraux apparaissent entre les différentes répliques du signal et le spectre d'origine. Cet effet est illustré par la figure (4.7). La conséquence est la présence d'interférences importantes dans le signal acquis. Cette méthode n'est donc pas applicable pour les signaux en bande de base.

Pour des signaux passe bande, il peut cependant être intéressant d'exploiter l'apparition des répliques du spectre afin de faciliter l'acquisition. Le théorème d'échantillonnage étendu aux signaux passe bande montre que l'utilisation du sous échantillonnage permet d'acquérir le signal dans de bonnes conditions. Cette technique permet en outre une transposition fréquentielle du signal. La conséquence directe est la réduction de la fréquence d'acquisition de la carte et une diminution de l'espace mémoire nécessaire au stockage du signal acquis. La figure (4.8) représente le spectre d'un signal continu échantillonné à une fréquence $Fe = Fe_1 = \frac{2FI-B}{m}$ avec m un entier arbitraire représentant le nombre de répliques du spectre sur l'intervalle $2FI - B$ et tel que $Fe \geq 2B$.

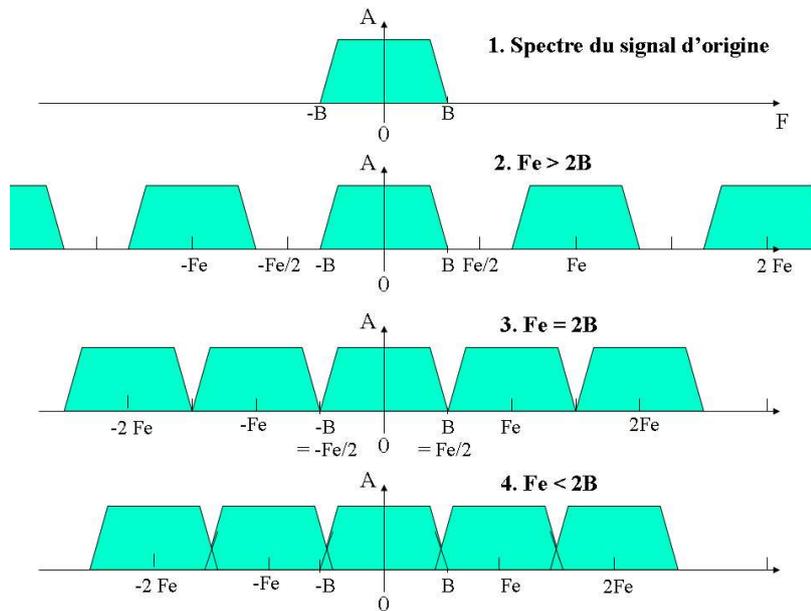


FIG. 4.7 – Effet de l'échantillonnage sur le spectre d'un signal en bande de base

Les valeurs présentes sur la figure sont issues de la condition de Nyquist-Shannon pour les signaux passe bande. Celle-ci s'exprime selon l'équation 4.2.

$$\frac{2 FI - B}{m} \geq Fe \geq \frac{2 FI + B}{m + 1} \quad (4.2)$$

Cette équation montre que la fréquence d'échantillonnage peut être choisie sur des intervalles de fréquences distincts fonctions du nombre de répliques présentes. En normalisant FH et Fe tels que $R = \frac{FH}{B}$ et $Fe_N = \frac{Fe}{B}$, alors la représentation de l'équation 4.2 dans cet espace permet de discerner les intervalles de fréquences d'échantillonnage acceptables. Pour le signal issu du récepteur, nous obtenons $R = 3.7$. La figure (4.9) représente les intervalles de fréquences d'échantillonnage possibles pour le système développé.

Pour $R = 3.7$, plusieurs plages de fréquence sont observables : une première sur l'intervalle $[74MHz, 108MHz]$ pour $m = 1$ et une seconde sur l'intervalle $[49, 33MHz, 54MHz]$ pour $m = 2$. Pour $m > 2$, les intervalles ne peuvent être pris en compte car la condition $Fe \geq 2B$ n'est plus respectée.

Le choix de la fréquence d'échantillonnage sur l'intervalle $[49, 33MHz, 54MHz]$ semble alors plus judicieux puisqu'il permet d'utiliser des fréquences d'échantillonnage inférieures. Dans le cas d'un spectre idéal tel que représenté sur les schémas précédents, l'utilisation de $Fe = 54MHz$ permettrait d'obtenir un spectre ressemblant à la figure (4.8). La position à la fréquence 0 du spectre simplifie alors toute opération de filtrage numérique. Cependant, en pratique, il convient d'ajouter au spectre d'origine, la présence d'interférences ou de bruit. Dans ce cas, lors de l'opération d'échantillonnage, des recouvrements peuvent

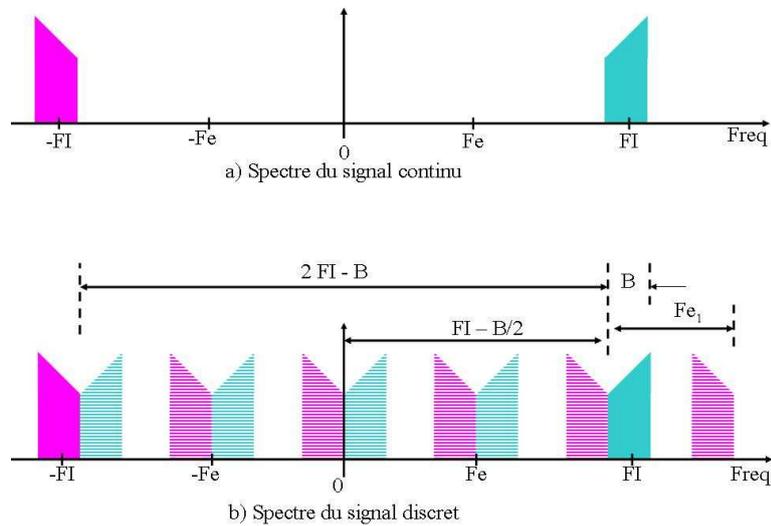


FIG. 4.8 – Spectre d'un signal passe bande continu (a) et échantillonné (b)

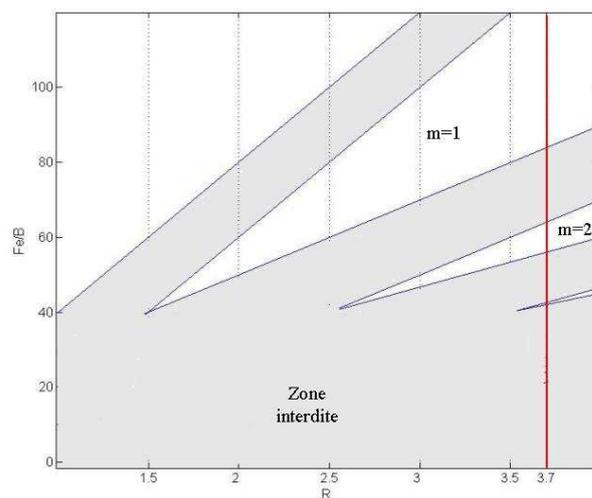


FIG. 4.9 – Zone d'échantillonnage pour le système étudié

survenir entre les spectres du signal et ceux du bruit ou des interférences. Cette situation est illustrée sur la figure (4.10). Afin de lutter contre ce phénomène, il est nécessaire de réaliser une opération de filtrage avant échantillonnage. Ce filtre est souvent appelé "filtre anti-repliement".

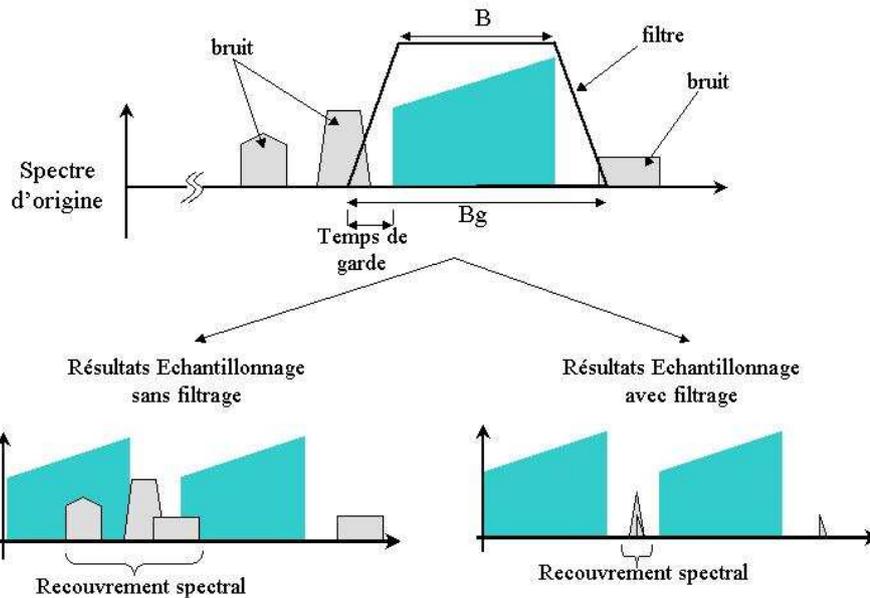


FIG. 4.10 – Effet de l'échantillonnage sur le spectre d'un signal bruité sans et avec filtrage

Malgré l'ajout d'un filtre, le cas idéal ne peut jamais être atteint de part l'inexistence de filtre passe bande parfait et de l'instabilité des horloges pour la génération et l'échantillonnage des signaux. Aussi, il est préférable de garder une bande de fréquence de sécurité appelée bande de garde. En conséquence, L'utilisation des bornes des intervalles de fréquences possibles est souvent à proscrire.

Lorsque l'utilisateur a une bonne connaissance des caractéristiques des filtres utilisés et des horloges des CAN (CAN, *Convertisseur Analogique/Numérique*), il peut alors déterminer la fréquence d'échantillonnage la plus adaptée. La figure (4.11) représente la méthode pour sa détermination. Cette technique n'est pas simple à mettre en place car les informations nécessaires sont souvent inconnues de l'utilisateur. Aussi, afin de préserver un temps de garde suffisant, il est possible de définir F_e à l'aide de l'équation 4.3 [1].

$$F_e = \frac{4FI}{m_{impair}} \tag{4.3}$$

Cette équation montre que l'échantillonnage a pour effet de transposer le spectre du signal à la fréquence résultante $Fr = F_e/4$. En appliquant ce principe aux signaux en sortie du récepteur RF, nous obtenons la relation $FI = F_e + Fr = F_e + \frac{F_e}{4}$ qui donne la

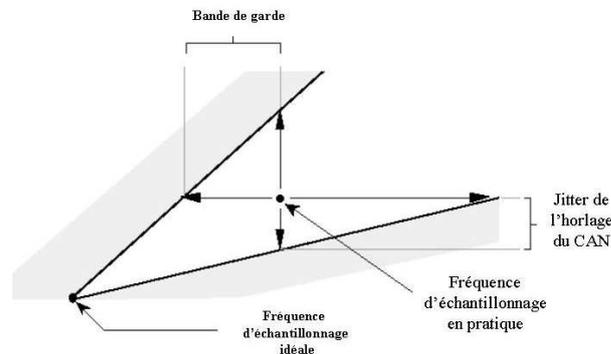


FIG. 4.11 – Méthode de détermination graphique de la fréquence d'échantillonnage

fréquence d'échantillonnage adaptée suivante :

$$F_e = \frac{4}{5} F_I = 51.2 \text{ MHz} \quad (4.4)$$

En échantillonnant, le spectre utile est centré sur la fréquence $F_r = 12,8 \text{ MHz}$. La transposition de celui-ci en bande de base est donc nécessaire afin de récupérer les signaux émis.

En conclusion, il est impératif que la carte d'acquisition possède les caractéristiques suivantes :

- 4 voies d'acquisition synchrones
- une bande passante suffisante sur chaque entrée
- une fréquence d'acquisition de $F_e = 51.2 \text{ MHz}$ sur chacune des voies en simultané
- la possibilité de transposer le signal en bande de base

Plusieurs cartes répondant à ces critères sont disponibles sur le marché. En concertation avec Thales partenaire du LEOST sur le projet EVAS pour les aspects transmission, nous avons choisi la carte d'acquisition ICS-554B (figure (4.12)). Le diagramme de fonctionnement de la carte est présenté sur la figure (4.13) .

La carte ICS 554B possède 4 entrées qui présente chacune un filtre anti repliement. A la sortie des convertisseurs numérique/analogique, chaque échantillon est codé sur 14 bits. Des modules DDC (DDC, *Digital Down Converter*) permettent de réaliser la transposition en bande de base dont l'utilisation est configurable. Un composant programmable de type FPGA permet à l'utilisateur d'implémenter de petits traitements en local.

La fréquence d'acquisition simultanée sur chacun des canaux est au maximum égale à 105 MHz . Cependant, afin de faciliter l'acquisition des signaux issus du récepteur RF, une modification de la carte a été réalisée par le constructeur à notre demande. Ainsi un quartz fonctionnant à une fréquence de $102,4 \text{ MHz}$ a été ajouté. Une division par 2 nous permet alors de fonctionner facilement à $51,2 \text{ MHz}$. La mémoire interne de la carte est relativement faible (1Mo). Il est donc nécessaire de transférer rapidement les données sur



FIG. 4.12 – La carte d'acquisition ICS 554B

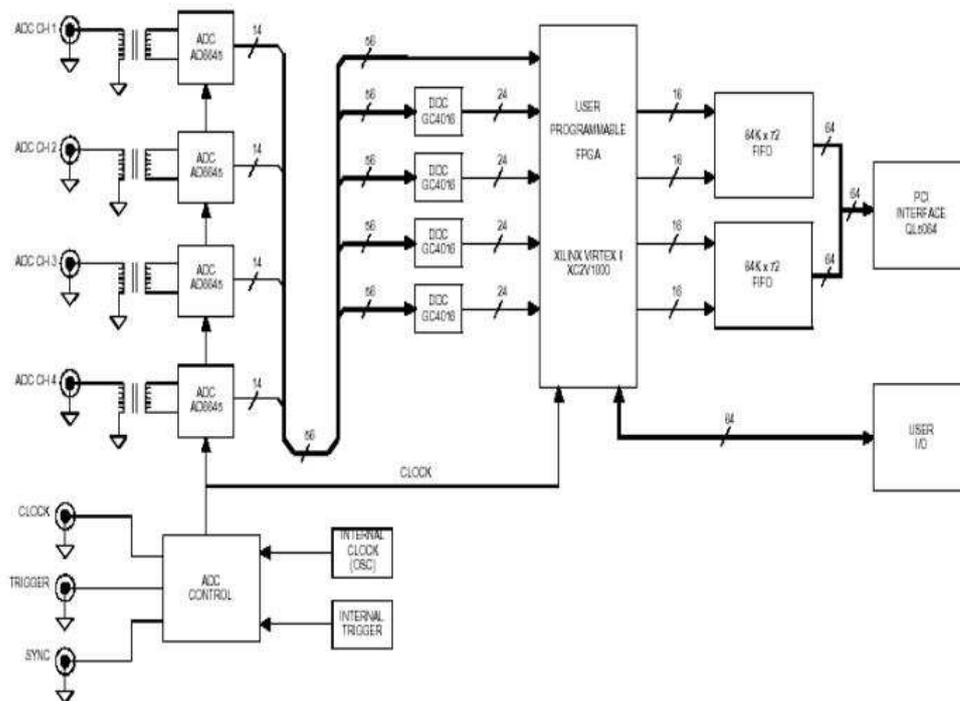


FIG. 4.13 – Diagramme fonctionnel de l'ICS 554B

un disque ou dans la mémoire vive du PC. La carte communique avec le PC via un bus PCI 2.2. Ce bus fonctionne à 66MHz et doit être capable en théorie de véhiculer des données à un débit de $8 \times 66 = 528\text{Mo/s}$. Le débit maximal des données à transmettre est égal à $D_{\text{bit}} = 20\text{MHz} \times 2$ (16bits) $\times 2$ (voies I et Q) $\times 4$ (canaux) = 320Mo/s . Le transfert vers la mémoire de l'ordinateur ne doit donc pas poser de problème.

3.3 Caractéristiques de l'ordinateur dédié à l'acquisition et à la commande

a) Le matériel

Le PC de réception permet de commander la carte d'acquisition et le récepteur RF à l'aide des différents programmes pilotes fournis par les constructeurs. C'est un modèle DELL Précision 670 qui possède les caractéristiques suivantes :

- Système d'exploitation Linux
- 2 Microprocesseurs Intel Xéon 64 bits, fréquence d'horloge 3,6 GHz avec 2 Mo de cache de niveau 2
- Mémoire vive : 2 Go DDR2
- Disque dur Serial ATA 60 Go

Le système d'exploitation est dans une version assez minimaliste afin d'alléger son fonctionnement. De même, afin de réduire les interruptions système ou logiciel et de mieux les gérer, le PC a été équipé d'un patch temps réel HYADES développé par Thales, Bull et d'autres partenaires dans le cadre du projet Hyades (www.hyades-itea.org). Cette configuration permet un enregistrement et pour certains cas simples, un traitement des données en temps réel. En plus de la commande du matériel, l'ordinateur gère l'acquisition, le stockage et le traitement des données reçues dont les principes sont maintenant présentés.

b) Acquisition et traitement des données

Les données issues de la carte d'acquisition sont enregistrées sur le disque avant d'être traitées. En allégeant un peu les traitements en réception (réduction du nombre d'états de la modulation et du nombre d'antennes) il est possible de traiter le flux en continu.

En comparaison avec la chaîne dédiée aux simulations décrite dans le chapitre précédent, des étapes de synchronisation et de correction de phase sont nécessaires. En effet, dans le cas réel, l'hypothèse d'une synchronisation et d'une correction de phase parfaites est caduque. Il convient de noter ici que les algorithmes implémentés pour réaliser ces fonctions dans la chaîne réelle ne sont pas optimaux. Ce sont des méthodes simples qui nous ont permis de rendre la chaîne opérationnelle rapidement. Cette étape d'optimisation n'a pas pu être traitée dans le cadre de ce doctorat mais sera abordée dans la suite des recherches dans le projet BOSS déjà mentionné. Enfin, il faut également noter qu'en condition réel le SNR n'est pas connu en réception, son estimation a donc été implémentée.

La synchronisation : Deux types de synchronisation sont implémentés dans la chaîne. Une première étape réalise une synchronisation grossière du signal que nous qualifions de

synchronisation longue. Cette étape est suivie d'une synchronisation plus fine ou synchronisation courte.

La synchronisation longue considère les signaux issus d'une seule antenne de réception. Cette antenne est choisie arbitrairement. Le principe consiste à effectuer une corrélation entre le signal reçu et le signal connu (les préambules) émis par une antenne d'émission. Le pic de corrélation indique alors l'instant de synchronisation choisi. La corrélation avec les symboles connus issus de chaque antenne d'émission est réalisée. L'instant choisi est celui représenté par le pic de corrélation de plus forte amplitude entre les deux.

La synchronisation courte affine le résultat précédent. Elle est calculée à partir de l'équation 4.5.

$$T_{sync} = trace((\mathbf{R}^* . S)(\mathbf{R}^* . S)^H) \quad (4.5)$$

La correction de phase : Après le passage dans le canal de propagation, une rotation de la constellation de la modulation est observée (figure (4.14)). Les traits apparaissant sur la figure représente l'estimation des décalage de phase pour les différents symboles. Afin de corriger ce glissement en phase, le décalage est estimé à partir des porteuses pilotes des symboles OFDM. Cette opération est réalisée simplement car ces sous porteuses sont chargée uniquement de symboles égaux à 1 ou -1 . Ainsi la différence de phase s'obtient selon l'équation 4.6.

$$Phase_{esti} = mean(R(porteuses_{pilote}).S^*(porteuses_{pilote})) \quad (4.6)$$

La connaissance de ce décalage de phase permet de corriger facilement le signal. La

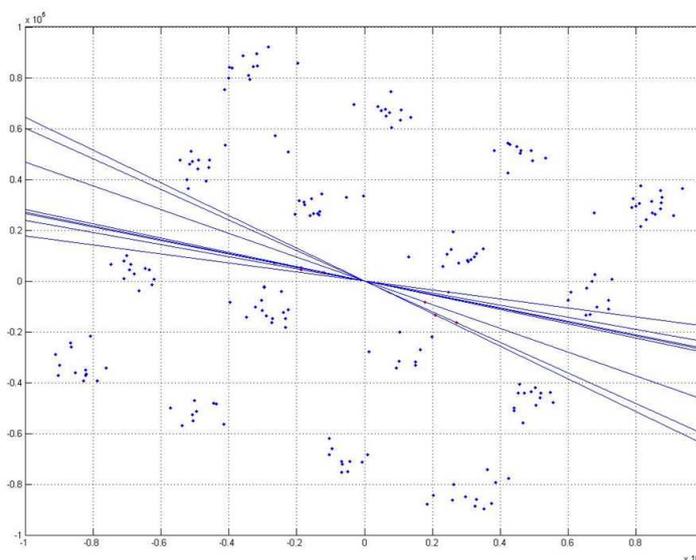


FIG. 4.14 – Rotation de la constellation avant correction de phase
constellation résultante de cette correction est représentée sur la figure (4.15).

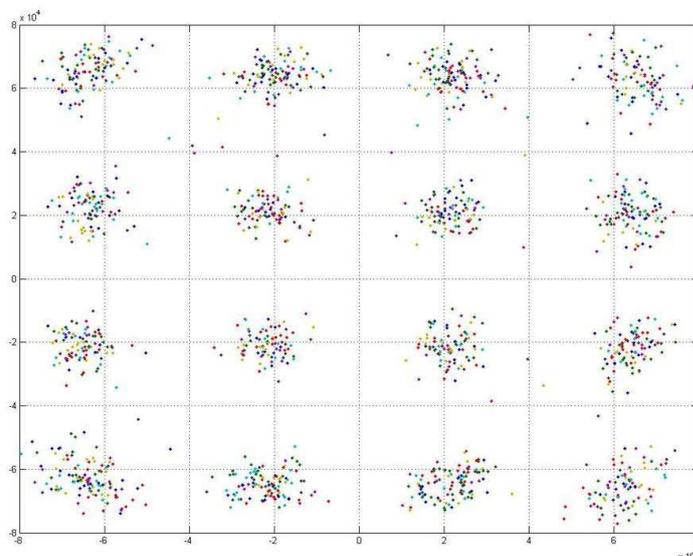


FIG. 4.15 – Constellation après la correction de phase

Estimation du SNR : Afin de pouvoir traiter les données reçues il est nécessaire de réaliser l'estimation du rapport signal sur bruit. La puissance du signal reçu est connue à la réception. Ensuite, une estimation de la variance du bruit est réalisée à l'aide de l'estimateur du maximum de vraisemblance. Le calcul de l'estimé est décrit dans la section des estimateurs du chapitre 3. Pour rappel, l'estimé de la variance du bruit s'écrit selon l'équation 4.7.

$$\widehat{\sigma^2} = \frac{1}{N_t N_r} \|\mathbf{Y} - \mathbf{X}\mathbf{H}\|^2 \quad (4.7)$$

En possédant la puissance du bruit et la puissance du signal reçue le SNR s'obtient alors facilement.

4 Réalisation de transmissions réelles

4.1 Mise en place du matériel

Afin de tester la chaîne de transmission, des essais "grandeur nature" ont été réalisés. Pour cela, nous avons cherché à nous positionner d'une manière réaliste par rapport à l'application envisagée. La chaîne est destinée à une communication sans fil entre un bus et un centre de contrôle déporté. La station d'émission/réception doit donc être située en altitude afin d'offrir la plus grande surface de couverture. Le bus évolue principalement en zone urbaine parfois très dense (cf figure 1.1 du chapitre 1).

Le récepteur a donc été placé au sommet du beffroi de la ville de Lille (environ 70 m) dans un local Radio Amateur auquel nous avons accès. Les antennes de réception utilisées

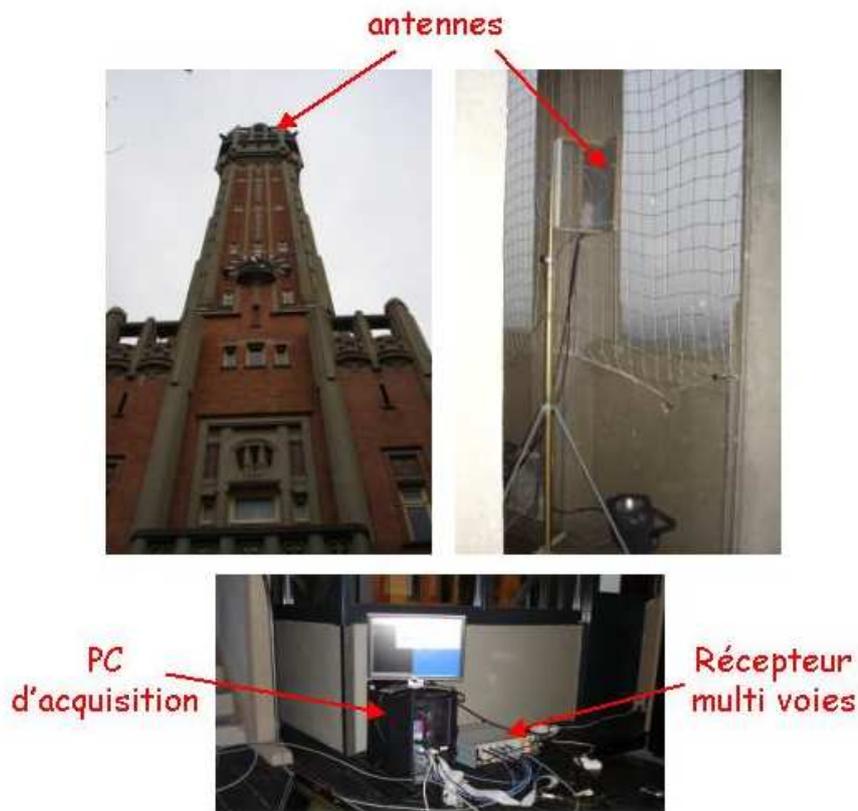


FIG. 4.16 – Installation de l'émission

sont des antennes patchs fonctionnant à $2,7 \text{ GHz}$. Le module de préamplification est essentiellement utilisé afin de compenser l'atténuation subie par le signal lors de son passage dans les 30 mètres de câbles faibles pertes reliant les antennes au récepteur 4 voies. Les photographies suivantes illustrent l'installation à l'émission.

A l'émission, un camion laboratoire a été équipé avec le matériel nécessaire (PC, générateurs, amplificateurs de puissance, un GPS). Le GPS a été utilisé afin de corréler l'environnement de propagation, la distance émetteur/récepteur et les résultats obtenus. Les deux antennes utilisées sont des antennes de type quart d'onde fonctionnant à 2.7 GHz . Le dispositif mis en place est présenté sur la figure(4.17). La puissance du signal émis est égale à 30 dBm. La largeur de bande utilisée est égale à 10 MHz .

Les mesures ont été réalisées le long d'une ligne de bus de la compagnie Transpole de Lille. La figure (4.18) indique le parcours réalisé dans la ville de Lille.

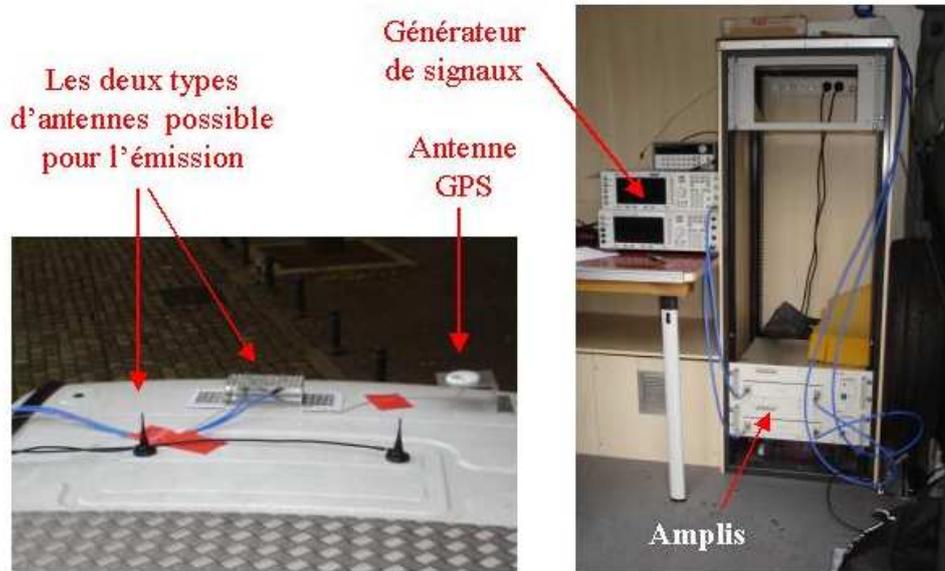


FIG. 4.17 – Le camion laboratoire équipé



FIG. 4.18 – Trajet suivi par le véhicule laboratoire

4.2 Déroulement des mesures

La campagne de mesures s'est déroulée sur deux jours. La première journée a permis la validation du bon fonctionnement de la chaîne en conditions réelles. Le second jour correspond aux mesures exploitables. Les mesures se sont déroulées en conditions réelles de circulation urbaine, la vitesse du camion laboratoire n'était pas régulière (entre 0 et 50 km/h).

La disponibilité du signal GPS dans les zones urbaines denses ainsi que les interférences causées par les antennes émettant à forte puissance à proximité ont produit des interruptions de service importantes au cours des mesures et ont rendu inefficace l'exploitation des données. Aussi, la mise en corrélation précise entre l'environnement dans lequel évolue le mobile et les résultats n'a pas pu être réalisée.

Un autre problème rencontré a été l'utilisation d'une méthode non optimale pour la synchronisation qui a limitée les performances globales du système. En effet, nous avons observé des pertes fréquentes de synchronisation surtout pour des rapports signal sur bruit inférieur à 5 dB. Cette perte de synchronisation se traduit alors par une estimation du canal et du SNR erronés. Au regard de l'évolution du SNR estimé, cela se traduit par une diminution brutale de sa valeur comme l'illustre la figure (4.19) issue des mesures. Afin d'améliorer la robustesse de la chaîne, il sera donc nécessaire d'optimiser cette étape importante dans la chaîne réelle.

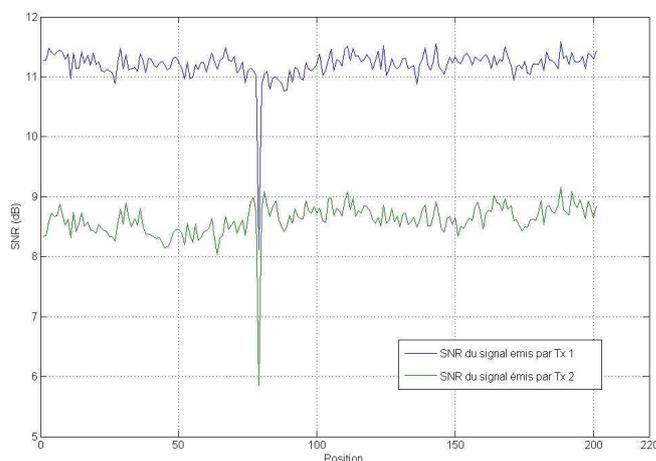


FIG. 4.19 – Effet d'une perte de synchronisation sur le SNR estimé

Lors de l'analyse des canaux estimés, nous avons observé l'alternance de canaux plus ou moins sélectifs en fréquence le long du trajet comme le montre la figure (4.20).

L'évaluation de la corrélation du canal a été réalisée en post traitement à partir des

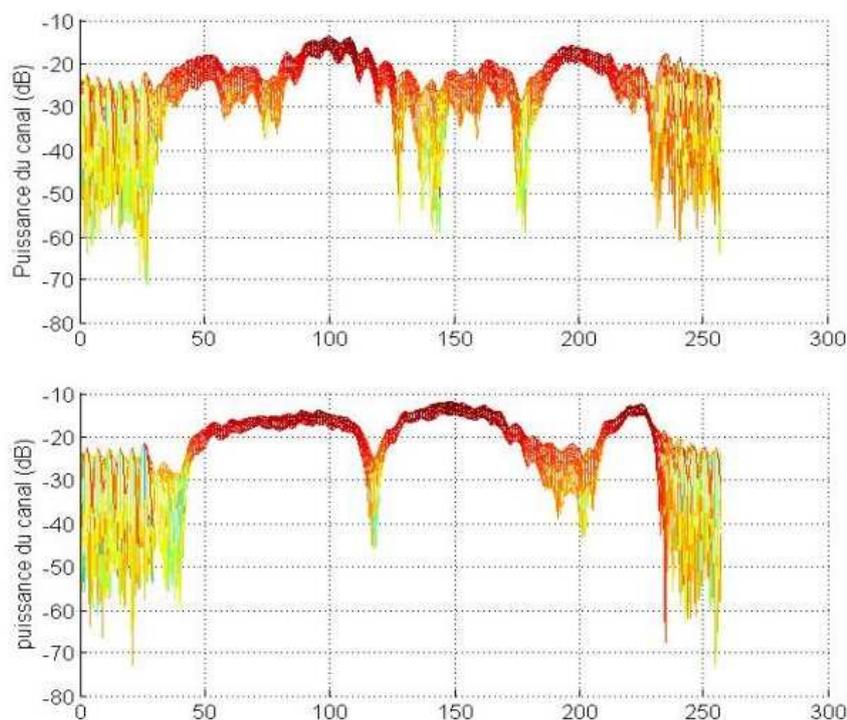


FIG. 4.20 – Exemple de canaux estimés

estimées du canal. Afin de réduire l'erreur liée à cette méthode, seules des portions de transmission avec un SNR important ($> 8dB$) ont été considérées. Les matrices de corrélation moyenne obtenues à l'émission et en réception sont données figure (4.21).

La corrélation à la réception est supérieure à la corrélation à l'émission. Ces résultats s'expliquent simplement en analysant la configuration de la transmission. En effet, le camion laboratoire se trouve la plupart du temps à l'intérieur de canyons urbains. Cet environnement est plus propice à la présence de nombreux réflecteurs ce qui a pour effet de réduire la corrélation. Au contraire, en réception, les antennes sont placées sur une position très haute par rapport à l'environnement local. Cette position réduit significativement le nombre de réflecteurs possible. La corrélation a alors tendance à augmenter.

Figure (4.22) nous présentons les taux d'erreurs binaires obtenus pour une chaîne SISO simplifiée pour différents SNR, différentes vitesses de mobile et en ligne de vue. Cette chaîne utilise la même forme d'onde OFDM que la chaîne présentée cependant elle ne comporte pas de codage de Reed Solomon. En réception, un détecteur MMSE est utilisé et un décodeur de viterbi à entrée et sortie souple est utilisé.

Les résultats obtenus à 2.7 GHz montrent la dégradation des performances lorsque la

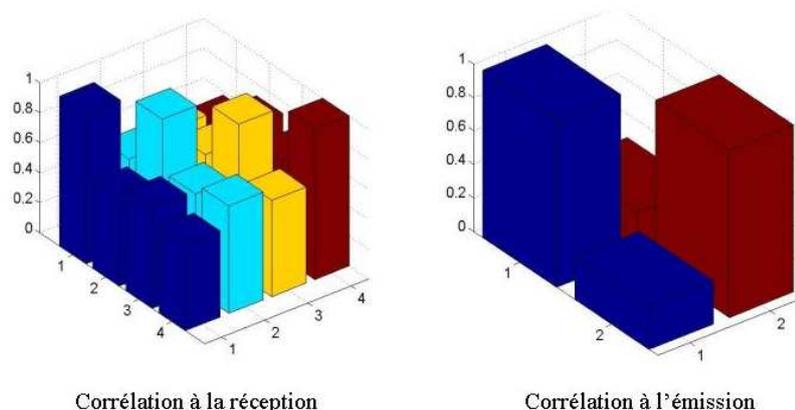


FIG. 4.21 – Matrices de corrélation du canal estimé

mobilité augmente. Les résultats semblent cependant prometteurs surtout pour des vitesses du mobiles faibles. Une amélioration devrait être encore observée avec l'exploitation des techniques MIMO et Turbo. Cependant afin d'obtenir des résultats plus significatif, il sera nécessaire de compléter ces travaux avec une campagne de mesure plus large.

5 Conclusion

Ce chapitre présente la chaîne de transmissions réelle développée au cours de nos travaux de thèse. La chaîne présentée comporte uniquement les parties RF de la chaîne. La génération des signaux et le traitement des signaux en réception sont réalisés de manière logicielle sur des PC dédiés.

La partie émission de la chaîne réelle se compose de deux générateurs de signaux SMIQ de Rhode&Schwarz, de deux amplificateurs de puissance (si nécessaire) et d'un PC générant les données. Cette configuration ne permettant pas de transmettre en continu un flux de donnée, des modifications de la chaîne sont en cours dans le laboratoire. Cette nouvelle chaîne utilisera une carte ICS-564 permettant de générer en continu des signaux en bande de base qui seront ensuite transposés en fréquence par les SMIQ. Lors de la réalisation de la partie émission, une étape importante consiste en la synchronisation des deux émetteurs à l'aide d'une horloge commune issue des signaux GPS et d'un signal trigger externe.

En réception, le matériel utilisé est un récepteur Thales 4 voies, une carte d'acquisition 4 voies ICS-554B, des pré-amplificateurs (si nécessaire) et un PC dédié tournant sous LINUX et muni d'un patch temps réel HYADES. La carte d'acquisition a été choisie en fonction de la fréquence de sortie des signaux issue du récepteur (64 MHz). Une modification du quartz a également été demandée afin de faciliter les traitements.

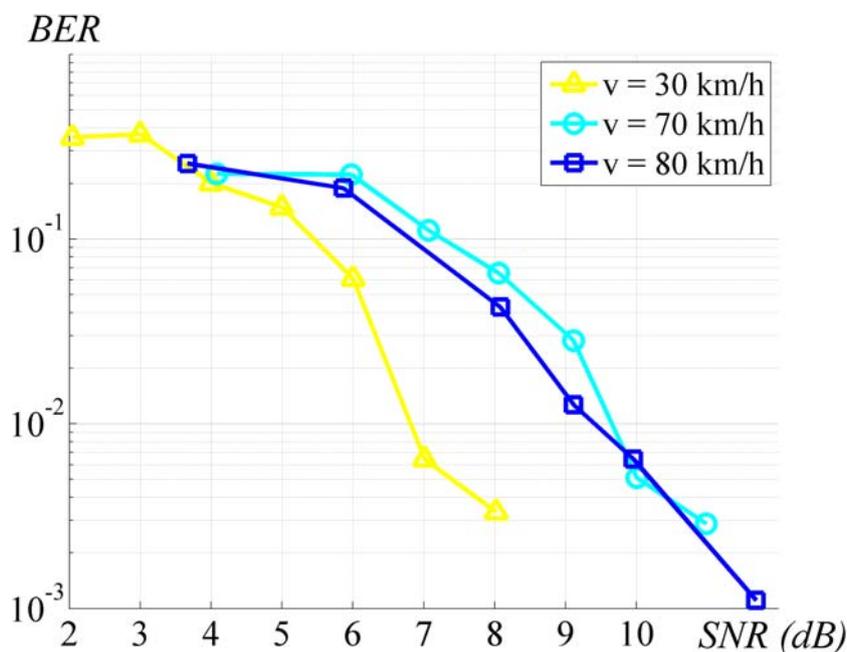


FIG. 4.22 – Taux d'erreurs binaires obtenus lors de transmission réelle

Des étapes de synchronisation, d'estimation du SNR et de correction de phase ont été implémentées sur le PC dédié. Les algorithmes utilisés ne sont pas optimaux mais nous ont permis de réaliser rapidement la chaîne. A la suite de ces travaux, des premières transmissions réelles ont été mise en oeuvre dans des conditions proches de l'exploitation d'un système de communication dédié à une flotte de bus. La station de base a été placée en haut du beffroi de Lille et le camion laboratoire du LEOST a suivi un trajet de la compagnie de bus Transpole. Ces essais ont mis en évidence la nécessité d'optimiser l'étape de synchronisation des signaux. Nous avons pu observer que le canal varie d'un mode sélectif en fréquence à un mode non sélectif. En outre, l'étude de la corrélation spatiale à partir des estimés du canal montre que dans cette configuration de transmission, la corrélation moyenne à l'émission (mobile) est plus faible qu'en réception.

Enfin, les taux d'erreurs binaires obtenus pour différents SNR ont été présentés. Les performances du système se dégradent avec la mobilité. Il sera donc nécessaire d'inclure ce paramètre dans les modèles de canaux pour les simulations. Ces résultats soulignent l'importance d'une bonne modélisation pour chaque étape en simulation afin d'évaluer correctement la chaîne développée. Ils montrent également que la couche physique OFDM du WiMAX semble prometteuse pour une utilisation dans le domaine des transports.

Bibliographie

- [1] B. Xenakis and A. Evans. Vehicle locator uses spread spectrum technology. *RF Design*, october 1992.

Conclusion générale

La problématique de ce travail de thèse concerne la transmission sans fil haut débit de flux d'information depuis des autobus urbains vers un ou plusieurs postes de contrôle pour des applications de surveillance embarquée reposant sur la perception sonore et vidéo de l'intérieur des bus et le déclenchement d'alarmes. Ces systèmes de transmission doivent en général satisfaire de façon simultanée des contraintes de disponibilité, de robustesse, de débit et de résistance à la mobilité. Parmi les nouveaux standards émergeant de réseaux sans fil, le WIMAX associant les techniques MIMO et l'OFDM constitue une solution prometteuse. Le travail de thèse présenté dans ce mémoire a contribué à l'étude et au développement d'une chaîne de transmission pour ces applications transports. Trois axes de recherche ont été suivis : la caractérisation et la modélisation de canaux de propagation MIMO spécifiques, le développement et l'évaluation d'une chaîne de transmission avec plusieurs solutions de traitement possibles, la mise en oeuvre et l'analyse de premiers essais grandeur nature sur le lien montant, entre le camion laboratoire de l'INRETS-LEOST et le beffroi de Lille.

Le premier chapitre de ce mémoire décrit les principaux projets connus qui s'intéressent à la transmission d'informations audio et vidéo depuis des autobus ou des trains pour des applications de surveillance embarquée et confirme les besoins de recherche et développement dans cet axe. Nous avons ensuite rappelé les caractéristiques des systèmes MIMO exploitant plusieurs antennes à l'émission et à la réception. Un état des recherches sur ce sujet permet de situer nos travaux. Les grandes lignes des couches physiques des standards IEEE 802.20 et de la famille WIMAX sont décrites puisqu'ils semblent les plus adaptés à la problématique de la thèse. Leurs avantages et inconvénients dans le contexte traité sont soulignés. Le souci d'implémenter une solution aussi proche que possible d'un standard tout en préservant un bon compromis complexité/efficacité a guidé notre choix vers le standard WIMAX 802.16d et plus particulièrement sa couche physique OFDM sur laquelle s'appuient les chaînes de transmissions proposées.

Le second chapitre décrit les caractéristiques d'un canal de propagation MIMO. Une étude bibliographique donne les principales méthodes de modélisation. Deux représentations équivalentes du canal sont considérées. La première, plus physique, se fonde sur une représentation matricielle qui définit le canal MIMO comme $N_t \times N_r$ canaux SISO plus

ou moins corrélés. La seconde, plus mathématique, repose sur la décomposition du canal en canaux propres indépendants en réalisant la décomposition en valeurs singulières de la matrice de canal. Cette représentation du canal montre l'influence de la corrélation spatiale sur le conditionnement de la matrice. Après avoir rappelé les trois définitions de la capacité d'un canal MIMO (capacité instantanée, moyenne et de coupure), nous avons vu que sa valeur est principalement dépendante de trois paramètres : la présence d'un trajet prépondérant, la corrélation spatiale et l'utilisation de la diversité de polarisation.

Nous considérons les modèles physiques et les modèles analytiques. Les modèles physiques requièrent une description fine de la géométrie de l'environnement de propagation. Parmi eux, nous distinguons les modèles déterministes (lancé ou tracé de rayon), stochastiques géométriques (modèle à un ou deux anneaux, modèle électromagnétique...) et les stochastiques non géométriques (modèle de Saleh-Valenzuela). Ces modèles permettent de prendre en compte un grand nombre de paramètres. Cependant, le caractère dynamique de l'application transport urbain rend difficile leur utilisation car la géométrie de l'environnement change avec le déplacement de l'autobus. Les modèles analytiques exploitent des propriétés statistiques du canal : la corrélation ou certains paramètres de propagation. L'influence de la corrélation spatiale dans un canal MIMO nous a conduit à considérer les modèles de Kronecker et de Weichselberger. Le modèle de Kronecker est simple à utiliser mais il repose sur l'hypothèse d'indépendance entre la corrélation à l'émission et à la réception. Le modèle de Weichselberger comble cette lacune en faisant intervenir une matrice de couplage de puissance moyenne entre les vecteurs propres de la matrice de corrélation à l'émission et ceux de la matrice de corrélation à la réception. L'interprétation de cette matrice de couplage permet de définir la présence ou non de modes de propagation propres.

Enfin, nous avons présenté les méthodes de modélisation de la diversité de polarisation pour les modèles analytiques. D'une manière générale, la polarisation intervient sous la forme d'une matrice de polarisation dont les coefficients traduisent l'effet de la diversité. Le problème de cette modélisation réside dans la définition de ces coefficients. Le plus souvent, ils font intervenir le facteur de polarisation croisé (XPD), le rapport de puissance de branche (BPR) ou la corrélation de l'enveloppe des coefficients. Le manque de connaissance sur les paramètres régissant l'exploitation de cette diversité rend difficile sa modélisation. L'étude bibliographique réalisée sur les modèles à diversité de polarisation a montré qu'il n'existe pas de méthode unique. Certaines études appliquent directement l'effet de la diversité de polarisation à la matrice de canal, d'autres ne considèrent son effet que sur la matrice de corrélation. C'est pourquoi la communauté scientifique travaillant sur les systèmes MIMO est aujourd'hui très active.

Pour conclure ce deuxième chapitre, nous présentons les résultats d'une campagne de mesures de canaux de propagation spécifiques. Trois canaux ont été étudiés : un canal suburbain avec peu de réflecteurs, sans trajet direct et exploitant la diversité spatiale (canal SU-S), un canal de type couloir en ligne de vue et avec diversité spatiale (canal C-S), le troisième correspondant au même environnement que le second mais exploitant la diversité de polarisation en plus de la diversité spatiale (canal C-S+P). Les matrices de covariance à

l'émission et à la réception ainsi que la capacité des canaux mesurés ont été présentées. Il apparaît que le canal SU-S est fortement corrélé et que l'utilisation de la diversité de polarisation permet de réduire significativement la corrélation dans le canal de type couloir. Les modélisations des canaux exploitant la diversité spatiale à l'aide des modèles de Kronecker et de Weichselberger sont comparées en analysant la capacité des modèles obtenus et la distribution de l'enveloppe des coefficients du canal. Les résultats des deux modèles sont très proches. Cependant nous avons retenu le modèle de Weichselberger car il permet de traduire les interactions entre l'émission et la réception. En l'absence de modèle approprié pour traduire la polarisation, nous utiliserons directement le canal mesuré C-S+P dans les simulations.

Le troisième chapitre de ce mémoire est consacré à la description des chaînes de transmission et à leur évaluation par des simulations. Deux chaînes MIMO à deux antennes d'émission et quatre antennes de réception sont considérées. Les modules d'émission sont semblables et s'appuient sur la couche physique OFDM du WiMAX. Les éléments principaux de l'étage de codage canal sont un code de Reed Solomon et un code convolutif concaténés en série. Une opération de modulation et un codage spatio-temporel du type Alamouti sont ensuite réalisés suivis par la modulation OFDM et la mise en forme des trames. Deux stratégies différentes sont testées en réception sans modification de la partie émission.

Pour le premier récepteur, de structure très simple, chaque module effectue une opération inverse de l'émission. Les algorithmes utilisés sont dits à décision dure, c'est à dire qu'ils quantifient leur information de sortie. La complexité de ce type de récepteur est réduite et les traitements sont rapides mais les performances sont souvent moins bonnes que celles de récepteurs plus élaborés. Le second récepteur est un récepteur dit Turbo. Le turbo processus s'effectue entre le décodeur spatio-temporel et le décodeur du code convolutif. Le principe est un échange d'information entre les deux modules qui permet d'améliorer le décodage à chaque itération. Les deux modules utilisent un algorithme du type maximum du logarithme du rapport de vraisemblance (max Log-MAP). Le principe des algorithmes utilisés est explicite. Les autres éléments de la chaîne sont identiques à ceux de la chaîne classique.

Les deux récepteurs sont évalués en simulations lorsque le canal est connu à la réception. Nous avons notamment étudié l'influence du codage de la constellation dans un canal de Rayleigh puis les performances des deux systèmes dans un canal corrélé. Les résultats montrent que l'architecture turbo offre toujours de meilleures performances que le récepteur simple et qu'elle est moins sensible à la corrélation du canal. Ses performances dépendent cependant du codage de la modulation (Gray, pragmatique et naturel). Le codage de Gray est optimal pour le récepteur classique alors que le codage pragmatique est optimal pour le turbo récepteur. Après une étude préalable des estimateurs de canaux de type maximum de vraisemblance (ML), maximum *a posteriori* (MAP), moindres carrés (LS) et minimisation linéaire de l'erreur quadratique moyenne (LMMSE) dans un canal de Rayleigh et sans information *a priori* sur le canal en réception, nous retenons deux estimateurs possible :

le LMMSE et le ML. L'impact de l'introduction de l'étage d'estimation du canal dans les différentes chaînes est alors analysé pour un canal de Rayleigh. Le Turbo-récepteur résiste mieux aux erreurs d'estimation du canal que le récepteur classique. Les résultats obtenus par le turbo récepteur nous conduisent à le considérer comme le meilleur candidat pour l'application visée. Les deux estimateurs (ML et LMMSE) sont évalués avec cette chaîne dans un canal de Rayleigh et dans le canal moyennement corrélé appelé canal C-S. Les résultats montrent que l'estimateur ML est plus performant et est moins sensible à la présence de corrélation dans le canal de transmission. Cet estimateur est donc retenu pour la chaîne finale. La chaîne de transmission a ensuite été évaluée dans différents canaux de transmission : un canal NLOS sub-urbain très corrélé (canal SU-S), un canal LOS non corrélé, un canal LOS moyennement corrélé (canal C-S) et ce même canal avec diversité de polarisation (C-S+P). Une dégradation des performances est observée avec l'augmentation de la corrélation. Le turbo récepteur est moins sensible à la présence d'un trajet direct qu'à la corrélation. Enfin, l'utilisation de la diversité de polarisation permet d'améliorer sensiblement les performances du système.

Le chapitre 4 de ce mémoire traite de la chaîne de transmission réelle développée et des premiers essais. La chaîne à 2 antennes d'émission - 4 antennes de réception comporte uniquement les parties RF du système de transmission. La génération des signaux et le traitement en réception sont effectués de façon logicielle sur des PC dédiés. Les logiciels de traitement ont été développés en langage C sous Linux à partir de ceux implémentés en simulation.

Le module d'émission de la chaîne réelle se compose de :

- deux générateurs de signaux SMIQ de Rhode&Schwarz qui réalisent la conversion numérique analogique des signaux et leur transposition en fréquence,
- deux amplificateurs de puissance (si nécessaire),
- un PC générant les données à transmettre.

La quantité de données pouvant être transmise avec ce module est limitée par la taille de la mémoire du SMIQ. Une amélioration de la chaîne est en cours afin de pouvoir transmettre des flux continus de données. Dans un système MIMO, il est important que les deux émetteurs soient synchrones. Pour ce faire nous utilisons une horloge commune issue des signaux GPS et d'un signal trigger externe.

Le module de réception comprend un récepteur Thales 4 voies synchrones, une carte d'acquisition 4 voies ICS-554B et des pré-amplificateurs (si nécessaire). La commande des équipements et le traitement des données sont réalisés par un PC dédié sous LINUX auquel a été ajouté un patch temps réel HYADES (Thalès). Nous détaillons les opérations de synchronisation et de correction de phase. Les algorithmes utilisés ne sont pas optimaux mais ont permis de réaliser rapidement la chaîne.

Enfin, nous présentons les résultats des premiers essais de transmissions réelles dans la ville de Lille. La partie réception est placée en haut du beffroi de Lille et les signaux sont émis depuis le camion laboratoire de l'INRETS-LEOST qui a suivi un trajet de la compa-

gnie de bus Transpole. Ces essais ont mis en évidence la nécessité d'optimiser l'étape de synchronisation des signaux et le passage rapide du canal d'un mode sélectif en fréquence à un mode non sélectif. L'étude de la corrélation spatiale à partir des estimés du canal montre que dans cette configuration de transmission, la corrélation moyenne à l'émission (mobile) est plus faible qu'en réception. Une piste pour réduire la corrélation serait d'exploiter la diversité de polarisation. Des performances en terme de taux d'erreurs binaires sont présentées pour une chaîne SISO simplifiée et montrent une dégradation des performance avec l'augmentation de la mobilité. Cependant, ces premiers laissent penser que le WiMAX couplé au techniques MIMO et Turbo est une technologie prometteuse pour le domaine des transports.

Trois axes principaux de perspectives se dégagent de ces travaux :

- L'étude du canal de propagation et de sa modélisation,
- La poursuite du développement de la chaîne réelle,
- L'exploration de nouvelles approches systèmes pour répondre aux besoins de l'application.

Les premières perspectives de ces travaux portent sur l'approfondissement de l'étude des canaux MIMO exploitant la diversité de polarisation couplée à la diversité spatiale. Il serait intéressant d'approfondir la caractérisation de ces canaux dans des environnements transports spécifique (canyon urbain, tunnel,...). Afin d'exploiter aux mieux ces résultats, des travaux de recherches sur la modélisation de ces canaux en particulier pour des systèmes à grand nombre d'antennes (N_t et N_r supérieur à 2) pourront être lancés et permettront leur exploitation en simulation. La prise en compte du caractère dynamique du canal est aussi une étape obligée.

La deuxième perspective de ces travaux concerne la chaîne réelle. Une optimisation des méthodes de synchronisation est nécessaire. Ces travaux pourront être couplés à la recherche de structures de préambules facilitant la synchronisation des signaux ou l'estimation du canal. L'optimisation de l'efficacité spectrale globale doit être recherchée. Ces travaux pourraient se faire en collaboration avec l'IEMN-DOAE.

Enfin, les dernières perspectives concernent les évolutions du système présenté. Dans cette étude nous avons considéré une liaison sans fil point à point. L'accès des différents utilisateurs peut se faire alors par des techniques classiques de multiplexage en temps (TDMA) ou en fréquence (FDMA). Dans un avenir proche, il convient de compléter la chaîne par une couche MAC simplifiée de façon à pouvoir autoriser l'accès à plusieurs utilisateurs (bus). Il est aussi possible d'envisager l'extension de l'utilisation des techniques MIMO au cas multi-utilisateurs. L'accès des différents utilisateurs est alors simultané et les données sont traitées conjointement. Cette technique couplée à l'utilisation d'une forme d'onde OFDMA permet de traiter un grand nombre d'utilisateurs tout en limitant la ressource spectrale utilisée. Il serait également intéressant d'étudier de nouvelles méthodes afin d'augmenter la robustesse du lien. Pour cela des techniques de précodage ou de formation de faisceaux doivent être étudiées. De même, dans les cas où le canal est complètement obstrué, l'utilisation du concept de relaying formant des réseaux MIMO virtuel est une

solution prometteuse. Des recherches portant sur ces différents sujets vont être lancées au LEOST en particulier dans le cadre de deux projets coopératifs BOSS (programme européen CELTIC - EUREKA) et URC (Pôle de compétitivité Systematic).

Annexes

Annexe 1 : Normalisation du système

Cette annexe a pour but de montrer de quelle manière nous avons normalisé les systèmes MIMO. Cette normalisation permet de comparer de façon équivalente différents systèmes MIMO. Les termes désignent les variables avant normalisation et \tilde{x} après normalisation.

Rappelons qu'un système MIMO est régi par :

$$\tilde{\mathbf{R}} = \tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{E}} + \tilde{\mathbf{B}} \quad (4.8)$$

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.

Normalisation du bruit

La matrice de covariance du bruit est définie par l'expression suivante :

$$\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{B}}\tilde{\mathbf{B}}} = E[\tilde{\mathbf{B}}\tilde{\mathbf{B}}^H] \quad (4.9)$$

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 :

$$P_{\tilde{\mathbf{B}}} = \frac{1}{N_t} \text{trace}(\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{B}}\tilde{\mathbf{B}}}) \quad (4.10)$$

Nous normalisons le bruit du récepteur par rapport à la puissance moyenne du bruit reçue par une antenne P_B telle que :

$$\mathbf{B} = \frac{\tilde{\mathbf{B}}}{\sqrt{P_{\tilde{\mathbf{B}}}}} \quad (4.11)$$

$$P_B = \frac{1}{N_t} \text{trace}(\mathbf{R}_{\mathbf{B}\mathbf{B}}) = \frac{1}{N_t} \cdot \frac{\text{trace}(\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{B}}\tilde{\mathbf{B}}})}{P_{\tilde{\mathbf{B}}}} = 1 \quad (4.12)$$

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.

Normalisation du signal émis

Le signal émis a pour matrice de covariance $\mathbf{R}_{\tilde{E}\tilde{E}}$.

$$\mathbf{R}_{\tilde{E}\tilde{E}} = E[\tilde{E}\tilde{E}^H] \quad (4.13)$$

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 $P_{\tilde{E}}$.

$$P_{\tilde{E}} = \text{trace}(\mathbf{R}_{\tilde{E}\tilde{E}}) \quad (4.14)$$

Nous normalisons la puissance totale émise selon l'expression :

$$\mathbf{E} = \frac{\tilde{\mathbf{E}}}{\sqrt{P_{\tilde{E}}}} \quad (4.15)$$

$$P_E = \text{trace}(\mathbf{R}_{EE}) = \frac{\text{trace}(\mathbf{R}_{\tilde{E}\tilde{E}})}{P_{\tilde{E}}} = 1 \quad (4.16)$$

Normalisation de la matrice de canal

Nous adoptons la normalisation des $N_t \times N_r$ 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 :

$$\mathbf{H} = \frac{\tilde{\mathbf{H}}}{\sqrt{P_{\tilde{H}}}} \quad (4.17)$$

$$\mathfrak{P}_{\tilde{H}} = \frac{1}{N_t N_r} E[|\tilde{\mathbf{H}}|_F^2] = E[||\tilde{h}_{ij}||^2] \quad (4.18)$$

La puissance de la matrice de canal ainsi normalisée s'écrit :

$$P_H = \frac{1}{N_t N_r} E[|\mathbf{H}|_F^2] = \frac{1}{N_t N_r} \cdot \frac{E[|\tilde{\mathbf{H}}|_F^2]}{P_{\tilde{H}}} \quad (4.19)$$

5.1 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

$$\mathbf{R} = \frac{1}{\sqrt{P_{\tilde{B}}}} \tilde{\mathbf{R}} = \frac{1}{\sqrt{P_{\tilde{B}}}} \tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{E}} + \frac{1}{\sqrt{P_{\tilde{B}}}} \tilde{\mathbf{B}} = \frac{1}{\sqrt{P_{\tilde{B}}}} \tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{E}} + \mathbf{B} \quad (4.20)$$

En prenant en compte la normalisation du canal, et du signal d'entrée, nous obtenons finalement l'expression suivante

$$\mathbf{R} = \frac{\sqrt{P_{\tilde{E}}P_{\tilde{H}}}}{\sqrt{P_{\tilde{B}}}}\mathbf{H}\mathbf{E} + \mathbf{B} = \sqrt{\rho}\mathbf{H}\mathbf{E} + \mathbf{B} \quad (4.21)$$

avec

$$\rho = \frac{P_{\tilde{E}}P_{\tilde{H}}}{P_{\tilde{B}}} \quad (4.22)$$

Afin d'expliciter la grandeur scalaire ρ , rappelons les définitions suivantes :

- puissance totale émise par la source : P_E ,
- puissance moyenne du canal : P_H ,
- puissance moyenne de bruit capté par une antenne : P_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_E , P_H et P_B en fonction du nombre d'antennes. En effet, dans un environnement donné, l'augmentation du nombre d'antenne ne modifie en rien la fonction de transfert en puissance P_H du canal ni la puissance de bruit P_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.

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 $\sqrt{\frac{P_E}{N_t}}$. 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 la somme des puissances émises par les N_t antennes affaiblies par le canal soit :

$$P_R = N_t \cdot (\sqrt{P_H} \cdot \sqrt{\frac{P_E}{N_t}})^2 = P_H \cdot P_E \quad (4.23)$$

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 :

$$0 \leq P_R \leq ((\sqrt{P_H} \cdot N_t \cdot \sqrt{\frac{P_E}{N_t}})^2 = N_t \cdot P_H \cdot P_E \quad (4.24)$$

De même, le rapport signal à bruit moyen pour ce canal MIMO avec source d'émission corrélée prend sa valeur dans l'intervalle.

$$0 \leq \rho_{MIMO,sourcecorr} \leq N_t \cdot \rho \quad (4.25)$$

Annexe 2 : Rappel sur la polarisation des signaux

L'énergie émise par une antenne se propage sous la forme d'une onde électromagnétique composée d'un champ électrique $\vec{\mathbf{E}}$ et un champ magnétique $\vec{\mathbf{B}}$. Ces deux champs sont toujours orthogonaux entre eux. Pour une onde plane, ils sont orthogonaux à la direction de propagation. Il est alors possible de distinguer trois types de polarisation de l'onde : linéaire, elliptique et circulaire. Le dernier étant un cas particulier du précédent.

- Polarisation linéaire : le champ électrique $\vec{\mathbf{E}}$ du plan d'onde possède une seule composante perpendiculaire à la direction de propagation. Cette composante a le même sens tout au long de cette direction et définit ainsi une ligne droite par projection dans un plan orthogonal. La polarisation est dite verticale si $\vec{\mathbf{E}}$ est parallèle au plan vertical et de polarisation horizontale si $\vec{\mathbf{E}}$ est horizontal.
- Polarisation elliptique : elle est obtenue par la combinaison de deux plans d'onde de polarisation orthogonale et déphasés entre eux de 90° . Dans ce cas le champ électrique décrit une ellipse lors de son déplacement le long de la direction de propagation.
- Polarisation circulaire : c'est un cas particulier de la polarisation elliptique. Les champs $\vec{\mathbf{E}}$ des deux plans d'onde sont de même amplitude. $\vec{\mathbf{E}}$ tourne autour de la direction de propagation en formant un cercle. Selon le sens de rotation, la polarisation circulaire est dite droite ou gauche. Le signe de la différence de phase entre les plans détermine le sens de rotation. De plus, comme pour la polarisation elliptique, le champ électrique effectue une rotation complète toutes les longueurs d'onde.

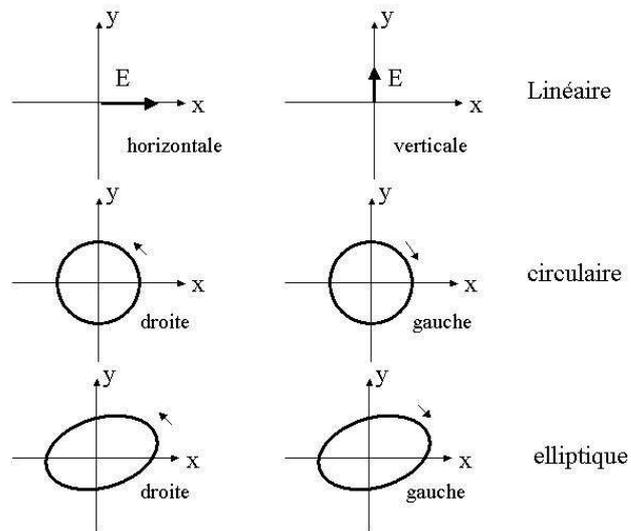
La figure (4.23) illustre les différents types de polarisation possibles.

Le champ $\vec{\mathbf{E}}$ se décompose en la somme des composantes électriques des deux plans d'ondes x et y . Chacune des composantes est linéaire et possède une amplitude respective E_x et E_y . $\vec{\mathbf{E}}$ s'écrit alors selon (4.26).

$$\vec{\mathbf{E}} = E_x \vec{x} + E_y \vec{y} \quad (4.26)$$

En théorie, les antennes d'émission et de réception devraient avoir la même polarisation afin d'obtenir les meilleures performances en termes de puissances reçues. Le maximum d'atténuation est observé lorsque le signal reçu présente une polarisation orthogonale à celle de l'antenne de réception. Cependant, au cours de sa propagation, le signal transmis subit de nombreux phénomènes de diffusion, réflexion ou diffraction l'atténuant. De plus, dans certains cas (angle d'arrivée, nature du matériau), les phénomènes de réflexion et de diffraction peuvent induire un changement de polarisation. En particulier, une réflexion sur un plan réflecteur infini et parfait conduit à un signal réfléchi de polarisation orthogonale à celle du signal incident. Ainsi, une partie des signaux arrivant sur les récepteurs peuvent présenter une polarisation différente de celle des antennes de réception. Ce phénomène

FIG. 4.23 – Les différents types de polarisation



peut alors entraîner une perte d'information. C'est à partir de cette constatation que l'idée d'exploiter plusieurs antennes de polarisation différente s'est développée.

Communications et Publications

Conférences internationales avec comité de relecture et actes :

- 'MIMO iterative system for a video transmission between a bus and a control center', G. Moniak, M. Berbineau, M. Chenu Tournier, A. Rivenq-Menhaj, ITS-Telecom, 2005, Brest, France
- 'Robust and High data rate transmissions for Security between a bus and a control center', G. Moniak, M. Berbineau, J-F. Pardonche, IEEE VTC Fall, 2004, Los Angeles, USA
- 'Analyse d'une méthode de codage conjointe dans le cadre de la transmission vidéo pour des besoins de sécurité dans les transports'. G. Moniak, F. Rochefeuille, S. Ambellouis, M. Berbineau, Telecom 2003 & JFMMA, 2003, Marrakech, Maroc

conférence nationale :

- 'MIMO techniques for high data rate and mobility', A. Renould, G. Moniak, M. Berbineau, M. Chenu-Tournier, 1st EURNEX pole 5 Workshop, octobre 2005.
- 'Système MIMO itératif pour une transmission vidéo entre un bus et un poste de contrôle', G. Moniak, M. Berbineau, A. Rivenq, 14/03/2006, Carrefour Sciences et Technologie pour les Transports (ST2), programme scientifique de la région Nord-Pas de calais

Séminaires internes avec actes :

- 'Analyse des performances de différents estimateurs de canaux pour un système de transmission MIMO', G. Moniak, Journée des doctorants 2006 des Laboratoires ESTAS, LEOST, LIVIC, LTN, 2006, Villeneuve d'Ascq, France
- 'Système MIMO itératif pour une transmission vidéo entre un bus et un poste de contrôle', G. Moniak, Journée des doctorants 2005 des Laboratoires ESTAS, LEOST,

LIVIC, LTN, 2005, Villeneuve d'ascq, France

- 'Transmission haut débit entre un autobus et un poste de contrôle', G. Moniak, Journée des doctorants de l'INRETS-LEOST, 2004, Villeneuve d'ascq, France

POSTER :

- 'Modélisation des Canaux de transmission MIMO et Système MIMO itératif pour une transmission vidéo entre un bus et un poste de contrôle', M. Liénard, G. Moniak, M. Berbineau, A. Rivenq - Poster pour le Thème 3 - Carrefour Sciences et Technologie pour les Transports (ST2), programme scientifique de la région Nord-Pas de calais
- 'Transmissions haut débit robustes par techniques multi antennes (MIMO) entre un centre de contrôle et des autobus urbains', G. Moniak, JRST 2005, Lyon, France

Rapports sur projets :

- 'Mise en oeuvre d'une chaîne de transmission réelle MIMO entre un autobus et une station de contrôle distante' - M. Berbineau, G. Moniak, H. Dumortier, M. Chenu - - Rapport d'avancement à mi-parcours - PROJET EVAS.- PREDIT Groupe 09-MINISTERE DE LA RECHERCHE - Décembre 2005
- 'Nouvelles techniques de codage associés à une transmission multi-antennes et protocoles de sécurité adaptés' - M. Berbineau, G. Moniak, A. Rivenq - Contribution au rapport d'avancement ST2 - Thème 3 - Juillet 2006

Rapports techniques :

- G. Moniak - Rapport d'activité Financement de thèse INRETS-Région Nord Pas de Calais - 2005
- G. Moniak - Rapport d'activité Financement de thèse INRETS-Région Nord Pas de Calais 2004

