



N ° d'ordre : 41543

**Thèse de Doctorat**

*présentée à*

L'UNIVERSITÉ LILLE 1 SCIENCES ET TECHNOLOGIES

*Pour l'obtention du grade de*  
**DOCTEUR EN SCIENCES**

Spécialité : **Micro et Nano technologies, acoustique et télécommunications**

École Doctorale : **072 Sciences pour l'Ingénieur**

par

**Jean-Marc KWADJANE**

---

**Apport de la connaissance a priori de la position de l'émetteur sur les algorithmes MIMO adaptatifs en environnement tunnel pour les métros**

---

Soutenue le : 18/12/2014 à 14H00, devant le jury composé de :

***Rapporteurs***

- Mme Maryline HÉLARD Professeure, INSA Rennes
- Mme Karine AMIS Maître de Conférences, HDR, Télécom Bretagne

***Examineurs***

- M. Sébastien SIMOENS Ingénieur, ALSTOM TRANSPORT Villeurbanne
- M. Jean Pierre CANCÈS Professeur des Universités, ENSIL, Laboratoire XLIM

***Co-Encadrante***

- Mme Charlotte LANGLAIS Maître de Conférences, Télécom Bretagne

***Directrice de thèse***

- Mme Marion BERBINEAU Directrice de Recherche, IFSTTAR-LÉOST, Villeneuve d'Ascq

***Invités (co-encadrants)***

- M. Baptiste VRIGNEAU Maître de Conférences, Université Rennes 1, IRISA
- M. Yann COCHERIL Ingénieur de Recherche, IFSTTAR-LÉOST, Villeneuve d'Ascq

## *Remerciements*

Mes premiers remerciements vont à l'IFSTTAR pour avoir financé ces travaux de recherche. Mes remerciements vont particulièrement aux directeurs de site et de laboratoire, respectivement Messieurs Philippe RIGAUD et Charles TATKEU.

Je tiens à exprimer toute ma gratitude à ma directrice de thèse, Madame Marion BÉBINEAU sans qui cette thèse n'aurait pu se tenir. J'ai beaucoup appris scientifiquement et humainement à ses côtés. Sa disponibilité, ses conseils et orientations m'ont été d'une aide précieuse tout au long de ces années de thèse.

Je remercie chaleureusement mes encadrants : Madame Charlotte LANGLAIS et Messieurs Baptiste VRIGNEAU et Yann COCHERIL pour la pertinence de leurs remarques et leurs points de vue avisés tant au niveau théorique que dans l'utilisation des outils informatiques. Nos différents échanges m'ont permis de mieux appréhender mon sujet mais surtout d'aller toujours vers de nouvelles interrogations. J'en sors grandi.

Mes sincères remerciements vont également à Mesdames Maryline HÉLARD et Karine AMIS respectivement professeure à l'INSA Rennes et enseignante/chercheuse à Télécom Bretagne pour l'honneur qu'elles m'ont fait en acceptant la charge de rapporter sur ce mémoire. Je remercie également M. Jean-Pierre CANCEËS, Professeur des Universités et Monsieur Sébastien SIMOENS ingénieur chez ALSTOM, pour l'attention qu'ils ont accordée à la lecture de ce mémoire et pour avoir accepté de juger ce travail en tant qu'examinateur.

Je voudrais également remercier Mr Jean CARLE, Maître de conférences à l'IUT-A de l'université de Lille 1, auprès de qui j'ai appris le métier d'enseignant par le biais des heures de TD/TP.

Comment ne pas remercier également tous les collègues du LÉOST, qui m'ont permis de mener à bien ce travail. Un remerciement particulier au secrétariat du LÉOST, au personnel des services informatique et moyens généraux. Je remercie aussi l'équipe de Télécom Bretagne pour l'accueil qui m'y a été réservé durant mes séjours scientifiques et leur réactivité à chacune de mes demandes d'information.

Un grand merci à mes collègues de bureau et à tous les doctorants et post-doctorants pour toutes nos discussions sur les sujets variés allant de la reconquête de mars aux buts du Real Madrid. Grâce à vous j'ai passé de moments inoubliables.

Enfin je voudrais adresser tous mes remerciements à ma famille pour son encouragement et son soutien précieux. Merci à tous ceux qui de près ou de loin ont œuvré pour que j'arrive à ce niveau. À mes amis, toute une vie ne sera pas suffisante pour vous dire merci. Merci à toi et Toi aussi.

'Ne jamais s'arrêter en chemin, rien ne s'obtient sans effort et ténacité' *Jac*

# Table des matières

<b>Remerciements</b>	<b>ii</b>
<b>Table des matières</b>	<b>iii</b>
<b>Liste des Figures</b>	<b>vii</b>
<b>Liste des Tableaux</b>	<b>ix</b>
<b>1 Transmissions multi-antennes pour le transport guidé urbain en tunnel</b>	<b>5</b>
1.1 Introduction . . . . .	5
1.2 Transmissions sans fil pour le transport guidé urbain en tunnel . . . . .	7
1.2.1 Caractéristiques des transmissions sans fil dans les transports guidés	7
1.2.2 Les contraintes pour le déploiement des systèmes radio en tunnel .	8
1.2.3 Les systèmes de communications sans fil existants dans les transports guidés . . . . .	10
1.3 État de l’art des techniques MIMO . . . . .	11
1.3.1 Introduction . . . . .	11
1.3.2 Les précurseurs . . . . .	12
1.3.3 Les trois grandes classes de techniques MIMO . . . . .	14
1.3.3.1 Le multiplexage spatial . . . . .	14
1.3.3.2 Le codage spatio-temporel (ST) . . . . .	15
1.3.3.3 Les algorithmes de précodage . . . . .	18
1.3.3.3.1 Le beamforming ou formation de faisceaux . . . . .	20
1.3.3.3.2 La sélection d’antennes . . . . .	20
1.3.3.4 Les techniques MIMO multi-utilisateurs . . . . .	21
1.4 Les techniques MIMO en tunnel ferroviaire . . . . .	22
1.4.1 Problématique . . . . .	22
1.4.2 Canal MIMO en tunnel . . . . .	23
1.4.2.1 Performance des techniques MIMO en tunnel . . . . .	27
1.4.3 Positionnement et Contributions de la thèse . . . . .	28
1.5 Conclusion . . . . .	30
<b>2 Modélisation du système</b>	<b>31</b>
2.1 Introduction . . . . .	31
2.2 Caractéristiques d’un canal radio mobile . . . . .	31
2.2.1 L’atténuation . . . . .	31
2.2.2 Les multi-trajets . . . . .	32

2.2.3	La dispersion des retards . . . . .	32
2.2.4	L'Effet doppler . . . . .	33
2.2.5	Le bruit radioélectrique . . . . .	34
2.2.6	Notion de diversité . . . . .	34
2.2.7	La corrélation . . . . .	35
2.3	Modélisation de systèmes MIMO . . . . .	36
2.3.1	Représentation Classique . . . . .	38
2.3.2	Décomposition du canal en canaux propres . . . . .	39
2.4	Canaux MIMO considérés . . . . .	41
2.4.1	Modèle de Kronecker . . . . .	42
2.5	Algorithmes de réception associés aux systèmes MIMO . . . . .	44
2.5.1	Technique du "zero forcing-ZF" . . . . .	45
2.5.2	Minimisation de l'Erreur Quadratique Moyenne - MMSE . . . . .	45
2.5.3	Maximum de vraisemblance-MV . . . . .	46
2.5.4	Détection souple des symboles . . . . .	46
2.6	Algorithmes d'émissions associés aux systèmes MIMO . . . . .	47
2.6.1	Multiplexage Spatial . . . . .	48
2.6.2	Codage spatio-temporel . . . . .	48
2.6.3	Précodage . . . . .	49
2.6.3.1	Précodeurs diagonaux . . . . .	51
2.6.3.2	Le précodeur POSM . . . . .	51
2.6.3.3	Le précodeur max- $d_{\min}$ . . . . .	53
2.7	Capacité des systèmes MIMO précodés . . . . .	55
2.7.1	Capacité instantanée . . . . .	56
2.7.2	Capacité ergodique . . . . .	56
2.7.3	Capacité de coupure . . . . .	57
2.8	Conclusion . . . . .	60
<b>3</b>	<b>Techniques de précodage MIMO dans un système réaliste en environ-</b>	
	<b>nement tunnel</b> . . . . .	<b>63</b>
3.1	Introduction . . . . .	63
3.2	Modélisation de la CSIT Imparfaite . . . . .	64
3.3	Précodage MIMO avec voie retour bas débit . . . . .	66
3.3.1	Précodeurs à base de dictionnaire . . . . .	67
3.3.1.1	Le précodeur max- $d_{\min}$ quantifié . . . . .	68
3.3.1.1.1	Génération du dictionnaire max- $d_{\min}$ quantifié . . . . .	68
3.3.1.1.2	Sélection de la matrice de précodage . . . . .	71
3.3.1.1.3	Quantité d'information sur la voie retour . . . . .	72
3.3.1.2	Le précodeur LTE . . . . .	72
3.3.1.2.1	La génération du dictionnaire . . . . .	74
3.3.1.2.2	Sélection de la matrice de précodage . . . . .	75
3.3.2	Précodeurs sans dictionnaire . . . . .	75
3.3.2.1	POSM quantifié . . . . .	76
3.3.2.2	Précodage fondé sur la matrice de corrélation . . . . .	77

3.3.2.2.1	Structure du précodeur Corap . . . . .	78
3.4	Comparaison des performances des précodeurs quantifiés dans le tunnel . . . . .	78
3.4.1	Les scénarios issus des mesures dans le tunnel . . . . .	79
3.4.2	Les paramètres de simulations . . . . .	79
3.4.3	Estimation parfaite du canal . . . . .	80
3.4.3.1	Comparaison des précodeurs quantifiés . . . . .	81
3.4.3.2	Influence de la quantification . . . . .	84
3.4.3.3	Réduction de la taille du dictionnaire du max- $d_{\min}$ . . . . .	86
3.4.4	Estimation imparfaite du canal . . . . .	89
3.5	Conclusion . . . . .	94
<b>4</b>	<b>Transmission en présence du bruit Impulsif</b>	<b>97</b>
4.1	Introduction . . . . .	97
4.2	Modèle de communication . . . . .	100
4.2.1	Propriétés de la distribution SoS . . . . .	100
4.3	Analyse théorique des performances du précodeur MIMO pour un bruit de Cauchy . . . . .	102
4.3.1	Canal de Rayleigh . . . . .	102
4.3.1.1	Point de départ : la loi de Wishart . . . . .	102
4.3.1.2	Approximation du TEB du précodeur max- $d_{\min}$ . . . . .	104
4.3.1.2.1	Le cas du bruit gaussien . . . . .	104
4.3.1.2.2	Le cas du bruit impulsif selon la loi de Cauchy . . . . .	106
4.3.2	Canal de Kronecker . . . . .	111
4.3.2.1	Point de départ : la loi de Wishart Corrrélée . . . . .	111
4.3.2.2	Généralisation à $p$ antennes d'émission . . . . .	116
4.4	Performances de la chaîne de transmission en présence du bruit impulsif . . . . .	116
4.4.1	Détection à sorties souples de la transmission MIMO précodée en présence du bruit impulsif . . . . .	117
4.4.2	Performances simulées de la chaîne de transmission . . . . .	117
4.5	Conclusion . . . . .	120
<b>A</b>	<b>Dictionnaire LTE pour quatre antennes d'émission</b>	<b>131</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>133</b>
	<b>Liste de Publications</b>	<b>155</b>
	<b>Résumé</b>	<b>157</b>



# Table des figures

1.1	Obtention de la CSIT par le principe de réciprocité . . . . .	18
1.2	Obtention de la CSIT par une liaison retour . . . . .	18
1.3	Configuration d'antennes EPXRPX . . . . .	25
1.4	Tunnel de Roux . . . . .	26
1.5	Tunnel de Barcelone . . . . .	26
2.1	Canal MIMO Large bande . . . . .	37
2.2	Système MIMO Normalisé . . . . .	39
2.3	Décomposition du canal MIMO . . . . .	41
2.4	Schéma bloc d'un système précodé . . . . .	50
2.5	Capacité d'un canal MIMO ( $2 \times 2$ ) de Kronecker ( $\rho = \{0.1, 0.9\}$ ) pour différentes techniques d'émissions : <i>Waterfilling</i> , POSM, max- $d_{\min}$ et Multiplexage spatial . . . . .	58
2.6	Capacité d'un canal MIMO ( $4 \times 4$ ) de Kronecker ( $\rho = \{0.2, 0.8\}$ ) pour différentes techniques d'émissions : <i>Waterfilling</i> , POSM, max- $d_{\min}$ et Multiplexage spatial . . . . .	59
3.1	Performance dans le canal de Rayleigh avec une estimation parfaite . . . . .	81
3.2	Performance dans le canal <i>Dechan</i> avec une estimation parfaite . . . . .	82
3.3	Performance dans le canal de EP2RP2 avec une estimation parfaite . . . . .	82
3.4	Performance dans le canal mesuré corrélé avec une estimation parfaite . . . . .	85
3.5	Performance dans le canal de EP1RP1 avec une estimation parfaite . . . . .	85
3.6	Histogramme de la fréquence d'utilisation des matrices du dictionnaire EP2RP2 dans un canal MIMO théorique Kronecker $4 \times 4$ en fonction de la corrélation . . . . .	87
3.7	Histogramme de la fréquence d'utilisation des matrices du dictionnaire EP1RP1 dans un canal MIMO théorique Kronecker $4 \times 4$ en fonction de la corrélation . . . . .	87
3.8	Performance du précodeur max- $d_{\min}$ quantifié en fonction de la taille du dictionnaire . . . . .	88
3.9	Performance dans le canal de Rayleigh avec une estimation imparfaite . . . . .	89
3.10	Performance dans les canaux mesurés avec une estimation imparfaite . . . . .	91
3.11	Performance dans le canal de EP2RP2 avec une estimation imparfaite . . . . .	91
3.12	Performance dans les canaux mesurés avec une estimation imparfaite . . . . .	93
3.13	Performance dans le canal de EP1RP1 avec une estimation imparfaite . . . . .	93
4.1	Probabilité d'erreur du précodeur max- $d_{\min}$ en présence du bruit gaussien pour différent systèmes MIMO . . . . .	106

---

4.2	Approximation numérique de la probabilité d'erreur et TEB simulé - précodeur max- $d_{\min}$ $n_t = 2n_r = 2M = (4, 16, 64)$ . . . . .	108
4.3	Approximation Numérique et simulation - précodeur max- $d_{\min}$ Systèmes MIMO $4 \times 4$ et $8 \times 8$ et $M=4$ . . . . .	108
4.4	Approximation Numérique et simulation - précodeur max- $d_{\min}$ Systèmes MIMO $4 \times 4$ et $8 \times 8$ et $M=4$ . . . . .	110
4.5	Approximation Numérique et simulation - précodeur max- $d_{\min}$ Systèmes MIMO $4 \times 4$ et $8 \times 8$ et $M=64$ . . . . .	110
4.6	Densité de probabilité de la plus grande valeur propre du canal corrélé . . . . .	115
4.7	TEB du précodeur max- $d_{\min}$ dans le canal mesuré $4 \times 4$ MIMO channel. . . . .	118
4.8	Comparaison des précodeurs dans le canal mesuré MIMO $4 \times 4$ faiblement corrélé . . . . .	119
4.9	Comparaison des précodeurs dans le canal mesuré MIMO $4 \times 4$ fortement corrélé. . . . .	119



# Liste des tableaux

1.1	Tableau récapitulatif. Les types de gains sont ANT= antenne, DIV = diversité, MUX = multiplexage et COD = codage. . . . .	21
3.1	Algorithme de calcul de $\mathcal{F}_d$ par Monte Carlo . . . . .	71
3.2	Dictionnaire pour deux antennes d'émission . . . . .	74
3.3	Nombre de bits utiles pour la sélection d'antennes . . . . .	77
3.4	Pertes liées à la quantification en fonction de la corrélation dans le tunnel . . . . .	84
3.5	Pertes liées à la réduction de la taille du dictionnaire du précodeur Max- $d_{\min}$ à TET= $3.10^{-2}$ . . . . .	89
3.6	Pertes liées à la qualité de l'estimation en fonction de la corrélation dans le tunnel à TET= $3.10^{-2}$ . . . . .	92
3.7	Bilan des simulations et hiérarchie proposée des précodeurs. . . . .	92
4.1	Estimation des paramètres des lois statistiques . . . . .	99
4.2	Valeurs de $N_v$ et $N_b$ pour les deux formes de précodeurs du max- $d_{\min}$ pour différentes tailles de modulation MAQ-M. . . . .	105
4.3	Paramètres de simulation . . . . .	107
A.1	Dictionnaire pour quatre antennes d'émission . . . . .	132



# Introduction générale

Le métro constitue l'un des principaux moyens de transport public pour desservir les zones urbaines denses. Aujourd'hui, la gestion et le contrôle de la circulation des métros reposent sur l'utilisation de liens radio pour communiquer avec les trains. Ces systèmes sont appelés "Communications Based Train Control systems". Afin d'accroître la qualité, la fiabilité, la sécurité et la sûreté des métros tout en augmentant leur accessibilité et leur efficacité, les échanges de données entre les véhicules et le sol sont de plus en plus nombreux. Cette tendance est encore accentuée par le développement des systèmes de métros sans conducteur. Dans ce contexte, les exigences de fiabilité, de disponibilité et de robustesse des systèmes de transmissions sans fil deviennent de plus en plus fortes et doivent impérativement être anticipées et intégrées dans la définition des architectures des systèmes et les processus de déploiement radio. Ceci est d'autant plus vrai que partout dans le monde les métros sont principalement souterrains. Les solutions commerciales aujourd'hui déployées s'appuient sur des modems standards de type Wi-Fi (IEEE 802.11x), fonctionnant entre 2 et 6 GHz, auxquels des modifications propriétaires ont été apportées afin de répondre aux exigences de sécurité et de débit. En plus des systèmes pour le contrôle-commande des circulations, les opérateurs de transport déploient aussi des liens radio très haut débit appelés CCTV (Close Circuit TeleVision) pour les applications telles que la surveillance embarquée, l'information aux voyageurs, la maintenance, la télévision embarquée, la gestion des incidents et des procédures d'urgence. Ces systèmes sont déployés dans les trains et le long des voies dans des tunnels de formes variées (circulaire, rectangulaire, 1 ou 2 voies, etc.).

Aujourd'hui, les techniques MIMO (Multiple Input Multiple Output) ont montré leur capacité à améliorer les performances des systèmes sans fil en termes de débit et/ou de robustesse. Elles sont présentes dans tous les nouveaux standards : IEEE 802.11a/c/n,

WiMAX, LTE et LTE-Advanced. Cependant, de premiers travaux dans la littérature ont montré que la variabilité temporelle des caractéristiques du canal de propagation en tunnel et le phénomène de corrélation peuvent introduire une dégradation des performances dans un contexte MIMO. Ainsi, il convient de développer des algorithmes capables de se reconfigurer et de s'adapter au contexte de l'utilisation des techniques MIMO en tunnel avec pour objectif d'augmenter les performances du système sans fil et en particulier la robustesse et les débits en tenant compte de différentes contraintes industrielles telles que notamment la diminution du nombre de points d'accès radio.

Parmi les techniques MIMO préconisées dans différents standards de communication sans fil, les techniques de précodage ont retenu notre attention pour des applications de communication sans fil dans les tunnels car elles permettent de s'adapter aux caractéristiques du canal de transmission grâce à la connaissance de l'état du canal à l'émission (Channel State Information at transmitter-CSIT). Cette information permet en théorie d'accroître les performances des systèmes de communication en termes de débit de transmission et/ou robustesse par rapport à un système non précodé. L'objectif de ce travail de thèse visait donc à imaginer des algorithmes de précodage reconfigurables en fonction du degré de corrélation du canal de propagation MIMO en tunnel. Les performances du précodage dépendent de l'obtention d'une information sur le canal de qualité (CSIT sans erreur et complète) et de sa transmission sans dégradation. [1] a montré que le degré de corrélation dans un tunnel peut varier en fonction de la position des antennes sur le train et dans le tunnel. Nous avons donc investigué la possibilité d'adapter le précodage en fonction de la localisation du récepteur.

Le manuscrit de thèse est composé de quatre chapitres. Le premier chapitre propose un aperçu du contexte applicatif de la thèse et nous y présentons un état de l'art des transmissions sans fil à antennes multiples. Nous rappelons les différents types de transmissions dans le contexte des transports guidés urbains en tunnel. Nous décrivons les différentes approches et techniques sur lesquelles les solutions choisies vont s'appuyer. Enfin, nous présentons de manière détaillée la problématique de nos travaux de recherche et notre positionnement par rapport à la littérature.

Dans le deuxième chapitre, après avoir rappelé les caractéristiques générales des canaux radio mobiles, nous décrivons la modélisation des canaux MIMO afin d'introduire le

modèle de Kronecker considéré dans ce mémoire. Nous rappelons ensuite les principes des techniques MIMO les plus classiques ainsi que le principe de la décomposition en canaux propres de la matrice du canal de propagation. Enfin, nous détaillons les algorithmes de communication multi-antennes, en réception et en émission, visant l'exploitation des caractéristiques des canaux MIMO. Enfin, nous évaluons en simulation la capacité de ces différentes techniques d'émission dans divers canaux corrélés.

Le troisième chapitre de ce mémoire est consacré à l'analyse des performances d'une chaîne complète de transmission MIMO simulée dans un environnement réaliste issu des mesures de sondage de canal en tunnel. Cette chaîne de transmission réaliste prend en considération la mobilité de l'émetteur et/ou du récepteur, la réduction du débit sur le lien retour et les erreurs de transmissions. Il est donc nécessaire de considérer des techniques de précodage qui visent l'adaptation des paramètres de transmission aux caractéristiques du canal avec une CSIT imparfaite. Ainsi, dans ce chapitre, après avoir décrit la problématique de la CSIT imparfaite et/ou incomplète, nous présentons des précodeurs qui autorisent une liaison retour bas débit. Dans un premier temps, nous sélectionnons les précodeurs issu du standard LTE et le précodeur max- $d_{\min}$  quantifié qui ont recours à un dictionnaire de matrices de précodage. Dans un deuxième temps, nous présentons deux précodeurs qui n'utilisent pas de dictionnaire. Le premier, appelé POSM (Orthogonalized Spatial Multiplexing Precoding), utilise une forme de précodage structurée dont les paramètres sont quantifiés et renvoyés à l'émetteur. Le second correspond à une technique de formation de voies fondée sur la connaissance a priori des propriétés statistiques du canal, et en particulier de la matrice de corrélation du canal. Nous l'appellerons Corap (Corrélation a priori). Nous étudions la possibilité de réduction du nombre de bits sur la voie retour pour le précodeur max- $d_{\min}$ . Cette analyse repose sur l'observation des histogrammes de fréquence d'utilisation des matrices du dictionnaire du précodeur max- $d_{\min}$ . Dans la dernière partie de ce chapitre nous avons réalisé une analyse des performances des techniques MIMO précodées en tunnel en fonction du degré de corrélation. Les schémas de transmission proposés sont évalués par simulations dans un canal de propagation issu de mesures en tunnel, pour deux configurations d'antennes qui correspondent à des canaux faiblement et fortement corrélés. À travers cette étude, nous avons montré, la robustesse des précodeurs max- $d_{\min}$  et LTE dans un environnement fortement corrélé en tunnel. le précodeur *Corap* se révèle être idéal en environnement faiblement corrélé. L'apport de la connaissance a priori de la

position de l'émetteur sur les algorithmes MIMO adaptatifs en environnement tunnel est déterminant dans les résultats de ce précodeur.

Le quatrième et dernier chapitre de ce mémoire traite principalement de l'influence du bruit impulsif sur les systèmes MIMO précodés dans le contexte ferroviaire. Il s'agit principalement du bruit électromagnétique transitoire produit par le mauvais contact entre la caténaire et le pantographe mis en évidence dans de précédents travaux menés au LÉOST. Dans un premier temps, nous rappelons les propriétés des distributions symétrique alpha stable ( $S\alpha S$ ). Ensuite, nous proposons des techniques de réceptions qui tiennent compte de l'hypothèse du bruit  $S\alpha S$ . À partir de l'analyse statistique du canal en fonction du niveau de corrélation du canal, nous procédons à la caractérisation de la probabilité d'erreur du précodeur MIMO max- $d_{\min}$  en présence du bruit de Cauchy. Le bruit de Cauchy correspond à un cas particulier du bruit  $S\alpha$ -stable. Enfin nous évaluons les performances du système global dans une chaîne réaliste de simulations tenant compte du bruit (modèle issu de mesures du bruit impulsif) et des caractéristiques du canal MIMO en tunnel. Nous procédons à une comparaison des performances obtenues au regard de l'hypothèse gaussienne avant de conclure.

La conclusion générale synthétise les principaux résultats de ce travail et propose des perspectives à ce projet.

Ce travail a fait l'objet d'une publication dans une revue internationale et de trois communications à des conférences internationales, listées à la fin de ce mémoire de thèse.

# Chapitre 1

## Transmissions multi-antennes pour le transport guidé urbain en tunnel

### 1.1 Introduction

La forte croissance démographique des populations entraîne de plus en plus de profondes mutations des villes modernes. Dans ce contexte, le transport contribue à la construction et à l'organisation de la vie des hommes, à travers leurs choix de lieux de résidence, d'activités et de loisirs. En effet, via une large gamme de systèmes, il permet la contraction de la dimension spatio-temporelle et offre, idéalement, une réponse à la problématique de mobilité des biens et des personnes. Parmi les nombreux modes de transport, le transport urbain guidé présente un réel intérêt en termes de sécurité en réduisant les risques de collisions, et de diminution des interactions avec l'environnement. De manière générale, le terme "transports guidés urbains" désigne les métros, les tramways et les autres systèmes ferroviaires similaires. Ce travail de thèse a porté essentiellement sur les métros dont le trafic est presque exclusivement souterrain (199,9 km en tunnel sur 219,9 km pour le métro parisien). Aujourd'hui, le fonctionnement des métros repose sur de très nombreux sous-systèmes informatiques et électroniques dédiés, alloués à des tâches spécifiques, qui coopèrent et interagissent afin de satisfaire à des exigences globales de

qualité de service. Dans ce contexte, le nombre d'échanges d'information entre ces sous-systèmes ne cesse d'augmenter. Aux transmissions d'information liées à l'exploitation et à la maintenance des matériels roulants et des voies s'ajoutent également la diffusion d'informations et de services à destination des agents et 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 [2]. Ainsi de nombreux systèmes de communication sans fil sont déployés pour assurer le bon fonctionnement de toutes ces applications pour les métros. Ces systèmes reposent sur des technologies telles que les communications ponctuelles par balises, les communications continues par ligne bifilaire croisée ou non et les systèmes de transmission sans fil propriétaires ou s'appuyant sur des standards tels que IEEE802.11x. Parmi ceux-ci, la radio constitue le moyen de communication qui se prête le mieux aux communications à moyenne ou longue distance entre le sol et les trains [2]. Aujourd'hui, les systèmes radio déployés pour satisfaire les besoins de l'exploitation et les besoins de services pour les clients reposent sur des modems Wi-Fi modifiés afin de répondre aux exigences ferroviaires [3]. Dans le même temps, les techniques multi-antennes ou techniques MIMO (Multiple Input Multiple Output) se sont largement imposées dans les standards télécommunications sans fil les plus récents (IEEE 802.11a/c/n, WIMAX, LTE) en raison des performances qu'elles offrent en termes d'augmentation du débit ou de la robustesse de la communication sans augmentation de la puissance émise. C'est donc naturellement que nous nous sommes intéressés à l'utilisation de ces techniques pour des applications de transmissions sans fil pour les tunnels de métros.

Dans la suite de ce chapitre nous introduisons les transmissions sans fil à antennes multiples pour des systèmes de transports urbains guidés en tunnel. Nous présentons les différents défis liés à ce mode de transmission et les systèmes de communications sans fil existants dans les transports guidés. Les travaux de modélisation du canal sur lesquels nous nous appuyerons par la suite sont décrits par la même occasion. Enfin nous présentons de manière détaillée la problématique de nos travaux de recherche, notre positionnement par rapport à la littérature et nos contributions.



## 1.2 Transmissions sans fil pour le transport guidé urbain en tunnel

Les besoins en transmission des systèmes de transports guidés se sont multipliés dans le but d'augmenter la sécurité des déplacements, d'optimiser l'usage des infrastructures existantes en augmentant la fréquence des trains, de réduire les coûts de fonctionnement et de maintenance et ainsi de réduire l'impact des transports sur l'environnement. Par ailleurs, ces communications sans fil doivent opérer dans des environnements complexes tels que les tunnels. Dans cette section, la première partie sera consacrée à la description des caractéristiques des transmissions sans fil pour les transports publics urbains guidés. Ensuite nous mettons en évidence les contraintes de déploiement des systèmes radio liées à l'environnement tunnel pour les métros. Enfin nous présenterons les solutions existantes.

### 1.2.1 Caractéristiques des transmissions sans fil dans les transports guidés

Depuis de nombreuses années, les communications sans fil ne cessent d'augmenter pour satisfaire les besoins de transmissions des transports guidés. Ces systèmes répondent à des besoins opérationnels pour la sécurité et le confort, tels que le contrôle-commande des trains, la gestion du trafic, la maintenance, la surveillance et l'information aux passagers. Trois principaux types de liaisons peuvent être identifiés [4] :

- les communications sans fil entre les véhicules et l'infrastructure (V2I, Vehicle-to-Infrastructure) : il s'agit essentiellement des communications radio sol-train pour le contrôle-commande des circulations et la gestion de la signalisation, la diffusion d'informations ou d'alertes d'urgence à destination des usagers, la transmission d'informations pour la maintenance, le télé-diagnostic et aussi la vidéosurveillance de l'intérieur des métros retransmise vers un centre de contrôle ou encore le pilotage des rames de métros à distance.
- Les communications entre véhicules (V2V, Vehicle-to-vehicle) : ces communications peuvent être utilisées pour l'accouplage automatique de rame de métro, le dépannage à la volée entre deux trains. . . ;

- les communications intra véhicules : cette classe de communications regroupe les réseaux de communications pour les systèmes embarqués, les objets mobiles communicants embarqués pour les agents, la retransmission d’Internet à bord.

Toutes ces communications doivent en général répondre à des exigences exprimées par un client en termes d’indicateurs de performance clef ou KPI (Key Performance Indicators) qu’il pourra mesurer. Il est fréquent que ces applications partagent un même médium de communication. Deux grandes familles d’applications auxquelles sont associées des contraintes de performances existent :

- les applications dites de sécurité ou vitales (contrôle-commande ou CBTC, Communication Based Train Control). Ces applications de télécommunication mettent en jeu la sécurité (au sens de la panne/faute d’un système). Elles sont exigeantes en termes de robustesse, de disponibilité et d’intégrité de l’information mais la quantité d’information échangée est en général faible (10 kbits/s). La qualité de service, souvent mesurée en termes de taux d’erreurs par paquet transmis, ne doit pas dépasser une valeur seuil (typiquement un taux d’erreurs trames (TET) de l’ordre de  $10^{-3}$  pour des longueurs de paquet d’environ 200 kilo-octets (ko)) pour des applications de contrôle-commande<sup>1</sup>.
- les applications non-vitales (maintenance, surveillance ou CCTV, Close Circuit TeleVision, information voyageurs...). Ces applications requièrent beaucoup plus de débit. Les besoins en termes de débit dépendent des exigences de l’opérateur de transport et peuvent aller jusqu’à plusieurs centaines de Mbits/s. Les taux d’erreurs trame exigés sont de l’ordre de  $10^{-2}$  pour des longueurs de paquet d’environ 1000 ko. Il faut aussi noter que certaines transmissions vidéo telles que le pilotage vidéo sans fil d’une rame de métro sans conducteur sont à l’étude pour certains modes d’exploitation dégradés et feront partie des applications dites de sécurité avec des exigences en termes de taux d’erreurs semblables aux transmissions de sécurité, mais avec des contraintes de débit bien plus fortes.

### 1.2.2 Les contraintes pour le déploiement des systèmes radio en tunnel

La propagation des ondes radioélectriques dans les milieux confinés tels que les carrières, mines et tunnels dépend essentiellement de la nature, des dimensions et de la géométrie

---

1. Valeur pour laquelle différents protocoles de retransmission sont mis en place afin de garantir le niveau de sécurité de la transmission au sens ferroviaire du terme.

des parois de ces milieux. Plus particulièrement, lorsque la longueur d'onde est petite devant les dimensions des tunnels, on considère que les tunnels sont équivalents à des guides d'ondes diélectriques surdimensionnés [5–7]. La propagation est donc une propagation multi-modes en présence de modes hybrides  $\text{EH}_{mn}$  ( $m$  et  $n$  sont des entiers caractérisant l'ordre des modes). Pour les modes hybrides, les vecteurs champ électrique et champ magnétique possèdent trois composantes non nulles. Les modes d'ordre supérieur (par exemple à partir de  $m$  et  $n$  égaux à 7 et 8) sont sujet à une forte atténuation loin de l'émetteur [5]. Les modes les moins atténués sont les modes d'indice  $m$  et  $n$  les plus faibles. Les modes hybrides peuvent être à polarisation verticale et horizontale. Dans un tunnel rectiligne de section rectangulaire, les coefficients d'atténuation peuvent s'exprimer assez simplement en fonction des indices  $m$  et  $n$ , des dimensions du tunnel et des caractéristiques des matériaux les composants [7]. Les modes hybrides subissent aussi des réflexions et diffractions multiples. Des effets de masques supplémentaires sont constatés lors de présence d'autres trains et de courbes. Dans [8] les auteurs mettent en évidence la décorrélation liée aux interférences entre les modes de propagation. Dans [9], les auteurs montrent que la diversité spatiale peut être comparée et équivalente à la diversité de modes. En fonction de la position transversale ou longitudinale de l'émetteur dans le tunnel, des modes  $\text{EH}_{mn}$  différents peuvent être excités. Cela a été confirmé par [10]. Dans [1], les auteurs illustrent de façon claire l'influence de l'excitation des modes, et donc du positionnement des antennes, sur les performances d'un système MIMO. Lorsque les antennes sources sont perpendiculaires à l'axe transversal du tunnel, la capacité du canal est maximale alors que lorsque les antennes sont parallèles à l'axe longitudinal, la capacité est minimale.

En outre, plusieurs études menées dans le domaine ferroviaire ont mis en évidence la présence d'arc électriques au voisinage des antennes de transmission du GSM-R dû aux défauts de contact entre la caténaire et le pantographe lors du déplacement d'un train à grande vitesse. Ces arcs électriques sont à l'origine d'un bruit non gaussien de type impulsif [11]. Ce phénomène peut aussi exister dans le cas des métros à vitesse plus basse alimentés par une caténaire. Dès lors, il est important de pouvoir modéliser correctement les environnements de propagation afin d'évaluer les performances des systèmes de communications.

### 1.2.3 Les systèmes de communications sans fil existants dans les transports guidés

Pour les communications radio en milieu ferroviaire, les premières gammes de fréquences employées à travers le monde étaient les ondes VHF (Very High Frequency) dans la bande 70-88 MHz ou dans la bande 155-220 MHz et les ondes UHF (Ultra High Frequency) dans la bande 420-470 MHz. Le spectre VHF-UHF étant aujourd'hui très occupé, la tendance est donc de monter dans le spectre de fréquences pour augmenter le nombre de canaux disponibles et aussi permettre des débits plus élevés. C'est dans ce contexte que le nouveau système de contrôle-commande européen ERTMS (European Rail Traffic Management System) repose sur l'utilisation d'un système de radio numérique EIRENE<sup>2</sup> (European Integrated Railway Radio Enhanced Network) dans la bande des 900 MHz dérivé du standard grand public de radiotéléphonie cellulaire, le GSM phase 2+. Par ailleurs, le développement des réseaux locaux sans fil de type WLAN (Wireless Local Area Network) IEEE 802.11*x* pour le grand public a conduit les opérateurs de transports guidés à s'appuyer de plus en plus sur les potentialités offertes par ces systèmes peu coûteux afin de répondre à l'accroissement de leurs besoins en télécommunications. Ainsi, les modes d'exploitation et de conduite d'un métro sans conducteur reposent aujourd'hui sur des systèmes de transmissions sans fil à base de modems Wi-Fi, dans la gamme 2-6 GHz, sur lesquels des couches protocolaires spécifiques ont été développées ainsi qu'une ingénierie radio adaptée. C'est le cas par exemple du métro de New-York, de la Ligne 1 et 14 de la RATP, des Métros de Malaga, Marmaray, Pékin et Shanghai et bientôt de la ligne 1 du métro de Lille.

Dans le domaine des télécommunications sans fil, les récents standards (Wi-Fi (IEEE 802.11n), WiMAX (IEEE 802.16e), LTE et LTE-Advanced) reposent sur la combinaison des avantages de deux technologies clefs : les techniques multi-antennes ou techniques MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) et les modulations multi-porteuses de type OFDM (Orthogonal Frequency-division Multiplexing). Dans le cas idéal, les techniques MIMO présentent l'avantage d'augmenter le débit de transmission et/ou de réduire le taux d'erreurs paquet sans augmentation de la puissance d'émission ni de la bande passante par rapport à un système mono-antennaire. Les techniques MIMO réalisent une combinaison des flux sur les différentes antennes. Quant à l'OFDM, l'idée principale

---

2. Il s'agit d'un projet de concertation créé en 1993 par l'Union Internationale des Chemins de Fer (UIC) dans le but d'améliorer le réseau de radiocommunication ferroviaire Européen.

consiste à lutter contre les interférences entre symboles (IES) et rendre la communication robuste aux défauts du canal de propagation. Ainsi, à l'émission, la technique OFDM réalise la transmission d'un signal fréquentiel sur un certain nombre  $N$  d'exponentielles complexes à des fréquences différentes appelées sous porteuses. On obtient une répartition du flux binaire (ou de symboles) à un rythme  $t_s$  sur l'ensemble de sous-porteuses, chacune ayant un débit réduit. Ceci a pour avantage de multiplier par  $N$  la durée utile de la transmission d'un symbole comparativement à un système mono-porteuse. On obtient un symbole OFDM de durée utile  $T_{OFDM} = N \cdot t_s$  plus grand que l'étalement maximal des retards des trajets du canal, limitant ainsi l'IES. Par conséquent, chaque porteuse est moins sensible à l'étalement des trajets sur le canal de propagation. D'autre part, la simplicité de mise en œuvre par IFFT/FFT (Inverse Fast Fourier Transform/ Fast Fourier Transform) en fait une solution très prisée par les industriels. Dans la suite de ce travail, nous considérerons un système de communication radio qui utilise les deux méthodes.

L'objectif de cette thèse vise donc à contribuer à l'amélioration des performances des systèmes radio multi-antennaires dans un environnement ferroviaire en tunnel en considérant la connaissance du canal à l'émission. Pour une meilleure compréhension des solutions étudiées, nous présentons dans la suite de ce chapitre un bref état de l'art des recherches sur les techniques MIMO. Ceci constitue un recueil non exhaustif des avancées majeures qui pourra servir de base au lecteur pour une étude plus approfondie. Ensuite nous présentons des travaux de recherche sur les techniques MIMO obtenus plus spécifiquement dans un environnement tunnel ferroviaire et enfin nous positionnons notre étude par rapport à cet état de l'art.

## 1.3 État de l'art des techniques MIMO

### 1.3.1 Introduction

Les techniques MIMO permettent d'améliorer les performances d'un système sans fil en termes d'accroissement de la capacité par rapport à un système SISO. Cette technique fournit une augmentation du débit et une efficacité spectrale élevée sans accroître la puissance d'émission ni la bande spectrale occupée par rapport à un système SISO [12]. On distingue trois grandes classes de techniques MIMO : le multiplexage spatial (MS),

le codage spatio-temporel (ST) et le précodage. Pour les deux premières techniques, l'information relative à l'état du canal de propagation est connue uniquement en réception (Channel State Information at the receiver, CSIR). On parle alors de technique en boucle ouverte. Le précodage nécessite la connaissance du canal à l'émission (Channel State Information at the transmitter, CSIT) pour améliorer les performances par rapport au système MIMO non-précodé dans des environnements complexes. Il s'agit dans ce cas d'algorithme en boucle fermée. Les promesses en termes de performances théoriques validées par de nombreuses expérimentations dans divers environnements ont permis une rapide implémentation des techniques MIMO dans les standards de télécommunications [13]. Comme nous l'avons déjà dit, la technologie MIMO est désormais au cœur de plusieurs standards existants tels que le HSPA+, le Wi-Fi (IEEE 802.11n), le WiMAX (IEEE 802.16), le LTE (3GPP Long Term Evolution) et le LTE-Advanced. Dans la suite nous présentons donc les principaux fondements scientifiques de ces techniques.

### 1.3.2 Les précurseurs

Les premières idées sur les techniques multi-antennes remontent aux années 1970 avec les travaux de *A.R. Kaye* et *D.A. George* pour des communications filaires [14]. L'objectif des auteurs était de minimiser les interférences inter-symboles et la diaphonie existantes pendant une transmission de signaux multiplexés sur un câble. Les auteurs caractérisent la forme du récepteur pour une transmission par câble à l'aide d'une structure à entrées multiples (câbles à paires) et sorties multiples. À la suite de ces travaux, *W. Van Etten* proposa des techniques de réception utilisant le critère de zéro forcing et la minimisation de la probabilité d'erreur en 1975 [15], puis le critère du maximum de vraisemblance en 1976 [16]. *Brandenburg* et *Wyner* du laboratoire Bell réalisent en 1974 les premiers calculs théoriques de la capacité d'un canal MIMO gaussien avec mémoires [17]. La même année ces nouveaux concepts s'étendent aux communications radio mobiles [18]. Il s'agit dans un premier temps de l'emploi d'antennes multiples du côté du récepteur uniquement. Ainsi naît la notion de diversité en réception, utilisée pour la lutte contre les évanouissements liés à la recombinaison des trajets multiples. Les équipes du laboratoire Bell ont par la suite publié un grand nombre de travaux sur la détection optimale des répliques du signal en réception et la formation de faisceau, encore appelée beamforming, en réception [19, 20].

À partir des années 1990 les travaux s'accroissent. En effet dès 1991, le premier système utilisant la diversité en émission est proposé par [21], puis amélioré en 1993 [22]. Dans les techniques de diversité à l'émission,  $N$  répliques (ou copies) du signal seront transmises simultanément sur les  $N$  antennes d'émission, réduisant ainsi la quantité d'information erronée en raison des évanouissements dans le canal. La proposition de *Wittneben* constitue en fait une diversité de modulation car les symboles subissent un pré-filtrage à réponse impulsionnelle finie (RIF) orthogonal introduisant de l'IES avant leur émission sur les antennes. Le récepteur est alors confronté à un canal équivalent sélectif en fréquence avec des évanouissements indépendants. Toujours en 1993, *Seshadri* propose deux schémas différents utilisant plusieurs antennes à l'émission [23]. Le premier schéma inclut le codage de canal et transmet simultanément les symboles codés sur les différentes antennes. Il observe que le gain de diversité existe si les canaux sont décorrélés entre les antennes d'émission et de réception. Le deuxième schéma introduit une distorsion multi-trajets en émettant des versions retardées des symboles à émettre sur les différentes antennes. Un détecteur à maximum de vraisemblance est utilisé à la réception.

En 1994, *Paulraj* et *Kailath* déposent un brevet US Patent No. 5,345,599 sur le multiplexage spatial [24]. Le flux binaire en entrée est divisé en  $N$  sous-flux parallèles, transmis sur autant d'antennes d'émission, ce qui permet une augmentation du débit. Par ailleurs, de nouvelles techniques sont mises en place afin de pouvoir retrouver l'information émise : maximum ratio combining (MRC), equal gain combining (EGC), selection combining (SC) [25]. En 1996, *Guey* étudie la diversité en émission sur des canaux de Rayleigh plats en utilisant des séquences de symboles pilotes et fournit le critère de construction de ces séquences [26, 27]. Dès lors, des études théoriques sont menées afin d'établir les performances en termes de capacité et de taux d'erreurs binaires des systèmes MIMO. Dans la section suivante, nous présentons les techniques MIMO les plus connues et les plus utilisées à savoir le multiplexage spatial, le codage spatio-temporel et le précodage. Nous détaillerons dans le chapitre suivant les techniques que nous avons considérées dans ce travail de thèse.

### 1.3.3 Les trois grandes classes de techniques MIMO

#### 1.3.3.1 Le multiplexage spatial

La demande croissante de débit pour les systèmes sans fil a motivé de nombreux travaux visant à obtenir une meilleure efficacité spectrale sur une largeur de bande donnée. En 1996, *Foschini* montre qu'il est possible d'augmenter la capacité d'un système MIMO grâce à une architecture à multiplexage spatial pour laquelle les symboles sont détectés successivement à la réception. Il appelle cette architecture D-BLAST (Diagonal-Bell Labs Advanced Space Time) [12]. Cette technique fournit une efficacité spectrale élevée sans augmentation de la puissance d'émission ni de la bande spectrale par rapport à un système SISO. En 1998, *Wolniansky* propose une version moins complexe et plus pratique à mettre en œuvre, le Vertical-BLAST (V-BLAST) [28] et montre qu'il est possible d'obtenir des efficacités spectrales de l'ordre de 20 à 40 bps/Hz à l'intérieur des bâtiments (indoor) pour des taux d'erreurs binaire (TEB) et des rapports signal sur bruit (RSB) réalistes. En 1999, *Telatar* publie les résultats de ses travaux, obtenus en 1995, sur la capacité des systèmes MIMO pour les canaux gaussiens et pour les canaux à évanouissements lents et rapides [29]. Sous l'hypothèse de l'indépendance des échantillons du bruit en réception, il donne les formules théoriques de la capacité pour différents types de canaux MIMO. Cette formalisation de la capacité confirme le potentiel des systèmes MIMO en terme de débit de données.

En 2000, *Sellathurai* applique le principe Turbo au multiplexage spatial et nomme cette nouvelle architecture Turbo-BLAST (T-BLAST) [30]. *Sellathurai* montre que le T-BLAST permet d'augmenter l'efficacité spectrale par rapport au D-BLAST. En 2001, *Ginis* montre que le récepteur utilisé dans V-BLAST est équivalent à un égaliseur à retour de décision DFE appliqué au canal MIMO [31]. En 2001, *Farrokhi* étudie une architecture à base de multiplexage spatial en présence d'une interférence spatiale colorée et la compare aux systèmes connus à base de multiplexage spatial [32]. En 2003, *Foschini* analyse les différentes architectures des systèmes multi-antennes [33]. En parallèle des travaux sur le multiplexage spatial, des recherches s'effectuent sur la diversité apportée par les systèmes multi-antennaires. L'objectif étant de développer des algorithmes permettant de maximiser la diversité tout en ayant un rendement de code élevé. Le rendement du code est défini comme le nombre de symboles transmis par utilisation canal (symboles/uc).



### 1.3.3.2 Le codage spatio-temporel (ST)

Le but de cette technique est de transmettre dans deux dimensions, l'espace et le temps, des signaux redondants en utilisant la même séquence d'information. L'apport de ces diversités spatiale et temporelle permet de lutter efficacement contre les évanouissements du signal. L'idée principale du codage spatio-temporel est de combiner les techniques de codage, de modulation et de traitement de signal pour exploiter la diversité du canal et ainsi renforcer la robustesse de la communication. De nombreux codes spatio-temporels ont été proposés. Ils se caractérisent par leur rendement, leur ordre de diversité, leur gain de codage et leur capacité. D'une façon générale, on les regroupe en deux grandes classes : les codes ST en treillis et les codes ST en blocs.

L'article de Tarokh en 1998 présente les premiers travaux sur les codes spatio-temporels [34]. Il considère les critères de conception de codes spatio-temporels en treillis (Space Time Treillis Code, STTC) pour des canaux MIMO plats à variations lentes et rapides. Ces codes STTC constituent une extension des modulations codées en treillis utilisées en SISO aux systèmes MIMO. Dans [34], les auteurs définissent des critères de construction d'un code ST : le critère du rang et le critère du déterminant, qui permettent d'optimiser l'ordre de diversité et le gain de codage des codes ST respectivement. Ils établissent également un critère d'évaluation de performance des codes espace-temps, la probabilité d'erreur par paire (PEP). Par des simulations, ils montrent que les STTC offrent de bonnes performances mais la complexité du décodage augmente exponentiellement. Ce travail sera étendu ensuite dans [35–38].

La même année, *Alamouti* invente le premier code espace-temps orthogonal en blocs (Space Time Block Code, STBC) pour un système à deux antennes à l'émission et une antenne à la réception [39]. Il montre qu'il est possible d'obtenir un gain de diversité et un gain de codage avec un même débit binaire par rapport à un système SISO. Ce code a trouvé un franc succès dans la communauté scientifique du fait de ses propriétés singulières : rendement unitaire, diversité pleine et capacité maximale. En outre, la simplicité de son décodage, qui est une conséquence de sa structure orthogonale, facilite son implémentation dans de nombreux standards. Cependant, lorsque le nombre d'antennes augmente en réception, le gain de diversité croît plus lentement et le code n'est plus optimal.

En 1999, *Takokh* généralise ce code pour un nombre d'antennes à l'émission supérieur à 2 mais le rendement du code est pénalisé,  $R = \frac{1}{2}$  ou  $R = \frac{3}{4}$  [40, 41]. Ceci conduit à une baisse de l'efficacité spectrale, et donc du débit. Constatant que les codes espace-temps orthogonaux en bloc à rendement unitaire n'existent que pour 2 antennes d'émission, des solutions non orthogonales à rendement unitaire ont été proposées [42, 43].

Afin d'améliorer la capacité du canal tout en assurant la qualité de la transmission, *Has-sibi* a introduit en 2002 une autre famille de code spatio-temporel fondée sur un nouveau critère de construction : l'information mutuelle [44, 45]. Il s'agit des codes à dispersion linéaire (Linear Dispersion, LD). L'objectif de ces codes est la maximisation de l'information mutuelle entre l'entrée et la sortie du canal. Leur construction repose sur une combinaison linéaire de matrices de dispersion pondérées par les symboles de modulation ou leurs conjugués. Ainsi, chaque antenne d'émission transmet une combinaison linéaire des symboles. Grâce à la structure linéaire du code, des décodeurs simples de type forçage à zéro (Zero forcing, ZF) et minimisation de l'erreur quadratique moyenne (Minimum mean squared error, MMSE) ou le décodage sphérique [46] peuvent être utilisés.

Bien que performant, le critère de l'information mutuelle à lui seul ne garantit pas la diversité maximale. Des études ont alors porté sur la construction de codes ST vérifiant les critères du rang, du déterminant et de l'information mutuelle en même temps. Cela a donné naissance à la famille des codes LD basés sur la théorie algébrique des nombres. En 2002, *Damen et al.* ont construit un code ST algébrique diagonal appelé code DAST qui consiste à utiliser des constellations tournées avec une transformation de Hadamard [47]. Les auteurs montrent que le code DAST a une diversité maximale, un rendement unitaire et un gain de codage qui dépend de la distance produit minimale.

En utilisant toujours la théorie algébrique des nombres, [48–50] ont construit des codes ST dont le but est de fournir un rang plein ( $R = n_t$ ). Ces codes satisfont les critères du rang, du déterminant et de l'information mutuelle et sont décodables par les décodeurs de réseaux de points. Ainsi en plus du rendement plein, ces codes fournissent un ordre de diversité maximal. Cependant, leur faiblesse apparaît au niveau du déterminant minimal qui s'évanouit lorsque l'efficacité spectrale augmente. Plus récemment *Belfiore et al* ont construit des codes qui préservent toutes les propriétés et garantissent, de plus, le critère du déterminant [51, 52]. Ces codes sont appelés codes parfaits. Ils ont une bonne efficacité énergétique qui se traduit par une répartition uniforme de l'énergie dans le mot de code

et des constellations transmises ne présentant aucune perte de forme par rapport à celles émises.

Finalement, dans [53], *Aktas et al* ont établi un nouveau critère appelé critère de la trace, optimisant la distance euclidienne entre les symboles. En étudiant un système MIMO avec un grand nombre d'antennes à la réception, les auteurs ont montré que les codes ST ayant une distance euclidienne et une distance produit optimales offrent de bonnes performances et les mêmes possibilités d'optimisation que ceux construits avec le critère d'information mutuelle.

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, cette opération d'estimation associée à l'envoi de trames pilotes peut être répétée de très nombreuses fois. Le débit du système peut alors être considérablement réduit. 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 [54–56]. Les techniques, dites différentielles reprennent le principe des modulations et des codages différentiels des transmissions SISO [57]. D'excellentes références sur la diversité d'émission et le codage spatio-temporel cohérent et différentiel peuvent être trouvées dans [58, 59]. Dans cette thèse, nous considérerons que le canal est connu à la réception. Ce choix se justifie par l'existence de techniques d'estimation de plus en plus efficaces [60]. En outre, en considérant une estimation parfaite du canal, les systèmes cohérents présentent de meilleures performances comparés aux systèmes différentiels. Ces derniers présentent des pertes allant jusqu'à 3dB en rapport signal à bruit (RSB). Toutefois en tenant compte de la dégradation des systèmes cohérents liée à une mauvaise estimation du canal et la perte d'efficacité spectrale liée à l'insertion des pilotes dans le flux de données, les comparaisons entre systèmes cohérents et non-cohérents montrent que ces derniers constituent une meilleure solution dans le cas des canaux rapides sélectifs en temps et en fréquence. Cependant, grâce à l'utilisation des modulations OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing) qui décomposent la bande passante occupée par le signal émis en un ensemble de sous-bandes étroites, il est possible de supposer que le canal est constant sur chaque sous-bande, c'est à dire non sélectif en fréquence.

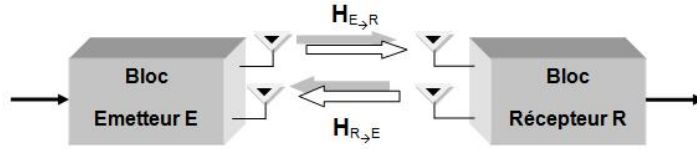


FIGURE 1.1 – Obtention de la CSIT par le principe de réciprocité.

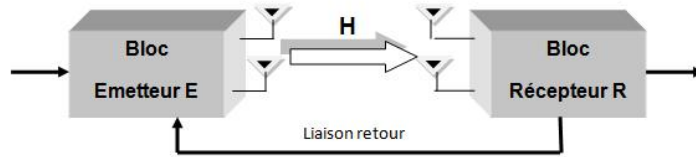


FIGURE 1.2 – Obtention de la CSIT par une liaison retour.

### 1.3.3.3 Les algorithmes de précodage

La littérature sur la théorie de l'information montre qu'il peut être avantageux d'acquies l'information de l'état du canal à l'émission dans le cas SISO afin d'améliorer les performances de la communication [61–65]. Cette information supplémentaire permet d'anticiper les atténuations ou effets néfastes du canal. Dans la pratique, la connaissance du canal en émission n'est pas immédiate et nécessite l'introduction de nouvelles méthodes : le principe de réciprocité du canal ou l'utilisation d'un lien retour. Dans l'hypothèse d'une communication en full duplex, le principe de réciprocité, consiste à supposer que le canal entre les antennes  $\mathbf{E}$  et les antennes  $\mathbf{R}$  est la transposée du canal entre les antennes  $\mathbf{R}$  et les antennes  $\mathbf{E}$ . En pratique, la mise en oeuvre de ce principe nécessite une calibration des circuits RF et électronique à l'émetteur et au récepteur. La deuxième méthode, qui est utilisée dans la suite de la thèse, exige la mise en place d'un lien retour permettant d'envoyer à l'émetteur l'estimation du canal faite en réception. On parle aussi de *boucle fermée* comparée aux algorithmes MIMO classiques sans retour d'information. Les deux méthodes sont illustrées sur les figures 1.1 et 1.2, respectivement. Dans cette thèse nous ne considérons que l'utilisation du lien retour à faible débit.

Appliquée aux systèmes MIMO, l'hypothèse de la connaissance de l'état du canal à l'émission a introduit de nouveaux axes de recherches regroupés sous le terme de *précodage MIMO* [66]. De manière générale, le principe des précodeurs consiste à combiner les symboles à émettre et à répartir la puissance sur les antennes selon une stratégie

bien précise. En 1995, [29] décrit une solution optimale au sens de la capacité nommée *water-filling*. Il s'agit d'une répartition de la puissance sur les antennes afin d'exploiter au maximum la capacité en privilégiant les valeurs propres élevées du canal multi-antennes. En 2002, *Scaglione* introduit un nouveau système de pré-distorsion [67]. Cette pré-distorsion est effectuée à l'émission en connaissant le canal à l'émission et opère de façon conjointe sur les dimensions spatiales et temporelles. Les critères utilisés pour cette pré-distorsion à l'émission sont notamment des critères de minimisation de l'erreur quadratique moyenne ou de maximisation de la distance minimale entre les symboles en imposant des contraintes de puissance crête et puissance moyenne. Ce système convertit un canal MIMO sélectif en fréquence en un ensemble de canaux plats, tout en utilisant un système *water-filling* sur les différents canaux multi-antennes. Plusieurs solutions ont été proposées et dépendent de divers critères d'optimisation, tels que la minimisation de l'erreur quadratique moyenne, la maximisation du rapport signal à bruit (max-SNR) en réception, la maximisation de la valeur singulière minimale, la maximisation de la distance minimale (max- $d_{\min}$ ) [67–69]. Dès 2001, l'influence de la qualité de la CSIT sur les performances des systèmes précodés a été analysée dans [70]. D'un autre côté, la perte d'efficacité spectrale due à l'insertion des pilotes dans le flux de données a entraîné des travaux sur la compression des informations à renvoyer à l'émetteur [71, 72].

Une avancée majeure survient avec les travaux de *D. Love* en 2004 qui a l'idée d'utiliser un dictionnaire performant connu de l'émetteur et du récepteur [73]. L'information retournée à l'émetteur est alors constituée uniquement de l'indice de la matrice de précodage à utiliser. *Love* définit plusieurs critères de sélection de la matrice de précodage ainsi que la méthode de construction d'un dictionnaire optimal. En 2006, [74] propose l'utilisation d'une quantification vectorielle. L'idée consiste à formuler une fonction de distorsion, puis de minimiser itérativement cette distorsion afin d'obtenir des solutions localement optimales. L'utilisation de plusieurs itérations avec différents réglages initiaux conduit à un dictionnaire globalement optimal. En 2007, *Lee* conçoit un précodeur basé sur des matrices de rotation, appelé OSM (Orthogonalized Spatial Multiplexing) [75]. Ce précodeur orthogonal repose sur une simple rotation des symboles à l'émission. L'angle de rotation est obtenu à la réception à partir de la CSI. Grâce à cette rotation, l'orthogonalité est conservée et les flux transmis sont orthogonaux entre eux. Cette solution conduit à de bonnes performances en offrant un gain de diversité supplémentaire comparé aux précodeurs diagonaux. L'orthogonalisation du schéma de transmission permet

aussi d'annuler les interférences dans le canal MIMO et simplifie la détection des données en réception, ceci avec une quantité d'information limitée. Ce précodeur sera par la suite amélioré dans [76]. Le précodeur du standard LTE et les précodeurs max- $d_{\min}$  et POSM seront détaillés dans le deuxième chapitre. Nous présentons ici succinctement deux autres techniques originelles de précodage : le beamforming et la sélection d'antennes.

#### 1.3.3.3.1 Le beamforming ou formation de faisceaux

À l'émission, le beamforming ou formation de faisceau [77] consiste à diriger les signaux numériques sur les différentes antennes vers une direction d'intérêt. Ceci peut être réalisé par une pondération de signaux [25] selon un algorithme de beamforming approprié. Cette technique agit comme un filtrage dans le domaine spatial qui permet d'ajuster le diagramme de rayonnement des antennes dans des directions données et dont la sortie dépend de l'optimisation d'un critère défini [78]. Les applications du beamforming sont diverses et concernent différents secteurs comme le radar, le sonar, les communications sans fil, l'écoute passive et l'imagerie biomédicale [77, 79]. Dans les communications sans fil en particulier, en 1990, [80] a analysé l'apport en termes d'efficacité spectrale des antennes adaptatives pour la téléphonie cellulaire. L'auteur a montré que la formation de faisceaux réalisée sous l'hypothèse de la CSIT permet de tripler l'efficacité spectrale par rapport à une antenne omnidirectionnelle classique. En 1997, *Godara* montre qu'il est possible de réduire les échos provoqués par les trajets multiples grâce au beamforming [78, 81]. Ainsi, le faisceau du signal est construit de sorte qu'il présente des valeurs nulles dans les directions des réflecteurs dominants éloignés. En conséquence, les échos avec des retards trop importants sont éliminés du signal reçu. Depuis de nombreux algorithmes de beamforming ont été proposés dans des environnements indoor et outdoor, multi-utilisateurs [82]. Un excellent état de l'art sur le beamforming peut être trouvé dans [78, 81].

#### 1.3.3.3.2 La sélection d'antennes

En s'appuyant sur une mesure d'information de la qualité du canal, l'idée est d'être en mesure de sélectionner parmi un ensemble fini d'antennes disponibles à l'émission et/ou à la réception, celles permettant de maximiser les performances. Ainsi par définition, la technique de sélection d'antennes [83, 84] résulte en une réduction de la capacité par rapport aux systèmes MIMO qui exploitent toutes les antennes déployées au niveau de

	Technologie	CSI	Complexité	Gain
SM	V-Blast	CSIR	modérée	MUX
	D-BLAST	"	"	MUX et DIV
	Turbo-Blast	"	"	"
SD	Diversité de réception (MRC)	CSIR	faible	DIV
	OSTBC	"	"	"
	STTC	"	élevée	DIV et COD
	Q-OSTBC	"	faible	DIV
	Codes LD	"	modérée	MUX et DIV
	Codes différentiels	pas de CSI	modérée/élevée	DIV (et COD)
SA	Rx-Beamforming	Rx	faible	ANT
	Tx-Beamforming	Tx & Rx	faible	"
	Autres Précodages	Tx & Rx	modérée/élevée	ANT et DIV (ou MUX)

TABLE 1.1 – Tableau récapitulatif. Les types de gains sont ANT= antenne, DIV = diversité, MUX = multiplexage et COD = codage.

l'émetteur et du récepteur. Toutefois, il a été démontré que grâce à l'emploi des techniques de combinaison et de techniques de codage spatio-temporel, le degré de diversité des systèmes MIMO avec sélection d'antennes peut être maintenu, sous l'hypothèse d'une connaissance parfaite du canal de transmission [85].

En 2001, *Heath* étudie la sélection d'antennes sur les systèmes MIMO à multiplexage spatial et définit plusieurs critères de sélection [86]. En fonction du critère, la sélection d'antennes revient à faire une recherche exhaustive de la configuration optimale de système de communication à chaque réalisation du canal de propagation, ce qui peut être complexe avec un nombre élevé d'antennes. Dans la littérature, d'autres classes d'algorithmes [87, 88] ont été proposées comme étant une solution alternative à la stratégie exhaustive de sélection d'antennes. Par ailleurs, les bornes inférieures et supérieures de la capacité atteintes par un système MIMO avec sélection d'antennes sont présentées dans [89, 90] et les aspects d'implémentation de la sélection des antennes de systèmes MIMO sont abordés dans [91]. Le tableau récapitulatif 1.1 donne une synthèse des techniques présentées jusqu'ici.

#### 1.3.3.4 Les techniques MIMO multi-utilisateurs

Les techniques MIMO présentées jusqu'à maintenant correspondent à une liaison point à point. On parle de technique MIMO point à point ou MIMO mono-utilisateur (MIMO

single user, MIMO-SU). Ces techniques agissent pleinement pour accroître les performances de la couche physique (PHY) uniquement. D'autres travaux récents prennent en compte la conception conjointe de la couche physique et de la couche de liaison de données pour l'optimisation du système global [92]. Cette thématique appelée MIMO multi-utilisateurs (MIMO-MU) correspond à la transposition des techniques MIMO aux liaisons point à multi-points. Tout au long de ce manuscrit, nous nous focaliserons sur les techniques MIMO-SU. Nous suggérons les références [93, 94] au lecteur comme introduction à la thématique MIMO-MU.

## 1.4 Les techniques MIMO en tunnel ferroviaire

### 1.4.1 Problématique

L'efficacité des techniques MIMO qui, dans des milieux riches en multi-chemins, permettent de gagner en débit ou en robustesse est bien admise dans la communauté des communications sans fil. Toutefois, les performances élevées des systèmes multi-antennaires sont obtenues sous l'hypothèse d'une faible corrélation entre les différents liens du canal MIMO. Cette décorrélation est généralement rendue possible grâce à un espacement correct des antennes mais surtout grâce à la présence de trajets multiples indépendants, générés par les réflexions et diffractions multiples sur les obstacles répartis de façon aléatoire dans l'environnement de propagation. Ainsi, le canal idéal pour profiter pleinement des avantages d'un système MIMO est le canal de Rayleigh décorrélé. Comme nous l'avons déjà mentionné, les multi-trajets dans un tunnel ferroviaire résultent des interactions sur les parois du tunnel mais aussi de l'interférence entre les différents modes de propagation [95, 96]. Plusieurs travaux issus de mesures ou de simulations révèlent des degrés de corrélation spatiale dans le tunnel qui peuvent varier en fonction de la distance émetteur-récepteur et de la position des antennes [1, 9]. Or, il est bien connu qu'une matrice de canal mal conditionnée, résultant de canaux spatialement corrélés, conduit à une augmentation importante de la probabilité d'erreurs au niveau des récepteurs [57]. Dans ce contexte, l'optimisation des systèmes sans fil haut débit pour la communication train-sol passe donc impérativement par la prise en compte des caractéristiques des canaux de propagation MIMO en tunnel et par le développement



d'algorithmes capables de s'adapter en fonction des caractéristiques du canal de propagation. Nous présentons dans la suite un état de l'art des travaux existants sur les techniques MIMO en tunnel.

### 1.4.2 Canal MIMO en tunnel

L'évaluation des systèmes de transmission nécessite de disposer de modèles de canaux représentant le plus fidèlement possible le médium de transmission et capables de traduire les principaux phénomènes physiques qui influencent les performances. La modélisation des canaux de propagation est un axe de recherche très actif pour les systèmes MIMO [97]. Les travaux les plus récents en lien avec les problématiques transport ont été menés dans le cadre du projet Européen WINNER (Wireless world INitiative NEw Radio) qui a abouti à la mise à disposition de la communauté scientifique de plusieurs modèles [98, 99]. Ces modèles ont été adaptés pour un environnement tunnel [100–102]. De nombreux travaux traitent surtout de la propagation en tunnel en général en vue du déploiement des systèmes radio [3]. À partir de 2002, plusieurs équipes se sont intéressées aussi à la caractérisation des canaux MIMO en tunnel [1, 8, 103] dans le but d'évaluer les performances.

En 2002, des travaux expérimentaux sur les systèmes MIMO en tunnel ont été menés dans la gamme des 900 MHz dans les tunnels de métro de la RATP [104]. Les analyses ont montré que pour des communications courte portée, la capacité du canal MIMO pouvait être augmentée pour certaines configurations des réseaux d'antennes et notamment lorsque les réseaux d'antennes ne se situent pas dans l'axe longitudinal du tunnel. En 2009, dans le but de développer des algorithmes MIMO adaptés au contexte des transports urbains guidés en tunnel, les laboratoires LÉOST<sup>3</sup>, Xlim-SIC<sup>4</sup> et Lab-Sticc<sup>5</sup> ont développé des techniques de modélisation des canaux MIMO dynamiques en tunnel et ont procédé à leur confrontation à des résultats de mesures sur sites dans le cadre du projet ANR PREDIT MOCAMIMODYN (MOdèles de CAnaux MIMO DYNamiques en tunnels pour des applications transport public) [1, 105, 106]. Les propriétés des canaux de propagation MIMO statiques en tunnel pour 4 antennes à l'émission et 4 antennes à

---

3. Laboratoire Électronique Ondes et Signaux pour les Transports

4. Xlim Signal Image et Communications

5. Laboratoire en sciences et techniques de l'information, de la communication et de la connaissance

la réception ont été analysées. Un outil de tracé de rayon 3D [107] est utilisé pour modéliser les réponses impulsionnelles complexes entre chaque couple d'antennes du système MIMO en fonction de la distance émetteurs-récepteurs, aux fréquences 2,4 GHz et 5,8 GHz. Les calculs sont réalisés à intervalle régulier  $\frac{\lambda}{2}$ . L'ensemble des réponses impulsionnelles complexes obtenu permet de construire la matrice de canal  $\mathbf{H}$  complexe. [1] présente une analyse de la corrélation spatiale dans des tunnels de métros en fonction de la distance émetteurs-récepteurs aux fréquences 2,45 GHz et 5,8 GHz pour plusieurs configurations d'antennes et de tunnels de métros (vide et avec présence d'un train masquant). Pour certaines configuration d'antennes, la corrélation varie peu en fonction de la distance alors que pour d'autres configurations il est pertinent de considérer trois zones dans le tunnel. Selon [95], ce phénomène s'explique par la diversité des modes de propagation qui existe entre les  $n_t \times n_r$  liens SISO du système MIMO,  $n_t$  et  $n_r$  étant respectivement le nombre d'antennes à l'émission et à la réception. Cette diversité des modes est liée aux positions des antennes (excitation des sources) dans la section transversale du tunnel. D'un autre côté, lorsque les antennes sont orientées selon la même direction que l'axe longitudinal du tunnel, la capacité du canal MIMO chute de façon très importante. Le comportement du canal tend alors vers celui d'un canal fortement corrélé. Dans ce cas, les  $n_t \times n_r$  liens SISO du système MIMO véhiculent sensiblement les mêmes modes de propagation du fait de la proximité des  $n_t$  antennes d'émission et  $n_r$  antennes de réception dans la section transversale du tunnel. Ces observations ont été faites quel que soit l'environnement (tunnel mono-voie ou double voies, en visibilité directe ou non) et dans des configurations réalistes de circulation de rames de métro dans des tunnels. Ces résultats ont été confirmés dans le cadre de la thèse de J. AVELLA-CASTIBLANCO [108]. À ce stade, il est important de signaler aussi que de nombreux résultats peuvent être trouvés dans la littérature sur les systèmes MIMO pour des canaux corrélés, comme peuvent l'être les canaux obtenus en tunnel, à la différence que ces études reposent sur une modélisation théorique du canal de propagation [59].

Dans le cadre de cette thèse nous nous sommes donc limités à deux configurations de canal de propagation en tunnel considérées dans [1]. Pour ces deux configurations nous avons considéré un comportement moyen de la corrélation pour toute la longueur du tunnel. Ces configurations que nous appelons EP1RP1 et EP2RP2 (comme dans [105]), correspondent respectivement à un fort degré et un faible degré de corrélation spatiale. Les positions d'antennes correspondantes sont données sur la figure 1.3. Dans

la configuration EP1RP1, les antennes sont parallèles à l'axe longitudinal du tunnel. Dans la configuration EP2RP2, les antennes sont perpendiculaires à l'axe longitudinal du tunnel. Pour chaque configuration, les matrices de corrélation à l'émission et à la réception  $\Sigma_t$  et  $\Sigma_r$  sont calculées et un modèle de canal dit de Kronecker [109] est généré. Nous avons choisi ce modèle en raison de sa simplicité au regard de modèles plus complexes comme le modèle de WINNER. Nous décrivons le modèle de Kronecker dans le chapitre suivant.

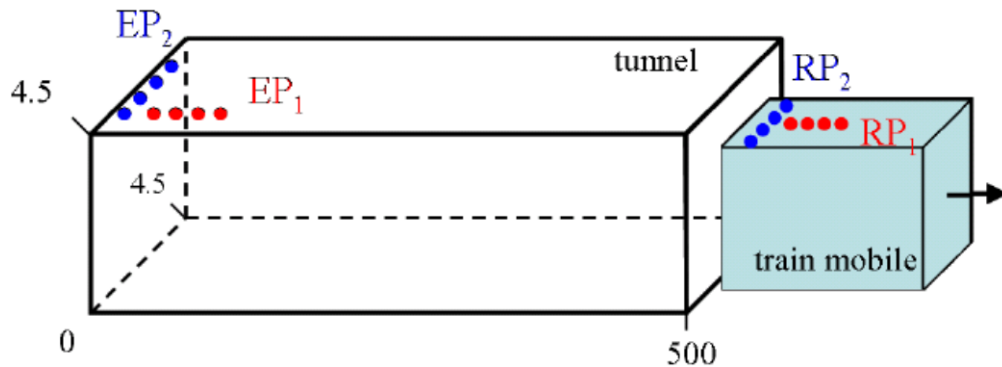


FIGURE 1.3 – Configuration du canal MIMO simulé.

Dans le cadre du projet MOCAMIMODYN, des mesures de sondage de canal ont été réalisées en environnements tunnels réels dans différentes configurations. La première campagne de mesure a été réalisée dans le tunnel routier bi-voies de Roux en Ardèche au cours du mois de mai 2011. Il s'agit d'un tunnel voûté, parfaitement rectiligne de longueur égale à 3 325 m. La section transversale est semi-circulaire de diamètre 8,3 mètres. La hauteur maximale est égale à 5,8 mètres au centre du tunnel. Ce tunnel est illustré sur la figure 1.4. La deuxième campagne de sondage canal a été effectuée durant le mois de novembre 2011 dans le tunnel du métro de Barcelone (avec l'opérateur Ferrocarrils de la Generalitat de Catalunya, FGC). Les mesures ont été réalisées dans des tronçons de tunnel de formes géométriques différentes (sections droites et courbes). La figure 1.5 illustre quelques sections utilisées. Dans les deux cas, plusieurs scénarios ont été considérés. Ils correspondent aux sens de déplacement des trains d'émission et de réception. Le sondeur de canal utilisé dans les deux campagnes de mesure est le sondeur de canal PropSound de la société Elektrobit. Le sondage MIMO est réalisé à l'aide de réseaux d'antennes et d'un multiplexage spatial utilisant un commutateur très rapide entre chaque antenne. Les antennes sont commutées une à une séquentiellement. La durée d'un cycle de commutation (pour parcourir toutes les antennes) doit être plus faible que le

temps de cohérence du canal. Cet ensemble de commutateurs est entièrement contrôlé de manière logicielle [110]. Les antennes patch ont été confectionnées par J.P GHYS du LÉOST. Pour chaque antenne, une polarisation verticale et/ou une polarisation horizontale sont possibles et les mesures ont été réalisées aux fréquences de 2,4 GHz et 5,8 GHz. Des dispositifs spécifiques permettent de configurer les antennes de diverses manières afin d’explorer les multiples possibilités du positionnement spatial des antennes. Les configurations et les mesures de propagation sont détaillées dans [111, 112]. Différents écartements d’antennes à l’émission et à la réception (même écartement à l’émission et à la réception) ont été considérés :

- $2\lambda$ , soit 10,3 cm à 5,8 GHz ;
- $5\lambda$ , soit 25,9 cm à 5,8 GHz ;
- $10\lambda$ , soit 51,7 cm à 5,8 GHz ;

Les vitesses de déplacement envisagées pour les mesures varient de 20 à 120 km/h par pas de 20 km/h, pour le tunnel de Roux et de 20 à 80 km/h pour le tunnel de Barcelone.



FIGURE 1.4 – Illustration du tunnel routier de Roux dans la région d’Ardèche.



FIGURE 1.5 – Illustration des tronçons rectiligne et courbe du Tunnel de Barcelone

### 1.4.2.1 Performance des techniques MIMO en tunnel

Tous ces travaux sur la modélisation du canal MIMO en tunnel ont permis d'envisager l'évaluation des performances de chaînes de communications utilisant la technologie MIMO. En utilisant les réponses impulsionnelles obtenues lors des mesures de sondage de canal [113] a montré par simulation qu'il est possible de réduire la taille de la séquence d'apprentissage nécessaire à l'estimation du canal lorsqu'un turbo-égaliseur est mis en œuvre dans un contexte GSM (gamme des 900 MHz). Dans le cadre du projet ANR MOCAMIMODYN, [106] a étudié l'apport des techniques MIMO sans connaissance du canal à l'émetteur, à savoir le codage spatio-temporel (Alamouti) et le multiplexage spatial, sur les performances des communications numériques dans le tunnel. Ces travaux ont mis en évidence de très mauvaises performances du multiplexage spatial utilisé seul lorsque le canal est fortement corrélé. Dans ce cas, les performances sont plus mauvaises que pour un système SISO classique, ce qui rend l'utilisation de ce système MIMO inutile. Au contraire, les performances sont meilleures que dans le cas SISO avec un codage MIMO d'Alamouti (2 fois moins d'erreurs pour un rapport  $E_b/N_0 = 12\text{dB}$ ). Dans ce cas, la propriété d'orthogonalité du code d'Alamouti permet une exploitation optimale de la diversité du canal, aussi faible soit-elle. Dans le cas d'un canal décorrélé, le multiplexage spatial et le codage d'Alamouti améliorent fortement les performances par rapport à une chaîne SISO (gain supérieur à 100 pour un rapport  $E_b/N_0 > 10\text{dB}$ ). Le schéma d'Alamouti permet d'atteindre des performances supérieures pour des fortes valeurs de rapport  $E_b/N_0$  (pente asymptotique accrue du fait d'un ordre de diversité plus important). Par ailleurs, l'ajout d'un codage plus complexe permet de compenser la baisse de l'ordre de diversité liée à l'utilisation du multiplexage spatial par rapport au codage d'Alamouti. Ce codage consiste en une association du multiplexage spatial, d'un précodage linéaire et d'un récepteur itératif de type turbo. Cette technique permet d'accroître les performances au prix d'une complexité accrue liée au récepteur itératif [106]. Dans [114], les auteurs montrent l'intérêt des techniques MIMO associées à des techniques de transmissions des images. Dans le contexte particulier de canaux corrélés, [115, 116] a montré le potentiel considérable des algorithmes de précodage MIMO qui utilisent la connaissance du canal à l'émetteur. En effet, cette solution apporte, dans le cas idéal, plusieurs dB de gain en puissance par rapport à un système MIMO sans connaissance du canal à l'émetteur, typiquement un code espace-temps. Cependant, ces algorithmes nécessitent une voie retour pour transmettre, soit l'information complète du

canal, soit les informations liées à la matrice de précodage choisie. Cette liaison retour est très souvent contrainte en termes de débit car elle transmet également de l'information utile pour un système bidirectionnel. Ainsi, dans cette thèse nous avons évalué des algorithmes de précodage qui minimisent la quantité d'information à transmettre sur la voie retour. Ces travaux sont décrits dans les chapitre 3 et 4 et ont donné lieu à 3 publications en conférence et une publication en revue.

Toutes ces études des techniques MIMO dans le tunnel ont pris en compte uniquement le bruit gaussien. Toutefois, à partir des échantillons de bruit mesuré sur les antennes GSM-R [11], [117] a proposé une modélisation du bruit impulsif à l'aide de la distribution symétrique alpha-stable. Il a ensuite proposé des récepteurs adaptés pour le sondage de spectre en bande étroite. Ces récepteurs montrent de meilleures performances que les récepteurs basés sur l'hypothèse d'un bruit gaussien. Dans nos travaux nous avons donc aussi considéré un bruit impulsif suivant la distribution alpha stable proposée.

### 1.4.3 Positionnement et Contributions de la thèse

Les travaux concernant l'utilisation des systèmes MIMO en tunnel sont très peu nombreux. Ils concernent essentiellement des études du canal de propagation, sa caractérisation et sa modélisation. Très peu de travaux ont été publiés dans le domaine des communications numériques. Ainsi nous trouvons peu de propositions d'algorithmes de communications dans un contexte multi-antennes pour l'application d'une transmission en tunnel (cf section 1.4.2.1). Cependant, à l'inverse, la littérature qui concerne les systèmes MIMO pour des canaux corrélés est extrêmement riche. Ces études reposent en grande partie sur une modélisation théorique du canal de propagation [59]. Ainsi, dans un contexte tunnel, très peu de travaux réalisent la jonction entre les études du canal de propagation et la proposition d'algorithmes de communication MIMO. Dans cette thèse, nous nous sommes donc intéressés tout particulièrement à l'analyse des techniques MIMO précodées pour des applications de communications ferroviaires en tunnel. Les contraintes liées au contexte ferroviaire en tunnel, notamment la corrélation spatiale et le bruit impulsif, sont prises en compte dans nos travaux et leurs influences sur les performances des systèmes MIMO sont présentées. Notre objectif vise aussi à exploiter la connaissance du degré de corrélation dans le tunnel en fonction de la position du train et donc la localisation du train afin de limiter le nombre de bits à transmettre sur le lien

retour. Nous avons réalisé une chaîne de simulation complète et réaliste et nous avons évalué les performances de différents précodeurs issus de la littérature et des standards : les précodeurs max- $d_{\min}$  POSM et LTE. Nous nous sommes focalisés sur les précodeurs max- $d_{\min}$  et POSM car ils offrent des angles d'études intéressants et complémentaires :

- Ils optimisent le même critère, celui de la distance minimale, tout en fonctionnant sur des principes différents. Ceci conduit à des performances différentes et des complexités différentes.
- Ils peuvent être définis avec un lien retour quantifié sur quelques bits (7 bits dans notre étude).

Nous avons aussi étudié le précodeur préconisé dans le standard LTE du fait de son utilisation dans les normes LTE et LTE-A. Pour ce précodeur, nous avons défini deux critères de sélection qui s'appuient sur le maximum de vraisemblance et l'erreur quadratique moyenne. L'influence de la qualité et de la quantité de la CSIT a été étudiée. Les simulations ont été réalisées dans des canaux théoriques et mesurés issus des travaux menés dans le cadre du projet MOCAMIMODYN et que nous avons présentés. En outre, la caractérisation du canal de propagation MIMO dynamique en tunnel réalisée dans le cadre du projet MOCAMIMODYN a permis d'obtenir une connaissance fine des caractéristiques de l'environnement de propagation en fonction de la localisation dans le tunnel. Ainsi, dans cette thèse nous nous sommes intéressés à l'influence de la connaissance de ces caractéristiques, obtenue à l'aide de la position de l'émetteur dans le tunnel, sur la mise en œuvre des algorithmes de précodage MIMO et leurs performances. Nous avons proposé un précodeur basé sur la matrice de corrélation du canal et étudié la possibilité de supprimer le lien retour grâce à cette connaissance a priori du niveau de corrélation à l'émetteur.

Afin de prendre en compte l'effet du bruit impulsif sur la transmission et en l'absence d'expression exacte de la densité de probabilité de la loi symétrique alpha stable, nous avons suggéré une analyse qui s'appuie sur l'hypothèse de la loi de Cauchy. Cette hypothèse se justifie par la proximité entre les valeurs des paramètres de la loi modélisée dans [117] et celles des paramètres de la loi de Cauchy. Ainsi, nous avons, d'une part, proposé une borne supérieure théorique de la probabilité d'erreur du précodeur max- $d_{\min}$  dans des environnements décorrélés et corrélés en présence du bruit de Cauchy et d'autre part, nous avons présenté un récepteur optimal adapté au bruit de Cauchy que nous

évaluons en présence d'un bruit généré par la loi symétrique alpha-stable, différent de celui de Cauchy.

## 1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les caractéristiques des techniques de communication sans fil pour des applications transports guidés. Nous avons vu que dans le contexte des systèmes de métro à conduite totalement automatisée, les informations à gérer sont nombreuses, variées et de priorités différentes. Ces données de sécurité, de contrôle commande, de surveillance, de diagnostic ainsi que l'information pour les voyageurs peuvent être multiplexées et partagent souvent le même médium. Ceci entraîne une forte demande en termes de débit, de robustesse de la transmission et d'intégrité des informations transmises. Dans une deuxième partie nous avons présenté un état de l'art des techniques MIMO. Le contexte particulier des tunnels a été détaillé. Nous avons mis en évidence le lien entre le positionnement des antennes dans le tunnel et le degré de corrélation dans le tunnel. Enfin nous avons positionné nos travaux dans la littérature en rappelant les travaux existants concernant l'évaluation des performances de systèmes MIMO dans les tunnels. Les systèmes multi-antennaires, au cœur des travaux menés dans le cadre de cette thèse, sont bien adaptés à des environnements riches en multi-trajets comme ceux rencontrés lors de transmission à l'intérieur de bâtiments. Toutefois, dans un environnement en tunnel, les performances des techniques MIMO restent mitigées du fait du "guidage" de l'onde transmise. Ainsi, une solution intéressante pour améliorer les performances du système de communication sans fil en termes de débit et de fiabilité, dans les canaux dynamiques plus ou moins corrélés, repose sur l'utilisation d'algorithmes de précodage MIMO. Ces algorithmes utilisent la connaissance de l'état du canal à l'émission (Channel State Information at the Transmitter, CSIT) en vue d'adapter les données à émettre au support de transmission. Dans le cas idéal, ces algorithmes peuvent apporter un gain en matière de rapport signal sur bruit (RSB) par rapport à un système MIMO sans CSIT, typiquement un code espace-temps.

Afin de dimensionner correctement la chaîne de communications numériques, nous allons dans le chapitre qui suit, présenter les algorithmes de réception et d'émission associés aux systèmes MIMO.



## Chapitre 2

# Modélisation du système

### 2.1 Introduction

Après avoir présenté le contexte de nos travaux, nous rappelons brièvement dans la section 2.2, les caractéristiques du canal radio mobile en tunnel. Ensuite, nous rappelons la modélisation mathématique des systèmes MIMO ainsi que le principe de la décomposition en canaux propres de la matrice du canal de propagation dans la section 2.3.1. À la section 2.4, nous présentons les modèles de canaux MIMO considérés. Afin d'exploiter les caractéristiques de ces canaux MIMO, nous présentons les algorithmes de communication multi-antennes, en réception puis en émission dans les sections 2.5 et 2.6 respectivement. Enfin nous définissons dans la section 2.7 les notions de capacité pour les canaux considérés et nous en présentons quelques résultats en fonction des algorithmes d'émission étudiés.

### 2.2 Caractéristiques d'un canal radio mobile

#### 2.2.1 L'atténuation

De manière générale, lors d'une transmission radio mobile, le canal atténue la puissance du signal émis. Dans les tunnels en particulier, contrairement à la propagation en espace libre, seuls les rayons heurtant les parois du tunnel avec un angle d'incidence rasant la surface (angle d'incidence proche de  $90^\circ$ ) ne souffrent pas d'un affaiblissement trop

fort et contribuent à la totalité du champ [118]. Cette atténuation peut être accentuée par l'effet de masquage lié à une courbe ou la présence d'autres trains. Trois types d'atténuation existent :

- L'atténuation à grande échelle qui dépend principalement de la distance entre l'émetteur et le récepteur. Elle correspond à l'atténuation moyenne du signal reçu sur des distances d'une centaine de longueurs d'onde et apparaît classiquement dans le bilan de liaison d'une transmission [57].
- L'atténuation à moyenne échelle qui correspond aux variations de la puissance reçue sur des distances de l'ordre d'une dizaine de fois la longueur d'onde. Elle est provoquée principalement par les effets de masquage du signal dans le tunnel dus aux différents obstacles de l'environnement présents sur la trajectoire des ondes.
- L'atténuation à petite échelle qui correspond aux fluctuations du signal reçu sur des distances de l'ordre de la longueur d'onde. Ces variations sont dues au phénomène physique de trajets multiples [119].

### 2.2.2 Les multi-trajets

Les réflexions multiples du signal sur les parois et les diffractions sur les arêtes génèrent différents trajets, en plus d'un possible trajet direct. Les ondes subissent une variation d'amplitude, de phase et de polarisation selon le trajet qu'elles suivent. On appelle multi-trajet l'ensemble des chemins que prend le signal lors de la transmission. En réception, le signal obtenu correspond à une combinaison des ondes reçues par le biais de ces différents trajets. Le canal multi-trajets présente l'avantage majeur de permettre la communication même en l'absence de visibilité directe (Line of Sight, LOS) entre l'émetteur et le récepteur. Cependant, il peut conduire à une distorsion importante du signal reçu. En effet, les multi-trajets provoquent des fluctuations à petite échelle qui peuvent atteindre plusieurs dizaines de décibels.

### 2.2.3 La dispersion des retards

Les différentes versions du signal qui ont emprunté des trajets de propagation différents arrivent sur les antennes réceptrices avec des retards différents, des puissances atténuées et un certain décalage de phase. En réception, ces échos du signal peuvent se superposer de façon constructive ou destructive selon qu'ils sont en phase ou en opposition de

phase. Si les versions sont en phase, l'addition est constructive et on observe un gain de puissance. Au contraire, si les versions sont en opposition de phase, l'addition est destructive, ce qui provoque des évanouissements importants. On appelle dispersion des retards  $D_r$  la différence entre le plus grand et le plus court des retards ou trajets. L'expression de la dispersion des retards est donnée par la relation :

$$D_r = \sqrt{\frac{\sum_k (\tau_k - \tau_m)^2 P_k}{\sum_k P_k}} \quad \text{avec} \quad \tau_m = \frac{\sum_k \tau_k P_k}{\sum_k P_k} \quad (2.1)$$

où  $\tau_k$  et  $P_k$  sont respectivement le retard et la puissance associées au  $k^{\text{ème}}$  trajet d'une réponse impulsionnelle donnée.

Dans le domaine fréquentiel, on définit la bande de cohérence  $B_c \sim \frac{1}{D_r}$  du canal, grandeur duale de la dispersion des retards.  $B_c$  correspond à la bande de fréquence sur laquelle la fonction de transfert du canal peut être considérée comme constante. Sur cette bande de fréquences, les composantes spectrales du signal sont affectées de la même façon. Ces deux paramètres sont utilisés pour caractériser la sélectivité en fréquence d'un canal. Lorsque la bande du signal  $B_s$  est largement inférieure à la bande de cohérence,  $B_s \ll B_c$ , le canal est dit non-sélectif en fréquence. Sinon, le canal est dit sélectif en fréquence. Cela se traduit par la formation d'interférences entre symboles (IES). La sélectivité du canal a une grande influence sur les performances du système.

#### 2.2.4 L'Effet doppler

L'effet Doppler désigne le décalage apparent de la fréquence d'un signal électromagnétique provoqué par la mobilité des terminaux et/ou une variation de l'environnement. Il est proportionnel à la vitesse de déplacement ainsi qu'à la fréquence porteuse. En pratique, l'effet Doppler est caractérisé par un étalement fréquentiel  $B_m$ , correspondant à la différence entre le plus grand et le plus petit décalage en fréquence dû aux trajets multiples. Dans le domaine temporel, il traduit une variation de la réponse impulsionnelle du canal en fonction du temps. On représente par  $T_c$  le temps de cohérence du canal qui est le paramètre dual du décalage Doppler.  $T_c$  indique la durée pendant laquelle la réponse impulsionnelle du canal est considérée comme invariante. Lorsque le temps symbole  $T_s$  est largement inférieur au temps de cohérence,  $T_s \ll T_c$ , le canal est constant pendant la transmission. Le canal est dit non sélectif en temps. En revanche,

lorsque  $T_s \gg T_c$ , le canal ne peut plus être supposé constant sur une période symbole et le canal est dit sélectif en temps.

### 2.2.5 Le bruit radioélectrique

Le bruit est l'élément perturbateur majeur d'une communication numérique. Ainsi, le bruit se définit comme tout signal ne contenant pas d'information utile pour retrouver le message d'origine. Ce bruit possède une puissance et permet d'introduire un paramètre de référence : le rapport signal sur bruit (RSB) défini comme le rapport de la puissance du signal utile sur la puissance du bruit,  $RSB = \frac{P_0}{\sigma^2}$ .  $P_0$  sera défini ultérieurement (Cf 2.3.1). Un des intérêts des communications numériques est de proposer une sensibilité au bruit inférieure à celle des communications analogiques. Les sources de bruit sont multiples, en voici une liste non exhaustive :

- le bruit interne des composants (bruit thermique dû à l'activité des électrons dans les semi-conducteurs),
- le rayonnement cosmique,
- l'activité humaine comme l'émission d'autres signaux.

Le bruit est donc une valeur stochastique que ni l'émetteur ni le récepteur ne peuvent contrôler. Il est nécessaire d'attribuer un modèle statistique au bruit et celui classiquement utilisé est un bruit complexe (noté  $n$ ) blanc additif gaussien (BBAG) de valeur moyenne nulle et de variance  $\sigma_n^2$ .

### 2.2.6 Notion de diversité

La diversité est utilisée dans les systèmes de transmission sans fil pour combattre l'évanouissement à faible échelle causé par les multi-trajets et améliorer les performances globales du système. Elle traduit le fait qu'un même bit d'information fait l'expérience de plusieurs réalisations indépendantes du canal au cours de sa transmission. L'exploitation en réception des répliques indépendantes du même signal permet ainsi d'augmenter la fiabilité de la liaison. Le gain de diversité en émission s'exprime par :

$$G_d = - \lim_{RSB \rightarrow \infty} \frac{\log(P_e)}{\log(RSB)} \quad (2.2)$$

où  $P_e$  correspond à la probabilité d'erreur binaire du système.

Plusieurs techniques de diversité existent. Nous pouvons citer :

- La diversité temporelle qui s’applique pour les canaux sélectifs en temps. L’information est répétée dans le temps à intervalles plus grands que le temps de cohérence du canal (durée minimale entre deux évanouissements indépendants). La diversité temporelle est généralement utilisée avec de l’entrelacement et du codage correcteur d’erreurs.
- La diversité fréquentielle s’utilise pour les canaux sélectifs en fréquence. L’information est répétée sur une bande de fréquence plus large que la bande de cohérence du canal (espacement fréquentiel minimal entre deux fréquences affectées d’évanouissements indépendants). La diversité fréquentielle est le fondement des techniques d’étalement de spectre ou multi-porteuses .
- La diversité de polarisation consiste à utiliser des répliques d’un même signal appliquées à des antennes polarisées différemment. La solution la plus courante est l’utilisation de deux polarisations orthogonales, comme la verticale et l’horizontale ou circulaire droite et gauche ou encore plus ou moins  $45^\circ$  par exemple. Il faut que les caractéristiques de propagation des deux ondes soient différentes.
- La diversité spatiale consiste à utiliser plusieurs antennes éloignées d’au moins la distance de cohérence du canal (distance minimale pour obtenir des évanouissements indépendants). La diversité spatiale existe à l’émission et en réception. Les systèmes MIMO exploitent la diversité spatiale en considérant plusieurs antennes. Ils peuvent aussi exploiter la diversité de polarisation avec des antennes co-localisées.

Dans le premier chapitre, nous avons cité [9] qui met en évidence que la diversité de modes de propagation dans le tunnel pourra être équivalente à la diversité spatiale.

### **2.2.7 La corrélation**

La corrélation entre les antennes est un paramètre important pour les performances des systèmes MIMO. Elle traduit le degré de ressemblance moyenne entre les signaux. En effet, elle conditionne la diversité spatiale pouvant être récupérée par les antennes multiples, ainsi que le nombre de flux indépendants transmissibles sur les mêmes ressources temporelles et fréquentielles. Cette corrélation entre canaux dépend de la dispersion angulaire (l’écart entre les angles extrêmes), de l’espacement des antennes et de leur

polarisation. La corrélation entre deux canaux  $h_1$  et  $h_2$  s'exprime comme suit :

$$Cor(h_1, h_2) = E[h_1 \cdot h_2^*] \quad (2.3)$$

où  $E[\cdot]$  désigne l'espérance mathématique et l'exposant  $*$  indique la conjugaison complexe. Si on modélise  $h_1$  et  $h_2$  comme des variables aléatoires gaussiennes de moyenne nulle et de variance unité, une corrélation unité signifie que ces deux canaux sont identiques, tandis qu'une corrélation nulle signifie qu'ils sont complètement indépendants. Entre ces deux extrêmes, deux canaux peuvent être plus ou moins corrélés. En pratique, la corrélation peut être mesurée par la moyenne temporelle du produit  $h_1 \cdot h_2^*$ . Nous avons vu dans le chapitre précédent que le degré de corrélation spatiale dans les tunnels dépend entre autres, de l'ordre des modes de propagation présents dans le tunnel et donc de la position des antennes d'émission et de réception. Le degré de corrélation spatiale peut varier sur la longueur du tunnel et donc en fonction de la position du train dans le tunnel.

## 2.3 Modélisation de systèmes MIMO

Lorsque la dispersion des retards dans le canal est importante au regard de la durée du temps symbole du système de communication MIMO, les réponses impulsionnelles du canal sont représentées par plusieurs échantillons caractérisant les  $K$  trajets principaux de propagation. Le canal est dit large bande. 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  $\tau_k$  comme l'indique l'équation suivante

$$\mathbf{H}(t) = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k \cdot \delta(t - \tau_k) \quad (2.4)$$

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

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} h_{11}^k & h_{12}^k & \cdots & h_{1n_t}^k \\ h_{21}^k & h_{22}^k & \cdots & h_{2n_t}^k \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ h_{n_r1}^k & h_{n_r2}^k & \cdots & h_{n_r n_t}^k \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Lorsque la dispersion des retards est très inférieure au temps de transmission d'un symbole dans le canal de propagation, le canal est dit bande étroite, ou non sélectif en fréquence. Le canal MIMO est alors parfaitement décrit par une matrice de canal  $\mathbf{H} = \mathbf{H}_1$  de dimension  $(n_r \times n_t)$  contenant les coefficients complexes définis en bande étroite. Chaque coefficient complexe représente la somme complexe de tous les trajets reçus pour une position et un couple émetteur/récepteur donnés.

Dans le projet ANR MOCAMIMODYN, la dispersion des retards pour une transmission Wi-Fi à 2,4 GHz a été évaluée pour différentes configurations d'antennes dans un tunnel rectiligne mono-voie de section carrée, tel que défini dans [105]. Les valeurs moyennes de dispersions des retards n'excèdent pas 5 ns. Ces valeurs sont négligeables devant la durée d'un temps symbole OFDM pour un système Wi-Fi, égale à  $4\mu s$  intervalle de garde inclus, ou son équivalent en signal mono-porteuse égale à 50 ns (pour une bande de 20 MHz). Par conséquent le canal peut être considéré comme non sélectif en fréquence. Dans la suite, nous utiliserons donc la formulation bande étroite de la matrice de canal, donnée à l'équation (2.5) ainsi qu'une transmission mono-porteuse.

Le projet ANR a également permis d'estimer la sélectivité temporelle du canal à partir de la caractérisation de l'effet Doppler. Ainsi en première approximation, à 2,4 GHz et pour une vitesse de 50 km/h, la fréquence Doppler maximale est égale à 111 Hz soit un temps de cohérence égal à 9 ms. Ce temps de cohérence est à comparer à la durée d'une trame de 800 bits d'information, de l'ordre de  $40\mu s$  pour une fréquence d'échantillonnage de 20 MHz. On peut donc considérer que le canal est invariant sur la durée de transmission d'une trame. Dans la suite, nous utiliserons une modélisation statistique du canal telle

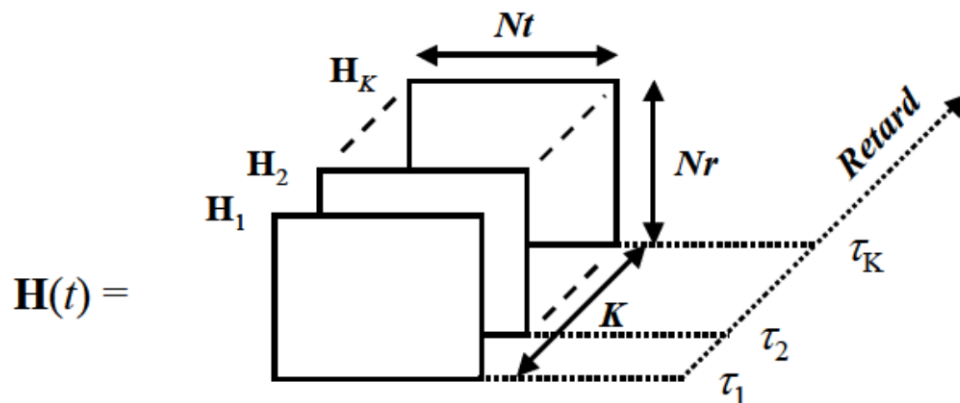


FIGURE 2.1 – Notation du canal MIMO en présence de plusieurs trajets principaux.

que définie à la section 2.4. Nous réaliserons ainsi un tirage aléatoire indépendant du canal MIMO pour chaque trame à transmettre. Ce modèle de canal peut être considéré comme un cas pire puisqu'aucune diversité temporelle ou fréquentielle n'est disponible sur la durée de transmission d'une trame.

### 2.3.1 Représentation Classique

En supposant que le canal soit invariant par bloc, c'est-à-dire invariant pendant  $N$  utilisations du canal, l'expression générale du signal reçu dans le cas d'un système MIMO constitué de  $n_t$  antennes d'émission et de  $n_r$  antennes de réception est donnée de façon matricielle par :

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{N} \quad (2.6)$$

$\mathbf{Y}$  est la matrice de réception ( $n_r \times N$ ),  $\mathbf{X}$  la matrice d'émission ( $n_t \times N$ ),  $\mathbf{H}$  la matrice de canal ( $n_r \times n_t$ ) et  $\mathbf{N}$  la matrice de bruit ( $n_r \times N$ ). Par hypothèse, le bruit complexe est supposé blanc, additif gaussien (BBAG) dans les chapitres 2 et 3. Dans le chapitre 4, nous traiterons du bruit impulsif.

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

- les matrices de canal  $\mathbf{H}$  sont normalisées de sorte que  $\text{Tr}(\mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^H) = 1$ , avec  $\cdot^H$  la transposée conjuguée. De plus, pour les canaux caractérisés expérimentalement, seules les variations rapides du signal reçu sont incluses dans la matrice  $\mathbf{H}$ .
- la puissance totale moyenne du signal émis  $\mathbf{X}$  est fixée à 1 Watt,
- la puissance du bruit  $\mathbf{N}$  est fixée à 1 Watt,
- le rapport signal sur bruit RSB correspond à la moyenne des rapports signal sur bruit observés sur l'ensemble des récepteurs (rapport signal sur bruit pour une antenne).

Cette normalisation des grandeurs permet de comparer facilement des systèmes SISO et MIMO dont le nombre d'antennes diffère. Le fait de fixer le rapport signal sur bruit  $\rho$  permet de comparer des systèmes avec la même puissance émise totale et la même densité spectrale de puissance de bruit sur chaque antenne de réception. Une telle représentation permet également de mettre en évidence uniquement les effets de gain de multiplexage et de la diversité spatiale indépendamment du gain d'antennes. L'équation régissant le



système MIMO à partir des grandeurs normalisées s'écrit :

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\text{RSB}} \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{N} \quad (2.7)$$

Le système MIMO ainsi normalisé est représenté sur la Figure 2.2.

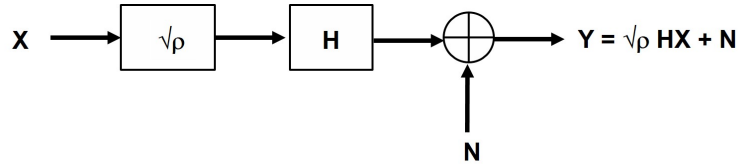


FIGURE 2.2 – Représentation normalisée du canal MIMO adopté.

### 2.3.2 Décomposition du canal en canaux propres

La représentation classique du canal repose sur une description du canal en  $(n_r \times n_t)$  canaux SISO modélisés par la matrice  $\mathbf{H}$ . La diagonalisation du système matriciel équivalent permet d'exprimer le canal comme la superposition de plusieurs canaux propres décorrelés. En effet, comme le rappelle [120], 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 [121, 122]. Le canal MIMO apparaît comme une application linéaire du signal émis  $\mathbf{X}$  vers le signal reçu  $\mathbf{Y}$ . La décomposition en valeurs singulières [123] de la matrice  $\mathbf{H}$  permet de diagonaliser le système d'équations (2.6). Cette décomposition en valeurs singulières du canal MIMO permet de diagonaliser la matrice  $\mathbf{H}$  :

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \cdot \mathbf{\Lambda} \cdot \mathbf{V}^H \quad (2.8)$$

La matrice diagonale  $\mathbf{\Lambda}$  de dimension  $(n_r \times n_t)$  contient les  $n$  valeurs singulières réelles positives ou nulles  $\lambda_i^{\frac{1}{2}}$  de la matrice de canal  $\mathbf{H}$  où les  $\lambda_i$  sont les valeurs propres de la matrice résultant du produit  $\mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^H$ . Les matrices  $\mathbf{U}$  et  $\mathbf{V}$  sont des matrices unitaires, vérifiant :

$$\mathbf{U} \cdot \mathbf{U}^H = \mathbf{I}_{n_r} \quad (2.9)$$

$$\mathbf{V} \cdot \mathbf{V}^H = \mathbf{I}_{n_t} \quad (2.10)$$

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

$$\mathbf{\Lambda} = \text{diag} \left( \lambda_1^{\frac{1}{2}}, \lambda_2^{\frac{1}{2}}, \dots, \lambda_n^{\frac{1}{2}} \right) \quad (2.11)$$

$$\lambda_1^{\frac{1}{2}} \geq \lambda_2^{\frac{1}{2}} \geq \dots \geq \lambda_n^{\frac{1}{2}} \quad (2.12)$$

$$n = \min(n_r, n_t) \quad (2.13)$$

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

$$h_{ij} = \sum_{k=1}^r \lambda_k^{\frac{1}{2}} \cdot u_{ik} \cdot v_{jk}^* \quad (2.14)$$

Comme l'illustre la figure 2.3, cette décomposition du canal en valeurs singulières permet d'assimiler le canal de propagation, constitué de  $n_r \times n_t$  canaux plus ou moins corrélés, à  $n$  canaux totalement décorrélés de coefficients de transfert  $\lambda_i^{1/2}$ . La valeur de ces coefficients dépend du degré de corrélation et du rang de la matrice de canal  $\mathbf{H}$ . Ces valeurs singulières tendent vers zéro lorsque la corrélation entre les trajets augmente. Dans la mesure où la SVD fournit une représentation équivalente du canal  $\mathbf{H}$ , les coefficients de transfert du canal ( $\lambda_k$  ou  $h_{ij}$  selon la représentation choisie) conservent la même puissance totale.

$$\sum_{k=1}^r \lambda_k = \|\mathbf{H}\|_F^2 = \sum_{i=1}^{n_r} \sum_{k=1}^{n_t} |h_{ij}|^2 = \text{Tr}(\mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^H) \quad (2.15)$$

Dans cette représentation équivalente, la décomposition montre qu'au plus  $r$  antennes virtuelles reçoivent un signal. Les autres antennes virtuelles ( $r + 1$  à  $n$ ) associées à des valeurs singulières nulles ne reçoivent que du bruit. Aussi, le nombre effectif d'antennes recevant un signal se limite à  $r$  qui est lui-même inférieur ou égal au minimum du nombre d'antennes d'émission et de réception, soit  $r \leq \min(n_t, n_r)$ . Dans le cas d'un tunnel, le nombre de canaux indépendants dépend de la position des antennes sur le train et dans le tunnel. La position des antennes conditionne l'excitation des modes de propagation et le degré de corrélation spatiale.

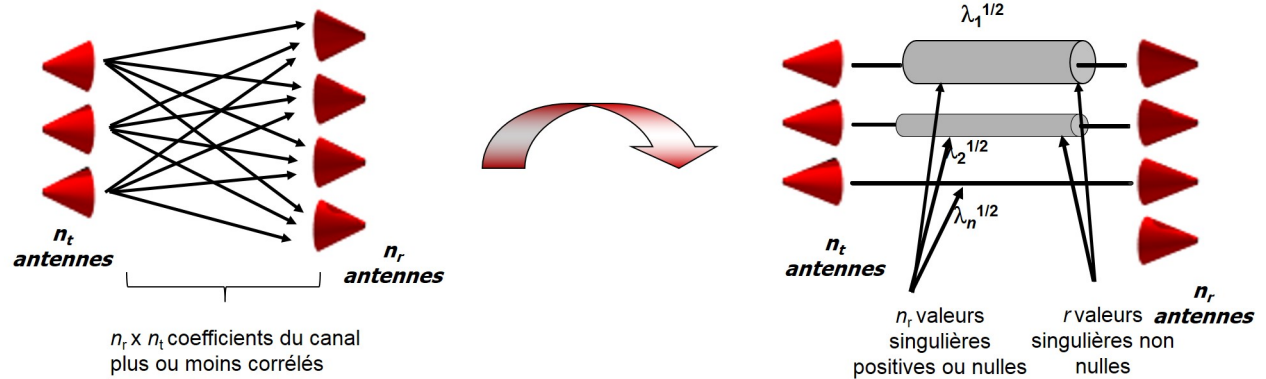


FIGURE 2.3 – Décomposition d'un canal de propagation MIMO en canaux indépendants par décomposition en valeurs singulières (à gauche : représentation classique en canaux corrélés, à droite : représentation en canaux découplés)

## 2.4 Canaux MIMO considérés

L'évaluation des nouveaux systèmes de transmission en simulation nécessite de disposer de modèles de canaux représentant le plus fidèlement possible le médium de transmission et capables de traduire les principaux phénomènes physiques influençant les performances. La modélisation des canaux MIMO est un axe de recherche très actif. De nombreux modèles existent ainsi que plusieurs classifications. Certains modèles, souvent appelés modèles physiques [124] reposent sur une description géométrique très fine des environnements de propagation. Ils 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 complexes nécessite des temps de calcul souvent importants ou de nombreuses campagnes de mesures. Dans [125], les auteurs passent en revue l'essentiel des méthodes connues en spécifiant les avantages, les inconvénients et les domaines d'applications. D'autres modèles, appelés modèles analytiques, s'attachent à décrire de façon statistique certaines propriétés du canal telle que la corrélation. [126] donne un état de l'art assez exhaustif des modèles analytiques. Ils s'affranchissent d'une description de l'environnement en exploitant 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 en général dans l'identification des distributions les mieux adaptées aux environnements considérés. Ce

choix se fait en principe à l'aide de campagnes de mesures ou de simulations de grande ampleur et par comparaison des performances des modèles entre eux.

Parmi les modèles analytiques, les plus simples à mettre en œuvre sont le modèle de Kronecker [109] et le modèle de Weichselberger [127]. Le modèle de Kronecker s'appuie sur l'hypothèse forte d'indépendance de la corrélation à l'émission et à la réception. Il est très populaire de par sa simplicité et de par la taille réduite des données à manipuler. Le modèle de Weichselberger 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 dont les éléments réels et positifs représentent le couplage de puissance moyen entre les vecteurs propres à l'émission et ceux à la réception.

Dans [97, 128] une comparaison de différents modèles est proposée afin d'évaluer leur pertinence à traduire le degré de corrélation spatiale dans le canal. Dans [1], les auteurs ont comparés les deux modèles dans les configurations de tunnels considérées dans cette thèse. Il s'avère que dans la plupart des configurations, le modèle de Kronecker donne de meilleurs résultats que le modèle de Weichselberger pour la modélisation du canal, en terme de capacité du canal, comparés aux résultats obtenus directement à partir des simulations des réponses impulsionnelles complexes par tracé de rayons 3D. C'est pour cette raison que dans la suite de cette thèse, nous considérons le modèle analytique de Kronecker, que nous décrivons rapidement dans la sous-section suivante.

### 2.4.1 Modèle de Kronecker

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 suivante :

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_H^{1/2} \mathbf{H}_w \quad (2.16)$$

où  $\mathbf{R}_H$  est la matrice de corrélation ou de covariance du canal,  $\mathbf{H}_w$  est une matrice dont les coefficients sont aléatoires, indépendants et identiquement distribués (i.i.d.) suivant une loi normale complexe centrée. Les inconvénients majeurs de cette représentation résident dans la taille des matrices à manipuler ( $(n_r \times n_t)^2$  coefficients). Ainsi certains modèles tentent de réduire la taille des matrices à manipuler et décomposent la matrice

de corrélation afin de mieux traduire l'influence de la corrélation dans l'environnement de propagation. C'est le cas du modèle de Kronecker [109]. Ce modèle repose sur une hypothèse forte qui est l'indépendance de la corrélation à l'émission et à la réception. 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  $\Sigma_t$  et à la réception  $\Sigma_r$  [109].

$$\mathbf{R}_H = \Sigma_t \otimes \Sigma_r \quad (2.17)$$

où  $\otimes$  représente le produit de Kronecker. En exploitant cette formulation dans le modèle général décrit ci-dessus, on obtient le modèle suivant :

$$\mathbf{H} = \Sigma_r^{1/2} \mathbf{H}_w \Sigma_t^{1/2} \iff \text{vec}(\mathbf{H}) = (\Sigma_r \otimes \Sigma_t)^{1/2} \cdot \text{vec}(\mathbf{H}_w) \quad (2.18)$$

avec  $\text{vec}(\cdot)$  la concaténation des colonnes d'une matrice en vecteur colonne.

Lorsque les deux matrices  $\Sigma_t$  et  $\Sigma_r$  sont proportionnelles à la matrice identité, le canal est décorrélé. Dans la suite du document, nous utilisons le modèle de Kronecker, en faisant l'hypothèse que la corrélation entre deux antennes adjacentes est donnée par la relation suivante :

$$E_h\{|h_{i,j} h_{i,j+1}^T|\} = \rho_t, \quad j \in \{1, \dots, n_{t-1}\}, \rho_t \in \mathbb{R}, 0 \leq \rho_t \leq 1 \quad (2.19)$$

De la même manière on obtient la corrélation entre deux antennes adjacentes à la réception :

$$E_h\{|h_{i,j} h_{i+1,j}^T|\} = \rho_r, \quad j \in \{1, \dots, n_{r-1}\}, \rho_r \in \mathbb{R}, 0 \leq \rho_r \leq 1 \quad (2.20)$$

Nous obtenons alors la structure générale des matrices de corrélation à l'émission et à la réception (2.21) :

$$\Sigma_{t,r} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{t,r} & \rho_{t,r}^2 & \cdots & \rho_{t,r}^{n_{t,r}-1} \\ \rho_{t,r} & 1 & \rho_{t,r} & \cdots & \rho_{t,r}^{n_{t,r}-2} \\ \rho_{t,r}^2 & \rho_{t,r} & 1 & \cdots & \rho_{t,r}^{n_{t,r}-3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{t,r}^{n_{t,r}-1} & \rho_{t,r}^{n_{t,r}-2} & \rho_{t,r}^{n_{t,r}-3} & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Dans la pratique, grâce à des mesures et des simulations [1], nous avons observé que

le canal sera peu corrélé tant que la corrélation moyenne calculée sur toute la longueur du tunnel,  $\rho_{t,r}$ , est inférieure à 0,7. Une valeur de  $\rho_{t,r}$  égale à 0,9 correspond à un canal très corrélé. La corrélation totale du canal est ici exprimée à l'aide des matrices de corrélation à l'émission et à la réception. La covariance peut être utilisée [129, 130]. Dans [131, 132], le modèle utilise les matrices de corrélation en puissance à l'émission et à la réception. La comparaison avec des mesures [132] 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 une simulation de communications entraîne une perte sur l'information de phase [97]. Pour pallier ce problème, il est proposé dans [131] 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 pour sa simplicité et la taille réduite des données à manipuler qu'il entraîne ( $n_r^2 + n_t^2$  coefficients). Cependant, il n'est valide que lorsque les directions de départ et d'arrivée des signaux sont séparables et indépendantes. Par exemple, il ne permet pas de traduire l'existence de corrélation croisée entre les deux extrémités du système. De plus, 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 ou "keyhole" [133]. Le keyhole exprime le fait qu'à un endroit du canal, tous les chemins sont corrélés et, que dès lors, la matrice de transfert est dégénérée et n'a qu'un seul degré de liberté (une seule valeur propre est non nulle). Ce cas est évidemment très négatif en termes de performances des systèmes MIMO car la matrice du canal est de rang 1. Récemment, certains auteurs [134] ont mis en évidence la notion de "keyhole" dans certains tunnels. Nous n'avons pas évalué la probabilité de présence de keyhole dans le tunnel considéré.

## 2.5 Algorithmes de réception associés aux systèmes MIMO

Dans un système MIMO, chaque antenne de réception récupère la contribution de tous les signaux émis sur les  $n_t$  antennes d'émission. Ainsi, la quantité de signaux à traiter croît avec les dimensions du système MIMO. Afin de reconnaître les symboles transmis, le récepteur peut estimer le canal directement grâce à l'insertion de séquences d'apprentissage parfois notées séquences pilotes<sup>1</sup> à l'émission ou en considérant une estimation

---

1. Séquence fixe qui ne transporte pas d'information utile et qui est connue par l'émetteur et le récepteur.

aveugle permettant la poursuite du canal. Bien que largement utilisée en pratique, l'utilisation de séquences d'apprentissage réduit le débit utile de transmission et dans le cas d'une forte mobilité, l'estimation réalisée est rapidement obsolète du fait de la variation rapide des paramètres du canal dans le temps. L'estimation à l'aveugle tente de pallier ces problèmes mais cette solution est très difficilement mise en œuvre en pratique. La problématique de l'estimation du canal est un champ de recherche très actif qui ne sera pas traité dans ce mémoire. De nombreux travaux effectués sur ce sujet dans la littérature peuvent constituer une bonne référence [135–138] pour le lecteur. Dans la suite de cette section nous présentons une liste non exhaustive des récepteurs basés sur une parfaite connaissance de l'état du canal, *Channel State Information* (CSI), en réception (CSIR).

### 2.5.1 Technique du "zero forcing-ZF"

Cette technique consiste à appliquer au vecteur reçu une matrice d'égalisation  $\mathbf{W}$ . Le critère de "zero forcing" (ZF) a pour but de garantir l'annulation des interférences en sortie de l'égaliseur. La matrice  $\mathbf{W}$  est alors égale à la pseudo inverse de la matrice de canal  $\mathbf{H}$  :

$$\mathbf{W} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \quad (2.22)$$

et le vecteur symbole décodé s'écrit :

$$\mathbf{x} = \mathbf{W} \cdot \mathbf{y} \quad (2.23)$$

Bien que simple à mettre en œuvre, cette solution reste cependant sensible au bruit. En effet, lorsque la matrice  $\mathbf{H}$  est mal conditionnée, le bruit est favorisé. Ainsi, les performances à faible rapport signal sur bruit (RSB) de ce récepteur sont fortement dégradées.

### 2.5.2 Minimisation de l'Erreur Quadratique Moyenne - MMSE

À l'instar du ZF, l'égaliseur MMSE (Minimum Mean Square Error) s'appuie sur l'inversion de la matrice du canal en cherchant à minimiser l'erreur quadratique moyenne

entre le symbole émis et le symbole estimé. La solution proposée est :

$$\mathbf{W} = \left( \mathbf{H}^H \mathbf{H} + \frac{n_t}{\text{RSB}} \right)^{-1} \mathbf{H}^H \quad (2.24)$$

Ainsi, contrairement au ZF, cet égaliseur tient compte du bruit dans l'estimation des symboles. Ce récepteur améliore les performances pour les faibles RSB. Ce récepteur est donc moins sensible au bruit que l'égaliseur ZF mais ces deux égaliseurs deviennent équivalents en l'absence de bruit.

### 2.5.3 Maximum de vraisemblance-MV

Cette méthode consiste à comparer tous les signaux pouvant être reçus aux signaux réellement reçus, afin de sélectionner le plus vraisemblable d'entre eux. En supposant que les symboles sont équiprobables et que les  $n_t$  voies parallèles sont indépendantes, l'égaliseur MV est alors optimal en termes de taux d'erreur (BER)[139]. De plus, pour un bruit gaussien, le vecteur symbole estimé est exprimé par :

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \min_x \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2 \quad (2.25)$$

La complexité de cet algorithme croît exponentiellement avec le nombre d'antennes utilisées en émission et le nombre d'états  $M$  de la modulation. En effet, le récepteur doit comparer  $M^{n_t}$  solutions possibles avec le vecteur de signaux reçus. Pour pallier le coût calculatoire trop important, l'algorithme de décodage par sphère [46] permet d'obtenir des performances semblables en diminuant la charge de calculs.

### 2.5.4 Détection souple des symboles

Le décodage de canal à entrées souples nécessite le calcul du logarithme du rapport de vraisemblance des bits émis (Log-likelihood ratio, LLR). Pour chaque vecteur reçu  $\mathbf{y}$ , le logarithme du rapport de vraisemblance pour un bit  $k$  donné, en prenant en compte sa position, est défini par :

$$\text{LLR}(k|\mathbf{y}) = \ln \frac{\text{Pr}(k=0|\mathbf{y})}{\text{Pr}(k=1|\mathbf{y})} \quad (2.26)$$

Quand la valeur absolue du LLR d'un bit est proche de zéro alors le bit est peu fiable et l'impact de sa contribution est faible au niveau de l'algorithme de décodage de canal.



En utilisant la probabilité marginale on obtient :

$$\Pr(k = 1|\mathbf{y}) = \sum_{\mathbf{x} \in \mathcal{C}_{k=1}} \Pr(\mathbf{x}|\mathbf{y}) \quad (2.27)$$

avec  $\mathcal{C}_{k=1}$  le sous-ensemble de points de la constellation  $\mathcal{C}$  de la modulation utilisée tel que le bit  $k = 1$ . À partir de la règle de Bayes et en supposant que tous les vecteurs sont équiprobables, on déduit que :

$$P(k = 1|\mathbf{y}) = \sum_{\mathbf{x} \in \mathcal{C}_{k=1}} \Pr(\mathbf{y}|\mathbf{x}) \cdot \Pr(\mathbf{x}) \quad (2.28)$$

L'expression  $P(\mathbf{y}|\mathbf{x})$  dépend de la nature du bruit. Pour le bruit complexe gaussien l'équation (2.28) devient :

$$LLR_{gaussien}(k|\mathbf{y}) = \ln \frac{\sum_{\mathbf{x} \in \mathcal{C}_{k=0}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2\right)}{\sum_{\mathbf{x} \in \mathcal{C}_{k=1}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2\right)} \quad (2.29)$$

où  $\sigma^2$  correspond à la variance du bruit.

## 2.6 Algorithmes d'émissions associés aux systèmes MIMO

Redéfinissons le modèle du système en mettant l'accent sur les techniques d'émission évoquées dans le chapitre 1. Pour cela, nous introduisons dans l'équation (2.6) la matrice de pré-traitement  $\mathbf{F}$  ( $n_t \times b$ ),  $b$  étant le nombre de voies. Pour la simplicité des calculs, nous considérons un unique vecteur symbole en émission ( $N = 1$ ). Le modèle du système devient alors :

$$\mathbf{y} = \sqrt{\text{RSB}} \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{F} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.30)$$

où  $\mathbf{y}$ ,  $\mathbf{H}$ ,  $\mathbf{n}$  sont respectivement le vecteur de réception, la matrice de canal et le vecteur de bruit. Le vecteur d'émission  $\mathbf{x}$  de matrice de covariance  $\mathbf{Q}$  ( $n_t \times n_t$ ), est tel que :

$$\begin{aligned} \mathbf{Q} &= E[\mathbf{x}\mathbf{x}^H] \\ &= \mathbf{I}_{n_t} \end{aligned} \quad (2.31)$$

La matrice  $\mathbf{F}$  de matrice de covariance  $\mathbf{R}_{\mathbf{F}\mathbf{F}}$  intègre les différents algorithmes d'émission du système MIMO (cf Chapitre 1) et correspond à :

- La matrice identité  $\mathbf{I}_{n_t}$ , pour le multiplexage spatial.
- Au code espace-temps  $\mathbf{C}$ , pour le codage spatio-temporel.
- Une matrice de précodage, pour les systèmes MIMO précodés.

Ces différents cas de figures seront passés en revue dans la suite.

### 2.6.1 Multiplexage Spatial

Dans ce cas, différents symboles sont transmis sur chaque antenne émettrice à chaque temps symbole afin d'augmenter le débit<sup>2</sup> par rapport à un système SISO. Le rendement est dans ce cas égal à  $n_t$ . En pratique, il faut que les trajets à évanouissement soient indépendants autrement dit que l'espacement entre les antennes soit suffisamment grand pour que les signaux soient décorrélés. Dans ce cas la maximisation du débit d'information sur un canal MIMO dépend essentiellement de la valeur minimale entre le nombre d'antennes à l'émission et celui à la réception,  $\min(n_t, n_r)$ . Plusieurs métriques ont été proposées dans la littérature pour détecter le potentiel de multiplexage d'un canal : Le rang de la matrice [57], le conditionnement de la matrice [57], la richesse de canal [140], l'ellipticité [141], le critère de la valeur singulière [142], l'EDOF ("effective degree of freedom") [143]. Toutefois le multiplexage spatial ne tire pas profit de la diversité offerte par un système MIMO en émission.

### 2.6.2 Codage spatio-temporel

Le code  $\mathbf{C}$  crée une redondance des symboles sur les antennes émettrices dans l'espace et dans le temps. Ceci entraîne un gain de diversité résultant des trajets multiples rencontrés par les copies du même symbole. Cependant cette redondance peut générer une diminution du rendement. Le célèbre code proposé par Alamouti,  $\mathbf{C}_{al}$ , est le suivant :

$$\mathbf{C}_{al} = \begin{pmatrix} s_0 & -s_1^* \\ s_1 & s_0^* \end{pmatrix} \quad (2.32)$$

---

2. le débit représente la quantité d'information transmise par seconde. L'information binaire est représentée par le « bit » (contraction de binary digit) et le débit binaire s'exprime en bit/s.

avec  $s_0$  et  $s_1$  deux symboles d'information. Ce code présente la propriété d'être orthogonal car on a :

$$\mathbf{C}_{al}\mathbf{C}_{al}^H = (|s_0|^2 + |s_1|^2) \cdot \mathbf{I}_2 \quad (2.33)$$

La propriété d'orthogonalité d'un code rend son décodage linéaire et donc peu complexe. Ainsi, un simple détecteur symbole à symbole permet de retrouver les symboles transmis. Toutefois la puissance du signal émis (sur les deux temps-symboles) est doublée :

$$E[\mathbf{C}_{al}\mathbf{C}_{al}^H] = E[\mathbf{C}_{al}^H\mathbf{C}_{al}] = 2\mathbf{I}_2 \text{ avec } E[|s_i|^2] = 1 \quad (2.34)$$

Le signal reçu s'écrit de la manière suivante :

$$\mathbf{Y} = \sqrt{P_E/2}\mathbf{H}\mathbf{C}_{al} + \mathbf{N} \quad (2.35)$$

où la constante  $\sqrt{P_E/2}$  permet de respecter la contrainte de puissance totale moyenne émise  $P_E$  sur toutes les antennes pendant un temps symbole. Le code  $\mathbf{C}_{al}$  atteint une diversité maximale,  $2 \times n_r$  et un rendement unitaire, équivalent au système SISO. Ce rendement est toutefois égal à la moitié de celui du multiplexage spatial, ce qui induit une perte de débit.

### 2.6.3 Précodage

Le précodage est donc le traitement qui va utiliser l'information sur le canal à l'émission (CSIT) en traitant le signal avant sa transmission dans le canal de propagation afin de compenser les déformations introduites par le canal. Il est commun d'associer à la matrice  $\mathbf{F}$  de précodage, un décodeur associé  $\mathbf{G}$  qui participe à l'optimisation du système global. Le schéma synoptique donné sur la Figure 2.4 fait apparaître le positionnement du précodeur  $\mathbf{F}$  et du décodeur associé  $\mathbf{G}$  dans la chaîne de transmission multi-antennes. L'équation matricielle du modèle devient :

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}\mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{x} + \mathbf{G}\mathbf{n} \quad (2.36)$$

avec  $\mathbf{s}$  ( $b \times 1$ ) le vecteur symbole à émettre,  $\mathbf{F}$  ( $n_t \times b$ ) la matrice de précodage, et  $\mathbf{G}$  ( $b \times n_r$ ) la matrice de décodage. Afin de simplifier l'optimisation, les matrices de

précodage et décodage peuvent être décomposées sous la forme :

$$\mathbf{F} = \mathbf{F}_v \mathbf{F}_d \text{ et } \mathbf{G} = \mathbf{G}_d \mathbf{G}_v \quad (2.37)$$

Le problème se découpe maintenant en deux : le couple  $(\mathbf{F}_v, \mathbf{G}_v)$  permet d'obtenir un canal virtuel diagonal  $\mathbf{H}_v$  pendant que le couple  $(\mathbf{F}_d, \mathbf{G}_d)$  optimise le critère voulu mais en considérant un canal diagonal de dimension contrôlée correspondant à  $b$  voies avec un bruit blanc.

En boucle fermée, la CSIT est supposée connue en émission grâce à l'utilisation d'un lien retour. Les performances de transmission des systèmes précodés dépendent de la qualité de cette information. La CSIT peut prendre plusieurs formes allant de la matrice instantanée du canal  $\mathbf{H}$  (CSIT complète) à un paramètre représentant la distribution statistique de cette matrice (CSIT partielle). Contrairement à la CSIT partielle, l'utilisation de la CSIT complète permet de suivre les fluctuations plus ou moins rapides du canal de propagation et offre de meilleurs résultats en termes d'adaptation au canal. Toutefois, ce gain se fait au prix d'une consommation supplémentaire du débit utile et d'une augmentation de la fréquence d'envoi dans un contexte de forte mobilité. Les erreurs constituent un autre facteur important jouant sur la qualité de la CSIT. Elles sont le résultat d'une mauvaise estimation du canal en réception, de la présence de bruit sur le lien retour et des retards de transmission qui rendent la CSIT obsolète. Par conséquent nous adopterons la classification suivante pour la CSIT :

- La CSIT parfaite : La CSIT est considérée complète et sans erreur. Nous considérons dans la suite de ce chapitre une CSIT parfaite.
- La CSIT imparfaite : Dans ce cas, la CSIT est soit complète mais erronée, soit partielle mais sans erreur ou encore partielle et erronée. (cf. Chapitre 3.)

Cette section introduit les différents algorithmes MIMO en boucle fermée ou précodeurs.

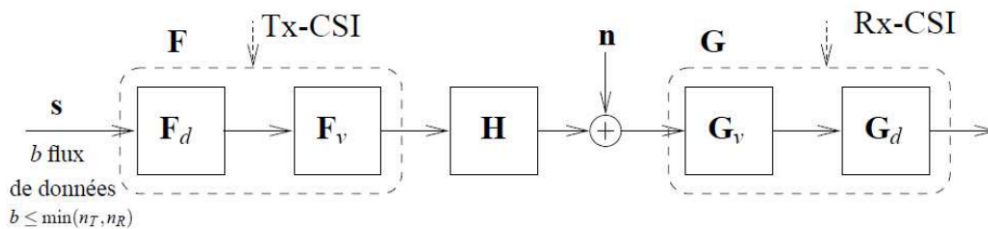


FIGURE 2.4 – Schéma bloc d'un système précodé.

### 2.6.3.1 Précodeurs diagonaux

La plupart des travaux existants dans la littérature considèrent des précodeurs diagonaux [67, 144], dont le principe général est de combiner les symboles à émettre et de répartir la puissance sur les antennes selon une stratégie bien précise. Ainsi le canal est diagonalisé via des transformations le plus souvent linéaires telles que la décomposition en valeurs singulières (SVD). Le précodeur agit alors comme un pré-filtrage spatial sélectionnant les modes spatiaux virtuels correspondant aux modes propres de la décomposition. À la réception, un décodeur également linéaire, traite les données reçues. La littérature propose de nombreux précodeurs diagonaux dont la différence réside dans l'algorithme d'allocation de puissances utilisé. En effet, plusieurs critères peuvent être choisis selon le paramètre que l'on veut optimiser. On trouve ainsi les algorithmes basés sur les critères suivants [144] :

- Maximisation de la capacité (Waterfilling, WF) ;
- Minimisation de l'erreur quadratique moyenne (EQMM) ;
- Maximisation de la valeur singulière minimale ( $\max\text{-}\lambda_{\min}$ ) ;
- Maximisation de la distance euclidienne minimale ( $\max\text{-}d_{\min}$ ) ;
- Maximisation du rapport signal à bruit ( $\max\text{-SNR}$ ).

Le précodage diagonal peut donc se résumer en deux étapes qui sont la diagonalisation du canal et l'allocation de puissance à travers les modes propres. Dans le cas d'une CSI parfaite, la diagonalisation est obtenue à l'aide d'une décomposition SVD effectuée sur la matrice de canal estimée. On obtient alors  $\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^H$ , avec  $\mathbf{U}$  et  $\mathbf{V}$  deux matrices unitaires et  $\mathbf{\Lambda}$  une matrice diagonale contenant les valeurs singulières de  $\mathbf{H}$ . Afin de pouvoir émettre sur des modes propres indépendants et parallèles, il est nécessaire et suffisant de choisir :

$$\mathbf{F} = \mathbf{V} \text{ et } \mathbf{G} = \mathbf{U}^H \quad (2.38)$$

Dans le but d'obtenir le précodeur optimal selon un critère d'optimisation choisi, on ajoute en plus un bloc d'allocation de puissance  $\mathbf{F}_{opt} = \mathbf{V}\mathbf{\Psi}$ , avec  $\mathbf{\Psi}$  la matrice diagonale d'allocation de puissances.

### 2.6.3.2 Le précodeur POSM

Le principe du précodeur OSM proposé par [75] est différent de celui des précodeurs précédents qui cherchent à diagonaliser le canal. Le précodeur OSM utilise le concept

d'orthogonalisation des flux pour émettre des données orthogonales entre elles et ainsi annuler les interférences dues au canal MIMO. Ce principe se fonde sur des transformations algébriques telles que la similitude et la représentation en valeur réelle permettant de changer d'espace de visualisation à l'aide de rotations. Le précodeur représenté en émission est alors une matrice de rotation qui code les symboles de la manière suivante

$$\mathcal{F}(\mathbf{x}, \theta_0) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta_0} \end{bmatrix} \mathbf{s}(\mathbf{x}) \quad (2.39)$$

avec  $\theta_0$  l'angle de rotation et  $\mathbf{s}(\mathbf{x})$  est défini par :

$$\mathbf{s}(\mathbf{x}) \triangleq \begin{bmatrix} \mathcal{R}[x_1] + j\mathcal{R}[x_2] \\ \mathcal{I}[x_1] + j\mathcal{I}[x_2] \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Ainsi, le précodeur permet de rendre les flux orthogonaux et de ce fait la complexité du récepteur MV est réduite car le décodage des symboles s'effectue indépendamment. L'équation dans la nouvelle base réelle est donc :

$$\dot{\mathbf{y}} = \begin{bmatrix} \mathcal{R}[\mathbf{y}] \\ \mathcal{I}[\mathbf{y}] \end{bmatrix} = \dot{\mathbf{H}}\mathcal{F}(\mathbf{x}, \theta_0) + \dot{\mathbf{n}} \quad (2.41)$$

$$= \begin{bmatrix} \mathcal{R}[\mathbf{H}_{\theta_0}] & -\mathcal{I}[\mathbf{H}_{\theta_0}] \\ \mathcal{I}[\mathbf{H}_{\theta_0}] & \mathcal{R}[\mathbf{H}_{\theta_0}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathcal{R}[\mathbf{s}(\mathbf{x})] \\ \mathcal{I}[\mathbf{s}(\mathbf{x})] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathcal{R}[\mathbf{n}] \\ \mathcal{I}[\mathbf{n}] \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

$$= \dot{\mathbf{H}}_{\theta_0} \dot{\mathbf{s}}(\mathbf{x}) + \dot{\mathbf{n}} \quad (2.43)$$

$$= \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{h}}_1^\theta & \dot{\mathbf{h}}_2^\theta & \dot{\mathbf{h}}_3^\theta & \dot{\mathbf{h}}_4^\theta \end{bmatrix} \dot{\mathbf{s}}(\mathbf{x}) + \dot{\mathbf{n}} \quad (2.44)$$

où le vecteur colonne réel  $\dot{\mathbf{h}}_j^\theta$  de taille  $2n_r$  représente la  $j^{\text{ème}}$  colonne du canal effectif  $\dot{\mathbf{H}}_{\theta}$ . À partir de la nouvelle représentation du système (2.44), on peut vérifier facilement que :

- $\dot{\mathbf{h}}_1^\theta \perp \dot{\mathbf{h}}_2^\theta$  et  $\dot{\mathbf{h}}_3^\theta \perp \dot{\mathbf{h}}_4^\theta$
- $\|\dot{\mathbf{h}}_1^\theta\| = \|\dot{\mathbf{h}}_3^\theta\|$  et  $\|\dot{\mathbf{h}}_2^\theta\| = \|\dot{\mathbf{h}}_4^\theta\|$
- $\dot{\mathbf{h}}_1^\theta \cdot \dot{\mathbf{h}}_2^\theta = \dot{\mathbf{h}}_3^\theta \cdot \dot{\mathbf{h}}_4^\theta$

L'angle de rotation  $\theta_0$  est choisi pour obtenir l'orthogonalité entre  $(\dot{\mathbf{h}}_1^\theta, \dot{\mathbf{h}}_4^\theta)$  et  $(\dot{\mathbf{h}}_2^\theta, \dot{\mathbf{h}}_3^\theta)$ . Après quelques manipulations mathématiques l'angle est donné par :

$$\theta_0 = \tan^{-1} \frac{B}{A} \pm \frac{\pi}{2} \quad (2.45)$$

avec  $A = \sum_{m=1}^{n_r} |h_{m1}| |h_{m2}| \sin(\angle h_{m2} - \angle h_{m1})$  et  $B = \sum_{m=1}^{n_r} |h_{m1}| |h_{m2}| \cos(\angle h_{m2} - \angle h_{m1})$ .

Par ailleurs, la liaison retour reste à faible débit puisqu'au lieu de transmettre la matrice de canal, on transmet un angle de rotation. Ainsi, pour un système MIMO  $2 \times 2$  le récepteur envoie une valeur réelle au niveau de l'émetteur. Pour un nombre d'antennes à l'émission supérieur à deux ( $n_t > 2$ ), une sélection d'antennes est obligatoire. Les gains du canal qui correspondent aux composantes en phase et en quadrature sont toujours différents. De ce fait le gain du canal le plus faible peut dégrader les performances du système. Motivé par cette observation, [76] a proposé une amélioration du précodeur OSM basé sur le critère de la maximisation de la distance minimale,  $d_{\min}$ . Cette amélioration est conçue pour contrôler le gain du canal associé aux différents symboles tout en préservant l'orthogonalité. Ainsi, la nouvelle matrice de précodage peut s'écrire :

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{\theta_1} & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_{\theta_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{D} & 0 \\ 0 & \mathbf{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{\theta_2} & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_{\theta_2} \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

$$\text{avec } \mathbf{R}_{\theta_1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & -\sin \theta_1 \\ \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix}, \mathbf{D} = \begin{bmatrix} p & 0 \\ 0 & \sqrt{2-p^2} \end{bmatrix}, \mathbf{R}_{\theta_2} = \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & -\sin \theta_2 \\ \sin \theta_2 & \cos \theta_2 \end{bmatrix}$$

L'équation du système devient alors :

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_{\theta_0} \mathbf{F} \dot{\mathbf{s}}(\mathbf{x}) + \mathbf{n} \quad (2.47)$$

La recherche du précodeur optimal est difficile car elle nécessite une optimisation conjointe des trois paramètres  $\theta_1$ ,  $\theta_2$  et  $p$ . [76] a donc proposé une version sous optimale en préfixant  $\theta_1$ . Par simulation, [76] montre que cette version, bien que sous-optimale, donne des résultats proches du précodeur optimal en termes de maximisation de la distance minimale.

### 2.6.3.3 Le précodeur max- $d_{\min}$

Le principe de ce précodeur est de maximiser la distance minimale de la constellation de réception [68, 69]. La distance euclidienne minimale a un rôle déterminant lorsque le récepteur s'appuie sur le critère du maximum de vraisemblance [145] agissant directement sur la probabilité d'erreur. En effet, plus deux points de la constellation de réception sont proches, plus la probabilité de se tromper entre eux est grande. Ainsi, le précodeur

max- $d_{\min}$  cherche à modifier les géométries des constellations de réception afin de maximiser la distance minimale entre les points de la constellation. Le précodeur max- $d_{\min}$  n'est plus diagonal et c'est le signal complexe qui est important et non plus le module. La distance minimale, notée  $d_{\min}$  est définie par :

$$d_{\min} = \min_{\mathbf{s}, \mathbf{x} \in \mathcal{C}^b, \mathbf{s} \neq \mathbf{x}} \|\mathbf{H}_v \mathbf{F}_d (\mathbf{s} - \mathbf{x})\| \quad (2.48)$$

L'optimisation du précodeur est alors définie par :

$$\mathbf{F}_d = \min_{\mathbf{F}'_d} \|\mathbf{H}_v \mathbf{F}'_d (\mathbf{s}_k - \mathbf{x}_l)\|^2 \text{ avec } \|\mathbf{F}_d\|_F^2 = P_0 \quad (2.49)$$

L'optimisation prend en compte  $d_{\min}$  qui s'écrit analytiquement de manière rigoureuse contrairement à d'autres études où des approximations permettent des simplifications. L'expression de la distance prend en compte plusieurs paramètres : le canal de transmission  $\mathbf{H}_v$ , la modulation numérique et le nombre de voies  $b$ . Les solutions trouvées sont données pour  $b = 2$  voies et pour les modulations BPSK, MAQ-4 et MAQ-16 [68]. Une extension sous-optimale de max- $d_{\min}$  pour un nombre pair de voies ( $b \geq 4$ ) a aussi été proposée dans [144]. Ces solutions dépendent uniquement d'un paramètre  $\gamma$  et sont obtenues grâce à un changement de variable des deux valeurs propres du canal notées  $\sigma_1$  et  $\sigma_2$ . Ce changement de variables qui correspond en fait à un changement de coordonnées cartésiennes en coordonnées polaires est exprimé par :

$$\begin{cases} \sigma_1 = \rho \cos \gamma \\ \sigma_2 = \rho \sin \gamma \end{cases} \iff \begin{cases} \gamma = \arctan \frac{\sigma_1}{\sigma_2} \\ \rho = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2} \end{cases} \quad (2.50)$$

Le canal virtuel peut alors s'écrire :

$$\mathbf{H}_v = \begin{bmatrix} \sigma_1 & 0 \\ 0 & \sigma_2 \end{bmatrix} = \rho \begin{bmatrix} \cos \gamma & 0 \\ 0 & \sin \gamma \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

où  $\rho$  agit comme un gain sur toute la chaîne et  $\gamma \in [0, \frac{\pi}{4}]$  est un angle caractéristique du canal  $\mathbf{H}_v$  et permet de connaître le niveau de conditionnement de la matrice du canal. En effet, une valeur de  $\gamma$  proche de 0 indique que la voie 1 est fortement privilégiée (la matrice est mal conditionnée), tandis qu'une valeur proche de  $\frac{\pi}{4}$  signifie que la matrice



est bien conditionnée (les deux voies sont équivalentes). De plus, cette notation fait apparaître  $\rho$  comme un facteur d'échelle de la distance minimale et n'intervient en rien dans l'optimisation (2.49). Cette dernière ne dépend alors que du paramètre  $\gamma$  permettant une simplification notable dans la détermination de la solution. Nous donnons ici la matrice de précodage  $\mathbf{F}_d$  pour une modulation MAQ-4, cette solution est relativement simple avec deux formes de précodeur [68] :

$$\mathbf{F}_d = \mathbf{F}_{r_1} = \sqrt{P_0} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3+\sqrt{3}}{3}} & \sqrt{\frac{3+\sqrt{3}}{3}} e^{j\frac{\pi}{12}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{Si } 0 \leq \gamma \leq \gamma_0 \quad (2.52)$$

$$\mathbf{F}_d = \mathbf{F}_{octa} = \sqrt{\frac{P_0}{2}} \begin{bmatrix} \cos \varphi & 0 \\ 0 & \sin \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{\pi}{4}} \\ -1 & e^{j\frac{\pi}{12}} \end{bmatrix} \quad \text{Si } \gamma_0 \leq \gamma \leq \frac{\pi}{4} \quad (2.53)$$

où

$$\begin{cases} \varphi = \arctan \frac{\sqrt{2}-1}{\tan \gamma} \\ \gamma_0 = \arctan \sqrt{\frac{3\sqrt{3}-2\sqrt{6}+2\sqrt{2}-3}{3\sqrt{3}-2\sqrt{6}+1}} \simeq 17.28^\circ \end{cases} \quad (2.54)$$

Le précodeur max- $d_{\min}$  prend la matrice  $\mathbf{F}_{r_1}$  qui favorise une seule voie pour des valeurs de  $\gamma$  inférieures à  $17.28^\circ$ . Le précodeur choisit alors de mélanger les deux symboles et de les transmettre uniquement sur la meilleure voie. Ce cas de figure se présente lorsque l'écart entre les deux valeurs propres est grand. Dans le cas contraire, c'est à dire pour des valeurs de  $\gamma$  supérieures à  $17.28^\circ$ , le précodeur max- $d_{\min}$  utilise les deux voies à travers la matrice de précodage  $\mathbf{F}_{octa}$  pour transmettre les deux symboles. La solution pour la MAQ-16 détaillée dans [146] conduit à 4 formes différentes de précodeurs.

## 2.7 Capacité des systèmes MIMO précodés

La capacité, notée  $C$  et exprimée en bit/s/Hz, a été introduite par Shannon [147] pour un canal SISO corrompu par un bruit blanc additif gaussien (BBAG). Elle correspond à la quantité maximale d'information pouvant être transmise dans le canal de propagation sans erreur. Au delà de cette capacité, la probabilité d'erreur est nécessairement supérieure à zéro, quel que soit le code utilisé à l'émission. La capacité constitue ainsi

une limite fondamentale de la communication. Ces travaux ont été étendus aux systèmes MIMO dans [29]. Plusieurs expressions de la capacité peuvent être considérées en fonction du comportement du canal durant la transmission :

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

Dans la suite nous nous intéressons au calcul de la capacité d'un canal de transmission MIMO pour les différents cas ci-dessus.

### 2.7.1 Capacité instantanée

Pour des signaux d'entrée qui suivent une distribution complexe gaussienne, la capacité du canal MIMO est définie par [29, 148] :

$$C = \max_{\mathbf{F}} \log_2 \left( \det \left( \mathbf{I}_n + \frac{\text{RSB}}{n_t} \mathbf{M} \right) \right) \quad (2.55)$$

où  $\mathbf{I}_n$  est la matrice identité de taille  $n \times n$  avec  $n = \min(n_r, n_t)$  et  $\mathbf{M}$  est une matrice  $n \times n$  de la forme :

$$\mathbf{M} = \begin{cases} \mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{F}^H\mathbf{H}^H & \text{si } n_r \leq n_t \\ \mathbf{F}\mathbf{F}^H\mathbf{H}^H\mathbf{H} & \text{si } n_r > n_t \end{cases} \quad (2.56)$$

Le passage de l'une à l'autre des formules se fait en appliquant la règle de l'identité du déterminant  $\det(I + XY) = \det(I + YX)$ .

### 2.7.2 Capacité ergodique

Le canal fluctuant de façon aléatoire, la capacité instantanée est aussi une variable aléatoire. Nous définissons la capacité moyenne comme l'espérance de la capacité. L'équation

(2.55) devient alors :

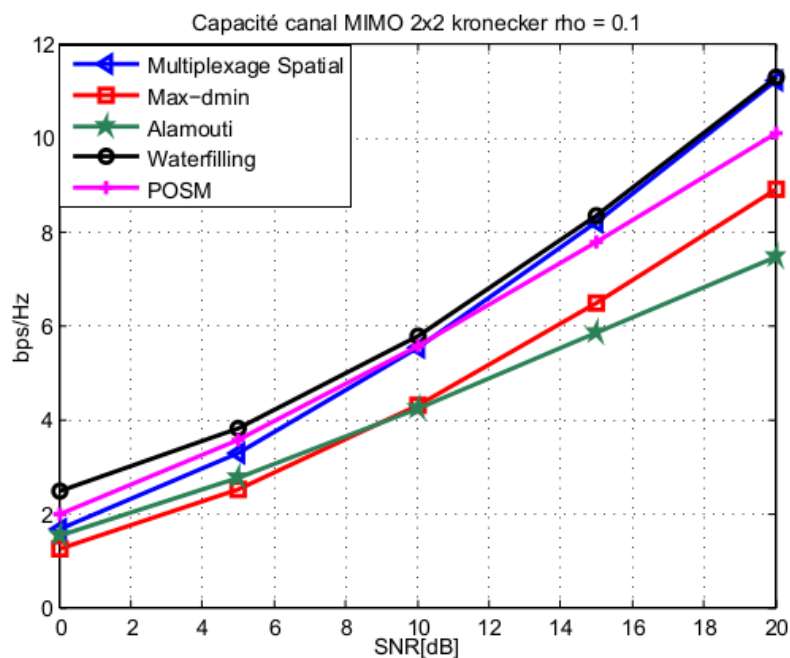
$$C = E_{\mathbf{H}} \left[ \log_2 \left( \det \left( \mathbf{I}_n + \frac{\rho}{n_t} \mathbf{M} \right) \right) \right] \quad (2.57)$$

Hormis la technique d'émission, la capacité du canal dépend fortement de deux paramètres : la nature du canal de propagation (degré de corrélation spatiale dans le canal) et le nombre d'antennes à l'émission et à la réception, qui sont deux paramètres qui conditionnent le rang  $r$  de la matrice du canal MIMO. Cette dépendance est illustrée sur les figures 2.5 et 2.6. Les figures 2.5 et 2.6 présentent les courbes de capacité ergodique des systèmes MIMO sans CSIT (multiplexage spatial et OSTBC) et des systèmes MIMO précodés (*Waterfilling*,  $\max\text{-}d_{\min}$ , POSM) dans un canal de Kronecker pour MIMO  $2 \times 2$  et  $4 \times 4$ . On vérifie bien que l'utilisation de codes espace-temps provoque une perte de capacité comparée à la capacité optimale que l'on devrait atteindre avec un système MIMO précodé *Waterfilling*. Cette perte de capacité dépend du rendement du code. L'utilisation de la CSIT pour le précodeur  $\max\text{-}d_{\min}$  ne permet pas d'atteindre un gain de capacité par rapport à une transmission sans connaissance du canal à l'émission. Au contraire, il se révèle être sous-optimal en termes de capacité, tout comme les codes espaces-temps. Rappelons toutefois que l'objectif principal du précodeur  $\max\text{-}d_{\min}$  est la diminution du TEB à travers la minimisation de la distance minimale entre les points de la constellation en réception. Notons enfin que la présence de la corrélation dégrade considérablement les performances de toutes les techniques utilisées.

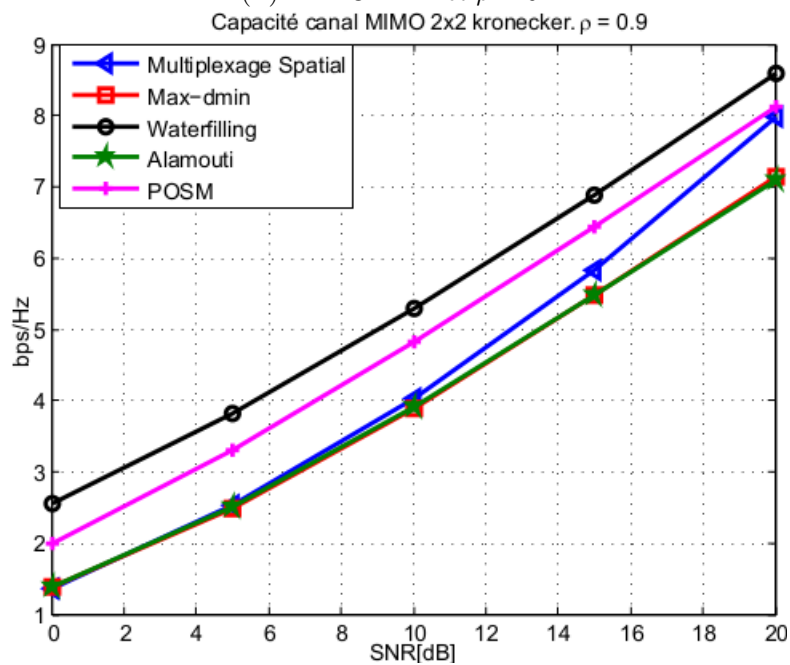
### 2.7.3 Capacité de coupure

La capacité moyenne s'apparente au débit moyen qu'il serait théoriquement possible d'atteindre sur le canal. Lorsque le canal présente des évanouissements profonds, la capacité fluctue fortement autour de sa valeur moyenne. Il faudrait abaisser le débit pendant les phases d'évanouissements profonds, et inversement l'augmenter lors des phases plus favorables pour tenter d'atteindre le débit théorique maximal. En pratique, de nombreux systèmes fonctionnent à débit constant. La présence d'évanouissements profonds se traduit par une perte d'information et donc par un affaiblissement du débit effectif, et la capacité au sens strict (sens de Shannon) est toujours nulle du fait de l'impossibilité de garantir la transmission de l'information avec un taux d'erreur arbitrairement bas.

Pour ce type de canaux, la notion de capacité de coupure a été introduite  $C_{out}(\varepsilon)$  (ou  $C_\varepsilon$ ) associée à une probabilité de coupure  $P_{out}(R)$  inférieure à une valeur seuil  $\varepsilon$ . Cette

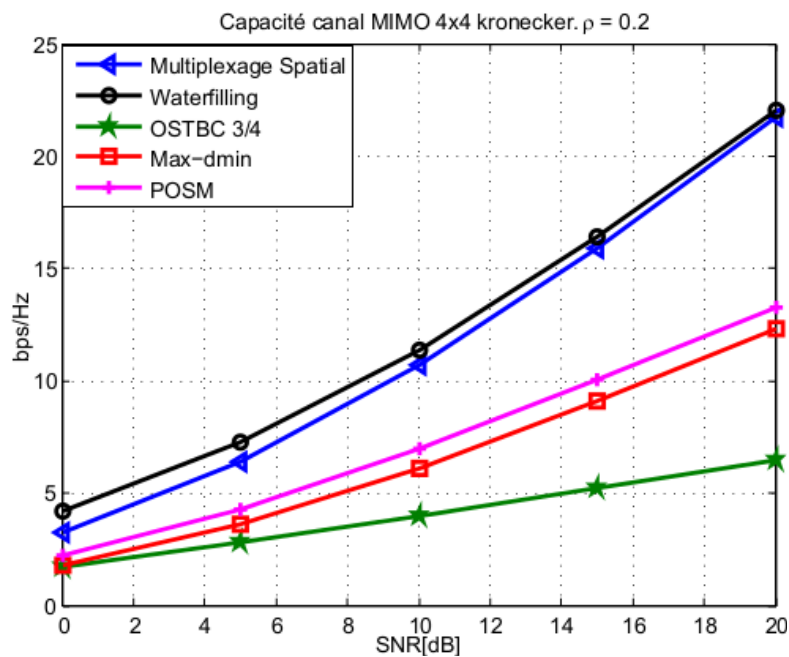


(A) MIMO  $2 \times 2$  et  $\rho = 0.1$

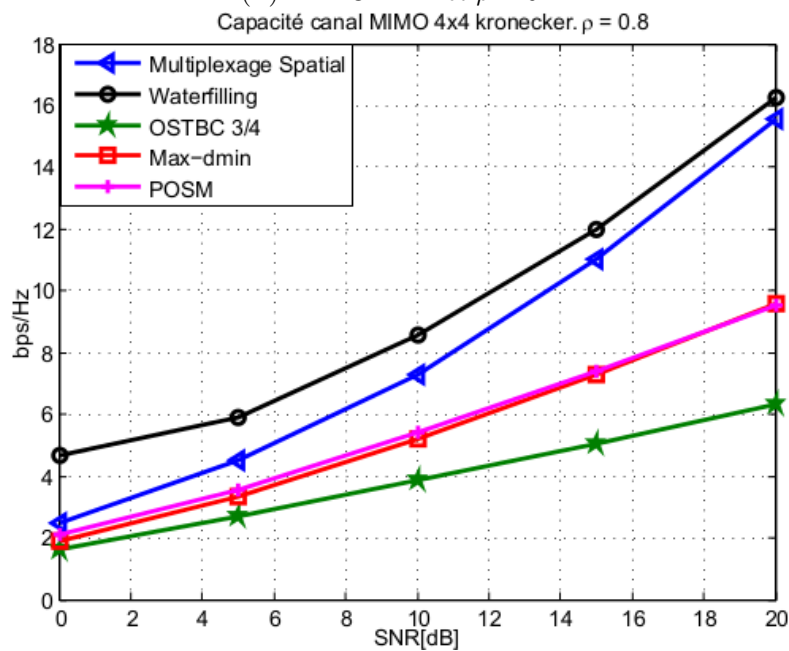


(B) MIMO  $2 \times 2$  et  $\rho = 0.9$

FIGURE 2.5 – Capacité d'un canal MIMO ( $2 \times 2$ ) de Kronecker ( $\rho = \{0.1, 0.9\}$ ) pour différentes techniques d'émissions : *Waterfilling*, POSM,  $\max-d_{\min}$  et Multiplexage spatial



(A) MIMO  $4 \times 4$  et  $\rho = 0.2$



(B) MIMO  $4 \times 4$  et  $\rho = 0.8$

FIGURE 2.6 – Capacité d'un canal MIMO ( $4 \times 4$ ) de Kronecker ( $\rho = \{0.2, 0.8\}$ ) pour différentes techniques d'émissions : *Waterfilling*, POSM,  $\max-d_{\min}$  et Multiplexage spatial

mesure est fréquemment utilisée dans le domaine des radiocommunications mobiles, elle permet d'associer un taux de confiance au débit d'information que l'on peut atteindre. La probabilité de coupure d'un système MIMO est donnée par l'équation

$$P_{out}(C_\varepsilon) = \text{Prob}[C_{MIMO} \leq C_\varepsilon]$$

$$= \text{Prob}\left[E\left[\log_2\left(\det\left(\mathbf{I}_n + \frac{\rho}{n_t}\mathbf{M}\right)\right)\right] \leq C_\varepsilon\right] \quad (2.58)$$

$$(2.59)$$

## 2.8 Conclusion

Ce chapitre a présenté la modélisation du système de transmission multi-antennes en tunnel. Dans cet environnement confiné, la propagation des ondes radioélectriques dépend essentiellement de la nature, des dimensions et de la géométrie des parois du tunnel. Si les dimensions du tunnel sont grandes devant la longueur d'onde, le tunnel est considéré comme un guide d'ondes surdimensionné et la propagation est donc une propagation multi-modes en présence de modes hybrides  $\text{EH}_{mn}$  où  $m$  et  $n$  sont des entiers qui représentent l'ordre des modes. Ces modes peuvent être polarisés verticalement ou horizontalement. Ils subissent des réflexions et des diffractions multiples. Des effets de masques sont également constatés lorsque d'autres trains se trouvent dans le tunnel ou lorsqu'il y a des courbes. Il convient alors de prendre en compte des modèles de propagation adaptés.

Après l'analyse des caractéristiques du canal radio mobile en tunnel et des principes des techniques MIMO classiques, nous avons décrit dans ce chapitre le modèle de canal MIMO retenu dans le cadre de nos travaux : le modèle de Kronecker. Il s'appuie sur l'hypothèse forte d'indépendance entre la corrélation spatiale à l'émission et celle à la réception. Ce modèle permet de formuler la corrélation totale du canal comme le produit de Kronecker des matrices de corrélation à l'émission et à la réception. La taille des matrices à manipuler s'en trouve considérablement réduite.

Ensuite, nous avons présenté les algorithmes de communication multi-antennes, en émission et en réception, visant l'exploitation des caractéristiques des canaux MIMO. Nous nous sommes focalisés sur les algorithmes dit de précodage qui utilisent la connaissance de l'état du canal pour réaliser l'adaptation au canal de transmission. Nous avons évalué

leurs performances en terme de capacité en fonction du rapport signal sur bruit et pour différents niveaux de corrélation dans le tunnel.

Ces différents algorithmes seront étudiés plus en détail dans le chapitre 3 en prenant en compte un environnement de propagation proche des conditions réelles.





## Chapitre 3

# Techniques de précodage MIMO dans un système réaliste en environnement tunnel

### 3.1 Introduction

L'utilisation des techniques de précodage pour les systèmes de communications sans fil s'est intensifiée ces dernières années. En effet, la connaissance de l'état du canal à l'émission impacte favorablement les performances des systèmes de communications en termes d'augmentation du débit de transmission et/ou de la couverture radio par rapport à un système non précodé (cf Chapitres 1 et 2). Ces résultats sont optimaux lorsque la CSIT est parfaite, c'est à dire sans erreur et complète. En pratique, il n'est pas possible de disposer d'une CSIT parfaite. Plusieurs phénomènes peuvent détériorer la qualité de la CSIT.

Tout d'abord, la CSIT peut être erronée et temporellement obsolète par rapport à l'état actuel du canal. S'agissant des erreurs, celles-ci proviennent d'une estimation de canal imparfaite en réception et d'erreurs de transmission sur la liaison retour. L'obsolescence de la CSIT reçue à l'émission provient quant à elle d'une combinaison d'événements. D'une part, la mobilité de l'émetteur et/ou du récepteur entraîne une variation temporelle du canal de propagation. D'autre part, le temps nécessaire à la transmission sur la

liaison retour n'est pas nul. Enfin, la fréquence d'envoi de cette information dépend du débit alloué sur la liaison retour.

Par ailleurs, comme il a été dit précédemment (cf. Chapitre 1 section 1.3.3.3), l'utilisation de la voie retour a pour conséquence de réduire le débit de la transmission de données sur le sens montant pour les liaisons bidirectionnelles. Il est donc nécessaire de considérer des algorithmes de précodage qui minimisent la quantité d'information à transmettre sur la voie retour. On parle alors de CSIT partielle. Toutes ces contraintes, que l'on retrouve dans le contexte des communications sans fil en environnement tunnel pour les métros, rendent l'hypothèse de la CSIT parfaite irréalisable et impactent directement les performances des précodeurs MIMO.

Ainsi, dans ce chapitre, après avoir décrit la problématique de la CSIT imparfaite, c'est à dire erronée et partielle, nous présentons des précodeurs qui autorisent une liaison retour bas débit. Une grande partie d'entre eux repose sur la construction d'un dictionnaire de matrices de précodage. Nous sélectionnons le précodeur LTE ainsi que le précodeur  $\max-d_{\min}$  quantifié. Pour les précodeurs qui n'utilisent pas de dictionnaire, nous présentons deux précodeurs. Le premier correspond à du beamforming [77, 78, 148] basé sur la connaissance a priori des propriétés statistiques du canal, et en particulier de la matrice de corrélation du canal. Nous l'appellerons Corap (Corrélation a priori). Le second, présenté dans [75, 76] et appelé POSM (Cf Chapitre 2), utilise une forme de précodage structurée dont les paramètres sont quantifiés et renvoyés à l'émetteur. Nous évaluons ensuite leurs performances en termes de taux d'erreurs binaires dans les environnements de transmission réalistes présentés à la section 2.4. Enfin, nous étudions la possibilité de réduction du nombre de bits sur la voie retour pour le précodeur  $\max-d_{\min}$ . Cette analyse repose sur l'observation des histogrammes de fréquence d'utilisation des matrices du dictionnaire du précodeur  $\max-d_{\min}$ .

## 3.2 Modélisation de la CSIT Imparfait

Dans un cas réaliste de transmission, l'information sur le canal obtenue à l'émission est imparfaite, dans le sens où elle peut être erronée et partielle. Dans cette section, nous présentons le modèle d'erreur considéré sur la CSIT.

Soit  $t_1$  l'instant auquel l'émetteur utilise la CSI et  $t_0$  l'instant d'estimation du canal. À l'instant  $t_1$ , la CSIT est susceptible d'être erronée, c'est à dire différente de l'état actuel du canal. La matrice du canal est alors exprimée par :

$$\mathbf{H}(t) = \widehat{\mathbf{H}}(t) + \mathbf{E}(t) + \mathbf{N}_r(t), \quad (3.1)$$

où  $\mathbf{H}(t)$ ,  $\widehat{\mathbf{H}}(t)$ ,  $\mathbf{E}(t)$  et  $\mathbf{N}_r(t)$  sont respectivement la matrice du canal, l'estimation de celle-ci, la matrice d'erreur en fonction du temps  $t$  et la matrice du bruit sur la voie retour. Le bruit sur la voie retour est supposé blanc additif gaussien. Les matrices  $\widehat{\mathbf{H}}$  et  $\mathbf{E}$  sont mutuellement décorréelées avec des coefficients générés à partir de la distribution  $\mathcal{N}_c(0, 1 - \sigma_e)$  et  $\mathcal{N}_c(0, \sigma_e)$  respectivement, où  $\sigma_e$  est l'écart-type de l'erreur d'estimation du canal. La valeur de  $\sigma_e$  est choisie en fonction du niveau de corrélation entre antennes de  $\mathbf{H}(t)$ . Cette hypothèse est fondée sur le fait que la plupart des techniques d'estimation dépend de la bonne détection des signaux (bits) pilotes insérés dans la trame d'émission. Or, le niveau de corrélation dans le canal peut dégrader la détection des signaux en réception [1] et ainsi influencer la qualité de l'estimation. Si l'estimation du canal se fait sans erreur à  $t_0$ , alors  $\mathbf{E}(t_0) = \mathbf{0}$ .

Afin de caractériser l'influence du décalage temporel entre l'estimation du canal et l'utilisation de la CSIT, nous définissons la matrice de corrélation du canal en fonction du temps :

$$\mathbf{R}_H(t_0, t_1) = E[\mathbf{h}(t_1) \mathbf{h}(t_0)^*] \quad (3.2)$$

$$\mathbf{R}_H(\Delta_t) = E[\mathbf{h}(\Delta_t) \mathbf{h}(0)^*] \quad (3.3)$$

avec  $\Delta_t = t_1 - t_0$  et  $\mathbf{h} = \text{vec}(\mathbf{H})$ . L'opérateur mathématique  $\text{vec}(\cdot)$  est défini pour une matrice  $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix}$  comme  $\begin{bmatrix} a & c & b & d \end{bmatrix}^T$ .

L'équation (3.3) est obtenue pour un canal stationnaire. La matrice  $\mathbf{R}_H(\Delta_t)$  mesure la ressemblance entre le canal expérimenté et son utilisation pour l'estimation en fonction de l'écart de temps  $\Delta_t$ . Lorsque le décalage de temps  $\Delta_t = 0$ , on retrouve la matrice de corrélation du canal  $\mathbf{R}_H(0) = \mathbf{R}_H = E[\mathbf{h}\mathbf{h}^*]$ . Quand le décalage temporel devient grand comparé au temps de cohérence du canal,  $\Delta_t \gg T_c$ , l'estimation du canal (effectuée à  $t_0$ ) n'est plus valide. Par ailleurs, en faisant l'hypothèse que la corrélation temporelle pour chaque élément du canal est homogène et identique, la matrice  $\mathbf{R}_H(\Delta_t)$  peut être

décomposée en :

$$\mathbf{R}_H(\Delta_t) = \zeta(\Delta) \mathbf{R}_H \quad (3.4)$$

où  $\zeta(\Delta)$  est la corrélation temporelle d'un canal scalaire. Le modèle de Jakes [18] peut être utilisé pour générer  $\zeta(\Delta)$  [148] :

$$\zeta(\Delta) = \mathbf{J}_0(2\pi f_d \Delta_t) \quad (3.5)$$

où  $\mathbf{J}_0$  correspond à la fonction Bessel d'ordre zéro.

L'effet des délais de transmission est plus sévère lorsque la CSIT se compose des coefficients instantanés de la matrice de canal comparé à l'utilisation des caractéristiques statistiques du premier et du second ordre du canal (moyenne et covariance). En effet, selon l'hypothèse de stationnarité, ces caractéristiques statistiques restent stables sur des périodes de temps supérieures au temps de cohérence du canal dans des canaux physiques sans fils [148]. D'où l'intérêt d'utiliser le précodage Corap qui repose sur la matrice de corrélation du canal.

### 3.3 Précodage MIMO avec voie retour bas débit

Par définition, les techniques de précodage fondées sur la voie retour utilisent les ressources de transmission de la liaison montante pour transmettre la CSIT. Le nombre de paramètres à renvoyer augmente en fonction de la dimension du système MIMO (nombre d'antennes, nombre de sous-porteuses de la modulation OFDM, nombre d'utilisateurs...) et peut rapidement devenir contraignant pour le débit d'information de la liaison retour. Ainsi, la quantité d'information retournée, qu'elle soit complète ou partielle, doit être maîtrisée.

La réduction de la quantité d'information à transmettre sur le lien retour devient donc une étape nécessaire dans la conception d'algorithmes adaptatifs. Cette thématique, appelée CSIT limitée, a été explorée selon différentes voies dans la littérature. Outre la réduction du débit retour à transmettre, l'utilisation de la CSIT limitée offre des avantages en termes de limitation des retards de transmission, et donc des erreurs pouvant être générées. Cependant, cette technique entraîne une dégradation des performances du système, comparée aux techniques sans réduction de débit, due à l'imprécision de la

CSIT. La stratégie sera de contrôler au mieux la dégradation du TEB en utilisant les bits disponibles. Nous détaillons, dans la suite, les techniques utilisées durant cette thèse : l'utilisation d'un dictionnaire créé avant la transmission, connu à la fois du récepteur et de l'émetteur, et la quantification de l'information retour. Nous nous focalisons sur la présentation des précodeurs LTE, Corap et les versions quantifiées des précodeurs  $\max-d_{\min}$  et POSM, dont nous justifions l'utilisation.

### 3.3.1 Précodeurs à base de dictionnaire

Le précodage fondé sur l'utilisation d'un dictionnaire est de plus en plus prisé dans les normes de télécommunications [149]. Différentes techniques ont été proposées mais le principe général reste le même :

- La création hors ligne d'un dictionnaire,  $\mathcal{F} = \{\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_N\}$ , de  $N$  matrices de précodage en fonction d'un critère déterminé. Quels que soient la technique et le critère utilisés pour la génération du dictionnaire, les calculs sont effectués avant la transmission et le dictionnaire  $\mathcal{F}$  est stocké à l'émission et à la réception. Cette délocalisation de la complexité de calcul constitue un atout majeur.
- La sélection d'une matrice de précodage issue du dictionnaire, selon l'optimisation d'une fonction de coût. La CSIT correspond alors à l'indice de la matrice dans le dictionnaire. À noter que cette opération ne possède pas une complexité nulle et dépend de la fonction de coût. Par défaut, le nombre de bits véhiculés sur le lien retour,  $n_{Fb}$ , se résume donc à la taille du dictionnaire :  $n_{Fb} = \log_2(N)$ ,  $N$  étant la taille du dictionnaire. Dès lors, il apparaît un compromis à réaliser entre la précision de l'information sur l'état du canal (favorisée par un dictionnaire de grande taille) et la charge de signalisation sur la voie retour.

Par conséquent, les performances de ce type de précodage sont affectées significativement par la méthode de création du dictionnaire et du critère de choix de la matrice. Il existe plusieurs méthodes pour construire le dictionnaire, dont les plus connues sont l'utilisation de la transformée de Fourier discrète (TFD), l'utilisation de matrice de Householder [123] et la création d'un sous espace de Grassmann. Une fois le dictionnaire créé, la méthode de sélection de la matrice de précodage peut s'effectuer selon deux grands types de critères :

- La maximisation d'une métrique de performance (Capacité, RSB, MMSE...), qui doit être calculée pour chaque matrice de précodage.

- La quantification de la matrice singulière droite du canal, qui demande de calculer la SVD du canal, puis la recherche de la matrice la plus proche (selon un critère à définir) de la matrice singulière droite dans le dictionnaire.

À travers l'étude des précodeurs sélectionnés dans cette étude, nous reviendrons dans les sections suivantes, sur ces différentes méthodes de conception de dictionnaires ainsi que sur la sélection de matrice de précodage dans le dictionnaire. Nous nous focalisons sur le précodeur  $\max\text{-}d_{\min}$  dont nous avons montré les qualités au chapitre 2, ainsi que le précodeur présent dans la norme LTE.

### 3.3.1.1 Le précodeur $\max\text{-}d_{\min}$ quantifié

Le précodeur  $\max\text{-}d_{\min}$  quantifié a été présenté dans [150–152]. Dans cette section, nous reprenons succinctement les principes de construction de ce précodeur : la génération du dictionnaire suivie par la technique de sélection de la matrice de précodage.

#### 3.3.1.1.1 Génération du dictionnaire $\max\text{-}d_{\min}$ quantifié

Dans le chapitre 2, nous avons montré que le précodeur  $\max\text{-}d_{\min}$  est constitué de deux matrices qui jouent des rôles différents : la matrice  $\mathbf{F}_v$  qui sert à virtualiser le canal et la matrice  $\mathbf{F}_d$  calculée pour maximiser la distance minimale. Ainsi, la quantification du précodeur  $\max\text{-}d_{\min}$  repose sur la quantification des matrices  $\mathbf{F}_v$  et  $\mathbf{F}_d$ . Une méthode naturelle pour quantifier le précodeur  $\max\text{-}d_{\min}$  revient à associer un dictionnaire à chacune de ces matrices. Soient  $\mathcal{F}_v$  et  $\mathcal{F}_d$  les dictionnaires respectifs des matrices  $\mathbf{F}_v$  et  $\mathbf{F}_d$ . Le nombre de bit à renvoyer sur le lien retour peut donc être décomposé en deux parties :

$$n_{Fb} = n_1 + n_2 \quad (3.6)$$

avec  $n_1 = \log_2(N_1)$ ,  $n_2 = \log_2(N_2)$  et  $N_1$  et  $N_2$  la taille des dictionnaires  $\mathcal{F}_v$  et  $\mathcal{F}_d$  respectivement.

#### Le dictionnaire de $\mathbf{F}_v$

Rappelons que la matrice  $\mathbf{F}_v$  est une matrice complexe et unitaire issue de la SVD de  $\mathbf{H}$ . Le dictionnaire  $\mathcal{F}_v = \{\mathbf{F}_{v_1}, \mathbf{F}_{v_2}, \dots, \mathbf{F}_{v_{N_1}}\}$  consiste alors en un nombre fini de matrices unitaires. Dans la littérature, les méthodes de construction d'un dictionnaire de matrices unitaires sont limitées et reposent presque essentiellement sur les travaux de

D.J. Love [73, 153] dans lesquels les vecteurs de la matrice  $\mathbf{F}_v$  sont supposés orthonormés (unitaires et orthogonaux). *Love* montre que, pour un canal de Rayleigh, la construction du dictionnaire  $\mathcal{F}_v$  revient à trouver un ensemble de  $N$  sous-espaces vectoriels de dimension  $p$  dans  $G(m, p)$  qui maximisent la distance minimum entre chaque paire de sous-espaces.  $G(m, p)$  correspond à la grassmannienne [154–156] des sous-espaces de dimension  $p$  dans un espace de dimension  $m$  sur le corps  $K$ , ( $K = \mathbb{C}$  ou  $\mathbb{R}$ )[73, 153]. Dans la littérature, cette problématique est appelée "Grassmannian Subspace Packing" [157]. La création des sous-espaces vectoriels dans le contexte de Grassmann (Grassman manifold) est donc reliée à un calcul de distance. Différentes distances sont proposées dans la littérature. Le choix optimal du type de distance s'effectue selon une mesure de distorsion. Dans notre cas, le dictionnaire  $\mathcal{F}_v$  est conçu en prenant comme mesure de distorsion, la moyenne des pertes de puissance du canal équivalent en réception donnée par :

$$E_{\mathbf{H}} \left[ \min_{\mathbf{F}'_v \in \mathcal{F}_v} \left( \|\mathbf{H}\mathbf{F}_v\|_F^2 - \|\mathbf{H}\mathbf{F}'_v\|_F^2 \right) \right] \quad (3.7)$$

Cette distorsion permet d'améliorer les performances du système, en fonction des propriétés statistiques du canal, en minimisant la probabilité d'erreur en réception. *Love* montre que pour cette distorsion, la distance la plus performante est la distance *chordal*,  $d_{chord}$  [73], définie par :

$$d_{chord}(\mathbf{A}, \mathbf{B}) = \frac{1}{\sqrt{2}} \|\mathbf{A}\mathbf{A}^H - \mathbf{B}\mathbf{B}^H\|_F \quad (3.8)$$

Dans la pratique, une des méthodes pour la conception du dictionnaire est l'utilisation de matrice de Fourier pour la création du premier sous espace vectoriel :

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_{v_1} &= \mathbf{F}_{TFD} \\ &= \frac{1}{n_t} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & w & w^2 & & w^{b-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ 1 & w^{n_t-1} & w^{2(n_t-1)} & & w^{(b-1)(n_t-1)} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.9)$$

avec  $w = \exp\left(j\frac{2\pi}{n_t}\right)$ .

Ensuite les autres sous-espaces sont générés à l'aide de multiples rotations à partir d'une matrice diagonale  $\Theta$  :

$$\mathbf{F}_{v_i} = \Theta^i \mathbf{F}_{TFD}, \text{ avec } i \in \{1, \dots, N_1 - 1\} \quad (3.10)$$

où

$$\Theta = \begin{bmatrix} e^{\left(\frac{2\pi}{N_1}\right)u_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{\left(\frac{2\pi}{N_1}\right)u_2} & \dots & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{\left(\frac{2\pi}{N_1}\right)u_{n_t}} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Le vecteur  $\mathbf{u} = [u_1, u_2, \dots, u_{n_t}]^T$ ,  $0 \leq u_k \leq N_1 - 1$  est calculé pour maximiser la distance *chordal* entre la matrice de référence  $\mathbf{F}_{TFD}$  et la matrice  $\Theta^i \mathbf{F}_{TFD}$ . Ce procédé permet d'obtenir des dictionnaires ayant une distance minimale élevée. Cependant, le temps de calcul du dictionnaire peut s'avérer important car il s'agit d'une recherche exhaustive sur toutes les combinaisons possibles du vecteur  $\mathbf{u}$ . De plus, le nombre de combinaisons à tester est égal à  $(N_1)^{n_t}$  avec  $n_t$  le nombre d'antennes d'émission et  $n_1 = \log_2(N_1)$  le nombre de matrices dans le dictionnaire. Néanmoins, le calcul de dictionnaire se fait hors ligne et il peut être stocké à l'émission et à la réception. D'autre part, pour stocker le dictionnaire, seulement  $n_t \log_2 N_1$  bits sont nécessaires car il suffit de stocker le vecteur  $\mathbf{u}$ . Le dictionnaire  $\mathcal{F}_v$  est donné par

$$\mathcal{F}_v = \left( \mathbf{F}_{TFD}, \Theta \mathbf{F}_{TFD}, \dots, \Theta^{N_1-1} \mathbf{F}_{TFD} \right) \quad (3.12)$$

### Le dictionnaire de $\mathbf{F}_d$

La même méthode de construction que celle précédemment présentée pour  $\mathbf{F}_v$  peut être appliquée pour le dictionnaire de  $\mathbf{F}_d$ . Cependant, sa complexité a conduit *Madi* à proposer une solution empirique dans [150]. Celle-ci consiste à créer, pour chaque configuration MIMO, des couples  $(\mathbf{F}_{v_i}, \mathbf{F}_{d_i})$  de sorte que les deux dictionnaires  $\mathcal{F}_v$  et  $\mathcal{F}_d$  forment maintenant un seul dictionnaire  $\mathcal{F}$  défini par

$$\mathbf{F} = (\mathbf{F}_{v_1} \mathbf{F}_{d_1}, \mathbf{F}_{v_2} \mathbf{F}_{d_2}, \dots, \mathbf{F}_{v_N} \mathbf{F}_{d_N}) = (\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_N) \quad (3.13)$$

Une étude statistique et empirique sur 10 000 matrices  $\mathbf{H}$  permet d'associer une matrice



Initialisation : Ouverture de $\mathcal{F}_v = (\mathbf{F}_{v_1}, \mathbf{F}_{v_2}, \dots, \mathbf{F}_{v_N})$ $i = 0$ $j = 0$
Boucle sur $i$ : $\mathbf{F}_{v_i}$ Boucle sur $j$ :   Tirage aléatoire de $\mathbf{H}_j$   Calcul de $\mathbf{F}_{d_{i,j}}$ , solution de l'équation (2.49) Calcul de $\mathbf{F}_{d_i} = \arg \max_{(\mathbf{H}_j, \mathbf{F}_{d_{i,j}}) \in \Phi} \left\{ \min_{(\mathbf{x}_k, \mathbf{x}_l) \in \mathcal{C}^b, \mathbf{x}_k \neq \mathbf{x}_l} \ \mathbf{H}\mathbf{F}_{v_i}\mathbf{F}_{d_{i,j}}(\mathbf{x}_k - \mathbf{x}_l)\ ^2 \right\}$ Sauvegarde de $\mathbf{F}_{d_i}$
Sauvegarde de $\mathcal{F}_d = (\mathbf{F}_{d_1}, \mathbf{F}_{d_2}, \dots, \mathbf{F}_{d_N})$

 TABLE 3.1 – Algorithme de calcul de  $\mathcal{F}_d$  par Monte Carlo

$\mathbf{F}_{d_i}$  à chaque matrice de diagonalisation  $\mathbf{F}_{v_i}$ . Grâce à cette solution,  $n_2 = 0$  et le nombre de bits à envoyer sur la voie retour est minimisé. L'algorithme de calcul est présenté sur le tableau 3.1. Une fois le dictionnaire construit, il est stocké à l'émission et à la réception.

Une autre méthode de quantification peut être trouvée dans [151]. Dans ce cas, on réalise une quantification de l'angle  $\gamma$  au lieu de la matrice  $\mathbf{F}_d$ . Rappelons que cet angle permet de calculer la matrice  $\mathbf{F}_d$  (cf. Chapitre 2). L'angle  $\gamma$  est quantifié uniformément en divisant l'intervalle  $[0, \frac{\pi}{4}]$  en  $2^{n_2}$  niveaux de quantification. Cette technique réduit la complexité de calcul du dictionnaire mais elle nécessite de transmettre  $n_2$  bits supplémentaires sur la voie retour. *Madi* montre que l'utilisation du dictionnaire  $\mathcal{F}$  fournit les mêmes performances que celles obtenues avec la quantification de l'angle  $\gamma$  tout en assurant une réduction de débit sur le lien retour [150]. À partir de cette technique nous évaluons deux dictionnaires, l'un adapté aux environnements faiblement corrélés ( $\rho \leq 0.7$ ) et l'autre à ceux fortement corrélés ( $\rho > 0.7$ ). Ces dictionnaires sont calculés à partir des modèles de canaux issus des simulations EP1RP1 et EP2RP2 et sont réutilisés tels quels pour les canaux mesurés en tunnel.

### 3.3.1.1.2 Sélection de la matrice de précodage

Connaissant  $\mathbf{H}$  la matrice de canal (ou son estimée), la sélection de la matrice de précodage  $\hat{\mathbf{F}}$  dans le dictionnaire  $\mathcal{F}$  s'effectue à partir du critère de la distance minimale.

Cette matrice optimale selon le critère de distance euclidienne minimale est définie par :

$$\hat{\mathbf{F}} = \arg \max_{\mathbf{F}_i \in \mathcal{F}} \left\{ \min_{(\mathbf{x}_k, \mathbf{x}_l) \in \mathcal{C}^b} \|\mathbf{H}\mathbf{F}_i \mathbf{e}(\mathbf{x}_k, \mathbf{x}_l)\|^2 \right\} \quad (3.14)$$

où  $\mathbf{e}(\mathbf{x}_k, \mathbf{x}_l) = \mathbf{x}_k - \mathbf{x}_l$ ,  $(\mathbf{x}_k, \mathbf{x}_l) \in \mathcal{C}^b$ ,  $(k \neq l)$  est l'ensemble des vecteurs des différences entre les symboles transmis. Le récepteur transmet alors l'indice de la matrice choisie à l'émetteur en utilisant  $n_1$  bits sur la voie retour. En fonction de la taille du dictionnaire ( $N = 2^{n_1}$ ) et du nombre de vecteurs de distances à tester, ce critère peut devenir lourd en calcul. Toutefois, il existe des simplifications qui permettent de réduire le nombre de tests à effectuer. En effet, pour une modulation MAQ, certains vecteurs de distances sont égaux et colinéaires et peuvent être négligés dans le calcul sans aucune perte de performance. En considérant ces simplifications, il est possible de passer, par exemple, pour une MAQ-4 et un nombre de flux égal à  $b = 2$ , de 240 à 14 vecteurs de distances à tester [144].

### 3.3.1.1.3 Quantité d'information sur la voie retour

La quantité d'information à renvoyer sur la voie retour est égale à  $n_1 = \log_2 N$  bits. Cette quantité d'information doit donc être définie selon le compromis entre les performances, directement reliées à la précision apportée par le dictionnaire, et la complexité, reliée au processus de génération du dictionnaire et le temps de recherche de la matrice optimale dans ce dictionnaire. En effet, comme présenté précédemment, le processus de génération du dictionnaire du précodeur max- $d_{\min}$  nécessite des étapes de tests et de stockage dont la complexité augmente avec  $N$ . Ces opérations requièrent une puissance de calcul élevée et une grande capacité de mémoire. Pour un nombre d'antennes à l'émission  $n_t$  égal à 3 ou 4 antennes et une MAQ-4 on se limite à  $n_{Fb} = 7$  soit 128 matrices de précodage, pour des raisons de ressources informatiques disponibles limitées.

### 3.3.1.2 Le précodeur LTE

Dans le système LTE, un précodage fondé sur un dictionnaire a été adopté dans la transmission sur la voie descendante [13]. Deux dictionnaires ont été définis pour  $n_t = 2$  et 4. Ces dictionnaires disposent respectivement de 4 et 16 entrées. De plus, selon  $n_t$ , on peut transmettre un ou plusieurs flux d'information, appelés également couches spatiales, ce qui définit le rang  $r$  de la transmission :  $r = 1$  correspond à la transmission d'un seul

symbole d'information par utilisation de canal, alors que  $r = 2$  permet la transmission de 2 symboles.

Les propriétés principales des dictionnaires sont les suivantes :

- L'unitarité : les matrices sont unitaires afin de ne pas affecter la puissance totale d'émission. Par ailleurs, les vecteurs pour les différents flux sont orthogonaux entre eux.
- La constance du module : cette propriété garantit une distribution uniforme de la puissance d'émission sur les différentes antennes. Ceci permet une utilisation homogène des amplificateurs de puissance.
- La faible complexité : les coefficients sont construits à partir des éléments de l'ensemble  $\{\pm 1, \pm j, \pm 1, \pm j\}$  ce qui remplace les multiplications complexes, coûteuses en calcul, par des additions, soustractions et conjuguaisons complexes.
- L'imbrication des vecteurs : les vecteurs pour une transmission de rang  $r$  sont un sous-ensemble de ceux utilisés pour une transmission de rang  $r' > r$ . La propriété d'imbrication offre une flexibilité dans le choix de la matrice de précodage et réduit la complexité de la recherche de la matrice de précodage préférée par maximisation de métrique.

En plus de l'indice de la matrice de précodage, noté PMI (Precoding Matrix Indicator) dans la norme LTE, le mobile (noté user equipment, UE) doit renvoyer les informations suivantes à la station de base (enodeB) :

- L'indicateur de la qualité du canal (CQI) : il permet d'évaluer la qualité du canal pour un UE en voie descendante. À chaque valeur de CQI correspond un schéma de modulation et de codage (MCS, Modulation and Coding Scheme) à utiliser en émission pour s'adapter au canal. Plus le CQI est élevé plus l'efficacité spectrale du mot code choisi est importante et plus la protection des bits de l'information, donc le codage, est faible. Il nécessite 4 bits dans la release 8.
- L'indicateur du rang de canal (RI) : il permet de spécifier le nombre maximum de couches (flux) qui peuvent être transmises simultanément dans le canal MIMO. Il est codé sur 2 bits.

Dans cette thèse nous considérons uniquement deux flux à transmettre sur quatre antennes à l'émission pour ce précodeur. Ceci afin de rester à même efficacité spectrale que le précodeur max- $d_{\min}$ . Ce qui entraîne l'utilisation d'un dictionnaire de 16 matrices,

Indice du dictionnaire	Nombre de flux			
	1		2	
0	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
1	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$
2	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & -j \end{bmatrix}$
3	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix}$	-	

TABLE 3.2 – Dictionnaire pour deux antennes d'émission

soit 4 bits retournés sur la voie retour. Des informations plus détaillées sur la norme LTE peuvent être trouvées dans [13].

### 3.3.1.2.1 La génération du dictionnaire

#### Le dictionnaire pour $n_t = 2$

Le dictionnaire pour 2 antennes d'émission repose sur la transformée de Fourier discrète (TFD). Les vecteurs issus de la TFD sont particulièrement adaptés au beamforming avec des antennes de même polarisation et faiblement espacées [158]. Les matrices de précodage sont données sur le tableau 3.2 en fonction du nombre de flux utilisés [13]. Pour deux flux transmis, la matrice de précodage indexée 0 correspond au multiplexage spatial classique.

#### Le dictionnaire pour $n_t = 4$

Le dictionnaire pour 4 antennes est construit à partir des colonnes de matrices de Householder exprimées par :

$$\mathbf{W}_n = \frac{\mathbf{I} - 2\mathbf{u}_n\mathbf{u}_n^H}{\mathbf{u}_n\mathbf{u}_n^H} \quad (3.15)$$

où  $\mathbf{I}$  est la matrice identité de dimension  $4 \times 4$  et  $\mathbf{u}_n$  est un vecteur colonne de dimension 4. Il existe 16 vecteurs  $\mathbf{u}_n$  possibles, qui définissent autant de matrices (cf Annexe A). Chaque colonne d'une matrice  $\mathbf{W}_n$  définit un précodeur pour une couche spatiale. Parmi les seize vecteurs de précodage de rang 1, les huit premiers sont des vecteurs TFD, adaptés à du beamforming avec des antennes de même polarisation. D'autres matrices

du dictionnaire (les éléments  $\{0, 1, 2, 3, 8, 9, 10, 11\}$ ) sont adaptées à des paires d'antennes à polarisation croisée [158]. Dans cette thèse, nous avons choisi de transmettre sur deux flux à l'émission afin de maximiser le débit transmis.

### 3.3.1.2.2 Sélection de la matrice de précodage

Dans la norme LTE, le critère de choix de la matrice de précodage n'est pas donné. Il est laissé libre à l'implémentation. Dans cette thèse nous considérons deux critères de sélection en fonction du récepteur utilisé : le critère du maximum de vraisemblance (MV), optimal mais de complexité élevée et le critère de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MMSE), sous-optimal mais de plus faible complexité de mise en œuvre comparativement au MV (cf. Chapitre 2).

Les performances en termes de TEB du détecteur MV dépendent de la distance minimale euclidienne entre deux vecteurs reçus. Le critère de sélection MV est donc :

$$\mathbf{F}_{lte\_mv} = \arg \max_{\mathbf{F}_i \in \mathcal{F}} \min_{\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2 \in \chi^b: \mathbf{x}_1 \neq \mathbf{x}_2} \|\mathbf{H}\mathbf{F}(\mathbf{x}_1 - \mathbf{x}_2)\|_F \quad (3.16)$$

Le récepteur linéaire MMSE est le suivant :

$$\mathbf{F}_{lte\_mmse} = \arg \min_{\mathbf{F}_i \in \mathcal{F}} m \left( \mathbf{I}_{n_t} + 1/\sigma_n^2 \mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{F}^H \mathbf{H}^H \right)^{-1}$$

où  $m(\cdot)$  est soit la trace ou le déterminant [67].

De part leur principe, les techniques fondées sur un dictionnaire présentent deux inconvénients majeurs : la taille du dictionnaire et la restriction du choix de matrices dans un ensemble spécifié. Toutefois, une étude sur l'augmentation du nombre de matrices sans modifier le nombre de bits sur le lien retour peut être trouvée dans [159].

## 3.3.2 Précodeurs sans dictionnaire

Dans cette section, nous présentons deux précodeurs avec voie retour bas débit qui ne reposent pas sur un dictionnaire : le précodeur POSM quantifié et le précodeur baptisé Corap. Le précodeur POSM quantifié repose sur une quantification des paramètres de la matrice de précodage, qui sont directement calculés à partir de la matrice du canal. Le précodeur Corap, quant à lui, repose uniquement sur la connaissance de la matrice de

corrélation du canal à l'émetteur. Pour les applications visées, nous faisons l'hypothèse que cette matrice est connue de l'émetteur grâce à la caractérisation de l'environnement de propagation et en observant que la corrélation varie selon une échelle de temps plus lente que celle du canal.

### 3.3.2.1 POSM quantifié

Comme présenté dans le chapitre 2, le précodeur POSM est fondé sur 4 paramètres à retourner. Chacun de ces paramètres est alors quantifié sur un nombre de bit donné :

- $n_{\theta_0}$ , pour l'angle d'orthogonalisation  $\theta_0$ ,
- $n_{\theta_1}$ , pour l'angle d'optimisation de la distance  $\theta_1$ ,
- $n_k$ , pour le paramètre  $k$ . La valeur de  $n_k$  dépend de la modulation et est égale à 1 bit pour la MAQ-4 et à 2 bits pour la MAQ-16,
- $n_{SA}$ , pour la sélection d'antennes. Le POSM est adapté à 2 antennes d'émission.

Pour un nombre d'antennes  $n_t$ , on en déduit  $n_{SA} = \lceil \log_2 (C_{n_t}^2) \rceil$  bits, où  $C_n^p = \frac{n!}{(n-p)!p!}$  représente le coefficient binomial et  $\lceil \cdot \rceil$  représente l'entier supérieur le plus proche. Le tableau 3.3 indique les valeurs prises par  $n_{SA}$ .

Le nombre de bits total à transmettre sur la voie retour est donc :

$$n_{Fb} = n_{\theta_0} + n_{\theta_1} + n_k + n_{SA} \quad (3.17)$$

Le calcul de  $n_k$  et  $n_{SA}$  étant connu, l'optimisation de la quantification du POSM dépend alors de la méthode de distribution des bits disponibles entre les angles  $\theta_0$  et  $\theta_1$ . De précédents travaux ont été effectués pour des systèmes MIMO  $2 \times 2$  et  $3 \times 2$  [76]. La technique utilisée se résume à une quantification uniforme des deux angles  $\theta_0$  et  $\theta_1$  sur les intervalles  $[0, \pi]$  et  $[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$  respectivement. Avec trois et deux bits utilisés pour la quantification de  $\theta_0$  et  $\theta_1$  respectivement, les auteurs ont montré que cette méthode permet d'obtenir des performances très proches du cas optimal pour le cas MIMO  $2 \times 2$  et une perte de 1 dB pour un TEB de  $10^{-4}$  par rapport à un cas non quantifié pour un système MIMO  $3 \times 2$ . En effet pour un nombre de bit total fixé et pour un nombre d'antennes à l'émission  $n_t > 2$ , la technique de sélection d'antenne réduit le nombre de bits,  $n_\theta = n_{\theta_0} + n_{\theta_1}$ , disponibles pour la quantification des angles  $\theta_0$  et  $\theta_1$ . Cette problématique a été considérée dans [150] où la quantification du POSM a été généralisée

$n_t$	Nombre de Combinaisons Possibles	$n_{SA}$
2	1	0
3	3	2
4	6	3

TABLE 3.3 – Nombre de bits utiles pour la sélection d’antennes

à n’importe quelle configuration d’antenne. En faisant varier  $n_{\theta_0}$  et  $n_{\theta_1}$  pour des systèmes MIMO  $n_r \times n_t$ ,  $n_r, n_t \in \{3, 4\}$ , l’auteur montre que :

- Pour  $n_\theta < 6$ , la distribution des bits devrait être en faveur de  $n_{\theta_0}$ . Cela s’explique par l’importance du rôle joué par l’angle  $\theta_0$  dans le processus d’orthogonalisation des symboles, essentiel au fonctionnement du précodeur POSM, (cf. Chap. 2).
- Pour  $n_\theta \geq 6$ , la répartition équitable entre les angles conduit à des performances en termes de TEB très proches du cas CSIT complète. On observe qu’une quantification sur 4 bits de chaque angle est suffisante pour obtenir des performances sans perte, comparativement au cas CSIT complète.

À titre illustratif, pour un système MIMO  $4 \times 4$  en MDP4, il faut 3 bits pour la sélection d’antennes et 1 bit pour la forme du précodeur. La stratégie de répartition des 3 bits restants pour conserver la contrainte forte de 7 bits au total sur la voie retour consiste dans ce cas à privilégier l’angle  $\theta_0$  afin d’assurer l’orthogonalité. En effet pour le POSM l’orthogonalité est primordiale. La quantification est alors 2 bits pour  $\theta_0$  et 1 bit pour  $\theta_1$ . La contrainte de 7 bits sur la voie retour conduit à une répartition défavorable pour le POSM.

### 3.3.2.2 Précodage fondé sur la matrice de corrélation

Les résultats du projet MOCAMIMODYN nous ont permis d’obtenir une connaissance fine des caractéristiques de l’environnement de propagation en fonction de la localisation dans le tunnel. Ces caractéristiques de l’environnement, notamment la corrélation, sont obtenues à l’aide de la position de l’émetteur dans le tunnel. Ainsi, dans cette section nous supposons que le degré de corrélation est connu à l’émission et nous l’utilisons comme CSIT. L’algorithme de précodage utilisé se résume à du beamforming. La corrélation en fonction de la position de l’émetteur dans le tunnel est sauvegardée en mémoire avant la transmission. Cette information ainsi présente en émission et en réception permet la suppression du lien retour.

### 3.3.2.2.1 Structure du précodeur Corap

Considérons la décomposition en valeurs singulières de la matrice de précodage  $\mathbf{F}$  :

$$\mathbf{F} = \mathbf{U}_F \mathbf{D} \mathbf{V}_F^* \quad (3.18)$$

La matrice  $\mathbf{V}_F$  est choisie de façon à correspondre à la covariance du signal à la sortie du codeur de canal. Ceci dans le but de récupérer de façon optimale l'énergie du signal d'entrée. La matrice  $\mathbf{V}_F$  optimale est alors donnée par les vecteurs propres de la matrice de covariance du signal d'entrée [160]

$$\mathbf{V}_F = \mathbf{U}_Q \quad (3.19)$$

où  $\mathbf{Q} = \mathbf{U}_Q \mathbf{\Lambda}_Q \mathbf{U}_Q^*$  est la matrice de covariance du signal d'entrée. Elle est, par définition, indépendante de la CSIT. D'un autre côté, les matrices  $\mathbf{U}_F$  et  $\mathbf{D}$  sont influencées par la CSIT. Elles servent à découpler le canal MIMO en canaux orthogonaux et à adapter la puissance d'émission sur ces canaux. Les expressions des matrices  $\mathbf{U}_F$  et  $\mathbf{D}$  dépendent donc du modèle de canal considéré. La matrice  $\mathbf{U}_F$  pour le beamforming dans le modèle de Kronecker, est exprimée par [148]

$$\mathbf{U}_F = \mathbf{U}_t \quad (3.20)$$

où  $\Sigma_t = \mathbf{U}_t \mathbf{\Lambda}_t \mathbf{U}_t^*$  est la matrice définie en (2.18). Cette formulation est optimale pour un modèle de Kronecker dont la matrice de corrélation en réception est égale à la matrice identité. En présence de corrélation en réception, l'équation (3.20) reste valable. Cependant, cette corrélation en réception affecte l'allocation de puissance donnée par  $\mathbf{D}$ . Dans cette thèse nous faisons le choix d'une allocation équirépartie de la puissance sur les différents flux, c'est à dire que  $\mathbf{D}$  est égale à la matrice identité.

## 3.4 Comparaison des performances des précodeurs quantifiés dans le tunnel

Dans cette section, l'objectif est d'évaluer la robustesse des précodeurs quantifiés présentés dans la section 3.3 dans un environnement tunnel. Nous évaluerons donc les performances en termes de taux d'erreurs trame (TET) en fonction de la corrélation



dans le tunnel. Tout d'abord, nous mettons en évidence l'influence de la quantification par rapport à un système non quantifié. Ensuite, nous montrons l'incidence de la qualité de l'information de retour en introduisant une erreur d'estimation. À l'exception du précodeur Corap, les précodeurs présentés dans la section 3.3 ont pour critère d'optimisation la distance euclidienne minimale. Afin d'assurer une comparaison équitable, le lien retour est limité à 7 bits. Dans la suite du manuscrit nous présentons les différents scénarios retenus ainsi que les paramètres utilisés lors des simulations de performances.

### 3.4.1 Les scénarios issus des mesures dans le tunnel

À partir des mesures de canaux effectuées dans le tunnel de Roux et présentées dans le chapitre 2, nous considérons deux configurations MIMO  $4 \times 4$  selon l'espacement entre les antennes. La première configuration a un espacement d'antenne de  $2\lambda$  ( $\lambda$  est la longueur d'onde). Il est appelé "*CorChan*" dans la suite du manuscrit en raison de la valeur moyenne élevée de la corrélation spatiale  $\rho$  qui est égale à 0,96. La seconde configuration a un plus grand espacement des antennes ( $10\lambda$ ). La valeur moyenne  $\rho$  le long du tunnel est égale à 0,57. Cette configuration est nommée "*DecChan*" dans ce manuscrit. Hormis ces deux canaux, des simulations seront effectuées également dans le canal de Rayleigh et dans les canaux issus d'un simulateur de propagation à lancer de rayons, EP1RP1 et EP2RP2, présentés dans le chapitre 1. Il est important de noter que le canal de Rayleigh peut être rencontré dans le tunnel dans le cas de configurations d'antenne très particulières à la fois côté récepteur et émetteur [1].

### 3.4.2 Les paramètres de simulations

La chaîne de transmission considérée est représentative de la couche physique d'un modem PHY IEEE 802.11x, habituellement considéré pour les applications CBTC en métro. La structure d'émission est du type modulation codée à entrelacement bit (bit interleaved coded modulation, BICM). Elle résulte donc de la concaténation d'un codeur de canal, d'un entrelaceur de bits et d'une conversion de bits vers symboles. Le codage canal est effectué par un codeur convolutif de rendement  $\frac{1}{2}$  et de longueur de contrainte  $K = 7$ . Les polynômes générateurs du codeur convolutif sont, en octal,  $g_0 = 0133$  et  $g_1 = 0171$ . La trame de données codées est ensuite entrelacée de façon aléatoire et convertie en symboles complexes appartenant à l'alphabet de constellation de la modulation utilisée.

Les simulations se font à même efficacité spectrale : une modulation à déplacement de phase à deux états (MDP2) pour le précodeur Corap et une modulation à déplacement de phase à quatre états (MDP4) pour les autres précodeurs. Cette structure d'émission BICM est suivie par une technique de précodage quantifiée qui adapte  $b = \{2, 4\}$  flux au canal MIMO  $4 \times 4$ , 4 flux pour le précodeur Corap et 2 pour les autres précodeurs. Le décodage de canal est effectué en utilisant le décodage souple grâce à l'algorithme du Max-Log-MAP [161]. Pour cette simulation, 10 000 trames de 800 bits chacune ont été transmises. Le canal est quasi-statique, de sorte que la matrice  $\mathbf{H}$  est supposée constante au cours de la transmission de la trame de 800 bits. Nous supposons que la variance de l'erreur d'estimation du canal  $\sigma_e^2$ , et la variance du bruit gaussien du canal  $\sigma_n^2$  sont connus en réception.  $\sigma_e^2$  est dépendante du niveau de corrélation. Nous choisissons de faire varier  $\sigma_e^2$  en fonction du RSB ( $\sigma_e^2 = \frac{k}{RSB}$ ), de sorte que cette variance tende vers zéro pour des SNR élevés. Les valeurs de  $k$  sont prises arbitrairement et sont égales à  $\frac{2}{5}$  et  $\frac{4}{5}$  pour les canaux décorrelés et corrélés respectivement. La voie retour est supposée être instantanée et sans erreur. Enfin, pour le précodeur max- $d_{\min}$ , nous utilisons le dictionnaire EP2RP2, pour les canaux faiblement corrélés EP2RP2 et *DecChan*, et le dictionnaire EP1RP1, pour les canaux fortement corrélés EP1RP1 et *CorChan*. Ce choix a été fait pour deux raisons : le temps de génération du dictionnaire d'une part et le niveau de corrélation relativement proche entre ces différents canaux d'autre part. Le taux d'erreurs trame (TET) cible est  $3.10^{-2}$ .

### 3.4.3 Estimation parfaite du canal

Dans cette section, nous présentons une comparaison des performances entre les précodeurs quantifiés présentés dans différents canaux de propagation. Chaque figure présente les résultats de la performance en termes de TET obtenus dans un canal donné avec une estimation parfaite de  $\mathbf{H}$ . Les Figures 3.1, 3.2 3.3, 3.4 et 3.5, correspondent respectivement au canal de Rayleigh, aux canaux faiblement corrélés *DecChan* et EP2RP2, aux canaux fortement corrélés *CorChan* et EP1RP1. Nous présentons également sur chacune des figures les précodeurs max- $d_{\min}$  et POSM avec une CSIT parfaite. Ceci nous permet d'une part d'évaluer les pertes liées à la quantification et d'autre part de définir une référence en termes de performance à atteindre pour les autres précodeurs.

### 3.4.3.1 Comparaison des précodeurs quantifiés

Dans cette section, nous comparons les performances des précodeurs quantifiés selon le modèle de canal considéré, en particulier en fonction du niveau de corrélation. Les pertes dues à la quantification sont traitées dans la section suivante.

Dans le canal de Rayleigh (Fig. 3.1), le précodeur Corap présente les meilleures performances, suivi du précodeur LTE selon le critère MV, du max- $d_{\min}$  quantifié et du POSM quantifié, ces 3 précodeurs ayant des performances très proches. De manière assez surprenante, les performances du précodeur Corap sont bien supérieures à celles des précodeurs non quantifiés, avec un gain de l'ordre de 2 dB à  $TET = 3 \cdot 10^{-2}$  par rapport au précodeur max- $d_{\min}$  non quantifié. En effet, il faut noter que le précodeur Corap transmet 4 flux de type MDP2 simultanément afin de conserver la même efficacité spectrale que les autres précodeurs. L'utilisation de la modulation MDP2 plutôt que la MDP4 joue un rôle non négligeable dans ces résultats. Il peut être intéressant d'analyser ce comportement pour des ordres de modulation supérieurs.

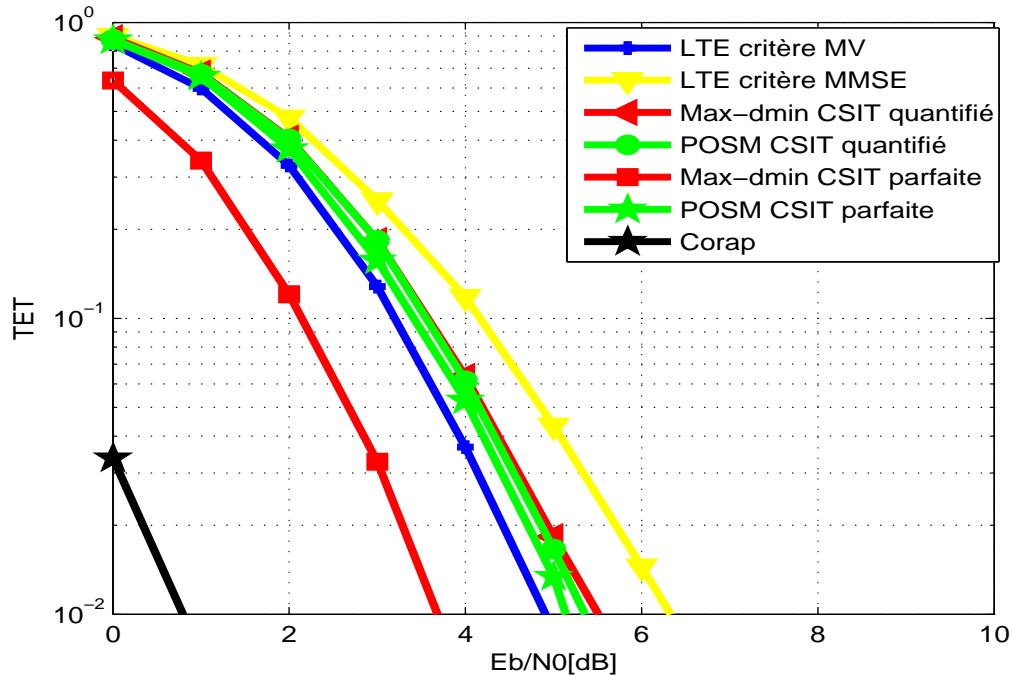


FIGURE 3.1 – Performance des précodeurs quantifiés pour une transmission MIMO codée à même efficacité spectrale (Modulation MDP4 pour les précodeurs à deux voies et Modulation MDP2 pour le précodeur Corap) avec un décodage souple dans un canal Rayleigh MIMO  $4 \times 4$  décorrélié. Estimation parfaite de  $\mathbf{H}$ .

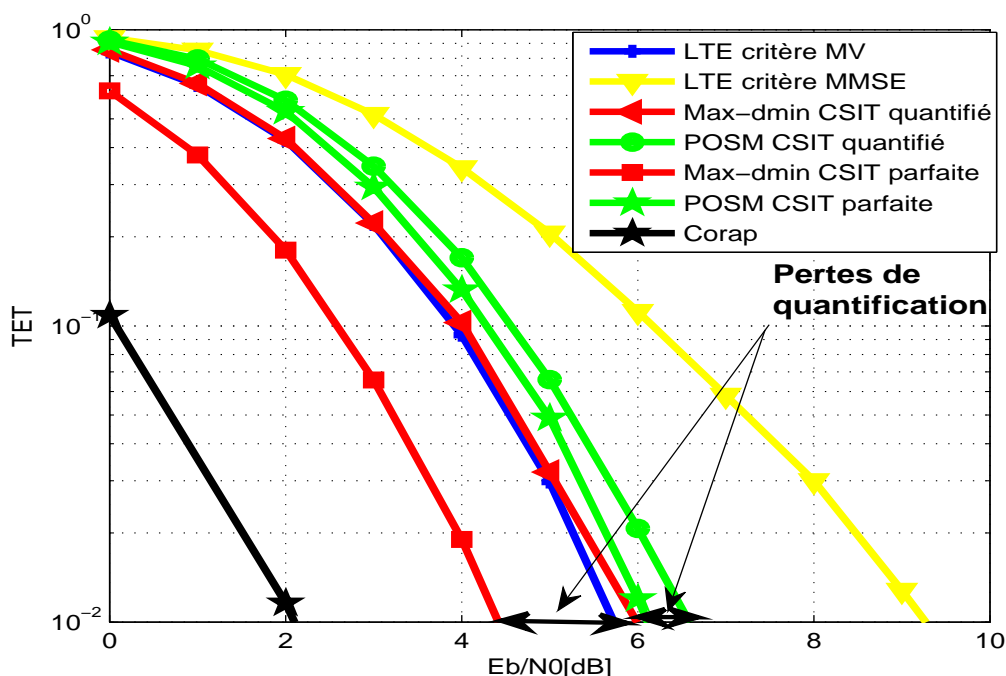


FIGURE 3.2 – Performance des précodeurs quantifiés pour une transmission MIMO codée à même efficacité spectrale (Modulation MDP4 pour les précodeurs à deux voies et Modulation MDP2 pour le précodeur Corap) avec un décodage souple dans le canal MIMO  $4 \times 4$  décorrélié *DecChan* (issu des mesures dans le tunnel de Roux). Estimation parfaite de  $\mathbf{H}$ .

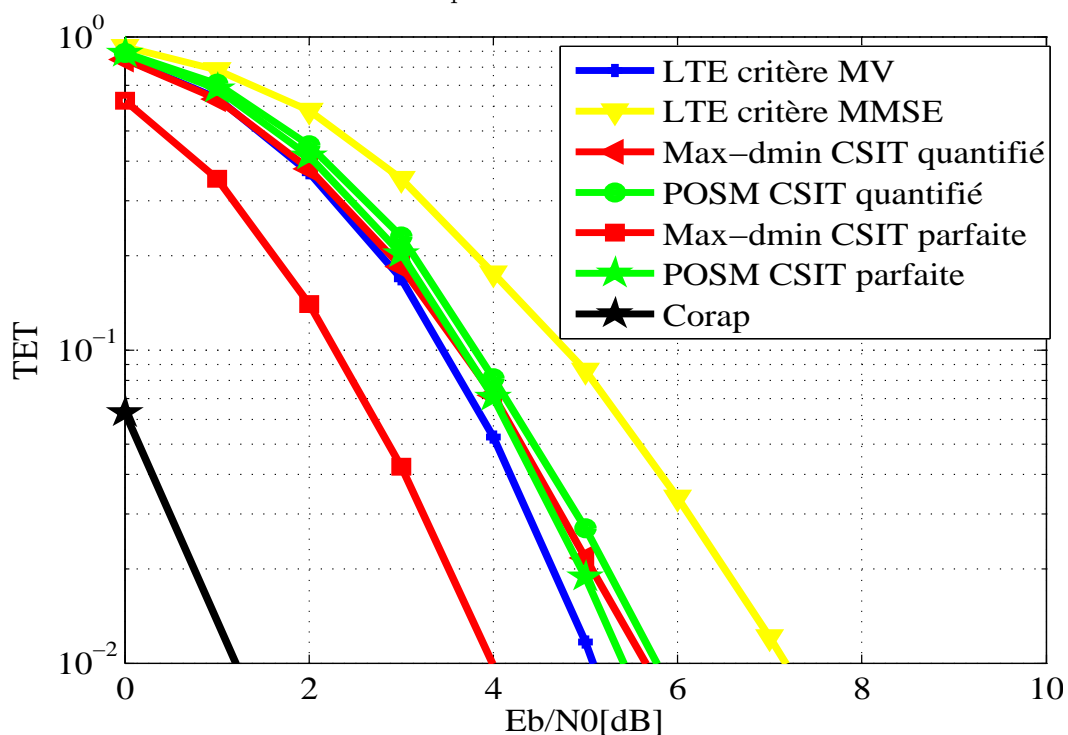


FIGURE 3.3 – Performance des précodeurs quantifiés pour une transmission MIMO codée à même efficacité spectrale (Modulation MDP4 pour les précodeurs à deux voies et Modulation MDP2 pour le précodeur Corap) avec un décodage souple dans le canal simulé MIMO  $4 \times 4$  EP2RP2. Estimation parfaite de  $\mathbf{H}$ .

Dans le canal *DecChan* (Fig. 3.2), la hiérarchie précédente est conservée avec des écarts de performance très similaires entre le précodeur *Corap* et les autres précodeurs quantifiés, de l'ordre de 4 dB. Le POSM quantifié s'éloigne légèrement des précodeurs max- $d_{\min}$  quantifié et LTE fondé sur le critère MV avec une perte de l'ordre de 0,5 dB et 0,8 dB respectivement. Cependant, on peut noter, une dégradation des performances du précodeur LTE fondé sur le MMSE qui perd plus de 2,5 dB par rapport au canal de Rayleigh à  $TET = 10^{-2}$ .

Dans le canal EP2RP2 (Fig. 3.3), les conclusions sont similaires à celles obtenues dans le canal de Rayleigh.

Dans le canal *CorChan* (Fig. 3.4), le précodeur *Corap* reste le plus performant avec un gain de l'ordre de 2 dB par rapport au précodeur max- $d_{\min}$  quantifié. Les performances du POSM quantifié se dégradent avec une perte de l'ordre de 4,5 dB par rapport au max- $d_{\min}$  quantifié. Dans cet environnement très corrélé, le POSM ne réussit pas à orthogonaliser les flux émis, d'autant plus que le nombre de bits de quantification est très contraint avec uniquement 3 bits pour réaliser la quantification des deux angles  $\theta_0$  et  $\theta_1$  (cf. section 3.3.2.1).

Dans le canal EP1RP1 (Fig. 3.5), qui présente une très forte corrélation ( $\rho = 0,97$ ), le max- $d_{\min}$  quantifié surpasse les précodeurs *Corap*, POSM quantifié et LTE avec un écart de 0,8 dB, 1 dB et 2 dB respectivement. En effet, lorsque la corrélation est élevée, le précodeur max- $d_{\min}$  favorise le meilleur flux, contrairement aux autres précodeurs, qui utilisent toujours tous les flux disponibles. Notons cependant que le précodeur max- $d_{\min}$  est un peu avantagé car on lui attribue un bit supplémentaire pour la prise en compte des deux dictionnaires utilisés lors des simulations (un pour chaque type de canal, corrélé et décorrélé).

Le précodeur *Corap* présente les meilleures performances dans les canaux de Rayleigh, EP2RP2 et *DecChan*. Ces performances sont nettement meilleures dans ces canaux que celles des précodeurs non quantifiés max- $d_{\min}$  et POSM. Les gains sont de l'ordre de plus de 2 dB pour un taux d'erreurs cible de  $3 \cdot 10^{-2}$  par rapport au précodeur non quantifié max- $d_{\min}$ . Toutefois, il est important de noter que l'utilisation de la modulation MDP2 joue un rôle non négligeable dans ces résultats. Il peut être intéressant d'analyser ce comportement pour des ordres de modulation supérieurs. Ce gain disparaît pour de fortes valeurs de la corrélation dans le tunnel (Figures 3.5 et 3.4). Ainsi, dans les

Précodeurs	Pertes dans le canal de Rayleigh ( $\rho = 0$ )	Pertes dans le canal EP2RP2 ( $\rho = 0.53$ )	Pertes dans le canal <i>DecChan</i> ( $\rho = 0.57$ )	Pertes dans le canal <i>CorChan</i> ( $\rho = 0.96$ )	Pertes dans le canal EP1RP1 ( $\rho = 0.97$ )
max- $d_{\min}$	2	1.6	1.4	1.2	1
POSM	0.2	0.4	0.4	2.9	3

TABLE 3.4 – Pertes liées à la quantification en fonction de la corrélation dans le tunnel

canaux fortement corrélés, on constate que le précodeur Corap devient moins performant, notamment dans le canal EP1RP1 où il fait bien moins que le précodeur quantifié max- $d_{\min}$ . Il conserve tout de même des performances proches du précodeur POSM non quantifié.

Par ailleurs, la figure 3.1 montre que, dans un canal de Rayleigh avec une estimation de canal parfaite, le précodeur LTE basé sur le critère du MV surclasse les autres précodeurs max- $d_{\min}$  et POSM quantifiés. Il donne également des performances meilleures que le POSM non quantifié pour des valeurs de  $\frac{Eb}{N_0} < 5$  dB malgré le nombre limité de matrices (16) que possède son dictionnaire. D'un autre côté, le précodeur LTE basé sur le critère du MMSE donne les moins bonnes performances de simulation. Cela confirme, pour les précodeurs basés sur l'utilisation d'un dictionnaire, l'importance du choix du critère de sélection quel que soit le dictionnaire utilisé.

### 3.4.3.2 Influence de la quantification

Nous présentons dans le tableau 3.4 les pertes liées à la quantification en fonction de la corrélation dans le tunnel pour les précodeurs max- $d_{\min}$  et POSM. L'influence de la quantification diffère en fonction de la technique de précodage utilisée : en effet, pour le max- $d_{\min}$  plus le niveau de corrélation augmente, moins on a de pertes dues à la quantification. Cela s'explique par deux facteurs : la mesure de distorsion prise pour la génération du dictionnaire  $\mathcal{F}_v$  (la moyenne des pertes de puissance du canal équivalent en réception) et la technique d'optimisation de puissance du max- $d_{\min}$  en environnement corrélé. Le POSM au contraire accuse beaucoup plus de pertes lorsque la corrélation croît. Ce comportement s'explique par le nombre de bits utilisés pour la quantification du POSM. En effet, pour les paramètres de simulations considérés, notamment la configuration d'antennes MIMO  $4 \times 4$  et la modulation MDP4, 7 bits sur

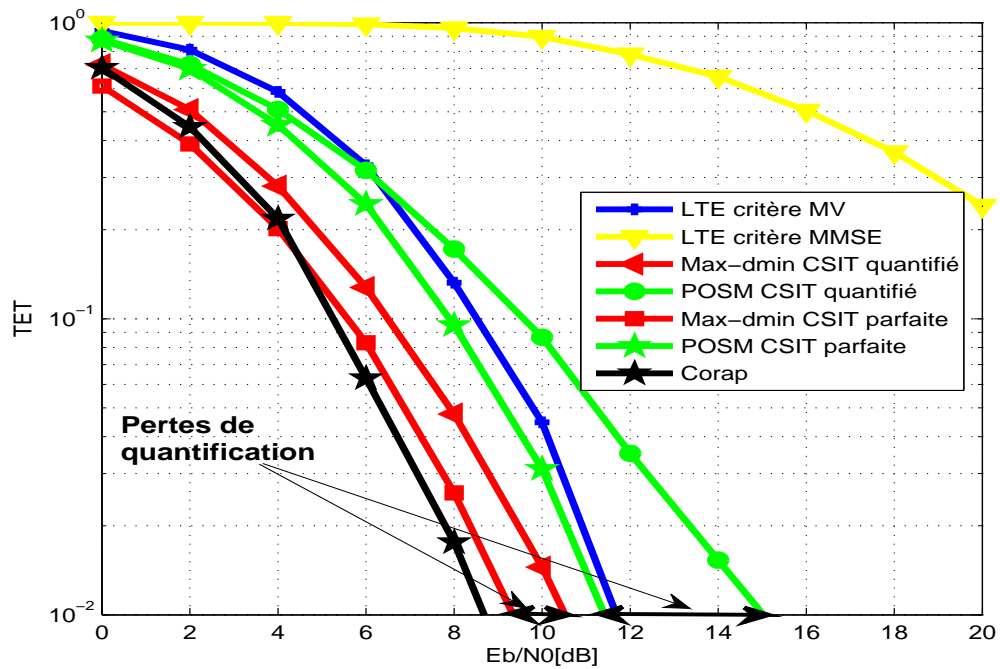


FIGURE 3.4 – Performance des précodeurs quantifiés pour une transmission MIMO codée à même efficacité spectrale (Modulation MDP4 pour les précodeurs à deux voies et Modulation MDP2 pour le précodeur Corap) avec un décodage souple dans le canal MIMO  $4 \times 4$  corrélé *CorChan* (issu des mesures dans le tunnel de Roux). Estimation parfaite de  $\mathbf{H}$ .

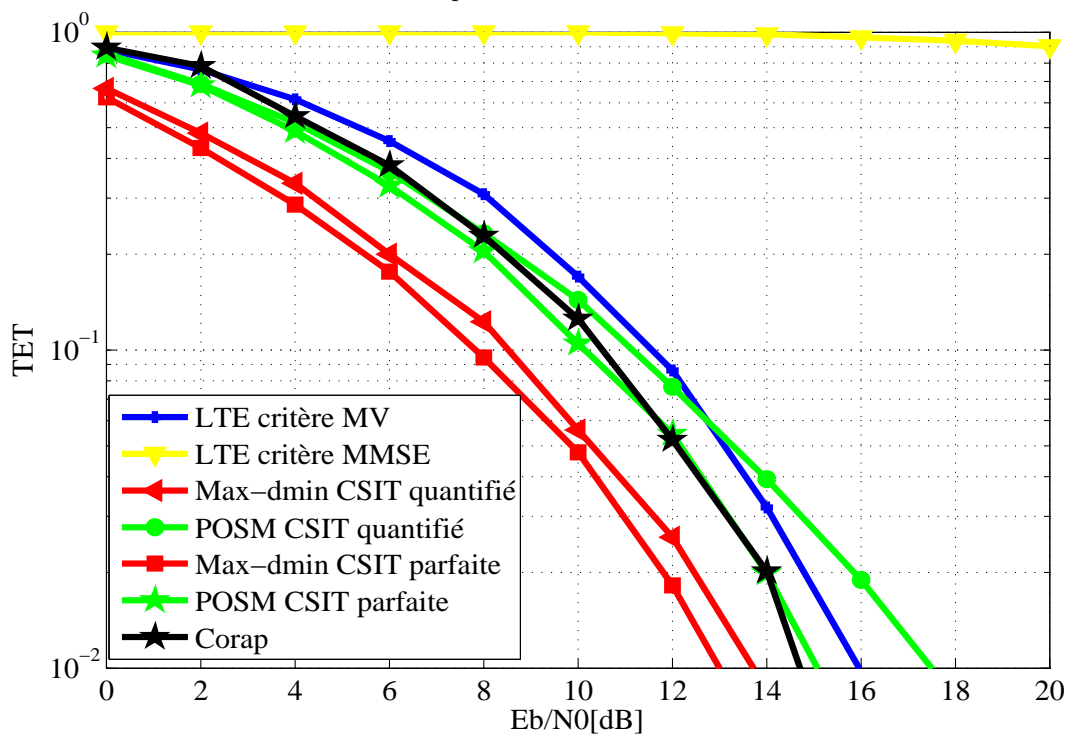


FIGURE 3.5 – Performance des précodeurs quantifiés pour une transmission MIMO codée à même efficacité spectrale (Modulation MDP4 pour les précodeurs à deux voies et Modulation MDP2 pour le précodeur Corap) avec un décodage souple dans le canal simulé MIMO  $4 \times 4$  EP1RP1. Estimation parfaite de  $\mathbf{H}$ .

la voie retour ne permettent pas de représenter convenablement les angles. Ceci entraîne une perte d'orthogonalité des flux transmis.

### 3.4.3.3 Réduction de la taille du dictionnaire du max- $d_{\min}$

Dans la section 3.3.1.1, nous avons montré qu'il était possible de construire des dictionnaires spécifiques pour le précodeur max- $d_{\min}$  quantifié selon le degré de corrélation des antennes. Nous avons ainsi défini deux dictionnaires adaptés au contexte EP2RP2 (faiblement corrélé) et EP1RP1 (fortement corrélé). Nous proposons maintenant de réduire la taille du dictionnaire, et donc le débit sur la voie retour, en nous appuyant sur l'analyse de la fréquence d'utilisation des matrices de précodage, selon l'environnement de propagation. L'idée consiste à déterminer un sous ensemble  $\mathcal{F}_{red}$  du dictionnaire  $\mathcal{F}$  ( $\mathcal{F}_{red} \subset \mathcal{F}$ ) composé des matrices les plus utilisées dans le canal de transmission. Ce sous-ensemble doit être de taille minimale tout en conservant des performances identiques à celles obtenues avec le dictionnaire complet. Pour ce faire, nous considérons le canal MIMO théorique de Kronecker défini dans la section 2.4 avec des valeurs de corrélation  $\rho$  variant de 0,1 à 0,9. Les figures 3.6 et 3.7 présentent les histogrammes des indices de matrices de précodage max- $d_{\min}$  choisies dans le dictionnaire EP2RP2 et EP1RP1, respectivement, pour différentes valeurs  $\rho$  et un tirage de 10 000 réalisations du canal. Nous remarquons que plus la valeur de corrélation est faible, plus l'utilisation des matrices du dictionnaire est répartie sur l'ensemble du dictionnaire. Au contraire, une augmentation de la corrélation tend à favoriser certaines matrices de précodage.

Sur la figure 3.6, pour un canal faiblement corrélé, deux types de comportements sont constatés en fonction du degré de corrélation. Pour des valeurs de  $\rho < 0,5$ , la fréquence d'utilisation est plutôt uniformément répartie sur les 128 matrices du dictionnaire. Pour des valeurs de  $\rho \in [0,5; 0,7]$  quelques matrices sont plus sollicitées.

Sur la figure 3.7, on constate que pour le canal fortement corrélé, moins de 10 matrices sont impliquées dans 90% des réalisations. Ainsi, nous proposons de construire le dictionnaire  $\mathcal{F}_{red}$  à l'aide des  $k$  ( $k \leq 10$ ) premières matrices triées dans l'ordre décroissant de leur fréquence d'utilisation. Ceci entraîne un réel potentiel de réduction du nombre de bit sur la voie retour qui passerait au mieux de 7 bits à 4, avec uniquement 16 matrices dans le dictionnaire. Afin de valider la valeur exacte de  $k$ , il convient de vérifier les performances du dictionnaire réduit lors d'une transmission.



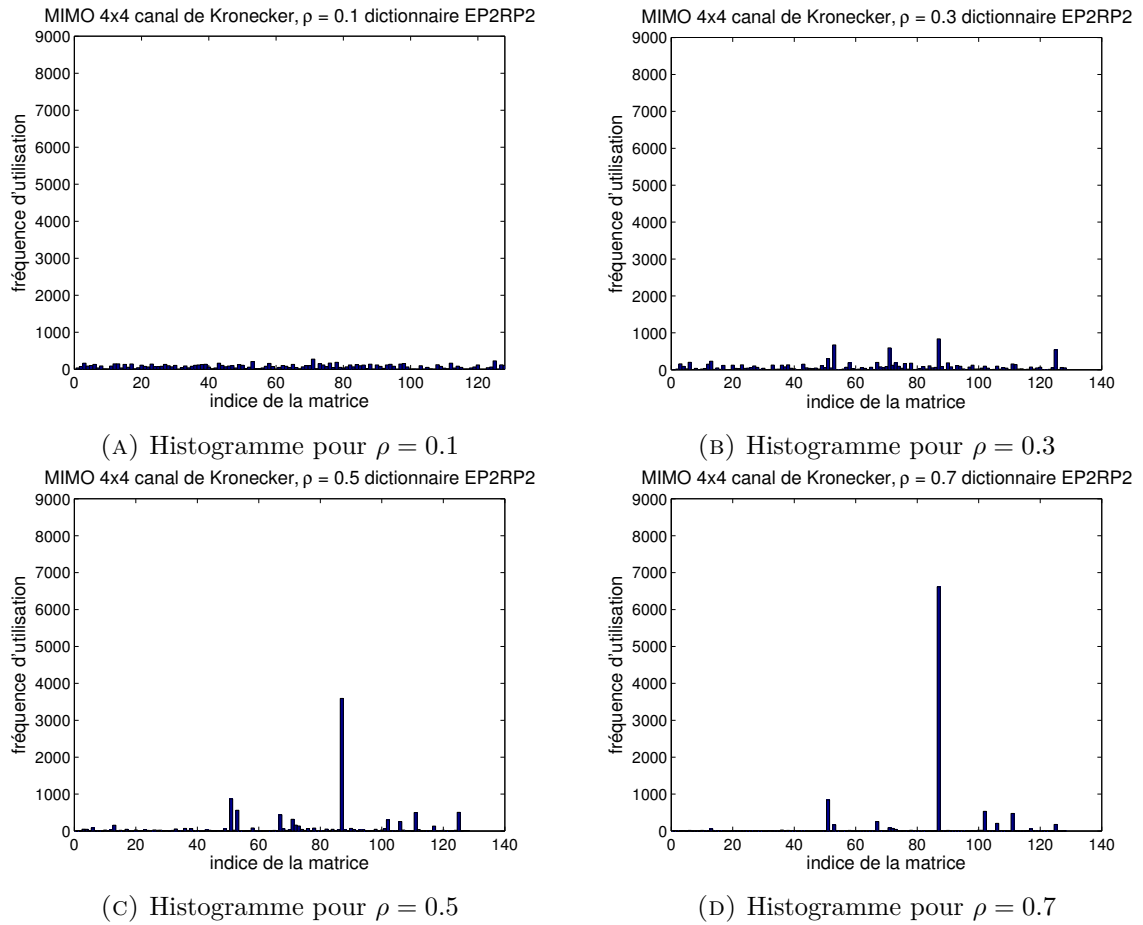


FIGURE 3.6 – Histogramme de la fréquence d'utilisation des matrices du dictionnaire EP2RP2 dans un canal MIMO théorique Kronecker  $4 \times 4$  en fonction de la corrélation

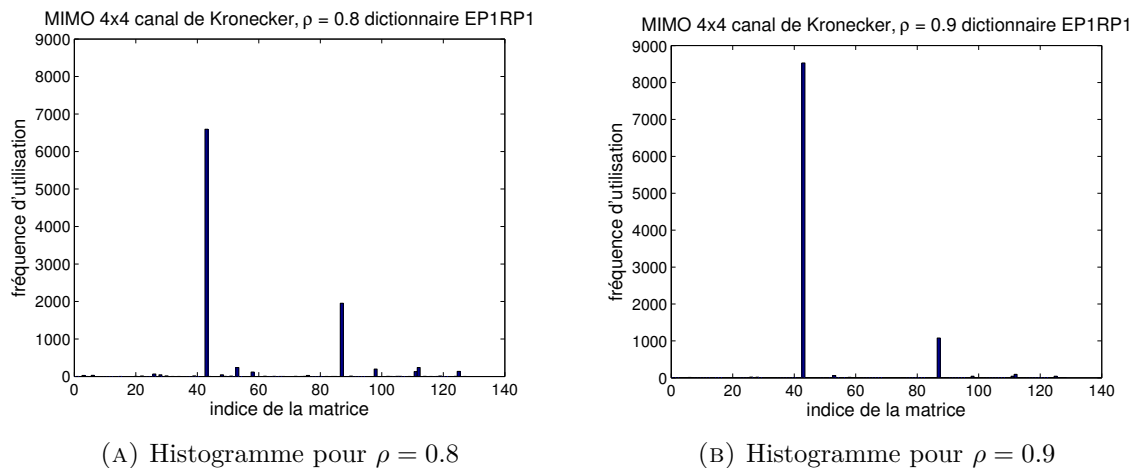


FIGURE 3.7 – Histogramme de la fréquence d'utilisation des matrices du dictionnaire EP1RP1 dans un canal MIMO théorique Kronecker  $4 \times 4$  en fonction de la corrélation

Afin de déterminer l'impact de cette réduction du nombre de bit sur la voie retour, nous procédons à des simulations dans les canaux EP1RP1 et EP2RP2. Pour chacun de ces deux canaux on utilise le dictionnaire dédié, précédemment défini. La figure 3.8 donne les résultats pour différentes valeurs de la quantification du lien retour allant de 4 à 7 bits. Le tableau 3.5 résume les pertes dues à la réduction de la taille du précodeur max- $d_{\min}$  par rapport au dictionnaire initial de 128 matrices (7 bits) pour les deux canaux simulés EP1RP1 et EP2RP2. Les résultats de performance montrent que les pertes sont inférieures dans le canal EP1RP1 par rapport au canal EP2RP2. Elles restent cependant non négligeables surtout pour un dictionnaire de 16 matrices (les 16 matrices les plus utilisées). Toutefois, en comparant par rapport au précodeur LTE à 16 matrices également dans le canal en EP1RP1 (figure 3.5), le précodeur max- $d_{\min}$  à 16 matrices donne de meilleures performances. En EP2RP2 par contre, cette tendance est inversée. Ainsi, en fonction de l'application visée et des contraintes du système, cette solution de réduction supplémentaire de bits sur la voie retour peut être envisagée.

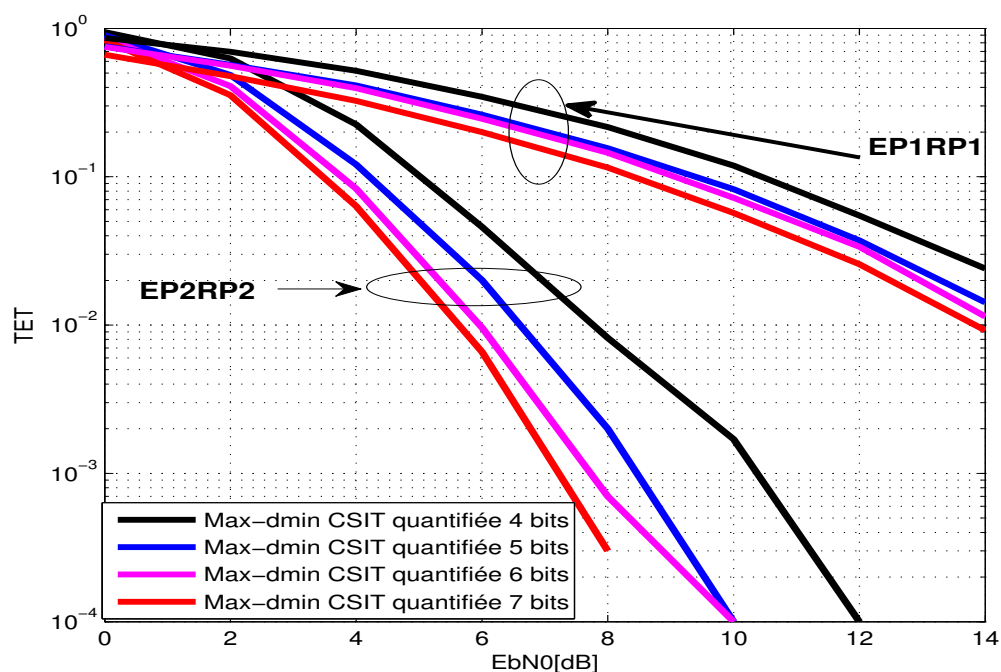


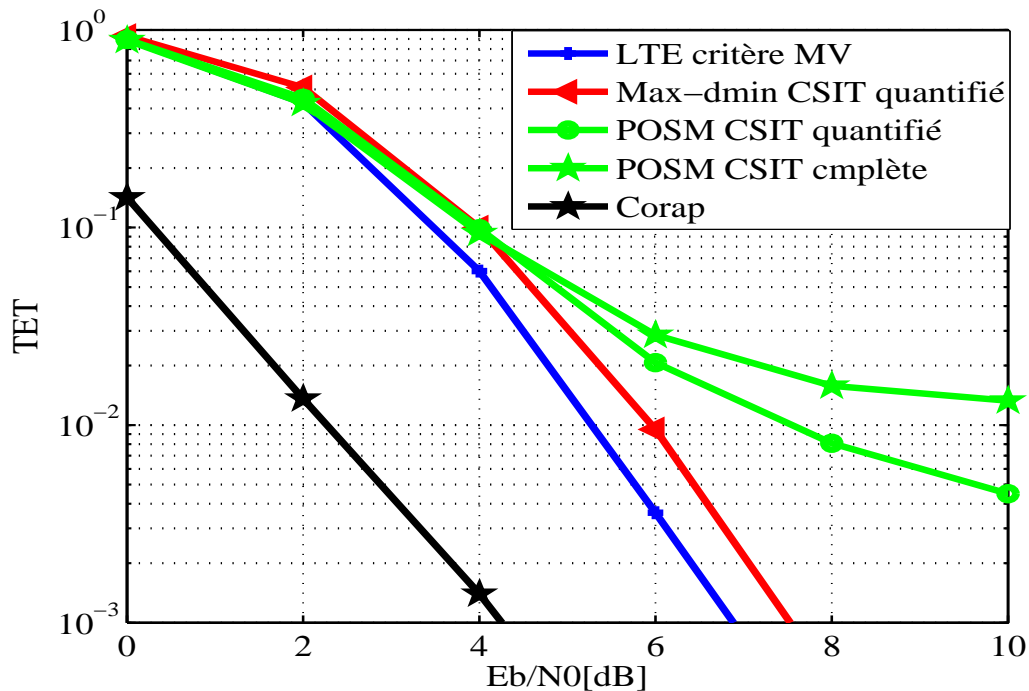
FIGURE 3.8 – Performance du précodeur max- $d_{\min}$  quantifié en fonction de la taille du dictionnaire pour une transmission MIMO codée avec une modulation MDP4 et un décodage souple dans les canaux  $4 \times 4$  EP1RP1 et EP2RP2.

	Pertes dans le canal EP2RP2 ( $\rho = 0.53$ ) par rapport à l'utilisation d'un dictionnaire de 128 matrices	Pertes dans le canal EP1RP1 ( $\rho = 0.97$ ) par rapport à l'utilisation d'un dictionnaire de 128 matrices
16 matrices utilisées	2	1.2
32 matrices utilisées	1	0.6
64 matrices utilisées	0.4	0.5

 TABLE 3.5 – Pertes liées à la réduction de la taille du dictionnaire du précodeur Max-dmin à  $TET=3.10^{-2}$ .

### 3.4.4 Estimation imparfaite du canal

Dans cette section, nous reprenons l'analyse des performances des précodeurs en considérant cette fois-ci l'hypothèse d'une estimation imparfaite du canal. Nous avons choisi de ne prendre en considération pour le précodeur LTE que le critère du maximum de vraisemblance. Ce choix est dû aux mauvaises performances du précodeur LTE basé sur le critère du MMSE en l'absence d'erreur d'estimation, surtout dans le canal fortement corrélé. Pour le précodeur Corap, seule la matrice de canal  $\mathbf{H}$  utilisée en réception pour


 FIGURE 3.9 – Performance des précodeurs quantifiés pour une transmission MIMO codée à même efficacité spectrale (Modulation MDP4 pour les précodeurs à deux voies et Modulation MDP2 pour le précodeur Corap) avec un décodage souple dans un canal de Rayleigh MIMO  $4 \times 4$  décorrélé. Estimation imparfaite de  $\mathbf{H}$ .

la détection est affectée par l'erreur d'estimation. Chaque figure présente les résultats des performances en termes de taux d'erreurs trame (TET) obtenu dans un canal donné. Les Figures 3.9, 3.10, 3.11, 3.12 et 3.13, correspondent respectivement au canal de Rayleigh, aux canaux faiblement corrélés *DecChan* et EP2RP2, aux canaux fortement corrélés *CorChan* et EP1RP1.

La qualité de l'estimation de canal affecte tous les précodeurs étudiés et devient un facteur limitant de la performance. En l'absence de corrélation, la figure 3.9 montre que, la dégradation des performances entraînée par l'erreur d'estimation du canal est beaucoup plus sévère pour le précodeur POSM quantifié pour lequel apparaît un seuil à un TET de  $10^{-2}$ . Le POSM est beaucoup plus dépendant de la qualité de l'estimation du canal sur lequel se fonde le calcul de l'angle d'orthogonalisation du canal. Pour les autres précodeurs, hormis la dégradation des performances, les tendances restent les mêmes que dans le cas sans erreur d'estimation.

Dans le canal faiblement corrélé (*DecChan*), la dégradation des performances par rapport au canal sans erreur d'estimation atteint 2 dB pour le max- $d_{\min}$  quantifié (figure 3.10). Les précodeurs LTE (critère MV) et max- $d_{\min}$  quantifiés fournissent des performances très proches. En présence de corrélation, le précodeur Corap est considérablement impacté par les erreurs d'estimation du canal. Il accumule la plus grosse perte de performance par rapport au canal sans erreur d'estimation (perte de 6 dB pour un TET =  $10^{-2}$ ). Il reste cependant légèrement plus performant que le max- $d_{\min}$  quantifié pour des valeurs de  $\frac{Eb}{N_0} < 6$  dB. Les mêmes constatations peuvent être faites dans le canal simulé EP2RP2 (figure 3.11).

Dans les canaux fortement corrélés, on constate que le précodeur Corap devient bien moins performant que le précodeurs max- $d_{\min}$  quantifié et LTE (basé sur le critère MV). L'impact des erreurs d'estimation cumulées au niveau élevé de la corrélation dégrade fortement ses performances. Cela est dû à l'allocation de puissance utilisée. Il est plus judicieux de transmettre sur un nombre réduit de flux en favorisant les plus grandes valeurs propres du canal. Les précodeurs LTE (critère MV) et max- $d_{\min}$  quantifié s'en sortent beaucoup mieux dans ces canaux, avec un avantage pour le max- $d_{\min}$  pour des valeur de RSB < 20 dB. Il est important de souligner que malgré l'utilisation d'un faible nombre de matrices (16 matrices uniquement), le précodeur LTE (critère MV)

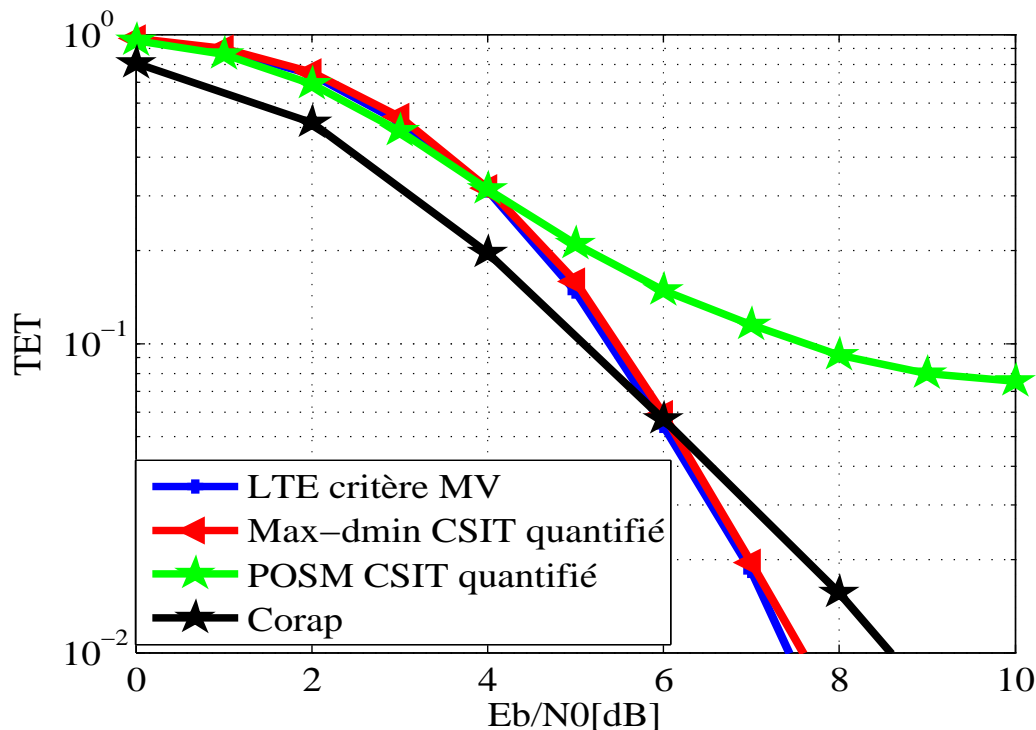


FIGURE 3.10 – Performance des précodeurs quantifiés pour une transmission MIMO codée à même efficacité spectrale (Modulation MDP4 pour les précodeurs à deux voies et Modulation MDP2 pour le précodeur Corap) avec un décodage souple dans le canal MIMO  $4 \times 4$  *DecChan* (issu des mesures du tunnel de Roux). Estimation imparfaite de  $\mathbf{H}$ .

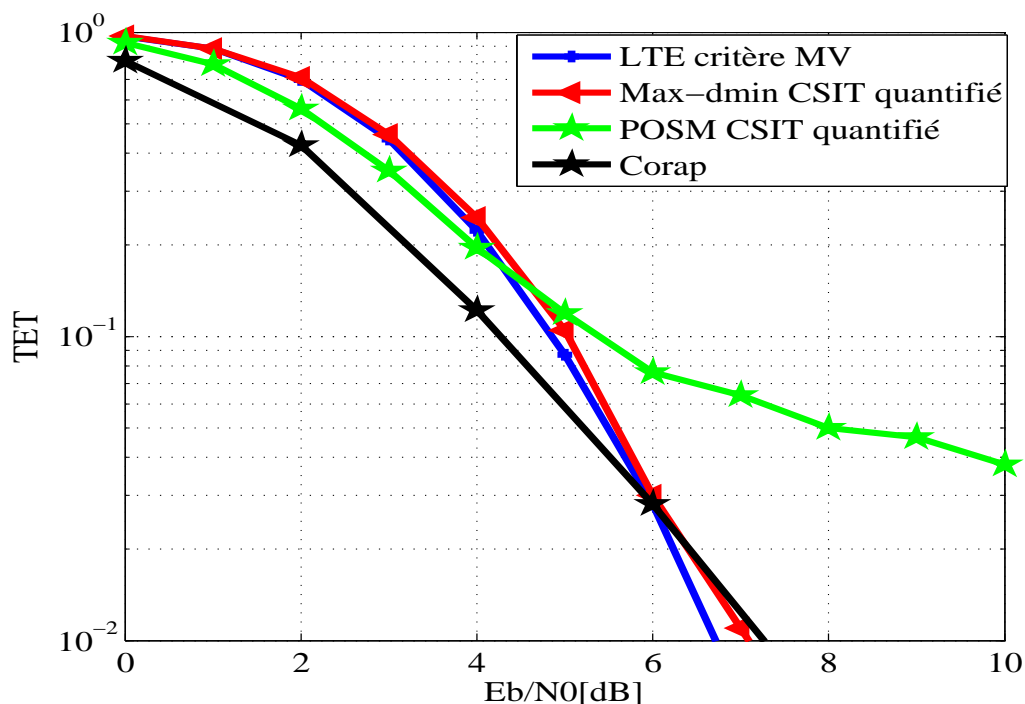


FIGURE 3.11 – Performance des précodeurs quantifiés pour une transmission MIMO codée à même efficacité spectrale (Modulation MDP4 pour les précodeurs à deux voies et Modulation MDP2 pour le précodeur Corap) avec un décodage souple dans les canaux simulés MIMO  $4 \times 4$  EP2RP2. Estimation imparfaite de  $\mathbf{H}$ .

Précodeurs	Pertes dans le canal de Rayleigh ( $\rho = 0$ )	Pertes dans le canal EP2RP2 ( $\rho = 0.53$ )	Pertes dans le canal <i>DecChan</i> ( $\rho = 0.57$ )	Pertes dans le canal <i>CorChan</i> ( $\rho = 0.96$ )
$\max-d_{\min}$	2	1.5	1.6	7
<i>Corap</i>	3.4	6.3	6	$\infty$

TABLE 3.6 – Pertes liées à la qualité de l’estimation en fonction de la corrélation dans le tunnel à TET=3.10<sup>-2</sup>.

	Faible corrélation	Forte corrélation
estimation parfaite	<b>1) Corap</b>	<b>1) Corap</b>
	2) $\max-d_{\min}$ /LTE(MV)	2) $\max-d_{\min}$
	3) POSM	3) LTE
	4) LTE(MMSE)	4) POSM
estimation imparfaite	1) $\max-d_{\min}$ / <b>LTE(MV)</b>	1) $\max-d_{\min}$ / <b>LTE (MV)</b>
	2) Corap	2) POSM
	3) POSM	3) Corap

TABLE 3.7 – Bilan des simulations et hiérarchie proposée des précodeurs.

obtient des résultats corrects dans les canaux fortement corrélés et en présence d’erreur d’estimation en réception.

Les pertes liées à la qualité de l’estimation des précodeurs  $\max-d_{\min}$  et *Corap* en fonction de la corrélation dans le tunnel sont résumées dans le tableau 3.6.

Le tableau 3.7 fournit un classement des précodeurs qui résume les résultats de simulation pour différentes configurations. À partir de ce tableau, nous pouvons préconiser la mise en place d’un programme complet regroupant en priorité les précodeurs *Corap* et  $\max-d_{\min}$ . Lors de la transmission dans le tunnel, l’émetteur pourra basculer entre ces technique de précodage en fonction de l’application et de l’environnement de propagation rencontré. Par ailleurs, en s’abstenant du lien retour, le précodeur *Corap* que nous avons proposé permet de préserver le débit sur la voie retour. Nous avons montré, grâce à des simulations que ce précodeur est efficace dans les canaux faiblement corrélés.

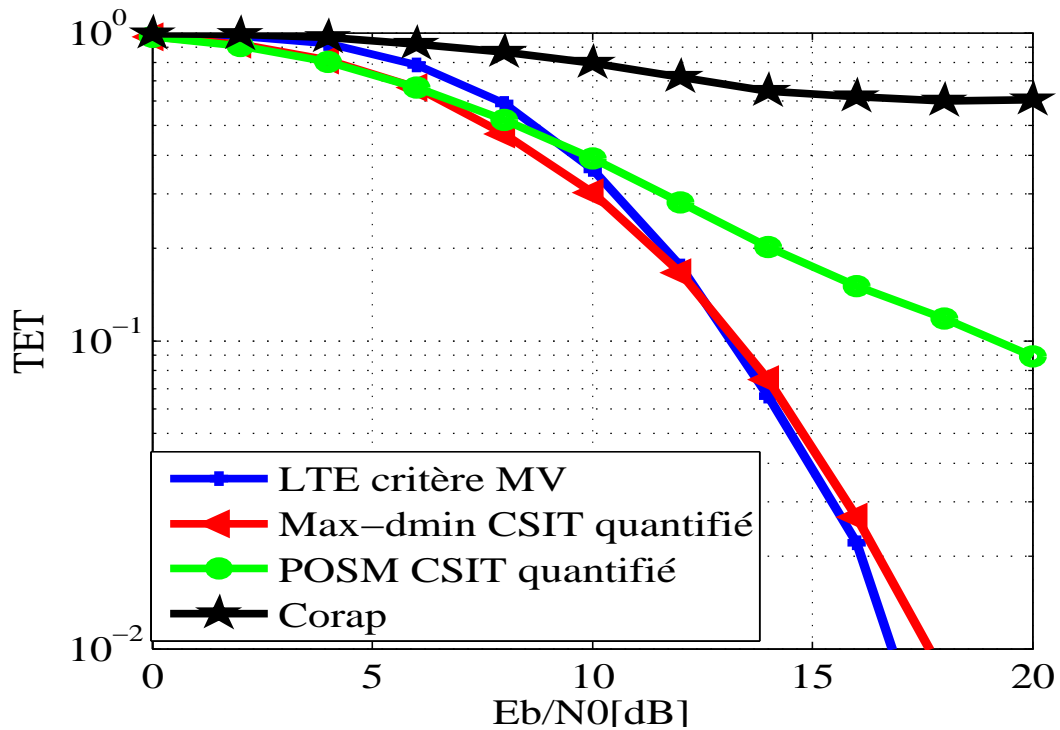


FIGURE 3.12 – Performance des précodeurs quantifiés pour une transmission MIMO codée à même efficacité spectrale (Modulation MDP4 pour les précodeurs à deux voies et Modulation MDP2 pour le précodeur Corap) avec un décodage souple dans un canal MIMO  $4 \times 4$  *CorChan* (issu des mesures dans le tunnel de Roux). Estimation imparfaite de  $\mathbf{H}$ .

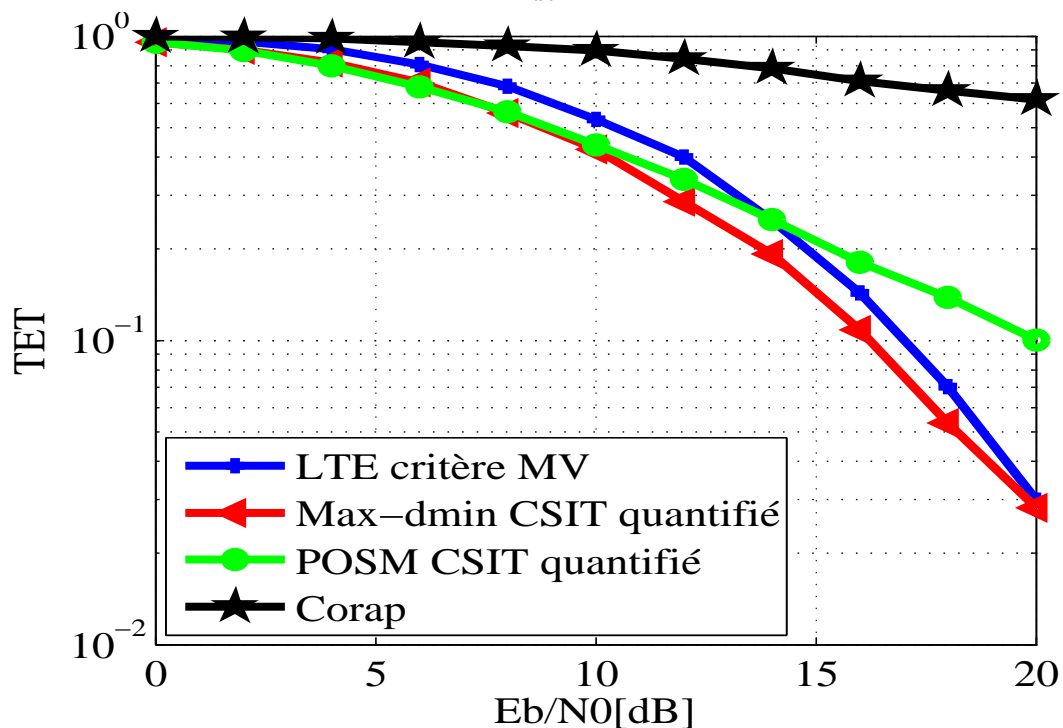


FIGURE 3.13 – Performance des précodeurs quantifiés pour une transmission MIMO codée à même efficacité spectrale (Modulation MDP4 pour les précodeurs à deux voies et Modulation MDP2 pour le précodeur Corap) avec un décodage souple dans le canal simulé MIMO  $4 \times 4$  EP1RP1. Estimation imparfaite de  $\mathbf{H}$ .

### 3.5 Conclusion

Dans le chapitre précédent nous avons présenté des techniques de précodage avec un lien retour parfait. Dans la pratique, la voie retour peut être limitée en débit, ce qui conduit à recourir à la quantification de la CSIT. De plus, plusieurs phénomènes peuvent détériorer la qualité de la CSIT : les délais de transmission, les erreurs sur la voie retour, les erreurs d'estimation de canal en réception. Ainsi, dans ce chapitre, après avoir présenté un modèle d'erreur pour la CSIT, nous avons décrit différentes techniques de précodage MIMO avec une voie de retour bas débit. Deux types de techniques de précodage ont été étudiés. Le premier type utilise un dictionnaire. Dans cette catégorie, nous retrouvons le précodeur  $\max-d_{\min}$  quantifié et le précodeur issu de la norme LTE. Plusieurs techniques de génération du dictionnaire et plusieurs critères de sélection de matrice dans le dictionnaire ont été présentées. Le second groupe de précodeurs n'utilise pas de dictionnaire. Dans ce contexte, nous avons présenté le POSM quantifié, qui considère la quantification de ses paramètres principaux, et le précodeur Corap, qui exploite la connaissance de la matrice de corrélation du canal. Ce dernier peut être intéressant dans le contexte d'un environnement tunnel parfaitement caractérisé dans lequel on pourrait alors s'affranchir de la voie retour en se basant sur la connaissance a priori de la position des émetteurs.

Afin d'évaluer le potentiel de chacune des techniques nous avons analysé les performances avec des simulations dans les canaux présentés dans les chapitres 1 et 2. Les résultats obtenus peuvent être transposés à des modems de type IEEE 802.11x en raison du modèle de système considéré dans cette thèse.

Le précodeur LTE fondé sur le critère MV offre de bonnes performances même dans un scénario corrélé à condition d'avoir un RSB élevé. Il considère un dictionnaire constitué de 16 matrices uniquement. Il est pénalisé par l'erreur d'estimation surtout pour des valeurs de corrélation élevées dans le tunnel et pour des faibles valeurs de RSB. Le précodeur LTE fondé sur le critère MMSE se révèle être inadapté pour des transmissions dans un tunnel fortement corrélé. La dégradation des performances est très élevée comparée aux autres précodeurs. De plus, les erreurs d'estimation impactent sévèrement ce précodeur.



Le précodeur POSM fournit un bon rapport complexité/performance. En effet, sa quantification s'appuie sur une quantification uniforme des deux angles  $\theta_0$  et  $\theta_1$ . Celle-ci peut être effectuée pour chaque réalisation du canal. Dans les canaux faiblement corrélés, la perte due à la quantification est faible. Quand le niveau de la corrélation augmente, les pertes dues à la quantification deviennent significatives et entraînent des performances plus faibles que celles des autres précodeurs à l'exception du précodeur LTE fondé sur le MMSE. Quelques bits supplémentaires pour la quantification devraient améliorer les performances, et en particulier améliorer l'orthogonalité des flux transmis. Toutefois, l'impact des erreurs d'estimation de canal est important sur le POSM. Il existe un seuil à partir duquel le précodeur, quantifié ou non, décroche totalement. En plus de cette forte dépendance à la qualité de l'estimation du canal, le POSM nécessite l'utilisation de la technique de sélection d'antennes pour transmettre sur plus de deux antennes.

Le précodeur max- $d_{\min}$  avec une CSIT parfaite offre les meilleures performances dans tous les scénarios fortement corrélés. Toutefois, les pertes dues à la quantification de la CSIT entraînent une baisse des performances qui varie en fonction du canal et du degré de corrélation dans le tunnel. Ces pertes de quantification deviennent relativement faibles lorsque la qualité de la CSIT est dégradée. L'avantage comparé au POSM peut s'expliquer par le fait qu'on lui attribue un bit supplémentaire pour la prise en compte des deux dictionnaires utilisés lors des simulations (un pour chaque type de canal, corrélé et décorrélé). Les pertes induites par la réduction de la taille du dictionnaire du max- $d_{\min}$  en s'appuyant sur les matrices les plus utilisées ne sont pas négligeables. D'autres solutions doivent être envisagées pour simplifier la quantification du max- $d_{\min}$ .

Le précodeur *Corap* présente de bonnes performances dans les canaux faiblement corrélés. Dans ces canaux, ses performances sont nettement meilleures que celles des autres précodeurs étudiés. Cependant, ses performances se dégradent considérablement dans les canaux fortement corrélés et surtout en présence d'erreurs d'estimation du canal. A notre avis, le précodeur *Corap* peut donc être considéré comme une bonne alternative pour optimiser les transmissions dans le tunnel à condition d'avoir caractérisé finement le canal de propagation en amont pour connaître le degré de corrélation en fonction de la position dans le tunnel.



## Chapitre 4

# Transmission en présence du bruit Impulsif

### 4.1 Introduction

L'hypothèse sous-jacente à la plupart des travaux en communications numériques est la modélisation de la loi du bruit par la distribution gaussienne. Il s'agit de considérer le bruit mesuré comme étant un bruit de fond d'origine thermique, stationnaire, généré de façon naturelle et représenté par une variable aléatoire gaussienne. Longtemps utilisée comme le modèle de référence de bruit dans les communications numériques, la distribution gaussienne jouit d'une part d'une facilité de mise en œuvre dans les simulateurs et d'autre part d'une bonne cohérence avec les expériences. Toutefois, la multiplicité des sources de rayonnements électromagnétiques non naturelles engendre un bruit non stationnaire et non gaussien que l'on désigne dans la littérature par *bruit impulsif*.

À la différence du bruit gaussien, le bruit impulsif se caractérise par des discontinuités temporelles et il est constitué d'impulsions élémentaires de forte amplitude. La théorie du bruit impulsif est suffisamment générale pour rendre compte des propriétés statistiques de la plupart des brouillages que l'on rencontre effectivement dans la détection des signaux [162]. En pratique, on le retrouve dans certains phénomènes de propagation, comme le bruit subi à la réception d'un signal radar dû aux échos multiples, ou le bruit reçu par le sonar lors d'une propagation sous-marine. Les modèles les plus utilisés dans la littérature pour caractériser les signaux impulsifs sont : les mélanges de gaussiennes

[163, 164], la gaussienne généralisée [165], la distribution  $t$  généralisée [166], les lois de Middleton [162, 167], les lois  $\alpha$ -stables [168, 169]. Les études des effets de ces distributions de bruit impulsif peuvent être trouvées pour différents systèmes de communications : les systèmes OFDM [170], les communications par courants porteurs en ligne [171], les systèmes SISO [172] et les systèmes MIMO [173, 174]. Dans [173], l'analyse de la performance de trois techniques MIMO classiques, le multiplexage spatial associé à un détecteur ZF ou MV et un code espace-temps en bloc, a été réalisée dans un mélange de bruit gaussien et impulsif. La borne supérieure de taux d'erreur symbole dans ce bruit mixte a été établie pour chaque système. Dans [174], les auteurs ont analysé le bruit symétrique  $\alpha$ -stable (SaS) après avoir effectué le filtrage ZF dans le récepteur. Ils en déduisent une approximation de la densité de probabilité ( $ddp$ ) du bruit SaS en utilisant un mélange de Cauchy-gaussienne. Sur la base de cette  $ddp$  approchée, ils fournissent une expression théorique du taux d'erreur binaire des systèmes MIMO. Toutefois, aucun de ces travaux n'a examiné le précodage MIMO.

Dans le domaine ferroviaire, les sources importantes de bruit électromagnétique (EM) qui pourraient interférer avec la communication train-infrastructure de type GSM-R sont les communications des hot-spot WiFi dont la zone de couverture rencontre le trajet du train, les émissions GSM des opérateurs publics dans les bandes adjacentes au GSM-R mais aussi le bruit EM transitoire produit notamment par le mauvais contact entre la caténaire et le pantographe mis en évidence dans de précédents travaux menés au LÉOST [11, 117]. Ce type de bruit peut donc aussi se rencontrer dans les métros alimentés par caténaire (exemple du métro de Barcelone où des mesures ont été réalisées dans le cadre du projet MOCAMIMODYN). Dans [11], les auteurs ont montré à partir des campagnes de mesures réalisées à bord des trains que les pertes de contact entre la caténaire et le pantographe induisent des émissions transitoires qui couvrent une large bande de fréquence et qui sont reçues par les antennes GSM-R. Ces expériences ont été réalisées à l'aide d'un oscilloscope numérique avec une fréquence d'échantillonnage de 20 GHz. La vitesse de croisière du train était d'environ 160 km/h et la vitesse maximale était de 200 km/h. Dans [117], l'auteur a procédé à une estimation de la  $ddp$  du bruit en l'approchant par une loi statistique connue. Dans un premier temps,  $2.10^6$  échantillons de bruit sont utilisés pour générer la densité de probabilité empirique du bruit par la méthode d'estimation par noyau [175, 176]. Ensuite les paramètres de la loi statistique sont trouvés par la méthode d'estimation basée sur la fonction caractéristique [177].

Enfin, la précision de l'estimation est mesurée par la divergence de Kullback-Leibler (KL) [178, 179]. Selon cette méthodologie, la distribution du bruit mesuré dans [11] est approchée le plus finement possible par la loi S $\alpha$ S. Le tableau 4.1 donne différentes lois d'approximation du bruit mesuré, leurs paramètres estimés ainsi que la divergence KL entre les distributions estimées et la loi empirique. Ces résultats donnés dans [117] confirment le caractère impulsif du bruit agissant sur les antennes à bord des trains. Par conséquent l'utilisation du modèle de bruit gaussien pour évaluer les algorithmes de communication dans un contexte ferroviaire n'est pas représentative de la réalité.

Sur la base des résultats obtenus par le LÉOST sur le bruit impulsif, nous allons, dans ce chapitre, analyser les performances des systèmes MIMO précodés en environnement tunnel pour les métros en présence du bruit impulsif modélisé par une distribution S $\alpha$ S. Dans un premier temps, nous rappelons les propriétés des distributions S $\alpha$ S. Ensuite, nous proposons des techniques de réceptions en tenant compte de l'hypothèse du bruit S $\alpha$ S. Nous effectuons une analyse théorique des performances du précodeur max- $d_{\min}$  en présence du bruit de Cauchy, qui correspond à un cas particulier du bruit S- $\alpha$ -stable. En utilisant la *ddp* statistique de la distance euclidienne minimale de la constellation de réception d'un système MIMO précodé avec une modulation MAQ rectangulaire, nous présentons une approximation de la probabilité d'erreur du précodeur max- $d_{\min}$  en présence de bruit de Cauchy. Cette approximation est indépendante de la configuration d'antennes et de l'ordre de la modulation MAQ rectangulaire utilisée. Enfin, nous appliquons notre solution MIMO précodée sur une transmission pratique dans un tunnel. La transmission implique un modèle de canal réaliste dans le tunnel, basé sur les mesures du bruit impulsif et du canal MIMO en tunnel. Nous procédons à une comparaison de performance par rapport à l'hypothèse gaussienne avant de conclure.

Loi statistique	Paramètre	Valeur Estimée	Divergence KL
Gaussien	Moyenne	$\simeq 0$	0.1032
	Variance	1	
Class A	Paramètre A	0.891	0.0368
	Facteur Gaussien	0.592	
S $\alpha$ S	Location	$3.95 \times 10^{-4} \simeq 0$	0.0226
	Dispersion	0.419	
	Exposant caractéristique	1.253	

TABLE 4.1 – Estimation des paramètres des lois statistiques [117]

## 4.2 Modèle de communication

Rappelons la relation générale d'entrée-sortie d'un système MIMO précodé à  $n_t$  antennes d'émission et  $n_r$  antennes de réception :

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (4.1)$$

où  $\mathbf{H}$  est la matrice du canal qui suit un modèle de Kronecker (cf. Chapitre 2),  $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{n_r \times 1}$  le vecteur d'échantillons reçus,  $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{b \times 1}$  le signal à émettre tel que  $E[\mathbf{x}\mathbf{x}^*] = \mathbf{I}_b$ ,  $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{n_t \times b}$  la matrice de précodage respectant la contrainte de puissance  $\|\mathbf{F}\|_F^2 = P_t$  et  $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{n_r \times 1}$  le vecteur de bruit. Tout au long de ce chapitre, nous considérons que chacune des composantes de  $\mathbf{n}$  suit une loi SaS.  $b \leq \min(n_r, n_t)$  et  $P_t$  correspondent respectivement au nombre de flux transmis et la puissance d'émission.

### 4.2.1 Propriétés de la distribution SaS

La loi SaS constitue un cas particulier d'une famille de lois dites  $\alpha$ -stables. Les processus aléatoires  $\alpha$ -stables fournissent un modèle adapté à un large éventail de bruits impulsifs (non-gaussiens), à queue lourde, rencontrés dans les canaux de communication sans fil [169]. Cela peut être justifié par le théorème central limite généralisé en considérant que le bruit résulte d'un grand nombre d'effets impulsifs possibles [168]. En outre, les lois stables sont mieux adaptées pour rendre compte du comportement asymétrique de certains phénomènes aléatoires.

Une loi stable est définie par quatre paramètres :

- $\alpha$  : l'exposant caractéristique,  $0 < \alpha \leq 2$ . Il caractérise la vitesse de décroissance des queues de la distribution. Plus  $\alpha$  tend vers 0, plus la décroissance est lente et inversement. Autrement dit, plus  $\alpha$  est proche de 2 et plus la probabilité d'observer des valeurs de la variable aléatoire loin de la position centrale est faible et inversement ;
- $\mu$  : le paramètre de position ou de localisation. Il caractérise la moyenne de la loi lorsque  $\alpha > 1$  ;
- $\varrho$  : le paramètre de dispersion. Il permet de mesurer la dispersion de la loi autour du paramètre  $\mu$  ;
- $\Upsilon$  : le paramètre d'asymétrie,  $\Upsilon \in [-1, 1]$ .

Une des propriétés des distributions  $\alpha$ -stables est que leur  $ddp$  ne possède pas d'expression mathématique connue hormis pour les cas gaussien ( $\alpha = 2$ ) et Cauchy ( $\alpha = 1$ ). Ainsi les lois  $\alpha$ -stable sont généralement définies par leur fonction caractéristique :

$$\phi(t) = \begin{cases} \exp\left(i\mu t - \varrho^\alpha |t|^\alpha \left[1 - i\Upsilon \operatorname{sgn}(t) \tan \frac{\pi\alpha}{2}\right]\right) & \text{pour } \alpha \neq 1 \\ \exp(i\mu t - \varrho |t| [1 + i\Upsilon \operatorname{sgn}(t) \ln |t|]) & \text{pour } \alpha = 1 \end{cases} \quad (4.2)$$

Lorsque  $\Upsilon = 0$ , la distribution est symétrique par rapport à  $\mu$  et l'équation (4.2) est réduite à

$$\phi(t) = \exp(i\mu t - \varrho |t|^\alpha) \quad (4.3)$$

On parle alors de loi symétrique  $\alpha$ -stable (S $\alpha$ S).

Le calcul de la  $ddp$  peut se faire numériquement par transformée de Fourier inverse. D'un autre côté, en se fondant sur le fait que toute variable aléatoire S $\alpha$ S,  $n \sim S\alpha S(\varrho, 0, 0)$  peut s'écrire comme une composée de gaussienne ([168], p. 38), ([169], p. 20), [172] a proposé une bonne approximation de la densité de probabilité de la distribution S $\alpha$ S qui repose sur un échantillonnage uniforme. L'inconvénient de cette technique est qu'elle demande un calcul numérique qui peut s'avérer prohibitif en fonction du nombre de dimensions du système. Par ailleurs, dans [180, 181], l'auteur propose un changement de variable permettant d'obtenir une expression analytique des distributions  $\alpha$ -stables pré-normalisées. Cette expression reste complexe à manipuler analytiquement.

L'absence de forme analytique de la densité de probabilité rend difficile l'étude des techniques de détection en présence du bruit impulsif. Pour surmonter cette difficulté, nous choisissons d'utiliser, dans cette thèse, un détecteur basé sur l'hypothèse que le bruit suit une loi de Cauchy. Ce choix repose, d'une part, sur la simplicité calculatoire de l'opération de détection introduite par l'expression de la loi de Cauchy et, d'autre part, sur le rapprochement des paramètres de la loi S $\alpha$ S estimée, pour l'environnement de propagation considéré, avec ceux de la loi de Cauchy. Par ailleurs, le récepteur de Cauchy (optimal pour  $\alpha = 1$ ) donne des performances très proches du récepteur optimal pour un large éventail de  $\alpha$  et  $\varrho$  [182]. Dans le contexte des détecteurs pour bruit impulsif, on retrouve dans la littérature d'autres modèles d'approximation basés sur un mélange de gaussiennes (Gaussian mixture model, GMM) [173], ou sur un mélange de Cauchy-gaussienne (Cauchy-Gaussian Model, CGM) [174]. Les références sur la théorie générale

des distributions stables peuvent être trouvées dans [168, 169].

### 4.3 Analyse théorique des performances du précodeur MIMO pour un bruit de Cauchy

Dans cette section, nous réalisons l'analyse théorique des performances en termes de probabilité d'erreur du précodeur max- $d_{\min}$  en présence du bruit de Cauchy dans un canal MIMO Rayleigh décorrélé. Puis nous donnons des éléments intermédiaires de démonstration dans le cas du canal de Kronecker, sans toutefois obtenir l'expression finale de la probabilité d'erreur.

Pour cela, à partir de l'expression du canal virtuel pour le précodeur max- $d_{\min}$ , nous dérivons l'expression de la  $ddp$  de la distance minimale euclidienne du précodeur puis celle de la probabilité d'erreur. Notre étude reprend la méthodologie présentée dans [144, 183] où il s'agissait d'établir la probabilité d'erreur du précodeur max- $d_{\min}$  dans un canal de Rayleigh décorrélé en présence du bruit gaussien.

Dans le chapitre 2, nous avons vu que le canal virtuel pour le précodeur max- $d_{\min}$  est entièrement caractérisé par les paramètres  $\rho$  et  $\gamma$  représentant, respectivement, le gain du canal et le rapport entre les deux plus grandes valeurs propres du canal  $\sigma_1$  et  $\sigma_2$  (section 2.6.3.3). Ces deux variables aléatoires  $\rho$  et  $\gamma$  influencent le comportement et les performances du précodeur max- $d_{\min}$  car elles sont directement reliées à la distance minimale du précodeur. Ainsi, nous nous focalisons sur leurs lois théoriques, et en particulier celle de  $\gamma$  qui dépend directement de la distribution des valeurs propres  $\lambda_1 = \sqrt{\sigma_1}$  et  $\lambda_2 = \sqrt{\sigma_2}$ . Le canal étant aléatoire, les paramètres  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$  sont également des variables aléatoires dont les lois dépendent de celle du canal.

#### 4.3.1 Canal de Rayleigh

##### 4.3.1.1 Point de départ : la loi de Wishart

La loi conjointe des  $m$  valeurs propres d'une matrice de Rayleigh décorrélée est disponible dans la littérature et a fait l'objet de nombreuses recherches. Considérons  $\mathbf{H}$ , une matrice de canal de Rayleigh décorrélé, la matrice définie par  $\mathbf{W} = \mathbf{H}\mathbf{H}^*$  est alors une matrice



de Wishart [184]. En utilisant la théorie des matrices aléatoires, nous pouvons définir la distribution conjointe des valeurs propres non nulles d'une matrice de Wishart pour  $\min(n_t, n_r) = m$  [185].

$$f_{\lambda_1, \dots, \lambda_m}^{(m)}(\lambda_1, \dots, \lambda_m) = k_m \prod_{i=1}^m \lambda_i^{n_s} e^{-\lambda_i} \times \prod_{i=1, i < j}^m (\lambda_i - \lambda_j)^2 \quad (4.4)$$

où

$$\lambda_i = \sigma_i^2, \quad n_s = |n_t - n_r| \quad \text{et} \quad k_m = \frac{1}{\prod_{i=1}^m (n_t - i)! (n_r - i)!}$$

Dans le cas du précodeur  $\max\text{-}d_{\min}$ , nous nous intéressons uniquement aux deux plus grandes valeurs propres. Ainsi, la loi conjointe de ces deux plus grandes valeurs propres est exprimée par

$$f_{\lambda_1, \lambda_2}(\lambda_1, \lambda_2) = \int_0^{\lambda_3} \dots \int_0^{\lambda_m} f_{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m) d\lambda_3 \dots d\lambda_m \quad (4.5)$$

Du fait des intégrales multiples, il est difficile d'obtenir une expression analytique simple mais on peut démontrer que la loi conjointe des valeurs propres est de la forme [183]

$$f_{\lambda_1, \lambda_2}(\lambda_1, \lambda_2) = k_2(\lambda_1, \lambda_2)^{n_s} e^{-(\lambda_1 + \lambda_2)} (\lambda_1 - \lambda_2)^2 \times \sum_{n=0}^{m-2} e^{-n\lambda_2} \sum_{i,j} p_{n,i,j} \lambda_1^i \lambda_2^j e^{-n\lambda_2} \quad (4.6)$$

où les coefficients  $p_{n,i,j}$  sont calculés hors ligne et une seule fois par un logiciel de calcul formel tel que Mathematica ou Maxima.

Afin de trouver la  $ddp$  de la distance euclidienne minimale au carré pour le précodeur  $\max\text{-}d_{\min}$ , nous considérons le changement de variables suivant :

$$\begin{cases} \Gamma = \lambda_1 + \lambda_2 = \rho^2 \\ \beta = \frac{\lambda_1 - \lambda_2}{\lambda_1 + \lambda_2} = \cos 2\gamma \end{cases} \quad (4.7)$$

Ainsi, l'expression de la distance euclidienne minimale au carré devient [183]

$$d_{\min}^2 = \alpha_M \Gamma \delta(\beta) \quad (4.8)$$

avec

$$\delta(\beta) = \frac{1 + \beta}{2}, \quad \alpha_M = \frac{6}{(M-1)(N^2 + \sqrt{3}N + 2)} \quad \text{pour } \mathbf{F}_{r1} \quad (4.9)$$

$$\delta(\beta) = \frac{1 - \beta^2}{(2 - \sqrt{2})\beta}, \quad \alpha_M = \frac{6(2 - \sqrt{2})}{(M-1)} \quad \text{pour } \mathbf{F}_{\text{octa}} \quad (4.10)$$

où  $\delta$  est une fonction de  $\beta$  et  $\alpha_M$  est une constante qui dépend de l'ordre de la modulation.

L'expression de cette distance tient compte des deux formes de précodeurs  $\mathbf{F}_{r1}$  et  $\mathbf{F}_{\text{octa}}$ . Dans (4.8), la détermination de la  $ddp$  de la distance minimale au carré nécessite le calcul de la loi marginale de  $\Gamma\delta$  à partir de la loi conjointe de  $\Gamma$  et  $\delta$ . Enfin, la  $ddp$  de la distance minimale au carré du précodeur max- $d_{\min}$  est donnée par

$$ddp_{\text{max-}d_{\min}}(d^2) = \frac{1}{\alpha_M} \left( g_{\mathbf{F}_{r1}} \left( \frac{d^2}{\alpha_M} \right) + g_{\mathbf{F}_{\text{octa}}} \left( \frac{d^2}{\alpha_M} \right) \right) \quad (4.11)$$

où

$$\left\{ \begin{array}{l} g_{\mathbf{F}_{r1}}(z) = ke^{-z} z^{n_s} \sum_{n,i,j} p_{n,i,j} z^i \psi_{n,j} \left( z, \frac{\beta_0(M)}{1 + \beta_0(M)} \right) \\ g_{\mathbf{F}_{\text{octa}}}(z) = \frac{k}{2\sqrt{2}} \sum_{n,i,j} p_{n,i,j} \left( \frac{z}{2\sqrt{2}} \right)^{2n_s+3+i+j} e^{-z(1+\frac{n}{2})} \times \left( e^{-z\frac{2}{\sqrt{2}}n} \phi_{1,n+1}^{i,j} \left( z, \sqrt{2} + 1 \right) \right) \\ \psi_{n,j}(z, a) = \frac{\gamma_{\text{inc}}(n_s + j + 3, \xi)}{(n+1)^{n_s+j+3}} - 2z \frac{\gamma_{\text{inc}}(n_s + j + 2, \xi)}{(n+1)^{n_s+j+2}} + z^2 \frac{\gamma_{\text{inc}}(n_s + j + 1, \xi)}{(n+1)^{n_s+j+1}} \\ \beta_0(M) = \cos(2\theta_0(M)) \\ \phi_{a,b}^{i,j}(x, t_{\text{sup}}) = \left[ e^{-\frac{x}{2\sqrt{2}} \left( (a+1)t + \frac{b+1}{t} \right)} \sum_l w_l t^l \right]_1^{t_{\text{sup}}} + \beta_{K_0} \int_1^{t_{\text{sup}}} e^{-\frac{x}{2\sqrt{2}} \left( at + \frac{b}{t} \right)} \frac{1}{t} dt \\ \quad + \beta_{K_1} \frac{x}{\sqrt{2}} \int_1^{t_{\text{sup}}} e^{-\frac{x}{2\sqrt{2}} \left( at + \frac{b}{t} \right)} \frac{(t^2 - 1)^2}{4t^3} dt \end{array} \right. \quad (4.12)$$

où  $\gamma_{\text{inc}}(a, x) = \int_0^x t^{a-1} e^{-t} dt$  correspond à la fonction gamma incomplète et  $\xi = a(n+1)z$ .

La démonstration est disponible dans [183].

#### 4.3.1.2 Approximation du TEB du précodeur max- $d_{\min}$

##### 4.3.1.2.1 Le cas du bruit gaussien

La distance euclidienne minimale affecte directement la probabilité d'erreur à la sortie du détecteur MV. Pour une constellation reçue, l'erreur provient du choix d'un voisin situé à la distance  $d_{\min}$ . Plus les deux impacts de la constellation reçue sont proches,

plus la probabilité d'erreur est élevée. Par conséquent, nous utilisons une approximation théorique de la probabilité d'erreur limitée aux plus proches voisins comme dans [144].

Pour une constellation donnée, la probabilité d'erreur est approximée par :

$$P_e(\text{RSB}, d_{\min}^2) = \frac{N_v \cdot N_b}{2b \cdot \log_2(M)} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{\text{RSB} \cdot d_{\min}^2}{4}} \right) \quad (4.13)$$

où  $\text{RSB} = P_t/\rho$  est le rapport signal sur bruit,  $N_v$  est le nombre moyen de voisins séparés de la distance  $d_{\min}$  et  $N_b$  est le nombre moyen de bits différents entre deux symboles. Comme la distance minimale est une variable aléatoire directement liée au canal, trouver la probabilité moyenne dans un canal de Rayleigh revient à calculer l'espérance mathématique de cette expression :

$$P_e(\text{RSB}) = \int_0^{+\infty} P_e(\text{RSB}, u) \cdot dp_{d_{\min}^2}(u) du \quad (4.14)$$

Le max- $d_{\min}$  a comme difficulté d'être basé sur plusieurs formes ou sur deux formes pour la solution sous-optimale permettant d'étendre la taille de la modulation. La conséquence directe sur l'équation (4.13) est le changement des valeurs de  $N_v$ ,  $N_b$  et de  $d_{\min}$  en fonction de la forme considérée. Ces deux paramètres peuvent être obtenus en utilisant les constellations reçues et dépendent de la modulation et de la forme du précodeur max- $d_{\min}$  ( $\mathbf{F}_{r1}$  ou  $\mathbf{F}_{octa}$ ). Le tableau 4.2 présente les résultats de  $N_v$  et  $N_b$  dans le cas particulier où  $b = 2$  symboles utilisent une modulation MAQ-M.

		$\mathbf{F}_{r1}$	$\mathbf{F}_{octa}$
MAQ-4	$N_v$	3.5	7
	$N_b$	1.471	1.488
MAQ-16	$N_v$	4.312	13.875
	$N_b$	2.032	2.29
MAQ-64	$N_v$	4.32	18.484
	$N_b$	2.196	2.913

TABLE 4.2 – Valeurs de  $N_v$  et  $N_b$  pour les deux formes de précodeurs du max- $d_{\min}$  pour différentes tailles de modulation MAQ-M.

À partir de l'équation (4.11), il est possible de séparer les probabilités des deux formes. Appliqué à notre approximation, cela revient à séparer l'intégrale en deux où tous les paramètres sont connus :

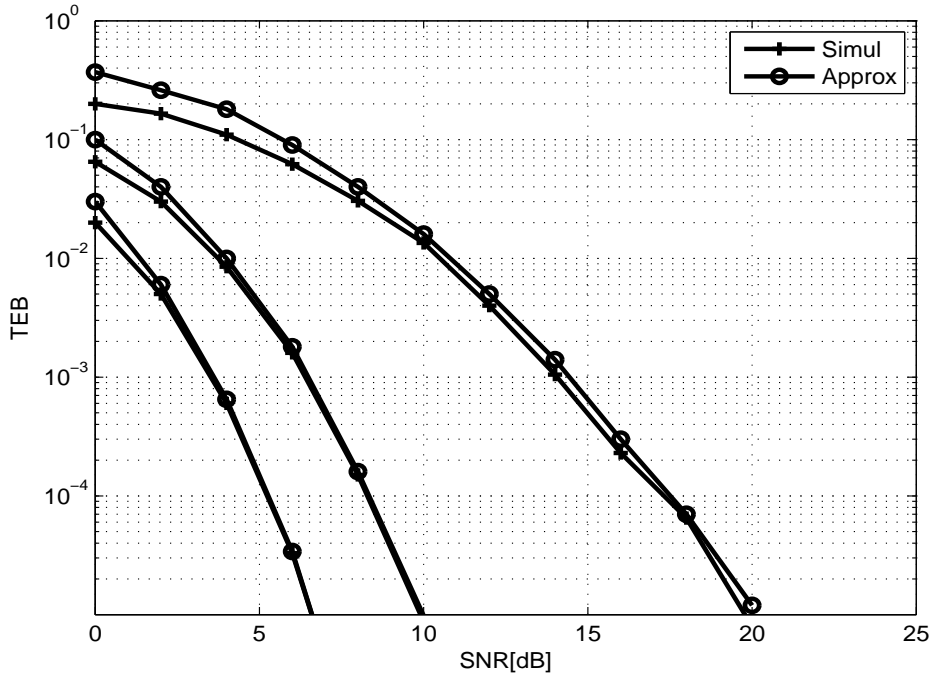


FIGURE 4.1 – Approximation numérique et simulation de la probabilité d’erreur du précodeur  $\max-d_{\min}$  en présence du bruit gaussien pour différents systèmes MIMO :  $2 \times 2$ ,  $6 \times 2$ , and  $10 \times 2$ , de la gauche à la droite, respectivement.

$$\begin{aligned}
 P_e(\text{RSB}) &= \int_0^{+\infty} P_{e, \mathbf{F}_{r1}}(\text{RSB}, u) \cdot dd p_{d_{\min}^2, \mathbf{F}_{r1}}(u) du \\
 &+ \int_0^{+\infty} P_{e, \mathbf{F}_{octa}}(\text{RSB}, u) \cdot dd p_{d_{\min}^2, \mathbf{F}_{octa}}(u) du
 \end{aligned} \tag{4.15}$$

L’expression analytique de l’intégrale n’est pas un calcul facile et cette dernière est estimée numériquement. La figure 4.1 montre différents exemples de résultats pour le bruit gaussien. L’équation proposée est une bonne borne inférieure et une approximation précise à fort RSB lorsque le bruit est gaussien. Ainsi, nous avons choisi d’utiliser la même méthode que dans [144] appliquée à la loi de Cauchy.

#### 4.3.1.2.2 Le cas du bruit impulsif selon la loi de Cauchy

La différence avec le bruit gaussien est la fonction de répartition complémentaire qui intervient dans la probabilité d’erreur. La fonction  $\text{erfc}$  est modifiée pour le cas de

Cauchy :

$$\begin{aligned}\bar{F}(x) &= P(X > x) = 1 - F(x) \\ &= \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \arctan\left(\frac{x}{\varrho}\right)\end{aligned}\quad (4.16)$$

avec  $F(x)$  la fonction de répartition de la distribution de Cauchy. La nouvelle approximation de la probabilité d'erreur devient :

$$P_e(\text{RSB}, d_{\min}^2) = \frac{N_v \cdot N_b}{4b \cdot \log_2(M)} \left( 1 - \frac{2}{\pi} \arctan\left(\sqrt{\frac{\text{RSB} d_{\min}^2}{4}}\right) \right) \quad (4.17)$$

où  $\text{RSB} = E_t/\gamma$ . Enfin, cette expression est moyennée sur les statistiques de la distance minimale selon la même méthode que précédemment, c'est à dire deux intégrales estimées numériquement (cf.(4.15)).

Nous comparons ces résultats de probabilité d'erreur théorique avec la simulation de l'ensemble de la chaîne de communication dans un canal de Rayleigh et un bruit de Cauchy. Les paramètres de simulation sont présentés dans le tableau 4.3. À ce niveau,  $\mathbf{G}_d$  est choisie comme une matrice d'identité et  $\mathbf{n}_v$  est un bruit de Cauchy. Il existe plusieurs algorithmes pour simuler les variables aléatoires  $\alpha$ -stable [180]. En particulier, pour  $X$  une variable aléatoire qui suit une loi de Cauchy, nous générons une variable aléatoire uniforme  $U \in ]-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}[$ , puis nous appliquons la relation

$$X = \varrho \tan U + \mu \quad (4.18)$$

La figure 4.2 fournit les valeurs du TEB (courbes avec le symbole cercle) en fonction du RSB pour un système MIMO  $2 \times 2$  Rayleigh décorrélé, obtenues par simulation en présence d'un bruit impulsif modélisé par la loi de Cauchy et en considérant différents ordres de modulation. Nous avons également superposé la probabilité d'erreur théorique obtenue à partir de l'équation (4.17) (courbes avec le signe plus). En comparant les deux courbes, nous constatons que l'estimation de la probabilité d'erreur est une bonne

<b>Systèmes MIMO</b>	$2 \times 2, 4 \times 4, 8 \times 8$
Nombre de flux	2
Nombre de trames	10,000
Longueur d'une trame	800 bits
Modulation	MAQ-4, MAQ-16, MAQ-64

TABLE 4.3 – Paramètres de simulation

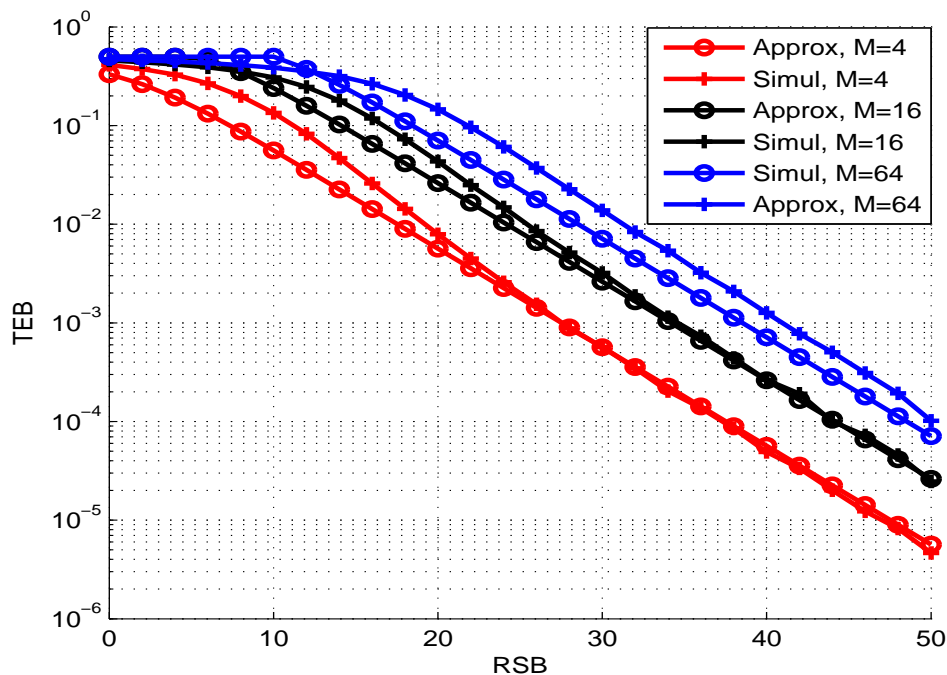


FIGURE 4.2 – Probabilité d’erreur du précodeur  $\max-d_{\min}$  dans un système MIMO  $2 \times 2$  décorrélé avec un bruit de Cauchy ( $\alpha = 1$ ) et 4, 16, 64-QAM.

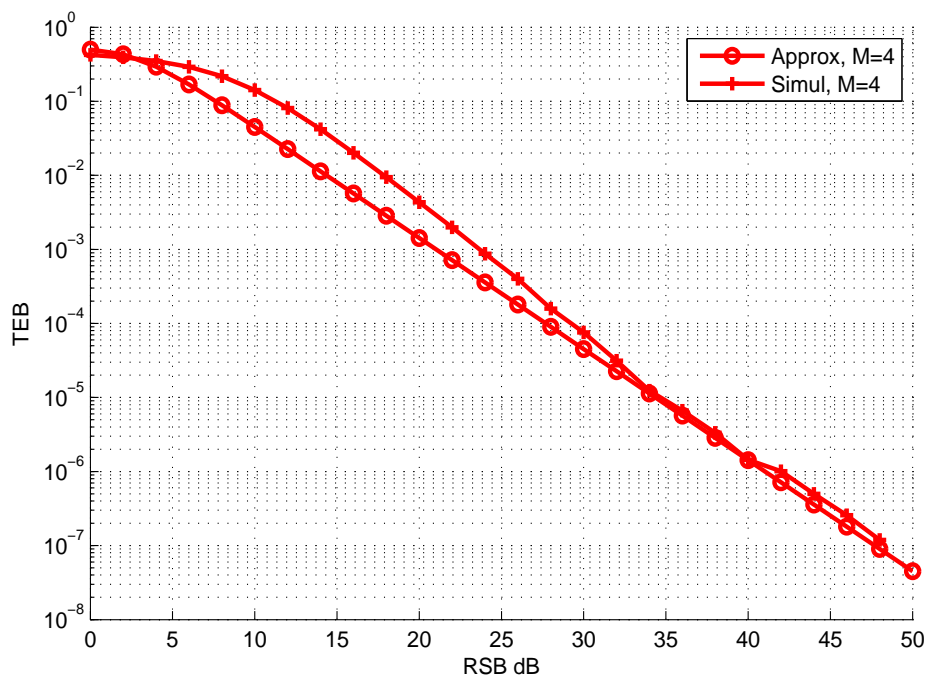


FIGURE 4.3 – Probabilité d’erreur du précodeur  $\max-d_{\min}$  dans des systèmes MIMO  $4 \times 4$  et  $8 \times 8$  Rayleigh décorrélé en présence d’un bruit de Cauchy ( $\alpha = 1$ ) et d’une modulation MAQ-4. Système MIMO  $4 \times 4$ .

approximation du taux d'erreur obtenu à l'aide de la simulation de la chaîne de communication pour des valeurs élevées de RSB ( $> 20\text{dB}$ ) ou un TEB  $< 10^{-2}$  pour les modulations MAQ-4 et MAQ-16. Toutefois pour de faibles valeurs de RSB, on observe un écart qui augmente avec l'ordre de la modulation.

Dans les figures 4.3, 4.4 et 4.5, nous montrons les performances de système MIMO  $4 \times 4$  pour les modulations MAQ-4, MAQ-16, et MAQ-64, respectivement. En comparant les résultats théoriques (courbes avec le signe plus) et les résultats de simulation (courbes avec le symbole cercle), nous pouvons constater que les résultats théoriques correspondent aux résultats de la simulation de la chaîne de communication pour des valeurs élevées de RSB ( $> 30\text{ dB}$ ) ou TEB  $< 10^{-4}$  pour les modulations MAQ-4 et MAQ-16. Pour la modulation MAQ-64 par contre, nous devons améliorer notre approximation de TEB en considérant d'autres voisins dans la constellation d'impact en réception.

Cela démontre l'intérêt de l'approximation proposée du TEB pour des valeurs de RSB relativement élevées, qui peut être considérée comme une bonne borne inférieure pour le système MIMO considéré en présence de bruit impulsif. Il est important de noter que pour le calcul de la probabilité théorique, nous avons effectué un seuillage du résultat à 0.5 pour éviter d'avoir des valeurs aberrantes à faible RSB (par exemple supérieure à 1).

Par ailleurs, avec une modulation MAQ-4, le système MIMO  $4 \times 4$  fournit un gain élevé pour des valeurs élevées de RSB par rapport au système de  $2 \times 2$ . On constate un gain de plus de 10 dB pour un TEB égal à  $10^{-5}$ . Ce gain augmente avec l'ordre de la modulation utilisée.

Dans la suite nous allons appliquer cette méthode de calcul à un canal corrélé utilisant le modèle de Kronecker. Pour cela, il faut recalculer la  $ddp$  de la distance minimale dans le cas corrélé. Dans ce contexte, nous donnons la démonstration des éléments intermédiaires de calcul de la  $ddp$  de la distance minimale pour un système MIMO  $2 \times 2$ , généralisable pour un système MIMO  $2 \times n_t$ .

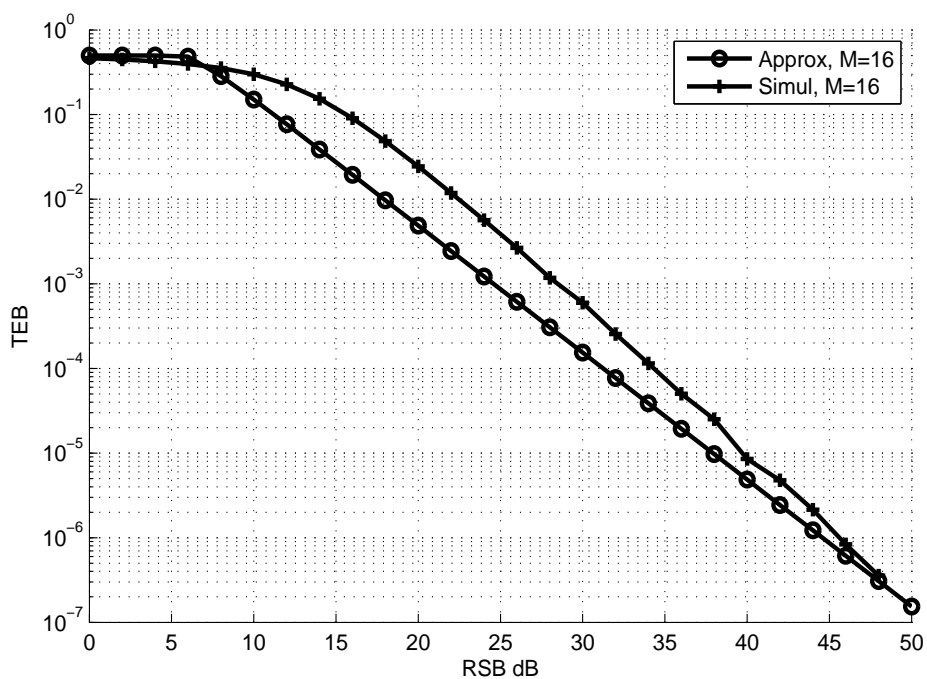


FIGURE 4.4 – Probabilité d’erreur du précodeur  $\max-d_{\min}$  dans des systèmes MIMO  $4 \times 4$  et  $8 \times 8$  Rayleigh décorrélé en présence d’un bruit de Cauchy ( $\alpha = 1$ ) et d’une modulation MAQ-16. Système MIMO  $4 \times 4$ .

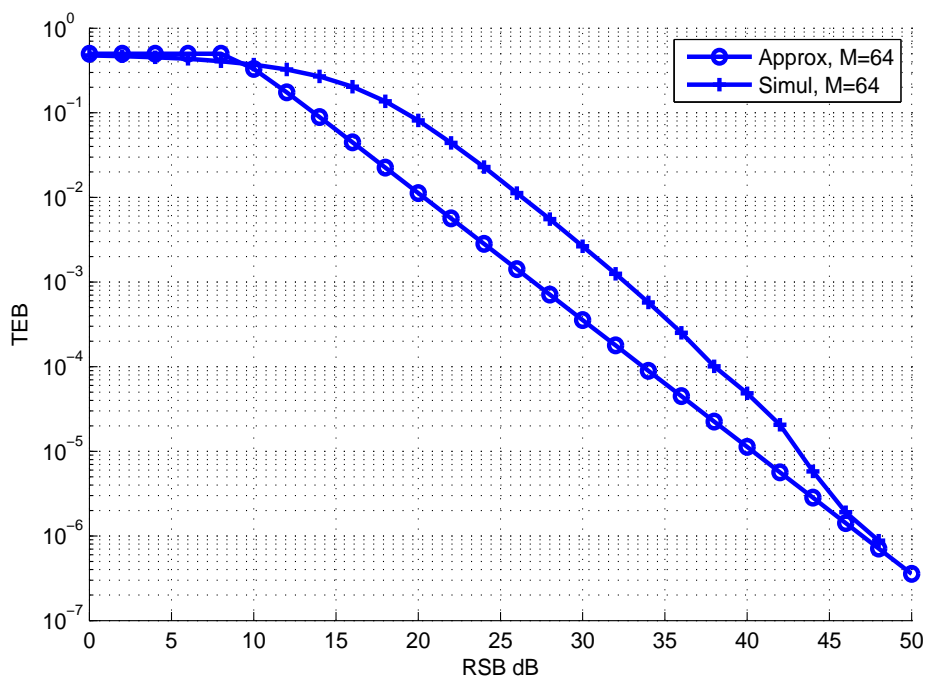


FIGURE 4.5 – Probabilité d’erreur du précodeur  $\max-d_{\min}$  dans des systèmes MIMO  $4 \times 4$  et  $8 \times 8$  Rayleigh décorrélé en présence d’un bruit de Cauchy ( $\alpha = 1$ ) et d’une modulation MAQ-64. Système MIMO  $4 \times 4$ .



### 4.3.2 Canal de Kronecker

#### 4.3.2.1 Point de départ : la loi de Wishart Corrrélée

Les performances des systèmes MIMO dépendent de la distribution des valeurs propres de la matrice  $\mathbf{W} = \mathbf{H}\mathbf{H}^*$ . Dans le cas corrrélé et en considérant la corrrélation uniquement en réception et  $n_r \leq n_t$ , Zanella donne la loi conjointe des valeurs propres ordonnées par [186]

$$f_\lambda(\mathbf{x}) = k |\mathbf{V}_1(\mathbf{x})| \cdot |\mathbf{E}(\mathbf{x}, \sigma)| \cdot \prod_{l=1}^{n_r} \xi(x_l) \quad (4.19)$$

où  $\mathbf{x}$  et  $\lambda$  sont des vecteurs tels que  $\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_{n_r}]^T$  et  $\lambda = [\lambda_1, \dots, \lambda_{n_r}]^T$ .  $\xi(x) = x^{n_t - n_r}$  et  $\mathbf{V}_1$  correspond à la matrice de Vandermonde [187] dont l'élément  $(i, j)$  est donné par  $x_j^{i-1}$ . La constante  $k$  est définie par  $k = \left( \left[ \prod_{i=1}^{n_r} (n_t - i)! \prod_{j=1}^{n_r} (n_r - j)! \right]^{-1} \right) \left( \prod_{i=1}^{n_r} (i-1)! \frac{|\Sigma|}{\mathbf{V}} \right)$ . Les éléments  $(i, j)$  des matrices  $\mathbf{E}(\mathbf{x}, \sigma)$ ,  $\mathbf{V}_2$  sont définis par  $\exp\left(-\frac{x_j}{\sigma_i}\right)$  et  $-\sigma_j^{1-i}$  respectivement. La matrice  $\Sigma = \{\mathbf{h}_j \mathbf{h}_j^*\} \forall j$ , correspond à la matrice de corrrélation de  $\mathbf{H}$  dont les valeurs propres sont données par  $\sigma = [\sigma_1, \dots, \sigma_{n_r}]^T$ .  $\mathbf{h}_i$  et  $\mathbf{h}_j$  sont les vecteurs colonnes d'indice  $i$  et  $j$  de la matrice  $\mathbf{H}$ . Ils sont supposés indépendants.

Ainsi pour un système MIMO  $2 \times 2$  avec de la corrrélation uniquement à la réception, la densité de probabilité ( $ddp$ ) conjointe des deux valeurs propres  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$  se déduit par

$$f_{\lambda_1, \lambda_2}(\lambda_1, \lambda_2) = k_{22} (\lambda_1 - \lambda_2) \left( \exp\left(-\frac{\lambda_1}{\sigma_1} - \frac{\lambda_2}{\sigma_2}\right) - \exp\left(-\frac{\lambda_1}{\sigma_2} - \frac{\lambda_2}{\sigma_1}\right) \right) \quad (4.20)$$

En posant le changement de variables (4.7), on obtient

$$f_{\Gamma, \beta}(\Gamma, \beta) = k_{22} \frac{\Gamma^2}{2} \beta \left[ \exp\left(-\frac{\Gamma^2}{2} \left(\frac{1}{\sigma_1} + \frac{1}{\sigma_2} + \beta \left(\frac{1}{\sigma_1} - \frac{1}{\sigma_2}\right)\right)\right) - \exp\left(-\frac{\Gamma^2}{2} \left(\frac{1}{\sigma_1} + \frac{1}{\sigma_2} - \beta \left(\frac{1}{\sigma_1} - \frac{1}{\sigma_2}\right)\right)\right) \right] \quad (4.21)$$

Cette équation peut se réécrire

$$f_{\Gamma, \beta}(\Gamma, \beta) = \frac{k_{22} \Gamma \beta}{2} (\exp(-\Gamma(a_1 + \beta a_2)) - \exp(-\Gamma(a_1 - \beta a_2))) \quad (4.22)$$

avec  $a_1 = \frac{1}{\sigma_1} + \frac{1}{\sigma_2}$  et  $a_2 = \frac{1}{\sigma_1} - \frac{1}{\sigma_2}$ .

On en déduit la  $ddp$  marginale en fonction de  $\beta$  par :

$$\begin{aligned} f_{\beta}(\beta) &= \int_0^{\infty} f_{\Gamma,\beta}(\Gamma, \beta) d\Gamma \\ &= \frac{k_{22}\beta}{2} \left( \int_0^{\infty} \Gamma^2 \exp(-\Gamma(a_1 + \beta a_2)) d\Gamma - \int_0^{\infty} \Gamma^2 \exp(-\Gamma(a_1 - \beta a_2)) d\Gamma \right) \end{aligned} \quad (4.23)$$

Posons :  $x = \Gamma(a_1 + \beta a_2)$  et  $y = \Gamma(a_1 - \beta a_2)$ , l'équation (4.23) devient alors

$$\begin{aligned} f_{\beta}(\beta) &= \frac{k_{22}\beta}{2} \left( \frac{1}{(a_1 + \beta a_2)^3} \int_0^{\infty} x^2 \exp(-x) dx - \frac{1}{(a_1 - \beta a_2)^3} \int_0^{\infty} y^2 \exp(-y) dy \right) \\ &= \frac{k_{22}\beta}{2} \left( \frac{\Gamma(3)}{(a_1 + \beta a_2)^3} - \frac{\Gamma(3)}{(a_1 - \beta a_2)^3} \right) \end{aligned} \quad (4.24)$$

La  $ddp$  de  $\Gamma\delta(\beta)$  qui correspond à la  $ddp$  de  $d_{\min}^2$  normalisée est définie par :

$$\begin{aligned} f_{\Delta}(z) &= \frac{\partial}{\partial z} P(\Delta < z) \\ &= \int_{D_{\Gamma}} f_{\Gamma,\beta} \left( \Gamma, \delta^{-1} \left( \frac{z}{\Gamma} \right) \right) \frac{\partial}{\partial z} \delta^{-1} \left( \frac{z}{\Gamma} \right) d\Gamma \end{aligned} \quad (4.25)$$

et deux solutions de  $\delta$  sont calculées par résolution de l'équation de second degré [183]

$$\delta(x) = \begin{cases} \delta_1 &= \frac{\sqrt{2}}{2} (\delta + \sqrt{\delta^2 - 4\delta + 2}) \\ \delta_2 &= \frac{\sqrt{2}}{2} (\delta - \sqrt{\delta^2 - 4\delta + 2}) \end{cases} \quad (4.26)$$

**Cas**  $\delta = \delta_1$

À partir de l'équation (4.26) on déduit :

$$\frac{\partial}{\partial z} \delta^{-1} \left( \frac{z}{\Gamma} \right) = \frac{\sqrt{2}}{2\Gamma} \left( 1 + \frac{\frac{z}{\Gamma} - 2}{\sqrt{\left(\frac{z}{\Gamma}\right)^2 - 4\left(\frac{z}{\Gamma}\right) + 2}} \right) \quad (4.27)$$

En remplaçant  $\beta$  dans l'équation (4.25) par  $\delta^{-1}\left(\frac{z}{\Gamma}\right)$ , on obtient :

$$f_{\Delta}(z) = \int_{\frac{z}{z-\sqrt{2}}}^{\infty} \frac{k_{22}}{4} \Gamma \left( \frac{z}{\Gamma} + \sqrt{\left(\frac{z}{\Gamma}\right)^2 - 4\left(\frac{z}{\Gamma}\right) + 2} \right) \left( 1 + \frac{\frac{z}{\Gamma} - 2}{\sqrt{\left(\frac{z}{\Gamma}\right)^2 - 4\left(\frac{z}{\Gamma}\right) + 2}} \right) \times \\ \left[ \exp \left( -\Gamma \left( a_1 + a_2 \frac{\sqrt{2}}{2} \left( \frac{z}{\Gamma} + \sqrt{\left(\frac{z}{\Gamma}\right)^2 - 4\left(\frac{z}{\Gamma}\right) + 2} \right) \right) \right) \right. \\ \left. - \exp \left( -\Gamma \left( a_1 - a_2 \frac{\sqrt{2}}{2} \left( \frac{z}{\Gamma} + \sqrt{\left(\frac{z}{\Gamma}\right)^2 - 4\left(\frac{z}{\Gamma}\right) + 2} \right) \right) \right) \right] d\Gamma \quad (4.28)$$

On peut réécrire cette équation en

$$f_{\Delta}(z) = \int_{z(1+\frac{\sqrt{2}}{2})}^{\infty} \frac{k_{22}}{4} z \left( 1 + \sqrt{1 - 4\frac{\Gamma}{z} + 2\left(\frac{\Gamma}{z}\right)^2} \right) \left( 1 + \frac{1 - 2\frac{\Gamma}{z}}{\sqrt{1 - 4\frac{\Gamma}{z} + 2\left(\frac{\Gamma}{z}\right)^2}} \right) \times \\ \left[ \exp \left( -z \left( a_1 \frac{\Gamma}{z} + a_2 \frac{\sqrt{2}}{2} \left( 1 + \sqrt{1 - 4\frac{\Gamma}{z} + 2\left(\frac{\Gamma}{z}\right)^2} \right) \right) \right) \right. \\ \left. - \exp \left( -z \left( a_1 \frac{\Gamma}{z} - a_2 \frac{\sqrt{2}}{2} \left( 1 + \sqrt{1 - 4\frac{\Gamma}{z} + 2\left(\frac{\Gamma}{z}\right)^2} \right) \right) \right) \right] d\Gamma \quad (4.29)$$

Posons  $y = \sqrt{2}\left(\frac{\Gamma}{z} - 1\right)$ . Alors

$$f_{\Delta}(z) = \int_1^{\infty} \frac{k_{22}}{4\sqrt{2}} z^2 \left( 1 + \sqrt{y^2 - 1} \right) \left( 1 - \frac{1 + \sqrt{2}y}{\sqrt{y^2 - 1}} \right) \times \\ \left[ \exp \left( -z \left( a_1 \frac{\sqrt{2}}{2} y + a_2 \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{y^2 - 1} + a_1 + a_2 \frac{\sqrt{2}}{2} \right) \right) \right. \\ \left. - \exp \left( -z \left( a_1 \frac{\sqrt{2}}{2} y - a_2 \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{y^2 - 1} + a_1 - a_2 \frac{\sqrt{2}}{2} \right) \right) \right] dy \quad (4.30)$$

ce qui donne en décomposant l'intégrale :

$$f_{\Delta}(z) = A(z) + B(z) \quad (4.31)$$

avec

$$A(z) = \frac{k_{22}\sqrt{2}}{8} z^2 \exp\left(-z\left(a_1 + a_2 \frac{\sqrt{2}}{2}\right)\right) \int_1^\infty \left(1 + \sqrt{y^2 - 1}\right) \left(1 - \frac{1 + \sqrt{2}y}{\sqrt{y^2 - 1}}\right) \times \\ \exp\left(-z \frac{\sqrt{2}}{2} \left(a_1 y + a_2 \sqrt{y^2 - 1}\right)\right) dy \quad (4.32)$$

$$B(z) = -\frac{k_{22}\sqrt{2}}{8} z^2 \exp\left(-z\left(a_1 - a_2 \frac{\sqrt{2}}{2}\right)\right) \int_1^\infty \left(1 + \sqrt{y^2 - 1}\right) \left(1 - \frac{1 + \sqrt{2}y}{\sqrt{y^2 - 1}}\right) \times \\ \exp\left(-z \frac{\sqrt{2}}{2} \left(a_1 y - a_2 \sqrt{y^2 - 1}\right)\right) dy \quad (4.33)$$

Posons  $t = y + \sqrt{y^2 - 1}$ , alors

$$f_\Delta(z) = A_2(z) + B_2(z) \quad (4.34)$$

avec

$$A_2(z) = \frac{k_{22}\sqrt{2}}{8} z^2 \exp\left(-z\left(a_1 + a_2 \frac{\sqrt{2}}{2}\right)\right) \int_1^{\sqrt{2}+1} \frac{t^2 + 2t - 1}{2t^3} \left((1 - \sqrt{2})t^2 - 2t - 1 - \sqrt{2}\right) \times \\ \exp\left(-z \frac{\sqrt{2}}{2} \left(\frac{1}{\sigma_1} t^2 + \frac{1}{\sigma_2}\right)\right) dt \quad (4.35)$$

$$B_2(z) = -\frac{k_{22}\sqrt{2}}{8} z^2 \exp\left(-z\left(a_1 - a_2 \frac{\sqrt{2}}{2}\right)\right) \int_1^{\sqrt{2}+1} \frac{t^2 + 2t - 1}{2t^3} \left((1 - \sqrt{2})t^2 - 2t - 1 - \sqrt{2}\right) \times \\ \exp\left(-z \frac{\sqrt{2}}{2} \left(\frac{1}{\sigma_2} t^2 + \frac{1}{\sigma_1}\right)\right) dt \quad (4.36)$$

Les formes des deux intégrales sont semblables à celles trouvées dans [183] et la même méthode peut être appliquée afin de les résoudre.

**Cas  $\delta = \delta_2$**

En suivant les mêmes étapes que dans le cas  $\delta = \delta_1$ , on arrive à :

$$f_\Delta(z) = C_2(z) + D_2(z) \quad (4.37)$$

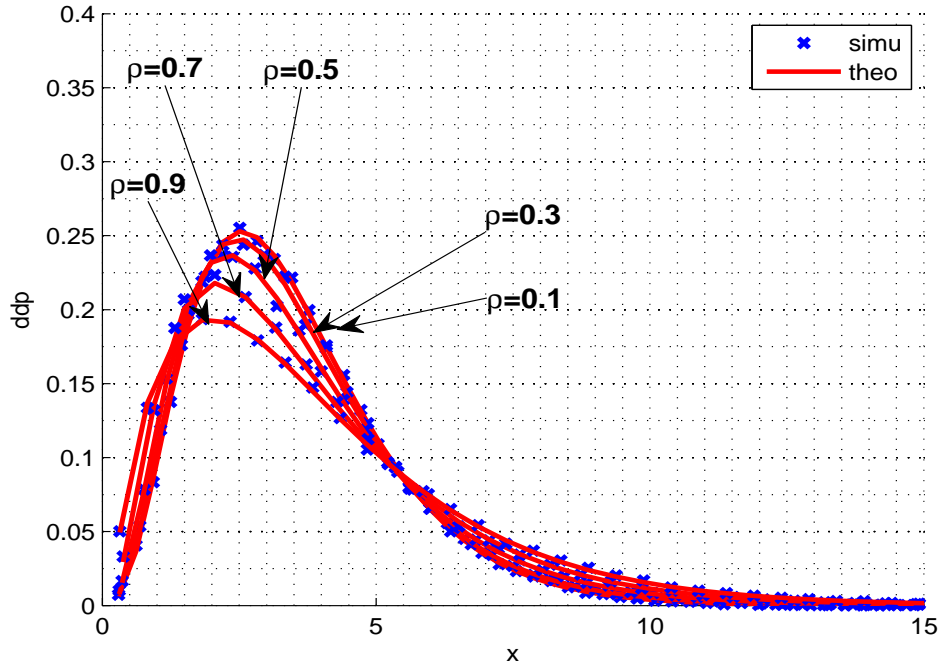


FIGURE 4.6 – Densité de probabilité théorique et simulée de la plus grande valeur propre du canal dans un canal MIMO  $2 \times 2$  corrélé en réception.

Avec

$$C_2(z) = \frac{k_{22}\sqrt{2}}{8} z^2 \exp\left(-z\left(a_1 + a_2 \frac{\sqrt{2}}{2}\right)\right) \int_1^\infty \frac{t^2 - 2t - 1}{2t^3} \left((1 + \sqrt{2})t^2 + 2t - 1 + \sqrt{2}\right) \times \exp\left(-z \frac{\sqrt{2}}{2} \left(\frac{1}{\sigma_2} t^2 + \frac{1}{\sigma_1}\right)\right) dt \quad (4.38)$$

$$D_2(z) = -\frac{k_{22}\sqrt{2}}{8} z^2 \exp\left(-z\left(a_1 - a_2 \frac{\sqrt{2}}{2}\right)\right) \int_1^\infty \frac{t^2 - 2t - 1}{2t^3} \left((1 + \sqrt{2})t^2 + 2t - 1 + \sqrt{2}\right) \times \exp\left(-z \frac{\sqrt{2}}{2} \left(\frac{1}{\sigma_1} t^2 + \frac{1}{\sigma_2}\right)\right) dt \quad (4.39)$$

La figure 4.6 présente une comparaison des  $ddp$  théoriques et simulées de la plus grande valeur propre du canal ( $\lambda_1$ ) pour un canal MIMO  $2 \times 2$  en considérant la corrélation en réception uniquement. On constate une bonne adéquation entre les versions théoriques et simulées de la  $ddp$  qui valide le développement analytique proposé.

### 4.3.2.2 Généralisation à $p$ antennes d'émission

La corrélation est introduite à la réception et généralisée à n'importe quel nombre  $p$  d'antennes à l'émission n'apporte pas une complexité limitée. L'inverse est malheureusement vrai et la solution n'a pas été trouvée.

Pour un système MIMO  $p \times 2$ , la loi conjointe des valeurs propres est

$$f_{\lambda_1, \lambda_2}(\lambda_1, \lambda_2) = k_{2p}(\lambda_1 - \lambda_2) \lambda_1^{p-2} \lambda_2^{p-2} \left( \exp\left(-\frac{\lambda_2}{\sigma_2} - \frac{\lambda_1}{\sigma_1}\right) - \exp\left(-\frac{\lambda_2}{\sigma_1} - \frac{\lambda_1}{\sigma_2}\right) \right) \quad (4.40)$$

et ensuite, en appliquant

$$f_{\Gamma, \beta}(\Gamma, \beta) = f_{\lambda_1, \lambda_2} \left( \Gamma \frac{1+\beta}{2}, \Gamma \frac{1-\beta}{2} \right) \frac{\Gamma}{2} \quad (4.41)$$

il vient

$$f_{\Gamma, \beta}(\Gamma, \beta) = \frac{k_{2p}}{2} \beta \Gamma^{2p-2} \left( \frac{1-\beta^2}{4} \right)^{p-2} [\exp(-\Gamma(a_1 + \beta a_2)) - \exp(-\Gamma(a_1 - \beta a_2))] \quad (4.42)$$

La marginale  $f_\beta(\beta)$  peut être déduite

$$\begin{aligned} f_\beta(\beta) &= \int_0^\infty f_{\Gamma, \beta}(\Gamma, \beta) d\Gamma \\ &= \frac{k_{2p}}{2} \beta \frac{(1-\beta^2)}{4} \left[ \frac{\Gamma(2p-1)}{(a+\beta b)^{2p-2}} - \frac{\Gamma(2p-1)}{(a-\beta b)^{2p-2}} \right] \end{aligned} \quad (4.43)$$

## 4.4 Performances de la chaîne de transmission en présence du bruit impulsif

À la section 4.3.1.2, nous avons analysé la performance en termes de probabilité d'erreurs du précodeur max- $d_{\min}$  en sortie du détecteur à maximum de vraisemblance pour un bruit qui suit la loi de Cauchy. Dans cette section, nous analysons l'impact du bruit impulsif dans la chaîne de transmission complète incluant le décodeur de canal. Pour cela, nous avons besoin de modifier le détecteur à maximum de vraisemblance afin qu'il prenne en compte le bruit impulsif. La section 4.4.1 présente le détecteur à sorties souples

basé sur l'hypothèse d'un bruit de Cauchy, hypothèse imposée par l'absence de forme analytique pour la densité de probabilité du bruit S $\alpha$ S comme expliqué à la section 4.3. Le bruit impulsif considéré est celui qui a été mesuré puis modélisé selon une loi S $\alpha$ S, tel que présenté à la section 4.2. La section 4.4.2 présente les résultats de simulations de la chaîne de transmission complète pour un environnement réaliste modélisé par un canal MIMO en tunnel et un bruit impulsif, tous deux issus des mesures.

#### 4.4.1 Détection à sorties souples de la transmission MIMO précodée en présence du bruit impulsif

Dans cette section, nous donnons l'expression de logarithme de rapport de vraisemblance en sortie du détecteur MIMO à maximum de vraisemblance, en prenant l'hypothèse que le bruit impulsif subi par la transmission est de type Cauchy. La distribution de Cauchy est donnée par

$$f_{\text{Cauchy}}(x) = \frac{\gamma}{\pi(\gamma^2 + x^2)}. \quad (4.44)$$

À partir de l'équation (2.28) du décodage MIMO à entrées souples présenté dans le chapitre 2, et en changeant la loi normale par la loi de Cauchy, il est aisé de montrer que pour un bruit  $\mathbf{n}$  qui suit une loi de Cauchy de paramètre  $\varrho$ , le logarithme du rapport de vraisemblance est égal à

$$\text{LLR}_{\text{Cauchy}}(b|\mathbf{Y}) = \ln \frac{\sum_{S \in \mathcal{C}_{b=0}} 1 / \left( \varrho^2 + (\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{s}\|)^2 \right)}{\sum_{S \in \mathcal{C}_{b=1}} 1 / \left( \varrho^2 + (\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{s}\|)^2 \right)}. \quad (4.45)$$

Ce logarithme de rapport de vraisemblance nous servira pour les simulations dans la section 4.4.

#### 4.4.2 Performances simulées de la chaîne de transmission

La Figure 4.7 présente les performances en termes de TEB dans le canal MIMO faiblement corrélé *DecChan*. Dans cette figure, nous présentons la comparaison entre les deux techniques de détection souple présentées pour le précodeur  $\text{max-}d_{\min}$ , la détection réalisée sur l'hypothèse d'un bruit gaussien d'une part, et celle présentée à la section 4.4.1 et basée sur l'hypothèse d'un bruit de Cauchy d'autre part. Le détecteur avec l'hypothèse

gaussienne donne de mauvaises performances par rapport à la détection selon l'hypothèse Cauchy. Pour un TEB de  $10^{-2}$ , l'écart entre ces deux détecteurs est supérieur à 6 dB. Ainsi, la prise en compte du bruit impulsif dans la conception du détecteur améliore fortement les performances du système de communication dans ce type d'environnement ferroviaire.

Nous avons reproduit ces simulations pour le modèle de canal issu des mesures effectuées dans le tunnel de Roux. Nous avons également introduit une estimation de canal imparfaite. Les figures 4.8 et 4.9 présentent les performances pour un espacement d'antennes égal à  $10\lambda$  et  $2\lambda$  respectivement.

Dans un environnement faiblement corrélé (espacement des antennes égal à  $10\lambda$ ), les précodeurs LTE et  $\max-d_{\min}$  se comportent globalement de la même manière. L'estimation de canal imparfaite dégrade les performances de ces deux précodeurs de la même manière. Le précodeur POSM quant à lui est largement défavorisé.

Dans un environnement fortement corrélé (espacement des antennes égal à  $2\lambda$ ), la figure 4.9 montre que le précodeur  $\max-d_{\min}$  semble plus robuste que le précodeur LTE au

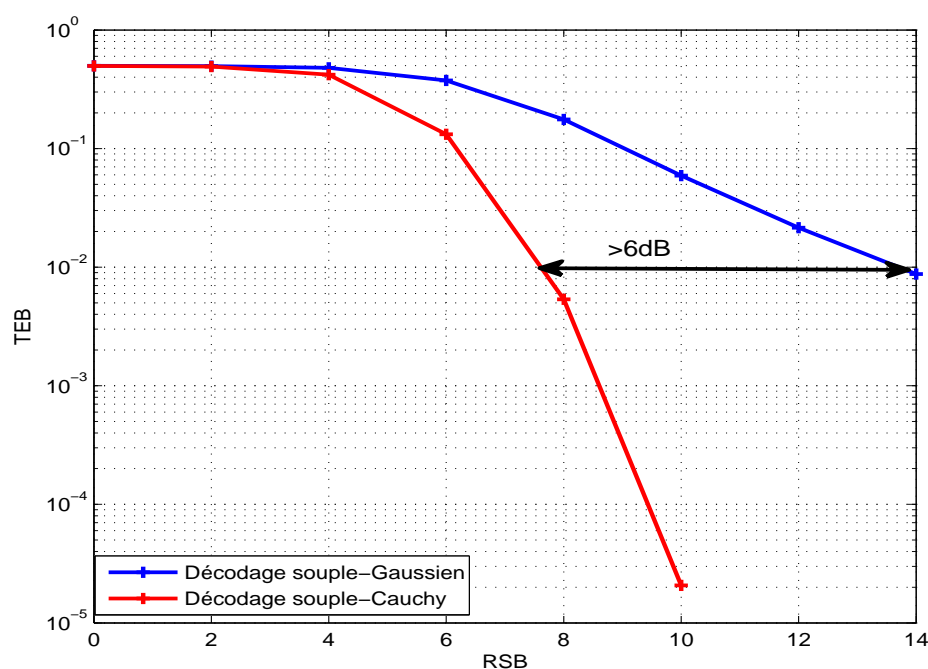


FIGURE 4.7 – TEB du précodeur  $\max-d_{\min}$  dans le canal mesuré  $4 \times 4$  MIMO channel. Estimation parfaite de  $\mathbf{H}$ , modulation MAQ-4 dans un système codé avec décodage souple en présence du bruit ( $\alpha = 1.253$ ,  $\gamma = 0.419$ ,  $\beta = \mu = 0$ ).



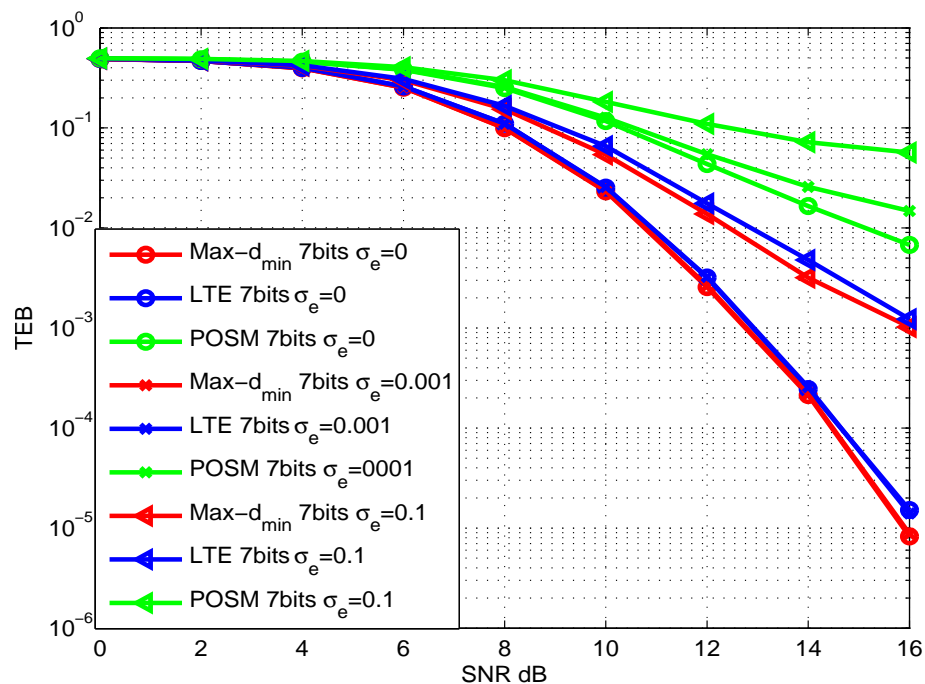


FIGURE 4.8 – MIMO  $4 \times 4$  dans un tunnel de Roux avec un bruit  $S\alpha S$  ( $\alpha = 1.253$ ,  $\beta = \delta = 0$ ,  $\gamma = 0.419$ , espacement d'antenne =  $10\lambda$ , décodage souple suivant la loi de Cauchy

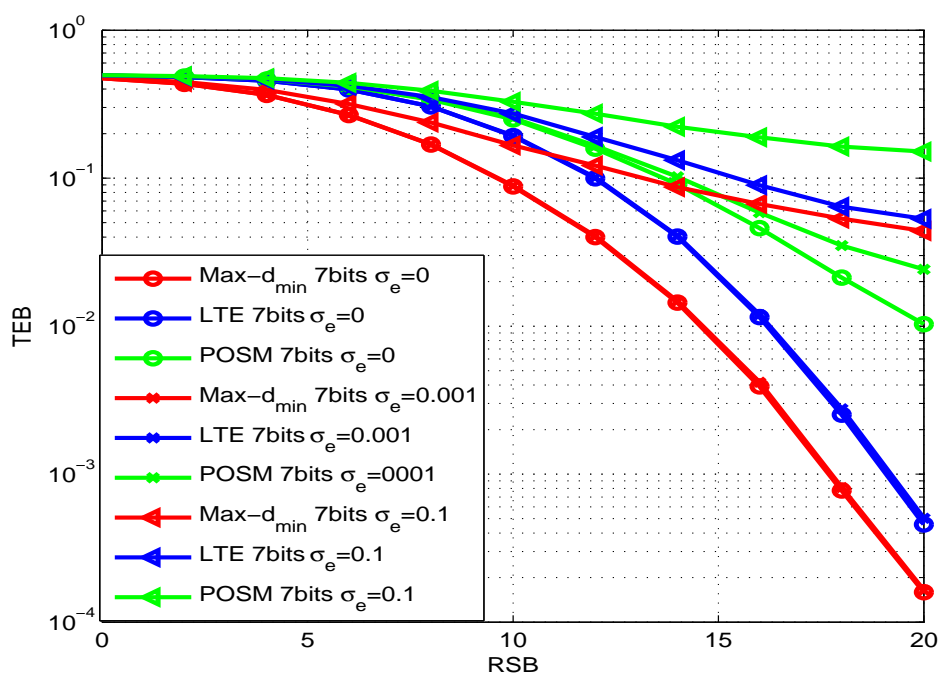


FIGURE 4.9 – MIMO  $4 \times 4$  dans un tunnel de Roux avec un bruit  $S\alpha S$  ( $\alpha = 1.253$ ,  $\beta = \delta = 0$ ,  $\gamma = 0.419$ , espacement d'antenne =  $2\lambda$ , décodage souple suivant la loi de Cauchy

bruit impulsif avec des performances sensiblement meilleures, de l'ordre de 1 dB. Ces deux précodeurs subissent tous les deux une forte dégradation de leurs performances, lorsque que l'estimation de canal se dégrade ( $\sigma_e = 0.1$ ). Comme dans le cas non corrélé, le précodeur POSM ne semble pas adapté à ce type d'environnement.

## 4.5 Conclusion

Sur la base de travaux récents effectués dans le cadre de la caractérisation et de la modélisation du bruit en environnement ferroviaire, nous avons analysé les performances de la chaîne de transmission proposée dans les chapitres précédents en présence du bruit impulsif modélisé par la distribution  $S\alpha S$ .

Dans un premier temps nous avons proposé une approximation théorique de la probabilité d'erreur du précodeur  $\max-d_{\min}$ , en présence de bruit de Cauchy pour un système MIMO  $n_r \times n_t$ . Cette approximation est simple à mettre en œuvre et reste valable pour toutes modulations rectangulaires MAQ-M ainsi que pour différentes configurations d'antennes de système MIMO. Nous avons montré que cette approximation est précise à fort RSB et constitue une borne inférieure de la probabilité d'erreur du précodeur  $\max-d_{\min}$  pour un bruit de Cauchy. Il est possible d'améliorer cette approximation en tenant compte de tous les voisins mais cette forme rajoute de la complexité. Des travaux similaires sur le canal de Rayleigh corrélés ont été introduit. La recherche est en cours pour fournir une approximation des canaux corrélés et améliorer la technique de détection dans d'autres configurations MIMO.

Les techniques de réception en considérant un bruit  $S\alpha S$  sont difficiles à mettre en œuvre du fait de l'absence de forme analytique de la densité de probabilité de cette distribution. Ainsi, nous avons proposé un détecteur MIMO à sorties souples en faisant l'hypothèse que le bruit impulsif suit une loi de Cauchy. Cette hypothèse a été confrontée à la réalité sur la base de mesures du bruit impulsif en tunnel réalisées lors d'un précédent projet mais également grâce aux simulations de la chaîne de communication effectuées. Ces simulations ont permis d'évaluer les performances en termes de taux d'erreur binaire, du système de communication complet, en considérant un modèle de canal MIMO en tunnel et un bruit impulsif, tous deux obtenus par des mesures. Ce système de communication

réaliste est proche de la couche PHY du système Wi-Fi utilisé dans le transport ferroviaire. Nous montrons que l'utilisation de l'hypothèse loi de Cauchy pour la détection fournit des performances bien supérieures à celles obtenues avec le détecteur basé sur la modélisation gaussienne du bruit.



# Conclusion générale et perspectives

L'exploitation des systèmes de métros modernes et en particulier des métros sans conducteur, repose sur deux familles de systèmes de communication radio sans fil : les transmissions vitales pour la signalisation et le contrôle des trains à faible débit et exigeantes en termes de robustesse et de disponibilité et les transmissions non vitales très haut débit pour la vidéo surveillance embarquée, le télédiagnostic, les applications multimédia et l'information des clients. Lors de la mise en œuvre de tels systèmes de transmission, l'industriel doit garantir à l'exploitant de métro des performances concernant les débits et la qualité de la transmission en termes de perte de paquets d'information. Les techniques multi-antennes ont montré depuis plusieurs années leur capacité à augmenter de façon importante les débits et/ou la robustesse des transmissions dans des canaux très riches en multi-trajets. Ainsi, l'utilisation de ces techniques est particulièrement séduisante pour augmenter la robustesse et les débits des communications sol-train. En conservant les même puissances d'émission, il est alors possible soit d'augmenter la distance entre les points d'accès lors du déploiement, soit d'augmenter les débits offerts.

De nombreux travaux publiés ces dernières années ont abordé la question des performances des systèmes MIMO dans les tunnels. Ils ont mis en évidence d'une part l'influence du degré de corrélation spatiale dans le canal sur la capacité moyenne du canal mais aussi l'influence de la position des antennes et de l'environnement sur le degré de corrélation dans le tunnel en fonction de la distance émetteur-récepteur. Ces résultats montrent que la connaissance des propriétés du canal MIMO en tunnel est un élément

clef pour maîtriser les performances d'un système MIMO donné en fonction du déplacement des trains et ainsi optimiser les algorithmes MIMO afin qu'ils soient capables de résister à la corrélation dans le canal ou de se reconfigurer en fonction des variations du degré de corrélation dans le canal au cours du déplacement du train. Ainsi, ce travail de thèse s'inscrit dans une démarche globale d'optimisation de la couche physique des systèmes de communication radio sans fil en tunnel dans le but d'augmenter les performances en fonction des besoins exprimés par les opérateurs de métros. Dans la suite des travaux menés par les équipes encadrantes, l'objectif de ce travail de thèse visait à investiguer les propriétés des précodeurs MIMO avec connaissance du canal à l'émission afin de préconiser une solution algorithmique capable de s'adapter au degré de corrélation dans le tunnel en fonction de la localisation du train.

Dans le premier chapitre de ce mémoire, nous avons présenté les caractéristiques des techniques de communication radio sans fil pour des applications transports guidés. Dans le contexte des systèmes à conduite totalement automatisée, les informations à gérer sont nombreuses et doivent répondre à des contraintes de performances assez fortes. Ces données de sécurité, de contrôle commande, de surveillance, de diagnostic ainsi que des informations pour les voyageurs peuvent parfois partager le même médium de communication. Ceci entraîne une forte demande en termes de débit, de robustesse de la transmission et d'intégrité des informations transmises. Dans une deuxième partie nous avons présenté un état de l'art des techniques MIMO et nous avons décrit les trois grandes classes de techniques MIMO, à savoir : le multiplexage spatial, le codage spatio-temporel, les algorithmes de précodage. Le contexte particulier des tunnels a aussi été détaillé. Nous avons en particulier rappelé le lien entre le positionnement des antennes dans le tunnel et le degré de corrélation spatiale dans le tunnel. Enfin, nous avons positionné nos travaux dans la littérature en rappelant les travaux existants concernant l'évaluation des performances de systèmes MIMO dans les tunnels. Ainsi, dans un contexte tunnel, très peu de travaux réalisent la jonction entre les études du canal de propagation et la proposition d'algorithmes de communication MIMO. Dans cette thèse, nous nous sommes donc intéressés tout particulièrement à l'analyse des techniques MIMO précodées pour des applications ferroviaires en tunnel. Les contraintes liées au contexte ferroviaire en tunnel, notamment la corrélation et le bruit impulsif, ont été prises en compte dans nos travaux et leurs influences sur les performances des

systèmes MIMO sont présentées. Notre objectif vise aussi à exploiter la connaissance du degré de corrélation dans le tunnel en fonction de la localisation du train afin de limiter le nombre de bits à transmettre sur le lien retour. Nous avons réalisé une chaîne de simulation complète et réaliste et nous avons évalué les performances de différents précodeurs issus de la littérature et des standards : les précodeurs max- $d_{\min}$  POSM et LTE.

Le deuxième chapitre était dédié à la modélisation du système de transmission multi-antennes en tunnel. Après l'analyse des caractéristiques du canal radio mobile en tunnel, nous avons décrit le modèle de canal MIMO retenu dans le cadre de nos travaux : le modèle analytique de Kronecker. Basé sur l'hypothèse forte d'indépendance de la corrélation à l'émission et à la réception, ce modèle permet de formuler la corrélation totale du canal comme le produit de Kronecker des matrices de corrélation à l'émission. La taille des matrices à manipuler s'en trouve considérablement réduite. Nous avons ensuite présenté les algorithmes de communication multi-antennes, en réception et en émission, visant l'exploitation des caractéristiques des canaux MIMO. Enfin, nous avons évalué leurs performances en termes de capacité en fonction du rapport signal sur bruit et pour différents niveaux de corrélation dans le tunnel. Ces différents algorithmes seront étudiés plus en détail dans le chapitre 3 en prenant en compte un environnement de propagation aussi proche que possible des conditions réelles.

Dans le deuxième chapitre, nous avons détaillé quelques techniques de précodage avec un lien retour parfait. Dans la pratique, le débit disponible sur la voie retour peut être limité, ce qui conduit à recourir à la quantification de la connaissance du canal à l'émission. De plus, plusieurs phénomènes peuvent détériorer la qualité de la CSIT : les délais de transmission, les erreurs sur la voie retour, les erreurs d'estimation de canal en réception. Ainsi, dans le troisième chapitre, après avoir présenté un modèle d'erreur pour la CSIT, nous avons décrit différentes techniques de précodage MIMO avec une voie de retour à bas débit. Deux types de techniques de précodage ont été étudiés. Le premier type utilise un dictionnaire. C'est le cas du précodeur max- $d_{\min}$  quantifié et du précodeur issu de la norme LTE. Plusieurs techniques de génération de dictionnaire et plusieurs critères de sélection des matrices dans le dictionnaire ont été présentées. Le second groupe de précodeurs ne considère pas de dictionnaire. Dans ce contexte, nous avons présenté le précodeur POSM quantifié, qui utilise la quantification de ses paramètres principaux, et

nous avons proposé le précodeur *Corap*, qui s'appuie sur la connaissance de la matrice de corrélation du canal. Ce dernier est intéressant dans le contexte d'un environnement tunnel parfaitement caractérisé dans lequel il est alors possible de s'affranchir de la voie retour en se fondant sur la connaissance a priori de la position des émetteurs. Afin d'analyser le potentiel de chacune des techniques décrites nous avons procédé à des simulations dans les canaux réalistes présentés dans les chapitres 1 et 2. Les résultats obtenus peuvent être transposés aux résultats qui seraient obtenus avec des modems de 802.11x IEEE en raison du modèle de système considéré dans cette thèse.

Le précodeur issu du standard LTE, fondé sur le critère de maximum de vraisemblance, offre de bonnes performances même dans un scénario corrélé pour des SNR élevés. Ces performances sont dégradées en cas d'erreur d'estimation surtout pour des valeurs de corrélation élevées dans le tunnel et pour des faibles valeurs de RSB. Le précodeur issu du standard LTE, fondé sur le critère MMSE, est inadapté pour des transmissions dans un tunnel fortement corrélé. La dégradation des performances est très élevée comparée aux autres précodeurs. Les erreurs d'estimation impactent sévèrement les performances de ce précodeur.

Le précodeur POSM permet un bon compromis complexité/performance. En effet, sa quantification s'appuie sur une quantification classique de deux angles  $\theta_0$  et  $\theta_1$ . Cette quantification se résume en une simple quantification uniforme de la valeur des angles. Elle peut être effectuée pour chaque réalisation du canal. Dans les canaux faiblement corrélés, la perte due à la quantification est faible et les performances sont meilleures pour de faibles valeurs de RSB. Quand le niveau de la corrélation augmente, les pertes liées à la quantification deviennent significatives et entraînent un niveau de performances plus faible que celui des autres précodeurs sauf dans le cas du précodeur issu du standard LTE fondé sur le MMSE. Quelques bits supplémentaires pour la quantification devraient améliorer les performances, et en particulier améliorer l'orthogonalité des flux transmis. Toutefois, l'impact des erreurs d'estimation de canal est prononcé sur le précodeur POSM. Il existe un seuil à partir duquel les performances du précodeur, quantifié ou non, se dégradent totalement. En plus de cette forte dépendance à la qualité d'estimation du canal, le précodeur POSM nécessite l'utilisation de la technique de sélection d'antennes pour transmettre sur plus de deux antennes.

Le précodeur max- $d_{\min}$  avec une CSIT parfaite donne les meilleures performances dans



tous les scénarios fortement corrélés. Toutefois, les pertes dues à la quantification de la CSIT entraînent une baisse des performances qui varie en fonction du canal et du niveau de corrélation dans le tunnel. Ces pertes de quantification deviennent relativement faibles lorsque la qualité de la CSIT est dégradée. L'avantage comparé au POSM peut s'expliquer par le fait qu'on lui attribue un bit supplémentaire pour la prise en compte des deux dictionnaires utilisés lors des simulations (un pour chaque type de canal, corrélé et décorrélé). Nous avons étudié les pertes induites par la réduction de la taille du dictionnaire du max- $d_{\min}$  en considérant les matrices les plus utilisées. Celles-ci n'étant pas négligeables, d'autres solutions doivent être envisagées pour réduire le nombre de bits de quantification du max- $d_{\min}$ , ici égal à 7.

Le précodeur *Corap* offre de très bonnes performances dans les canaux faiblement corrélés. Dans ces canaux, ses performances sont nettement meilleures que celles des autres précodeurs étudiés. Cependant, ses performances se dégradent considérablement dans les canaux fortement corrélés et surtout en présence d'erreurs d'estimation du canal. Il peut être considéré comme une bonne alternative pour optimiser les transmissions dans le tunnel à condition d'avoir caractérisé finement le canal en amont afin de connaître le degré de corrélation en fonction de la position dans le tunnel.

Le quatrième et dernier chapitre de ce mémoire était consacré à l'analyse des performances de la transmission en présence de bruit impulsif. En effet, les mauvais contacts entre la caténaire et le pantographe du métro génèrent un bruit impulsif qui a été mis en évidence par une équipe du LÉOST dans le cadre de la caractérisation et de la modélisation du bruit en environnement ferroviaire. Ce bruit impulsif a été modélisé par une distribution  $S\alpha S$ . Dans un premier temps nous avons proposé une approximation théorique de la probabilité d'erreur du précodeur max- $d_{\min}$ , en présence de bruit de Cauchy pour un système MIMO  $n_r \times n_t$ . Cette approximation est simple à mettre en œuvre et reste valable pour toutes les modulations rectangulaires MAQ-M ainsi que pour différentes configurations d'antennes de système MIMO. Nous avons montré que cette approximation est précise à fort RSB et constitue une borne inférieure de la probabilité d'erreur du précodeur max- $d_{\min}$  pour un bruit de Cauchy. Il est possible d'améliorer cette approximation en tenant compte de tous les voisins mais cette forme ajoute de la complexité. L'étude sur le canal de Rayleigh corrélé en appliquant une méthodologie similaire a été initiée. La recherche est en cours pour fournir une approximation complète

de la probabilité d'erreur sur canaux corrélés et améliorer la technique de détection dans d'autres configurations MIMO.

Les techniques de réception qui considèrent un bruit SaS sont difficiles à mettre en œuvre du fait de l'absence de forme analytique de la densité de probabilité de cette distribution. Ainsi, nous avons proposé un détecteur MIMO à sorties souples en faisant l'hypothèse que le bruit impulsif suit une loi de Cauchy. Cette hypothèse a été confrontée à la réalité sur la base de mesures du bruit impulsif en tunnel réalisées lors d'un précédent projet mais également grâce aux simulations de la chaîne de communication effectuées. Ces simulations ont permis d'évaluer les performances en termes de taux d'erreur binaire, du système de communication complet, en considérant un modèle de canal MIMO en tunnel et un bruit impulsif, tous deux obtenus par des mesures. Ce système de communication réaliste est proche de la couche PHY du système Wi-Fi utilisé dans le transport ferroviaire. Nous montrons que l'utilisation de l'hypothèse de la loi de Cauchy pour la détection fournit des performances bien supérieures à celles obtenues avec le détecteur basé sur la modélisation gaussienne du bruit.

Les perspectives de ce travail sont nombreuses et diverses. Nous en proposons trois réalisables à court terme.

La première piste serait de prendre en considération dans les simulations le modèle complet d'erreur d'estimation défini dans le chapitre 3. Ceci en vue d'évaluer les effets des délais de transmissions et de la vitesse des trains sur les algorithmes de transmission. Par ailleurs, les différentes solutions d'adaptation proposées dans ce mémoire peuvent servir à cartographier le canal en fonction des performances des précodeurs. Cela en vue d'un passage automatique d'un précodeur à un autre en fonction de l'environnement rencontré.

Dans les canaux considérés le modèle de Kronecker donnent les meilleures performances pour la modélisation de la capacité du canal. Cependant, l'hypothèse d'indépendance de la corrélation entre l'émission et la réception supposée dans le modèle de Kronecker n'est pas toujours vérifiée en pratique. Une deuxième piste de recherche consisterait en la prise en compte d'autres types de modèles de canaux corrélés, notamment le modèle de Weischelberger. Des travaux en ce sens ont été entamés dans le laboratoire LÉOST.

A terme il serait même possible d'envisager d'utiliser le modèle de WINNER en tunnel développé dans le cadre de la Thèse de S. Hairoud [102].

Enfin, la troisième piste consiste en la poursuite et la finalisation de l'étude sur la probabilité d'erreur pour le précodeur max- $d_{\min}$  pour un canal de Rayleigh corrélé. Les travaux menés dans ce cadre ont supposé l'absence de corrélation en réception et ont permis d'obtenir des éléments de calcul intermédiaire en vue de la résolution de la probabilité d'erreur théorique de ce précodeur. Il s'agira ensuite, de fournir l'expression complète de cette probabilité d'erreur quel que soit le système MIMO considéré.

La finalité de ce travail est aussi une intégration des algorithmes les plus performants dans un démonstrateur MIMO présent au laboratoire LÉOST.



## Annexe A

# Dictionnaire LTE pour quatre antennes d'émission

Indice du Dictionnaire	$u_n$	nombre de flux			
		1	2	3	4
0	$u_0 = \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 & -1 \end{bmatrix}^T$	$W_0^{\{1\}}$	$W_0^{\{14\}}/\sqrt{2}$	$W_0^{\{124\}}/\sqrt{3}$	$W_0^{\{1234\}}/2$
1	$u_1 = \begin{bmatrix} 1 & -j & -1 & j \end{bmatrix}^T$	$W_1^{\{1\}}$	$W_1^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_1^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_1^{\{1234\}}/2$
2	$u_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & -1 & j \end{bmatrix}^T$	$W_2^{\{1\}}$	$W_2^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_2^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_2^{\{3214\}}/2$
3	$u_{23} = \begin{bmatrix} 1 & j & 1 & -j \end{bmatrix}^T$	$W_3^{\{1\}}$	$W_3^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_3^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_3^{\{3214\}}/2$
4	$u_4 = \begin{bmatrix} 1 & (-1-j)/\sqrt{2} & -j & (1-j)/\sqrt{2} \end{bmatrix}^T$	$W_4^{\{1\}}$	$W_4^{\{14\}}/\sqrt{2}$	$W_4^{\{124\}}/\sqrt{3}$	$W_4^{\{1234\}}/2$
5	$u_5 = \begin{bmatrix} 1 & (1-j)/\sqrt{2} & j & (-1-j)/\sqrt{2} \end{bmatrix}^T$	$W_5^{\{1\}}$	$W_5^{\{14\}}/\sqrt{2}$	$W_5^{\{124\}}/\sqrt{3}$	$W_5^{\{1234\}}/2$
6	$u_6 = \begin{bmatrix} 1 & (1+j)/\sqrt{2} & -j & (-1+j)/\sqrt{2} \end{bmatrix}^T$	$W_6^{\{1\}}$	$W_6^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_6^{\{134\}}/\sqrt{3}$	$W_6^{\{1324\}}/2$
7	$u_7 = \begin{bmatrix} 1 & (-1+j)/\sqrt{2} & j & (1+j)/\sqrt{2} \end{bmatrix}^T$	$W_7^{\{1\}}$	$W_7^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_7^{\{134\}}/\sqrt{3}$	$W_7^{\{1324\}}/2$
8	$u_8 = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^T$	$W_8^{\{1\}}$	$W_8^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_8^{\{124\}}/\sqrt{3}$	$W_8^{\{1234\}}/2$
9	$u_9 = \begin{bmatrix} 1 & -j & -1 & -j \end{bmatrix}^T$	$W_9^{\{1\}}$	$W_9^{\{14\}}/\sqrt{2}$	$W_9^{\{134\}}/\sqrt{3}$	$W_9^{\{1234\}}/2$
10	$u_{10} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix}^T$	$W_{10}^{\{1\}}$	$W_{10}^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_{10}^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_{10}^{\{1324\}}/2$
11	$u_{11} = \begin{bmatrix} 1 & j & -1 & j \end{bmatrix}^T$	$W_{11}^{\{1\}}$	$W_{11}^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_{11}^{\{134\}}/\sqrt{3}$	$W_{11}^{\{1324\}}/2$
12	$u_{12} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}^T$	$W_{12}^{\{1\}}$	$W_{12}^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_{12}^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_{12}^{\{1234\}}/2$
13	$u_{13} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 & -1 \end{bmatrix}^T$	$W_{13}^{\{1\}}$	$W_{13}^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_{13}^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_{13}^{\{1324\}}/2$
14	$u_{14} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & -1 & -1 \end{bmatrix}^T$	$W_{14}^{\{1\}}$	$W_{14}^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_{14}^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_{14}^{\{3214\}}/2$
15	$u_{15} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^T$	$W_{15}^{\{1\}}$	$W_{15}^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_{15}^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_{15}^{\{1234\}}/2$

TABLE A.1 – Dictionnaire pour quatre antennes d'émission

# Bibliographie

- [1] Yann Cocheril, Marion Berbineau, Piere Combeau, and Yannis Pousset. On the importance of the MIMO channel correlation in underground railway tunnels. *Journal of Communications*, 4(4), 2009. URL <http://ojs.academypublisher.com/index.php/jcm/article/view/0404224231>.
- [2] M. Berbineau, Y. David, and M. Heddebaut. Les transmissions voie-machine dans les transports terrestres. Technical report, Convention DTT-INRETS- Etude bibliographique (120 références Europe-Amérique du Nord-Japon), Rapport final, 1990., 1990.
- [3] E. Masson. *Étude de la propagation des ondes électromagnétiques dans les tunnels courbes de section non droite pour des applications métro et ferroviaire*. PhD thesis, Université de Poitiers, 2010.
- [4] M. Berbineau, F. Boukour, C. Gransart, M. Heddebaut, C. Tatkeu, and M. Wahl. Les communications dans les transports guidés urbains. Technical report, Technical report, Innovation dans les Transports Guidés Urbains et régionaux, 2010., 1990.
- [5] P.Delogne. Em propagation in tunnels. *IEEE Trans on Antennas Propagat.*, 39 : 401–406, 1991.
- [6] C. Briso-Rodriguez, J.M. Cruz, and J.I. Alonso. Measurements and modeling of distributed antenna systems in railway tunnels. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 56(5) :2870–2879, Sept 2007. ISSN 0018-9545. doi : 10.1109/TVT.2007.900500.
- [7] D. Dudley, M. Lienard, S. Mahmoud, and P. Degauque. Wireless propagation in tunnels. *IEEE Trans. on Antennas*, 49(2) :11–26, 2007.

- [8] M. Lienard, P. Degauque, J. Baudet, and D. Degardin. Investigation on MIMO channels in subway tunnels. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 21(3) :332–339, Apr 2003. ISSN 0733-8716.
- [9] Jose maria Molina-garcia pardo, Martine Lienard, Paul Stefanut, and Pierre Degauque. Modeling and understanding MIMO propagation in tunnels. *Journal of Communications*, 4(4), 2009. URL <http://ojs.academypublisher.com/index.php/jcm/article/view/0404241247>.
- [10] J Avella Castiblanco, D Seetharamdoo, M Berbineau, M Ney, and F Gallee. Electromagnetic modeling and definition of antenna specifications and positions for radio system deployment in confined environments. *IOP Conference Series : Materials Science and Engineering*, 44(1) :012010, 2013.
- [11] N. Ben Slimen, V. Deniau, J. Rioult, S. Dudoyer, and S. Baranowski. Statistical characterisation of the em interferences acting on gsm-r antennas fixed above moving trains. *The European Physical Journal Applied Physics*, 48, 11 2009. ISSN 1286-0050. doi : 10.1051/epjap/2009155. URL [http://www.epjap.org/article\\_S1286004209001554](http://www.epjap.org/article_S1286004209001554).
- [12] Gerard J. Foschini. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas. *Bell Labs Technical Journal*, 1(2) :41–59, 1996. ISSN 1538-7305. doi : 10.1002/bltj.2015. URL <http://dx.doi.org/10.1002/bltj.2015>.
- [13] 3GPP TS 36.211 V8.9.0. 3rd generation partnership project technical specification group radio access network evolved universal terrestrial radio access (e-utra) physical channels and modulation. Technical report, 2009.
- [14] A. Kaye and D. George. Transmission of multiplexed pam signals over multiple channel and diversity systems. *Communication Technology, IEEE Transactions on*, 18(5) :520–526, October 1970. ISSN 0018-9332. doi : 10.1109/TCOM.1970.1090417.
- [15] W. van Etten. An optimum linear receiver for multiple channel digital transmission systems. *Communications, IEEE Transactions on*, 23(8) :828–834, Aug 1975. ISSN 0090-6778. doi : 10.1109/TCOM.1975.1092893.



- [16] W. van Etten. Maximum likelihood receiver for multiple channel transmission systems. *Communications, IEEE Transactions on*, 24(2) :276–283, Feb 1976. ISSN 0090-6778. doi : 10.1109/TCOM.1976.1093265.
- [17] L.H. Brandenburg and A.D. Wyner. Capacity of the gaussian channel with memory : The multivariate case. *Bell System Technical Journal, The*, 53(5) :745–778, May 1974. ISSN 0005-8580. doi : 10.1002/j.1538-7305.1974.tb02768.x.
- [18] W.C. Jakes. *Microwave mobile communications*. IEEE Press classic reissue. IEEE Press, 1974. ISBN 9780780310698.
- [19] J.H. Winters. Optimum combining in digital mobile radio with cochannel interference. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 33(3) :144–155, Aug 1984. ISSN 0018-9545. doi : 10.1109/T-VT.1984.24001.
- [20] J.H. Winters. On the capacity of radio communication systems with diversity in a rayleigh fading environment. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 5(5) :871–878, Jun 1987. ISSN 0733-8716. doi : 10.1109/JSAC.1987.1146600.
- [21] A. Wittneben. Basestation modulation diversity for digital simulcast. In *Vehicular Technology Conference, 1991. Gateway to the Future Technology in Motion., 41st IEEE*, pages 848–853, May 1991. doi : 10.1109/VETEC.1991.140615.
- [22] A. Wittneben. A new bandwidth efficient transmit antenna modulation diversity scheme for linear digital modulation. In *Communications, 1993. ICC '93 Geneva. Technical Program, Conference Record, IEEE International Conference on*, volume 3, pages 1630–1634 vol.3, May 1993. doi : 10.1109/ICC.1993.397560.
- [23] N. Seshadri and J.H. Winters. Two signaling schemes for improving the error performance of frequency-division-duplex (fdd) transmission systems using transmitter antenna diversity. In *Vehicular Technology Conference, 1993., 43rd IEEE*, pages 508–511, May 1993. doi : 10.1109/VETEC.1993.507522.
- [24] A.J. Paulraj and T. Kailath. Increasing capacity in wireless broadcast systems using distributed transmission/directional reception (dtdr), sep 1994. US Patent 5,345,599.
- [25] H. Jafarkhani. *Space-Time Coding : Theory and Practice*. Cambridge University Press, 2005. ISBN 9780521842914.

- [26] Jiann-Ching Guey, M.P. Fitz, M.R. Bell, and Wen-Yi Kuo. Signal design for transmitter diversity wireless communication systems over rayleigh fading channels. In *Vehicular Technology Conference, 1996. Mobile Technology for the Human Race., IEEE 46th*, volume 1, pages 136–140 vol.1, Apr 1996. doi : 10.1109/VETEC.1996.503423.
- [27] Jiann-Ching Guey, M.P. Fitz, M.R. Bell, and Wen-Yi Kuo. Signal design for transmitter diversity wireless communication systems over rayleigh fading channels. *Communications, IEEE Transactions on*, 47(4) :527–537, Apr 1999. ISSN 0090-6778. doi : 10.1109/26.764926.
- [28] P.W. Wolniansky, G.J. Foschini, G.D. Golden, and R. Valenzuela. V-blast : an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel. In *Signals, Systems, and Electronics, 1998. ISSSE 98. 1998 URSI International Symposium on*, pages 295–300, Sep 1998. doi : 10.1109/ISSSE.1998.738086.
- [29] Emre Telatar. Capacity of multi-antenna gaussian channels. *European Transactions on Telecommunications*, 10(6) :585–595, 1999. ISSN 1541-8251. doi : 10.1002/ett.4460100604.
- [30] M. Sellathurai and Simon Haykin. Turbo-blast for high-speed wireless communications. In *Wireless Communications and Networking Conference, 2000. WCNC. 2000 IEEE*, volume 1, pages 315–320 vol.1, 2000. doi : 10.1109/WCNC.2000.904649.
- [31] G. Ginis and J.M. Cioffi. On the relation between v-blast and the gdfe. *Communications Letters, IEEE*, 5(9) :364–366, Sept 2001. ISSN 1089-7798. doi : 10.1109/4234.951378.
- [32] F.R. Farrokhi, G.J. Foschini, A. Lozano, and R. Valenzuela. Link-optimal space-time processing with multiple transmit and receive antennas. *Communications Letters, IEEE*, 5(3) :85–87, March 2001. ISSN 1089-7798. doi : 10.1109/4234.913148.
- [33] G.J. Foschini, D. Chizhik, M.J. Gans, C. Papadias, and R.A. Valenzuela. Analysis and performance of some basic space-time architectures. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 21(3) :303–320, Apr 2003. ISSN 0733-8716. doi : 10.1109/JSAC.2003.809456.

- [34] Vahid Tarokh, N. Seshadri, and A.R. Calderbank. Space-time codes for high data rate wireless communication : performance criterion and code construction. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 44(2) :744–765, Mar 1998. ISSN 0018-9448. doi : 10.1109/18.661517.
- [35] Vahid Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri, and A.R. Calderbank. Space-time codes for high data rate wireless communication : performance criteria in the presence of channel estimation errors, mobility, and multiple paths. *Communications, IEEE Transactions on*, 47(2) :199–207, Feb 1999. ISSN 0090-6778. doi : 10.1109/26.752125.
- [36] Vahid Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri, and A.R. Calderbank. Combined array processing and space-time coding. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 45(4) :1121–1128, May 1999. ISSN 0018-9448. doi : 10.1109/18.761255.
- [37] J. Grimm and M. P. Fitz. Further results on space-time coding for rayleigh fading, 1998.
- [38] Giorgio Taricco and Ezio Biglieri. Exact pairwise error probability of space-time codes. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 48(2) :510–513, Feb 2002. ISSN 0018-9448. doi : 10.1109/18.979326.
- [39] S. Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 16(8) :1451–1458, Oct 1998. ISSN 0733-8716.
- [40] Vahid Tarokh, Hamid Jafarkhani, and A.R. Calderbank. Space-time block codes from orthogonal designs. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 45(5) :1456–1467, Jul 1999. ISSN 0018-9448. doi : 10.1109/18.771146.
- [41] Vahid Tarokh, Hamid Jafarkhani, and A.R. Calderbank. Space-time block coding for wireless communications : performance results. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 17(3) :451–460, Mar 1999. ISSN 0733-8716.
- [42] O. Tirkkonen, A. Boariu, and A. Hottinen. Minimal non-orthogonality rate 1 space-time block code for 3+ tx antennas. In *Spread Spectrum Techniques and Applications, 2000 IEEE Sixth International Symposium on*, volume 2, pages 429–432 vol.2, 2000. doi : 10.1109/ISSSTA.2000.876470.

- [43] G. Ganesan and Petre Stoica. Space-time diversity using orthogonal and amicable orthogonal designs. In *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2000. ICASSP '00. Proceedings. 2000 IEEE International Conference on*, volume 5, pages 2561–2564 vol.5, 2000. doi : 10.1109/ICASSP.2000.860978.
- [44] B. Hassibi and B. Hochwald. Linear dispersion codes. In *Information Theory, 2001. Proceedings. 2001 IEEE International Symposium on*, pages 325–, 2001. doi : 10.1109/ISIT.2001.936188.
- [45] B. Hassibi and B.M. Hochwald. High-rate codes that are linear in space and time. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 48(7) :1804–1824, Jul 2002. ISSN 0018-9448. doi : 10.1109/TIT.2002.1013127.
- [46] E. Viterbo and J. Boutros. A universal lattice code decoder for fading channels. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 45(5) :1639–1642, Jul 1999. ISSN 0018-9448. doi : 10.1109/18.771234.
- [47] M.-O. Damen, K. Abed-Meraim, and J. C Belfiore. Diagonal algebraic space-time block codes. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 48(3) :628–636, Mar 2002. ISSN 0018-9448. doi : 10.1109/18.985979.
- [48] S. Galliou and J. C Belfiore. A new family of full rate, fully diverse space-time codes based on Galois theory. In *Information Theory, 2002. Proceedings. 2002 IEEE International Symposium on*, pages 419–, 2002. doi : 10.1109/ISIT.2002.1023691.
- [49] H. El-Gamal and M.-O. Damen. Universal space-time coding. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 49(5) :1097–1119, May 2003. ISSN 0018-9448. doi : 10.1109/TIT.2003.810644.
- [50] M.-O. Damen, A Tewfik, and J.C. Belfiore. A construction of a space-time code based on number theory. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 48(3) : 753–760, Mar 2002. ISSN 0018-9448. doi : 10.1109/18.986032.
- [51] J. C Belfiore, G. Rekaya, and E. Viterbo. The golden code : a  $2 \times 2$  full-rate space-time code with nonvanishing determinants. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 51(4) :1432–1436, April 2005. ISSN 0018-9448. doi : 10.1109/TIT.2005.844069.

- [52] F. Oggier, G. Rekaya, J. C Belfiore, and E. Viterbo. Perfect space-time block codes. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 52(9) :3885–3902, Sept 2006. ISSN 0018-9448. doi : 10.1109/TIT.2006.880010.
- [53] D. Aktas, H. El-Gamal, and M.P. Fitz. Towards optimal space-time coding. In *Signals, Systems and Computers, 2002. Conference Record of the Thirty-Sixth Asilomar Conference on*, volume 2, pages 1137–1141 vol.2, Nov 2002.
- [54] Vahid Tarokh, S. Alamouti, and P. Poon. New detection schemes for transmit diversity with no channel estimation. In *Universal Personal Communications, 1998. ICUPC '98. IEEE 1998 International Conference on*, volume 2, pages 917–920 vol.2, Oct 1998. doi : 10.1109/ICUPC.1998.733643.
- [55] Vahid Tarokh and Hamid Jafarkhani. A differential detection scheme for transmit diversity. In *Wireless Communications and Networking Conference, 1999. WCNC. 1999 IEEE*, pages 1043–1047 vol.3, 1999. doi : 10.1109/WCNC.1999.796832.
- [56] Hamid Jafarkhani and Vahid Tarokh. Multiple transmit antenna differential detection from generalized orthogonal designs. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 47(6) :2626–2631, Sep 2001. ISSN 0018-9448. doi : 10.1109/18.945280.
- [57] J. G. Proakis. *Digital communications. Fifth Edition*. McGraw-Hill, New York, 2007.
- [58] S.N. Diggavi, N. Al-Dhahir, A Stamoulis, and AR. Calderbank. Great expectations : the value of spatial diversity in wireless networks. *Proceedings of the IEEE*, 92(2) :219–270, Feb 2004. ISSN 0018-9219. doi : 10.1109/JPROC.2003.821914.
- [59] D. Gesbert, M. Shafi, Da shan Shiu, P.J. Smith, and A Naguib. From theory to practice : an overview of MIMO space-time coded wireless systems. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 21(3) :281–302, Apr 2003. ISSN 0733-8716. doi : 10.1109/JSAC.2003.809458.
- [60] J. FANG. *Télécommunications dans les systèmes de transport à forte mobilité : Estimation et Synchronisation de canal pour les communications MIMO - OFDM*. PhD thesis, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2012.

- [61] C.E. Shannon. The zero error capacity of a noisy channel. *Information Theory, IRE Transactions on*, 2(3) :8–19, September 1956. ISSN 0096-1000. doi : 10.1109/TIT.1956.1056798.
- [62] C.E. Shannon. Channels with side information at the transmitter. *IBM Journal of Research and Development*, 2(4) :289–293, Oct 1958. ISSN 0018-8646. doi : 10.1147/rd.24.0289.
- [63] J. Hayes. Adaptive feedback communications. *Communication Technology, IEEE Transactions on*, 16(1) :29–34, February 1968. ISSN 0018-9332. doi : 10.1109/TCOM.1968.1089811.
- [64] J. Schalkwijk and T. Kailath. A coding scheme for additive noise channels with feedback-i : No bandwidth constraint. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 12(2) :172–182, Apr 1966. ISSN 0018-9448. doi : 10.1109/TIT.1966.1053879.
- [65] G.L. Turin. Signal design for sequential detection systems with feedback. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 11(3) :401–408, Jul 1965. ISSN 0018-9448. doi : 10.1109/TIT.1965.1053800.
- [66] D.J. Love, R.W. Heath, V.K.N. Lau, D. Gesbert, B.D. Rao, and M. Andrews. An overview of limited feedback in wireless communication systems. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 26(8) :1341–1365, October 2008. ISSN 0733-8716. doi : 10.1109/JSAC.2008.081002.
- [67] A. Scaglione, Petre Stoica, S. Barbarossa, G.B. Giannakis, and H. Sampath. Optimal designs for space-time linear precoders and decoders. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 50(5) :1051–1064, May 2002. ISSN 1053-587X. doi : 10.1109/78.995062.
- [68] L. Collin. *Optimisation de systèmes multi-antennes basée sur la distance minimale*. PhD thesis, Université de Bretagne Occidentale, 2002.
- [69] L. Collin, O. Berder, P. Rostaing, and G. Burel. Optimal minimum distance-based precoder for MIMO spatial multiplexing systems. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 52(3) :617–627, March 2004. ISSN 1053-587X. doi : 10.1109/TSP.2003.822365.

- [70] E. Visotsky and U. Madhow. Space-time transmit precoding with imperfect feedback. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 47(6) :2632–2639, Sep 2001. ISSN 0018-9448. doi : 10.1109/18.945281.
- [71] Wiroonsak Santipach and M.L. Honig. Asymptotic performance of MIMO wireless channels with limited feedback. In *Military Communications Conference, 2003. MILCOM '03. 2003 IEEE*, volume 1, pages 141–146 Vol.1, Oct 2003. doi : 10.1109/MILCOM.2003.1290092.
- [72] R.S. Blum. MIMO with limited feedback of channel state information. In *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2003. Proceedings. (ICASSP '03). 2003 IEEE International Conference on*, volume 4, pages IV–89–92 vol.4, April 2003. doi : 10.1109/ICASSP.2003.1202548.
- [73] D.J. Love and R.W. Heath. Limited feedback unitary precoding for orthogonal space-time block codes. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 53(1) :64–73, Jan 2005. ISSN 1053-587X. doi : 10.1109/TSP.2004.838928.
- [74] J.C. Roh and B.D. Rao. Transmit beamforming in multiple-antenna systems with finite rate feedback : a vq-based approach. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 52(3) :1101–1112, March 2006. ISSN 0018-9448. doi : 10.1109/TIT.2005.864426.
- [75] Heunchul Lee, Seokhwan Park, and Inkyu Lee. Orthogonalized spatial multiplexing for closed-loop MIMO systems. *Communications, IEEE Transactions on*, 55(5) : 1044–1052, May 2007. ISSN 0090-6778. doi : 10.1109/TCOMM.2007.894114.
- [76] Young-Tae Kim, Heunchul Lee, Seokhwan Park, and Inkyu Lee. Optimal precoding for orthogonalized spatial multiplexing in closed-loop MIMO systems. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 26(8) :1556–1566, October 2008. ISSN 0733-8716. doi : 10.1109/JSAC.2008.081021.
- [77] B.D. Van Veen and K.M. Buckley. Beamforming : a versatile approach to spatial filtering. *ASSP Magazine, IEEE*, 5(2) :4–24, April 1988. ISSN 0740-7467. doi : 10.1109/53.665.
- [78] L.C. Godara. Application of antenna arrays to mobile communications. ii. beamforming and direction-of-arrival considerations. *Proceedings of the IEEE*, 85(8) : 1195–1245, Aug 1997. ISSN 0018-9219. doi : 10.1109/5.622504.

- [79] Harry L. Van Trees. *Detection, estimation, and modulation theory. Part IV. , Optimum array processing*. Wiley-Interscience, New York, 2002. ISBN 0-471-09390-4. URL <http://opac.inria.fr/record=b1105852>.
- [80] S.C. Swales, M.A Beach, D.J. Edwards, and J.P. McGeehan. The performance enhancement of multibeam adaptive base-station antennas for cellular land mobile radio systems. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 39(1) :56–67, Feb 1990. ISSN 0018-9545. doi : 10.1109/25.54956.
- [81] L.C. Godara. Applications of antenna arrays to mobile communications. i. performance improvement, feasibility, and system considerations. *Proceedings of the IEEE*, 85(7) :1031–1060, Jul 1997. ISSN 0018-9219. doi : 10.1109/5.611108.
- [82] M.K. Simon and M.S. Alouini. *Digital communication over fading channels : a unified approach to performance analysis*. Wiley series in telecommunications and signal processing. John Wiley & Sons, 2000. ISBN 9780471317791. URL <http://books.google.fr/books?id=CvhSAAAAMAAJ>.
- [83] S. Sanayei and A Nosratinia. Antenna selection in MIMO systems. *Communications Magazine, IEEE*, 42(10) :68–73, Oct 2004. ISSN 0163-6804. doi : 10.1109/MCOM.2004.1341263.
- [84] AI Sulyman and M. Ibnkahla. Performance of MIMO systems with antenna selection over nonlinear fading channels. *Selected Topics in Signal Processing, IEEE Journal of*, 2(2) :159–170, April 2008. ISSN 1932-4553. doi : 10.1109/JSTSP.2008.922509.
- [85] AF. Molisch and M.Z. Win. MIMO systems with antenna selection. *Microwave Magazine, IEEE*, 5(1) :46–56, Mar 2004. ISSN 1527-3342. doi : 10.1109/MMW.2004.1284943.
- [86] R.W. Heath, S. Sandhu, and A Paulraj. Antenna selection for spatial multiplexing systems with linear receivers. *Communications Letters, IEEE*, 5(4) :142–144, April 2001. ISSN 1089-7798. doi : 10.1109/4234.917094.
- [87] Zhibin Xie, Jinkuan Wang, Yun Wang, and Jing Gao. Effective antenna selection in MIMO systems under spatial correlated fading. In *Intelligent Control and Automation, 2008. WCICA 2008. 7th World Congress on*, pages 1743–1747, June 2008. doi : 10.1109/WCICA.2008.4593184.



- [88] Yang-Seok Choi, AF. Molisch, M.Z. Win, and J.H. Winters. Fast algorithms for antenna selection in MIMO systems. In *Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Fall. 2003 IEEE 58th*, volume 3, pages 1733–1737 Vol.3, Oct 2003. doi : 10.1109/VETECONF.2003.1285322.
- [89] R.S. Blum and J.H. Winters. On optimum MIMO with antenna selection. *Communications Letters, IEEE*, 6(8) :322–324, Aug 2002. ISSN 1089-7798.
- [90] A Gorokhov, D. Gore, and A Paulraj. Performance bounds for antenna selection in MIMO systems. In *Communications, 2003. ICC '03. IEEE International Conference on*, volume 5, pages 3021–3025 vol.5, May 2003. doi : 10.1109/ICC.2003.1203962.
- [91] AF. Molisch, N.B. Mehta, Hongyuan Zhang, P. Almers, and Jinyun Zhang. Implementation aspects of antenna selection for MIMO systems. In *Communications and Networking in China, 2006. ChinaCom '06. First International Conference on*, pages 1–7, Oct 2006. doi : 10.1109/CHINACOM.2006.344916.
- [92] B.M. Hochwald, T.L. Marzetta, and Vahid Tarokh. Multiple-antenna channel hardening and its implications for rate feedback and scheduling. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 50(9) :1893–1909, Sept 2004. ISSN 0018-9448.
- [93] Q.H. Spencer, C.B. Peel, AL. Swindlehurst, and M. Haardt. An introduction to the multi-user MIMO downlink. *Communications Magazine, IEEE*, 42(10) :60–67, Oct 2004. ISSN 0163-6804. doi : 10.1109/MCOM.2004.1341262.
- [94] David Gesbert, Marios Kountouris, Robert W. Heath, Chan byoung Chae, and Thomas Sälzer. From single user to multiuser communications : Shifting the MIMO paradigm. In *IEEE Sig. Proc. Magazine*, 2007.
- [95] J.M. Molina-Garcia-Pardo, M. Lienard, P. Degauque, D.G. Dudley, and L. Juan-Llacer. Interpretation of MIMO channel characteristics in rectangular tunnels from modal theory. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 57(3) :1974–1979, May 2008. ISSN 0018-9545. doi : 10.1109/TVT.2007.913177.
- [96] J-M Molina-Garcia-Pardo, M Lienard, and P Degauque. Propagation in tunnels : Experimental investigations and channel modeling in a wide frequency band for

- MIMO applications. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2009(1) :560571, 2009. ISSN 1687-1499. doi : 10.1155/2009/560571. URL <http://jwcn.urasipjournals.com/content/2009/1/560571>.
- [97] J.F. Pardonche, M. Berbineau, and C. Seguinot. Présentation de quelques modèles stochastiques de canal MIMO et comparaison expérimentale. *Les annales des télécommunications*, 60, Mai-Juin 2005.
- [98] Ist-4-027756, winner ii interim channel models, deliverable d1.1.1. [http://projects.celtic-initiative.org/winner+/,](http://projects.celtic-initiative.org/winner+/) November 2006.
- [99] Ist-4-027756 winner ii, d1.1.2 v1.1 winner ii channel models, part i channel models. 2007.
- [100] S. Hairoud, P. Combeau, Y. Pousset, J.-F. Cailbault, R. Vauzelle, and M. Berbineau. Optimizing channel simulation for dynamical scenarios in railway transport. In *Intelligent Transport Systems Telecommunications, (ITST), 2009 9th International Conference on*, pages 32–36, Oct 2009. doi : 10.1109/ITST.2009.5399389.
- [101] Siham Hairoud, Pierre Combeau, Jean-François Cailbault, Yannis Pousset, Yann Cocheril, and Marion Berbineau. Acceleration Method of Radio Propagation Simulator Based on the Ray Tracing for the Prediction of MIMO Channels in Dynamical Railway Environment. In *Proceedings of IEEE ITST*, page 5 pages, Tokyo, Japon, November 2010. URL <http://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00745498>.
- [102] Siham Hairoud. *Modélisation dynamique des canaux MIMO pour les transports ferroviaires*. PhD thesis, Université de Poitiers, 2012.
- [103] B. Izquierdo, S. Capdevil, L. Jofre, and J. Romeu. Evaluation of MIMO capacity in train tunnels. In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE*, pages 1365 – 1368, 2007. doi : 10.1109/APS.2007.4395757.
- [104] M. Lienard, P. Degauque, D. Degardin, and J. Baudet. Theoretical and experimental analysis of the channel capacity enhancement based on MIMO techniques in subway tunnels. In *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2002. The 13th IEEE International Symposium on*, volume 3, pages 1326–1329 vol.3, Sept 2002. doi : 10.1109/PIMRC.2002.1045244.

- [105] Y. Cocheril, P. M. Combeau, M. Berbineau, and Y. Pousset. MIMO propagation channel characteristics in tunnels. In *Telecommunications, 2007. ITST '07. 7th International Conference on ITS*, pages 1–6, June 2007. doi : 10.1109/ITST.2007.4295903.
- [106] Y. Cocheril, C. Langlais, M. Berbineau, and G. Moniak. Advantages of simple MIMO schemes for robust or high data rate transmission systems in underground tunnels. In *Vehicular Technology Conference, 2008. VTC 2008-Fall. IEEE 68th*, pages 1–5, Sept 2008. doi : 10.1109/VETEFCF.2008.82.
- [107] Y. CHARTOIS, Y. POUSSET, and R. VAUZELLE. A SISO and MIMO radio channel characterization with 3d ray tracing propagation model in urban environment. In *ECPS' 2005 Proceedings, Brest, France,,* pages 1–5, March 2005.
- [108] Jorge AVELLA CASTIBLANCO. *Modélisation Electromagnétique pour la Spécification et l'Optimisation du Positionnement d'Antennes en Tunnels de forme quelconque répondant aux Contraintes Electromagnétiques des Transports Ferroviaires*. PhD thesis, Université des sciences et technologie de Lille 1, Avril 2013.
- [109] J.P. Kermoal, L. Schumacher, K.I. Pedersen, P.E. Mogensen, and F. Frederiksen. A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 20(6) :1211–1226, Aug 2002. ISSN 0733-8716. doi : 10.1109/JSAC.2002.801223.
- [110] E. Masson, Y. Cocheril, M. Berbineau, J. Ghys, J. Kyrolainen, and V. Hovinen. 4x4 MIMO channel sounding in tunnels for train-to-wayside communications. In *Wireless Communications in Unusual and Confined Areas (ICWCUCA), 2012 International Conference on*, pages 1–5, Aug 2012. doi : 10.1109/ICWCUCA.2012.6402480.
- [111] Emilie Masson, Pierre Combeau, Marion Berbineau, Rodolphe Vauzelle, and Yanis Pousset. Radio wave propagation in arched cross section tunnels – simulations and measurements. *Journal of Communications*, 4(4), 2009. URL <http://ojs.academypublisher.com/index.php/jcm/article/view/0404276283>.
- [112] E. Masson, P. Combeau, M. Berbineau, and R. Vauzelle. Measurements and simulations comparisons of radio wave propagation in arch-shaped tunnels for

- mass transit applications. In *Intelligent Transport Systems Telecommunications,(ITST),2009 9th International Conference on*, pages 37–41, Oct 2009. doi : 10.1109/ITST.2009.5399386.
- [113] M. Gonzalez-Lopez, J. Miguez, and L. Castedo. Maximum likelihood MIMO channel estimation and turbo equalization for space-time coded gsm systems. In *Signal Processing Advances in Wireless Communications, 2003. SPAWC 2003. 4th IEEE Workshop on*, pages 319–323, June 2003. doi : 10.1109/SPAWC.2003.1318974.
- [114] Imade Fahd Eddine Fatani, Yann Cocheril, Crépin Nsiala, Baptiste Vrigneau, Marion Berbineau, and François-Xavier Coudoux. Robust train-to-wayside video communications in tunnels using h.264 error-resilient video encoding combined with multiple antenna systems. *Transportation Research Part C : Emerging Technologies*, 25(0) :168 – 180, 2012. ISSN 0968-090X. doi : <http://dx.doi.org/10.1016/j.trc.2012.06.001>. URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0968090X12000836>.
- [115] K. Boukantar, C. Langlais, Y. Cocheril, and M. Berbineau. Impact of spatial correlation on orthogonal precoding for MIMO transmissions in tunnels. In *Intelligent Transport Systems Telecommunications,(ITST),2009 9th International Conference on*, pages 170–175, 2009. doi : 10.1109/ITST.2009.5399363.
- [116] G. Madi, C.N. Nzeza, B. Vrigneau, Y. Cocheril, M. Berbineau, and R. Vauzelle. Max-dmin and p-osm precoders performance for robust and high data rate MIMO transmissions in underground tunnels. In *Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 2011 IEEE*, pages 1–5, 2011. doi : 10.1109/VETEFCF.2011.6093048.
- [117] K. Hassan. *Contributions to Cognitive Radio Awareness for High Mobility Applications*. PhD thesis, Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambresis, 2012.
- [118] C. Sanchis-Borras, J.M. Molina garcia pardo, P. Degauque, and M. Lienard. MIMO performances in tunnel environment : interpretation from the channel characteristics. In *WASET International Conference on Communication Engineering, 2012 World Acad. Sci., Eng. Technol., vol. 70*, pages 871–875, october 2012.
- [119] A. Goldsmith. *Wireless Communications. Fourth Edition*. Cambridge University Press, 2005.

- [120] P. Guguen. *Techniques multi-antennes émission-réception - Applications aux réseaux domestiques sans fil*. PhD thesis, Institut national des sciences appliquées de Rennes, 2003.
- [121] Y. Berezansky, Z. Sheftel, and G. Us. *Functional analysis, vol. 1*. Birkhauser Verlag, New York, 1996.
- [122] R. Gallager. *Elements of information theory*. Wiley, New York, 1968.
- [123] G.H. Golub and C.F. Van Loan. *Matrix computations*. Johns Hopkins university press, 1996.
- [124] A A M Saleh and R.A Valenzuela. A statistical model for indoor multipath propagation. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 5(2) :128–137, February 1987. ISSN 0733-8716. doi : 10.1109/JSAC.1987.1146527.
- [125] Kai Yu and Björn Ottersten. Models for MIMO propagation channels, a review, 2002.
- [126] P. Almers, E. Bonek, A. Burr, N. Czink, M. Debbah, V. Degli-esposti, H. Hofstetter, P. Kyösti, D. Laurenson, G. Matz, A. F. Molisch, C. Oestges, and H. Özcelik. Survey of channel and radio propagation models for wireless MIMO systems. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2007.
- [127] W. Weichselberger, M. Herdin, H.Ozcelik, and E. Bonek. A stochastic MIMO channel model with joint correlation of both link ends. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 5(1) :90–99, 2006.
- [128] G. Moniak. *Techniques MIMO pour un lien sans fil robuste entre un bus et un poste de contrôle pour une application de surveillance embarquée*. PhD thesis, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambresis, 2007.
- [129] K Yu, M Bengtsson, B Ottersten, P Karlsson, D Mcnamara, and M Beach. *Measurement analysis of NLOS indoor MIMO channels*, pages 277 – 282. 2001. ISBN 8493113239. Other : Barcelona Rose publication type : Conference contribution Sponsorship : This work is conducted in part within the project SATURN (Smart Antenna Technology in Universal bRoadband wireless Networks) funded by the EU IST program.

- [130] Chen-Nee Chuah, D.N.C. Tse, J.M. Kahn, and R.A. Valenzuela. Capacity scaling in MIMO wireless systems under correlated fading. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 48(3) :637–650, Mar 2002. ISSN 0018-9448. doi : 10.1109/18.985982.
- [131] 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 coding algorithms. In *IEEE VTC '00 Fall Proceedings, volume 2*, pages 893–897, September 2000.
- [132] J.P. Kermoal, L. Schumacher, P.E. Mogensen, and K.I. Pedersen. Experimental investigation of correlation properties of MIMO radio channels for indoor picocell scenarios. In *IEEE VTC '00 Fall Proceedings, volume 1*, pages 12–21, September 2000.
- [133] D. Chizhik, G.J. Foschini, and R.A Valenzuela. Capacities of multi-element transmit and receive antennas : Correlations and keyholes. *Electronics Letters*, 36(13) : 1099–1100, Jun 2000. ISSN 0013-5194. doi : 10.1049/el:20000828.
- [134] Juan Moreno, Leandro de Haro, Carlos Rodríguez, Luis Cuéllar, and José Manuel Riera. Keyhole estimation of a MIMO-OFDM train-to-wayside communication system on subway tunnels. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, page 5, 2014. doi : 10.1109/LAWP.2014.2356076.
- [135] H.H. Zeng and Lang Tong. Blind channel estimation using the second-order statistics : algorithms. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 45(8) :1919–1930, Aug 1997. ISSN 1053-587X. doi : 10.1109/78.611184.
- [136] Changyong Shin, R.W. Heath, and E.J. Powers. Blind channel estimation for MIMO-ofdm systems. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 56(2) :670–685, March 2007. ISSN 0018-9545. doi : 10.1109/TVT.2007.891429.
- [137] M.K. Ozdemir and H. Arslan. Channel estimation for wireless ofdm systems. *Communications Surveys Tutorials, IEEE*, 9(2) :18–48, Second 2007. ISSN 1553-877X. doi : 10.1109/COMST.2007.382406.
- [138] Lang Tong and S. Perreau. Multichannel blind identification : from subspace to maximum likelihood methods. *Proceedings of the IEEE*, 86(10) :1951–1968, Oct 1998. ISSN 0018-9219. doi : 10.1109/5.720247.

- [139] Xu Zhu and R.D. Murch. Performance analysis of maximum likelihood detection in a MIMO antenna system. *Communications, IEEE Transactions on*, 50(2) : 187–191, Feb 2002. ISSN 0090-6778.
- [140] J Bach Andersen and JØ Nielsen. Multipath richness—a measure of MIMO capacity in an environment. 2004.
- [141] J. Salo, P. Suvikunnas, H.M. El-Sallabi, and P. Vainikainen. Ellipticity statistic as measure of MIMO multipath richness. *Electronics Letters*, 42(3) :160–162, Feb 2006. ISSN 0013-5194. doi : 10.1049/el:20063847.
- [142] J.W. Wallace and M.A Jensen. MIMO capacity variation with snr and multipath richness from full-wave indoor fdtd simulations. In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE*, volume 2, pages 523–526 vol.2, June 2003. doi : 10.1109/APS.2003.1219290.
- [143] Da shan Shiu, G.J. Foschini, M.J. Gans, and J.M. Kahn. Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems. *Communications, IEEE Transactions on*, 48(3) :502–513, Mar 2000. ISSN 0090-6778. doi : 10.1109/26.837052.
- [144] B. Vrigneau. *Systèmes MIMO précodés optimisant la distance minimale : étude des performances et extension du nombre de voies*. PhD thesis, Université de Bretagne Occidentale, 2006.
- [145] A.J. Viterbi. Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 13(2) :260–269, April 1967. ISSN 0018-9448. doi : 10.1109/TIT.1967.1054010.
- [146] Quoc-Tuong Ngo, Olivier Berder, Baptiste Vrigneau, and Olivier Sentieys. Minimum distance based precoder for MIMO-OFDM systems using a 16-qam modulation. In *ICC*, pages 1–5. IEEE, 2009. URL <http://dblp.uni-trier.de/db/conf/icc/icc2009.html#NgoBVS09>.
- [147] C.E. Shannon. A mathematical theory of communication. *Bell System Technical Journal, The*, 27(3) :379–423, July 1948. ISSN 0005-8580. doi : 10.1002/j.1538-7305.1948.tb01338.x.

- [148] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H.V. Poor. *MIMO Wireless Communications*. EngineeringPro collection. Cambridge University Press, 2007. ISBN 9781139461269.
- [149] Qinghua Li, Guangjie Li, Wookbong Lee, Moon il Lee, D. Mazzarese, B. Clerckx, and Zexian Li. MIMO techniques in wimax and lte : a feature overview. *Communications Magazine, IEEE*, 48(5) :86–92, May 2010. ISSN 0163-6804. doi : 10.1109/MCOM.2010.5458368.
- [150] Ghadir Madi. *Optimisation d'un réseau de capteurs par techniques MIMO coopératives. Applications possibles : Smart Grid, télédétection, ...* PhD thesis, Université de Poitiers, 2012.
- [151] J. Letessier, B. Vrigneau, P. Rostaing, and G. Burel. Limited feedback unitary matrix applied to MIMO dmin-based precoder. In *Signals, Systems and Computers, 2006. ACSSC '06. Fortieth Asilomar Conference on*, pages 1531–1535, Oct 2006. doi : 10.1109/ACSSC.2006.355014.
- [152] Ancuta Moldovan, Ghadir Madi, Baptiste Vrigneau, Tudor Palade, and Rodolphe Vauzelle. SVD Algorithms and Quantization Applied to MIMO Max/Min Based Precoder. In *Proceedings of SPAMEC 2011*, page to define, Roumanie, August 2011. URL <http://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00626703>.
- [153] D.J. Love and R.W. Heath. Limited feedback unitary precoding for spatial multiplexing systems. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 51(8) :2967–2976, Aug 2005. ISSN 0018-9448. doi : 10.1109/TIT.2005.850152.
- [154] P. Griffiths and J. Harris. *Principles of Algebraic Geometry*. Wiley Classics Library. Wiley, 2011. ISBN 9781118030776. URL <http://books.google.fr/books?id=Sny48qKdW40C>.
- [155] N. Bourbaki. *Algèbre : Chapitres 1 à 3*. Algèbre. Deutsches MAB-Nationalkomitee beim Bundesministerium für Umwelt, Naturschutz und Reaktorsicherheit, 2007. ISBN 9783540338505. URL <http://books.google.fr/books?id=4RIDPH1ULXcC>.
- [156] S.S. Chern. *Complex Manifolds Without Potential Theory : With an Appendix on the Geometry of Characteristic Classes*. Universitext (1979). Springer-Verlag, 1995. ISBN 9780387904221. URL [http://books.google.fr/books?id=\\_IQZAQAIAAJ](http://books.google.fr/books?id=_IQZAQAIAAJ).



- [157] John H. Conway, Ronald H. Hardin, and Neil J. A. Sloane. Packing lines, planes, etc. : Packings in grassmannian spaces, 1996.
- [158] Y. Bouguen, E. Hardouin, A. Maloberti, and F.X. Wolff. *LTE et les réseaux 4G*. Eyrolles, 2012. ISBN 9782212129908. URL <http://books.google.fr/books?id=THU-2m-gZpMC>.
- [159] Chengling Jiang, M.M. Wang, Chunliang Yang, Feng Shu, Jianxin Wang, Weixin Sheng, and Qian Chen. MIMO precoding using rotating codebooks. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 60(3) :1222–1227, March 2011. ISSN 0018-9545. doi : 10.1109/TVT.2011.2108323.
- [160] M.H. Vu. *Exploiting Transmit Channel Side Information in MIMO Wireless Systems*. PhD thesis, Department of Electrical Engineering, Stanford University, July 2006.
- [161] A.J. Viterbi. An intuitive justification and a simplified implementation of the map decoder for convolutional codes. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 16(2) :260–264, Feb 1998. ISSN 0733-8716. doi : 10.1109/49.661114.
- [162] D. Middleton. Non-gaussian noise models in signal processing for telecommunications : new methods and results for class a and class b noise models. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 45(4) :1129–1149, May 1999. ISSN 0018-9448. doi : 10.1109/18.761256.
- [163] P.J. Huber. *Robust Statistics*. John Wiley and Sons, New York, 1981.
- [164] J.H. Miller and J.B. Thomas. The detection of signals in impulsive noise modeled as a mixture process. *Communications, IEEE Transactions on*, 24(5) :559–563, May 1976. ISSN 0090-6778. doi : 10.1109/TCOM.1976.1093331.
- [165] J. Miller and John B. Thomas. Detectors for discrete-time signals in non-gaussian noise. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 18(2) :241–250, Mar 1972. ISSN 0018-9448. doi : 10.1109/TIT.1972.1054787.
- [166] Harry Marcellus Hall. A new model for impulsive phenomena : Application to atmospheric-noise communication channels. Technical Report 3412-8 and 7050-7, Stanford University, Stanford Electronics Laboratories, August 1966.

- [167] D. Middleton. Statistical-physical models of electromagnetic interference. *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, EMC-19(3) :106–127, Aug 1977. ISSN 0018-9375. doi : 10.1109/TEMC.1977.303527.
- [168] G. Samorodnitsky and M. Taqqu. *Stable Non-Gaussian Random Processes*. Chapman and Hall, New York, 1994.
- [169] C. Nikias and M. Shao. *Signal Processing With Alpha-Stable Distributions and Applications*. Wiley, New York, 1995.
- [170] S.V. Zhidkov. Analysis and comparison of several simple impulsive noise mitigation schemes for ofdm receivers. *Communications, IEEE Transactions on*, 56(1) :5–9, January 2008. ISSN 0090-6778.
- [171] M. Zimmermann and K. Dostert. Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications. *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, 44(1) :249–258, Feb 2002. ISSN 0018-9375. doi : 10.1109/15.990732.
- [172] E. Kuruoglu. *Signal Processing in alpha-Stable Noise Environments : A Least  $l_p$ -Norm Approach*. PhD thesis, Department of Engineering, University of Cambridge, March 1998.
- [173] Anxin Li, Youzheng Wang, Weiyu Xu, and Zucheng Zhou. Performance evaluation of MIMO systems in a mixture of gaussian noise and impulsive noise. In *Communications, 2004 and the 5th International Symposium on Multi-Dimensional Mobile Communications Proceedings. The 2004 Joint Conference of the 10th Asia-Pacific Conference on*, volume 1, pages 292–296 vol.1, Aug 2004. doi : 10.1109/APCC.2004.1391700.
- [174] Lisheng Fan, Xianfu Lei, and Feifei Gao. Closed-form ber analysis of MIMO systems with impulsive noise using bi-parameter cauchy-gaussian mixture approximation. In *Wireless Communications and Signal Processing (WCSP), 2010 International Conference on*, pages 1–5, Oct 2010. doi : 10.1109/WCSP.2010.5633500.
- [175] Emanuel Parzen. On estimation of a probability density function and mode. *The Annals of Mathematical Statistics*, 33(3) :pp. 1065–1076, 1962. ISSN 00034851. URL <http://www.jstor.org/stable/2237880>.

- [176] Murray Rosenblatt. Remarks on some nonparametric estimates of a density function. *The Annals of Mathematical Statistics*, 27(3) :832–837, 09 1956. doi : 10.1214/aoms/1177728190. URL <http://dx.doi.org/10.1214/aoms/1177728190>.
- [177] Stephen M. Kogon and Douglas B. Williams. A practical guide to heavy tails. chapter Characteristic Function Based Estimation of Stable Distribution Parameters, pages 311–335. Birkhauser Boston Inc., Cambridge, MA, USA, 1998. ISBN 0-8176-3951-9. URL <http://dl.acm.org/citation.cfm?id=292595.292617>.
- [178] S. Kullback and R. A. Leibler. On information and sufficiency. *The Annals of Mathematical Statistics*, 22(1) :79–86, 03 1951. doi : 10.1214/aoms/1177729694. URL <http://dx.doi.org/10.1214/aoms/1177729694>.
- [179] S. Kullback. *Information Theory and Statistics*. A Wiley publication in mathematical statistics. Dover Publications, 1997. ISBN 9780486696843.
- [180] J.P. Nolan. Stable distributions models for heavy tailed data. <http://academic2.american.edu/~jpnolan/stable/chap1.pdf>, .
- [181] J.P. Nolan. Numerical approximation of stable densities and distribution functions. [academic2.american.edu/~jpnolan/stable/density.ps](http://academic2.american.edu/~jpnolan/stable/density.ps), .
- [182] G.A. Tsihrintzis and C.L. Nikias. Performance of optimum and suboptimum receivers in the presence of impulsive noise modeled as an alpha-stable process. *Communications, IEEE Transactions on*, 43(2/3/4) :904–914, Feb 1995. ISSN 0090-6778. doi : 10.1109/26.380123.
- [183] Olufemi James OYEDAPO, Baptiste VRIGNEAU, and Rodolphe VAUZELLE. Probabilité de la distance minimale pour un système MIMO précodé. In *GRETSI (Groupement de Recherche en Traitement du Signal et des Images)*, Feb 2013.
- [184] John Wishart. The generalised product moment distribution in samples from a normal multivariate population. *Biometrika*, 20A :32–52, 1928.
- [185] A. Edelman. Eigenvalues and condition numbers of random matrices. *SIAM Journal on Matrix Analysis and Applications*, 9(4) :543–560, 1988. doi : 10.1137/0609045.

- 
- [186] A. Zanella, M. Chiani, and M.Z. Win. On the marginal distribution of the eigenvalues of wishart matrices. *Communications, IEEE Transactions on*, 57(4) : 1050–1060, April 2009. ISSN 0090-6778. doi : 10.1109/TCOMM.2009.04.070143.
- [187] R.A. Horn and C.R. Johnson. *Matrix Analysis*. Cambridge University Press, 1999. ISBN 9780521305877.

# Liste de Publications

## Revue internationale à comité de lecture

KWADJANE Jean-Marc, VRIGNEAU Baptiste, LANGLAIS Charlotte, COCHERIL Yann, BERBINEAU Marion **Performance evaluation of max-dmin precoding in impulsive noise for train-to-wayside communications in subway tunnels**. EURASIP journal on wireless communications and networking, may 2014, vol. 83

## Communications dans des conférences internationales à comité de lecture

KWADJANE Jean-Marc, VRIGNEAU Baptiste, LANGLAIS Charlotte, COCHERIL Yann, BERBINEAU Marion **Performance of MIMO precoders in tunnels for train-to-wayside communications**. URSI GASS 2014 : XXXIth International Union of Radio Science General Assembly and Scientific Symposium, 16-23 August 2014, Beijing, China, pp.1-4.

KWADJANE Jean-Marc, VRIGNEAU Baptiste, LANGLAIS Charlotte, COCHERIL Yann, BERBINEAU Marion **Performance of the max-d min precoder in impulsive noise for railway communications in tunnels**. ITST 2013 : 13th International Conference on ITS Telecommunications, IEEE, 05-07 november 2013, Tampere, Finland, 2013, pp. 390-395

KWADJANE Jean-Marc, VRIGNEAU Baptiste, COCHERIL Yann, LANGLAIS Charlotte, BERBINEAU Marion **Limited feedback precoding performance analysis for train-to-wayside communications in subway tunnels**. ICC 2013 : IEEE Workshop on Emerging Vehicular Networks : V2V/V2I and Railroad Communications, IEEE, 09 june 2013, Budapest, Bulgaria, 2013, pp. 500-504

**Journée nationale sans acte**

KWADJANE Jean-Marc, VRIGNEAU Baptiste, COCHERIL Yann, LANGLAIS Charlotte, BERBINEAU Marion **Apport de la connaissance a priori de la position de l'émetteur sur les algorithmes MIMO adaptatifs en environnement tunnel pour les métros.** JDD 2012 : Journée des doctorants IFSTTAR 13-14 Juin 2012

KWADJANE Jean-Marc, VRIGNEAU Baptiste, COCHERIL Yann, LANGLAIS Charlotte, BERBINEAU Marion **Performance du précodeur max-dmin en présence de bruit impulsif pour des communications ferroviaires en tunnel** CISIT 2013 : International Campus on Safety and Intermodality in Transportation 12/09, 2013

# Résumé

## Résumé :

Le monde des transports constitue un acteur majeur du développement et de l'application des technologies de l'information et de la communication afin d'améliorer les conditions de déplacement des personnes et des biens. Notamment, les systèmes de conduite totalement automatisée sans conducteur dans les transports urbains guidés ont fortement accentué ce développement. Ces systèmes reposent sur des transmissions sans fil entre le sol et les trains réalisées avec des modems de type Wi-Fi qui ont été adaptés aux contraintes de l'exploitation ferroviaire. Ils répondent à des besoins opérationnels de sécurité et de confort, tels que la gestion du trafic, la maintenance, la sécurité et l'information des passagers et du personnel. Il existe principalement deux familles de systèmes : les systèmes de transmissions à bas débit pour le contrôle-commande des circulations et les systèmes de transmissions à haut débit pour la vidéo surveillance embarquée, la maintenance ou les applications multimédia. Ces systèmes doivent être robustes et des indicateurs de performances relatifs aux exigences de sûreté de fonctionnement et à la Qualité de Service doivent être garantis. Pour des applications métros, ces systèmes de transmissions opèrent dans des environnements complexes tels que les tunnels où les lois usuelles de la propagation en espace libre ne sont plus valables. Le projet ANR PREDIT MOCAMIMODYN (MOdèles de CAnaux MIMO DYNamiques en tunnels pour des applications transport public) a notamment permis de montrer que les techniques de communications multi antennes sans connaissance du canal à l'émetteur (codage espace-temps ou multiplexage spatial) ne permettent pas de conserver des performances comparables à celles obtenues dans des environnements non corrélés.

Ce travail de thèse constitue une prolongation des travaux du projet MOCAMIMODYN. Il porte sur la conception d'algorithmes adaptatifs pour des communications sans fil dans

un contexte multi-antennes en émission et en réception (MIMO) et en environnement tunnel pour les métros. La technologie MIMO apparue dans la fin des années 90 est maintenant largement présente dans de nombreux standards de communication sans fil. Cette technologie permet de répondre à deux besoins actuels : haut débit et qualité de transmission. Cependant, les performances restent mitigées lorsque le canal de propagation fait apparaître de la corrélation entre antennes, à l'émission comme à la réception, comme cela peut être le cas dans les tunnels.

Dans cette thèse, nous nous sommes intéressés aux algorithmes MIMO dits de précodage, qui utilisent la connaissance du canal à l'émetteur. Généralement, ces algorithmes nécessitent une voie retour pour transmettre, soit l'information complète du canal, soit, les informations liées à la matrice de précodage choisie. Cependant, la liaison retour est très souvent contrainte en termes de débit car elle transmet également de l'information utile pour un système bi directionnel. Afin de minimiser la perte d'efficacité spectrale due au lien retour, nous nous sommes orientés vers des algorithmes de précodage qui minimisent la quantité d'information à transmettre sur la voie retour. Nous avons réalisé une chaîne de simulation complète et réaliste et nous avons évalué les performances de différents précodeurs issus de la littérature et des standards. Cette étude prend en compte plusieurs niveaux de quantité et de qualité de l'information retournée. Les simulations ont été réalisées dans des canaux théoriques et mesurés issus des campagnes de mesures du projet MOCAMIMODYN.

Nous avons également réalisé une étude détaillée des performances des précodeurs en présence de bruit impulsif caractéristique de l'environnement ferroviaire. Nous proposons une borne supérieure théorique de la probabilité d'erreur du précodeur  $\max-d_{\min}$  dans des environnements décorrelés et corrélés en présence du bruit impulsif modélisé par une loi de Cauchy. Nous proposons également un récepteur optimal adapté à ce bruit. Ensuite nous comparons les performances de transmission en fonction du critère du récepteur. La caractérisation du canal de propagation MIMO en tunnel a aussi permis d'obtenir une connaissance fine des caractéristiques de l'environnement de propagation en fonction de la localisation dans le tunnel. Ainsi, dans cette thèse nous avons proposé un précodeur basé sur la matrice de corrélation et étudié la possibilité de supprimer le lien retour grâce à cette connaissance a priori du niveau de corrélation en fonction de la position de l'émetteur.



**Abstract :**

The transport sector is a major player in the development and application of information technology and communications to improve the movement of people and goods. Especially, control systems in fully automated driverless urban guided transport have intensified this development. These systems rely on wireless transmissions between the ground and the train conducted with modems like Wi-Fi which have been adapted to the constraints of rail operations. They meet the operational needs of safety and comfort, such as traffic management, maintenance, security and passenger information and personnel. There are two main families of systems : transmission systems for low-speed control and monitoring of traffic and transmission systems for high-speed embedded video surveillance, maintenance or multimedia applications. These systems must be robust and performance indicators relating to the requirements of dependability and Quality of Service must be guaranteed. For metro applications, these transmission systems operate in complex environments such as tunnels where the usual laws of propagation in free space are no longer valid. The ANR project PREDIT MOCAMIMODYN (MOdèles de CAnaux MIMO DYNamiques en tunnels pour des applications transport public) showed that multiple antennas techniques without channel knowledge at the transmitter (space-time coding or spatial multiplexing) communication provided poor performance compared to those obtained in uncorrelated performance environments.

This thesis is an extension of the work of MOCAMIMODYN project. It focuses on the design of adaptive algorithms for wireless communications in a multi-antenna context in transmission and reception (MIMO) and tunnel environment for subways. MIMO technology emerged in the late 90s is now widely present in many wireless communication standards. This technology allows to answer two current needs : High-speed and transmission quality. However, performance decrease when the propagation channel shows the correlation between antennas, the issue as to the reception, as may be the case in the tunnels.

In this thesis, we are interested in MIMO precoding algorithms using the knowledge of the channel at the transmitter. Generally, these algorithms require a feedback channel for transmitting either the full channel information, or, information related to the selected precoding matrix. However, the reverse link is often constrained in terms of throughput as it also conveys useful information for a bi-directional system. To minimize the loss

of spectral efficiency due to the return link, we turned to precoding algorithms that minimize the amount of information to be transmitted on the reverse channel. We carried out a complete and realistic simulation and we evaluated the performance of different precoders from the literature and standards. This study takes into account different levels of quantity and quality of feedback. The simulations were performed in theoretical and measured channels from measurement campaigns of MOCAMIMODYN project.

We also conducted a detailed study of the performance of precoders in the presence of impulsive noise characteristic of the railway environment. We propose a theoretical upper bound of the error probability of max- $d_{\min}$  precoder in uncorrelated and correlated in the presence of impulsive noise modeled by a Cauchy distribution environments. We also propose a suitable noise optimal receiver. Then we compare the transmission performance according to the criterion of the receiver. The characterization of the MIMO propagation channel tunnel has also yielded a detailed knowledge of the characteristics of the propagation environment depending on the location in the tunnel. Thus, in this thesis we proposed a system based on the correlation matrix precoder and studied the possibility of using the delete link back to this a priori knowledge of the degree of correlation depending on the position of the transmitter.