



HAL
open science

Modélisation et étude de la capacité du canal pour un système multi-antennes avancé exploitant la diversité de polarisation

Nuttapol Prayongpun

► **To cite this version:**

Nuttapol Prayongpun. Modélisation et étude de la capacité du canal pour un système multi-antennes avancé exploitant la diversité de polarisation. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 2009. Français. NNT: . tel-00396666

HAL Id: tel-00396666

<https://theses.hal.science/tel-00396666>

Submitted on 18 Jun 2009

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

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

UNIVERSITÉ JOSEPH FOURIER – GRENOBLE 1

N° attribué par la bibliothèque

THÈSE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ JOSEPH FOURIER

Spécialité : « Signal, Image, Parole, Telecoms »

préparée au laboratoire Grenoble Image Parole Signal Automatique (GIPSA-lab)

dans le cadre de l'École Doctorale « **Électronique, Électrotechnique,
Automatique, Traitement du Signal** »

présentée et soutenue publiquement

par

Nuttapol PRAYONGPUN

le 29 avril 2009

Modélisation et étude de la capacité du canal pour un système multi-antennes avancé exploitant la diversité de polarisation

Directeurs de thèse : Kosai RAOOF

JURY

Monsieur	Philippe BÉNECH	Président
Madame	Geneviève BAUDOIN	Rapporteur
Monsieur	Mohamed IBNKAHLA	Rapporteur
Monsieur	Rodolphe VAUZELLE	Examinateur
Monsieur	Jean-François HÉLARD	Examinateur
Monsieur	Kosai RAOOF	Directeur de thèse

Remerciements

Tout d'abord, je tiens à remercier Monsieur Joël LIÉNARD, Professeur à l'INP de Grenoble, de m'avoir accueilli au sein de l'équipe C2S du laboratoire GIPSA.

Ma profonde gratitude s'adresse ensuite à Monsieur Kosai RAOOF, mon directeur de thèse, pour tous ses conseils avisés et sa disponibilité. C'est grâce à son soutien qui m'a permis de mener à bien cette thèse. Je voudrais également le remercier pour sa générosité et tout ce qu'il m'a appris tout au long de ces années.

Je souhaiterais aussi remercier Monsieur Philippe BÉNECH, Professeur à l'UJF, qui m'a fait l'honneur de présider le jury de thèse de doctorat. Mes remerciements s'adressent aussi à Madame Geneviève BAUDOIN, Professeur à l'ESIEE, et Monsieur Mohamed IBN-KAHLA, Assitant Professor à Queen's University, d'avoir accepté de rapporter ce travail. Leurs remarques attentives ont permis d'améliorer le contenu et la qualité de cette thèse. Je tiens à exprimer également ma reconnaissance, Monsieur Rodolphe VAUZELLE, Professeur à l'Université de Poitiers, et Monsieur Jean-François HÉLARD, Professeur à l'INSA de Rennes pour accepter d'examiner les travaux menés.

Je tiens à remercier également Jean-marc SACHE et Hervé COLASUONNO, l'équipe informatique pour leur disponibilité en ressources informatiques ainsi que Laurent OTT qui m'a aidé pour toutes les affaires du laboratoire.

Je voudrais remercier Gaël, Ludovic et Amir Ali avec qui j'ai partagé mon bureau au cours de ces années, pour les bons moments passés ensemble ainsi que pour leur générosité et leur soutien. Je remercie tous les thésards et permanents du GIPSA-lab, et surtout Fabien, Lionel, Hussein, Meryem, Maxime, Julien, Sébastien, Tien, Sophie, etc. pour les agréables moments. Je n'oublierai jamais.

Je remercie sincèrement Sandra ROBERT et Fatima RAHMANI qui ont aidé pour la correction de mon manuscrit. Je tiens à remercier particulièrement Anunya pour tout ce qu'elle m'a apporté. Je remercie également mes amis thaïlandais de Grenoble, particulièrement Pailin et Ploykaew qui m'ont encouragé et aidé à organiser mon pot de thèse.

Enfin, je tiens à exprimer ma plus grande gratitude à toute ma famille pour ses encouragements et soutiens pour tout au long des séjours en France.

Pomme-Noisette

Table des matières

Introduction	11
1 Les systèmes de communication sans fil	15
1.1 Introduction	16
1.2 Chaîne de transmission	16
1.3 Les phénomènes physiques de la propagation radio-électrique	19
1.3.1 Signaux spatio-temporels	19
1.3.2 Évanouissement	20
1.3.3 Mécanismes de la propagation	23
1.4 Diversité	25
1.4.1 Diversité temporelle	26
1.4.2 Diversité de fréquence	26
1.4.3 Diversité spatiale	26
1.4.4 Diversité de polarisation	26
1.5 Caractérisation du canal de SISO à MIMO	27
1.5.1 Caractérisation déterministe dans les domaines temporel et spatial .	27
1.5.2 Caractérisation stochastique dans les domaines temporel et spatial .	32
1.5.3 Caractérisation du canal MIMO	37
1.6 Gains et propriétés du canal MIMO	39
1.6.1 Gain de formation des faisceaux	40
1.6.2 Gain de diversité spatiale	41
1.6.3 Gain de multiplexage spatial	42
1.6.4 Compromis de gain de diversité-multiplexage	42
1.7 État de l'art des techniques MIMO	42
1.7.1 Systèmes multi-antennes en réception	43
1.7.2 Systèmes multi-antennes en émission	44
1.7.3 Systèmes multi-antennes en émission et en réception	44
1.8 Conclusion	47
2 Modélisations du canal MIMO	49
2.1 Introduction	50
2.2 Définition des paramètres caractéristiques du canal de propagation	50
2.2.1 Antennes	50
2.2.2 Discrimination de polarisation croisée	54
2.3 Etudes des modèles du canal dans le contexte MIMO	56

2.3.1	Modèles déterministes	56
2.3.2	Modèles stochastiques géométriques	59
2.3.3	Modèles stochastiques	60
2.4	Modélisation du canal en tenant compte de la polarisation	67
2.4.1	Modèle GSCM	68
2.4.2	Corrélation du modèle GSCM	79
2.5	Conclusion	83
3	Capacité des systèmes multi-antennes	85
3.1	Introduction	86
3.2	Théorie de l'information	86
3.2.1	Entropie	87
3.2.2	Information mutuelle	88
3.2.3	Capacité du canal de transmission	88
3.3	Capacité des systèmes multi-antennes avec la connaissance de CSI à la réception	91
3.3.1	Systèmes multi-antennes à la réception - SIMO	91
3.3.2	Systèmes multi-antennes à l'émission - MISO	96
3.3.3	Systèmes multi-antennes à l'émission et à la réception - MIMO	99
3.4	Capacité des systèmes multi-antennes avec la connaissance de CSI à l'émission et à la réception	107
3.4.1	Capacité des systèmes exploitant la technique de water-filling	107
3.4.2	Capacité des systèmes exploitant la technique de sélection d'antennes	110
3.4.3	Capacité des systèmes exploitant la technique de formation de voies	114
3.5	Conclusion	115
4	Capacité des systèmes multi-antennes multi-polarisations	117
4.1	Introduction	118
4.2	Corrélation pour les systèmes multi-antennes multi-polarisations	119
4.3	Capacité du canal MIMO à polarisation multiple par des trajets indirects	125
4.3.1	Systèmes MIMO à double polarisation	125
4.3.2	Systèmes MIMO à polarisation multiple	133
4.4	Capacité du canal MIMO à polarisation multiple avec un trajet direct	136
4.4.1	Systèmes MIMO à double polarisation	138
4.5	Conclusion	141
	Conclusions et perspectives	143
	Annexes	145
	A Systèmes de coordonnées	147
	B Lois de probabilité	149

Notations

\vec{k}	vecteur d'onde
k	nombre d'onde
\vec{r}	vecteur position
t	temps
τ	temps de retard
f	fréquence
N_T	le nombre d'antennes émettrices
N_R	le nombre d'antennes réceptrices
\mathbf{H}	matrice du canal $N_T \times N_R$
θ	angle d'élévation
ϕ	angle d'azimut
Ω_{Tx}	angle solide en émission contenant l'angle d'élévation et l'angle d'azimut
Ω_{Rx}	angle solide en réception contenant l'angle d'élévation et l'angle d'azimut
χ	inverse de la discrimination de polarisation croisée
G_θ	gain de polarisation en élévation
G_ϕ	gain de polarisation en azimut
\mathcal{H}	entropie
\mathcal{I}	information mutuelle
C	capacité du canal
γ_T	rapport signal sur bruit
$\bar{\gamma}_T$	rapport signal sur bruit en moyenne
$\text{TF}(\cdot)$	transformée de Fourier
$\ \cdot\ $	norme d'un vecteur
$\ \cdot\ _F$	norme de Frobenius
$ \cdot $	valeur absolue
$(\cdot)^H$	opérateur transposé conjugué

Liste de sigles

AGWN	Additive Gaussian white noise	Bruit blanc gaussien additif
SNR	Signal-to-noise ratio	Rapport signal-sur-bruit
AOA	Angle of arrival	Angle d'arrivée
BLAST	Bell Labs Layered Space-Time	
DOA	Direction of arrival	Direction d'arrivée
AOD	Angle of departure	Angle de départ
DOD	Direction of departure	Direction de départ
CSI	Channel state information	Information d'état du canal
D-BLAST	Diagonal BLAST	
DFE	Decision feedback equalizer	Égaliseur à retour de décisions
DMT	Discrete multitone	
EGC	Equal gain combining	Combinaison à gain identique
FT	Fourier transform	Transformée de Fourier
IFT	Inverse Fourier transform	Transformée de Fourier inverse
iid	Independent identically distributed	Indépendants et identiquement distribués
MAOA	Angle moyen d'arrivée en azimut	Mean angle of arrival in azimuth
MAOD	Angle moyen de départ en azimut	Mean angle of departure in azimuth
MEOA	Angle moyenne d'arrivée en élévation	Mean angle of arrival in elevation
MEOD	Angle moyen de départ en élévation	Mean angle of departure in elevation
ML	Maximum likelihood	Maximum de vraisemblance
MIMO	Multiple-input multiple-output	Plusieurs entrées et plusieurs sorties
MISO	Multiple-input single-output	Plusieurs entrées et une seule sortie
MMSE	Minimum mean square error	Erreur quadratique moyenne minimale
MRC	Maximum ratio combining	Combinaison à rapport maximal
NOCSI	No channel state information	Aucune information d'état du canal
OFDM	Orthogonal frequency-division multiplexing	
PEP	Pairwise error probability	Probabilité d'erreur par paire
SC	Selection combining	Combinaison à sélection
SIMO	Single-input multiple-output	Une seule entrée et plusieurs sorties
SISO	Single-input single-output	Une seule entrée et une seule sortie
SM	Spatial multiplexing	Multiplexage spatial
ST	Space-time	Spatio-temporels
STTC	Space-time Treillis coding	Codage spatio-temporel en treillis
STBC	Space-time block coding	Codage spatio-temporel en bloc
V-BLAST	Vertical BLAST	
ZF	Zero-forcing	Forçage à zéro

Introduction

Au siècle dernier, une communication filaire est apparue afin de pouvoir dialoguer malgré la distance. Après la seconde guerre mondiale, les premiers téléphones mobiles commercialisables apparaissent vers la fin des années 40 dans la ville de St Louis aux États-Unis. Les télécommunications sans fil permettent d’assurer un accès permanent aux réseaux locaux par rapport aux transmissions filaires. Cependant, le premier service téléphonique sans fil montrait ses limites vis à vis de sa faible efficacité spectrale¹ et par la même du faible nombre de canaux pour une même station de base. En conséquence, des systèmes de communication sans fil se sont notamment beaucoup développés dans les années 50 et 60 pour les services spéciaux. Les premiers réseaux radio-mobiles cellulaires analogiques sont alors nés au début des années 70 afin de résoudre des problèmes de gestion de spectre. En utilisant des cellules multiples, il est alors possible de réutiliser les mêmes ressources spectrales de façon régulière et optimale pour éviter les problèmes d’interférence.

Depuis l’apparition des premiers réseaux radio-mobiles cellulaires analogiques, la communication sans fil est devenue un des domaines de technologie en plein essor. En France, le déploiement des réseaux de téléphonie cellulaire analogique de première génération démarre à partir de 1986 sous le nom de Radiocom 2000 et puis celui de deuxième génération par des systèmes numériques connu sous le nom de GSM (“Global System for Mobile communication”) apparaît dans les années 90. Ensuite, la troisième génération avec l’UMTS (“Universal Mobile Telecommunication System”) est opérationnelle depuis 2003 dans certains pays, ce qui permet d’offrir à des utilisateurs des services plus avancés en réalisant une plus grande capacité de réseau par une amélioration de l’efficacité spectrale. Le débit de transmission du système UMTS dépendant de la distance entre la station de base et le mobile est de 144 kbps à 2 Mbps alors que celui du système GSM est 9.6 kbps.

Cependant, depuis quelques années, en raison de l’utilisation plus répandue des services des applications multimédias comme la voix, du texte, des photos, des vidéos et l’accès d’internet, la demande de transfert rapide d’informations et de fiabilité de la communication à travers les systèmes de communication sans fil explose. Deux nouvelles techniques de transmission qui permettent de garantir ces besoins sont envisagées pour un futur système de quatrième génération. D’une part, les systèmes de transmission à très forte efficacité spectrale, qui augmentent des fréquences porteuses et des bandes passantes, sont connues sous le nom de transmission à ultra large bande. D’autre part, en exploitant plusieurs antennes simultanément en émission et en réception, les systèmes de transmis-

1. L’efficacité spectrale est le débit utile par unité de bande

sion exploitent la dimension spatiale afin de transmettre l'information. Ces systèmes sont appelés systèmes de transmission MIMO ("Multiple-Inputs Multiple-Outputs"). Ils nous permettent d'améliorer le débit et/ou les performances des liaisons.

Les techniques MIMO établies par les chercheurs de Bell Labs en 1996 montrent que la capacité peut linéairement augmenter en fonction du nombre d'antennes utilisées à condition que l'émetteur et le récepteur soient dans un milieu riche en diffuseurs. Les systèmes MIMO se montrent donc très prometteurs pour certaines applications sans fil comme les réseaux locaux (LAN). Néanmoins, les signaux issus des différentes antennes sont affectés par l'évanouissement. En présence de la corrélation entre les évanouissements, le débit de transmission et la performance du système peuvent se dégrader. Dans le cadre des systèmes MIMO, la corrélation spatiale est caractérisée par un faible écart entre les antennes ou/et une faible dispersion angulaire. Afin de réduire cette corrélation spatiale, il existe deux méthodes : d'une part, l'augmentation de l'écart entre les antennes, et d'autre part l'exploitation de la diversité de polarisation. La diversité de polarisation appliquée aux systèmes MIMO est la contribution proposée dans cette thèse.

Le travail de recherche présenté dans cette thèse est dédié à la caractérisation et la modélisation du canal de transmission en prenant en compte les composantes de polarisation des antennes à trois dimensions. Il est aussi dédié à l'étude de la capacité des systèmes de communication multi-antennes à polarisation unique et à polarisation multiple. Ce mémoire de thèse se divise en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous définissons d'abord le canal de transmission, les mécanismes de propagation et l'évanouissement. Nous expliquons différentes techniques de diversité pour lutter contre l'évanouissement. De plus, la caractérisation du canal du système mono-antenne est présentée tant dans le domaine temporel que dans le domaine spatial afin d'analyser la caractéristique du canal du système multi-antennes. Nous expliquons également les gains qui peuvent être obtenus par les systèmes MIMO. Un état de l'art sur les études des techniques MIMO est brièvement illustré.

Dans le deuxième chapitre, nous nous intéressons à l'étude des modèles de canal MIMO. Nous proposons également un modèle de canal MIMO sélectif en fréquence, basé sur l'un des modèles stochastiques géométriques. Dans un système de communication, le canal de propagation joue un rôle majeur car il est l'un des obstacles à la transmission fiable de l'information. L'étude de la propagation des signaux se fait généralement à partir de la modélisation du canal de propagation. Ce modèle permet de paramétrer non seulement la caractéristique des réseaux d'antennes en émission mais aussi celle du changement de polarisation. Enfin, la corrélation spatiale de ce modèle est examinée dans le cadre d'une transmission donnée.

Nous étudions la capacité des systèmes multi-antennes à polarisation unique dans le troisième chapitre. Nous abordons les aspects théoriques de l'information et présentons quelques notions de base. La capacité du canal dans le cadre des systèmes multi-antennes est

mesurée selon l'hypothèse que le canal est considéré comme non-sélectif en fréquence. Les coefficients du canal varient en temps et sont également corrélés entre eux. Nous étudions dans l'ordre, les systèmes avec diversité de réception ou SIMO ("Single-Input Multiple-Outputs"), les systèmes avec diversité d'émission ou MISO ("Multiple-Input Single-Output"), les systèmes avec diversité d'émission et de réception ou MIMO. Les systèmes MIMO à multiplexage spatial sont également examinés. Ce chapitre peut être considéré comme une synthèse sur la capacité du canal des systèmes multi-antennes dans lesquels le canal est connu ou inconnu à l'émission. Nous étudions également l'effet de la corrélation spatiale sur ces systèmes multi-antennes avancés.

Le quatrième et dernier chapitre a pour objectif de réduire l'effet de la corrélation spatiale à l'aide de l'exploitation de la diversité de polarisation. Par la combinaison de la diversité spatiale et de la diversité de polarisation, deux antennes peuvent être colocalisées sans produire de corrélation entre les deux, ce qui permet aussi de miniaturiser le réseau d'antennes. Dans ce chapitre, nous présentons d'abord la capacité du canal dans le cadre du système MIMO à double polarisation tant que la corrélation entre deux antennes colocalisées ne se produit pas. Néanmoins, nous pouvons exploiter plus que deux antennes colocalisées lorsque la diversité angulaire est prise en compte. Ce système est appelé le système MIMO à polarisation multiple. La capacité des systèmes MIMO à double polarisation et à polarisation multiple est mesurée et comparée avec celle du système MIMO à polarisation unique.

Enfin, une conclusion générale dresse un bilan de ce travail et propose quelques perspectives de recherche.

Chapitre 1

Les systèmes de communication sans fil

Sommaire

1.1	Introduction	16
1.2	Chaîne de transmission	16
1.3	Les phénomènes physiques de la propagation radio-électrique	19
1.3.1	Signaux spatio-temporels	19
1.3.2	Évanouissement	20
1.3.3	Mécanismes de la propagation	23
1.4	Diversité	25
1.4.1	Diversité temporelle	26
1.4.2	Diversité de fréquence	26
1.4.3	Diversité spatiale	26
1.4.4	Diversité de polarisation	26
1.5	Caractérisation du canal de SISO à MIMO	27
1.5.1	Caractérisation déterministe dans les domaines temporel et spatial	27
1.5.2	Caractérisation stochastique dans les domaines temporel et spatial	32
1.5.3	Caractérisation du canal MIMO	37
1.6	Gains et propriétés du canal MIMO	39
1.6.1	Gain de formation des faisceaux	40
1.6.2	Gain de diversité spatiale	41
1.6.3	Gain de multiplexage spatial	42
1.6.4	Compromis de gain de diversité-multiplexage	42
1.7	État de l'art des techniques MIMO	42
1.7.1	Systèmes multi-antennes en réception	43
1.7.2	Systèmes multi-antennes en émission	44
1.7.3	Systèmes multi-antennes en émission et en réception	44
1.8	Conclusion	47

1.1 Introduction

Tout d'abord, ce chapitre dresse un rappel des fonctionnements de communication numérique et des phénomènes physiques de la propagation radio-électrique. Ces derniers se caractérisent par la propagation de l'onde électromagnétique qui assure un lien entre l'émetteur et le récepteur, nommé « canal de propagation ». Il est indispensable au développement d'une chaîne de communication. La représentation et la caractérisation du canal seront traitées ultérieurement dans la partie portant sur le domaine temporel et spatial.

Le canal de propagation subit des variations significatives dans le temps, l'espace et la fréquence. Certaines techniques ont été alors proposées dans la littérature à titre d'exemple des techniques de diversité pour lutter contre les fluctuations du canal. Le but de ce chapitre étant d'appliquer la diversité spatiale, nous étudierons au sens général la représentation des signaux d'entrée et de sortie à travers le canal de propagation pour des systèmes multi-antennes dans les domaines temporel et spatial. Par la suite, des avantages des systèmes multi-antennes seront brièvement étudiés. La fin du chapitre sera consacrée à l'état de l'art des systèmes multi-antennes.

1.2 Chaîne de transmission

Le but d'un système de communication à distance avec fil ou sans fil est de transmettre de l'information d'un point à un ou plusieurs points. Le schéma de principe d'une chaîne de transmission [1] est représenté sur la figure 1.1. Le système se compose de trois grandes parties : un émetteur, un récepteur et le milieu de propagation appelé « canal de propagation ». L'émetteur a pour objectif d'adapter l'information de la source avant de transmettre à travers un canal de propagation. En effet, à partir du signal reçu, le récepteur fait l'opération pour récupérer l'information de la source. Sur la figure 1.1, les opérations duales effectuées à l'émetteur et au récepteur sont le codage et le décodage de source, le codage et le décodage de canal, la modulation et la démodulation. Nous allons maintenant décrire brièvement les différentes fonctions mises en oeuvre dans la chaîne de transmission. Notons que ces fonctions peuvent traiter l'information de façon individuelle ou collective qui dépendent de la conception appliquée.

Pour réaliser une transmission numérique, le message à transmettre doit être mis en forme numérique. Si la source délivre un message analogique tel que le signal de parole ou le signal d'image, il est indispensable de le numériser. Lorsque le message analogique est échantillonné, le théorème de Shannon doit être respecté. Chaque échantillon est quantifié et puis converti sur des éléments binaires. Ensuite, des données en sortie peuvent être considérées comme des données binaires aléatoires qui restent *a priori* inconnues au destinataire.

Cette séquence des données contient des éléments binaires bruts avec une redondance inutile. Le codage de source permet de compresser l'information moins utile sans perte d'infor-

mation de façon à réduire le coût de la bande passante de la communication. Cette séquence binaire compressée de sortie du codeur de source est appelée séquence d'information. Dans ce qui suit, nous supposons que la séquence d'information est une suite d'éléments binaires indépendants et identiquement distribués sur l'alphabet $\{0, 1\}$. Le nombre de données binaires émis par unité de temps est défini comme son débit binaire $D = 1/T_b$ bit/s où T_b est la durée d'un bit en seconde. La quantité d'information, l'entropie, se mesure à partir de la probabilité respective des éléments binaires. Notons qu'il existe l'opération inverse de ce codage de source utilisé au récepteur.

Après la numérisation et le codage de source, il existe une fonction spécifique pour des transmissions numériques qui permet d'améliorer la qualité de transmission. Cette fonction est appelée « codage de canal » qui a pour objectif de détecter et/ou corriger des erreurs en réception. Le codage de canal insère des éléments binaires dans la séquence d'information. Des éléments binaires ajoutés sont appelés « une redondance ». Cette opération mène alors à une réduction du débit utile binaire de la transmission. Le décodage de canal doit connaître le type de codage de canal utilisé à l'émission pour corriger des erreurs correctement. Sinon, il est possible de créer des erreurs en plus lors de la sortie du décodage du canal. Notons que certains types de codage ne sont pas très utilisés car ils augmentent la complexité en émission et en réception.

Pour transmettre le message numérique en tant qu'une séquence d'éléments binaires, il est nécessaire de le convertir en un signal analogique. Cette opération est généralement appelée « une modulation ». La modulation consiste à un ensemble de n éléments binaires issu du message. Cet ensemble d'éléments binaires correspond à un signal $S_i(t)$, $i = 1, \dots, M$ de durée $T_s = nT_b$, parmi $M = 2^n$ signaux en fonction de la réalisation de n éléments binaires. La séquence binaire de débit D est modulée en la séquence à M -aire états avec la rapidité de modulation R exprimée en Bauds. La rapidité de modulation peut s'exprimer par

$$R = \frac{1}{T_s} = \frac{D}{\log_2 M} \quad (1.1)$$

Quelques exemples des modulations linéaires sans mémoire sont la modulation par déplacement de phase (MDP), la modulation par déplacement d'amplitude (MDA) et la modulation d'amplitude en quadrature (QAM). Parmi les traitements effectués par l'émetteur, le filtrage du signal modulé est exploité pour limiter sa bande, ce qui permet de partager le même milieu de transmission à plusieurs utilisateurs sans problème d'interférence.

Dans le cadre de transmission sans fil, une antenne émettrice ou un réseau d'antennes émettrices permet de transformer les signaux analogiques en ondes électromagnétiques à l'émetteur. Le signal émis se propage à travers le milieu de propagation qui subit des perturbations et du bruit. Le milieu de propagation est caractérisé par plusieurs effets qui sont présentés ultérieurement. Au récepteur, une autre antenne ou un réseau d'antennes consiste à convertir les ondes électromagnétiques en des signaux analogiques.

Le bruit est considéré comme une perturbation aléatoire qui vient de l'extérieur et

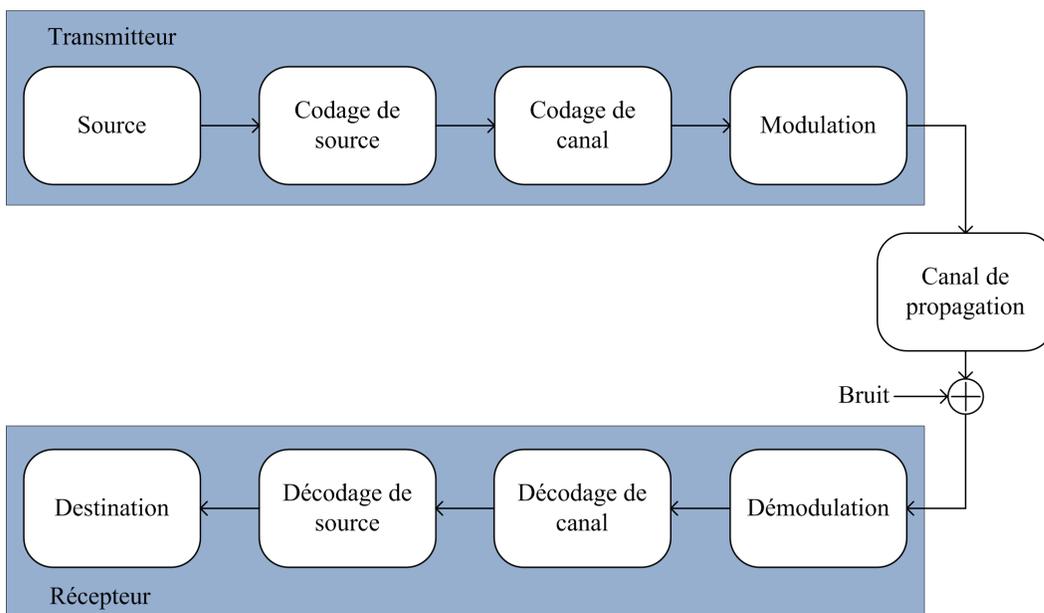


Figure 1.1 – Une chaîne de transmission sans fil

l'intérieur du récepteur. Le bruit externe est causé par des systèmes industriels (moteur, ligne à haute tension, *etc.*...) ou par les interférences des signaux des autres utilisateurs dans le cas d'un système multi-utilisateurs. Le bruit thermique (bruit interne) vient de l'agitation thermique des électrons des dispositifs électroniques, dont la puissance est proportionnelle à la température. Le bruit considéré ici est modélisé par un processus aléatoire gaussien à moyenne nulle, stationnaire, indépendant du signal émis avec une densité spectrale de puissance monolatérale N_0 . Une autre source de bruit particulière est le bruit de quantification qui apparaît au niveau de l'opération d'échantillonnage-quantification du fait de la transformation du signal analogique en un signal numérique.

Le récepteur a pour objectif de reconstituer au mieux le message émis à partir du signal reçu. Il comprend des circuits d'amplification, de changement de fréquence et de démodulation. Une antenne ou plusieurs antennes en réception induit des signaux. La démodulation fait des opérations d'estimation et de détection avec un échantillon toutes les T_s secondes en sortie du filtre adapté de réception où $T_s = T_b \log_2 M$. Chaque échantillon est converti en données binaires à partir d'un circuit de décision. Le décodeur de canal exploite la redondance introduite par le codeur de canal pour détecter et puis corriger (si possible) les erreurs de transmission. Le décodeur de source reçoit une séquence de données provenant du décodeur de canal. En connaissant le traitement réalisé par le codeur de source, il reconstitue le message original. En présence possible d'erreurs en sortie du décodeur de canal, le message décodé n'est pas exactement identique au message délivré par la source.

1.3 Les phénomènes physiques de la propagation radio-électrique

Nous allons faire un rappel du formalisme et de la description des signaux spatio-temporels dans le cadre des communications sans fil. Par la suite, on s'intéresse essentiellement aux interactions de l'onde électromagnétique au milieu de propagation par lesquelles le signal émis est perturbé. Ces phénomènes sont distingués à deux impacts visibles à grande et à petite échelle.

Les mécanismes physiques de la propagation dans le contexte des communications sans fil expliquent la possibilité de communication par des liaisons radio-mobiles entre l'émetteur et le récepteur même s'il n'y a pas de voie directe. Ces phénomènes, appelés la propagation par multi-trajets, peuvent être fondamentalement distingués en six mécanismes de la propagation. Ils se composent : la propagation en espace libre, en réflexion, en réfraction, en diffraction, en diffusion et au guidage d'ondes.

1.3.1 Signaux spatio-temporels

Dans un système de communication sans fil, les milieux de propagation se comportent comme un espace libre ou non. Nous pouvons supposer que ces milieux possèdent certaines propriétés : la linéarité, l'isotropie et l'homogénéité. Par conséquent, des signaux électromagnétiques se propageant dans le milieu isotrope et homogène peuvent être déterminés par des équations de Maxwell. Les équations de Maxwell fournissent des outils théoriques pour caractériser la propagation de l'onde électromagnétique.

La propagation d'un champ scalaire est un signal en fonction de l'espace et du temps. En coordonnées cartésiennes, il est noté $s(t, r_x, r_y, r_z)$ ou $s(t, \vec{r})$ où \vec{r} est le vecteur position dans l'espace et t est le temps. En espace libre, les équations de Maxwell conduisent à l'équation d'onde homogène pour un champ électromagnétique transverse [2].

$$\frac{\partial^2 s}{\partial r_x^2} + \frac{\partial^2 s}{\partial r_y^2} + \frac{\partial^2 s}{\partial r_z^2} = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 s}{\partial t^2} \quad (1.2)$$

où c représente la vitesse de propagation de l'onde électromagnétique. Le vecteur position, \vec{r} , est défini par

$$\vec{r} = [r_x \quad r_y \quad r_z]^T = r \hat{r} \quad (1.3)$$

$$\hat{r} = [\cos(\gamma) \sin(\beta) \quad \sin(\gamma) \sin(\beta) \quad \cos(\beta)]^T \quad (1.4)$$

où r est la distance du point à l'origine et γ et β sont les angles d'azimut et d'élévation désignant la direction par rapport à l'origine de la position.

La solution particulière de l'équation d'onde (1.2) est l'onde plane progressive monochromatique [2] qui s'écrit comme

$$s(t, \vec{r}) = \text{Re}\{Ae^{j(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r})}\} \quad (1.5)$$

où A est l'amplitude complexe de l'onde, ω est une pulsation temporelle qui est lié à la fréquence temporelle, f comme $\omega = 2\pi f$ et \vec{k} est le vecteur d'onde, équivalente à la pulsation spatiale, définie par

$$\vec{k} = [k_x \quad k_y \quad k_z]^T = k\hat{k} \quad (1.6)$$

$$\hat{k} = [\cos(\phi) \sin(\theta) \quad \sin(\phi) \sin(\theta) \quad \cos(\theta)]^T \quad (1.7)$$

où k est le nombre d'onde qui est inversement proportionnelle à la longueur d'onde $k = 2\pi/\lambda$, ϕ et θ sont les angles d'azimut et d'élévation désignant la direction du vecteur d'onde ou la direction de propagation. Si la période temporelle de l'onde est $T = 2\pi/\omega$ et la distance parcourue dans la direction de propagation par l'onde durant une période temporelle est la longueur d'onde λ , $\lambda = 2\pi/k$, \vec{k} peut être défini comme une variable fréquentielle spatiale, de même que ω est une variable fréquentielle temporelle.

1.3.1.1 Transformation de Fourier des signaux spatio-temporels

A l'aide de la transformation de Fourier unidimensionnelle (FT, "Fourier Transform" en anglais), la représentation temporelle des signaux peut s'exprimer dans une représentation fréquentielle. Par extension, pour des signaux multidimensionnels comme des signaux spatio-temporels, une transformation de Fourier multidimensionnelle est introduite.

La FT multidimensionnelle du signal spatio-temporel permet d'obtenir son spectre $\tilde{s}(\vec{k}, f)$ correspondant à une décomposition en ondes harmoniques planes réelles. Elle est alors donnée par

$$\tilde{s}(\vec{k}, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} s(t, \vec{r}) e^{-j(2\pi ft - \vec{k} \cdot \vec{r})} d\vec{r} dt \quad (1.8)$$

Par la FT inverse, le signal spatio-temporel peut être exprimé comme

$$s(t, \vec{r}) = \frac{1}{(2\pi)^3} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{s}(\vec{k}, f) e^{j(2\pi ft - \vec{k} \cdot \vec{r})} d\vec{k} df \quad (1.9)$$

où $\vec{r} \in \mathbb{R}^3$ est la position spatiale et $\vec{k} \in \mathbb{R}^3$ est la pulsation spatiale avec la notation de $\int(\cdot) d\vec{r} = \iiint(\cdot) dr_x dr_y dr_z$. A part la dualité entre temps et fréquence, nous constatons qu'une autre relation de la dualité entre espace \vec{r} et direction \vec{k} est bien établie pour le signal spatio-temporel.

1.3.2 Évanouissement

Au récepteur, la puissance des ondes émises par l'antenne émettrice fluctue en fonction du déplacement et de la durée d'observation ainsi que de la caractéristique de l'environnement. On peut alors distinguer deux formes d'évanouissement [3] : l'évanouissement à grande échelle et l'évanouissement à petite échelle comme présentés sur la figure 1.2.

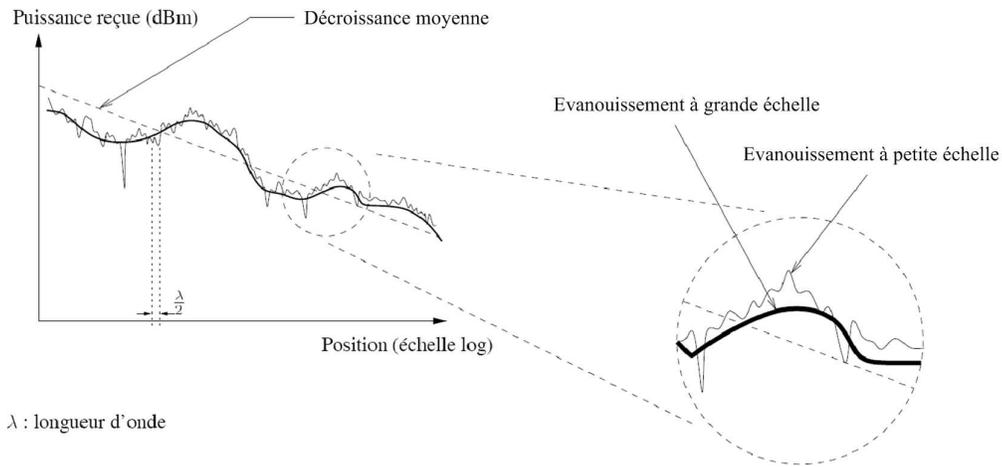


Figure 1.2 – Fluctuations à petite et à grande échelle de la réponse du canal

Évanouissement à grande échelle

Les pertes à grande échelle correspondent aux évanouissements de la puissance moyenne mesurées par un déplacement de plusieurs dizaines de longueurs d'onde. La puissance moyenne obtenue pour des variations à grande échelle sont les effets de masquage et les pertes en fonction de la distance (d) entre les antennes émettrices et les antennes réceptrices.

Dans le cas d'une propagation en espace libre où les antennes émettrices et les antennes réceptrices sont en visibilité directe, les pertes moyennes de puissance sont proportionnelles à la distance (d) à la puissance notée n . Les pertes moyennes de puissance \mathcal{L} en dB sont exprimées par le rapport entre la puissance du signal émis P_{Tx} et la puissance du signal reçu P_{Rx}

$$\mathcal{L} = 10 \log \left(\frac{P_{Tx}}{P_{Rx}} \right) = 10 \log \left(\frac{1}{G_{Tx}(\Omega_{Tx})G_{Rx}(\Omega_{Rx})} \cdot \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^n \right) \quad (1.10)$$

où $G_{Tx}(\Omega_{Tx})$ est le gain d'antenne émettrice à la direction de départ Ω_{Tx} et $G_{Rx}(\Omega_{Rx})$ est le gain d'antenne réceptrice à la direction d'arrivée Ω_{Rx} . En espace libre, la variable n a l'ordre de deux.

Généralement, dans la plupart de canal radio-mobile réel, il existe de nombreux obstacles qui conduisent à une propagation multi-trajets. En raison des différentes interactions des ondes radioélectriques avec leur milieu de propagation, la puissance du signal reçu décroît non plus avec le carré de la distance (d) mais avec cette même distance élevée à l'ordre de deux à cinq selon le milieu de propagation. Cette variable peut être obtenue à partir de campagnes de mesures. De nombreux modèles empiriques permettent de caractériser les pertes de puissances moyennes en fonction du type d'environnement et de la distance entre l'émetteur et le récepteur par exemple les modèles d'Okumura-Hata [4, 5], de COST 231-Hata [6, 5], d'Ibrahim-Parsons [7, 3], de Lee [8], *etc.* . . Le tableau 1.1 montre

Environnement		n
Extérieur de bâtiments	Espace libre	2
	Urbain	2.7 - 3.5
	Urbain dense	3 - 5
Intérieur de bâtiments	Avec trajet direct	1.6 - 1.8
	Sans trajet direct	4 - 6

Table 1.1 – Valeur de la variable n en fonction du type d’environnement

des valeurs de la variable n obtenues à partir de campagnes de mesures.

De plus, la présence d’obstacles entre l’émetteur et le récepteur provoque un effet de masquage (“shadowing fading” en anglais) et entraîne une variation lente de la puissance du signal reçu de sa décroissance en fonction de la distance. Cette variation peut être décrite par une distribution log-normale. Si on compare les pertes de propagation par rapport à une distance de référence d_0 , on peut donc déduire l’équation 1.10 dans un canal radio réel en fonction de la distance d séparant l’émetteur et le récepteur avec le facteur d’atténuation n .

$$\mathcal{L}_{dB}(d) = \mathcal{L}_{dB}(d_0) + 10n \log \left(\frac{d}{d_0} \right) + \varrho_{dB} \quad (1.11)$$

où ϱ_{dB} est une variable aléatoire gaussienne avec une moyenne nulle et une variance $\sigma_{\varrho_{dB}}^2$. En général, la distance de référence d_0 est choisie à $1m$. Le tableau 1.2 montre des valeurs de l’écart-type de ϱ en dB obtenues à partir de campagnes de mesures.

Évanouissement à petite échelle

Les évanouissements à petite échelle sont observés sur un déplacement suffisamment petit pour que les fluctuations à grande échelle puissent être négligées. Dans les environnements radio-mobiles cellulaires ou les réseaux locaux sans fil, l’origine de ces pertes à petite échelle est la présence d’obstacles dans la région de propagation qui atténuent, réfléchissent, diffractent ou diffusent les ondes électromagnétiques. La superposition constructive ou destructive d’un nombre d’ondes arrivant au niveau des antennes de réception influence des variations de phase et d’amplitude du signal résultant. Les variations en amplitude sont alors appelées évanouissement à petite échelle qui dépend du milieu de propagation, du

Environnement		$\sigma_{\varrho_{dB}}$
Extérieur de bâtiments	Espace libre	4 - 12
	Bureau	7 - 9.6
Intérieur de bâtiments	Avec trajet direct	3 - 6
	Sans trajet direct	6.8

Table 1.2 – Valeur de la variable $\sigma_{\varrho_{dB}}$ en fonction du type d’environnement

mouvement du récepteur et du mouvement des obstacles ainsi que de la dispersion temporelle du signal liée au retard temporel des répliques du signal transmis.

Si au milieu de propagation, il y a assez d'obstacles qui produisent le phénomène de multiples trajets, on peut supposer que l'enveloppe du signal reçu a une distribution de Rayleigh lorsqu'il n'y a pas de trajet direct (NLOS, "Non Line of Sight" en anglais). En revanche, quand il y a un trajet direct (LOS, "Line of Sight" en anglais) entre l'émetteur et le récepteur, l'enveloppe du signal reçu a une distribution de Rice.

1.3.3 Mécanismes de la propagation

Dans un milieu de propagation réel, la transmission d'un signal se fait généralement par une liaison directe en espace libre et autres liaisons indirectes. Ces trajets indirects subissent différents effets suite à la nature de l'interaction entre l'onde et un objet de l'environnement. Chaque onde contient un affaiblissement, un changement de phase, un changement de polarisation avec un retard lié à la longueur du trajet de propagation. Pour des raisons de compréhension des phénomènes de l'interaction de l'onde, on introduit les phénomènes bien connus [3] : réflexion/réfraction, diffraction, diffusion et guidage d'ondes dans le cadre des trajets indirects. Le signal en sortie de l'antenne réceptrice correspond à une somme de ces ondes qui produit les variations en amplitude.

Réflexion et Réfraction

La réflexion et la réfraction interviennent lorsque l'onde interagit avec un obstacle dont les dimensions sont très grandes et les irrégularités de surface très petites par rapport à la longueur d'onde. Si l'obstacle est parfaitement conducteur, toute l'énergie incidente est réfléchi ce qui signifie qu'il n'y a pas de transmission de l'onde. Dans le cas contraire, une partie de l'énergie pénètre dans l'objet, selon le phénomène de réfraction. Par la loi de Snell-Descartes et de Fresnel, la quantité d'énergie transportée par l'onde réfractée pour une surface plane dépend de la capacité d'absorption des matériaux, de la fréquence et de la direction de l'onde incidente. Dans le cas particulier où la surface de l'obstacle présente une certaine rugosité par rapport à la longueur d'onde, une onde incidente peut être réfléchi dans plusieurs directions et la réflexion devient diffuse.

Transmission

Si le milieu où intervient la réflexion n'est pas totalement radio-opaque, une partie de l'onde incidente traverse le matériau selon un mécanisme de transmission. Pour la plupart des matériaux de construction présents dans les environnements intérieurs, l'onde transmise subit alors un affaiblissement assez important. On peut noter que pour un matériau donné, l'affaiblissement et la direction du signal transmis dépendent de la longueur d'onde, en raison de la variation de l'indice de réfraction du matériel. Enfin, pour un matériel de type cloison, des réflexions multiples peuvent se produire à l'intérieur du matériel.

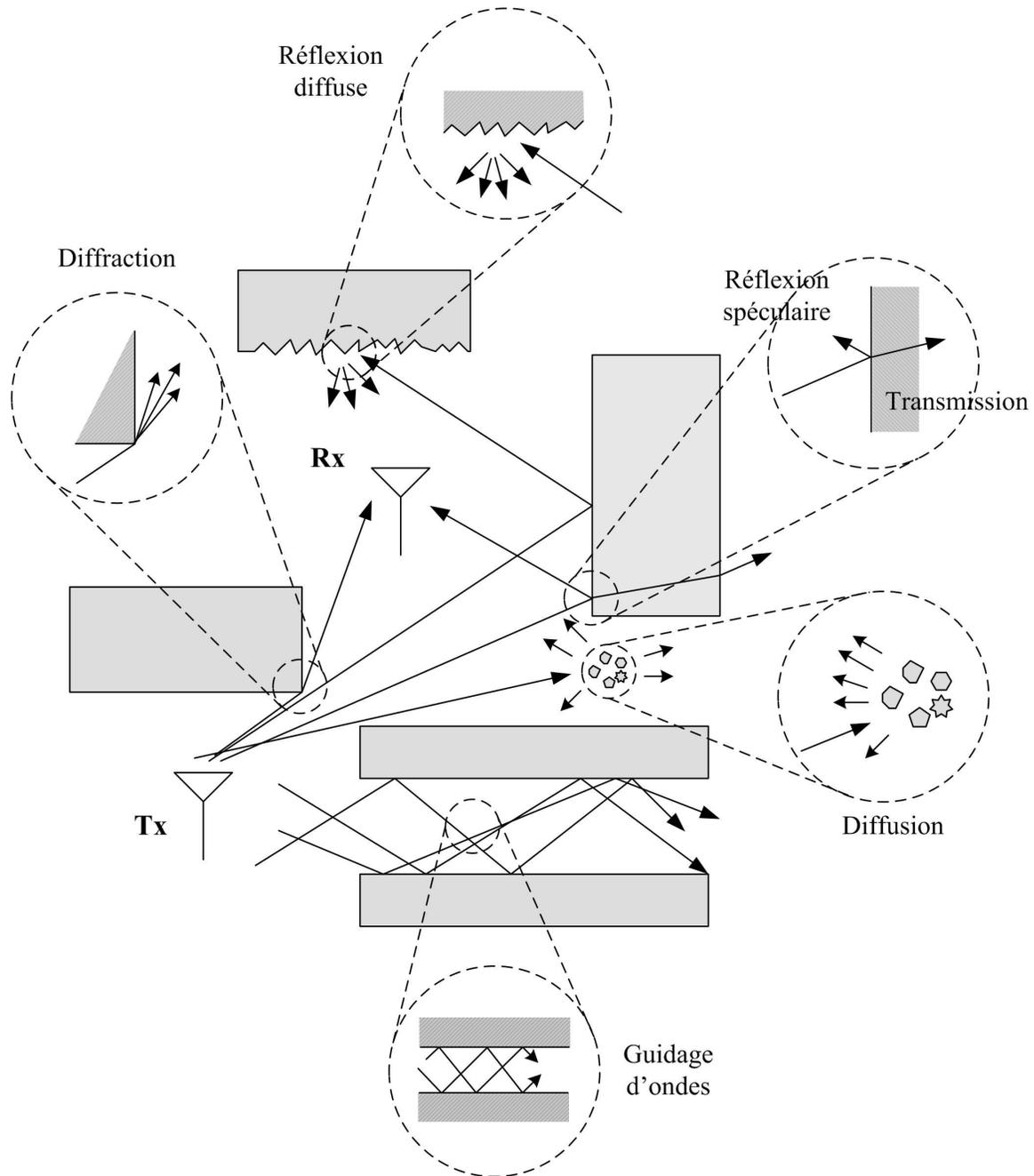


Figure 1.3 – Mécanismes intervenant lors de la propagation d'une onde

Diffraction

La diffraction a lieu sur l'arête d'obstacle de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde ou sur des obstacles dont certaines dimensions sont de l'ordre de la longueur d'onde. Une onde ne sera pas entièrement arrêtée par cet obstacle mais elle pourra continuer à se propager à partir de l'arête de l'obstacle. Selon le principe de Huyghens, chaque arête rencontrée par le front d'onde peut se comporter comme une source secondaire qui repropage l'onde incidente. L'énergie transmise par ces sources permet au signal de se propager dans les zones d'ombre par l'optique géométrique, expliquant ainsi que les ondes radio arrivent au niveau du récepteur en l'absence de visibilité directe ou de l'intervention d'autres types d'interaction.

Diffusion

Le phénomène de diffusion peut se produire quand une onde rencontre un obstacle dont la surface n'est pas parfaitement plane. c'est-à-dire, il existe un paquet très dense d'objets de dimensions du même ordre de grandeur ou inférieures à la longueur d'onde. Dans ce cas, l'onde est repropagée dans toutes les directions avec différentes atténuations. Le même phénomène est observé avec une surface rugueuse présentant des aspérités suffisamment grandes. Nous pouvons par exemple trouver ce phénomène de la propagation des ondes en présence d'arbres au milieu de transmission.

Guidage d'ondes

En environnement intérieur, le phénomène de guidage d'ondes peut se produire entre deux cloisons, dans un couloir par exemple. Les réflexions successives sur deux obstacles parallèles provoquent un déplacement global des ondes électromagnétiques selon la direction de guidage. Ce phénomène se produit également en environnement urbain, en raison des immeubles bordant les rues étroites.

1.4 Diversité

En présence de multi-trajets, l'évanouissement à petite échelle dégrade la performance des systèmes de transmission. Pour lutter contre cet évanouissement, il est nécessaire de répéter la même information sur différentes liaisons de transmission en supposant qu'il existe une forte probabilité d'avoir au moins l'une de ces liaisons qui ne subisse pas de forte atténuation. Le récepteur est capable de recevoir plusieurs versions du signal émis à travers différents canaux. Pour avoir un bon gain de diversité, l'évanouissement dans un canal devrait être non corrélé par rapport aux autres canaux et la puissance moyenne disponible dans chaque canal devient être quasi identique. En réception, les signaux traversant ces canaux sont combinés d'une certaine manière afin de réduire l'évanouissement. Les techniques de combinaison des signaux seront décrites dans le chapitre 2.

De ce fait, les techniques de diversité se révèlent comme un outil très important pour combattre les évanouissements. Il existe en littérature quatre types de diversité exploitées

en transmissions numériques telles que la diversité temporelle, la diversité de fréquence, la diversité spatiale et la diversité de polarisation.

1.4.1 Diversité temporelle

L'information est répétée dans le temps à intervalle plus grand que le temps de cohérence du canal (durée minimale séparant deux évanouissements selon un certain degré de décorrélation). Le désavantage de la diversité temporelle est évidemment le retard induit par la diversité, ce qui réduit le débit de transmission.

1.4.2 Diversité de fréquence

Le même signal est retransmis sur plusieurs fréquences porteuses. L'écart fréquentiel est supérieur à la bande de cohérence du canal (ou l'espace fréquentiel minimal entre deux fréquences affectées d'évanouissements indépendants). On a le même désavantage de la diversité de fréquence que celui de la diversité temporelle. On perd l'efficacité spectrale qui est liée au débit de transmission.

1.4.3 Diversité spatiale

Dans ce cas, le récepteur traite des versions indépendantes du signal, obtenues à partir de capteurs judicieusement disposés. La distance minimale à respecter entre capteurs de l'ordre d'une fois la longueur d'onde du signal pour le mobile. Elle peut atteindre plus de dix fois la longueur d'onde pour une station de base de façon à garantir un évanouissement indépendant. Contrairement à la diversité temporelle et de fréquence, la diversité spatiale ne réduit pas le débit de transmission mais elle requiert plus de complexité et d'espace.

Il est possible d'utiliser des antennes multiples à l'émission, à la réception ou à la fois à l'émetteur et au récepteur. Les systèmes exploitant la diversité spatiale en réception sont appelés système SIMO ("Single-Input Multiple-Output"). Les systèmes exploitant la diversité spatiale en émission sont appelés système MISO ("Multiple-Input Single-Output"). La troisième structure est l'utilisation de la diversité spatiale à la fois à l'émission et la réception nommé système MIMO ("Multiple-Input Multiple-Output"). Les systèmes MIMO nous permettent non seulement de réduire l'effet de fading mais atteindre aussi les bornes de capacité largement supérieures à celles données par d'autres structures à condition que l'émetteur et le récepteur soient dans un milieu riche en diffuseurs. La capacité de différentes structures des systèmes multi-antennes sera présentée dans les chapitres 3 et 4.

1.4.4 Diversité de polarisation

L'idée de la diversité de polarisation est d'introduire une paire d'antennes verticale et horizontale au récepteur afin de capter le signal radio-électrique qui contient les deux composantes de polarisation. L'avantage se trouve dans le fait qu'il n'est pas nécessaire d'espacer les deux antennes pour avoir deux canaux à évanouissement indépendant.

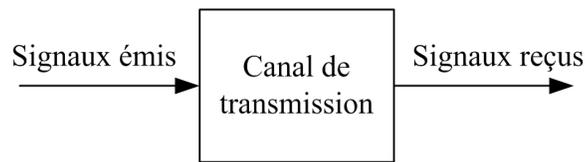


Figure 1.4 – Représentation équivalente d'un canal SISO radio-mobile

Dans ces travaux, nous nous intéressons à l'exploitation des diversités spatiale et de polarisation en émission et en réception afin d'analyser la capacité du canal de transmission.

1.5 Caractérisation du canal de SISO à MIMO

Dans la partie précédente, nous avons classifié les différents phénomènes physiques de la propagation qui peuvent être rencontrés lorsque les ondes se propagent à travers un milieu de propagation. En effet, ces phénomènes caractérisent le canal de propagation. Le but de cette partie est donc de montrer un opérateur capable de transformer le signal d'entrée afin de fournir le signal de sortie pour n'importe quel type de canal rencontré dans notre contexte. Nous nous intéressons d'abord au cas général de la caractérisation spatio-temporelle du canal de propagation. Ensuite, nous examinons le lien entre le signal-temporel généré par le réseau d'émission et le signal spatio-temporel reçu au niveau du réseau de réception.

1.5.1 Caractérisation déterministe dans les domaines temporel et spatial

La représentation mathématique du canal de propagation, avec une paire d'antennes émettrice-réceptrice, revient à une transformation linéaire entre l'entrée et la sortie, qui est montrée à la figure 1.4. En supposant que le milieu de propagation est stationnaire et linéaire, le canal peut être modélisé par un filtre. Ce filtre inclut l'effet des antennes de l'émetteur et le récepteur et le milieu de propagation. Pour une simplification dans la suite, nous ne prendrons pas en compte les réseaux d'antennes de l'émetteur et du récepteur. Le canal de propagation dépend alors seulement du milieu de propagation et la configuration géométrique, temporelle et fréquentielle de la liaison.

Les signaux à l'entrée et à la sortie de ce filtre sont représentés dans les domaines temporel et spatial. L'explication conjointe dans les domaines temporel et spatial montre une description importante aux communications sans fil. Cette partie vise à caractériser le comportement du canal de propagation. Les domaines temporel et spatial peuvent être alors traités séparément.

Domaines duaux	Transformée directe	Transformée inverse
$t \rightleftharpoons v$	$\int (\bullet) \exp(-j2\pi vt) dt$	$\int (\bullet) \exp(j2\pi vt) dv$
$\tau \rightleftharpoons f$	$\int (\bullet) \exp(-j2\pi \tau f) d\tau$	$\int (\bullet) \exp(j2\pi \tau f) df$

Table 1.3 – Définition des transformées de Fourier dans le domaine temporel

1.5.1.1 Domaine temporel

Selon la démarche de Bello [9], une représentation entre les signaux à l'entrée et à la sortie du filtre peut être décrite en quatre fonctions de transfert dans le domaine temporel ou fréquentiel. Dans le domaine temporel, deux couples de variables par des propriétés de dualité expriment le canal de propagation. Ces deux couples de variables duales consistent d'une part, de l'instant de réception t et le décalage Doppler v et d'autre part du retard de propagation τ et la fréquence f . La figure 1.4 illustre les relations entre ces fonctions reliées par la transformation de Fourier. Les opérateurs de FT sont alors définis dans le tableau 1.3.

La représentation du canal en temps-retard

Les signaux en sortie sont donnés dans le domaine temporel par

$$y(t) = \int x(t - \tau) h(t, \tau) d\tau \quad (1.12)$$

où $x(t)$ est le signal en entrée d'antenne émettrice, $y(t)$ est le signal en sortie d'antenne réceptrice, $h(t, \tau)$ est la réponse impulsionnelle du canal de propagation en ne prenant pas compte des gains de l'antenne émettrice et réceptrice, τ est le retard de propagation.

La représentation du canal en fréquence-Doppler

Du fait de la dualité de la réponse impulsionnelle du canal, la caractérisation du canal général peut aussi être représentée en terme de variables fréquentielles. Cette fonction de transfert $h(f, v)$ est également appelé fonction de dispersion Doppler en sortie et permet d'observer le phénomène de décalage Doppler introduit par le canal de transmission. La caractérisation du canal doit donc être exprimée par

$$y(f) = \int x(f - v) h(f - v, v) dv \quad (1.13)$$

où le spectre du signal reçu $y(f)$ s'exprime comme une superposition de répliques du spectre d'entrée $x(f)$ ayant subi un décalage Doppler et un filtrage.

La représentation du canal en fréquence-temps

Une autre représentation du canal radio peut décrire le signal temporel de sortie $y(t)$ en utilisant la fonction de transfert variant dans le temps $h(f, t)$ et le spectre du signal

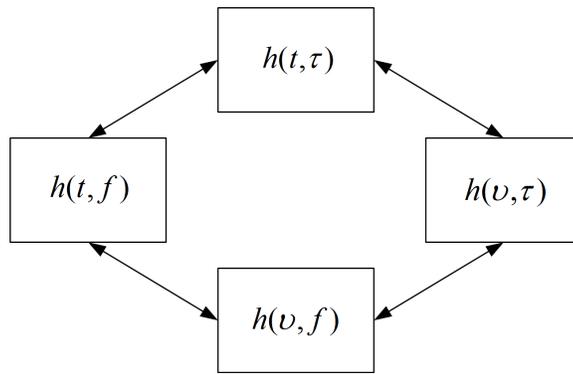


Figure 1.5 – Fonctions de transfert du canal dans le domaine temporel

d'entrée $x(f)$. La relation des signaux d'entrée et de sortie dans ce cas est donnée par

$$y(t) = \int x(f) h(t, f) e^{j2\pi ft} df \quad (1.14)$$

La fonction $h(f, t)$ est liée aux fonction $h(t, \tau)$ et $h(f, v)$ par une simple transformation de Fourier.

$$h(t, f) = \int h(t, \tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau = \int h(f, v) e^{j2\pi vt} dv \quad (1.15)$$

La représentation du canal en Doppler-retard

La dernière représentation exprime le canal radio dans l'espace retard-décalage Doppler. Elle est une représentation importante qui permet d'apercevoir simultanément la dispersion produite dans le canal de transmission dans les domaines temporel et fréquentiel. Cette fonction de dispersion Doppler-retard $h(v, \tau)$ est liée aux signaux d'entrée et de sortie par la relation suivante

$$y(t) = \iint x(t - \tau) h(v, \tau) e^{j2\pi vt} dv d\tau \quad (1.16)$$

1.5.1.2 Domaine spatial

Dans la partie précédente, nous avons étudié la caractérisation du canal dans le domaine temporel. Dans ce qui suit, nous allons étudier la caractérisation du canal dans le domaine spatial qui est initialisée par Lohse *et al.* [10] en 2001 et est étendue par Guillet [11] en 2004. Le canal de propagation dans le domaine spatial est considéré comme un opérateur à noyau. Par la présentation mathématique du signal spatial définie dans l'équation 1.5,

Domaines duals	Transformée directe	Transformée inverse
$\vec{r}_{\text{Rx}} \Leftrightarrow \vec{k}_{\text{Rx}}$	$\int (\bullet) \exp(-j\vec{k}_{\text{Rx}} \cdot \vec{r}_{\text{Rx}}) d\vec{r}_{\text{Rx}}$	$\frac{1}{(2\pi)^3} \int (\bullet) \exp(j\vec{k}_{\text{Rx}} \cdot \vec{r}_{\text{Rx}}) d\vec{k}_{\text{Rx}}$
$\vec{r}_{\text{Tx}} \Leftrightarrow \vec{k}_{\text{Tx}}$	$\int (\bullet) \exp(-j\vec{k}_{\text{Tx}} \cdot \vec{r}_{\text{Tx}}) d\vec{r}_{\text{Tx}}$	$\frac{1}{(2\pi)^3} \int (\bullet) \exp(j\vec{k}_{\text{Tx}} \cdot \vec{r}_{\text{Tx}}) d\vec{r}_{\text{Tx}}$

Table 1.4 – Définition des transformées de Fourier dans le domaine spatial quand la réponse du canal apparaît sous la forme d'un noyau

nous pouvons obtenir les relations entrée-sortie du canal suivantes

$$y(\vec{r}_{\text{Rx}}) = \int h(\vec{r}_{\text{Rx}}, \vec{r}_{\text{Tx}}) x(\vec{r}_{\text{Tx}}) d\vec{r}_{\text{Tx}} \quad (1.17)$$

$$y(\vec{r}_{\text{Rx}}) = \int h(\vec{r}_{\text{Rx}}, \vec{k}_{\text{Tx}}) x(\vec{k}_{\text{Tx}}) d\vec{k}_{\text{Tx}} \quad (1.18)$$

$$y(\vec{k}_{\text{Rx}}) = \int h(\vec{k}_{\text{Rx}}, \vec{r}_{\text{Tx}}) x(\vec{r}_{\text{Tx}}) d\vec{r}_{\text{Tx}} \quad (1.19)$$

$$y(\vec{k}_{\text{Rx}}) = \int h(\vec{k}_{\text{Rx}}, \vec{k}_{\text{Tx}}) x(\vec{k}_{\text{Tx}}) d\vec{k}_{\text{Tx}} \quad (1.20)$$

où h est une matrice carrée de dimension 3×3 reliant les 3 composantes orthogonales du signal émis à ceux du signal reçu. Les variables \vec{r}_{Tx} et \vec{r}_{Rx} représentent la position d'émission et la position de réception, respectivement, et les variables \vec{k}_{Tx} et \vec{k}_{Rx} sont les pulsation spatiales d'émission et de réception. Les 4 expressions précédentes sont équivalentes et reliées par la transformée de Fourier définie dans le tableau 1.4, comme illustré par la figure 1.6.

Les paramètres associés aux trajets d'un canal à trajets multiples sont considérés homogènes. Les fonctions sont évaluées selon les variables d'évanouissement. Due aux signaux transmis à travers un canal à grande distance, la caractéristique du canal de propagation dépend des interactions physiques dans la zone locale. Dans le contexte de la caractérisation des ondes électromagnétique en zone locale, les relations entrée-sortie des équations 1.17-1.20 peuvent être simplifiées par

$$y(\vec{r}_{\text{Rx}}) = \int h(\vec{r}_{\text{Rx}}, \vec{r}_{\text{Tx}}) x(\vec{r}_{\text{Tx}}) d\vec{r}_{\text{Tx}}$$

$$y(\vec{r}_{\text{Rx}}) = \int h(\vec{r}_{\text{Rx}}, \Omega_{\text{Tx}}) x(\Omega_{\text{Tx}}) d\Omega_{\text{Tx}} \quad (1.21)$$

$$y(\Omega_{\text{Rx}}) = \int h(\Omega_{\text{Rx}}, \vec{r}_{\text{Tx}}) x(\vec{r}_{\text{Tx}}) d\vec{r}_{\text{Tx}} \quad (1.22)$$

$$y(\Omega_{\text{Rx}}) = \int h(\Omega_{\text{Rx}}, \Omega_{\text{Tx}}) x(\Omega_{\text{Tx}}) d\Omega_{\text{Tx}} \quad (1.23)$$

où $h(\vec{r}_{\text{Rx}}, \vec{r}_{\text{Tx}})$, $h(\vec{r}_{\text{Rx}}, \Omega_{\text{Tx}})$, $h(\Omega_{\text{Rx}}, \vec{r}_{\text{Tx}})$ et $h(\Omega_{\text{Rx}}, \Omega_{\text{Tx}})$ sont respectivement la réponse spatiale, la réponse angulaire d'émission, la réponse angulaire de réception et la réponse bidirectionnelle ainsi Ω_{Tx} et Ω_{Rx} représentent des vecteurs à deux éléments contenant les angles d'azimut et d'élévation, respectivement, au niveau du site d'émission et au niveau

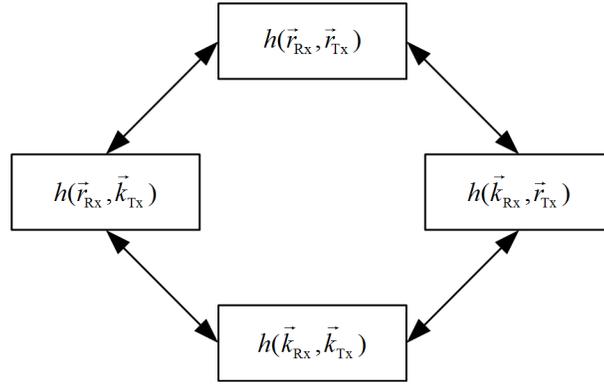


Figure 1.6 – Fonctions de transfert du canal dans le domaine spatial quand la réponse du canal apparaît sous la forme d'un noyau

du site de réception.

La description du canal dans le domaine spatial peut facilement utiliser les notations des quatre fonctions généralement disposées dans le domaine temporel. Les variables temporelles telles que l'instant de réception t , la fréquence f , le retard de propagation τ et le décalage Doppler ν sont remplacées par les variables spatiales telles que la position de réception \vec{r} , la pulsation spatiale \vec{k} , la position relative de l'émission par rapport à la réception $\vec{\rho}$ et la pulsation spatiale Doppler $\vec{\kappa}$. Par conséquent, sous la forme d'un produit de convolution, nous obtenons quatre relations entrée-sortie supplémentaires suivantes

$$y(\vec{r}) = \int h(\vec{r}, \vec{\rho}) x(\vec{r} - \vec{\rho}) d\vec{\rho} \quad (1.24)$$

$$y(\vec{r}) = \int h(\vec{r}, \vec{k}) x(\vec{k}) e^{j\vec{k} \cdot \vec{r}} d\vec{k} \quad (1.25)$$

$$y(\vec{k}) = \int h(\vec{\kappa}, \vec{k} - \vec{\kappa}) x(\vec{k} - \vec{\kappa}) d\vec{\kappa} \quad (1.26)$$

$$y(\vec{r}) = \iint h(\vec{\kappa}, \vec{\rho}) x(\vec{r} - \vec{\rho}) e^{j\vec{\kappa} \cdot \vec{r}} d\vec{\rho} d\vec{\kappa} \quad (1.27)$$

où $\vec{r} = \vec{r}_{\text{Rx}}$, $\vec{k} = \vec{k}_{\text{Tx}}$, $\vec{\rho} = \vec{r}_{\text{Rx}} - \vec{r}_{\text{Tx}}$ et $\vec{\kappa} = \vec{k}_{\text{Rx}} - \vec{k}_{\text{Tx}}$. Les 4 expressions introduites dans l'équation 1.24 - 1.27, mathématiquement équivalentes mais d'interprétation physique complémentaires, sont reliées par TF comme illustrées par la figure 1.7. Les opérateurs de TF sont définis dans le tableau 1.5. La fonction $h(\vec{r}, \vec{\rho})$ est la réponse impulsionnelle variant dans l'espace, la fonction $h(\vec{r}, \vec{k})$ est la fonction de transfert variant dans l'espace, la fonction $h(\vec{\kappa}, \vec{k})$ est la fonction bi-fréquentielle en pulsation spatiale et la fonction $h(\vec{\kappa}, \vec{\rho})$ est la fonction d'étalement position relative-pulsation spatiale Doppler.

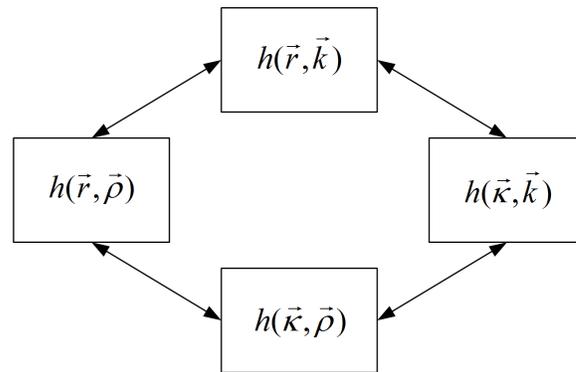


Figure 1.7 – Fonctions de transfert du canal dans le domaine spatial pour la représentation de la forme d’un produit de convolution

Domaines duals	Transformée directe	Transformée inverse
$\vec{r} \rightleftharpoons \vec{k}$	$\int (\bullet) \exp(-j\vec{k} \cdot \vec{r}) d\vec{r}$	$\frac{1}{(2\pi)^3} \int (\bullet) \exp(j\vec{k} \cdot \vec{r}) d\vec{k}$
$\vec{k} \rightleftharpoons \vec{\rho}$	$\int (\bullet) \exp(j\vec{k} \cdot \vec{\rho}) d\vec{k}$	$\frac{1}{(2\pi)^3} \int (\bullet) \exp(-j\vec{k} \cdot \vec{\rho}) d\vec{\rho}$

Table 1.5 – Définition des transformées de Fourier dans le domaine spatial pour la représentation de la forme d’un produit de convolution

1.5.2 Caractérisation stochastique dans les domaines temporel et spatial

Dans des environnements riches en diffuseurs, la richesse des interactions confère un comportement aléatoire aux variations à petite échelle du canal pour les liaisons sans fil à courte distance, limitées en puissance d’émission, c’est-à-dire le canal de propagation devient aléatoire. Les fonctions associées au canal deviennent alors des fonctions aléatoires. Une explication stochastique de ces fonctions aléatoires doit porter sur une fonction de densité de probabilité multidimensionnelle qui est équivalente sur l’ensemble des moments statistiques. Les causes de variation des canaux de propagation sont nombreuses et très complexes à décrire en pratique. Pour cette raison, nous allons nous limiter aux moments du premier et second ordre, définis par la moyenne et les fonctions de corrélation, respectivement. Par la suite, nous supposons que les variations des canaux de propagation sont caractérisées par des processus gaussiens afin d’appréhender le comportement énergétique du milieu de propagation. Il est strictement acceptable pour les liaisons sans fil à courte distance avec une limitation de puissance dans des environnements riches en diffuseurs.

1.5.2.1 Domaine temporel

Les quatre fonctions de corrélation associées aux quatre fonctions du canal dans le domaine temporel introduites dans la partie précédente peuvent être définies de la manière

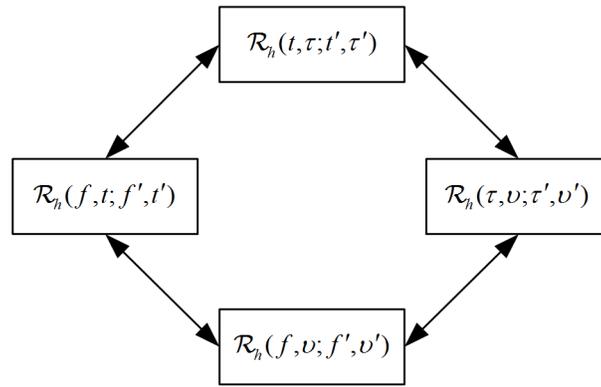


Figure 1.8 – Fonctions temporelles de corrélation du canal

suivante

$$\mathcal{R}_h(t, \tau; t', \tau') = E\{h(t, \tau)h^*(t', \tau')\} \quad (1.28)$$

$$\mathcal{R}_h(f, v; f', v') = E\{h(f, v)h^*(f', v')\} \quad (1.29)$$

$$\mathcal{R}_h(f, t; f', t') = E\{h(f, t)h^*(f', t')\} \quad (1.30)$$

$$\mathcal{R}_h(\tau, v; \tau', v') = E\{h(\tau, v)h^*(\tau', v')\} \quad (1.31)$$

où (t, t') , (τ, τ') , (f, f') et (v, v') représentent le temps, le retard, la fréquence et le Doppler, respectivement. Ces fonctions sont liées par une double transformée de Fourier et la représentation de ces relations est donnée par la figure 1.8.

Hypothèse du canal stationnaire au sens large

Sous l'hypothèse du canal stationnaire au sens large (WSS, “Wide sense stationary” en anglais), le canal de propagation variant rapidement dans le temps est stationnaire au sens large sur le temps d'observation assez court. C'est-à-dire, les variations temporelles du canal WSS présentent les caractéristiques statistiques de stationnarité faible. Par conséquent, les variations lentes à grande échelle peuvent être négligées et les variations rapides sont stationnaires à l'ordre 2 qui ne dépend pas de temps t et t' mais dépend de la différence $\Delta t = t' - t$. Cela signifie que pendant une durée d'observation Δt , les statistiques de fluctuation du canal ne changent pas. L'hypothèse WSS est équivalente à la décorrélation pour deux composantes de Doppler v différentes.

Hypothèse du canal à diffuseurs non corrélés

L'hypothèse du canal à diffuseurs non corrélés (US, “Uncorrelated scattering” en anglais) consiste à supposer que les contributions dues à des diffuseurs produisant des retards différents sont décorrélés. Cela signifie que le canal est stationnaire au sens large sur le domaine des fréquences. Sous l'hypothèse US, deux composantes de retards τ différents sont décorrélés. Les fonctions de corrélation variant dans le temps peuvent se simplifier selon la différence $\Delta f = f' - f$.

Hypothèse du canal stationnaire au sens large à diffuseurs non corrélés

Un modèle de canal WSSUS (“Wide sense stationary uncorrelated scattering” en anglais) est une combinaison des deux hypothèses précédentes. La fonction de transfert variant dans le temps peut être considérée comme un processus bidimensionnel stationnaire au sens large sur un intervalle selon les variables du temps et de la fréquence. Les moments d’ordre 1 (moyenne) et d’ordre 2 (fonction de corrélation) ne dépendent ni du temps t ni de la fréquence f . Les fonctions de corrélation de l’équation 1.28 à l’équation 1.31 peuvent se réduire à

$$\mathcal{R}_h(t, \tau; t + \Delta t, \tau') = \delta(\tau' - \tau)P_h(\Delta t, \tau) \quad (1.32)$$

$$\mathcal{R}_h(f, v; f + \Delta f, v') = \delta(v' - v)P_h(\Delta f, v) \quad (1.33)$$

$$\mathcal{R}_h(f, t; f + \Delta f, t + \Delta t) = P_h(\Delta f, \Delta t) \quad (1.34)$$

$$\mathcal{R}_h(\tau, v; \tau', v') = \delta(\tau' - \tau)\delta(v' - v)P_h(\tau, v) \quad (1.35)$$

où $\Delta t = t' - t$ et $\Delta f = f' - f$. La décorrélation pour des composantes différentes de Doppler et/ou de retard est représentée par la présence des distributions de Dirac $\delta(\tau' - \tau)$ et $\delta(v' - v)$. Les relations expriment bien la stationnarité temporelle et fréquentielle.

En pratique, dans le cadre d’une mesure du canal, la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ peut être mesurée par une méthode de sondage temporel et la fonction de transfert $h(f, t)$ peut être mesurée par une méthode de sondage fréquentiel. A partir de la connaissance de la réponse du canal de propagation, il est intéressant de définir quelques outils qui permettent d’évaluer la corrélation et la dispersion.

Nous définissons maintenant le profil de puissance moyenne des retards $P_\tau(\tau)$, le profil de puissance moyen Doppler $P_v(v)$ ainsi que les fonctions de corrélation en fréquence $R_f(\Delta f)$ et en temps $R_t(\Delta t)$, respectivement :

$$P_\tau(\tau) = \int P_h(\tau, v)dv = P_h(\Delta t, \tau)|_{\Delta t=0} \quad (1.36)$$

$$P_v(v) = \int P_h(\tau, v)d\tau = P_h(\Delta f, v)|_{\Delta f=0} \quad (1.37)$$

$$R_f(\Delta f) = \int P_\tau(\tau)e^{j2\pi\Delta f\tau}d\tau = P_h(\Delta f, \Delta t)|_{\Delta t=0} \quad (1.38)$$

$$R_t(\Delta t) = \int P_v(v)e^{j2\pi\Delta t v}dv = P_h(\Delta f, \Delta t)|_{\Delta f=0} \quad (1.39)$$

Nous pouvons déduire les paramètres caractéristiques de la dispersion du canal WSSUS dans le domaine des retards et Doppler par le calcul de l’écart-type. Les paramètres de dispersion sont obtenus par

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{\int (\tau - \bar{\tau})^2 P_\tau(\tau)d\tau}{\int P_\tau(\tau)d\tau}} \quad (1.40)$$

$$\sigma_v = \sqrt{\frac{\int (v - \bar{v})^2 P_v(v)dv}{\int P_v(v)dv}} \quad (1.41)$$

où $\bar{\tau}$ et \bar{v} sont respectivement le retard moyen et le Doppler moyen définis par

$$\bar{\tau} = \frac{\int \tau P_{\tau}(\tau) d\tau}{\int P_{\tau}(\tau) d\tau} \quad (1.42)$$

$$\bar{v} = \frac{\int v P_v(v) dv}{\int P_v(v) dv} \quad (1.43)$$

1.5.2.2 Domaine spatial

La caractérisation stochastique du canal de propagation dans le domaine spatial présentée ici est une synthèse des travaux de Guillet [11]. Par le formalisme de Bello [9] appliqué au domaine spatial, les fonctions de corrélation peuvent être exprimées de la manière suivante

$$\mathcal{R}_h \left(\vec{r}_{\text{Rx}}, \vec{r}_{\text{Tx}}; \vec{r}'_{\text{Rx}}, \vec{r}'_{\text{Tx}} \right) = E \left\{ \text{vec} \left(h(\vec{r}_{\text{Rx}}, \vec{r}_{\text{Tx}}) \right) \text{vec} \left(h(\vec{r}'_{\text{Rx}}, \vec{r}'_{\text{Tx}}) \right)^H \right\} \quad (1.44)$$

$$\mathcal{R}_h \left(\vec{r}_{\text{Rx}}, \vec{k}_{\text{Tx}}; \vec{r}'_{\text{Rx}}, \vec{k}'_{\text{Tx}} \right) = E \left\{ \text{vec} \left(h(\vec{r}_{\text{Rx}}, \vec{k}_{\text{Tx}}) \right) \text{vec} \left(h(\vec{r}'_{\text{Rx}}, \vec{k}'_{\text{Tx}}) \right)^H \right\} \quad (1.45)$$

$$\mathcal{R}_h \left(\vec{k}_{\text{Rx}}, \vec{r}_{\text{Tx}}; \vec{k}'_{\text{Rx}}, \vec{r}'_{\text{Tx}} \right) = E \left\{ \text{vec} \left(h(\vec{k}_{\text{Rx}}, \vec{r}_{\text{Tx}}) \right) \text{vec} \left(h(\vec{k}'_{\text{Rx}}, \vec{r}'_{\text{Tx}}) \right)^H \right\} \quad (1.46)$$

$$\mathcal{R}_h \left(\vec{k}_{\text{Rx}}, \vec{k}_{\text{Tx}}; \vec{k}'_{\text{Rx}}, \vec{k}'_{\text{Tx}} \right) = E \left\{ \text{vec} \left(h(\vec{k}_{\text{Rx}}, \vec{k}_{\text{Tx}}) \right) \text{vec} \left(h(\vec{k}'_{\text{Rx}}, \vec{k}'_{\text{Tx}}) \right)^H \right\} \quad (1.47)$$

où h est une matrice carrée de dimension 3×3 reliant les trois composantes de polarisation du signal émis à celle du signal reçu, et $\text{vec}(\cdot)$ représente une transformation d'une matrice à un vecteur en colonne. Chacune des fonctions de corrélation exprimée dans les équations 1.44-1.47 est une matrice de corrélation de dimension 9×9 comportant les fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélation entre neuf canaux par la dimension polarisation. Les fonctions introduites décrivent entièrement les propriétés de corrélation spatiale pour différentes positions d'émission \vec{r}_{Tx} et celles de réception \vec{r}_{Rx} ainsi différentes pulsations spatiale d'émission \vec{k}_{Tx} et celles de réception \vec{k}_{Rx} . Des développements des quatre fonctions de corrélation sans la prise en compte de la polarisation sont présentés dans [12].

Deux hypothèses de stationnarité proposées dans [11] permettent de simplifier les fonctions de corrélations dans le domaine spatial. Nous pouvons considérer que le canal de propagation est stationnaire au sens large sur des petites zones de déplacement en émission et en réception. Sur ces zones, les variations lentes à grande échelle sont négligées mais les variations rapides sont stationnaires à l'ordre 2. Selon cette hypothèse de stationnarité au sens large, toutes fonctions précédentes deviennent indépendantes des variables de position absolues de réception \vec{r}_{Rx} et d'émission \vec{r}_{Tx} . La stationnarité au sens large selon les variables de position d'émission et de réception est équivalente à une décorrélation totale pour des pulsations spatiales différentes, et donc en particulier pour des directions différentes, que ce soit en émission ou en réception. Les fonctions caractéristiques d'ordre 2 dans le cas

stationnaire peuvent s'exprimer par

$$\mathcal{R}_h(\vec{r}_{\text{Rx}}, \vec{r}_{\text{Tx}}; \vec{r}_{\text{Rx}} + \Delta\vec{r}_{\text{Rx}}, \vec{r}_{\text{Tx}} + \Delta\vec{r}_{\text{Tx}}) = P_h(\Delta\vec{r}_{\text{Rx}}; \Delta\vec{r}_{\text{Tx}}) \quad (1.48)$$

$$\mathcal{R}_h\left(\vec{r}_{\text{Rx}}, \vec{k}_{\text{Tx}}; \vec{r}_{\text{Rx}} + \Delta\vec{r}_{\text{Rx}}, \vec{k}'_{\text{Tx}}\right) = \delta(\vec{k}_{\text{Tx}} - \vec{k}'_{\text{Tx}})P_h(\Delta\vec{r}_{\text{Rx}}; \vec{k}_{\text{Tx}}) \quad (1.49)$$

$$\mathcal{R}_h\left(\vec{k}_{\text{Rx}}, \vec{r}_{\text{Tx}}; \vec{k}'_{\text{Rx}}, \vec{r}_{\text{Tx}} + \Delta\vec{r}_{\text{Tx}}\right) = \delta(\vec{k}_{\text{Rx}} - \vec{k}'_{\text{Rx}})P_h(\vec{k}_{\text{Rx}}; \Delta\vec{r}_{\text{Tx}}) \quad (1.50)$$

$$\mathcal{R}_h\left(\vec{k}_{\text{Rx}}, \vec{k}_{\text{Tx}}; \vec{k}'_{\text{Rx}}, \vec{k}'_{\text{Tx}}\right) = \delta(\vec{k}_{\text{Tx}} - \vec{k}'_{\text{Tx}})\delta(\vec{k}_{\text{Rx}} - \vec{k}'_{\text{Rx}})P_h(\vec{k}_{\text{Rx}}; \vec{k}_{\text{Tx}}) \quad (1.51)$$

Par cette démonstration, le canal de propagation est considéré comme un canal spatialement stationnaire au sens large avec des diffuseurs spatialement décorrélés. Nous pouvons également simplifier les quatre fonctions pour le contexte de la caractérisation des ondes électromagnétiques en zone locale, liées aux comportements de polarisation comme

$$\mathcal{R}_h(\vec{r}_{\text{Rx}}, \vec{r}_{\text{Tx}}; \vec{r}_{\text{Rx}} + \Delta\vec{r}_{\text{Rx}}, \vec{r}_{\text{Tx}} + \Delta\vec{r}_{\text{Tx}}) = P_h(\Delta\vec{r}_{\text{Rx}}; \Delta\vec{r}_{\text{Tx}}) \quad (1.52)$$

$$\mathcal{R}_h(\vec{r}_{\text{Rx}}, \Omega_{\text{Tx}}; \vec{r}_{\text{Rx}} + \Delta\vec{r}_{\text{Rx}}, \Omega'_{\text{Tx}}) = \delta(\Omega_{\text{Tx}} - \Omega'_{\text{Tx}})P_h(\Delta\vec{r}_{\text{Rx}}; \Omega_{\text{Tx}}) \quad (1.53)$$

$$\mathcal{R}_h(\Omega_{\text{Rx}}, \vec{r}_{\text{Tx}}; \Omega'_{\text{Rx}}, \vec{r}_{\text{Tx}} + \Delta\vec{r}_{\text{Tx}}) = \delta(\Omega_{\text{Rx}} - \Omega'_{\text{Rx}})P_h(\Omega_{\text{Rx}}; \Delta\vec{r}_{\text{Tx}}) \quad (1.54)$$

$$\mathcal{R}_h(\Omega_{\text{Rx}}, \Omega_{\text{Tx}}; \Omega'_{\text{Rx}}, \Omega'_{\text{Tx}}) = \delta(\Omega_{\text{Tx}} - \Omega'_{\text{Tx}})\delta(\Omega_{\text{Rx}} - \Omega'_{\text{Rx}})P_h(\Omega_{\text{Rx}}; \Omega_{\text{Tx}}) \quad (1.55)$$

où Ω_{Tx} et Ω_{Rx} représentent des vecteurs à deux éléments contenant les angles d'azimut et d'élévation, respectivement, au niveau du site d'émission et au niveau du site de réception.

Les paramètres que nous introduisons ici sont basés sur la description scalaire du canal. Nous définissons le profil de puissance moyenne angulaire en émission, le profil de puissance moyenne angulaire en réception, la fonction de corrélation en émission ainsi que la fonction de corrélation en réception :

$$P_{\text{Tx}}(\theta_{\text{Tx}}, \phi_{\text{Tx}}) = \frac{1}{4\pi} \int P_h(\Omega_{\text{Rx}}; \Omega_{\text{Tx}})d\Omega_{\text{Rx}} = P_h(\Omega_{\text{Rx}}; \Omega_{\text{Tx}})|_{\Omega_{\text{Rx}}=0} \quad (1.56)$$

$$P_{\text{Rx}}(\theta_{\text{Rx}}, \phi_{\text{Rx}}) = \frac{1}{4\pi} \int P_h(\Omega_{\text{Rx}}; \Omega_{\text{Tx}})d\Omega_{\text{Tx}} = P_h(\Omega_{\text{Rx}}; \Omega_{\text{Tx}})|_{\Omega_{\text{Tx}}=0} \quad (1.57)$$

$$R_{\text{Tx}}(\Delta\vec{r}_{\text{Tx}}) = \frac{1}{4\pi} \int P_h(\Omega_{\text{Rx}}; \Delta\vec{r}_{\text{Tx}})d\Omega_{\text{Rx}} = P_h(\Omega_{\text{Rx}}; \Delta\vec{r}_{\text{Tx}})|_{\Omega_{\text{Rx}}=0} \quad (1.58)$$

$$R_{\text{Rx}}(\Delta\vec{r}_{\text{Rx}}) = \frac{1}{4\pi} \int P_h(\Delta\vec{r}_{\text{Rx}}; \Omega_{\text{Tx}})d\Omega_{\text{Tx}} = P_h(\Delta\vec{r}_{\text{Rx}}; \Omega_{\text{Tx}})|_{\Omega_{\text{Tx}}=0} \quad (1.59)$$

Le gain moyen est défini par

$$\begin{aligned} \bar{P} &= \frac{1}{4\pi} \int P_{\text{Rx}}(\theta_{\text{Rx}}, \varphi_{\text{Rx}})d\Omega_{\text{Rx}} = \frac{1}{4\pi} \int P_{\text{Tx}}(\theta_{\text{Tx}}, \varphi_{\text{Tx}})d\Omega_{\text{Tx}} \\ &= R_{\text{Rx}}(\Delta\vec{r}_{\text{Rx}})|_{\Delta\vec{r}_{\text{Rx}}=0} = R_{\text{Tx}}(\Delta\vec{r}_{\text{Tx}})|_{\Delta\vec{r}_{\text{Tx}}=0} \end{aligned} \quad (1.60)$$

Nous définissons également les paramètres de dispersion angulaire RMS d'élévation en

émission et en réception par

$$\sigma_{\theta_{\text{Tx}}} = \sqrt{\frac{\int (\theta_{\text{Tx}} - \bar{\theta}_{\text{Tx}})^2 P_{\text{Tx}}(\theta_{\text{Tx}}, \phi_{\text{Tx}}) d\Omega_{\text{Tx}}}{\int P_{\text{Tx}}(\theta_{\text{Tx}}, \phi_{\text{Tx}}) d\Omega_{\text{Tx}}}} \quad (1.61)$$

$$\sigma_{\theta_{\text{Rx}}} = \sqrt{\frac{\int (\theta_{\text{Rx}} - \bar{\theta}_{\text{Rx}})^2 P_{\text{Rx}}(\theta_{\text{Rx}}, \phi_{\text{Rx}}) d\Omega_{\text{Rx}}}{\int P_{\text{Rx}}(\theta_{\text{Rx}}, \phi_{\text{Rx}}) d\Omega_{\text{Rx}}}} \quad (1.62)$$

où $\bar{\theta}_{\text{Tx}}$ et $\bar{\theta}_{\text{Rx}}$ sont la direction moyenne d'émission et de réception en élévation définies par

$$\bar{\theta}_{\text{Tx}} = \frac{\int \theta_{\text{Tx}} P_{\text{Tx}}(\theta_{\text{Tx}}, \phi_{\text{Tx}}) d\Omega_{\text{Tx}}}{\int P_{\text{Tx}}(\theta_{\text{Tx}}, \phi_{\text{Tx}}) d\Omega_{\text{Tx}}} \quad (1.63)$$

$$\bar{\theta}_{\text{Rx}} = \frac{\int \theta_{\text{Rx}} P_{\text{Rx}}(\theta_{\text{Rx}}, \phi_{\text{Rx}}) d\Omega_{\text{Rx}}}{\int P_{\text{Rx}}(\theta_{\text{Rx}}, \phi_{\text{Rx}}) d\Omega_{\text{Rx}}} \quad (1.64)$$

Le calcul de la dispersion angulaire RMS d'azimut en émission et en réception est également défini par

$$\sigma_{\phi_{\text{Tx}}} = \sqrt{\frac{\int (\phi_{\text{Tx}} - \bar{\phi}_{\text{Tx}})^2 P_{\text{Tx}}(\theta_{\text{Tx}}, \phi_{\text{Tx}}) d\Omega_{\text{Tx}}}{\int P_{\text{Tx}}(\theta_{\text{Tx}}, \phi_{\text{Tx}}) d\Omega_{\text{Tx}}}} \quad (1.65)$$

$$\sigma_{\phi_{\text{Rx}}} = \sqrt{\frac{\int (\phi_{\text{Rx}} - \bar{\phi}_{\text{Rx}})^2 P_{\text{Rx}}(\theta_{\text{Rx}}, \phi_{\text{Rx}}) d\Omega_{\text{Rx}}}{\int P_{\text{Rx}}(\theta_{\text{Rx}}, \phi_{\text{Rx}}) d\Omega_{\text{Rx}}}} \quad (1.66)$$

où $\bar{\phi}_{\text{Tx}}$ et $\bar{\phi}_{\text{Rx}}$ sont la direction moyenne d'émission et de réception en azimut définies par

$$\bar{\phi}_{\text{Tx}} = \frac{\int \phi_{\text{Tx}} P_{\text{Tx}}(\theta_{\text{Tx}}, \phi_{\text{Tx}}) d\Omega_{\text{Tx}}}{\int P_{\text{Tx}}(\theta_{\text{Tx}}, \phi_{\text{Tx}}) d\Omega_{\text{Tx}}} \quad (1.67)$$

$$\bar{\phi}_{\text{Rx}} = \frac{\int \phi_{\text{Rx}} P_{\text{Rx}}(\theta_{\text{Rx}}, \phi_{\text{Rx}}) d\Omega_{\text{Rx}}}{\int P_{\text{Rx}}(\theta_{\text{Rx}}, \phi_{\text{Rx}}) d\Omega_{\text{Rx}}} \quad (1.68)$$

1.5.3 Caractérisation du canal MIMO

Nous examinerons un système MIMO sans bruit avec N_T antennes émettrices et N_R antennes réceptrices, qui peut s'écrire sous la forme générale comme MIMO $N_T \times N_R$. Par la représentation du canal en temps-retard donnée dans la section précédente, la relation entre des signaux spatio-temporels d'entrée et de sortie est donnée par l'expression suivante

$$\mathbf{y}(t) = \int_{\tau} \mathbf{H}(t, \tau) \mathbf{x}(t - \tau) d\tau \quad (1.69)$$

où $\mathbf{x}(t)$ et $\mathbf{y}(t)$ sont deux vecteurs de signaux temporels émis et reçus et $\mathbf{H}(t, \tau)$ est la matrice $N_R \times N_T$ du canal de propagation variant en temps.

D'un point de vue doublement directionnel, les coefficients de la matrice de canal MIMO, h_{ij} , peuvent être exprimés comme la réponse impulsionnelle caractérisée par l'environnement physique, entre des antennes en émission et en réception. Sur la figure 1.9,

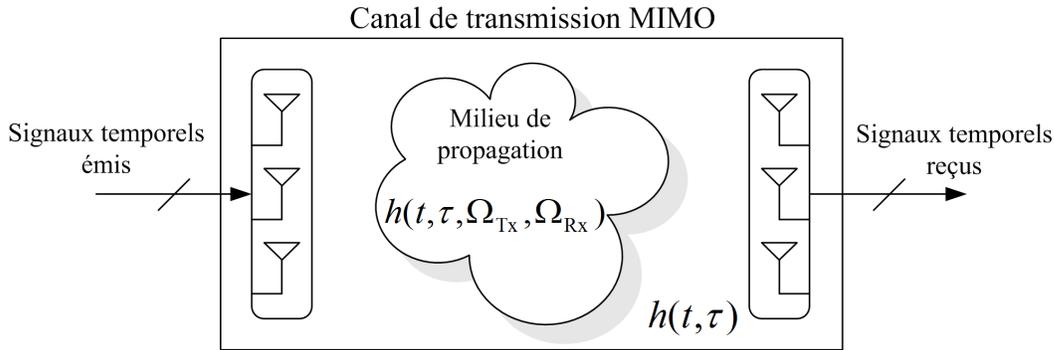


Figure 1.9 – Canal de propagation et canal de transmission pour un système MIMO

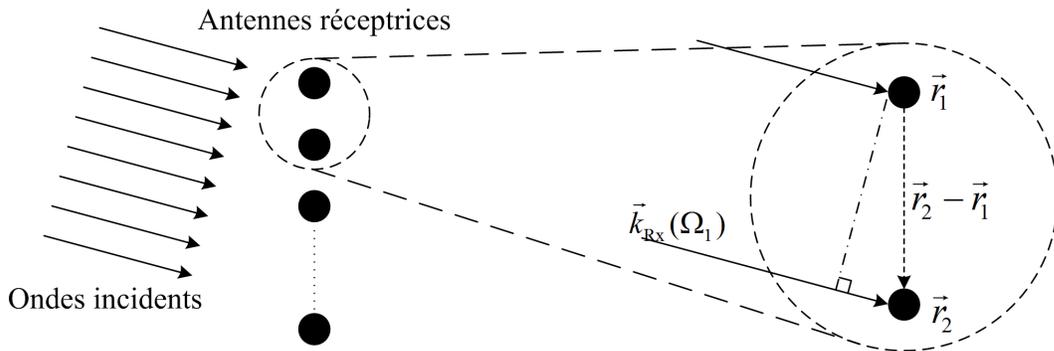


Figure 1.10 – Vecteur de signal reçu au réseau d’antennes réceptrices se déplaçant linéairement par un rayonnement d’onde incident dans la région lointaine

la description du canal de transmission peut se composer en trois termes : le milieu de propagation, le réseau d’émission et celui en réception dans le cadre d’une transmission MIMO sans fil. Les coefficients du canal MIMO h_{ij} peuvent alors s’écrire comme

$$h_{ij}(t, \tau) = \frac{1}{16\pi^2} \iint h_{ij}(t, \tau, \Omega_{Tx}, \Omega_{Rx}) g_{Tx}^{(j)}(\Omega_{Tx}) g_{Rx}^{(i)}(\Omega_{Rx}) d\Omega_{Tx} d\Omega_{Rx} \quad (1.70)$$

où $g_{Tx}^{(j)}(\Omega_{Tx})$ représente le gain de l’antenne émettrice j dépendant de l’angle de départ Ω_{Tx} , $g_{Rx}^{(i)}(\Omega_{Rx})$ représente le gain de l’antenne réceptrice i dépendant de l’angle d’arrivée Ω_{Rx} et $h_{ij}(t, \tau, \Omega_{Tx}, \Omega_{Rx})$ représente le canal de propagation variant en temps entre les antennes émettrice j et réceptrice i qui dépend des angles de départ et d’arrivée. L’angle de départ Ω_{Tx} (AOD, “Angle of departure” en anglais) et l’angle d’arrivée Ω_{Rx} (AOA, “Angle of arrival” en anglais) consistent de l’angle d’azimut et l’angle d’élévation. De plus, l’angle de départ et l’angle d’arrivée sont souvent aussi appelés la direction de départ et la direction d’arrivée.

La figure 1.10 nous illustre des ondes planes venant des obstacles au réseau d’antennes linéaires en réception dans le cas de champ lointain. Nous supposons ici que les antennes sont isotropes afin de décrire la caractérisation du canal de propagation. Si nous comparons

alors deux signaux en sortie de deux antennes réceptrices comme montré sur la figure 1.10, nous trouvons que les valeurs absolues de deux signaux sont identiques toutefois mais il y a une différence dans la phase α . Ce déphasage dépend de la distance entre deux antennes et la direction de l'onde arrivée, $\alpha = \vec{k}_{\text{Tx}}(\Omega_1) \cdot (\vec{r}_{(2)} - \vec{r}_{(1)})$. Nous pouvons déterminer la relation de toutes les antennes en émission et en réception par rapport au sous-canal, $h_{11}(t, \tau, \Omega_{\text{Tx}}, \Omega_{\text{Rx}})$. Les coefficients de la matrice du canal de propagation peuvent s'exprimer par.

$$h_{ij}(t, \tau, \Omega_{\text{Tx}}, \Omega_{\text{Rx}}) = h_{11}(t, \tau, \Omega_{\text{Tx}}, \Omega_{\text{Rx}}) e^{-j\vec{k}(\Omega_{\text{Tx}}) \cdot (\vec{r}_{\text{Tx}}^{(j)} - \vec{r}_{\text{Tx}}^{(1)})} e^{-j\vec{k}(\Omega_{\text{Rx}}) \cdot (\vec{r}_{\text{Rx}}^{(i)} - \vec{r}_{\text{Rx}}^{(1)})} \quad (1.71)$$

où $\vec{r}_{\text{Tx}}^{(j)}$ est le vecteur correspondant à la position de l'antenne émettrice j et $\vec{r}_{\text{Rx}}^{(i)}$ est le vecteur correspondant à la position de l'antenne réceptrice i . Si $\vec{\rho}$ représente le vecteur relatif à l'antenne de référence (ici, l'antenne de référence est la première antenne), l'équation 1.71 est donnée par

$$h_{ij}(t, \tau, \Omega_{\text{Tx}}, \Omega_{\text{Rx}}) = h_{11}(t, \tau, \Omega_{\text{Tx}}, \Omega_{\text{Rx}}) e^{-j\vec{k}(\Omega_{\text{Tx}}) \cdot \vec{\rho}_{\text{Tx}}^{(j)}} e^{-j\vec{k}(\Omega_{\text{Rx}}) \cdot \vec{\rho}_{\text{Rx}}^{(i)}} \quad (1.72)$$

En appliquant la caractérisation de canal dans le domaine temporel et le domaine spatial avec le critère de la zone locale, nous pouvons décrire les relations du signal spatio-temporel pour le canal MIMO.

1.5.3.1 Caractérisation déterministe du canal MIMO

Selon la caractérisation du signal spatio-temporel que nous avons vu dans la partie précédente, le canal de propagation pour le système MIMO peut être décrit en seize représentations en tenant compte conjointement de la dimension temporelle et la dimension spatiale comme illustrées dans la figure 1.11. Les fonctions caractéristiques spatio-temporelles par la figure 1.11 se présentent sous la forme matricielle de dimension $N_R \times N_T$.

Dans le cadre d'une communication radio-mobile pour le contexte MIMO, le domaine temporel du canal de propagation explique des caractéristiques globales telles que des déplacements d'un des deux sites, la fréquence centrale, la bande passante et le retard de propagation. En revanche, le domaine spatial du canal MIMO décrit des caractéristiques locales telles que des configurations des réseaux d'antennes en émission et en réception, des rotations des réseaux et des directions des ondes d'arrivé et de départ.

1.5.3.2 Caractérisation stochastique du canal MIMO

Selon l'hypothèse du canal WSSUS, les canaux sont stationnaires en temps, en fréquence et en espace. Nous déduisons la présentation des fonctions stochastiques à l'ordre deux de la même manière que dans le cas déterministe. Ces fonctions et leurs relations sont montrées sur la figure 1.12.

1.6 Gains et propriétés du canal MIMO

Par la théorie de l'information, le débit de transmission est proportionnel au nombre de symboles d'information indépendants transmis normalisé par rapport aux dimensions

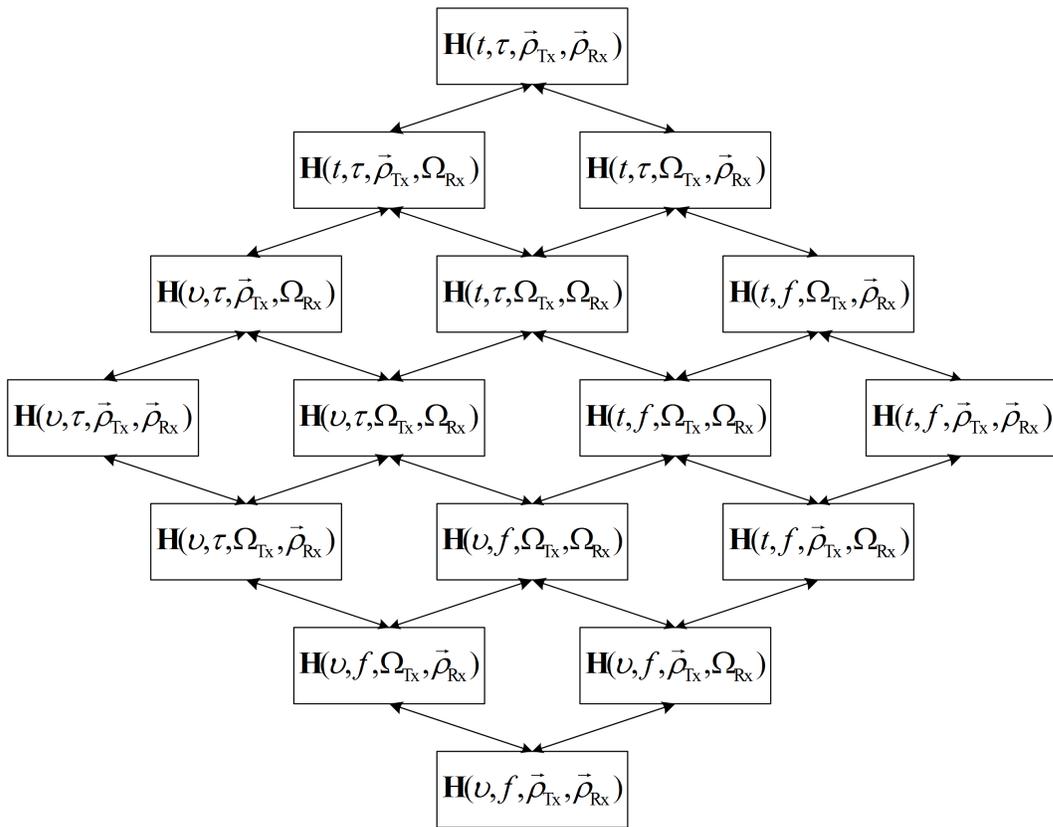


Figure 1.11 – Fonctions caractéristiques spatio-temporelles du canal de propagation

du signal. En effet, le débit est associé à la capacité du canal. La probabilité d'erreur est variée en sens inverse de la distance entre symboles d'information. Elle est alors liée à la fiabilité de la liaison. Pour que le débit et la probabilité d'erreur puissent être assurés ou améliorés, nous pouvons utiliser deux méthodes : d'une part, l'augmentation de la puissance de transmission des signaux et d'autre part, l'accroissement du gain de diversité et du gain de capacité. Nous nous sommes intéressés ici à la dernière méthode où l'usage de multi-antennes en émission et en réception est effectué.

Le système de communication dans le contexte MIMO a de nombreux avantages par rapport aux autres systèmes (SISO, SIMO et MISO) parmi lesquels on retrouve le gain de beamforming ("Formation de voie" en français), le gain de diversité spatiale et le gain de multiplexage spatial. Les deux premiers existent également dans les systèmes SIMO et MISO. Toutefois, le système MIMO est le seul disposant du gain de multiplexage.

1.6.1 Gain de formation des faisceaux

Le principe de beamforming est de maximiser la combinaison des signaux en réception en utilisant un filtre-arrière au récepteur ou/et un filtre-devant à l'émetteur. Ces filtres sont artificiellement équivalents à la sélection de voies ou de trajets de propagation des ondes désirées en réduisant ou en éliminant des voies inutiles ou des interférences. Le gain

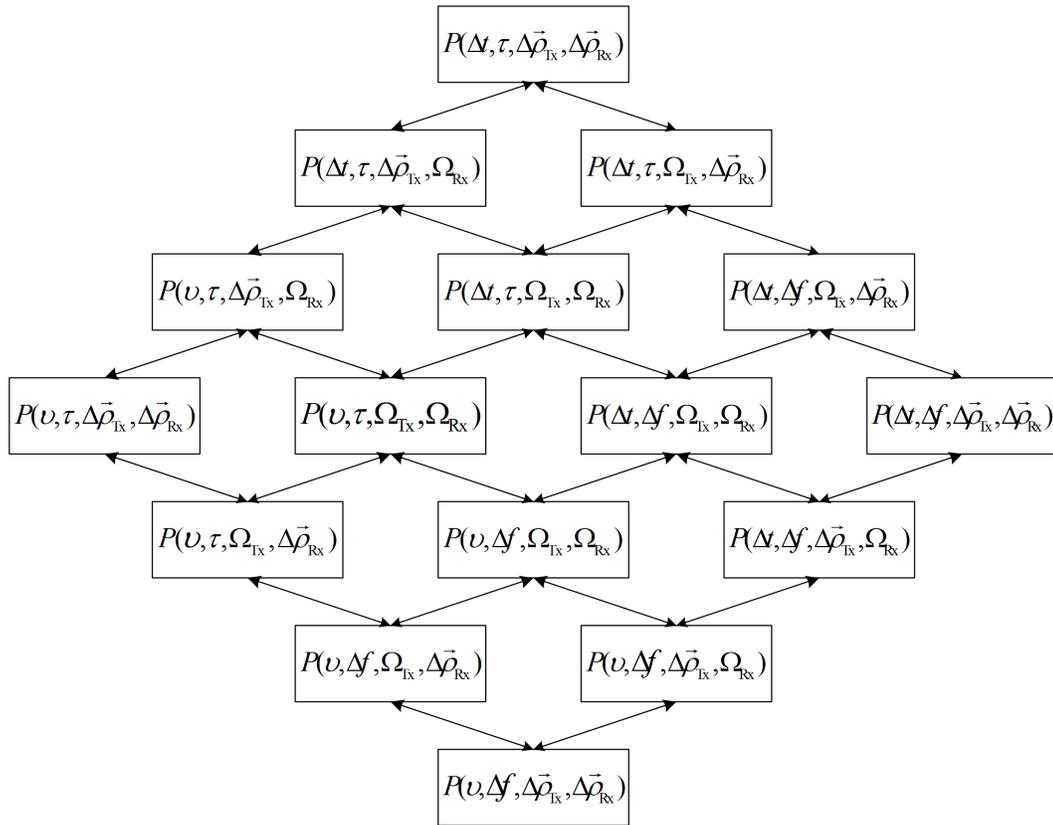


Figure 1.12 – Fonctions caractéristiques à l'ordre 2 du canal de propagation

de beamforming est un développement du rapport signal sur bruit plus interférences du récepteur.

1.6.2 Gain de diversité spatiale

Dans la partie précédente, la diversité spatiale se définit par la présence de plusieurs répliques d'une même information sur des antennes en réception et/ou en émission. Cette information émise par plusieurs antennes a subi des évanouissements indépendants dans le milieu de transmission. Dû à une combinaison optimale des répliques, la probabilité d'erreur moyenne pour des SNR élevés peut être exprimée sous la forme $P_e \approx c\text{SNR}^{-d}$ où c est une constante dépendant des types de codage du canal et modulation, SNR est un rapport signal sur bruit et d représente le gain de diversité. Le gain de diversité indique comment la pente de la probabilité d'erreur en fonction du SNR varie avec la diversité. En absence du codage de canal ou $c = 1$, l'ordre de diversité peut être donné par [13]

$$d = - \lim_{\text{SNR} \rightarrow \infty} \frac{\log P_e(\text{SNR})}{\log \text{SNR}} \quad (1.73)$$

où $P_e(\text{SNR})$ est le taux d'erreur mesuré pour un SNR donné.

Un système MIMO ayant N_T antennes à l'émission et N_R antennes en réception a un gain de diversité maximal $N_T N_R$. Donc, à fort SNR, la probabilité d'erreurs moyenne décroît asymptotiquement vers $\frac{1}{\text{SNR}^{N_T N_R}}$. Les systèmes SIMO et MISO correspondant à $1 \times N_T N_R$ et $N_T N_R \times 1$, ont le même gain de diversité maximal que celui du système MIMO $N_T \times N_R$.

1.6.3 Gain de multiplexage spatial

Le but du multiplexage spatial est d'augmenter le débit de transmission sans ajouter la puissance à la transmission à travers l'utilisation des antennes multiples sur les deux côtés de la liaison. Le gain de multiplexage spatial ou le nombre de degrés de liberté s'interprète comme le nombre de symboles d'information indépendants présents simultanément en réception. En effet, le gain de multiplexage spatial se traduit par une augmentation de la capacité grâce à l'utilisation des canaux spatiaux parallèles. A fort SNR, la capacité de transmission est menée par les sous-canaux r évolué en $\log(\text{SNR})$. En conséquence, la capacité du canal totale R est donnée par $R \approx r \log(\text{SNR})$. Le gain de multiplexage spatial r peut alors définir comme [13]

$$r = \lim_{\text{SNR} \rightarrow \infty} \frac{R(\text{SNR})}{\log_2 \text{SNR}} \quad (1.74)$$

où $R(\text{SNR})$ est la capacité disponible au SNR.

Pour un système MIMO, le gain du multiplexage spatial est égal à $\min(N_T, N_R)$. La capacité du système MIMO est égale à $\min(N_T, N_R) \log(\text{SNR})$. Dans le cas des systèmes SIMO et MISO, le gain du multiplexage spatial est égal à un et le gain du multiplexage reste constant à $\log(\text{SNR})$.

1.6.4 Compromis de gain de diversité-multiplexage

Dans cette partie, nous étudions uniquement le compromis entre le gain de diversité et multiplexage. Dans le domaine temporel, la conception des systèmes MIMO cherche traditionnellement à obtenir le gain de diversité maximal ou le gain de multiplexage maximal. Néanmoins, les deux gains peuvent simultanément être mis en oeuvre grâce au domaine spatial mais il existe un compromis optimal présenté dans l'article [13]. Par les équations 1.73 et 1.74 pour un système MIMO $N_T \times N_R$, nous pouvons exprimer le gain de diversité optimal en fonctions d'un gain de multiplexage qui est donné par

$$d(r) = (N_T - r)(N_R - r) \quad \text{avec } r = 0, \dots, \min(N_T, N_R) \quad (1.75)$$

Il montre que si r paires d'antennes émettrice-réceptrice sont réservées pour le multiplexage, les antennes restantes ($N_T - r$ en émission et $N_R - r$ en réception) offrent la diversité.

1.7 État de l'art des techniques MIMO

Dans cette partie, nous allons d'abord décrire les techniques de diversité dans les contextes multi-antennes en réception (SIMO, "Single-input multiple-output" en anglais)

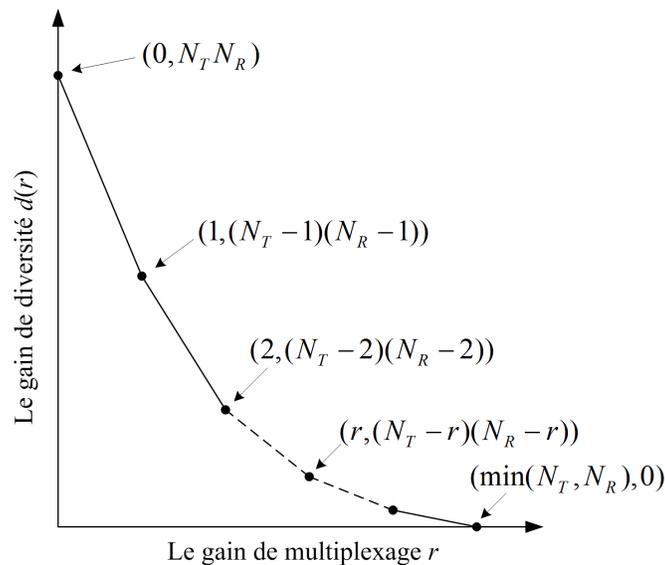


Figure 1.13 – Compromis entre diversité et multiplexage sur un canal MIMO à évanouissements de Rayleigh

ou en émission (MISO, “Multiple-input single-output” en anglais). Les premières techniques de diversité d’émission ont été présentées en 1993.

Un état de l’art des techniques à multiplexage spatial (SM, “Spatial multiplexing” en anglais) découvert par [14] et [15] est présenté pour les systèmes multi-antennes en réception et en émission (MIMO, “Multiple-input multiple-output” en anglais). Ainsi, les techniques optimales pour le système SM-MIMO, basées sur la connaissance du canal, sont données. La connaissance ou non de l’état du canal est CSI (“Channel state information” en anglais) et NOCSI (“No Channel state information” en anglais).

Ensuite, un état de l’art sur les codages spatio-temporels en treillis (STTC, “Space-time Treillis coding”) et en bloc (STBC, “Space-time block coding”) inventés dans un premier temps par [16] et par [17]. En conséquence, [18] généralise le STBC sous le critère d’orthogonalité en 1999 et le code d’Alamouti est un cas particulier du STBC orthogonal.

1.7.1 Systèmes multi-antennes en réception

L’exploitation de plusieurs antennes en réception permet de lutter contre les évanouissements temporels en utilisant la diversité spatiale, qui a été expérimentée dès 1927. La polarisation peut être aussi utilisée pour les liaisons en duplex et en visibilité. Plusieurs types de combinaisons des différentes versions des signaux à la réception existent tels que la combinaison à gain égal, la sélection du maximum de puissance et la combinaison à gain maximal. Les trois méthodes classiques de diversité pour le système SIMO permettent de réduire la variation des évanouissements et aussi d’accroître le rapport signal sur bruit. L’amélioration de la qualité de la liaison dépend beaucoup du rapport entre les caractéristiques du canal et celles de la diversité utilisée.

1.7.2 Systèmes multi-antennes en émission

Depuis une dizaine d'années, la diversité d'émission est intensivement étudiée comme une méthode pour combattre des effets d'évanouissement dans des canaux sans fil en raison de sa simplicité par l'utilisation de plusieurs antennes en émission. En 1993, Wittneben a proposé dans [19] un premier système de diversité par retard en exploitant plusieurs antennes en émission. Les différentes antennes transmettent la même information, mais elles sont mises en forme par des préfiltrages orthogonaux avant de transmettre des signaux. Ces préfiltrages introduisent de l'interférence entre symboles qui peuvent transformer le canal de propagation en un canal à évanouissement sélectif en fréquence. Un égaliseur est nécessaire à la réception.

Par la suite, un système similaire est proposé par Seshadri et Winters [20] pour un seul émetteur dans lequel les copies de la même information sont transmises sur les différentes antennes. En réception, un détecteur avec un critère du maximum de vraisemblance est requis pour retrouver l'information transmise en exploitant la diversité créée en émission.

La technique à diversité par retard peut produire un gain de diversité maximal mais cette technique, qui est équivalente à un code à répétition, a seulement un rendement à $1/N_T$. Il est donc nécessaire de développer de nouveaux critères de construction qui sont plus adaptés à l'exploitation d'antennes multiples. Les nouvelles techniques, qui peuvent atteindre un gain de diversité maximal et un plein rendement, sont appelées codage spatio-temporel en appliquant la théorie de l'information au traitement d'antennes.

1.7.3 Systèmes multi-antennes en émission et en réception

Pour un système utilisant N_T antennes à l'émission et N_R antenne en réception, il existe $N_T N_R$ branches disponibles. Il peut obtenir un gain de diversité maximal égal à $N_T N_R$. Ceci est également équivalent à un système SIMO disposant de $N_T N_R$ antennes réceptrices. Dans ce qui suit, nous décrivons des bénéfices que l'usage de systèmes multi-antennes en émission et en réception peut apporter sur différentes techniques de transmission des données.

Techniques à multiplexage spatial avec CSI en réception et NOCSI à l'émission

En 1996, Foschini [15] a proposé une architecture originale à multiplexage spatial en utilisant les systèmes multi-antennes. Cette architecture est appelée D-BLAST ("Diagonal Bell Labs Layered Space-Time" en anglais) où les symboles émis sont successivement détectés par des antennes réceptrices de manière à exploiter de façon optimale la diversité et la capacité. Le gain de capacité [21] par rapport à celui du système SISO est $\min(N_T, N_R)$. En réception, un décodeur à maximum de vraisemblance conduit alors à choisir le signal qui correspond le mieux au signal émis, ce qui conduit à des complexités en exponentiel. Bien que cette architecture résiste plus aux effets des évanouissements du canal de transmission, elle n'a pas eu beaucoup de succès jusqu'à présent.

En raison de la complexité de l'implémentation du décodeur D-BLAST, Wolniansky *et*

al. [22] ont alors proposé une version simplifiée de BLAST nommée V-BLAST (“Vertical Bell Labs Layered Space-Time” en anglais). Dans ce type de récepteur, à chaque instant, on peut détecter un signal issu d’une antenne alors que les signaux non-concernés des autres antennes sont supprimés à l’aide d’un égaliseur linéaire ZF (Forçage à zéro, “Zero-Forcing” en anglais) soit par un égaliseur linéaire MMSE (Erreur quadratique moyenne minimale, “Minimum mean square error” en anglais) soit d’un égaliseur non-linéaire DFE (Égaliseur à retour de décisions, “Decision feedback equalizer” en anglais) avec ou sans l’ordre de détection. Malheureusement, le gain de diversité de V-BLAST ne peut atteindre qu’à N_R alors que celui de D-BLAST peut atteindre à $N_T N_R$.

En 2000, Ariyavisitakul [23] a proposé un système conjoint du multiplexage spatial et du codage de canal avec un turbo décodage. D’un point de vue système de communication, un turbo-codage est une manière d’approcher la limite de Shannon sur la capacité de canal, alors que la technique à multiplexage spatial est une manière d’augmenter la capacité possible en exploitant la nature par trajets multiples des environnements sans fil. Le principe turbo appliqué au multiplexage spatial, appelé Turbo-BLAST, a été proposé en 2002 par Sellathurai et Haykin [24]. Le résultat présenté montre qu’à la performance de Turbo-BLAST correspondant au taux d’erreur binaire de 10^{-3} , un gain de puissance entre 2 à 4 dB est réalisé tout en comparant à celle de V-BLAST.

En pratique, la corrélation apparaît entre des signaux émis de ou arrivés à différentes antennes. Shui *et al.* dans [25] ont précisé que des antennes émettrices et réceptrices doivent suffisamment s’éloigner pour que des canaux de transmission soient non-corrélés. En 2001, Farrokhi *et al.* ont alors présenté une architecture optimale à base de multiplexage spatial en présence d’une interférence spatiale colorée et la compare aux systèmes à base de multiplexage spatial connus [26].

Techniques à multiplexage spatial avec CSI en réception et CSI à l’émission

En 1995, Telatar [14] a montré le critère optimal au sens de la capacité des canaux Rayleigh lorsque des canaux de propagation sont indépendants et identiquement distribués (iid) et connus aux émetteur et récepteur. Il est alors possible d’exploiter pleinement cette information afin d’optimiser globalement la transmission en anticipant l’effet du canal. Par la connaissance de l’état du canal, le transmetteur peut répartir les puissances émises sur les antennes d’une manière intelligente afin d’exploiter au maximum la capacité. La stratégie d’allocation de puissance est de distribuer plus de puissance sur les sous-canaux moins bruites. En revanche, moins de puissance ou aucune est répartie sur des sous-canaux qui sont perturbes plus de bruit. Cette stratégie est appelée WF (“Water filling”).

En 1998, Raleigh *et al.* ont propose un nouveau codage spatio-fréquentiel DMT (“Discrete multitone” en anglais) dans [27]. L’avantage de cette structure est moins complexe que le codage spatio-temporel. Ils ont aussi propose un nouveau modèle du canal MIMO prenant en compte l’effet d’un canal multi-trajets. La capacité des systèmes MIMO dépend du minimum du nombre d’antennes émettrices, d’antennes réceptrices et de trajets.

En 2001, dans [28], un schéma de la distribution de puissance et l'adaptation du débit de transmission est présenté, basé sur le résultat du détecteur d'arrière appliquant l'algorithme V-BLAST en réception. Dû à cette technique, la performance de V-BLAST au sens de la capacité peut améliorer et approcher la borne supérieure de la capacité.

Scaglione *et al.* [29] ont montré un système de précodeurs et décodeurs linéaires en 2002. Ces précodeurs utilisés en émission en connaissant le canal de propagation peuvent être considérés comme un filtrage spatio-temporel. Les précodeurs et décodeurs sont construits de façon conjointe sous deux critères telles que la minimisation de l'erreur quadratique moyenne et la maximisation de l'information mutuelle entre l'émetteur et le récepteur lorsque la puissance à l'émission est constante durant la communication sur un canal MIMO sélectif en fréquence.

Yoo et Goldsmith dans [30] en 2006 ont présenté l'effet de l'erreur d'estimation de canal sur la capacité de canal MIMO. Des stratégies optimales d'allocation de puissance à l'émission sont déduites. Ils sont intéressés par l'effet du retard du feedback depuis le récepteur. Ils démontrent que lorsque le retard est limité, la perte de la capacité est peu significative.

En 2007, Wang *et al.* [31] ont proposé des méthodes de l'allocation de puissance pour un système SM-MIMO sous des critères tels que le critère optimal comme la minimisation du taux d'erreurs binaires ("Minimum bit-error rate") et les critères sous-optimaux comme l'approximation de la minimisation du taux d'erreurs binaires ("Approximate minimum bit-error rate").

Codages spatio-temporels en treillis

En 1998, Tarokh *et al.* [16] ont proposé la première conception de codes en treillis en employant multiple antennes en émission et en réception. Plusieurs critères de construction de codes en treillis sont étudiés pour minimiser la probabilité des erreurs sur des canaux variant lentement et rapidement. La première formulation de la probabilité d'erreur par paire (PEP, "Pairwise Error Probability" en anglais) des codes espace-temps en treillis est également donnée par Tarokh. En effet, le rendement des codes espace-temps est unitaire.

Codages spatio-temporels en blocs

Dans la littérature, il existe de nombreuses constructions de codes espace-temps en blocs : les codes orthogonaux, les codes à dispersion linéaire et les codes algébriques.

En 1998, Alamouti [17] a introduit le premier codage spatio-temporel en bloc à deux antennes émettrices avec un rendement unitaire. En 1999, Tarokh *et al.* [18] ont généralisé les codes espace-temps orthogonaux pour plusieurs antennes avec différents rendements qui sont toujours inférieurs à un. Le code espace-temps d'Alamouti est un cas particulier des

codes espace-temps orthogonaux réalisé par Tarokh.

Cependant, les codes orthogonaux sont pénalisés par leurs rendements inférieurs à 1 pour un nombre d'antennes émettrices supérieur à 2. Hassibi et Hochwald [32] ont construit des codes ST exploitant le multiplexage spatio temporel et ayant une structure linéaire. Ces combinaisons linéaires sont ainsi dispersées en espace et en temps. Ce code est connu sous le nom code à dispersion linéaire (LD). Les codes LD peuvent être construits pour un nombre d'antennes quelconques en émission et en réception. La difficulté générale est comment optimiser les matrices de dispersion. Dans [32], une optimisation de l'information mutuelle a été utilisée pour construire des codes LD mais ces codes ne garantissent pas la diversité maximale.

Damen *et al.* [33] ont construit un code algébrique diagonal afin d'obtenir un rendement égal à 1 et la diversité maximale. La construction du code algébrique diagonal se base sur l'utilisation des constellations tournées avec une transformation de Hadamard. En effet, la constellation optimale garantit la diversité maximale et la transformation de Hadamard permet de répartir les symboles modulées en espace et en temps afin d'avoir un bon gain de codage.

El Gamal et Damen [34] ont proposé un code ST algébrique en couche qui utilise le principe du codage BLAST et la théorie algébrique des nombres. Ce code permet d'avoir un rendement plein et une diversité maximale. Dans [35, 36], Sethuraman et Rajan ont construit des codes ST dont les constructions sont basées sur des algèbres de division non-commutatives construites à partir de corps de nombres. L'algèbre de division permet de construire des codes ST ayant une diversité maximale et un rendement compris entre 1 et N_T (le nombre d'antennes émettrices).

1.8 Conclusion

Ce chapitre a présenté une chaîne de transmission dans le cas d'un système mono-antenne et puis le mécanisme de propagation multi-trajets qui produit l'évanouissement à petit échelle. Par conséquent, certaines techniques de diversité ont été brièvement expliquées, qui ont pour objectif de lutter contre l'évanouissement. Sur mes travaux de recherche, nous sommes intéressés particulièrement sur la diversité spatiale qui est connue sous le système multi-antennes. Donc nous avons étudié ensuite une synthèse de la caractérisation spatio-temporelle du canal dans le contexte de ray-tracing où le lien entre l'émetteur et le récepteur se fait par propagation d'ondes radio-électriques. Nous avons ensuite constaté les gains que nous pouvons obtenir par le système multi-antennes. La description du canal de transmission dans le domaine temporel et spatial a été présentée. Dans le prochain chapitre, nous allons profondément élargir sur les modèles du canal MIMO en prenant en compte les composantes de polarisation.

Chapitre 2

Modélisations du canal MIMO

Sommaire

2.1	Introduction	50
2.2	Définition des paramètres caractéristiques du canal de propagation	50
2.2.1	Antennes	50
2.2.2	Discrimination de polarisation croisée	54
2.3	Etudes des modèles du canal dans le contexte MIMO	56
2.3.1	Modèles déterministes	56
2.3.2	Modèles stochastiques géométriques	59
2.3.3	Modèles stochastiques	60
2.4	Modélisation du canal en tenant compte de la polarisation	67
2.4.1	Modèle GSCM	68
2.4.2	Corrélation du modèle GSCM	79
2.5	Conclusion	83

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous aborderons des caractéristiques importantes afin d'étudier des modélisations du canal de transmission pour des systèmes multi-antennes. Les modèles du canal MIMO expliqués brièvement par la suite se composeront en trois catégories : les modèles déterministes, les modèles stochastiques et les modèles stochastiques géométriques. Dans la dernière partie, nous présenterons un modèle stochastique géométrique qui prend en compte les polarisations d'antenne ainsi que l'effet de dépolarisation. La corrélation spatiale entre des antennes de ce modèle sera également démontrée.

2.2 Définition des paramètres caractéristiques du canal de propagation

2.2.1 Antennes

Dans tous les systèmes de communication sans fil, les antennes constituent un élément indispensable pour créer des liaisons de communication. L'antenne d'émission rayonne le signal dans l'espace sous la forme du champ électromagnétique. En conséquence, l'antenne de réception intègre les champs provenant de toutes les directions de l'espace pour fournir en sortie un signal correspondant à la somme des signaux issus de chacune des directions. Une bonne conception de l'antenne peut alors détendre des conditions de système et améliorer l'exécution du système global.

Le rayonnement d'antenne est défini comme une fonction mathématique ou une représentation graphique des propriétés de rayonnement en fonction des coordonnées de l'espace. Nous définissons le vecteur du potentiel magnétique, $\vec{A}(\vec{k})$, en un point de l'espace. Il est défini à partir de la distribution de la densité de courant $\vec{J}(\vec{r})$ [37] :

$$\vec{A}(\vec{k}) = \frac{\mu}{4\pi} \int \frac{\vec{J}(\vec{r})}{|\vec{r}|} \exp\{-j\vec{k} \cdot \vec{r}\} d\vec{r} \quad (2.1)$$

où μ est la perméabilité d'antenne, \vec{k} est un vecteur d'onde et \vec{r} est un vecteur de l'antenne à un point de l'espace avec une distance r ($r = |\vec{r}|$). Il est possible d'exprimer le champ électrique et magnétique générés par une antenne, par

$$\vec{E} = -j\omega\vec{A} - j\frac{1}{\omega\mu\epsilon}\nabla(\nabla \cdot \vec{A}) \quad (2.2)$$

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu}\nabla \times \vec{A} \quad (2.3)$$

où ϵ est la permittivité d'antenne. Le rayonnement d'une antenne peut être caractérisé en champ proche ou en champ lointain. Dans la plupart des cas, le rayonnement est déterminé dans la région de champ lointain où les termes en $1/r^2$ et $1/r^3$ deviennent négligeables [38]. Sur la figure 2.1, le vecteur d'un champ électrique \vec{E} et d'un champ magnétique \vec{H} peut

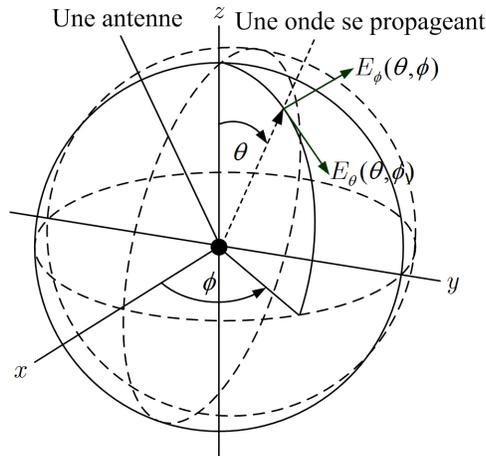


Figure 2.1 – Le vecteur d'un champ électromagnétique en fonction de ses composantes sphériques

s'écrire en fonction de ses composantes sphériques par

$$\vec{E} = \hat{\theta}E_{\theta}(\theta, \phi) + \hat{\phi}E_{\phi}(\theta, \phi) \quad (2.4)$$

$$\vec{H} = \frac{1}{\eta}(\vec{r} \times \vec{E}) = \hat{\theta}H_{\theta}(\theta, \phi) + \hat{\phi}H_{\phi}(\theta, \phi) \quad (2.5)$$

où η est l'impédance du milieu (par exemple, dans l'espace libre, $\eta = 377$ ohm). Chacune des composantes dépend de la direction définie par les angles d'azimut ϕ , et d'élévation θ . Les composantes de polarisation et les coordonnées en θ et ϕ sont parfois appelées les polarisations et les coordonnées verticales et horizontales, respectivement. Si en réception l'antenne est utilisée pour capter un champ électrique incident, la tension en volt obtenue peut s'exprimer par $V = \varpi(\vec{E}_{Rx} \cdot \vec{E}_{Tx})$ où ϖ est une valeur constante. Ensuite, nous allons définir deux types d'antennes utilisées pour calculer la capacité du canal de transmission : d'une part, les antennes isotropiques et d'autre part, les antennes dipôles.

Antennes isotropiques et omnidirectionnelles

L'antenne isotropique est une antenne idéale irréalisable dont la propriété capable d'irradier ou de recevoir également dans toutes les directions et qui réagit également à tous les types de polarisations générés par des champs électriques et/ou magnétiques. Les antennes isotropiques n'existent pas physiquement mais elles représentent un moyen physique d'exprimer les propriétés directionnelles d'antennes physiques. Une antenne omnidirectionnelle est capable d'émettre ou de capter uniformément dans toutes les directions d'un plan. Nous allons utiliser des antennes isotropiques comme une antenne de référence afin de calculer le rapport signal sur bruit ou de normaliser les canaux de propagation, ce qui sera expliqué par la suite.

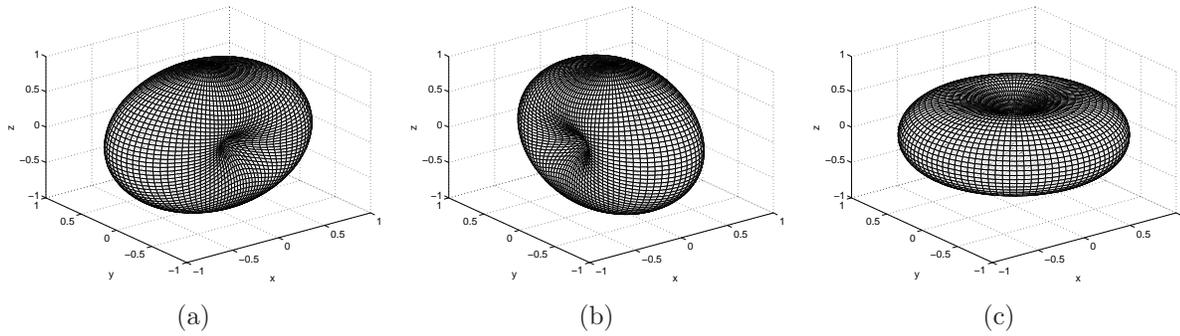


Figure 2.2 – Le diagramme du rayonnement des dipôles : (a) électrique x et magnétique x, (b) électrique y et magnétique y et (c) électrique z et magnétique z

Dipôles infinitésimaux

L'antenne dipôle est une antenne constituée de deux brins de fil en métallique. Ce type d'antenne est le plus simple à étudier. L'antenne dipôle est considérée comme une antenne directive. C'est-à-dire, dans certaines directions, le dipôle émet plus d'énergie et rayonne moins d'énergie dans les autres directions. Nous nous intéressons dans cette thèse deux types de dipôle infinitésimal qui dépendent du courant électrique et du courant magnétique. Tandis que le courant magnétique ne peut pas être produit physiquement, il est bien connu que les champs d'un tel courant puissent être construits utilisant une boucle de courant infinitésimale. Dans l'analyse suivante, des sources du courant électrique et magnétique sont représentées par les dipôles électriques et dipôles magnétiques infinitésimaux.

Nous supposons que chaque type de courant passant aux directions x , y et z se produit des dipôles infinitésimaux x , y et z . Donc pour le courant électrique, nous obtenons trois dipôles électriques infinitésimaux. Ensuite, pour le courant magnétique, nous obtenons trois dipôles magnétiques infinitésimaux. Trois dipôles électriques et trois dipôles magnétiques sont ici présentés dans le tableau 2.1 [37] en appliquant l'équation 2.4 qui simplifie la représentation mathématique du diagramme de rayonnement depuis une antenne en négligeant le terme des valeurs constantes. Leurs diagrammes du rayonnement en 3D sont présentés sur la figure 2.2..

Cependant, dans la modélisation physique du canal de transmission, le diagramme de rayonnement vectoriel doit être normalisé par rapport à celui de l'antenne isotropique.

	Dipôles électriques			Dipôle magnétiques		
	x	y	z	x	y	z
$E_\theta(\theta, \phi)$	$-\cos(\theta)\cos(\phi)$	$-\cos(\theta)\sin(\phi)$	$\sin(\theta)$	$\sin(\phi)$	$-\cos(\phi)$	0
$E_\phi(\theta, \phi)$	$\sin(\phi)$	$-\cos(\phi)$	0	$\cos(\theta)\cos(\phi)$	$\cos(\theta)\sin(\phi)$	$\sin(\theta)$

Table 2.1 – Les diagrammes de rayonnement du champ électrique pour les dipôles électriques et magnétiques infinitésimaux

Donc nous introduisons le diagramme normalisé de rayonnement présenté sous le forme vectoriel :

$$\mathbf{G}(\theta, \phi) = \begin{bmatrix} G_\theta(\theta, \phi) \\ G_\phi(\theta, \phi) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{E_\theta(\theta, \phi)}{\sqrt{\frac{1}{4\pi} \left(\int_0^{2\pi} \int_0^\pi |E_\theta(\theta, \phi)|^2 d\Omega + \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |E_\phi(\theta, \phi)|^2 d\Omega \right)}} \\ \frac{E_\phi(\theta, \phi)}{\sqrt{\frac{1}{4\pi} \left(\int_0^{2\pi} \int_0^\pi |E_\theta(\theta, \phi)|^2 d\Omega + \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |E_\phi(\theta, \phi)|^2 d\Omega \right)}} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

où Ω est l'angle solide qui contient les coordonnées en θ et ϕ ainsi que $G_\theta(\theta, \phi)$ et $G_\phi(\theta, \phi)$ représentent le gain d'antenne de la polarisation en élévation et celui en azimut, respectivement.

Pour étudier les systèmes multi-antennes à polarisations multiples dans lesquels les antennes peuvent être positionnées au même endroit sans produire la corrélation entre antennes, nous employons des dipôles électriques et magnétiques infinitésimales. Ces dipôles électriques et magnétiques représentent la source du courant électrique et celle du courant magnétique.

2.2.1.1 Rotation d'antenne

Pendant la communication, les antennes peuvent subir des rotations, ce qui change le diagramme de rayonnement d'antenne et la polarisation. Afin de caractériser ce phénomène, nous introduisons le nouveau diagramme de rayonnement qui subit une rotation d'angle β en élévation et γ en azimut.

Dans le cas où nous prenons en compte la polarisation, nous avons deux composantes d'azimut et d'élévation de l'antenne pour une direction donnée. En effet, la rotation doit prendre les deux composantes de polarisation. Nous commençons par la transformation des coordonnées sphériques aux coordonnées cartésiennes. Après la rotation effectuée en coordonnées cartésiennes, nous convertissons des coordonnées cartésiennes en coordonnées sphériques et les nouvelles directions sont également prises en compte. Nous pouvons exprimer l'opération de rotation comme :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{G}(\theta', \phi') \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{G}(\theta, \phi; \beta, \gamma) \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{cart \rightarrow sph}(\theta', \phi') \mathbf{R}_{xyz}(\beta, \gamma) \mathbf{T}_{sph \rightarrow cart}(\theta, \phi) \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{G}(\theta, \phi) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

où $\mathbf{T}_{sph \rightarrow cart}$ représente la matrice de transformation des coordonnées sphériques aux coordonnées cartésiennes et $\mathbf{T}_{cart \rightarrow sph}$ est la matrice de l'opération inverse de la matrice

$\mathbf{T}_{sph \rightarrow cart}$. Le terme 0 est la composante radiale qui doit tenir en compte pour la transformation et la rotation. Dans le cas de transmission en champ lointain, la composante radiale n'est pas considérée, ce terme devient zéro. $\mathbf{R}_{xyz}(\beta, \gamma)$ représente la matrice de rotation pour une rotation d'angle en élévation β et en azimut γ , qui est donnée par

$$\mathbf{R}_{xyz}(\beta, \gamma) = \begin{bmatrix} \sin \beta \cos \gamma & \cos \beta \cos \gamma & -\sin \gamma \\ \sin \beta \sin \gamma & \cos \beta \sin \gamma & \cos \gamma \\ \cos \beta & -\sin \beta & 0 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Dans le cas d'une rotation d'angle d'élévation $-\beta$ et de $-\gamma$, la matrice de rotation $\mathbf{R}_{xyz}(-\beta, -\gamma)$ s'exprime par

$$\mathbf{R}_{xyz}(-\beta, -\gamma) = \begin{bmatrix} \sin \beta \cos \gamma & \sin \beta \sin \gamma & \cos \beta \\ \cos \beta \cos \gamma & \cos \beta \sin \gamma & -\sin \beta \\ -\sin \gamma & \cos \gamma & 0 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

où $\mathbf{R}_{xyz}(\beta, \gamma)\mathbf{R}_{xyz}(-\beta, -\gamma) = \mathbf{I}$.

Lorsque nous connaissons la représentation mathématique du diagramme de rayonnement de l'antenne, nous pouvons directement appliquer l'équation 2.8 afin d'effectuer la rotation du vecteur de polarisation [39]. Par contre, dans le cas pratique, les diagrammes du rayonnement sont obtenus à partir des campagnes de mesures, il est indispensable d'appliquer des méthodes d'interpolation pour améliorer la précision des polarisations tournées [40].

2.2.2 Discrimination de polarisation croisée

Dans des communications sans fil, soumises aux interactions de l'environnement telles que des diffractions, réflexions et réfractions, les signaux transmis généralement sont non seulement atténués, mais leur polarisation est également dépolarisée. La dépolarisation est considérée comme un phénomène physique du changement de l'état original de la polarisation de l'onde électromagnétique propagée de l'émetteur. La figure 2.3 montre que si le champ électromagnétique émis par une antenne en émission est définie par $\vec{E}_i = E_{i,\theta}\hat{\theta} + E_{i,\phi}\hat{\phi}$, après la réflexion d'un objet le champ réfléchi \vec{E}_r se présente par

$$E_{r,\theta} = \vartheta_{\theta\theta}E_{i,\theta} + \vartheta_{\theta\phi}E_{i,\phi} \quad (2.11)$$

$$E_{r,\phi} = \vartheta_{\phi\theta}E_{i,\theta} + \vartheta_{\phi\phi}E_{i,\phi} \quad (2.12)$$

La relation entre les champs incident et réfléchi peut être présentée sous la forme matricielle comme

$$\mathbf{E}_r = \begin{bmatrix} E_{r,\theta} \\ E_{r,\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vartheta_{\theta\theta} & \vartheta_{\theta\phi} \\ \vartheta_{\phi\theta} & \vartheta_{\phi\phi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{i,\theta} \\ E_{i,\phi} \end{bmatrix} = \mathbf{S}\mathbf{E}_i \quad (2.13)$$

où \mathbf{E}_i est le vecteur de l'onde incidente à un diffuseur, \mathbf{E}_r est le vecteur de l'onde réfléchie d'un diffuseur et \mathbf{S} est une matrice du diffuseur. $\vartheta_{\phi\theta}$ représente un gain du changement de la polarisation d'élévation à celle d'azimut. En revanche, $\vartheta_{\theta\phi}$ représente un gain du changement de la polarisation d'azimut à celle d'élévation. Enfin, $\vartheta_{\theta\theta}$ et $\vartheta_{\phi\phi}$ sont les gains de la co-polarisation.

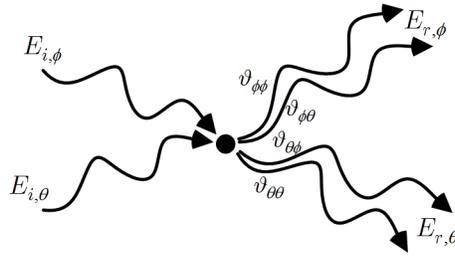


Figure 2.3 – Interaction du champ d’incident avec un diffuseur en produisant un champ dispersé

Le phénomène de la dépolarisation de l’onde est caractérisé par la discrimination de polarisation croisée (“Cross polarization discrimination” en anglais) ou le rapport de polarisation croisée (“Cross polarization ratio” en anglais). Le rapport de polarisation croisée (XPR) est défini comme le rapport des puissances reçues sur le canal à co-polarisation et le canal à polarisation-croisée. Donc il existe deux cas de changement de polarisation définis comme

$$\text{XPR}_\theta = \frac{E \{ |\vartheta_{\theta\theta}|^2 \}}{E \{ |\vartheta_{\phi\theta}|^2 \}}, \quad \text{XPR}_\phi = \frac{E \{ |\vartheta_{\phi\phi}|^2 \}}{E \{ |\vartheta_{\theta\phi}|^2 \}} \quad (2.14)$$

où XPR_θ représente le changement de la polarisation d’élévation et XPR_ϕ représente le changement de la polarisation d’azimut. Cette caractéristique est utilisée pour déterminer la matrice de dépolarisation qui sera expliquée dans la partie suivante. En littérature, le XPR exprimé en décibels (dB) suit une loi gaussienne de moyenne non-nulle [41], $\text{XPR}_\theta \sim \mathcal{LN}(m_{\text{XPR}_\theta}, \sigma_{\text{XPR}_\theta})$ et $\text{XPR}_\phi \sim \mathcal{LN}(m_{\text{XPR}_\phi}, \sigma_{\text{XPR}_\phi})$ où m_{XPR_θ} et m_{XPR_ϕ} sont respectivement la moyenne de XPR_θ et celle de XPR_ϕ ainsi que $\sigma_{\text{XPR}_\theta}$ et σ_{XPR_ϕ} sont l’écart-type de XPR_θ et celui de XPR_ϕ . Cependant, le XPR dépend de la longueur de la propagation [42, 43], les directions d’arrivée et de départ [44, 45, 46] and la dispersion temporelle [47, 48].

Selon le gain d’antenne défini dans l’équation 2.6, nous pouvons établir la corrélation entre deux antennes situées à la même position avec la même puissance de transmission. En supposant que $\text{XPR} = \text{XPR}_\theta = \text{XPR}_\phi$, la corrélation spatiale entre deux antennes peut s’exprimer par [49]

$$\rho_{12} = \frac{\iint [\text{XPR} \cdot G_{1,\theta}(\theta, \phi)G_{2,\theta}(\theta, \phi) + G_{1,\phi}(\theta, \phi)G_{2,\phi}(\theta, \phi)] p(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi}{\sqrt{\sigma_1^2 \sigma_2^2}} \quad (2.15)$$

avec

$$\sigma_1^2 = \iint [\text{XPR} \cdot G_{1,\theta}(\theta, \phi)G_{1,\theta}(\theta, \phi) + G_{1,\phi}(\theta, \phi)G_{2,\phi}(\theta, \phi)] p(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi$$

$$\sigma_2^2 = \iint [\text{XPR} \cdot G_{2,\theta}(\theta, \phi)G_{2,\theta}(\theta, \phi) + G_{2,\phi}(\theta, \phi)G_{2,\phi}(\theta, \phi)] p(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi$$

où $G_{1,\theta}$ et $G_{1,\phi}$ sont les composantes de polarisation de l’antenne 1 et $G_{2,\theta}$ et $G_{2,\phi}$ sont les composantes de polarisation de l’antenne 2.

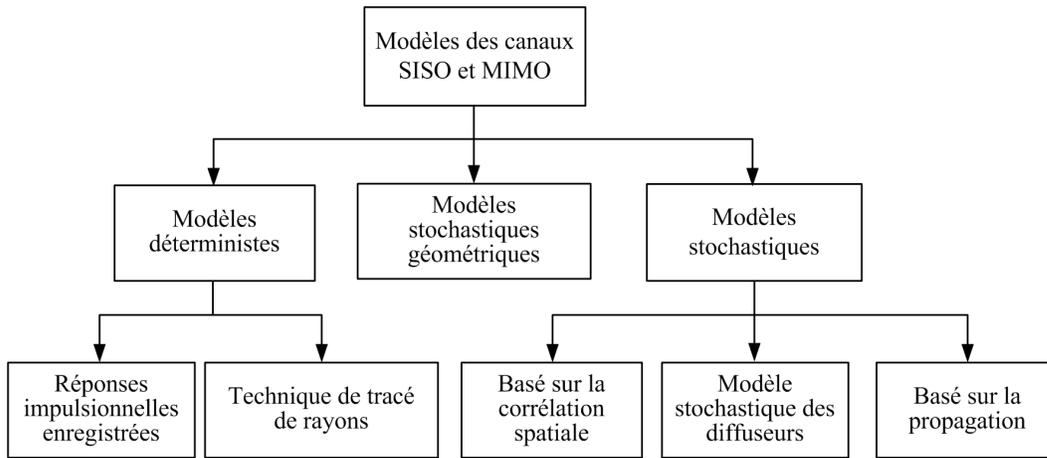


Figure 2.4 – Classification des modèles de canaux SISO et MIMO

2.3 Etudes des modèles du canal dans le contexte MIMO

Le canal de propagation entre une antenne d’émission et une antenne de réception se définit comme la somme des contributions des rayons provenant de différents diffuseurs. Ensuite, nous nous intéressons à classifier les modèles du canal MIMO. Enfin, nous proposons un modèle stochastique géométrique qui est utilisé dans les chapitres suivants pour examiner la capacité du canal de propagation.

Des modèles de canal MIMO proposés en littérature peuvent être classifiés en trois catégories : modèles déterministes, modèles stochastiques, et modèles stochastiques géométriques, comme indiqué sur la figure 2.4. Les modèles déterministes sont caractérisés par le traitement purement déterministe des paramètres de l’environnement. La propagation de l’onde est calculée par la description géométrique précise de l’environnement et la connaissance de ses propriétés électromagnétiques. Cependant, ces modèles posent encore un problème du manque de flexibilité et complexité de calcul. Les modèles stochastiques sont définis par les comportements statistiques du canal extrait à l’aide des campagnes de mesures. L’inconvénient le plus évident de ces modèles stochastiques est comment choisir le type de description approprié à l’environnement concerné. Les modèles stochastiques géométriques décrivent de façon statistique la position et les propriétés des diffuseurs.

2.3.1 Modèles déterministes

Les modèles déterministes s’appuient sur la caractérisation précise de l’environnement de propagation en déterminant la fonction réelle de propagation des ondes dans un milieu donné. En littérature, nous pouvons distinguer deux approches. La première est un modèle des réponses impulsionnelles enregistrées. La deuxième approche est une méthode de tracé de rayons (“Ray-tracing technique” en anglais) [50]-[53].

2.3.1.1 Réponses impulsionnelles enregistrées

En raison des méthodes basées sur la mesure du canal de propagation, la résolution des équations de Maxwell ne suffit pas parce que tous les phénomènes sont pris en compte simultanément par la mesure. Les modèles de types réponses impulsionnelles enregistrées sont l'approche expérimentale qui nécessite l'utilisation d'un sondeur afin de mesurer le canal de propagation. Il n'est pas nécessaire d'effectuer des traitements pour extraire des paramètres du canal et de comprendre les phénomènes physiques de propagation. Le canal de propagation mesuré est enregistré dans une base de données. Donc, s'il dispose de plusieurs sources, le canal de propagation est une somme des canaux réalisés par des sources différentes. Néanmoins, les ressources mémoires importantes sont requises, ce qui limite l'utilisation de cette méthode.

2.3.1.2 Technique de tracé de rayons

Les modèles déterministes de type « tracé de rayons » sont basés sur la théorie physique de la propagation des ondes définie par les équations de Maxwell. Par une connaissance de l'environnement de propagation, l'utilisation de ces modèles permettent de reproduire ou prédire la propagation des signaux à travers le canal considéré. La résolution des caractéristiques de propagation des ondes électromagnétiques est directement liée au temps de calcul.

La procédure de technique de tracé de rayons se compose de trois étapes :

1. Prétraitement du système et de l'information géométrique
2. Création d'arbres avec visibilité sous la contrainte du nombre maximal des couches
3. Exploitation de la théorie de la propagation des ondes électromagnétiques

Avec des algorithmes du tracé de rayons, afin d'évaluer les caractéristiques d'une géométrie, un environnement géométrique est artificiellement construit sur la base de données qui contient la propriété de tous les objets. Les positions initiales de l'émetteur et du récepteur sont spécifiques. Ensuite, tous les chemins possibles, nommé rayons, de l'émetteur et du récepteur sont déterminés selon des considérations géométriques et le concept des optiques géométriques. Pourtant, pour réduire la complexité, en générale, nous initialisons le nombre maximum des couches successives pour les rayons de réflexions/diffractions, souvent appelés « l'ordre de prévision », est prescrit. Le procédé de lancer de rayons est la partie la plus critique et la plus lourde du procédé de la technique de tracé de rayons.

Généralement, une stratégie est adoptée pour capter les différents trajets de propagation. Chaque trajet représenté par un arbre de visibilité se compose alors de noeuds et de branches. chaque noeud de l'arbre représente un objet du scénario (un mur de bâtiment, une cale, l'antenne émettrice, l'antenne réceptrice) tandis que chaque branche représente une connection visible entre deux noeuds/objets. L'arbre de visibilité est alors construit d'une façon récursive, à partir de la racine de l'arbre ou un émetteur sur la figure 2.5(b). Les noeuds dans la première couche correspondent à tous les objets pour lesquels il y a une visibilité directe à l'émetteur. Généralement deux noeuds dans des couches suivantes

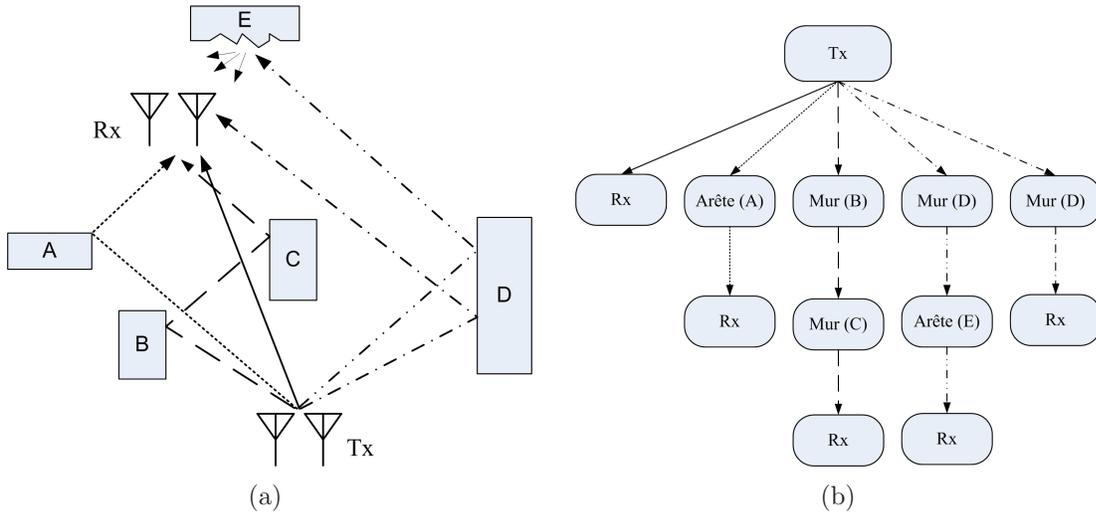


Figure 2.5 – Illustration simple de la technique de tracé de rayons : (a) Scénario de propagation (b) Arbre correspondant de visibilité avec un ordre de prévision de 3

sont reliés par une branche s'il y a une visibilité directe entre les objets physiques correspondants. Ce procédé est répété jusqu'à ce que la couche maximale (ordre de prévision) soit atteinte. A chaque fois que le récepteur est contenu dans une couche, la branche correspondante est terminée. Si l'ordre de prévision est élevé, la création de l'arbre peut être fortement complexe.

Quand l'arbre de visibilité est établi, un procédé de marche arrière détermine le chemin de chaque rayon en appliquant les règles géométriques appropriées à chaque noeud traversé. Tous les rayons possibles, interagissant avec le milieu de propagation, peuvent être décrits en employant la théorie bien connue de réflexions et de diffractions. Pour les réflexions, la théorie appliquée est celle de réflexion de Fresnel. Pour des diffractions, la théorie de l'interaction d'onde est basée sur l'optique géométrique (GO) qui est facilement appliquée pour estimer un champ électromagnétique à haute fréquence. En conséquence, les rayons, qui sont le résultat de l'interaction de l'onde incidente, arrivent à l'antenne de réception.

Au i ème rayon, l'amplitude de champ électrique E_i associée est calculée par la prise en compte du champ électrique complexe E_0 émis par l'émetteur, la perte de l'espace libre, et les réflexions/diffractions. Le champ électrique complexe reçu au récepteur, E_r , est une somme de tous les rayons qui est le résultat de l'interaction des ondes transmises. Par conséquent, le champ reçu complexe E_r peut être donné par

$$E_r = \sum_{i=1}^L E_i = E_0 \sum_{i=1}^L G_{ti} G_{ri} \left\{ \prod_l R_l \prod_m T_m \prod_n D_n \right\} \frac{e^{-jkd_i}}{d_i} \quad (2.16)$$

où E_0 représente un champ de référence, G_{ti} et G_{ri} sont les gains d'antennes émettrice et réceptrice qui sont liés aux diagrammes du rayonnement du champ électrique à la direction du i ème rayon, R_l est le coefficient de réflexion pour le l ème réflecteur, T_m est le coefficient de transmission pour le m ème objet, D_n est le coefficient de diffraction pour le

n ième coin diffractant, $e^{-jk d_i}$ est un décalage de phase selon la distance de propagation d_i ($k = 2\pi/\lambda$ avec λ représentant la longueur d'onde). La somme des nombres de réflexion, de transmission et de diffraction du i ème rayon n'est pas plus que le nombre maximum des interactions ou l'ordre de prévision.

Les avantages des modèles de tracé de rayons sont la capacité d'incorporer des diagrammes de rayonnement d'antenne sur chaque rayon individuellement, l'étude de la polarisation différente d'antenne et l'examen des effets de dépolarisation. Grâce à la meilleure précision, les canaux de transmission obtenus par le modèle de tracé de rayons sont aussi utilisés comme les canaux de référence pour comparer à la précision des autres modèles.

2.3.2 Modèles stochastiques géométriques

En raison du coût de calcul élevé de modèles déterministes, [54]-[58] ont proposé des modèles stochastiques géométriques (GSCM, "Geometry-based stochastic channel models" en anglais). Dans ces modèles, des diffuseurs sont utilisés pour caractériser la propagation de canaux. Les positions de chacun des diffuseurs sont définies de façon stochastique (aléatoire) selon une certaine loi de probabilité. Selon les positions des diffuseurs, le canal effectué par GSCM prend en compte des caractérisations importantes du canal de propagation : la dispersion de retard, la dispersion angulaire, la corrélation spatiale entre antennes. Chacun des diffuseurs contient également le comportement du mécanisme de dépolarisation. La réponse impulsionnelle du canal est produite par un procédé de tracé de rayons qui est moins lourd par rapport aux modèles déterministes. Dans la littérature, nous pouvons distinguer des modèles GSCM en deux catégories : d'une part, l'espace de diffuseurs se situe en émission ou en réception (SB-GSCM, "Single bounce scattering mechanism" en anglais) comme montré sur la figure 2.6, et d'autre part, l'espace de diffuseurs se situe dans deux cotés (DB-GSCM, "Double bounce scattering mechanism" en anglais) comme illustré sur la figure 2.7.

2.3.2.1 Modèles SB-GSCM

Les modèles SB-GSCM sont des modèles géométriques avec l'hypothèse que la hauteur d'un émetteur est très élevée et il y a aucun de diffuseurs autour de l'émetteur tandis que un récepteur est situé dans une zone riche en diffuseurs. La figure 2.6 représente ces modèles. Ce type de modèle est rencontré dans les réseaux cellulaires pour décrire la communication entre une station de base et un mobile. Cette approche a été initialisée par Lee [59]. Il suppose que des diffuseurs se placent d'une manière déterministe sur un cercle autour du récepteur, seulement un seul rebond se produit et le rayon du cercle est beaucoup plus grand que l'espacement des éléments d'antennes. Les modèles de SB-GSCM sont développés par [54]-[56]. Ils ont proposé une meilleure approche correspondant mieux en réalité à l'aide des diffuseurs aléatoirement placés. Tous les chemins se composent de deux sous-trajets reliant le diffuseur à l'émetteur et au récepteur, respectivement. Dans le contexte MIMO, ce modèle permet de déduire la fonction de corrélation spatiale au niveau du mobile en fonction de la dispersion angulaire et des différentes configurations du réseau d'antennes.

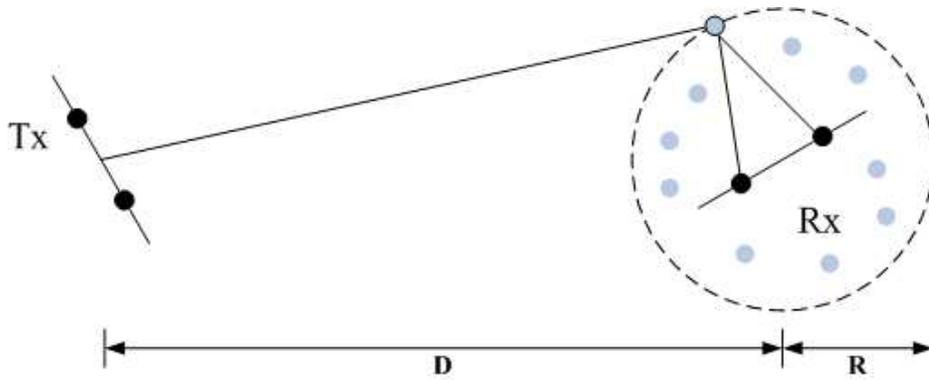


Figure 2.6 – Modèles GSCM à seul rebond

2.3.2.2 Modèles DB-GSCM

Les modèles SB-GSCM ne permettent pas de donner les bonnes propriétés dans le contexte de large bande puisque le spectre angulaire à la station de base est assez différent de ceux mesurés en réalité. Ils ne peuvent pas être utilisés pour les scénarios dans lesquels l'émetteur se situe dans une zone de diffuseurs. Donc, plusieurs chercheurs se sont intéressés à la répartition des diffuseurs qui ne sont pas seulement situés autour du mobile mais aussi autour de la station de base. La plupart des ces modèles sont basés sur une zone de diffusion elliptique [55, 57] ou sur une zone circulaire [54, 57, 60] comme illustré sur la figure 2.7.

Pour les premiers modèles avec une zone de diffusion elliptique, les diffuseurs sont répartis dans plusieurs ellipses. Chaque diffuseur réparti sur une ellipse possède le même retard de propagation. Pour les deuxièmes modèles, les diffuseurs sont répartis dans plusieurs cercles. Tous les diffuseurs peuvent posséder le même retard s'il n'y a pas de dispersion temporelle mais au contraire, tous les diffuseurs ne possèdent pas le même retard. Ces modèles, elliptique et circulaire, permettent de prendre en compte les angles d'arrivée au niveau du mobile et les angles de départ au niveau de la station de base, ainsi, elle peut obtenir une forme analytique du spectre Doppler qui dépend du mouvement du mobile.

Le modèle pour lequel nous nous intéressons est le modèle géométrique basé sur une zone de diffusion circulaire (DB-GSCM). La modélisation de ce modèle est ultérieurement expliquée en détail.

2.3.3 Modèles stochastiques

Dans la partie précédente, des modèles déterministes et des modèles stochastiques géométriques de canal sont décrits. Ils sont normalement utilisés pour examiner la performance de système. Cependant, ils ne sont pas très pratiques pour la conception des techniques de codage d'espace-temps. Tandis que des modèles déterministes et stochastiques géométriques reproduisent les propriétés du canal de MIMO en spécifiant les endroits et la caractéristique des obstacles et la configuration des réseaux d'antennes, des modèles stochastiques fournissent une représentation mathématique de la matrice de canal. Des

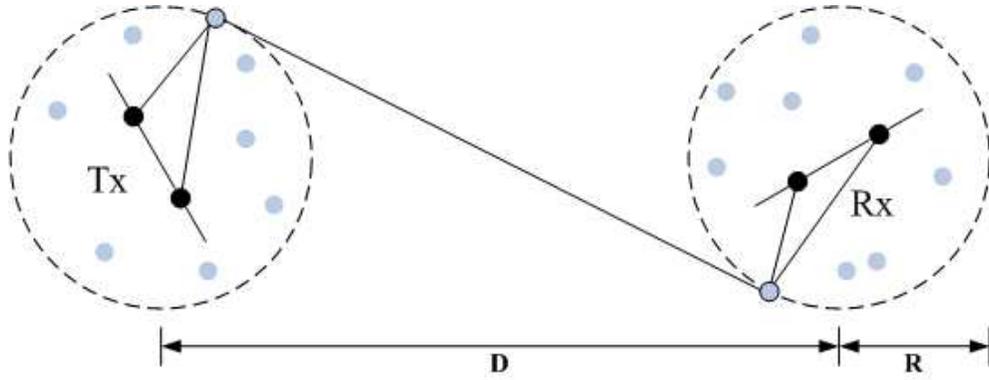


Figure 2.7 – Modèles GSCM à double rebond

modèles stochastiques de canal peuvent être encore classifiés dans les modèles basés sur la corrélation spatiale, les modèles stochastiques des diffuseurs, et les modèles basés sur la propagation.

2.3.3.1 Modèle basé sur la corrélation spatiale

Des coefficients du canal MIMO par des modèles stochastiques à bande étroite sont généralement basés sur une distribution gaussienne complexe. La matrice du canal peut être décomposée en deux parties : une partie déterministe $\bar{\mathbf{H}}$ et une autre partie aléatoire $\tilde{\mathbf{H}}$, qui peut s'écrire par

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{K}{1+K}}\bar{\mathbf{H}} + \sqrt{\frac{1}{1+K}}\tilde{\mathbf{H}} \quad (2.17)$$

où K représente un facteur de Rice. La matrice $\bar{\mathbf{H}}$ contient les coefficients du trajet direct ou ceux du trajet dominant à non-évanouissement. Le coefficient de la matrice du canal \bar{h}_{pq} est égale à $\exp\{j\iota_{pq}\}$ où ι_{pq} représente une variable aléatoire uniformément de $-\pi$ à π , si $\bar{\mathbf{H}} = [\bar{h}_{pq}]_{N_R \times N_T}$. La matrice $\tilde{\mathbf{H}}$ caractérise les coefficients des trajets multiples non-directs, qui suit une distribution gaussienne complexe avec une moyenne nulle et une covariance ψ . Dans la suite, nous analysons le canal Rayleigh, $\mathbf{H} = \tilde{\mathbf{H}}$, dans lequel il n'existe pas le canal du trajet direct ($K = 0$). La matrice de covariance du canal Rayleigh ψ est alors donnée par

$$\psi = \text{cov}(\text{vec}(\mathbf{H})) = E\{\text{vec}(\mathbf{H})\text{vec}(\mathbf{H})^H\} \quad (2.18)$$

où $\text{vec}(\cdot)$ représente une transformation d'une matrice $N_R \times N_T$ à un vecteur en colonne $N_R N_T \times 1$ et $(\cdot)^H$ est un opérateur transposé conjugué. La matrice de la corrélation ψ décrit la caractéristique des corrélations de tous les éléments de la matrice du canal MIMO. Shui *et al.* [25] en 2000 ont réalisé les effets de la corrélation entre antennes dans la modélisation du canal MIMO. Des réalisations des canaux MIMO peuvent être obtenues par

$$\text{vec}(\mathbf{H}) = \psi^{1/2} \text{vec}(\mathbf{H}_w) \quad (2.19)$$

où $\psi^{1/2}$ est une racine carrée de matrice, $\psi = \psi^{1/2} \psi^{H/2}$. \mathbf{H}_w est une matrice de dimension $N_R \times N_T$ dont les éléments sont des variables gaussiennes complexes de moyenne nulle et de covariance unité.

Modèle i.i.d.

Telatar [61] en 1995 et Foschini [21] en 1996 ont proposé un modèle stochastique le plus simple pour des canaux MIMO sous l'hypothèse que les coefficients de la matrice du canal sont indépendants et identiquement distribués (i.i.d.) et appartiennent au domaine complexe et suivent une loi gaussienne centrée. Comme la matrice de covariance $\psi = \mathbf{I}$, la matrice du canal \mathbf{H} est équivalente à \mathbf{H}_w . Selon les campagnes de mesure, de tels canaux peuvent être considérés comme le canal i.i.d à condition que l'émetteur et le récepteur soient dans les environnements de trajets multiples riches et que tous les diffuseurs soient non-corrélatifs et placés autour de l'émetteur et du récepteur.

Modèle Kronecker

Le modèle Kronecker [25, 62, 63, 64] suppose que la corrélation spatiale en émission soit indépendante de la corrélation spatiale en réception. Par conséquent, la matrice de corrélation ψ peut être simplifiée par un produit de Kronecker entre la matrice de la corrélation en émission et la matrice de la corrélation en réception comme

$$\psi = \mathbf{R}_{\text{Tx}} \otimes \mathbf{R}_{\text{Rx}} \quad (2.20)$$

où $\mathbf{R}_{\text{Tx}} = \text{E} \{ \mathbf{H}^T \mathbf{H}^* \}$ et $\mathbf{R}_{\text{Rx}} = \text{E} \{ \mathbf{H} \mathbf{H}^H \}$ sont les matrices de corrélation en émission et en réception, respectivement et \otimes représente un produit de Kronecker. Dans l'hypothèse où la corrélation spatiale en émission ne dépend pas de celle en réception et tous les profils angulaires de puissance sont identiques, le canal MIMO de l'équation 2.19 peut être récrit comme

$$\text{vec}(\mathbf{H}) = (\mathbf{R}_{\text{Rx}} \otimes \mathbf{R}_{\text{Tx}})^{1/2} \text{vec}(\mathbf{H}_w) \Leftrightarrow \mathbf{H} = \mathbf{R}_{\text{Rx}}^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_{\text{Tx}}^{1/2} \quad (2.21)$$

Par sa simplicité de produire le canal MIMO, le modèle Kronecker est très répandu pour développer la conception du codage espace-temps.

Modèle “Keyhole”

Gesbert *et al.* [65, 66] montrent que le canal « trou de la serrure » (“Keyhole”) existe dans une mauvaise condition de la transmission des signaux. Il réduit le rang de la matrice du canal même si la corrélation entre antennes est très basse. En réalité, l'effet de Keyhole apparaît quand l'onde électromagnétique traverse dans un espace très limité ou quand tous les diffuseurs sont corrélés. En raison de l'effet de Keyhole, la capacité du canal MIMO est équivalente à la capacité du canal SISO. Le canal du MIMO Keyhole est mathématiquement donné par

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_{\text{Rx}}^{1/2} \mathbf{g}_{\text{Rx}} \mathbf{g}_{\text{Tx}}^* \mathbf{R}_{\text{Tx}}^{1/2} \quad (2.22)$$

où \mathbf{g}_{Tx} et \mathbf{g}_{Rx} sont deux vecteurs en émission et réception dont les coefficients sont indépendants et identiquement distribués selon la loi de Rayleigh.

Modèle de Weichselberger

Le modèle de Weichselberger [67] est basé sur la même hypothèse que le modèle Kronecker mais il relâche la restriction de séparabilité du modèle Kronecker. Des matrices de

corrélation de l'émetteur et du récepteur peuvent être décomposées en valeurs singulières comme

$$\mathbf{R}_{\text{Tx}} = \mathbf{U}_{\text{Tx}} \mathbf{\Lambda}_{\text{Tx}} \mathbf{U}_{\text{Tx}}^{\text{H}} \quad (2.23)$$

$$\mathbf{R}_{\text{Rx}} = \mathbf{U}_{\text{Rx}} \mathbf{\Lambda}_{\text{Rx}} \mathbf{U}_{\text{Rx}}^{\text{H}} \quad (2.24)$$

où \mathbf{U}_{Tx} et \mathbf{U}_{Rx} contiennent respectivement un ensemble de vecteurs de base orthonormés pour \mathbf{R}_{Tx} et \mathbf{R}_{Rx} , et $\mathbf{\Lambda}_{\text{Tx}}$ et $\mathbf{\Lambda}_{\text{Rx}}$ sont une matrice diagonale contenant les valeurs singulières de la matrice \mathbf{R}_{Tx} et \mathbf{R}_{Rx} , respectivement. Par conséquent, le canal du modèle Kronecker de l'équation 2.21 peut être exprimé comme

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}_{\text{Rx}} \mathbf{\Lambda}_{\text{Rx}}^{1/2} \underbrace{\mathbf{U}_{\text{Rx}}^{\text{H}} \mathbf{H}_w \mathbf{U}_{\text{Tx}}}_{\mathbf{H}'} \mathbf{\Lambda}_{\text{Tx}}^{1/2} \mathbf{U}_{\text{Tx}}^{\text{H}} \quad (2.25)$$

avec $\mathbf{H}' = \mathbf{U}_{\text{Rx}}^{\text{H}} \mathbf{H}_w \mathbf{U}_{\text{Tx}}$. Tous les coefficients dans la matrice \mathbf{H}' sont toujours indépendants et identiquement distribués selon une loi gaussienne complexe comme la matrice \mathbf{H}_w . Weichselberger *et al.* proposent un modèle du canal MIMO plus générale que le modèle Kronecker. La matrice du canal du modèle de Weichselberger peut s'écrire par

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}_{\text{Rx}} (\Omega \odot \mathbf{H}_w) \mathbf{U}_{\text{Tx}}^{\text{H}} \quad (2.26)$$

où \odot représente une opération mathématique de multiplication Hadamard et Ω est définie comme la racine carrée de la puissance moyenne de découpage entre les valeurs singulières de l'émetteur et les valeurs singulières du récepteur. Dans le cas du modèle Kronecker, la matrice de découpage Ω est égale à

$$\Omega = \begin{bmatrix} \lambda_{\text{Rx},1} \\ \lambda_{\text{Rx},2} \\ \vdots \\ \lambda_{\text{Rx},N_R} \end{bmatrix} \cdot [\lambda_{\text{Tx},1} \quad \lambda_{\text{Tx},2} \quad \cdots \quad \lambda_{\text{Tx},N_T}] \quad (2.27)$$

où $\lambda_{\text{Tx},i}$ et $\lambda_{\text{Rx},i}$ représentent la valeur singulière i -ème de la matrice de corrélation de l'émetteur et de récepteur, respectivement.

2.3.3.2 Modèles stochastiques des diffuseurs

Modèle SVA

Saleh et Valenzuela (SVA) [68] établissent un modèle empirique dans le domaine temporel avec l'hypothèse que les trajets multiples peuvent être regroupés par plusieurs grappes. Le spectre de puissance des retards des groupes et des retards relatifs à l'intérieur des groupes est de type exponentiel décroissant alors que les retards suivent une double loi de Poisson. Le modèle de Saleh et Valenzuela pour un système SISO peut s'écrire par

$$h(t, \tau) = \frac{1}{\sqrt{LK}} \sum_{\ell=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \beta_{k\ell} e^{j\phi_{k\ell}} \delta(t - \tau_{\ell} - \tau_{k\ell}) \quad (2.28)$$

où L est le nombre de grappes, K est le nombre de trajets par grappe, $\beta_{k\ell}$ est le gain complexe de trajets, τ_{ℓ} représente le temps d'arrivée du premier trajet de la grappe ℓ et

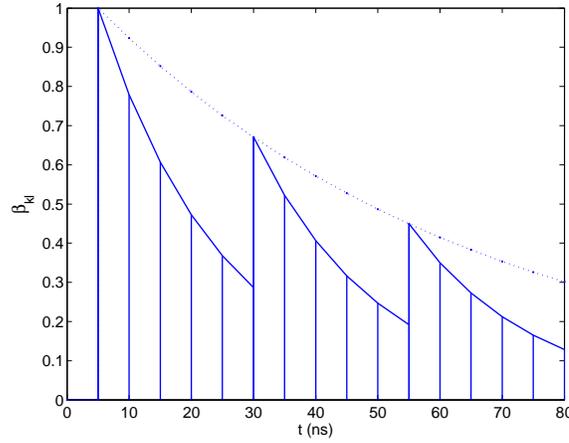


Figure 2.8 – Evaluation de β_{kl} en fonction du temps lorsque $\tau_1 = 5\text{ns}$, $T_1 = 20\text{ns}$ et $T_2 = 2.5\text{ns}$

$\tau_{k\ell}$ représente le temps d'arrivée du k -ème trajet de la grappe ℓ qui est relatif au temps d'arrivée du premier trajet de la grappe considérée. Ces deux variables sont modélisées par un processus de Poisson. Leurs densités de probabilité des retards sont les suivantes

$$p(\tau_\ell|\tau_{\ell-1}) = T_1 \exp\{-T_1(\tau_\ell - \tau_{\ell-1})\} \quad (2.29)$$

$$p(\tau_{k\ell}|\tau_{(k-1)\ell}) = T_2 \exp\{-T_2(\tau_{k\ell} - \tau_{(k-1)\ell})\} \quad (2.30)$$

Comme le montre la figure 2.8, le gain des trajets $\beta_{k\ell}$ suit une décroissance proche d'une fonction exponentielle. Cette décroissance exponentielle s'observe à la fois au niveau des grappes et des trajets à l'intérieur de chaque grappe. Le gain des trajets $\beta_{k\ell}$ peut s'exprimer par

$$\beta_{k\ell}^2 = \beta_{11}^2 e^{-\frac{\tau_\ell - \tau_1}{T_1}} e^{-\frac{\tau_{k\ell}}{T_2}} \quad (2.31)$$

Le travail de Saleh-Valenzuela est étendu par Wallace et Jensen [69] qui incluent la caractéristique du canal dans le domaine angulaire [70]. Ce modèle est nommé le modèle SVA. Le modèle SVA pour un système SISO peut être donné par

$$h(t, \tau, \phi_{\text{Tx}}, \phi_{\text{Rx}}) = \frac{1}{\sqrt{LK}} \sum_{\ell=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \beta_{k\ell} e^{j\phi_{k\ell}} \delta(t - \tau_\ell - \tau_{k\ell}) \\ \times \delta(\phi_{\text{Tx}} - \Phi_{\text{Tx},\ell} - \phi_{\text{Tx},k\ell}) \delta(\phi_{\text{Rx}} - \Phi_{\text{Rx},\ell} - \phi_{\text{Rx},k\ell}) \quad (2.32)$$

où $\Phi_{\text{Tx},\ell}$ et $\Phi_{\text{Rx},\ell}$ sont respectivement l'angle de départ moyenne et l'angle d'arrivée moyenne pour la grappe ℓ -ème, et $\phi_{\text{Tx},k\ell}$ et $\phi_{\text{Rx},k\ell}$ représentent l'angle de départ et l'angle d'arrivée du trajet k -ème dans la grappe ℓ -ème, relatif aux angles moyennes dans chaque grappe. Le modèle SVA pour un système MIMO $N_T \times N_R$ peut s'exprimer par

$$h_{pq}(t, \tau) = \iint A_{\text{Rx}}^p(\phi_{\text{Rx}}) h(t, \tau, \phi_{\text{Rx}}, \phi_{\text{Tx}}) A_{\text{Tx}}^q(\phi_{\text{Tx}}) d\phi_{\text{Tx}} d\phi_{\text{Rx}} \quad (2.33)$$

où h_{pq} est le coefficient de la matrice du canal, et $A_{\text{Rx}}^p(\phi_{\text{Rx}})$ et $A_{\text{Tx}}^q(\phi_{\text{Tx}})$ représentent la configuration des réseaux d'antennes en réception et en émission.

Modèle de Zwick

En 2002, Zwick *et al.* [71] présentent une modélisation du canal MIMO. L'évanouissement du canal est modélisé par le mouvement des diffuseurs, de l'émetteur et du récepteur. Ils sont particulièrement intéressés par l'existence des diffuseurs qui apparaissent et disparaissent pendant la transmission. Le phénomène de l'apparition est alors caractérisé par un processus de Poisson marqué. Pour plus de détail, nous vous invitons à vous référer à l'article [71].

2.3.3.3 Basé sur la propagation

Modèle de Müller

En 2000, Müller [72] décrit la caractéristique du canal de propagation entre N_T antennes émettrices et N_R antennes réceptrices avec trois hypothèses fondamentales. Ce modèle suppose que des signaux émis de l'émetteur sont réfléchis une fois avant d'être captés par le réseau d'antennes en réception, les retards de chaque canal peuvent être décrits en temps discret et tous les diffuseurs sont déplacés de façon à se séparer dans l'espace ou le temps. Avec ces hypothèses, le coefficient du canal de propagation de l'antenne émettrice μ à l'antenne v est donné par

$$h_{v,\mu} = \sum_{s=1}^{N_S} A_s e^{j(\varphi_{s,v} + \vartheta_{s,\mu})} \quad (2.34)$$

où N_S est le nombre de diffuseurs. Le canal de propagation peut s'exprimer sous la forme matricielle comme

$$\mathbf{H} = \mathbf{\Phi}^H \mathbf{A} \mathbf{\Theta} \quad (2.35)$$

avec

$$\mathbf{\Phi} = \begin{bmatrix} e^{-j\varphi_{1,1}} & \dots & e^{-j\varphi_{1,N_R}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j\varphi_{N_S,1}} & \dots & e^{-j\varphi_{N_S,N_R}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{\Theta} = \begin{bmatrix} e^{j\vartheta_{1,1}} & \dots & e^{j\vartheta_{1,N_T}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j\vartheta_{N_S,1}} & \dots & e^{j\vartheta_{N_S,N_T}} \end{bmatrix}$$

La matrice $\mathbf{\Theta}$ décrit la propagation du réseau d'antennes en émission aux diffuseurs lorsque la matrice $\mathbf{\Phi}$ exprime la propagation des diffuseurs au réseau d'antennes en réception. La matrice \mathbf{A} est une matrice diagonale liée au profil de puissance angulaire. Tous les éléments dans les matrices $\mathbf{\Theta}$ et $\mathbf{\Phi}$ sont indépendants et identiquement distribués avec moyenne nulle et variance unitaire. Si le nombre de diffuseurs N_S est assez élevé, le modèle de Müller du canal MIMO est équivalent au modèle i.i.d..

Modèle de Burr

En 2003, Burr [73] démontre un modèle du canal MIMO par rapport au nombre de diffuseurs avec une hypothèse fondamentale de l'onde radio se propageant de l'émetteur au récepteur par l'intermédiaire d'un nombre fixe de chemins discrets qui sont désignés sous le nom des composants par trajets multiples de propagation. Le modèle est basé sur la conception de technique de tracé de rayons. Dans le modèle par le nombre de diffuseurs fini, chaque trajet spécifie une direction de départ, une direction d'arrivée, un retard de

propagation, une amplitude complexe.

Le réseau d'antennes émettrices et réceptrices est un réseau linéaire uniforme avec un espace constant entre antennes de d_{Tx} et d_{Rx} , respectivement. Dans le cas du champ lointain, l'émetteur et le récepteur sont loin de tous les diffuseurs. Le vecteur directionnel ("Steering vector" en anglais) ou la réponse des antennes en émission ou en réception correspondent à l'ensemble des atténuation et déphasage dans la direction de départ ou la direction d'arrivée. Ces vecteurs directionnels en émission et en réception sont exprimés par

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_{\text{Tx}}(\theta_{\text{Tx}}) &= \frac{1}{\sqrt{N_{\text{Tx}}}} [1, \exp\{-j2\pi\theta_{\text{Tx}}\}, \dots, \exp\{-j2\pi(N_{\text{Tx}}-1)\theta_{\text{Tx}}\}]^T \\ \mathbf{a}_{\text{Rx}}(\theta_{\text{Rx}}) &= \frac{1}{\sqrt{N_{\text{Rx}}}} [1, \exp\{-j2\pi\theta_{\text{Rx}}\}, \dots, \exp\{-j2\pi(N_{\text{Rx}}-1)\theta_{\text{Rx}}\}]^T \end{aligned} \quad (2.36)$$

où θ_{Tx} et θ_{Rx} sont, respectivement, l'angle de départ relatif et l'angle d'arrivée relatif correspondant à $\theta_{\text{Tx}} = d_{\text{Tx}} \sin(\phi) / \lambda$ et $\theta_{\text{Rx}} = d_{\text{Rx}} \sin(\phi) / \lambda$. λ est la longueur d'onde. En tenant compte des trajets multiples, le modèle de Burr complet est donné par

$$\mathbf{H} = \sum_{l=1}^L \beta_l \mathbf{a}_{\text{Rx}}(\theta_{\text{Rx},l}) \mathbf{a}_{\text{Tx}}^H(\theta_{\text{Tx},l}) = \mathbf{A}_{\text{Rx}}(\theta_{\text{Rx}}) \mathbf{H}_{\text{P}} \mathbf{A}_{\text{Tx}}^H(\theta_{\text{Tx}}) \quad (2.37)$$

où L est le nombre de trajets, \mathbf{H}_{P} est l'ensemble du gain du trajet $\mathbf{H}_{\text{P}} = \text{diag}(\beta_1, \dots, \beta_L)$, $\mathbf{A}_{\text{Rx}}(\theta_{\text{Rx},l}) = [\mathbf{a}_{\text{Rx}}(\theta_{\text{Rx},1}), \dots, \mathbf{a}_{\text{Rx}}(\theta_{\text{Rx},l})]$, et $\mathbf{A}_{\text{Tx}}(\theta_{\text{Tx},l}) = [\mathbf{a}_{\text{Tx}}(\theta_{\text{Tx},1}), \dots, \mathbf{a}_{\text{Tx}}(\theta_{\text{Tx},l})]$.

Modèle de Sayeed

Comme les directions de départ et d'arrivée dépendent de la caractéristique du milieu de propagation, il apparaît qu'il est difficile de les incorporer dans les calculs de conception et de capacité du système MIMO lorsque les canaux MIMO sont associés à la caractéristique des diffuseurs (un gain, la direction de départ et la direction d'arrivée pour chacun des trajets). En 2002, Sayeed [74] propose une transformation des canaux physiques aux canaux virtuels dans l'espace virtuel. Ce modèle du canal MIMO est ici appelé modèle de Sayeed. Pour le modèle de Sayeed, les directions de départ et celles d'arrivée sont définies à priori. Ces directions sont nommées les directions virtuelles. Le modèle de Sayeed peut être exprimé par

$$\mathbf{H} = \sum_{q=-\tilde{Q}}^{\tilde{Q}} \sum_{p=-\tilde{P}}^{\tilde{P}} H_V(q,p) \mathbf{a}_{\text{Rx}}(\tilde{\theta}_{\text{Rx},q}) \mathbf{a}_{\text{Tx}}^H(\tilde{\theta}_{\text{Tx},p}) = \tilde{\mathbf{A}}_{\text{Rx}}(\tilde{\theta}_{\text{Rx}}) \mathbf{H}_V \tilde{\mathbf{A}}_{\text{Tx}}^H(\tilde{\theta}_{\text{Tx}}) \quad (2.38)$$

et

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{A}}_{\text{Rx}}(\tilde{\theta}_{\text{Rx}}) &= [\mathbf{a}_{\text{Rx}}(\tilde{\theta}_{\text{Rx},-\tilde{Q}}), \dots, \mathbf{a}_{\text{Rx}}(\tilde{\theta}_{\text{Rx},-\tilde{Q}})] \\ \tilde{\mathbf{A}}_{\text{Tx}}(\tilde{\theta}_{\text{Tx}}) &= [\mathbf{a}_{\text{Tx}}(\tilde{\theta}_{\text{Tx},-\tilde{P}}), \dots, \mathbf{a}_{\text{Tx}}(\tilde{\theta}_{\text{Tx},-\tilde{P}})] \end{aligned}$$

où $\tilde{\mathbf{A}}_{\text{Rx}}$ est une matrice contenant les vecteurs directionnels virtuels de dimension $\tilde{Q} \times \tilde{Q}$, $\tilde{\mathbf{A}}_{\text{Tx}}$ est une matrice contenant les vecteurs directionnels virtuels de dimension $\tilde{P} \times \tilde{P}$, \mathbf{H}_V

est une matrice du canal dans l'espace virtuel, et $\tilde{\theta}_{Tx,i}$ et $\tilde{\theta}_{Rx,i}$ sont les angles virtuels à l'émetteur et au récepteur. Dû au choix fixé des angles virtuels, la matrice \mathbf{H}_V n'est pas diagonale contrairement à la matrice \mathbf{H}_P du modèle de Burr. En raison de sa simplicité, le modèle de Sayeed est très utile pour analyser le comportement de l'évaluation de capacité des canaux MIMO. Pourtant, la représentation du canal virtuel est seulement appropriée pour les réseaux d'antennes linéaires.

Modèle par maximum d'entropie

En 2005, Debbah et Müller [75] introduisent un principe du maximum d'entropie de façon à déterminer la distribution de la matrice du canal MIMO basée sur la connaissance des informations *a priori*. Les informations disponibles sont prises en considération pour déterminer le modèle. Or, certaines d'entre elles sont peu significatives. Si ces dernières sont prises en compte, elles ne contribuent qu'à complexifier le modèle. Ainsi, il y a un compromis à faire.

A titre d'exemple, dans l'hypothèse où on connaît l'énergie de transmission E , quelle est la distribution de canal $P(\mathbf{H})$?

$$\int d\mathbf{H} \sum_{i=1}^{N_R} \sum_{j=1}^{N_T} |h_{ij}|^2 P(\mathbf{H}) = N_T N_R E \quad (2.39)$$

$$\int d\mathbf{H} P(\mathbf{H}) = 1 \quad (2.40)$$

Nous cherchons alors la distribution de canal qui maximise l'entropie du canal sous la contrainte de l'énergie de transmission par l'utilisation de la solution d'optimisation de Lagrange. La solution donnée dans [75] est que la distribution est gaussienne indépendante et identiquement distribuée afin de maximiser l'entropie. Donc, par la connaissance des informations *a priori*, nous pouvons introduire un modèle de canal de propagation.

2.4 Modélisation du canal en tenant compte de la polarisation

Comme nous avons vu dans la partie précédente, les modèles GSCM [25, 54, 55, 56, 57, 58, 76, 77, 78] contiennent principalement le canal de propagation physique et la caractéristique de deux réseaux d'antennes en émission et en réception. Ils nous permettent d'améliorer la précision du modèle par rapport aux autres modèles. Pourtant, en raison de la complexité de modèles, ils ne sont pas utilisés pour examiner la capacité et la performance de systèmes MIMO. En effet, un autre modèle qui est bien répandu est le modèle Kronecker [62, 63, 64, 79] mais par le manque de précision du modèle Kronecker, la capacité et la performance sont malheureusement sous-estimées [80]. Dans cette partie, nous allons alors étudier un modèle basé sur la caractéristique de géométrie (GSCM) en prenant en

compte les polarisations d'antennes. Les capacités des canaux MIMO à polarisation unique et à polarisations multiples seront respectivement examinées dans les chapitres 3 et 4.

2.4.1 Modèle GSCM

2.4.1.1 Modèle géométrique sans le trajet direct

Considérons un système de communication mono-utilisateur dans un canal non-sélectif en fréquence avec N_T antennes émettrices et N_R antennes réceptrices. Nous abordons l'étude du canal de transmission sans prendre en compte le rayonnement des antennes. Ce canal est équivalent à un canal de transmission avec des antennes de type isotropique. Par la suite, le rayonnement des antennes est ainsi intégré dans le modèle du canal MIMO avec différentes probabilités de dispersion angulaire. Notons que la corrélation spatiale dépend de la géométrie du réseau d'antennes et de la fonction de distribution angulaire. Quelques réseaux d'antennes répandus sont le réseau d'antennes linéaire, le réseau d'antennes circulaire, le réseau d'antennes rectangulaire et le réseau d'antennes sphérique. Mais, ici, nous n'étudions que le réseau d'antennes linéaire à distribution uniforme. En plus, les fonctions de distribution angulaire peut se distinguer en deux catégories : d'une part, la fonction de la distribution uniforme et d'autre part, les fonctions de la distribution non-uniforme. Les distributions non-uniformes sont gaussienne, laplacienne, von Mises, *etc.* . . . Quelques distributions non-uniformes sont présentées dans l'Annexe B. Nous limitons nos études pour le cas de la distribution uniforme pour des angles en élévation et la distribution de von Mises pour des angles en azimut. Le canal de propagation considéré dans le contexte de l'intérieur des bâtiments est caractérisé par des diffuseurs avec ou sans trajet direct entre l'émetteur et le récepteur. Par la suite, le phénomène du key-hole n'apparaît pas durant la transmission.

Modèle géométrique en 2D pour un canal à bande étroite

Dans cette partie, nous étudions tout d'abord un modèle géométrique produisant des canaux de propagation à bande étroite pour le système MIMO en deux dimensions. Un canal à bande étroite apparaît à condition que le temps de cohérence du canal de propagation soit inférieur au temps symbole, qui est aussi appelé un canal non-sélectif en fréquence. Pour une modélisation du canal MIMO à bande étroite, la configuration de l'environnement est présenté sur la figure 2.9. La figure 2.9 montre le modèle géométrique du canal MIMO avec $N_T = N_R = 2$. Cette configuration du réseau d'antennes sera utilisée plus tard pour construire des réseaux d'antennes avec plusieurs éléments linéaires. On peut constater qu'il y a deux groupes des diffuseurs locaux, nommés « clusters », autour de l'émetteur et du récepteur. Ce scénario est principalement représenté pour un canal non-sélective en fréquence. Ce canal est exprimé par un cluster en émission et un autre cluster à la réception. Les coefficients de transmission qui caractérisent la propagation entre une antenne d'émission et une antenne de réception se définissent comme la somme des contributions des rayons venant des différents diffuseurs par une méthode de type tracé de rayons. En revanche, pour le cas du canal sélectif en fréquence, il existe L clusters autour

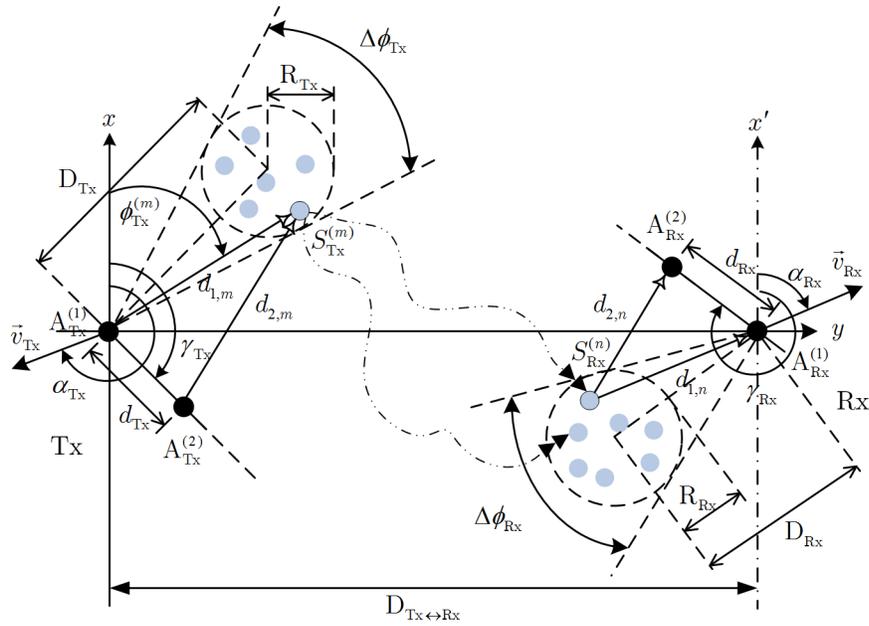


Figure 2.9 – Modèle géométrique du canal MIMO en 2D avec $N_T = 2$ et $N_R = 2$ ainsi deux clusters locaux autour de l'émetteur et le récepteur

de l'émetteur et L clusters autour du récepteur où L est égal au nombre de trajets résolus.

La configuration de l'environnement autour de l'émetteur, du récepteur et du canal de propagation est définie ici. A côté de l'émetteur, M diffuseurs sont situés dans un cluster local dont le rayon est fixé à R_{Tx} . La distance entre l'antenne de référence et le centre du cluster est D_{Tx} . Dans ce cas, l'antenne de référence est l'antenne 1, $A_{Tx}^{(1)}$. La distance entre l'antenne no. 1, $A_{Tx}^{(1)}$ et un diffuseur, $S_{Tx}^{(m)}$ du cluster C_{Tx} est $d_{1,m}$ qui est équivalent à une distance de l'antenne de référence au centre du cluster intéressé, R_{Tx} . D'ailleurs, la distance entre l'antenne 2 $A_{Tx}^{(2)}$ et le même scatterer $S_{Tx}^{(m)}$ du cluster est $d_{2,m}$. L'espace entre des antennes émettrices est d_{Tx} qui est orientée à une direction à l'angle γ_{Tx} . On peut déterminer la distance $d_{2,m}$ illustrée sur la figure 2.9 comme

$$d_{1,m} = d_{1,m} \quad (2.41)$$

$$d_{2,m} = \sqrt{d_{1,m}^2 + d_{Tx}^2 - 2D_{Tx}d_{Tx} \cos(\phi_{Tx}^{(m)} - \gamma_{Tx})} \quad (2.42)$$

A côté du récepteur, N diffuseurs sont situés dans un cluster local dont le rayon est fixé à R_{Rx} . La distance entre l'antenne de référence en réception et le centre du cluster réceptrice est D_{Rx} . L'antenne de référence en réception est l'antenne 1 $A_{Rx}^{(1)}$. La distance entre l'antenne 1 $A_{Rx}^{(1)}$ et un diffuseur $S_{Rx}^{(n)}$ du cluster C_{Rx} est $d_{1,n}$ qui est équivalent à une distance de l'antenne de référence au centre du cluster intéressé, R_{Rx} . D'ailleurs, La distance entre l'antenne 2 $A_{Rx}^{(2)}$ et le même scatterer $S_{Rx}^{(n)}$ du cluster est $d_{2,n}$. L'espace entre les antennes émettrices est d_{Rx} qui est placé à une direction à l'angle γ_{Rx} . On peut

déterminer la distance $d_{2,n}$ comme

$$d_{1,n} = d_{1,n} \quad (2.43)$$

$$d_{2,n} = \sqrt{d_{1,n}^2 + d_{R_x}^2 - 2D_{R_x}d_{R_x} \cos(\phi_{R_x}^{(n)} - \gamma_{R_x})} \quad (2.44)$$

Nous considérons que les rayons R_{T_x} et R_{R_x} sont plus petits par rapport à la distance entre l'émetteur et le récepteur $D_{T_x \leftrightarrow R_x}$, $\max(R_{T_x}, R_{R_x}) \ll D_{T_x \leftrightarrow R_x}$. De plus, l'espace entre des antennes à l'émetteur et au récepteur, d_{T_x} et d_{R_x} , est plus petit que les rayons D_{T_x} et D_{R_x} , $\max(d_{T_x}, d_{R_x}) \ll \min(D_{T_x}, D_{R_x})$. Nous pouvons alors déduire les équations 2.41 - 2.44 ainsi que la distance entre deux diffuseurs ($S_{R_x}^{(n)} - S_{T_x}^{(m)}$) d'une façon approximative en utilisant $D_{T_x} \gg d_{T_x}$, $D_{R_x} \gg d_{R_x}$ et $\sqrt{1+x} \approx 1+x/2$ si $x \ll 1$ comme ci-dessous

$$d_{1,m} \approx D_{T_x} \quad (2.45)$$

$$d_{2,m} \approx D_{T_x} - d_{T_x} \cos(\phi_{T_x}^{(m)} - \gamma_{T_x}) \quad (2.46)$$

$$d_{1,n} \approx D_{R_x} \quad (2.47)$$

$$d_{2,n} \approx D_{R_x} - d_{R_x} \cos(\phi_{R_x}^{(n)} - \gamma_{R_x}) \quad (2.48)$$

$$d_{m,n} \approx D_{T_x \leftrightarrow R_x} + D_{R_x} \sin(\phi_{R_x}^{(n)}) - D_{T_x} \sin(\phi_{T_x}^{(m)}) \approx D_{T_x \leftrightarrow R_x} \quad (2.49)$$

où $d_{m,n}$ représente la distance entre deux diffuseurs ($S_{R_x}^{(n)} - S_{T_x}^{(m)}$).

Lorsque le mouvement de l'émetteur et du récepteur est pris en compte dans le modèle du canal MIMO, une fréquence Doppler est produite dans les coefficients du canal MIMO. \vec{v}_{T_x} et \vec{v}_{R_x} sont les vecteurs du mouvement de l'émetteur et du récepteur, respectivement. \vec{v}_{T_x} est égale à une vitesse absolue $|\vec{v}_{T_x}|$ à la direction α_{T_x} au sens horaire. En plus, \vec{v}_{R_x} est égale à une vitesse absolue $|\vec{v}_{R_x}|$ à la direction α_{R_x} au sens horaire. Nous supposons aussi que le canal est quasi-stationnaire pour une durée temporelle $\Delta t \ll \min(R_{T_x, C_1}/|\vec{v}_{T_x}|, R_{R_x, C_1}/|\vec{v}_{R_x}|)$. La fréquence Doppler due au mouvement de l'émetteur et du récepteur peut être exprimée par

$$f_{T_x}^{(m)} = (|\vec{v}_{T_x}|/\lambda) \cos(\varphi_{T_x}^{(m)} - \alpha_{T_x}) \quad (2.50)$$

$$f_{R_x}^{(n)} = (|\vec{v}_{R_x}|/\lambda) \cos(\varphi_{R_x}^{(n)} - \alpha_{R_x}) \quad (2.51)$$

Un exemple du canal MIMO 2×2 est présenté sur la figure 2.10. La matrice du canal de transmission 2×2 peut s'écrire comme

$$\mathbf{H}(t) = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \quad (2.52)$$

où $h_{pq}(t)$ représente le gain du canal de l'antenne émettrice q à l'antenne réceptrice p qui varie dans le temps. Finalement, nous avons les coefficients du canal 2×2 non-sélectif en

fréquence comme

$$h_{11}(t) = \lim_{M, N \rightarrow \infty} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N E_{mn} \exp \left\{ -jk_0(D_{Tx} + D_{Tx \leftrightarrow Rx} + D_{Rx}) + jk_0 \left(|\vec{v}_{Tx}| \cos(\phi_{Tx}^{(m)} - \alpha_{Tx}) + |\vec{v}_{Rx}| \cos(\phi_{Rx}^{(n)} - \alpha_{Rx}) \right) t + j\varphi_{mn} \right\} \quad (2.53)$$

$$h_{12}(t) = \lim_{M, N \rightarrow \infty} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N E_{mn} \exp \left\{ -jk_0(D_{Tx} + D_{Tx \leftrightarrow Rx} + D_{Rx}) + jk_0 d_{Tx} \cos(\phi_{Tx}^{(m)} - \gamma_{Tx}) + jk_0 \left(|\vec{v}_{Tx}| \cos(\phi_{Tx}^{(m)} - \alpha_{Tx}) + |\vec{v}_{Rx}| \cos(\phi_{Rx}^{(n)} - \alpha_{Rx}) \right) t + j\varphi_{mn} \right\} \quad (2.54)$$

$$h_{21}(t) = \lim_{M, N \rightarrow \infty} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N E_{mn} \exp \left\{ -jk_0(D_{Tx} + D_{Tx \leftrightarrow Rx} + D_{Rx}) + jk_0 d_{Rx} \cos(\phi_{Rx}^{(n)} - \gamma_{Rx}) + jk_0 \left(|\vec{v}_{Tx}| \cos(\phi_{Tx}^{(m)} - \alpha_{Tx}) + |\vec{v}_{Rx}| \cos(\phi_{Rx}^{(n)} - \alpha_{Rx}) \right) t + j\varphi_{mn} \right\} \quad (2.55)$$

$$h_{22}(t) = \lim_{M, N \rightarrow \infty} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N E_{mn} \exp \left\{ -jk_0(D_{Tx} + D_{Tx \leftrightarrow Rx} + D_{Rx}) + jk_0 \left(d_{Tx} \cos(\phi_{Tx}^{(m)} - \gamma_{Tx}) + d_{Rx} \cos(\phi_{Rx}^{(n)} - \gamma_{Rx}) \right) + jk_0 \left(|\vec{v}_{Tx}| \cos(\phi_{Tx}^{(m)} - \alpha_{Tx}) + |\vec{v}_{Rx}| \cos(\phi_{Rx}^{(n)} - \alpha_{Rx}) \right) t + j\varphi_{mn} \right\} \quad (2.56)$$

où E_{mn} et φ_{mn} sont le gain et un décalage de phase provoqués par l'interaction des diffuseurs ($S_{Rx}^{(1,n)}$ et $S_{Tx}^{(1,m)}$) et $k_0 = 2\pi/\lambda$. Ici, chaque diffuseur autour de l'émetteur et du récepteur introduit un gain constant $E_m = 1/\sqrt{M}$ et $E_n = 1/\sqrt{N}$, respectivement. E_{mn} est alors égale à $E_m \cdot E_n = 1/\sqrt{MN}$. Par ailleurs, le décalage de phase φ_{mn} est une variable aléatoire i.i.d. pour chacun de sous-canaux.

Finalement, nous pouvons décrire le canal MIMO $N_T \times N_R$ du modèle géométrique basé sur la distribution des diffuseurs pour un réseau d'antennes linéaires. Le canal MIMO est décrit par une matrice du canal $N_R \times N_T$, $\mathbf{H}(t) = [h_{pq}(t)]_{N_R \times N_T}$ comme

$$h_{pq}^{mos}(t) = \lim_{M, N \rightarrow \infty} \frac{1}{\sqrt{MN}} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N a_m^{(q)} b_n^{(p)} \exp \left\{ j \left(2\pi (f_{Tx}^{(m)} + f_{Rx}^{(n)}) t + \varphi_{mn} + \varphi_0 \right) \right\} \quad (2.57)$$

où

$$\begin{aligned} p &\in \{1, 2, \dots, N_R\} \\ q &\in \{1, 2, \dots, N_T\} \\ a_m^{(q)} &= \exp \{ j 2\pi (q-1) (d_{Tx}/\lambda) \cos(\phi_{Tx}^{(m)} - \gamma_{Tx}) \} \\ b_n^{(p)} &= \exp \{ j 2\pi (p-1) (d_{Rx}/\lambda) \cos(\phi_{Rx}^{(n)} - \gamma_{Rx}) \} \\ f_{Tx}^{(m)} &= (|\vec{v}_{Tx}|/\lambda) \cos(\phi_{Tx}^{(m)} - \alpha_{Tx}) \\ f_{Rx}^{(n)} &= (|\vec{v}_{Rx}|/\lambda) \cos(\phi_{Rx}^{(n)} - \alpha_{Rx}) \\ \varphi_0 &= -2\pi (D_{Tx} + D_{Tx \leftrightarrow Rx} + D_{Rx})/\lambda \\ \varphi_{mn} &\sim \mathcal{U}[-\pi, \pi] \end{aligned}$$

Modèle géométrique en 2D pour un canal large bande

Pour commencer, nous examinons la configuration de l'environnement autour de l'émetteur, du récepteur et du canal de propagation. A coté de l'émetteur, $M^{(\ell)}$ diffuseurs sont situés dans un cluster local ℓ dont le radius est fixé à R_{Tx}^ℓ où $1 \leq \ell \leq L$. La distance entre

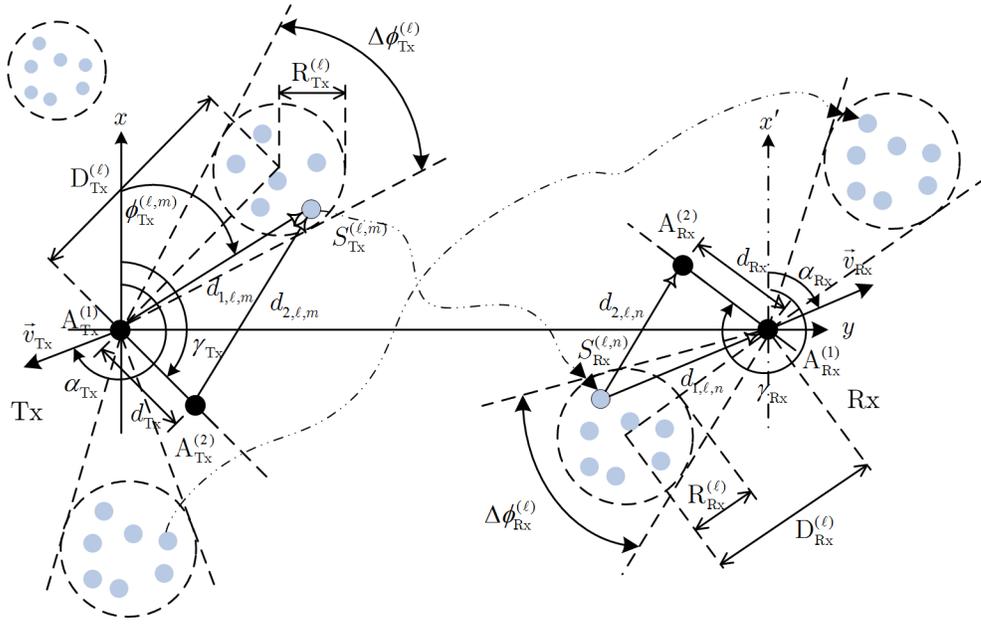


Figure 2.10 – Modèle géométrique du canal MIMO en 2D avec $N_T = 2$ et $N_R = 2$ ainsi plusieurs clusters locaux autour de l'émetteur et du récepteur

l'antenne de référence et le centre du cluster est $D_{Tx}^{(\ell)}$. La distance entre l'antenne 1 et un diffuseur $S_{Tx}^{(\ell,m)}$ du cluster ℓ est $d_{1,\ell,m}$ qui est équivalent à une distance de l'antenne de référence au centre du cluster concerné, $R_{Tx}^{(\ell)}$. D'ailleurs, la distance entre l'antenne 2 et un scatterer $S_{Tx}^{(\ell,m)}$ du cluster ℓ est $d_{2,\ell,m}$. L'espace entre des antennes émettrices est d_{Tx} qui est orienté à une direction à l'angle γ_{Tx} . On peut déterminer la distance $d_{2,\ell,m}$ illustrée sur la figure 2.10 comme

$$d_{1,\ell,m} = d_{1,\ell,m} \quad (2.58)$$

$$d_{2,\ell,m} = \sqrt{d_{1,\ell,m}^2 + d_{Tx}^2 - 2D_{Tx}^{(\ell)}d_{Tx} \cos(\phi_{Tx}^{(\ell,m)} - \gamma_{Tx})} \quad (2.59)$$

De la même manière, à coté de l'émetteur, $N^{(\ell)}$ diffuseurs sont situés dans un cluster local ℓ dont le rayon est fixé à $R_{Rx}^{(\ell)}$. La distance entre l'antenne de référence et le centre du cluster est $D_{Rx}^{(\ell)}$. La distance entre l'antenne 1, $A_{Rx}^{(1)}$ et un diffuseur $S_{Rx}^{(\ell,n)}$ du cluster ℓ est $d_{1,\ell,n}$. D'ailleurs, la distance entre l'antenne 2 et un diffuseur $S_{Rx}^{(\ell,n)}$ du cluster k est $d_{2,\ell,n}$. L'espace entre des antennes émettrices est d_{Rx} qui est orienté à une direction à l'angle γ_{Rx} . On peut déterminer la distance $d_{2,\ell,n}$ illustrée sur la figure 2.10 comme

$$d_{1,\ell,n} = d_{1,\ell,n} \quad (2.60)$$

$$d_{2,\ell,n} = \sqrt{d_{1,\ell,n}^2 + d_{Rx}^2 - 2D_{Rx}^{(\ell)}d_{Rx} \cos(\phi_{Rx}^{(\ell,n)} - \gamma_{Rx})} \quad (2.61)$$

Les radius $R_{Tx}^{(\ell)}$ et $R_{Rx}^{(\ell)}$ sont plus petits par rapport à la distance entre l'émetteur et le récepteur $D_{Tx \leftrightarrow Rx}$, $\max(R_{Tx}^{(\ell)}, R_{Rx}^{(\ell)}) \ll D_{Tx \leftrightarrow Rx}$. De plus, l'espace entre des antennes à l'émetteur et au récepteur, d_{Tx} et d_{Rx} , sont plus petits que les rayons $D_{Tx}^{(1)}$ et $D_{Rx}^{(1)}$,

$\max(d_{\text{Tx}}, d_{\text{Rx}}) \ll \min(D_{\text{Tx}}^{(1)}, D_{\text{Rx}}^{(1)})$ si le cluster 1 est un cluster plus proche au réseau d'antennes à l'émetteur et au récepteur. Nous pouvons déduire les équations 2.58 - 2.61 ainsi que la distance entre deux diffuseurs ($S_{\text{Rx}}^{(\ell,n)} - S_{\text{Tx}}^{(\ell,m)}$) d'une façon approximative en utilisant les expressions $D_{\text{Tx}}^{(\ell)} \gg d_{\text{Tx}}$, $D_{\text{Rx}}^{(\ell)} \gg d_{\text{Rx}}$ et $\sqrt{1+x} \approx 1+x/2$ si $x \ll 1$ comme ci-dessous

$$d_{1,\ell,m} \approx D_{\text{Tx}}^{(\ell)} \quad (2.62)$$

$$d_{2,\ell,m} \approx D_{\text{Tx}}^{(\ell)} - d_{\text{Tx}} \cos(\phi_{\text{Tx}}^{(\ell,m)} - \gamma_{\text{Tx}}) \quad (2.63)$$

$$d_{1,\ell,n} \approx D_{\text{Rx}}^{(\ell)} \quad (2.64)$$

$$d_{2,\ell,n} \approx D_{\text{Rx}}^{(\ell)} - d_{\text{Rx}} \cos(\phi_{\text{Rx}}^{(\ell,n)} - \gamma_{\text{Rx}}) \quad (2.65)$$

$$d_{\ell,m,n} \approx D_{\text{Tx} \leftrightarrow \text{Rx}} + D_{\text{Rx}}^{(\ell)} \sin(\phi_{\text{Rx}}^{(\ell,n)}) - D_{\text{Tx}}^{(\ell)} \sin(\phi_{\text{Tx}}^{(\ell,m)}) \approx D_{\text{Tx} \leftrightarrow \text{Rx}} \quad (2.66)$$

où $d_{\ell,m,n}$ représente la distance entre deux diffuseurs ($S_{\text{Rx}}^{(\ell,n)} - S_{\text{Tx}}^{(\ell,m)}$).

Le mouvement de l'émetteur et du récepteur est pris en compte dans le modèle du canal MIMO qui produit une fréquence Doppler. \vec{v}_{Tx} et \vec{v}_{Rx} sont les vecteurs du mouvement de l'émetteur et du récepteur, respectivement. D'une part, \vec{v}_{Tx} est égale à une vitesse absolue $|\vec{v}_{\text{Tx}}|$ à la direction α_{Tx} au sens horaire. D'autre part, \vec{v}_{Rx} est égale à une vitesse absolue $|\vec{v}_{\text{Rx}}|$ à la direction α_{Rx} au sens horaire. Nous considérons également que le canal est quasi-stationnaire pour une durée temporelle $\Delta t \ll \min(R_{\text{Tx},C_1}/|\vec{v}_{\text{Tx}}|, R_{\text{Rx},C_1}/|\vec{v}_{\text{Rx}}|)$. La fréquence Doppler due au mouvement de l'émetteur et du récepteur peut être exprimée par

$$f_{\text{Tx}}^{(\ell,m)} = (|\vec{v}_{\text{Tx}}|/\lambda) \cos(\phi_{\text{Tx}}^{(\ell,m)} - \alpha_{\text{Tx}}) \quad (2.67)$$

$$f_{\text{Rx}}^{(\ell,n)} = (|\vec{v}_{\text{Rx}}|/\lambda) \cos(\phi_{\text{Rx}}^{(\ell,n)} - \alpha_{\text{Rx}}) \quad (2.68)$$

Nous pouvons déterminer les coefficients du canal MIMO $N_R \times N_T$, $\mathbf{H}(t) = [h_{pq}(t)]_{N_R \times N_T}$ comme

$$h_{pq}^{nlos}(t, f) = \lim_{M,N \rightarrow \infty} \sum_{\ell=1}^L \sqrt{\frac{PDP(\ell)}{M^{(\ell)} N^{(\ell)}}} \sum_{m=1}^{M^{(\ell)}} \sum_{n=1}^{N^{(\ell)}} a_{\ell m}^{(q)} b_{\ell n}^{(p)} \exp \left\{ j \left(2\pi (f_{\text{Tx}}^{(\ell,m)} + f_{\text{Rx}}^{(\ell,n)}) t + \varphi_{\ell mn} + \varphi_0^{(\ell)} \right) \right\} \quad (2.69)$$

où

$$\begin{aligned} p &\in \{1, 2, \dots, N_R\} \\ q &\in \{1, 2, \dots, N_T\} \\ a_{\ell m}^{(q)} &= \exp\{j2\pi(q-1)(d_{\text{Tx}}/\lambda) \cos(\phi_{\text{Tx}}^{(\ell,m)} - \gamma_{\text{Tx}})\} \\ b_{\ell n}^{(p)} &= \exp\{j2\pi(p-1)(d_{\text{Rx}}/\lambda) \cos(\phi_{\text{Rx}}^{(\ell,n)} - \gamma_{\text{Rx}})\} \\ f_{\text{Tx}}^{(\ell,m)} &= (|\vec{v}_{\text{Tx}}|/\lambda) \cos(\phi_{\text{Tx}}^{(\ell,m)} - \alpha_{\text{Tx}}) \\ f_{\text{Rx}}^{(\ell,n)} &= (|\vec{v}_{\text{Rx}}|/\lambda) \cos(\phi_{\text{Rx}}^{(\ell,n)} - \alpha_{\text{Rx}}) \\ \varphi_0^{(\ell)} &= -2\pi(D_{\text{Tx}}^{(\ell)} + D_{\text{Tx} \leftrightarrow \text{Rx}} + D_{\text{Rx}}^{(\ell)})/\lambda \\ \varphi_{\ell mn} &\sim \mathcal{U}[-\pi, \pi] \end{aligned}$$

et $PDP(\ell)$ est le profil de puissance des retards qui est utilisé pour déterminer la puissance de chaque paire de clusters émettrice-réceptrice. $\varphi_0^{(\ell)}$ représente un déphasage due au retard du canal ℓ . Le retard $\tau_0^{(\ell)}$, est égal à $(D_{\text{Tx}}^{(\ell)} + D_{\text{Tx} \leftrightarrow \text{Rx}} + D_{\text{Rx}}^{(\ell)})/c$ où c est la vitesse de la lumière.

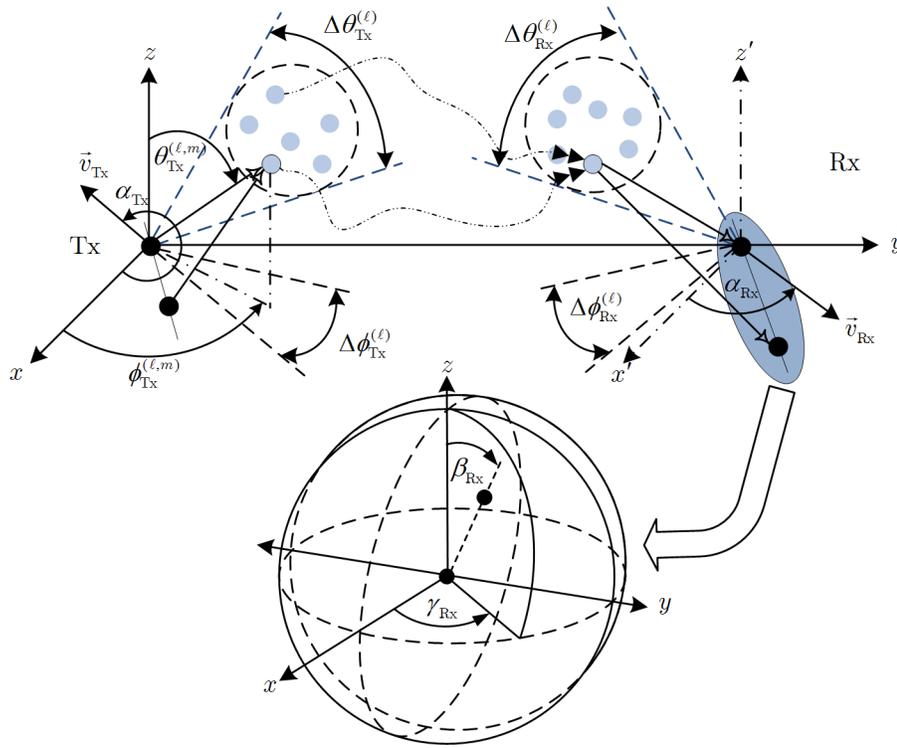


Figure 2.11 – Modèle géométrique du canal MIMO en 3D avec $N_T = 2$ et $N_R = 2$ ainsi deux clusters locaux autour de l'émetteur et du récepteur

Modèle géométrique en 3D pour un canal sélectif en fréquence

Dans la partie précédente, nous avons examiné le modèle géométrique en 2D avec une hypothèse que tous les clusters sont distribués sur le plan horizontal $x - y$. Il est bien évidemment valide pour certains environnements comme le milieu rural. Pourtant, il semble inadéquat pour les milieux urbains et indoors où des réseaux d'antennes émettrices et réceptrices sont souvent situés autour des diffuseurs. Des ondes électromagnétiques provenant des diffuseurs ne propagent pas seulement sur le plan horizontal. Le modèle géométrique en 3D est alors un modèle plus réaliste que celui en 2D.

La figure 2.11 représente un modèle géométrique en 3D. Les clusters sont déplacés en 3D sur le plan x, y et z . La position des diffuseurs est présentée en coordonnées sphériques qui contiennent une distance, un angle d'azimut et un angle d'élévation. Par exemple, la position de $S_{Tx}^{(\ell,m)}$ par rapport à l'antenne $A_{Tx}^{(1)}$ est $(d_{1,\ell,m}, \theta_{Tx}^{(\ell,m)}, \phi_{Tx}^{(\ell,m)})$. Comme nous avons vu sur la figure 2.11, les réseaux d'antennes émettrices et réceptrices ne sont pas orientés seulement sur le plan $x - y$ par l'angle γ_{Tx} ou γ_{Rx} mais ils sont aussi orientés à la direction β_{Tx} ou β_{Rx} par rapport à l'axe z . Nous considérons que le mouvement de l'émetteur et du récepteur est sur le plan $x - y$ avec une vitesse $|\vec{v}_{Tx}|$ et $|\vec{v}_{Rx}|$ à la direction α_{Tx} et α_{Rx} .

En premier lieu, nous déterminons les distances $d_{1,\ell,m}, d_{2,\ell,m}, d_{1,\ell,n}, d_{2,\ell,n}$ et $d_{\ell,m,n}$ présentées sur la figure 2.11 avec l'hypothèse que $D_{Tx}^{(\ell)} \gg d_{Tx}$, $D_{Rx}^{(\ell)} \gg d_{Rx}$ et $\sqrt{1+x} \approx 1 + x/2$ si

$x \ll 1$.

$$d_{1,\ell,m} \approx D_{T_x}^{(\ell)} \quad (2.70)$$

$$d_{2,\ell,m} \approx D_{T_x}^{(\ell)} - d_{T_x} \cos(\theta_{T_x}^{(\ell,m)}) \cos(\beta_{T_x}) - d_{T_x} \sin(\theta_{T_x}^{(\ell,m)}) \sin(\beta_{T_x}) \cos(\phi_{T_x}^{(\ell,m)} - \gamma_{T_x}) \quad (2.71)$$

$$d_{1,\ell,n} \approx D_{R_x}^{(\ell)} \quad (2.72)$$

$$d_{2,\ell,n} \approx D_{R_x}^{(\ell)} - d_{R_x} \cos(\theta_{R_x}^{(\ell,n)}) \cos(\beta_{R_x}) - d_{R_x} \sin(\theta_{R_x}^{(\ell,n)}) \sin(\beta_{R_x}) \cos(\phi_{R_x}^{(\ell,n)} - \gamma_{R_x}) \quad (2.73)$$

$$d_{\ell,m,n} \approx D_{T_x \leftrightarrow R_x} + D_{R_x}^{(\ell)} \sin(\theta_{R_x}^{(\ell,n)}) \sin(\phi_{R_x}^{(\ell,n)}) - D_{T_x}^{(\ell)} \sin(\theta_{T_x}^{(\ell,m)}) \sin(\phi_{T_x}^{(\ell,m)}) \approx D_{T_x \leftrightarrow R_x} \quad (2.74)$$

Dû au mouvement de l'émetteur et du récepteur, la fréquence Doppler du modèle 3D peut être exprimée par

$$f_{T_x}^{(\ell,m)} = (|\vec{v}_{T_x}|/\lambda) \sin(\theta_{T_x}^{(\ell,m)}) \cos(\phi_{T_x}^{(\ell,m)} - \alpha_{T_x}) \quad (2.75)$$

$$f_{R_x}^{(\ell,n)} = (|\vec{v}_{R_x}|/\lambda) \sin(\theta_{R_x}^{(\ell,n)}) \cos(\phi_{R_x}^{(\ell,n)} - \alpha_{R_x}) \quad (2.76)$$

Nous pouvons déduire les coefficients de la matrice du canal MIMO en 3D de la même manière que nous avons fait pour le canal MIMO en 2D. Les coefficients du canal MIMO, $h_{pq}(t)$, pour un réseau d'antennes linéaires peuvent s'écrire comme

$$h_{pq}^{nlos}(t, f) = \lim_{M, N \rightarrow \infty} \sum_{\ell=1}^L \sqrt{\frac{PDP(\ell)}{M^{(\ell)} N^{(\ell)}}} \sum_{m=1}^{M^{(\ell)}} \sum_{n=1}^{N^{(\ell)}} a_{\ell m}^{(q)} b_{\ell n}^{(p)} \exp \left\{ j \left(2\pi (f_{T_x}^{(\ell,m)} + f_{R_x}^{(\ell,n)}) t + \varphi_{\ell mn} + \varphi_0^{(\ell)} \right) \right\} \quad (2.77)$$

où

$$p \in \{1, 2, \dots, N_R\}$$

$$q \in \{1, 2, \dots, N_T\}$$

$$a_{\ell m}^{(q)} = \exp \{ j 2\pi (q-1) (d_{T_x}/\lambda) [\cos(\theta_{T_x}^{(\ell,m)}) \cos(\beta_{T_x}) + \sin(\theta_{T_x}^{(\ell,m)}) \sin(\beta_{T_x}) \cos(\phi_{T_x}^{(\ell,m)} - \gamma_{T_x})] \}$$

$$b_{\ell n}^{(p)} = \exp \{ j 2\pi (p-1) (d_{R_x}/\lambda) [\cos(\theta_{R_x}^{(\ell,n)}) \cos(\beta_{R_x}) + \sin(\theta_{R_x}^{(\ell,n)}) \sin(\beta_{R_x}) \cos(\phi_{R_x}^{(\ell,n)} - \gamma_{R_x})] \}$$

$$f_{T_x}^{(\ell,m)} = (|\vec{v}_{T_x}|/\lambda) \sin(\theta_{T_x}^{(\ell,m)}) \cos(\phi_{T_x}^{(\ell,m)} - \alpha_{T_x})$$

$$f_{R_x}^{(\ell,n)} = (|\vec{v}_{R_x}|/\lambda) \sin(\theta_{R_x}^{(\ell,n)}) \cos(\phi_{R_x}^{(\ell,n)} - \alpha_{R_x})$$

$$\varphi_0^{(\ell)} = -2\pi (D_{T_x}^{(\ell)} + D_{T_x \leftrightarrow R_x} + D_{R_x}^{(\ell)})/\lambda$$

$$\varphi_{\ell mn} \sim \mathcal{U}[-\pi, \pi]$$

Si l'on examinera les antennes non-isotropiques parce que les caractéristiques des antennes jouent un rôle particulièrement important dans la caractérisation du canal. Leur diagramme de rayonnement influence directement le canal. Les coefficients du canal MIMO de l'équation 2.78 représentent dans le cas des réseaux d'antennes émettrices et réceptrices non-isotropiques. Donc nous pouvons facilement tenir en compte le gain d'antennes à partir d'un couple d'antennes émettrice et réceptrice, afin de fournir un modèle géométrique global du canal de transmission MIMO incluant les diagrammes d'antennes comme

$$h_{pq}^{nlos}(t, f) = \lim_{M, N \rightarrow \infty} \sum_{\ell=1}^L \sqrt{\frac{PDP(\ell)}{M^{(\ell)} N^{(\ell)}}} \sum_{m=1}^{M^{(\ell)}} \sum_{n=1}^{N^{(\ell)}} G_q(\theta_{T_x}^{(\ell,m)}, \phi_{T_x}^{(\ell,m)}; \beta_{T_x}, \gamma_{T_x}) a_{\ell m}^{(q)} b_{\ell n}^{(p)} G_p(\theta_{R_x}^{(\ell,n)}, \phi_{R_x}^{(\ell,n)}; \beta_{R_x}, \gamma_{R_x}) \exp \left\{ j \left(2\pi (f_{T_x}^{(\ell,m)} + f_{R_x}^{(\ell,n)}) t + \varphi_{\ell mn} + \varphi_0^{(\ell)} \right) \right\} \quad (2.78)$$

où $G_q(\theta_{\text{Tx}}^{(\ell,m)}, \phi_{\text{Tx}}^{(\ell,m)}; \beta_{\text{Tx}}, \gamma_{\text{Tx}})$ est un gain de l'antenne émettrice q qui est orientée à la direction de $(\beta_{\text{Tx}}, \gamma_{\text{Tx}})$ et propage un onde à la direction de $(\theta_{\text{Tx}}^{(\ell,m)}, \phi_{\text{Tx}}^{(\ell,m)})$, et $G_p(\theta_{\text{Rx}}^{(\ell,n)}, \phi_{\text{Rx}}^{(\ell,n)}; \beta_{\text{Rx}}, \gamma_{\text{Rx}})$ est un gain de l'antenne réceptrice p qui est orientée à la direction de $(\beta_{\text{Rx}}, \gamma_{\text{Rx}})$ et propage un onde à la direction de $(\theta_{\text{Rx}}^{(\ell,n)}, \phi_{\text{Rx}}^{(\ell,n)})$. La puissance de toutes les antennes considérées doivent être normalisées afin d'avoir la même puissance reçues à la réception.

2.4.1.2 Modèle géométrique en 3D avec un trajet direct pour un canal sélectif en fréquence

Après avoir modélisé un canal MIMO sans un trajet direct, nous allons étudier le cas où il y a le trajet direct sans obstacles. Les coefficients du matrice du canal $\mathbf{H}^{los}(t, f)$ s'écrit comme

$$h_{pq}^{los}(t, f) = G_q(\theta_{\text{Tx}}^{(n,m)}, \phi_{\text{Tx}}^{(n,m)}; \beta_{\text{Tx}}, \gamma_{\text{Tx}}) a_{nm}^{(q)} b_{mn}^{(p)} G_p(\theta_{\text{Rx}}^{(m,n)}, \phi_{\text{Rx}}^{(m,n)}; \beta_{\text{Rx}}, \gamma_{\text{Rx}}) \exp \left\{ j \left(2\pi (f_{\text{Tx}}^{(n,m)} + f_{\text{Rx}}^{(m,n)}) t + \varphi_{mn} + \varphi_0 \right) \right\} \quad (2.79)$$

où

$$\begin{aligned} p &\in \{1, 2, \dots, N_R\} \\ q &\in \{1, 2, \dots, N_T\} \\ \theta_{\text{Rx}}^{(m,n)} &= \pi - \theta_{\text{Tx}}^{(n,m)} \\ \phi_{\text{Rx}}^{(m,n)} &= 2\pi - \phi_{\text{Tx}}^{(n,m)} \\ a_{nm}^{(q)} &= \exp \{ j 2\pi (q-1) (d_{\text{Tx}}/\lambda) [\cos(\theta_{\text{Tx}}^{(n,m)}) \cos(\beta_{\text{Tx}}) + \sin(\theta_{\text{Tx}}^{(n,m)}) \sin(\beta_{\text{Tx}}) \cos(\phi_{\text{Tx}}^{(n,m)} - \gamma_{\text{Tx}})] \} \\ b_{mn}^{(p)} &= \exp \{ j 2\pi (p-1) (d_{\text{Rx}}/\lambda) [\cos(\theta_{\text{Rx}}^{(m,n)}) \cos(\beta_{\text{Rx}}) + \sin(\theta_{\text{Rx}}^{(m,n)}) \sin(\beta_{\text{Rx}}) \cos(\phi_{\text{Rx}}^{(m,n)} - \gamma_{\text{Rx}})] \} \\ f_{\text{Tx}}^{(n,m)} &= (|\vec{v}_{\text{Tx}}|/\lambda) \sin(\theta_{\text{Tx}}^{(n,m)}) \cos(\phi_{\text{Tx}}^{(n,m)} - \alpha_{\text{Tx}}) \\ f_{\text{Rx}}^{(m,n)} &= (|\vec{v}_{\text{Rx}}|/\lambda) \sin(\theta_{\text{Rx}}^{(m,n)}) \cos(\phi_{\text{Rx}}^{(m,n)} - \alpha_{\text{Rx}}) \\ \varphi_0 &= -2\pi (D_{\text{Tx} \leftrightarrow \text{Rx}})/\lambda \\ \varphi_{mn} &\sim \mathcal{U}[-\pi, \pi] \end{aligned}$$

2.4.1.3 Modèle géométrique en 3D avec les composantes de polarisation

De nombreux chercheurs se sont focalisés sur la modélisation du canal pour des réseaux d'antennes à polarisation unique. Nous allons remarquer dans les chapitres suivants que ces systèmes MIMO demandent un espace entre des antennes de l'ordre supérieur d'une demi-longueur d'onde afin d'obtenir des gains de capacité et de diversité importants par rapport au système SISO et ainsi encore un plus grand espace pour des canaux avec un trajet direct. Par conséquent, la tendance de la miniaturisation semble être en désaccord pour implémenter des antennes multiples dans des petits appareils. Également, faire séparer les antennes multiples dans l'espace peut compliquer la conception physique des appareils. Donc, la diversité de polarisation sera appliquée dans les systèmes multi-antennes comme nous avons expliqué l'avantage de cette diversité dans le chapitre 1. L'utilisation des antennes à multiple polarisation simultanément pour une communication sans fil consiste à produire un canal de transmission moins corrélé possible et ainsi de réduire la taille de

réseaux d'antennes. Donc, dans un espace limité, nous pouvons exploiter plusieurs antennes en assurant que la corrélation entre des antennes qui apparaît est très basse. La corrélation entre des antennes où la corrélation spatiale influe de manière significative sur la capacité du canal qui sera examinée dans le chapitre suivant. Le but de cette partie est de modéliser un canal de propagation en tenant en compte les composantes de polarisation afin de créer les canaux pour les systèmes MIMO à polarisation multiple.

Diffuseurs

Quand une onde radio-électrique réfléchit à partir d'un obstacle à l'intérieur de bâtiments, l'état de polarisation de l'onde incidente est changé. Les propriétés des ondes réfléchies dépendent de la caractéristique des objets. De plus, l'onde se propageant à travers le canal sans fil, peut subir des réflexions multiples selon le milieu de propagation. Cela résulte de changements multiples sur l'état orthogonal de polarisation. Ce phénomène est désigné sous le nom de « *la dépolarisation* » qui est une propriété importante des canaux sans fil.

Dans le modèle GSCM, chaque diffuseur est non seulement utilisé pour caractériser la direction de départ, la direction d'arrivée et le retard de chaque liaison de communication comme nous l'avons vu auparavant, mais tenir également en compte le comportement de la dépolarisation. En utilisant la relation entre le champ incident et le champ réfléchi exprimée par l'équation 2.13, le modèle du canal peut facilement prendre en compte la caractéristique de la polarisation d'antennes et de la dépolarisation.

Matrice du diffuseur

La matrice de diffuseurs joint dans le modèle GSCM peut être décrite en deux hypothèses. Pour la première hypothèse, la matrice de diffuseurs représente particulièrement un couplage de polarisation, c'est-à-dire la puissance de transmission totale est égale à la puissance de réception totale. Nous pouvons alors donner cette matrice comme

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{1}{1+\chi_\theta}} & \sqrt{\frac{\chi_\phi}{1+\chi_\phi}} \\ \sqrt{\frac{\chi_\theta}{1+\chi_\theta}} & \sqrt{\frac{1}{1+\chi_\phi}} \end{bmatrix} \quad (2.80)$$

où $\chi_\theta = 1/XPR_\theta$ et $\chi_\phi = 1/XPR_\phi$. XPR_θ représente le rapport entre la puissance du canal à co-polarisation et la puissance du canal à polarisation croisée de l'élévation à l'azimut. XPR_ϕ représente le rapport entre la puissance du canal à co-polarisation et la puissance du canal à polarisation croisée de l'azimut à l'élévation.

Pour la deuxième hypothèse, la matrice de diffuseur est normalisée par rapport à la puissance des sous-canaux à co-polarisation d'azimut. La puissance de transmission totale n'est plus égale à celle de réception totale due à cette normalisation mais nous pouvons comparer la performance des systèmes et la capacité du canal en fonction du rapport signal sur bruit des sous-canaux à co-polarisation d'azimut. La matrice du diffuseur peut

s'exprimer comme

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{\frac{\chi_\phi(1+\chi_\theta)}{1+\chi_\phi}} \\ \sqrt{\chi_\theta} & \sqrt{\frac{1+\chi_\theta}{1+\chi_\phi}} \end{bmatrix} \quad (2.81)$$

Par la suite, nous utilisons la deuxième hypothèse de la matrice du diffuseur. De plus, pour simplifier, nous pouvons considérer que $XPR_\phi = XPR_\theta$.

Modèle GSCM avec les composantes de polarisation

En prenant en compte la caractéristique du diagramme de rayonnement d'antennes et celle du découplage de polarisation, le modèle complet du canal du trajet direct et des trajets non-direcets de l'équation 2.17 peut être exprimé par

$$h_{pq}^{nlos}(t, f) = \lim_{M, N \rightarrow \infty} \sum_{\ell=1}^L \sqrt{\frac{PDP(\ell)}{M^{(\ell)} N^{(\ell)}}} \sum_{m=1}^{M^{(\ell)}} \sum_{n=1}^{N^{(\ell)}} a_m^{(q)} b_n^{(p)} \exp \left\{ j \left(2\pi (f_{Tx}^{(\ell, m)} + f_{Rx}^{(\ell, n)}) t + \phi_{\ell mn} + \phi_0^\ell \right) \right\} \\ \begin{bmatrix} G_{p, \theta}(\theta_{Rx}^{(\ell, n)}, \phi_{Rx}^{(\ell, n)}; \beta_{Rx}, \gamma_{Rx}) \\ G_{p, \phi}(\theta_{Rx}^{(\ell, n)}, \phi_{Rx}^{(\ell, n)}; \beta_{Rx}, \gamma_{Rx}) \end{bmatrix}^T \mathbf{S}_{Tx, Rx}^{(\ell, m, n)} \begin{bmatrix} G_{q, \theta}(\theta_{Tx}^{(\ell, m)}, \phi_{Tx}^{(\ell, m)}; \beta_{Tx}, \gamma_{Tx}) \\ G_{q, \phi}(\theta_{Tx}^{(\ell, m)}, \phi_{Tx}^{(\ell, m)}; \beta_{Tx}, \gamma_{Tx}) \end{bmatrix} \quad (2.82)$$

et

$$h_{pq}^{los}(t, f) = a_{nm}^{(q)} b_{mn}^{(p)} \exp \left\{ j \left(2\pi (f_{Tx}^{(n, m)} + f_{Rx}^{(m, n)}) t + \varphi_{mn} + \varphi_0 \right) \right\} \\ \begin{bmatrix} G_{p, \theta}(\theta_{Rx}^{(m, n)}, \phi_{Rx}^{(m, n)}; \beta_{Rx}, \gamma_{Rx}) \\ G_{p, \phi}(\theta_{Rx}^{(m, n)}, \phi_{Rx}^{(m, n)}; \beta_{Rx}, \gamma_{Rx}) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} G_{q, \theta}(\theta_{Tx}^{(n, m)}, \phi_{Tx}^{(n, m)}; \beta_{Tx}, \gamma_{Tx}) \\ G_{q, \phi}(\theta_{Tx}^{(n, m)}, \phi_{Tx}^{(n, m)}; \beta_{Tx}, \gamma_{Tx}) \end{bmatrix} \quad (2.83)$$

où $\mathbf{S}_{Tx, Rx}^{(\ell, m, n)}$ représente la mécanique du découplage de polarisation au milieu de propagation. Comme nous avons étudié dans la partie précédente, la matrice de diffuseur, $\mathbf{S}_{Tx, Rx}^{(\ell, m, n)}$, pour le premier cas s'écrit comme

$$\mathbf{S}_{Tx, Rx}^{(\ell, m, n)} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{1}{1+\chi_\theta^{(\ell, m, n)}}} \exp(j\varepsilon_{\theta\theta}^{(\ell, m, n)}) & \sqrt{\frac{\chi_\phi^{(\ell, m, n)}}{1+\chi_\phi^{(\ell, m, n)}}} \exp(j\varepsilon_{\theta\phi}^{(\ell, m, n)}) \\ \sqrt{\frac{\chi_\theta^{(\ell, m, n)}}{1+\chi_\theta^{(\ell, m, n)}}} \exp(j\varepsilon_{\phi\theta}^{(\ell, m, n)}) & \sqrt{\frac{1}{1+\chi_\phi^{(\ell, m, n)}}} \exp(j\varepsilon_{\phi\phi}^{(\ell, m, n)}) \end{bmatrix} \quad (2.84)$$

et le deuxième cas s'écrit comme

$$\mathbf{S}_{Tx, Rx}^{(\ell, m, n)} = \begin{bmatrix} \exp(j\varepsilon_{\theta\theta}^{(\ell, m, n)}) & \sqrt{\frac{\chi_\phi^{(\ell, m, n)}(1+\chi_\theta^{(\ell, m, n)})}{1+\chi_\phi^{(\ell, m, n)}} \exp(j\varepsilon_{\theta\phi}^{(\ell, m, n)}) \\ \sqrt{\chi_\theta^{(\ell, m, n)}} \exp(j\varepsilon_{\phi\theta}^{(\ell, m, n)}) & \sqrt{\frac{1+\chi_\theta^{(\ell, m, n)}}{1+\chi_\phi^{(\ell, m, n)}}} \exp(j\varepsilon_{\phi\phi}^{(\ell, m, n)}) \end{bmatrix} \quad (2.85)$$

où $\varepsilon_{\theta\theta}^{(\ell, m, n)}$, $\varepsilon_{\theta\phi}^{(\ell, m, n)}$, $\varepsilon_{\phi\theta}^{(\ell, m, n)}$ et $\varepsilon_{\phi\phi}^{(\ell, m, n)}$ sont des déphasages aléatoires distribués uniformément de $-\pi$ à π .

2.4.2 Corrélation du modèle GSCM

En prenant en compte les composantes de polarisation, la corrélation du canal décrit dans l'équation 2.82 peut être déduite dans la suite. Avec l'hypothèse du canal WSSUS, la corrélation entre deux canaux non-directs $h_{pq}^{nlos}(t, \tau)$ ¹ et $h_{\bar{p}\bar{q}}^{nlos}(t, \tau)$ peut s'exprimer par

$$R_{pq, \bar{p}\bar{q}}(\xi, \tau - \tau') = E[h_{pq}(t, \tau)h_{\bar{p}\bar{q}}^*(t - \xi, \tau')] \quad (2.87)$$

où $h_{pq}^{nlos}(t, \tau)$ est une transformation de Fourier de $h_{pq}^{nlos}(t, f)$ dans le domaine temporel. Par l'équation 2.82, nous obtenons la corrélation du canal sélectif en fréquence comme

$$R_{pq, \bar{p}\bar{q}}(\xi, \tau - \tau') = E[h_{pq}(t)h_{\bar{p}\bar{q}}^*(t - \xi)] \cdot PDP(\tau)\delta(\tau - \tau') \quad (2.88)$$

où $E[h_{pq}(t)h_{\bar{p}\bar{q}}^*(t - \xi)]$ est la corrélation spatiale qui est indépendante de la dispersion temporelle et $PDP(\tau)$ est le profil puissance-retard. Nous nous intéressons ensuite à la corrélation spatiale $E[h_{pq}(t)h_{\bar{p}\bar{q}}^*(t - \xi)]$.

La corrélation spatiale entre $h_{pq}^{nlos}(t)$ et $h_{\bar{p}\bar{q}}(t - \xi)$ peut s'exprimer par

$$R_{pq, \bar{p}\bar{q}}(\xi) = \lim_{M, N \rightarrow \infty} \frac{1}{MN} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N a_m^{(q)} b_n^{(p)} a_m^{(\bar{q})*} b_n^{(\bar{p})*} \exp \left\{ j \left(2\pi(f_{Tx}^{(m)} + f_{Rx}^{(n)}) \right) \xi \right\} \begin{bmatrix} G_{p, \theta} \cdot G_{\bar{p}, \theta} \\ G_{p, \phi} \cdot G_{\bar{p}, \phi} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 1 & \chi \\ \chi & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_{q, \theta} \cdot G_{\bar{q}, \theta} \\ G_{q, \phi} \cdot G_{\bar{q}, \phi} \end{bmatrix} \quad (2.89)$$

où $G_{p, \theta}$ et $G_{p, \phi}$ représentent les gains normalisés de l'antenne réceptrice p pour la polarisation en élévation et la polarisation en azimuth. Par la connaissance de la forme discrète, la corrélation spatiale peut être considérée sous la forme continue. Si le réseau d'antennes linéaire est employé en émission et en réception, la corrélation spatiale sous la forme continue est alors donnée par

$$R_{pq, \bar{p}\bar{q}}(\xi) = \iiint \exp \left\{ j \frac{2\pi(\tilde{q} - q)d_{Tx}}{\lambda} \sin \theta_{Tx} \cos \phi_{Tx} - j2\pi f_{Tx} \xi \sin \theta_{Tx} \cos(\phi_{Tx} - \gamma_{Tx}) \right\} \exp \left\{ j \frac{2\pi(\tilde{p} - p)d_{Rx}}{\lambda} \sin \theta_{Rx} \cos \phi_{Rx} - j2\pi f_{Rx} \xi \sin \theta_{Rx} \cos(\phi_{Rx} - \gamma_{Rx}) \right\} \begin{bmatrix} G_{p, \theta} \cdot G_{\bar{p}, \theta} \\ G_{p, \phi} \cdot G_{\bar{p}, \phi} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 1 & \chi \\ \chi & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_{q, \theta} \cdot G_{\bar{q}, \theta} \\ G_{q, \phi} \cdot G_{\bar{q}, \phi} \end{bmatrix} p(\gamma_{Tx}) p(\gamma_{Rx}) p(\Omega_{Tx}) p(\Omega_{Rx}) d\gamma_{Tx} d\gamma_{Rx} d\Omega_{Tx} d\Omega_{Rx} \quad (2.90)$$

1. $h_{pq}^{nlos}(t, \tau)$ est la transformée de Fourier du canal $h_{pq}^{nlos}(t, f)$ donnée par

$$h_{pq}^{nlos}(t, \tau) = \lim_{M, N \rightarrow \infty} \sum_{\ell=1}^L \sqrt{\frac{PDP(\ell)}{M^{(\ell)}N^{(\ell)}}} \sum_{m=1}^{M^{(\ell)}} \sum_{n=1}^{N^{(\ell)}} a_m^{(q)} b_n^{(p)} \exp \left\{ j \left(2\pi(f_{Tx}^{(\ell, m)} + f_{Rx}^{(\ell, n)})t + \phi_{\ell mn} \right) \right\} \begin{bmatrix} G_{p, \theta}(\theta_{Rx}^{(\ell, n)}, \phi_{Rx}^{(\ell, n)}; \beta_{Rx}, \gamma_{Rx}) \\ G_{p, \phi}(\theta_{Rx}^{(\ell, n)}, \phi_{Rx}^{(\ell, n)}; \beta_{Rx}, \gamma_{Rx}) \end{bmatrix}^T \mathbf{S}_{Tx, Rx}^{(\ell, m, n)} \begin{bmatrix} G_{q, \theta}(\theta_{Tx}^{(\ell, m)}, \phi_{Tx}^{(\ell, m)}; \beta_{Tx}, \gamma_{Tx}) \\ G_{q, \phi}(\theta_{Tx}^{(\ell, m)}, \phi_{Tx}^{(\ell, m)}; \beta_{Tx}, \gamma_{Tx}) \end{bmatrix} \delta(t - \tau_\ell) \quad (2.86)$$

où $\tau_\ell = (D_{Tx}^{(\ell)} + D_{Tx \leftrightarrow Rx} + D_{Rx}^{(\ell)})/c$ dans laquelle c est la vitesse de lumière.

où Ω contient les angles d'azimut et d'élévation et $d\Omega$ est équivalent à $\sin\theta d\phi d\theta$. Les fonctions de densité de probabilité, $p(\Omega_{\text{Tx}})$ et $p(\Omega_{\text{Rx}})$, expliquent comment des diffuseurs sont placés dans l'espace locale autour de l'émetteur et du récepteur. Dans la suite, nous supposons que les angles d'azimut et d'élévation sont indépendants de l'un à l'autre et ainsi, $p(\Omega_{\text{Tx}})$ et $p(\Omega_{\text{Rx}})$ peuvent être décomposés en $p(\theta_{\text{Tx}}, \phi_{\text{Tx}})$ et $p(\theta_{\text{Rx}}, \phi_{\text{Rx}})$. La corrélation spatiale $R_{pq, \tilde{p}\tilde{q}}(\xi)$ peut bien évidemment être décrite en trois parties : la corrélation spatiale en émission $R_{\cdot q, \tilde{q}}(\xi)$, la corrélation spatiale en réception $R_{p, \tilde{p}}(\xi)$, et la corrélation entre deux polarisations \mathcal{U} :

$$R_{pq, \tilde{p}\tilde{q}}(\xi) = R_{p, \tilde{p}}^T(\xi) \mathcal{U} R_{\cdot q, \tilde{q}}(\xi) \quad (2.91)$$

où

$$\begin{aligned} R_{\cdot q, \tilde{q}}(\xi) &= \iint \left[\begin{array}{c} G_{q, \theta} \cdot G_{\tilde{q}, \theta} \\ G_{q, \phi} \cdot G_{\tilde{q}, \phi} \end{array} \right] \exp \{j2\pi(\tilde{q} - q)d_{\text{Tx}} \sin \theta_{\text{Tx}} \cos \phi_{\text{Tx}} / \lambda\} \cdot \\ &\quad \exp \{-j2\pi f_{\text{Tx}} \xi \sin \theta_{\text{Tx}} \cos(\phi_{\text{Tx}} - \gamma_{\text{Tx}})\} p(\gamma_{\text{Tx}}) p(\Omega_{\text{Tx}}) d\gamma_{\text{Tx}} d\Omega_{\text{Tx}} \\ R_{p, \tilde{p}}(\xi) &= \iint \left[\begin{array}{c} G_{p, \theta} \cdot G_{\tilde{p}, \theta} \\ G_{p, \phi} \cdot G_{\tilde{p}, \phi} \end{array} \right] \exp \{j2\pi(\tilde{p} - p)d_{\text{Rx}} \sin \theta_{\text{Rx}} \cos \phi_{\text{Rx}} / \lambda\} \cdot \\ &\quad \exp \{-j2\pi f_{\text{Rx}} \xi \sin \theta_{\text{Rx}} \cos(\phi_{\text{Rx}} - \gamma_{\text{Rx}})\} p(\gamma_{\text{Rx}}) p(\Omega_{\text{Rx}}) d\gamma_{\text{Rx}} d\Omega_{\text{Rx}} \\ \mathcal{U} &= \begin{bmatrix} 1 & \chi \\ \chi & 1 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Dans la littérature, beaucoup de travaux sont effectués par des compagnes de mesure pour la recherche de la fonction de la distribution des angles d'azimut et d'élévation. Nous commençons d'abord par des distributions des angles d'azimut et ensuite celles des angles d'élévation. Les fonctions de la distribution des angles d'azimut, qui sont extraits à partir des compagnes de mesure, sont la distribution uniforme, gaussienne, von Mises et Laplacian. Pour les fonctions des distribution des angles d'élévation, il existe dans la littérature trois distributions : uniforme, cosinus et gaussienne. Ici, nous nous sommes intéressés par la distribution de von Mises pour les angles d'azimut et la distribution uniforme pour les angles d'élévation parce que ces deux distributions correspondent bien aux réponses de forme close pour beaucoup de situations de la propagation des canaux. La distribution de von Mises est définie par

$$p(\phi_{\text{Tx}}) = \frac{\exp \{k_{\text{Tx}} \cos(\phi_{\text{Tx}} - \bar{\phi}_{\text{Tx}})\}}{2\pi I_0(k_{\text{Tx}})} \quad (2.92)$$

où $\phi_{\text{Tx}} \in [-\pi, \pi)$, $I_0(\cdot)$ est la fonction de Bessel modifiée de premier type d'ordre 1, $\bar{\phi}_{\text{Tx}}$ est la moyenne de l'angle d'azimut et k_{Tx} permet de modifier la dispersion des angles autour de $\bar{\phi}_{\text{Tx}}$. Pour $k_{\text{Tx}} = 0$, nous obtenons $p(\phi_{\text{Tx}}) = 1/2\pi$ tandis que pour $k_{\text{Tx}} = \infty$, nous avons $p(\phi_{\text{Tx}}) = \delta(\phi_{\text{Tx}} - \bar{\phi}_{\text{Tx}})$. La distribution uniforme est définie par

$$p(\theta_{\text{Tx}}) = \frac{1}{2\Delta\theta_{\text{Tx}}} \quad (2.93)$$

où $\theta_{\text{Tx}} \in [\bar{\theta}_{\text{Tx}} - \Delta\theta_{\text{Tx}}, \bar{\theta}_{\text{Tx}} + \Delta\theta_{\text{Tx}}]$, $\bar{\theta}_{\text{Tx}}$ représente l'angle d'azimut en moyenne et $\Delta\theta_{\text{Tx}}$ est l'écart-type de la dispersion angulaire. Dans la suite, nous allons étudier pour deux cas :

deux antennes ont les mêmes polarisations, et d'autre part deux antennes ont différentes polarisations.

Pour le premier cas où deux antennes de type dipôle z sont exploitées avec une distance de séparation d_{Tx} en émission et le mouvement de l'émetteur γ_{Tx} est supposé aléatoire dans toutes les directions ($p(\gamma_{Tx}) = 1/2\pi$). La corrélation spatiale entre ces deux antennes, en utilisant la transformation trigonométrique et la définition d'égalité $\int_{-\pi}^{+\pi} \exp\{x \sin z + y \cos z\} dz = 2\pi I_0(\sqrt{x^2 + y^2})$ [81], peut s'exprimer en fonction de l'angle d'élévation et le décalage de temps par

$$R_{.1,.2}(\theta_{Tx}, \xi) = \begin{bmatrix} K_1^2 \frac{\sin^2 \theta_{Tx}}{I_0(k_{Tx})} J_0(2\pi f_{Tx} \xi \sin \theta_{Tx}) I_0(\sqrt{k_{Tx}^2 - C}) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.94)$$

où K_1^2 représente la valeur constante de la normalisation de l'antenne z et $C = \frac{4\pi^2 d_{Tx}^2}{\lambda^2} \sin^2 \theta_{Tx} - j \frac{4\pi d_{Tx}}{\lambda} \sin \theta_{Tx} \cos \bar{\phi}_{Tx}$. Étant donné que la distribution des diffuseurs est uniforme en azimut, nous pouvons finalement obtenir la corrélation spatiale en fonction du décalage de temps :

$$R_{.1,.2}(\xi) = \frac{1}{2\Delta\theta_{Tx}} \int_{\bar{\theta}_{Tx} - \Delta\theta_{Tx}}^{\bar{\theta}_{Tx} + \Delta\theta_{Tx}} R_{.1,.2}(\theta_{Tx}, \xi) d\theta_{Tx} \quad (2.95)$$

La figure 2.12 montre l'évolution de la corrélation spatiale en fonction de l'espace normalisé et $f_{Tx}\xi$. Nous remarquons bien que l'effet de la dispersion angulaire en élévation est moins important que celle en azimut.

Pour le deuxième cas, nous exploitons une antenne de type dipôle z et une autre de type dipôle x qui sont placées en même position. En utilisant la transformation trigonométrique et deux définitions d'égalité : $\int_{-\pi}^{+\pi} \exp\{x \cos z + y \sin z\} \sin z dz = 2\pi x I_1(\sqrt{x^2 + y^2}) / \sqrt{x^2 + y^2}$ et $\int_{-\pi}^{+\pi} \exp\{x \cos z + y \sin z\} \cos z dz = 2\pi y I_1(\sqrt{x^2 + y^2}) / \sqrt{x^2 + y^2}$ [81], nous pouvons d'abord déterminer la corrélation spatiale en fonction de l'angle d'élévation et le décalage de temps comme

$$R_{.1,.2}(\theta_{Tx}, \xi) = \begin{bmatrix} K_1 K_2 \sin \theta_{Tx} \cos \theta_{Tx} \cos \bar{\phi}_{Tx} J_0(2\pi f_{Tx} \xi \sin \theta_{Tx}) \frac{I_1(k_{Tx})}{I_0(k_{Tx})} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.96)$$

où K_1 et K_2 sont les valeurs de normalisation pour l'antenne x et z . Par l'équation 2.95, nous obtenons ensuite la corrélation spatiale en fonction du décalage de temps. La figure 2.13 illustre la corrélation spatiale entre deux dipôles x et z . Tandis que la moyenne des angles d'azimut est égale à 90° , les polarisations entre deux dipôles sont parfaitement orthogonales. Dans le cas contraire, la corrélation spatiale peut apparaître, ce qui réduit la performance et le débit de transmission. La capacité du canal de transmission sera étudié dans le chapitre suivant. Enfin, nous pouvons calculer la corrélation spatiale en réception $R_{p,\bar{p}}$ de la même manière comme le calcul de la corrélation spatiale en émission $R_{q,\bar{q}}$. Finalement, la corrélation spatiale peut être calculée par l'équation 2.91.

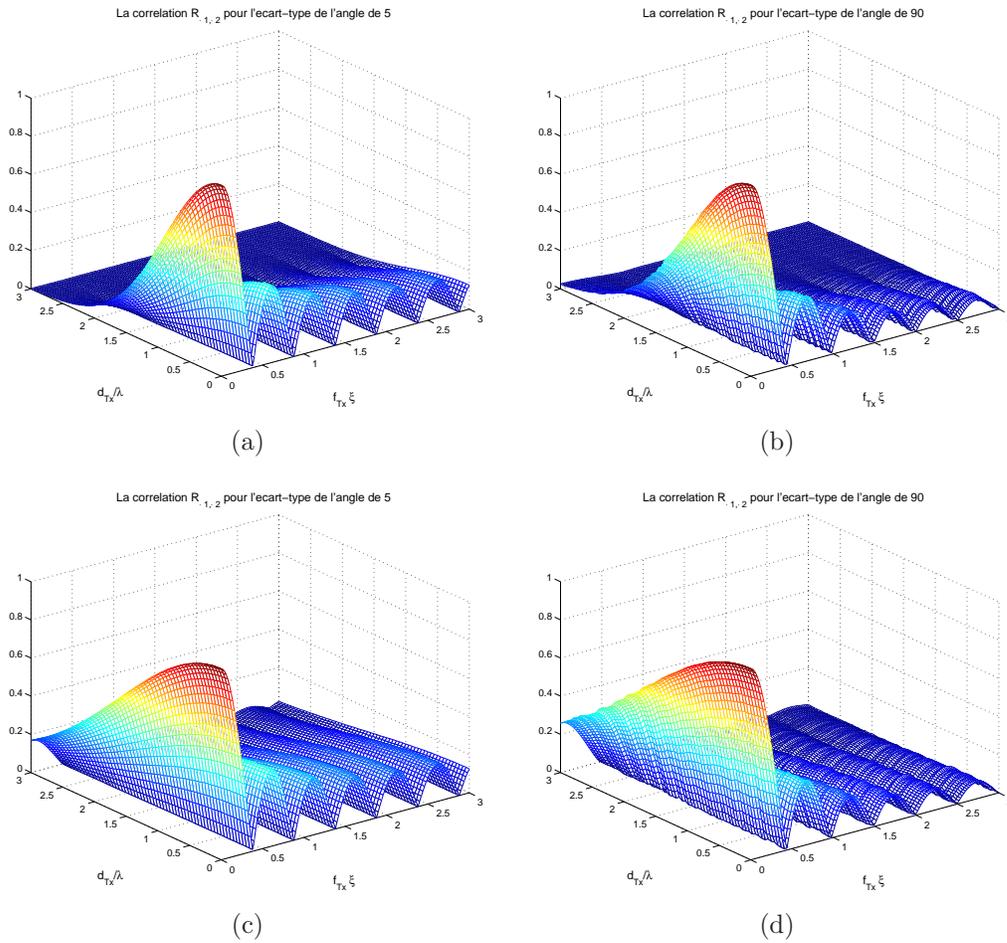


Figure 2.12 – La corrélation spatiale entre deux antennes de type dipôle z pour quatre scénarios : (a) ($k_{\text{Tx}} = 30, \bar{\phi} = 90^\circ$) et ($\bar{\theta} = 90^\circ, \Delta\theta_{\text{Tx}} = 5$), (b) ($k_{\text{Tx}} = 30, \bar{\phi} = 90^\circ$) et ($\bar{\theta} = 90^\circ, \Delta\theta_{\text{Tx}} = 90^\circ$), (c) ($k_{\text{Tx}} = 100, \bar{\phi} = 90^\circ$) et ($\bar{\theta} = 90^\circ, \Delta\theta_{\text{Tx}} = 90^\circ$), et (d) ($k_{\text{Tx}} = 100, \bar{\phi} = 90^\circ$) et ($\bar{\theta} = 90^\circ, \Delta\theta_{\text{Tx}} = 90^\circ$)

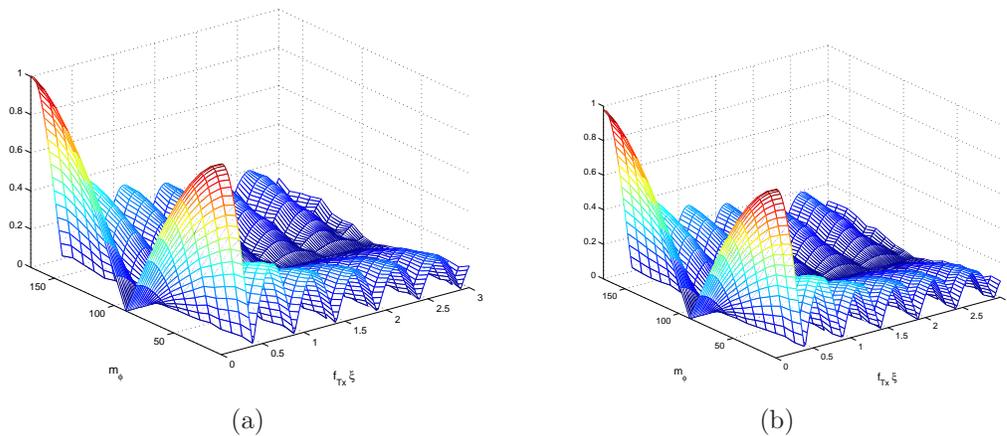


Figure 2.13 – La corrélation spatiale entre deux dipôles x et z pour deux scénarios : (a) ($k_{\text{Tx}} = 5, \bar{\phi} = m_\phi$) pour l'azimut et ($\bar{\theta} = 90^\circ, \Delta\theta_{\text{Tx}} = 10^\circ$) pour l'élévation et (b) ($k_{\text{Tx}} = 60, \bar{\phi} = m_\phi$) pour l'azimut et ($\bar{\theta} = 90^\circ, \Delta\theta_{\text{Tx}} = 10^\circ$) pour l'élévation

2.5 Conclusion

Pour la première partie du chapitre, nous avons étudié la plupart des modèles proposés dans la littérature. Nous avons contribué un modèle du canal de transmission qui est basé sur le modèle stochastique géométrique. Ce modèle du canal prend en compte la caractéristique du canal de propagation et la configuration de réseaux d'antennes situés en émission et en réception. Ce qui nous sert par la suite au calcul de la capacité des systèmes MIMO à polarisation unique et à polarisations multiples. Après avoir modélisé un canal de transmission, nous avons examiné la corrélation spatiale temporelle pour deux cas avec des antennes non-isotropiques : d'une part, avec deux antennes dipôles z et d'autre part, avec deux antennes dipôles x et z . Pour le premier cas, nous avons constaté que la corrélation spatiale dépend de la dispersion angulaire surtout en azimut. En revanche, pour le deuxième cas, nous avons montré que si deux antennes ne sont pas parfaitement orthogonales, il est possible que ces deux antennes puissent produire la corrélation spatiale. Dans le prochain chapitre, nous allons examiner la capacité du canal de propagation sur des systèmes multi-antennes avec et sans la connaissance du canal en émission.

Chapitre 3

Capacité des systèmes multi-antennes

Sommaire

3.1	Introduction	86
3.2	Théorie de l'information	86
3.2.1	Entropie	87
3.2.2	Information mutuelle	88
3.2.3	Capacité du canal de transmission	88
3.3	Capacité des systèmes multi-antennes avec la connaissance de CSI à la réception	91
3.3.1	Systemes multi-antennes à la réception - SIMO	91
3.3.2	Systemes multi-antennes à l'émission - MISO	96
3.3.3	Systemes multi-antennes à l'émission et à la réception - MIMO	99
3.4	Capacité des systèmes multi-antennes avec la connaissance de CSI à l'émission et à la réception	107
3.4.1	Capacité des systèmes exploitant la technique de water-filling	107
3.4.2	Capacité des systèmes exploitant la technique de sélection d'antennes	110
3.4.3	Capacité des systèmes exploitant la technique de formation de voies	114
3.5	Conclusion	115

3.1 Introduction

L'objectif principal des systèmes de communication est de transmettre le plus haut débit possible avec la plus grande fiabilité. Ainsi le débit de transmission est-il associé à la capacité du canal, qui est représentée par un nombre de données maximum transmises à chaque instant. La fiabilité de la transmission, quant à elle, est associée à la probabilité d'erreur qui est inversement liée au rapport signal sur bruit. Pour améliorer le débit et la fiabilité, une simple solution consiste à augmenter la puissance de transmission mais dans un contexte multi-utilisateur, la puissance des interférences va parallèlement accroître. La deuxième solution consiste à changer effectivement le type de modulation des données mais il est nécessaire d'augmenter le spectre d'émission. La plus récente technique est d'utiliser la technique multi-antennes en émission et réception qui permet d'améliorer la fiabilité et le débit de transmission en gardant le même spectre et la même puissance de transmission. Ces systèmes sont bien répandus sous le nom de « systèmes MIMO » (“Multiple-input multiple-output”). Les systèmes MIMO à multiplexage sont initialisés par Telatar [61] et Foschini [21] et les systèmes MIMO à codage spatio-temporel sont initialisés par Tarokh *et al.* [16].

Dans ce chapitre, nous allons commencer par rappeler quelques résultats de la théorie de l'information qui permettront de caractériser les capacités des systèmes multi-antennes. Les canaux MIMO étudiés par la suite sont caractérisés par la corrélation spatiale entre les antennes isotropiques qui sont linéairement positionnées dans les réseaux d'antennes à l'émission et à la réception. Par la théorie d'informations, nous pouvons mesurer les bornes des capacités du canal MIMO qui s'expriment comme le débit de transmission maximal qui peut être atteint pour une faible probabilité d'erreur. Nous présenterons ensuite les capacités des systèmes employant la diversité spatiale en réception ou/et en émission dans le cas où le canal de transmission est parfaitement connu au récepteur mais inconnu à l'émetteur. Nous examinerons les capacités de deux systèmes MIMO : celles du système MIMO à multiplexage spatial et celles du système MIMO à codage spatio-temporel. Ensuite, dans le cas où l'émetteur connaît parfaitement l'information d'état du canal par la voie de retour du récepteur, nous pouvons maximiser la capacité du canal MIMO ou simplifier les systèmes MIMO afin de réduire la complexité et la consommation de systèmes.

3.2 Théorie de l'information

La théorie de l'information répond à deux questions fondamentales de la théorie de communication. D'une part, pour répondre à la question concernant la compression des données, c'est l'entropie. D'autre part, pour répondre à la question concernant le débit de transmission, c'est la capacité du canal. En fait, la théorie d'informations contribue également dans plusieurs domaines comme physique statistique, informatique, déduction statistique, et probabilité et statistique.

Dans le cadre d'une liaison point-à-point, le signal émis par une source est physiquement perturbé par un canal de propagation et du bruit additif. La théorie de l'information est

utilisée pour mesurer la quantité maximale d'information qui peut être transmise à travers les canaux à évanouissements.

3.2.1 Entropie

La conception de « l'entropie » ou l'information propre d'un processus aléatoire est de mesurer la quantité d'information moyenne contenue du processus. Concernant des sources discrètes sans mémoire, une source X produit une séquence de données tirées aléatoirement dans un alphabet fini $\{x_1, x_2, \dots, x_k\}$ avec une loi de probabilité $p(x) = \Pr\{X = x\}$, $x \in \{x_1, x_2, \dots, x_k\}$ ou $x \in \mathcal{X}$. L'entropie d'une source X est définie par

$$\mathcal{H}(X) = -E_X \{\log p(x)\} = - \sum_{x \in \mathcal{X}} p(x) \log p(x) \quad (3.1)$$

L'unité de la fonction $\mathcal{H}(X)$ dépend de la base du logarithme. Si le logarithme est en base 2, l'unité de $\mathcal{H}(X)$ est bit par symbole. Pour le logarithme naturel, l'entropie s'exprime à l'unité de nat par symboles.

Si plusieurs variables aléatoires sont présentes dans un système, l'entropie conjointe et conditionnelle peuvent aussi être mesurés en bits ou en nats selon la base du logarithme utilisée. Par exemple, pour deux variables aléatoires discrètes X et Y , l'entropie conjointe des deux sources $\mathcal{H}(X, Y)$ représentant la quantité d'information moyenne jointe avec une distribution conjointe $p(x, y)$ peut être présentée ainsi

$$\mathcal{H}(X, Y) = -E_{XY} \{\log p(x, y)\} = - \sum_{x \in \mathcal{X}} \sum_{y \in \mathcal{Y}} p(x, y) \log p(x, y) \quad (3.2)$$

Nous définissons également l'entropie conditionnelle $\mathcal{H}(Y|X)$ qui est une mesure de l'incertitude d'une variable relativement aux autres variables. Pour deux variables aléatoires discrètes X et Y , on peut également définir l'entropie conditionnelle $\mathcal{H}(Y|X)$.

$$\begin{aligned} \mathcal{H}(Y|X) &= \sum_{x \in \mathcal{X}} p(x) \mathcal{H}(Y|X = x) \\ &= - \sum_{x \in \mathcal{X}} p(x) \sum_{y \in \mathcal{Y}} p(y|x) \log p(y|x) \\ &= - \sum_{x \in \mathcal{X}} \sum_{y \in \mathcal{Y}} p(x, y) \log p(y|x) \\ &= -E_{XY} \{\log p(y|x)\} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Dans la partie suivante, nous examinerons cette hypothèse dans le cadre du système de communication binaire. Par conséquent, la base du logarithme est en base 2 et l'entropie est mesurée en bits.

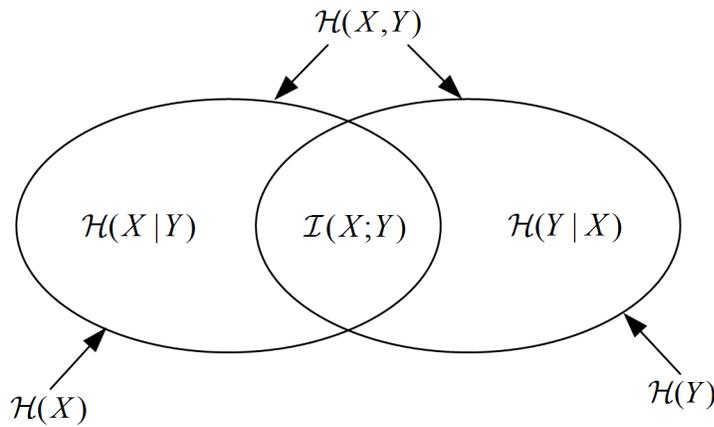


Figure 3.1 – Relation entre l'entropie et l'information mutuelle pour deux variables aléatoires

3.2.2 Information mutuelle

L'information mutuelle permet de quantifier l'information qui est apportée par la réalisation de la sortie y sur l'entrée x dans laquelle x et y sont deux variables aléatoires. C'est la réduction de l'incertitude d'une variable aléatoire due à la connaissance de l'autre variable. L'information mutuelle $\mathcal{I}(X;Y)$ peut généralement être exprimée par

$$\mathcal{I}(X;Y) = \sum_{x \in \mathcal{X}} \sum_{y \in \mathcal{Y}} p(x,y) \log \frac{p(x,y)}{p(x)p(y)} \quad (3.4)$$

On peut récrire la définition de l'information mutuelle sous la connaissance des entropies.

$$\mathcal{I}(X;Y) = \mathcal{H}(Y) - \mathcal{H}(Y|X) \quad (3.5)$$

$$\mathcal{I}(X;Y) = \mathcal{H}(X) - \mathcal{H}(X|Y) \quad (3.6)$$

$$\mathcal{I}(X;Y) = \mathcal{H}(Y) + \mathcal{H}(X) - \mathcal{H}(X,Y) \quad (3.7)$$

$$\mathcal{I}(X;Y) = \mathcal{I}(Y;X) \quad (3.8)$$

$$\mathcal{I}(X;X) = \mathcal{H}(X) \quad (3.9)$$

L'information mutuelle $\mathcal{I}(X;Y)$ de l'équation 3.5 exprime la réduction de l'incertitude de Y due à la connaissance de X . Si l'information mutuelle de la variable aléatoire X avec elle-même, $\mathcal{I}(X;X)$, est l'entropie de la variable aléatoire comme il est montré par l'équation 3.9. C'est la raison pour laquelle l'entropie est définie parfois sous le nom de « l'information propre ».

La relation entre $\mathcal{H}(X)$, $\mathcal{H}(Y)$, $\mathcal{H}(X,Y)$, $\mathcal{H}(X|Y)$, $\mathcal{H}(Y|X)$ et $\mathcal{I}(X;Y)$ peut être exprimée dans un diagramme de Venn sur la figure 3.1. L'information mutuelle $\mathcal{I}(X;Y)$ correspond à l'intersection de l'information de la source X avec celle de la source Y .

3.2.3 Capacité du canal de transmission

Comme nous l'avons discuté dans le chapitre 1.2, Shannon a présenté une chaîne de communication sous la forme mathématique. La chaîne de communication contient des

processus isolés qui précisent leur fonction d'une manière indépendante l'un envers l'autre. La chaîne de communication se compose en trois groupes tels que l'émission, la réception et le canal de propagation. Ici, nous examinerons seulement la partie du canal de propagation afin de déterminer la capacité du canal.

Le canal de propagation est normalement défini comme une fonction de transformation déterministe ou aléatoire affectant le signal émis à partir du transmetteur. Suite aux distorsions introduites par des interactions au milieu de la propagation, la fiabilité des communications et le débit de transmission sont affectés. Cependant, grâce à des techniques de codage et décodage, nous pouvons considérer que l'information émise peut effectivement récupérer en réception avec une très faible probabilité d'erreur. Le débit maximum, à partir duquel la communication peut être faite, s'appelle la capacité du canal.

La capacité d'un canal d'après le théorème de Shannon est définie comme le maximum de l'information mutuelle, X et Y étant les variables aléatoires associées respectivement à l'entrée et à la sortie du canal. Autrement dit, la capacité est une valeur certaine qui donne la borne supérieure du taux de transmission d'information pour une communication sans erreur. La maximisation de l'information mutuelle entre la source et le destinataire est effectuée sur l'ensemble des distributions de probabilité $p(x)$ à l'entrée du canal.

$$C = \max_{p(x)} \mathcal{I}(X; Y) \quad (3.10)$$

3.2.3.1 Capacité déterministe

Dans le cadre du canal gaussien, le signal émis par une source est physiquement perturbé par du bruit additif. L'expression du modèle équivalent en bande de base est donné pour un canal mono-antenne (SISO) par $y = x + n$ où y et x sont des signaux reçu et émis, et n représente un bruit qui bouleverse sur les signaux émis. L'information mutuelle est exprimée par

$$\begin{aligned} \mathcal{I}(x; y) &= \mathcal{H}(y) - \mathcal{H}(y|x) \\ &= \mathcal{H}(y) - \mathcal{H}(x + n|x) \\ &= \mathcal{H}(y) - \mathcal{H}(n|x) \\ &= \mathcal{H}(y) - \mathcal{H}(n) \end{aligned}$$

Si le bruit est considéré comme bruit blanc gaussien additif complexe alors l'entropie de n est $\log_2(\pi e \sigma_n^2)$ et l'entropie de y est $\log_2(\pi e (P_T + \sigma_n^2))$ où P_T est la puissance de transmission, $P_T = E\{|x|^2\}$, et σ_n^2 représente la variance du bruit, $\sigma_n^2 = E\{|n|^2\}$. L'information mutuelle du canal SISO gaussien est donnée par [82]

$$\begin{aligned} \mathcal{I}(x; y) &= \mathcal{H}(y) - \mathcal{H}(n) \\ &\leq \log_2(\pi e (P_T + \sigma_n^2)) - \log_2(\pi e \sigma_n^2) \\ &= \log_2 \left(1 + \frac{P_T}{\sigma_n^2} \right) \end{aligned}$$

La capacité du canal SISO gaussien, qui maximise l'information mutuelle entre l'entrée x et la sortie y , est alors égale à

$$C = \max_{p(x)} \mathcal{I}(x; y) = \log_2 \left(1 + \frac{P_T}{\sigma_n^2} \right) \quad \text{bps/Hz} \quad (3.11)$$

On remarque que la capacité du canal SISO peut être atteinte au maximum à condition que le signal émis soit une variable aléatoire avec une distribution gaussienne de moyenne nulle et variance P_T , $x \sim \mathcal{N}(0, P_T)$.

3.2.3.2 Capacité ergodique

En réalité, les signaux émis par l'émetteur sont affectés par l'effet des trajets multiples ainsi que l'effet du mouvement de l'émetteur et du récepteur. En conséquence, le canal de propagation est considéré comme le canal aléatoire suivant une loi de probabilité. En effet, la capacité devient elle-même une variable aléatoire liée au canal aléatoire. La fonction densité de la distribution de la capacité peut être déterminée par la fonction densité de la distribution du canal. Pour obtenir l'expression de la capacité ergodique, on prend l'espérance mathématique sur l'ensemble des capacités instantanées qui vient de l'expression 3.10.

Par exemple, pour un canal SISO aléatoire, la relation entre le signal reçu et le signal émis est donnée par $y = hx + n$ où h est une variable aléatoire présentant le canal de propagation. La capacité ergodique moyenne \bar{C} d'un canal mono-antenne sous la contrainte de la puissance émise P_T s'écrit ainsi

$$\bar{C} = E_h \left\{ \max_{p(x): E\{|x|^2\} \leq P_T} \mathcal{I}(x; y) \right\} \quad (3.12)$$

Prenant en considération que le gain complexe h du canal à évanouissement est supposé être parfaitement connu en réception, la capacité du canal à bruit additif, blanc, gaussien exprimée en bit par seconde par hertz est donc égale à

$$\bar{C} = E_h \left\{ \max_{p(x): E\{|x|^2\} \leq P_T} \mathcal{I}(x; y|h) \right\} = E_h \left\{ \log_2(1 + \bar{\gamma}_T \cdot |h|^2) \right\} \quad (3.13)$$

où $\bar{\gamma}_T$ est le rapport signal sur bruit (RSB) moyen en réception, $\bar{\gamma}_T = P_T/\sigma_n^2$. Si $|h|$ est une variable selon une loi de Rayleigh alors $|h|^2$ suit une loi du Chi-2 à deux degrés de liberté. Par conséquent, la capacité ergodique peut être exprimée par [83]

$$\bar{C}_{\text{SISO-Rayleigh}} = \log_2(e) e^{1/\bar{\gamma}_T} E_1 \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_T} \right) \quad (3.14)$$

où $E_n(a) = \int_1^\infty t^{-n} e^{-at} dt$ est un intégral exponentiel.

3.2.3.3 Capacité de coupure

Lorsque la capacité ergodique liée à l'état du canal devient une grandeur aléatoire, le comportement ergodique n'est pas suffisant pour mesurer la capacité de transmission en raison des erreurs de transmission. La probabilité d'échec ou de coupure notée P_{outage} est alors établie pour définir la probabilité que la capacité instantanée du canal ne permette pas de transmettre les données considérées sans erreur. La capacité de coupure est donnée avec une certaine probabilité de coupure qui est généralement exprimée en pourcentage.

La probabilité de coupure ("Outage probability" en anglais) est la probabilité que l'information mutuelle soit inférieure au débit désiré C_0 .

$$P_{\text{outage}}(C_0) = \Pr(C(h) < C_0) \quad (3.15)$$

où C_0 est le débit voulu.

Si la probabilité de coupure P_{outage} représente la probabilité d'échec un certain niveau de capacité $C_{P_{\text{outage}}}$, alors la probabilité d'atteindre un niveau de capacité s'exprime par $1 - P_{\text{outage}}$ qui correspond au débit maximum de transmission sans erreur, appelé aussi la probabilité de réussite.

3.3 Capacité des systèmes multi-antennes avec la connaissance de CSI à la réception

3.3.1 Systèmes multi-antennes à la réception - SIMO

Le but essentiel du système multi-antennes à la réception est d'améliorer la fiabilité du signal à travers un canal ayant un fort évanouissement. Autrement dit, la diversité spatiale en réception réduit les effets des évanouissements. En réception, les répliques reçues du même signal plus ou moins affaibli sur chacune des antennes sont combinées. Du fait des répliques de mêmes informations, une meilleure fiabilité à la réception peut être obtenue. Dans cette partie, nous examinons la capacité de différentes structures de systèmes multi-antennes en réception.

En utilisant plusieurs antennes réceptrices pour lutter contre le canal à évanouissement, le récepteur combine les signaux reçus de façon à augmenter la qualité de transmission. Pour cela, dans la littérature, il existe trois techniques utilisées pour combiner des signaux telles que la combinaison à sélection (SC, "Selection Combining" en anglais), la combinaison à gain identique (EGC, "Equal Gain Combining" en anglais) et la combinaison à rapport maximal (MRC, "Maximal Ratio Combining" en anglais) [84].

La figure 3.2 illustre une structure fondamentale pour les trois combinaisons avec une antenne émettrice et N_R antennes réceptrices. Les signaux reçus sont bruités par un bruit blanc additif gaussien (AWGN). On considère que des canaux de transmission sont corrélés et que les antennes émettrices et réceptrices sont des antennes isotropiques qui transmettent

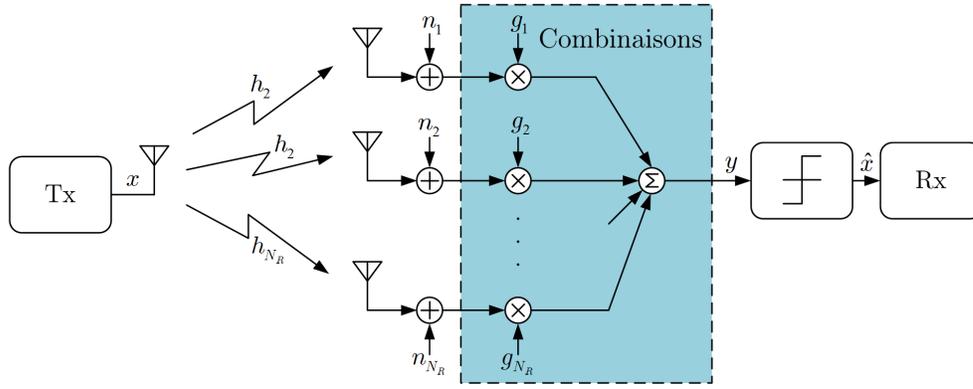


Figure 3.2 – Schéma de la détection par des techniques de combinaison pour une structure SIMO

l'onde électromagnétique à polarisation verticale. On considère que la ℓ -ème antenne reçoit le signal émis x à travers un canal de Rayleigh plat corrélé. Le signal reçu à l'antenne ℓ peut être donné par

$$y_\ell = h_\ell x + n_\ell, \quad \ell = 1, 2, \dots, N_R \quad (3.16)$$

où h_ℓ est le gain complexe du canal, n_ℓ est un bruit blanc gaussien à une moyenne nulle et une variance σ_n^2 pour la partie imaginaire et réelle et x est un signal modulé possédant une puissance de transmission P_T . Dans ce cas, le rapport signal à bruit moyen total donné à l'émission est $\bar{\gamma}_T = \frac{E_S}{N_0} = \frac{P_T}{\sigma_n^2}$ en supposant que $E_{\mathbf{h}}\{\mathbf{h}^H \mathbf{h}\} = N_R$ où N_0 représente la densité spectrale de puissance du bruit et E_S l'énergie de symbole.

Dans la pratique, le récepteur contient un détecteur pour estimer les gains du canal h_ℓ sur chaque branche comme présenté sur la figure 3.2. Ce détecteur emploie des séquences connues transmises depuis l'émetteur pour effectuer une estimation des canaux. Dans ce qui suit, on considère que le récepteur a un estimateur parfait, c'est-à-dire, le canal est parfaitement connu en réception. L'égalisation du canal h_ℓ sur la branche ℓ -ème peut être représentée par g_ℓ . En effet, après avoir été multiplié par des coefficients g_ℓ , le récepteur combine les signaux de chaque branche.

$$y = x \sum_{\ell=1}^{N_R} g_\ell h_\ell + \sum_{\ell=1}^{N_R} g_\ell n_\ell \quad (3.17)$$

où y est le signal à la sortie de la combinaisons des signaux.

3.3.1.1 Combinaison à rapport maximal

La technique MRC [1, 85] est une technique linéaire optimale qui permet de maximiser des signaux reçus par l'addition de façon constructive. En supposant que la densité de spectre de puissance de bruit N_0 est la même sur chacune des antennes réceptrices, cette technique génère plus de gain sur le canal qui a plus de rapport signal sur bruit mais génère moins de gain sur le canal qui a moins de rapport signal sur bruit. La technique MRC est équivalente au récepteur basé sur le minimum d'erreur quadratique moyenne (EQMM).

Les coefficients g_ℓ sont alors déterminés de façon à maximiser le RSB à la réception. Ce traitement optimal de la diversité consiste à multiplier chaque branche par la valeur conjuguée du coefficient du canal :

$$g_\ell = h_\ell^* \quad (3.18)$$

avec un RSB instantané γ_y équivalent à

$$\gamma_y = \frac{E_s}{N_0} \frac{\left(\sum_{\ell=1}^{N_R} |h_\ell|^2 \right)^2}{\sum_{\ell=1}^{N_R} |h_\ell|^2} = \frac{E_s}{N_0} \sum_{\ell=1}^{N_R} |h_\ell|^2 = \sum_{\ell=1}^{N_R} \gamma_\ell \quad (3.19)$$

où γ_ℓ est un RSB instantané sur la ℓ -ème branche, $\gamma_\ell = |h_\ell|^2 E_s / N_0$. Si le canal de propagation est non-corrélé, la valeur moyenne du RSB à la sortie de la combinaison est alors exprimée par

$$\bar{\gamma}_y = \sum_{\ell=1}^{N_R} \bar{\gamma}_\ell = \sum_{\ell=1}^{N_R} \bar{\gamma}_T = N_R \bar{\gamma}_T \quad (3.20)$$

Pour le système SIMO, la capacité instantanée peut s'exprimer en utilisant la propriété de l'équation 3.10 par [15]

$$\boxed{C(\mathbf{h}) = \log_2 \left(1 + \bar{\gamma}_T \sum_{\ell=1}^{N_R} |h_\ell|^2 \right)} \quad \text{bps/Hz} \quad (3.21)$$

où $\bar{\gamma}_T$ est un rapport signal à bruit moyen à l'émission.

La capacité ergodique du canal Rayleigh non-corrélé est exprimée par [86]

$$\bar{C}_{\text{SIMO-MRC-Rayleigh}} = \log_2(e) e^{1/\bar{\gamma}_T} \sum_{k=0}^{N_R-1} E_{k+1} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_T} \right) \quad (3.22)$$

Au cas de $N_R = 1$, on trouve l'équation 3.14.

3.3.1.2 Combinaison à gain identique

Comme le MRC requiert la connaissance du RSB variant dans le temps sur chaque branche, il peut être très difficile de le mesurer. Une technique plus simple est une combinaison à gain identique dans laquelle il est nécessaire de procéder à un co-phasage des signaux par une multiplication d'un coefficient g_ℓ et puis de les combiner par une sommation. Le coefficient g_ℓ de chaque branche s'exprime par

$$g_\ell = h_\ell^* / |h_\ell| \quad (3.23)$$

avec un RSB à la sortie de combinaison, qui peut être donné par

$$\gamma_y = \frac{E_S}{N_R N_0} \left(\sum_{\ell=1}^{N_R} |h_\ell| \right)^2 \quad (3.24)$$

Sur un canal Rayleigh non-corrélé, la moyenne du RSB $\bar{\gamma}_y$ à la sortie de la combinaison à gain identique est alors donnée par

$$\bar{\gamma}_y(S) = \bar{\gamma}_T \left(1 + (N_R - 1) \frac{\pi}{4} \right) \quad (3.25)$$

Comme la combinaison à gain identique est une détection sous-optimale, la borne supérieure de la capacité est évidemment inférieure à celle de la combinaison à rapport maximal. La capacité instantanée de la combinaison à gain identique est donnée par

$$C(\mathbf{h}) = \log_2 \left(1 + \frac{\bar{\gamma}_T}{N_R} \sum_{\ell=1}^{N_R} |h_\ell|^2 \right) \quad (3.26)$$

3.3.1.3 Combinaison à sélection

Une détection sous-optimale présentée ici est une combinaison à sélection. Le but de la combinaison à sélection est de choisir une branche ou un canal qui possède le plus fort rapport signal sur bruit instantané. Autrement dit, on peut prendre une branche ayant le meilleur signal reçu avec une hypothèse où la puissance du bruit est identique sur chaque branche. Les autres antennes seront rejetées. Ce sélectionneur de l'antenne basée sur le RSB instantané peut alors s'exprimer par

$$\gamma_y = \max(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_{N_R}) \quad (3.27)$$

où γ_y est le meilleur RSB parmi N_R antennes réceptrices qui est égal au RSB à la sortie de la combinaison. Par conséquent, des coefficients g_ℓ peuvent être déterminés ainsi

$$g_\ell = \begin{cases} 1 & \text{si } |h_\ell| \geq |h_k|, \forall k \neq \ell \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (3.28)$$

Le RSB moyen $\bar{\gamma}_y$ à la sortie de la combinaison à sélection sur un canal Rayleigh non-corrélé est donné par

$$\bar{\gamma}_y = \bar{\gamma}_T \sum_{\ell=1}^{N_R} \frac{1}{\ell} \quad (3.29)$$

La conception de la combinaison à sélection consiste à choisir le signal reçu le plus fort. La capacité instantanée, dans ce cas, est exprimée par

$$C(\mathbf{h}) = \log_2 \left(1 + \bar{\gamma}_T \max_{\ell} |h_\ell|^2 \right) = \max_{\ell} \log_2 \left(1 + \bar{\gamma}_T |h_\ell|^2 \right) \quad 1 \leq \ell \leq N_R \quad (3.30)$$

Le canal ayant le plus fort rapport signal sur bruit correspond effectivement au canal donnant la meilleure capacité.

La capacité ergodique du canal Rayleigh non-corrélé est calculée d'une façon approximative par [87]

$$\begin{aligned} \bar{C}_{\text{SIMO-SC-Rayleigh}} &= N_R \log_2(e) \sum_{k=0}^{N_R-1} (-1)^k \binom{N_R-1}{k} \\ &\quad \cdot e^{(k+1)/\bar{\gamma}_T} \frac{E_1((1+k)/\bar{\gamma}_T)}{1+k} \end{aligned} \quad (3.31)$$

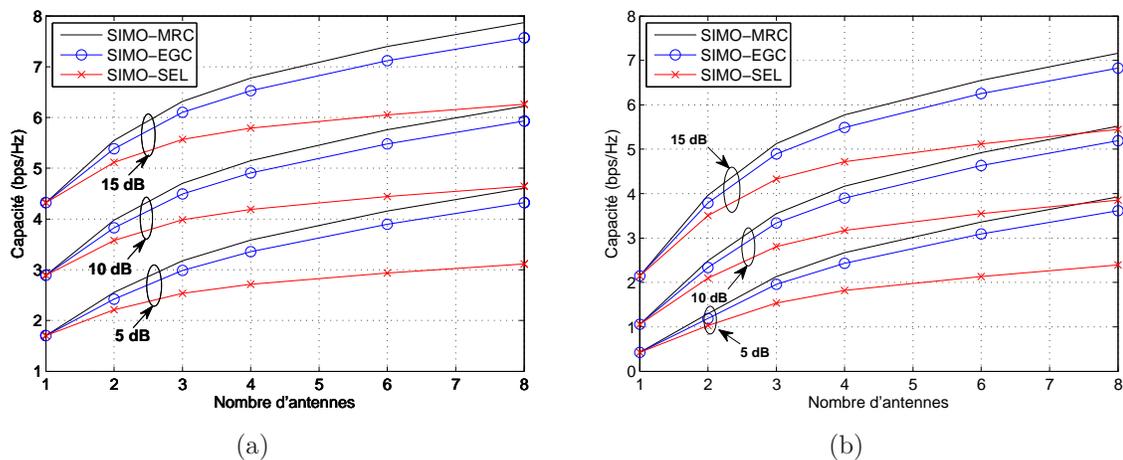


Figure 3.3 – Capacité du système SIMO avec MRC, EGC et SC pour différents RSB en fonction du nombre d’antennes réceptrices utilisées : (a) Capacité ergodique et (b) Capacité de coupure avec $p_{out} = 0.10$

Conditions de simulation : Nous sommes particulièrement intéressés par un système de transmission avec une fréquence porteuse à 2GHz dans lequel un émetteur est fixé mais un récepteur est en mobile avec une vitesse de 10 m/s dans une direction donnée aléatoirement. Comme nous avons utilisé un modèle basé sur le modèle GSCM, les paramètres du modèle du canal sont les suivants : les nombres de clusters en émission et en réception sont égales à 1, les nombres de diffuseurs dans chacun de cluster sont égales à 20, les dispersions angulaires en azimut et en élévation sont uniformes. Nous allons par la suite utiliser ces paramètres du canal pour ce chapitre.

La figure 3.3 montre les capacités ergodiques et d’outage avec une probabilité d’outage de 10% ($p_{out} = 0.10$) en fonction des antennes additionnées à la réception pour quelques valeurs du rapport signal sur bruit. On constate que plus le RSB est élevé, plus la capacité est obtenue. Le système SIMO exploitant la technique MRC a la meilleure performance parmi les trois techniques étudiées. La technique SC montre une grande différence par rapport aux MRC et EGC mais on peut utiliser un détecteur optimal plus simple qui ne nécessite pas un récepteur à détection cohérente comme les récepteurs pour MRC et EGC.

La figure 3.4 illustre l’effet de la corrélation spatiale entre des antennes réceptrices dans le cadre du RSB de 10 dB sur la capacité du canal SIMO de coupure avec $p_{out} = 0.10$ lorsque la dispersion angulaire des trajets multiples d’arrivée est égale à 30° à la réception. La corrélation spatiale est réduite lorsque la distance entre des antennes est étendue comme présentée sur la figure 3.4a. Par conséquent, les capacités ergodiques ou d’outage sont améliorées grâce à la diminution de la corrélation spatiale.

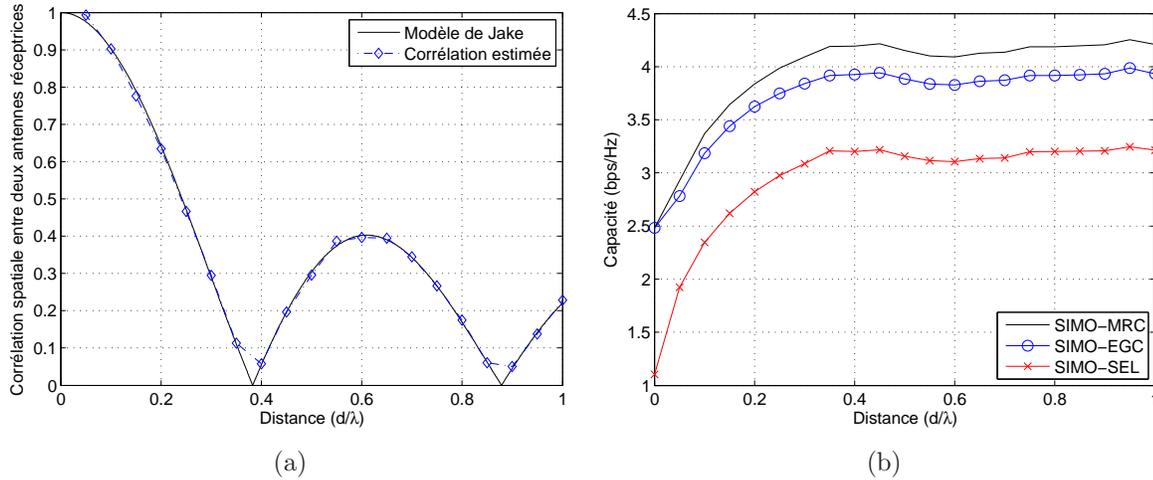


Figure 3.4 – Capacité d’outage du système SIMO avec MRC, EGC et SC en fonction de la corrélation spatiale entre des antennes avec RSB de 10 dB et $p_{out} = 0.10$ lorsque la dispersion angulaire en azimut et en élévation est fixée à 180 et 0, respectivement

3.3.2 Systèmes multi-antennes à l’émission - MISO

L’exploitation de la diversité spatiale au récepteur est rendue difficile en raison de nombreux facteurs tels que la taille, le coût et la complexité du calcul. En effet, pour améliorer la performance et la qualité de la transmission, une autre solution est proposée dans la littérature. Elle consiste à employer un réseau d’antennes à l’émetteur nommé les système MISO (“Multiple-input single output” en anglais). Le gain de la diversité de transmission est équivalent à celui de la diversité de réception lorsque le nombre d’antennes est identique comme nous l’avons expliqué dans la partie 1.6.2.

Toutefois, l’utilisation d’antennes multiples au niveau de la station de base dans la pratique est plus facile à mettre en oeuvre et permet d’avoir le même gain de diversité spatiale de réception à condition que le récepteur soit capable de séparer les signaux transmis sur le même canal. Dans le cas contraire, aucun gain de diversité ne peut être obtenu. De plus, le signal reçu en moyenne tend vers un signal nul lorsque les canaux suivent des processus aléatoires à moyenne nulle. En réception, le signal reçu y est donné par

$$y = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \sum_{\ell=1}^{N_T} h_{\ell} x + n \quad (3.32)$$

où h_{ℓ} est le coefficient du canal de l’antenne émettrice ℓ . Visiblement, si le canal MISO est inséparable à la réception, le canal est équivalent à un système de transmission à travers un canal SISO, dérivé par l’équation 3.32 comme $y = hx + n$ où $h = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \sum_{\ell=1}^{N_T} h_{\ell}$.

L’objectif de la diversité de transmission est de fournir une superposition constructive des signaux transmis par différentes antennes. La technique la plus simple proposée par Seshadri et Winter [88] en 1994 consiste à transmettre le même symbole sur chaque

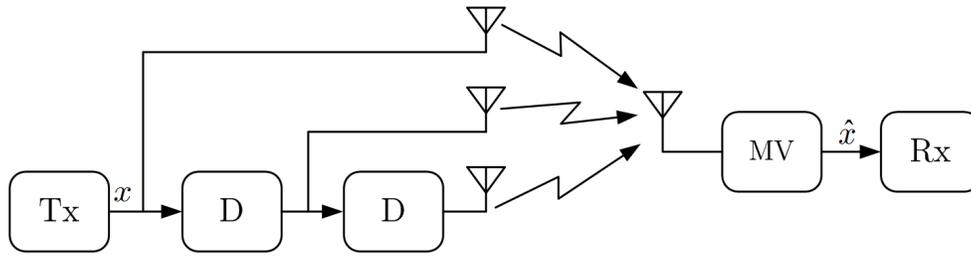


Figure 3.5 – Schéma du codage temps-espace à diversité par retard avec trois antennes émettrices et une seule antenne réceptrice

antenne i avec un retard de $(i - 1)D$, où $i = 1, \dots, N_T$, à condition que le retard (D) soit supérieur à un temps symbole $D \geq T_S$ pour les signaux reçus non-corrélés à partir de chaque antenne réceptrice. Autrement dit, les symboles sont retardés puis transmis à partir de différentes antennes. Cette technique est appelée la diversité par retard (“Delay diversity” en anglais). Elle correspond à un code à répétition de rendement $1/N_T$ tel que le schéma présenté sur la figure 3.5. En réception, le récepteur est alors capable d’exploiter efficacement la diversité produite en émission, et aussi de récupérer les symboles transmis sur le critère du maximum de vraisemblance (MV).

Malheureusement, le coût de leur complexité de décodage augmente exponentiellement en fonction de l’efficacité spectrale, de l’ordre de diversité et du nombre d’antennes. Par conséquent, pour certaines applications, ce traitement n’est pas très pratique et peu rentable si l’on prend en compte le rapport coût à l’efficacité. Récemment, de nouvelles techniques, appelées “codage spatio-temporel”, appliquant la théorie de l’information au traitement d’antennes, ont été développées.

Le code espace-temps utilisé pour une structure MISO avec deux antennes émettrices et une seule antenne réceptrice est proposé par Alamouti [17]. Le codage d’Alamouti est un des codes orthogonaux avec un rendement de 1 en utilisant une matrice espace-temps orthogonale des signaux émis sur deux antennes et deux temps symboles. Il a proposé une combinaison relativement simple des signaux reçus au récepteur, qui permet de faire une détection MRC pour les signaux émis. Ce schéma peut facilement être généralisé à deux antennes émettrices et N_R antennes réceptrices pour fournir un ordre de diversité de $2N_R$ avec toujours un rendement de 1.

Du fait que les systèmes MISO, avec N_T antennes émettrices et une antenne réceptrice, procurant un gain de la diversité spatiale avec l’ordre de N_T , leur capacité instantanée peut s’exprimer par

$$C(\mathbf{h}) = \log_2 \left(1 + \frac{\bar{\gamma}_T}{N_T} \sum_{\ell=1}^{N_T} |h_\ell|^2 \right) \quad \text{bps/Hz} \quad (3.33)$$

On peut montrer que pour une structure MISO, asymptotiquement, il n’y a pas d’augmentation de la capacité en augmentant le nombre d’antennes N_T . Dans le cas du canal à

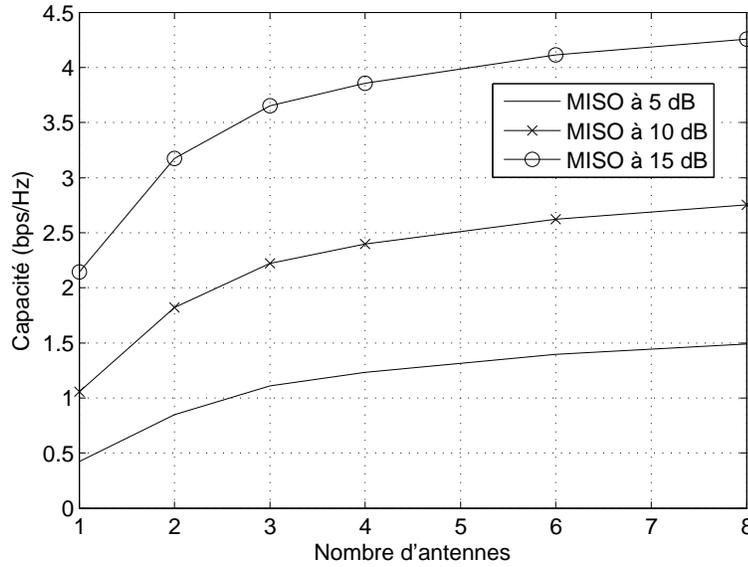


Figure 3.6 – Capacité en fonctions du nombre d’antennes émettrices pour le système MISO dans le cas du canal à évanouissement indépendant au RSB de 5, 10 et 15 dB avec $P_{out} = 0.1$

évanouissement de Rayleigh non-corrélé, $\sum_{\ell=1}^{N_T} |h_\ell|^2$ a une distribution du Chi-2 avec $2N_T$ degrés de liberté. Pour N_T très grand, selon la loi des grands nombres, on a

$$\frac{1}{N_T} \sum_{\ell=1}^{N_T} |h_\ell|^2 \xrightarrow{N_T \rightarrow \infty} 1.$$

La capacité s’approche de celle d’un canal certain Gaussien, $C = \log_2(1 + \bar{\gamma}_T)$.

La capacité ergodique du canal Rayleigh non-corrélé est donnée par [89]

$$\bar{C}_{\text{MISO-Rayleigh}} = \log_2(e) e^{N_T/\bar{\gamma}_T} \sum_{k=0}^{N_T-1} E_{k+1} \left(\frac{N_T}{\bar{\gamma}_T} \right) \quad (3.34)$$

Pour le cas où $N_T = 1$, on trouve l’équation 3.14.

La capacité des systèmes MISO augmente légèrement quand quelques antennes sont ajoutées en émission comme présenté sur la figure 3.6. La capacité ergodique approche celle du canal gaussien lorsque le nombre d’antennes émettrices tend vers l’infini. Sur la figure 3.7, la comparaison de deux structures de systèmes multi-antennes (SIMO et MISO) et celle du système conventionnel (SISO) est présentée dans le cadre de la probabilité de réussite qui est inversée à la probabilité d’outage comme nous l’avons expliqué au début de ce chapitre. Par exemple, si $p_{out} = 0.01$, la probabilité de réussite est alors $1 - p_{out} = 0.99$. En effet, si on examine le système SISO, pendant une durée de transmission on peut avoir une capacité supérieure à 1 bps/Hz avec une fiabilité de 90% (ou $p_{out} = 0.1$).

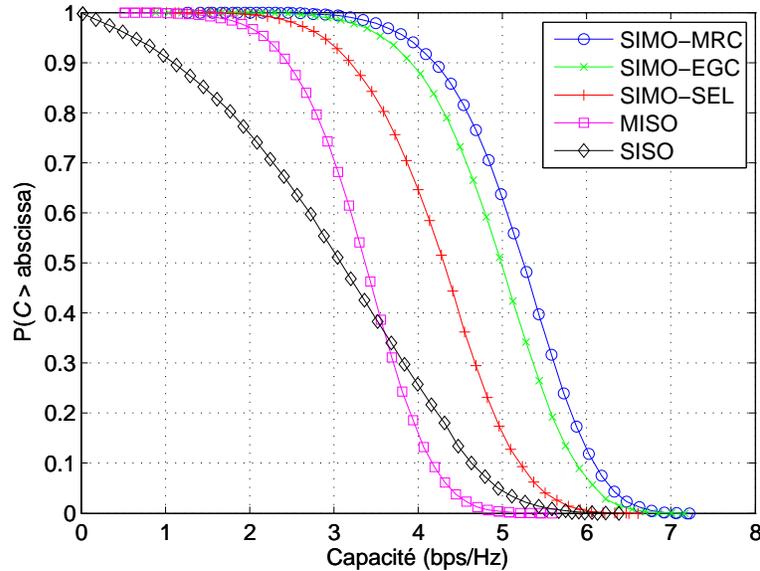


Figure 3.7 – CCDF de capacité pour différentes structures : SIMO ($N_R = 4$) avec MRC, EGC et SC, MISO ($N_T = 4$) et SISO pour le canal à évanouissement indépendant au RSB de 5 dB

3.3.3 Systèmes multi-antennes à l'émission et à la réception - MIMO

Telatar [61, 14] a contribué aux premiers résultats sur la capacité des canaux MIMO pour un système de communication qui connaît parfaitement l'information de l'état du canal en réception. Il a disposé de la capacité ergodique d'un canal à évanouissement de Rayleigh non-corrélé pour un système MIMO sans mémoire ainsi que la capacité de "Water-filling" pour distribuer la puissance de transmit optimal. Foschini et Gans [15, 21] ont analysé la capacité de coupure des systèmes MIMO quand des canaux de propagation sont aléatoires. Les résultats de Telatar, Foschini et Gans ont montré que la capacité des systèmes MIMO augmente linéairement en fonction du nombre minimal d'antennes émettrices et réceptrices à condition que les évanouissements du canal soient statistiquement indépendants.

Dans cette partie, nous analyserons un système de communication à travers un canal à évanouissement non-sélectif en fréquence avec N_T antennes émettrices et N_R antennes réceptrices, présenté dans la figure 3.8. Le gain du trajet de l'antenne émettrice i à l'antenne réceptrice j est symbolisé par h_{ij} . Lorsque les signaux sont transmis simultanément via toutes les antennes émettrices, le signal reçu sur l'antenne réceptrice j , y_j , est

$$y_j = \sum_{i=1}^{N_T} h_{ij}x_i + n_j \quad \text{où } j = 1, 2, \dots, N_R \quad (3.35)$$

Nous pouvons écrire les signaux arrivant à la réception sous la forme matricielle

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (3.36)$$

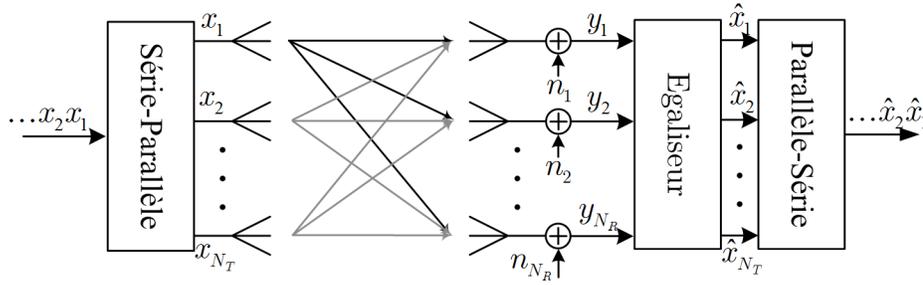


Figure 3.8 – Un système MIMO à multiplexage spatial avec N_T antennes émettrices et N_R antennes réceptrices

où $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_{N_T}]^T$ est le vecteur des signaux émis, $\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_{N_R}]^T$ est le vecteur des signaux reçus, \mathbf{H} représente une matrice des canaux de transmission et $\mathbf{n} = [n_1, n_2, \dots, n_{N_R}]^T$ est le vecteur du bruit blanc gaussien additif.

3.3.3.1 Capacité des systèmes à multiplexage spatial

La capacité d'un système MIMO est une extension des contributions de l'information mutuelle pour un système SISO. Pour le système MIMO, l'information mutuelle est donnée en termes de l'information mutuelle entre un signal d'entrée \mathbf{x} et un signal de sortie \mathbf{y} telle que

$$\mathcal{I}(\mathbf{x}; \mathbf{y}) = \mathcal{H}(\mathbf{y}) - \mathcal{H}(\mathbf{y}|\mathbf{x}) \quad (3.37)$$

avec $\mathcal{H}(\mathbf{y})$ et $\mathcal{H}(\mathbf{y}|\mathbf{x})$ les entropies de \mathbf{y} et $\mathbf{y}|\mathbf{x}$. La définition de l'entropie nous donne $\mathcal{H}(\mathbf{y}|\mathbf{x}) = \mathcal{H}(\mathbf{n})$, l'entropie du bruit. Puisque l'entropie du bruit \mathbf{n} est indépendante du canal, le maximum de l'information mutuelle, $\mathcal{I}(\mathbf{x}; \mathbf{y})$, est équivalent au maximum de l'entropie de \mathbf{y} .

Dans la partie précédente, l'information mutuelle de \mathbf{y} dépendant de sa matrice de covariance est donnée par

$$\Phi_{\mathbf{y}} = E \{ \mathbf{y}\mathbf{y}^H \} = \mathbf{H}\Phi_{\mathbf{x}}\mathbf{H}^H + \Phi_{\mathbf{n}} \quad (3.38)$$

où $\Phi_{\mathbf{x}} = E \{ \mathbf{x}\mathbf{x}^H \}$ est une matrice de covariance du vecteur des signaux émis \mathbf{x} et $\Phi_{\mathbf{n}} = E \{ \mathbf{n}\mathbf{n}^H \}$ est une matrice de covariance du vecteur du bruit \mathbf{n} où $E\{\cdot\}$ est une espérance mathématique. L'information mutuelle peut s'écrire [14]

$$\begin{aligned} \mathcal{I}(\mathbf{x}; \mathbf{y}|\mathbf{H}) &= \log_2 \det(\pi e \Phi_{\mathbf{y}}) - \log_2 \det(\pi e \Phi_{\mathbf{n}}) \\ &= \log_2 \det(\mathbf{I}_{N_R} + \mathbf{H}\Phi_{\mathbf{x}}\mathbf{H}^H (\Phi_{\mathbf{n}})^{-1}) \end{aligned} \quad (3.39)$$

Comme nous avons vu la contribution de Shannon dans la partie précédente, un signal d'entrée avec une puissance limitée peut avoir une capacité maximale lorsque les signaux émis et reçus sont Gaussiens centrés. Lorsque l'information d'état du canal n'est pas disponible en émission mais qu'elle est connue en réception, la capacité est exprimé par

$$C(\mathbf{H}) = \max_{p(\mathbf{x}): E\{\mathbf{x}^H\mathbf{x}\} \leq P_T} \mathcal{I}(\mathbf{x}; \mathbf{y}|\mathbf{H}) \quad (3.40)$$

sous la contrainte que la puissance émise totale soit constante, $\text{tr}(\Phi_{\mathbf{x}}) = E\{\mathbf{x}^H \mathbf{x}\} = P_T$.

En l'absence d'information d'état du canal (CSI) en émission, l'émetteur distribue la puissance d'une façon uniforme sur chaque antenne émettrice. L'information mutuelle est maximisée lorsque des signaux d'entrée et de sortie sont gaussiens centrés. En effet, des éléments dans la matrice de covariance sont spatialement décorrélés. Donc la matrice de covariance peut être déterminée par $\Phi_{\mathbf{x}} = \frac{P_T}{N_T} \mathbf{I}_{N_T}$. En conséquence, la capacité des systèmes MIMO est

$$C(\mathbf{H}) = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{\bar{\gamma}_T}{N_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \quad \text{bps/Hz} \quad (3.41)$$

où $\bar{\gamma}_T$ est le rapport signal sur bruit, $\frac{P_T}{\sigma_n^2}$. En appliquant le théorème de décomposition en valeurs singulières, la matrice du canal \mathbf{H} peut s'écrire

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H \quad (3.42)$$

où \mathbf{U} et \mathbf{V} sont les matrices complexes unitaires du vecteur propre de sortie et d'entrée avec une taille de $N_R \times N_R$ et $N_T \times N_T$, respectivement, et $\mathbf{\Sigma}$ est la matrice à diagonale principale contenant les valeurs singulières du canal, $\lambda_{\mathbf{H},1} \geq \dots \geq \lambda_{\mathbf{H},M} > 0$, avec $M = \text{rang}(\mathbf{H})$. Par le développement de la décomposition en valeurs singulières, la capacité $C(\mathbf{H})$ est écrite comme

$$C(\mathbf{H}) = \sum_{i=1}^M \log_2 \left(1 + \frac{\bar{\gamma}_T}{N_T} \lambda_{\mathbf{H},i}^2 \right) \quad \text{bps/Hz} \quad (3.43)$$

où $M = \min(N_T, N_R)$. Dans le cas où les canaux sont non-corrélés, pour N_R quelconque, selon la loi des grands nombres, on a

$$\lim_{N_T \rightarrow \infty} \frac{1}{N_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^H = \mathbf{I}_{N_R}$$

En remplaçant ceci dans l'équation 3.41, l'information mutuelle sature pour un nombre d'antennes en réception fixé, qui s'écrit comme $C = N_R \log_2(1 + \bar{\gamma}_T)$.

Malgré la corrélation entre les antennes de l'émetteur d'une part, et celle du récepteur d'autre part, les coefficients du canal MIMO $N_T \times N_R$ sont corrélés entre eux. On peut ici supposer que les propriétés de corrélation à l'un des sites ne dépendent pas des propriétés de corrélation de l'autre site. La matrice de corrélation spatiale du canal MIMO est finalement obtenue en faisant le produit de Kronecker des deux matrices de corrélation. Ainsi par cette hypothèse, il est facile de montrer que $\mathbf{H} \sim \mathcal{N}(0, \mathbf{R}_{\mathbf{R}_x} \otimes \mathbf{R}_{\mathbf{T}_x})$ où $\mathbf{R}_{\text{MIMO}} = \mathbf{R}_{\mathbf{R}_x} \otimes \mathbf{R}_{\mathbf{T}_x}$ comme nous l'avons vu dans le chapitre 2.

En appliquant l'inégalité de Jensen, on peut déterminer la borne supérieure de la capacité ergodique du canal corrélé suivante

$$\begin{aligned} \bar{C}_{\text{MIMO}} &= E_{\mathbf{H}} \left\{ \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{\bar{\gamma}_T}{N_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right\} \\ &\leq \log_2 E_{\mathbf{H}} \left\{ \det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{\bar{\gamma}_T}{N_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right\} = \log_2 E_{\mathbf{\Xi}} \left\{ \det \left(\mathbf{I}_M + \frac{\bar{\gamma}_T}{N_T} \mathbf{\Xi} \right) \right\} \end{aligned} \quad (3.44)$$

où Ξ est une matrice aléatoire avec une densité de probabilité $\mathcal{Q}(\mathbf{I}_N, \Delta, \nabla)$ ¹ ayant une taille de $M \times M$. La matrice Ξ est alors définie par

$$\Xi = \begin{cases} \mathbf{H}\mathbf{H}^H, & N_T \geq N_R \\ \mathbf{H}^H\mathbf{H}, & N_T < N_R \end{cases}$$

Si $\mathbf{H} \sim \mathcal{N}(0, \mathbf{R}_{\text{Rx}} \otimes \mathbf{R}_{\text{Tx}})$ alors $\Xi \sim \mathcal{Q}(\mathbf{I}_N, \Delta, \nabla)$ où $\Delta = \mathbf{R}_{\text{Rx}}$ et $\nabla = \mathbf{R}_{\text{Tx}}$ si $N_T \geq N_R$ et $\Delta = \mathbf{R}_{\text{Tx}}$ et $\nabla = \mathbf{R}_{\text{Rx}}$ si $N_T < N_R$. Finalement, on peut trouver d'une façon approximative la capacité ergodique du canal corrélé comme [89]

$$\begin{aligned} \bar{C}_{\text{MIMO}} \leq & \log_2 \left[\sum_{k=0}^M \left\{ \left(\frac{\bar{\gamma}_T}{N_T} \right)^k k! \sum_{1 \leq i_1 < i_2 < \dots < i_k \leq N_T} \det(\mathbf{R}_{\text{Tx}}^{i_1, i_2, \dots, i_k}) \right. \right. \\ & \left. \left. \cdot \sum_{1 \leq n_1 < n_2 < \dots < n_k \leq N_R} \det(\mathbf{R}_{\text{Rx}}^{n_1, n_2, \dots, n_k}) \right\} \right] \end{aligned} \quad (3.45)$$

Dans le cas particulier de $N_R = N_T$, on peut facilement déterminer l'asymptote de la capacité ergodique quand le rapport signal sur bruit tend vers l'infini telle que

$$\begin{aligned} \bar{C}_{\text{MIMO}} & \leq \log_2 E_{\Xi} \left\{ \det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{\bar{\gamma}_T}{N_T} \Xi \right) \right\} \\ & \approx M \log_2 \left(\frac{\bar{\gamma}_T}{N_T} \right) + \log_2 (M!) + \log_2 \det(\mathbf{R}_{\text{Rx}}) + \log_2 \det(\mathbf{R}_{\text{Tx}}) \end{aligned} \quad (3.46)$$

qui peut également être obtenue en prenant seulement le terme de l'ordre M -ème de l'Equation 3.45 qui devient le plus dominant à un RSB élevé.

Au cas où le canal Rayleigh est non-corrélé, les coefficients de la matrice du canal suivent une loi de la probabilité gaussienne et ainsi sont indépendants entre eux, $\mathbf{H} \sim \mathcal{N}(0, \mathbf{I}_{N_R} \otimes \mathbf{I}_{N_T})$. La capacité ergodique du canal non-corrélé sous une contrainte de puissance de transmission P_T est donnée par

$$\begin{aligned} \bar{C}_{\text{MIMO}} = & \log_2(e) e^{N_T/\bar{\gamma}_T} \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^i \sum_{l=0}^{2j} \left\{ \frac{(-1)^l (2j)! (N-M+l)!}{j!! 2^{2i-l} (N-M+j)!} \right. \\ & \left. \cdot \binom{2i-2j}{i-j} \binom{2j+2N-2M}{2j-l} \sum_{k=0}^{N-M+l} E_{k+1} \left(\frac{N_T}{\bar{\gamma}_T} \right) \right\} \end{aligned} \quad (3.47)$$

1. Si $\mathbf{Y} = \mathbf{X}\mathbf{A}\mathbf{X}^H$ où $\mathbf{X} \sim \mathcal{N}_{p,q}(0, \Delta \otimes \nabla)$ et une matrice hermitienne $\mathbf{A} \in \mathcal{C}^{q \times q}$ à condition que $p \leq q$, alors la densité de probabilité de $\mathbf{Y} \sim \mathcal{Q}_{p,q}(\mathbf{A}, \Delta, \nabla)$ est donnée par

$$p(\Xi) \sim \frac{\det(\mathbf{Y})^{q-p}}{\tilde{\Gamma}_p(q) \det(\Delta)^q \det(\mathbf{A}\nabla)^p} \exp(-\text{tr}(\phi^{-1} \Delta^{-1} \mathbf{Y})) {}_0F_0^{(q)}(\mathbf{B}, -\phi^{-1} \Delta^{-1} \mathbf{Y}), \quad \mathbf{Y} > 0$$

où $\mathbf{B} = \mathbf{I}_q - \phi \mathbf{A}^{-1/2} \nabla^{-1} \mathbf{A}^{-1/2}$, $\phi > 0$ est une variable constante liée à la vitesse de convergence, $\tilde{\Gamma}_p(q) = \pi^{p(p-1)/2} \prod_{i=0}^{p-1} \Gamma(q-i)$ et ${}_mF_n^{(q)}(\cdot, \cdot)$ est une fonction hypergéométrique de deux matrices hermitiennes.

Si $\mathbf{R}_{\text{Rx}} = \mathbf{I}_{N_R}$ et $\mathbf{R}_{\text{Tx}} = \mathbf{I}_{N_T}$ pour le cas de canal non-corrélé, on peut déduire l'équation 3.45 ainsi

$$\sum_{1 \leq i_1 < i_2 < \dots < i_k \leq N_T} \det(\mathbf{R}_{\text{Tx}}^{i_1, i_2, \dots, i_k}) = \binom{N_T}{k}$$

$$\sum_{1 \leq n_1 < n_2 < \dots < n_k \leq N_R} \det(\mathbf{R}_{\text{Rx}}^{n_1, n_2, \dots, n_k}) = \binom{N_R}{k}$$

On peut trouver la borne supérieure de la capacité ergodique du canal non-corrélé comme

$$\bar{C}_{\text{MIMO}} \leq \log_2 \left[\sum_{k=0}^M \left\{ \left(\frac{\bar{\gamma}_T}{N_T} \right)^k k! \binom{N_T}{k} \binom{N_R}{k} \right\} \right] = \log_2 \left[M! \left(\frac{\bar{\gamma}_T}{N_T} \right)^M L_M^{N-M} \left(-\frac{N_T}{\bar{\gamma}_T} \right) \right] \quad (3.48)$$

Si l'on prend en compte la situation d'un RSB très élevé, on a alors

$$\lim_{\bar{\gamma}_T \rightarrow \infty} L_M^{N-M} \left(-\frac{N_T}{\bar{\gamma}_T} \right) = \binom{N}{M}$$

Ainsi, la capacité ergodique approche de

$$\bar{C}_{\text{MIMO}} \leq M \log_2 \left(\frac{\bar{\gamma}_T}{N_T} \right) + \log_2 M! + \log_2 \binom{N}{M} \quad (3.49)$$

Si l'on compare la capacité du canal corrélé de l'équation 3.49 pour le cas où $N_T = N_R$ alors $N = M$ et celle du canal non-corrélé de l'équation 3.46, on voit que la distorsion de la capacité due à la corrélation spatiale est $-\log_2 \det(\mathbf{R}_{\text{Rx}}) - \log_2 \det(\mathbf{R}_{\text{Tx}})$ bps/Hz à haut RSB.

La figure 3.9 montre une comparaison des capacités d'outage des systèmes SIMO et MIMO en fonction du nombre d'antennes utilisées avec les RSB de 5, 10 et 15 dB et $p_{\text{out}} = 0.10$ pour le canal non-corrélé. Le système SIMO a un faible accroissement de capacité par rapport à deux systèmes MIMO lorsque le nombre d'antennes est augmenté. Nous commençons l'étude au cas où $N_R = N_T = 3$. Si l'on ajoute des antennes en émission, la puissance de transmission sera distribuée sur des nouvelles antennes et on peut réduire l'effet de l'évanouissement à la réception. En revanche, si l'on ajoute des antennes en réception, le RSB en réception augmente grâce à l'augmentation du nombre d'antennes en réception, ce qui nous donne une meilleure capacité. Tous les résultats sont présentés sur la figure 3.9.

La figure 3.10 présente la capacité ergodique des systèmes MIMO en fonction de la distance entre des antennes normalisées par la longueur d'onde (d/λ) liée à la corrélation spatiale dans une dispersion angulaire de 30° . On examine la capacité pour deux scénarios différents : d'une part, lorsque la corrélation n'existe qu'en réception et d'autre part, lorsque la corrélation existe tant en réception qu'en transmission. Lorsque la corrélation apparaît, il est possible de réduire l'effet de cette corrélation par l'augmentation de la distance entre les antennes. Bien évidemment, en raison de l'apparition de la corrélation spatiale à la réception et à la transmission, la capacité est réduite.

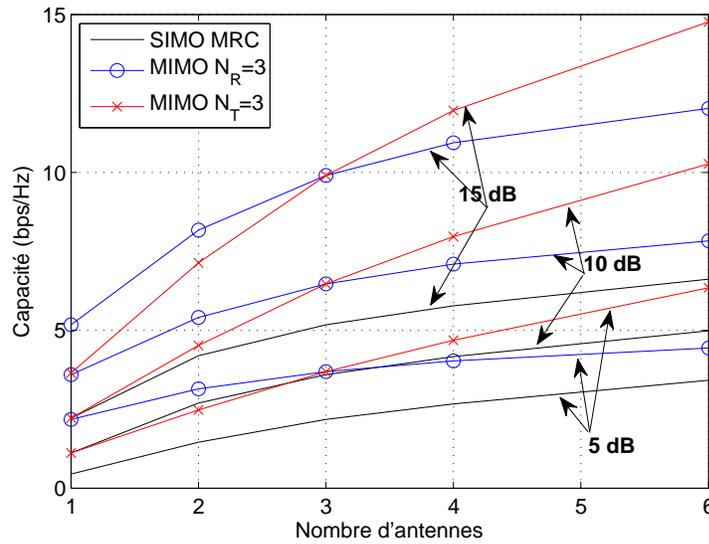


Figure 3.9 – Capacité d’outage des systèmes SIMO et MIMO en fonction de N_R (ou N_T) pour $N_T = 3$ (ou $N_R = 3$) avec les RSB de 5, 10 et 15 dB et $p_{out} = 0.10$ lorsque le canal est non-corrélé

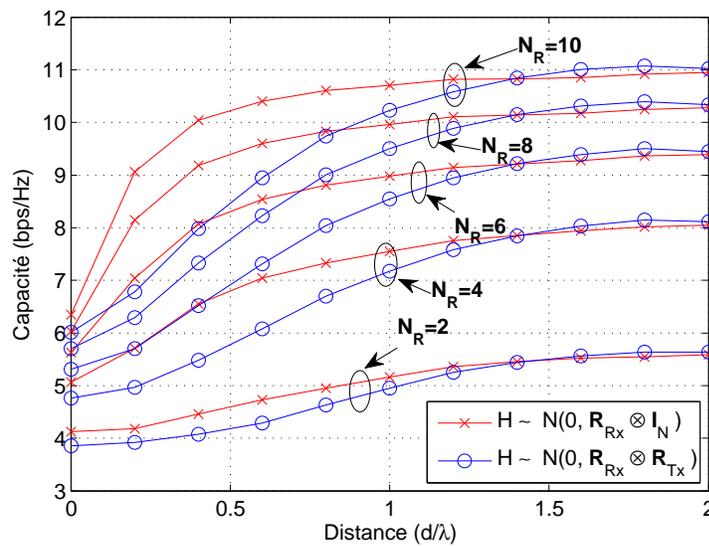


Figure 3.10 – Capacité ergodique des systèmes en fonction de la corrélation spatiale pour le RSB à 10 dB lorsque le canal est semi-corrélé ($\mathbf{H} \sim \mathcal{N}(0, \mathbf{R}_{R_x} \otimes \mathbf{I}_N)$) et corrélé $\mathbf{H} \sim \mathcal{N}(0, \mathbf{R}_{R_x} \otimes \mathbf{R}_{T_x})$ où la dispersion angulaire est fixée à 30° et $N_T = 2$

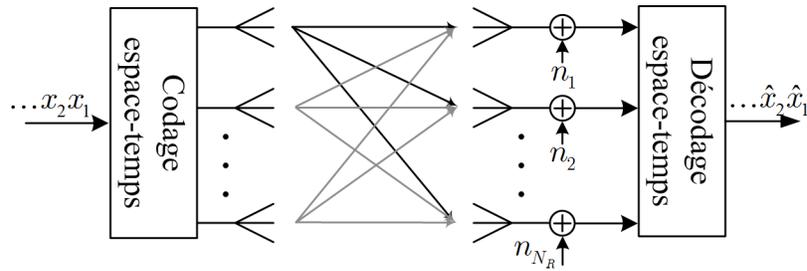


Figure 3.11 – Schéma d’un système MIMO à codage spatio-temporel avec N_T antennes émettrices et N_R antennes réceptrices

3.3.3.2 Capacité des systèmes à codage spatio-temporel

Analysons un système MIMO employant un codage espace-temps (ST, “Space-Time” en anglais) comme présenté sur la figure 3.11 avec N_T antennes à l’émission et N_R antennes à la réception. Les signaux modulés sont codés par le code ST et puis transmis à partir d’un canal de transmission. En réception, le décodage du code ST nous permet de récupérer des symboles d’information perturbés par le bruit et le fading.

Sur la figure 3.11, \mathbf{X} est une matrice du mot de code ayant la taille de $N_T \times T$ avec T la longueur temporelle du code. Chaque coefficient du mot de code \mathbf{X} est généré par des symboles d’information. Le signal reçu \mathbf{Y} ayant une taille de $N_R \times T$ s’écrit alors

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{N} \quad (3.50)$$

où \mathbf{H} représente la matrice du canal de transmission ayant la taille de $N_R \times N_T$ et \mathbf{N} est le bruit additif blanc Gaussien ayant la taille de $N_R \times T$. On suppose que le canal de transmission \mathbf{H} ne varie pas durant quelques intervalles de T .

Dans cette partie, on s’intéresse aux codes ST orthogonaux. Par la propriété de l’orthogonalité de codes, nous pouvons utiliser un décodage linéaire à la place du détecteur MV. Les codes ST sont généralement appelés les codes espace-temps en bloc orthogonaux (OSTBC, “orthogonal space-time block codes” en anglais). On peut réduire la complexité du décodage des symboles d’information. Pourtant, quand le nombre d’antennes est grand, le rendement est diminuée.

Par la suite ce sont quelques exemples de la matrice du code ST. Le code d’Alamouti [17] pour deux antennes à l’émission peut atteindre la diversité maximale et son rendement est égal à un symbole par temps symbole. Son mot de code s’écrit

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix}$$

Les codes ST proposés par Tarokh *et al.* [18] ont une diversité pleine et un rendement égal à K/T où K symboles sont envoyés dans une intervalle de temps de T symboles. Dans ce qui suit, ce sont quelques exemples des codes ST orthogonaux tels que pour $N_T = T = 4$

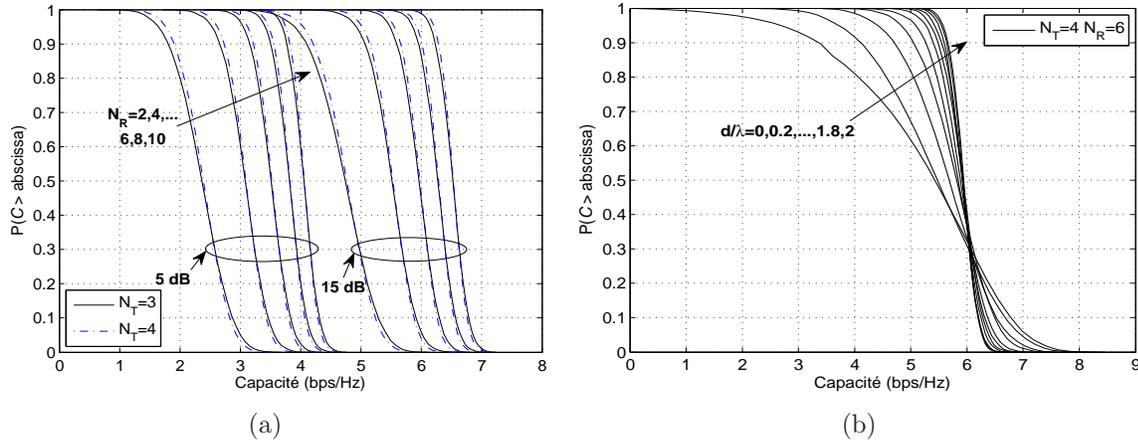


Figure 3.12 – (a) CCDF de la capacité du canal non-corrélé pour un système MIMO employant deux ST codes avec un rendement fixé à 3/4, RSB=5 et 15 dB (b) CCDF de la capacité du canal corrélé pour un système STBC avec un rendement fixé à 3/4, RSB=15dB

et $K = 3$

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* & x_3^*/\sqrt{2} & x_3^*/\sqrt{2} \\ x_2 & x_1^* & x_3^*/\sqrt{2} & -x_3^*/\sqrt{2} \\ x_3/\sqrt{2} & x_3/\sqrt{2} & (-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)/2 & (+x_2 + x_2^* + x_1 - x_1^*)/2 \\ x_3/\sqrt{2} & -x_3/\sqrt{2} & (-x_2 - x_2^* + x_1 - x_1^*)/2 & -(x_1 + x_1^* + x_2 - x_2^*)/2 \end{bmatrix}$$

et pour $N_T = K = 3$ et $T = 4$

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* & x_3^*/\sqrt{2} & x_3^*/\sqrt{2} \\ x_2 & x_1^* & x_3^*/\sqrt{2} & -x_3^*/\sqrt{2} \\ x_3/\sqrt{2} & x_3/\sqrt{2} & (-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)/2 & (+x_2 + x_2^* + x_1 - x_1^*)/2 \end{bmatrix}$$

Par l'hypothèse qu'un codeur OSTBC transmettent K symboles dans une intervalle de temps de T symboles, la capacité d'un système MIMO exploitant un codeur OSTBC atteint

$$C_{\text{MIMO-OSTBC}}(\mathbf{H}) = \frac{K}{T} \log_2 \left(1 + \frac{T\bar{\gamma}_T}{KN_T} \|\mathbf{H}\|_F^2 \right) = R \log_2 \left(1 + \frac{\bar{\gamma}_T}{RN_T} \|\mathbf{H}\|_F^2 \right) \quad (3.51)$$

où R est le rendement, et $\|\cdot\|_F$ est la norme de Frobenius¹. Le RSB à la sortie du décodeur OSTBC γ^{OSTBC} est égal à $\frac{\bar{\gamma}_T}{RN_T} \|\mathbf{H}\|_F^2$. Généralement, le rendement des codes OSTBC est inférieur ou égal à un.

Les courbes de CCDF de capacités du canal non-corrélé pour deux codes ST, $N_T = 3$ et $N_T = 4$, avec un rendement fixé à 3/4 sont présentées sur la figure 3.12a et celles du

1. la norme de Frobenius est une norme de la matrice $m \times n$ définie par la racine carrée de la somme des coefficients au carré : $\|\mathbf{B}\|_F = \sqrt{\sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n |b_{ij}|^2}$.

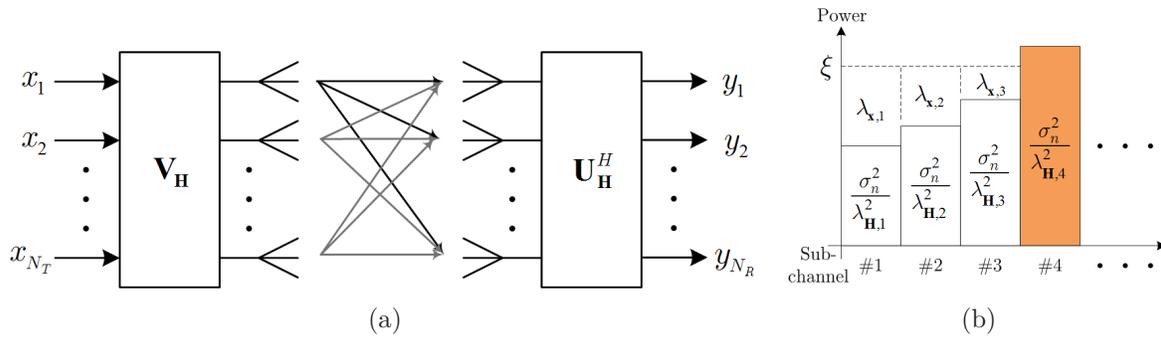


Figure 3.13 – (a) Apodisation optimale des signaux émis et reçus selon la solution de Water-filling (b) le principe de la distribution de la puissance de transmission de Water-filling sur les sous-canaux équivalents indépendants d'une structure MIMO

canal corrélé sont présentées sur la figure 3.12b. Lorsque le nombre d'antennes réceptrices augmente, la capacité du canal MIMO augmente puisque les RSB à la sortie du décodeur s'accroissent. Le système MIMO exploitant quatre antennes émettrices a un gain de diversité de $4N_R$ qui est absolument supérieur à celui du système exploitant trois antennes émettrices avec un gain de diversité de $3N_R$ comme le démontre la figure 3.12a. Les résultats du canal corrélé en émission et en réception sont présentés sur la figure 3.12b lorsque la dispersion angulaire est étroite, qui est égale à 30° . La capacité du canal MIMO augmente si des antennes s'éloignent afin de réduire la corrélation spatiale.

3.4 Capacité des systèmes multi-antennes avec la connaissance de CSI à l'émission et à la réception

3.4.1 Capacité des systèmes exploitant la technique de water-filling

Si l'information d'état du canal (CSI) est connu à la transmission, l'émetteur peut profiter de cette information afin d'améliorer la capacité du canal MIMO. Par la connaissance de CSI à l'émetteur, la puissance de transmission disponible peut être attribuée d'une façon optimale sur les antennes émettrices. On pourra en conséquence obtenir la capacité maximale. Cette distribution optimale de puissance nommée "Water-filling" (WF) consiste à distribuer plus de puissance à un bon canal et moins de puissance à un mauvais canal.

Cette technique WF a été proposée pour le contrôle de puissance en temps pour le canal sélectif en fréquence [82, 90, 91]. En 1995, Téletar [14] a proposé la solution WF en espace pour la première fois. En 1998, Raleigh *et al.* [27] ont proposé la solution WF en espace et temps. Khalighi *et al.* [92, 93] ont utilisé des solutions optimales et sous-optimales en espace.

Dans le cas général MIMO, lorsque l'information d'état du canal est disponible en

émission, la capacité est exprimée par

$$C(\mathbf{H}) = \max_{p(x): E\{\mathbf{x}^H \mathbf{x}\} \leq P_T} \mathcal{I}(\mathbf{x}|\mathbf{H}; \mathbf{y}|\mathbf{H}) \quad (3.52)$$

et l'information mutuelle de $\mathcal{I}(\mathbf{x}|\mathbf{H}; \mathbf{y}|\mathbf{H})$ de l'équation 3.39 peut s'écrire comme

$$\mathcal{I}(\mathbf{x}|\mathbf{H}; \mathbf{y}|\mathbf{H}) = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{1}{\sigma_{\mathbf{n}}^2} \mathbf{H} \Phi_{\mathbf{x}}(\mathbf{H}) \mathbf{H}^H \right) \quad (3.53)$$

où $\Phi_{\mathbf{x}}(\mathbf{H})$ est la matrice de covariance modifiée due à la présence d'information du canal en émission. Par son développement de l'équation 3.42 dans la formule de l'information mutuelle, on a

$$\begin{aligned} \mathcal{I}(\mathbf{x}|\mathbf{H}; \mathbf{y}|\mathbf{H}) &= \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{1}{\sigma_{\mathbf{n}}^2} \mathbf{U} \Sigma \mathbf{V}^H \Phi_{\mathbf{x}}(\mathbf{H}) \mathbf{V} \Sigma^H \mathbf{V}^H \right) \\ &= \sum_{\ell=1}^M \log_2 \left(1 + \frac{1}{\sigma_{\mathbf{n}}^2} \lambda_{\mathbf{x},\ell} \lambda_{\mathbf{H},\ell}^2 \right) \end{aligned} \quad (3.54)$$

où le produit de $\mathbf{V}^H \Phi_{\mathbf{x}} \mathbf{V}$ est une matrice diagonale de valeur propre $\lambda_{\mathbf{x},\ell}$ avec $\ell = 1, \dots, M$. Lorsque la matrice de covariance $\Phi_{\mathbf{x}}$ est définie semi-positive, ses valeurs propres $\lambda_{\mathbf{x},\ell}$ expliquent l'affectation de la puissance sur les modes du canal.

En exploitant la technique des multiplicateurs de Lagrange, on peut résoudre le problème de maximisation de l'information mutuelle avec la contrainte de puissance P_T . La distribution optimale de la puissance sur chaque mode est

$$\lambda_{\mathbf{x},\ell} = \left(\xi - \frac{\sigma_{\mathbf{n}}^2}{\lambda_{\mathbf{H},\ell}^2} \right)^+ \quad (3.55)$$

où $(a)^+ = a$ si $a > 0$ et 0 autrement. ξ est une constante qui est déterminée pour satisfaire la contrainte sur la puissance totale émise ou interprétée comme le niveau de remplissage qui est illustré sur la figure 3.13(b).

$$\sum_{\ell=1}^M \lambda_{\mathbf{x},\ell} = P_t, \quad \text{où } \ell = 1, \dots, M \quad (3.56)$$

ξ est alors égal à [94]

$$\xi = \frac{1}{M} \left(P_t + \sum_{\ell=1}^M \frac{\sigma_{\mathbf{n}}^2}{\lambda_{\mathbf{H},\ell}^2} \right) \quad (3.57)$$

La capacité WF est donnée par

$$C_{\text{CSI}}(\mathbf{H}) = \sum_{\ell=1}^M \log_2 \left(1 + \frac{1}{\sigma_{\mathbf{n}}^2} \lambda_{\mathbf{x},\ell} \lambda_{\mathbf{H},\ell}^2 \right) = \sum_{\ell=1}^M \log_2 \left(\frac{\xi \lambda_{\mathbf{H},\ell}^2}{\sigma_{\mathbf{n}}^2} \right)^+ \quad (3.58)$$

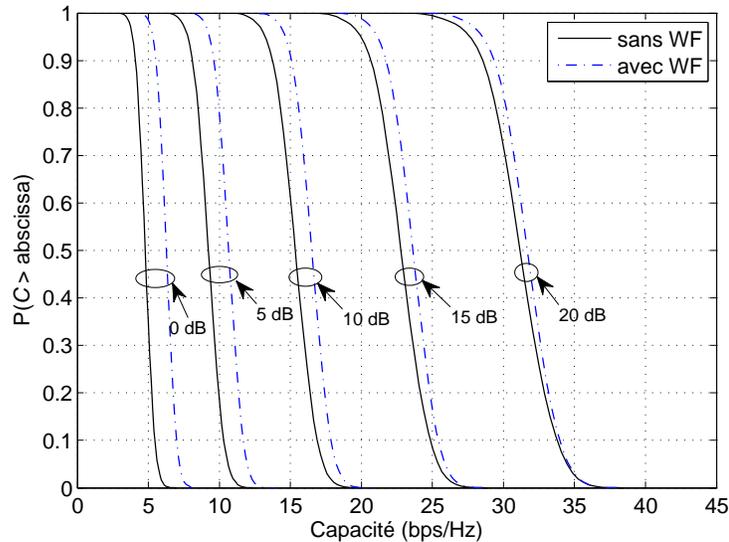


Figure 3.14 – CCDF de la capacité des systèmes MIMO 6×6 exploitant le water-filling pour les RSB de 0, 5, 10, 15 et 20 dB lorsque les canaux sont non-corrélés

La figure 3.14 présente la comparaison entre deux systèmes MIMO avec et sans la technique WF pour différents RSB. On constate que la répartition optimale de puissance en émission permet d'améliorer la capacité en particulier au faible RSB. Au cas contraire, si le RSB est fort, le WF ne peut plus donner de gain car la puissance de transmission est beaucoup plus grande que celle du bruit et puis l'émetteur distribue uniformément la puissance sur les antennes. Mais si on fixe le nombre d'antennes en réception en variant le nombre d'antennes en émission, nous pouvons constater l'avantage important si le nombre d'antennes en émission est supérieur au celui en réception. Ces résultats sont montrés sur la figure 3.15.

Les résultats présentés sur la figure 3.15 illustrent les gains de la capacité ergodique du système MIMO avec le WF par rapport à celles du système MIMO sans le WF lorsque le nombre d'antennes en réception est fixé à 6. On peut considérer pour deux cas : d'une part, $N_T \leq N_R$ et d'autre part, $N_T > N_R$. Au cas où $N_T \leq N_R$, la tendance de ces résultats est similaire des résultats précédents. Au faible RSB, le système MIMO avec le WF peut donner un gain important par rapport à celui sans le WF. Mais si le RSB augmente, ce gain sera réduit. En revanche, au cas où $N_T > N_R$, on constate un gain très important. Comme le rang de la matrice du canal \mathbf{H} est $M = \min(N_T, N_R)$, l'émetteur va choisir les meilleures M antennes émettrices et puis distribuer d'une façon uniforme la puissance sur chaque antennes pour le WF dans l'hypothèse d'un fort RSB. Par contre, pour le système MIMO sans le WF, la puissance est uniformément distribuée sur N_T antennes. Ainsi la différence entre la capacité ergodique du canal MIMO avec le WF et celle du canal MIMO sans le WF, au cas du fort RSB, peut s'exprimer ainsi

$$\bar{C}_{\text{MIMO-WF}} - \bar{C}_{\text{MIMO}} = \begin{cases} 0 & \text{si } N_T \leq N_R \\ M \log_2 \left(\frac{N_T}{M} \right) & \text{si } N_T > N_R \end{cases} \quad (3.59)$$

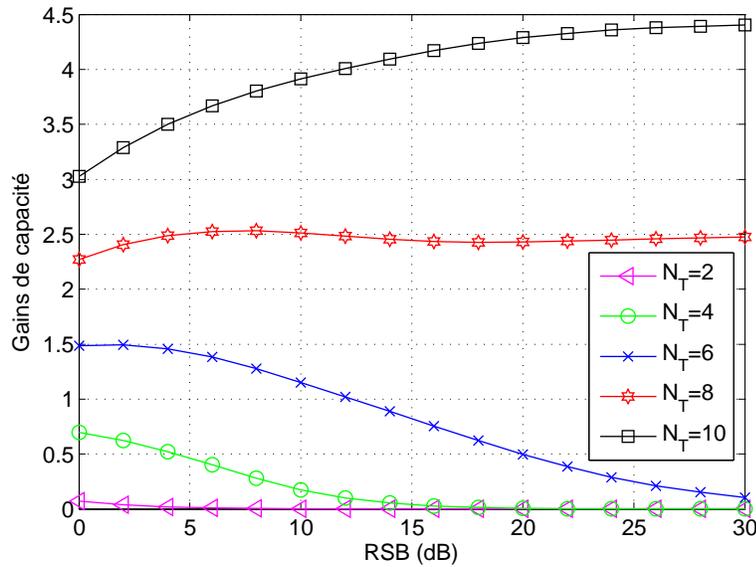


Figure 3.15 – Gain de la capacité du canal non-corrélé avec WF par rapport à celle sans WF ($\Delta\bar{C} = \bar{C}_{\text{AvecWF}} - \bar{C}_{\text{SansWF}}$) en fonction du nombre d'antennes émettrices et RSB, $N_R = 6$

La figure 3.16 montre les capacités ergodiques du canal MIMO 6×6 corrélé avec et sans le WF en fonction de la distance entre les antennes, d/λ . En raison de l'apparition de la corrélation spatiale à l'émission et à la réception, les coefficients du canal deviennent corrélés. Dans le cas d'un faible RSB, la technique WF améliore toujours la capacité même s'il existe une corrélation spatiale. En revanche, dans le cas d'un fort RSB, le système MIMO avec le WF peut augmenter la capacité du canal lorsque la corrélation est très élevée. Ce n'est pas le cas quand le canal est non-corrélé.

3.4.2 Capacité des systèmes exploitant la technique de sélection d'antennes

Dans des travaux récents, la croissance des gains de capacité par l'ajout des antennes réceptrices est négligeable si le total du nombre d'antennes réceptrices N_R est bien plus grand que le nombre d'antennes émettrices N_T . Ceci peut être expliqué par le fait que les antennes additionnelles ne fournissent pas une communication indépendante des canaux mais augmentent uniquement l'ordre de diversité. Exploiter plusieurs antennes requiert l'implémentation de multiples chaînes radio-fréquences qui sont relativement coûteuses. A propos de la réduction du coût, la complexité et la consommation de chaînes radio-fréquences, de nombreux critères de choix des antennes réceptrices ou/et des antennes émettrices ont été proposés pour réduire au minimum la probabilité d'erreur [95]-[97] ou maximiser les limites de capacité [98, 99].

Le principe de la sélection d'antennes est abordé dans le système SIMO [100] pour choisir L_R antennes les plus utiles parmi N_R antennes réceptrices. Les signaux sortant

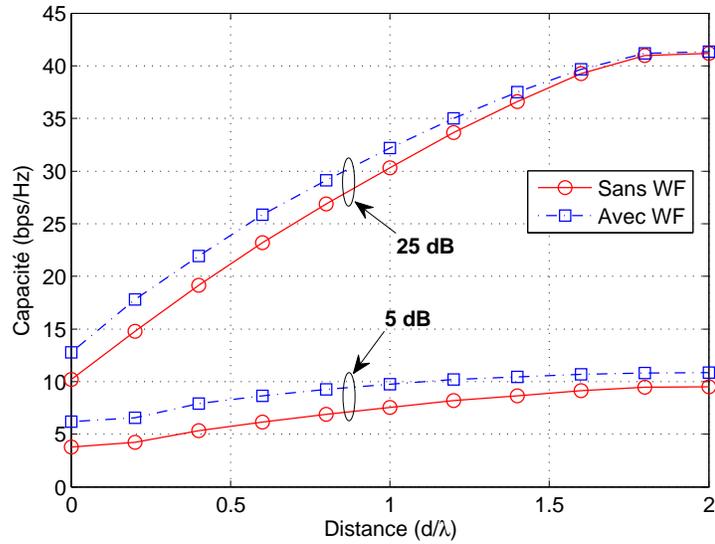


Figure 3.16 – La capacité du canal corrélé sans et avec WF en fonction de l'espace entre les antennes

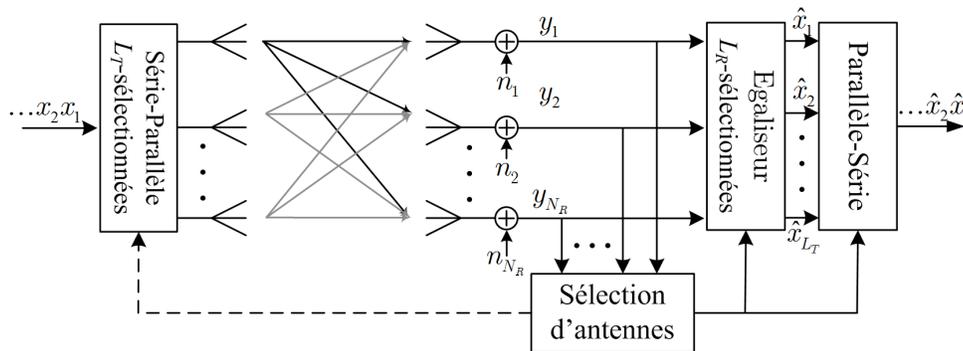


Figure 3.17 – Schéma du système MIMO avec N_T antennes émettrices et N_R antennes réceptrices en sélectionnant L_T antennes en émission et L_R antennes en réception

des antennes sélectionnées seront combinés par la combinaison optimale. Cette technique est appelée "Hybrid selection/maximum ratio combining" (H-S/MRC) [101]. Dans cette partie, on va alors appliquer des techniques de la sélection d'antennes du côté des transmetteurs ou/et récepteurs pour maximiser les limites de la capacité de systèmes MIMO, appelé "Hybrid selection/MIMO" (H-S/MIMO).

Le choix d'antennes optimales requiert une connaissance complète de la matrice du canal. Si chaque trame des données transmises est inclu dans la séquence d'apprentissage, la matrice du canal complète peut être estimée durant cette séquence. Pendant la durée de la séquence d'apprentissage, N_R et N_T chaînes radio-fréquences sont connectées pour estimer le canal de transmission. En conséquence, durant des données utiles ou à la fin de la séquence d'apprentissage, seules L_R et L_T chaînes radio-fréquences sont utilisées pour les meilleures L_R et L_T antennes sélectionnées comme présenté sur la figure 3.17. Bien

que l'efficacité spectrale soit diminuée à cause de l'addition de la séquence d'apprentissage dans la trame de données, elle est négligeable dans les systèmes de transmission haut-débit.

La capacité des systèmes MIMO est normalement donnée par l'équation 3.41. Si le nombre d'antennes sélectionnées en émission et en réception est représenté par L_T et L_R , la capacité pour les systèmes H-S/MIMO permettant une maximisation de la capacité est définie par

$$C(\mathbf{H}) = \max_{S(\tilde{\mathbf{H}})} \left\{ \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{L_R} + \frac{\bar{\gamma}_T}{L_T} \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H \right) \right\} \quad (3.60)$$

où $\tilde{\mathbf{H}}$ est une sous-matrice de la matrice du canal \mathbf{H} , constituée seulement de L_R colonnes et L_T lignes et $S(\tilde{\mathbf{H}})$ représente l'ensemble des possibilités de $\tilde{\mathbf{H}}$, desquelles la cardinalité est égale à $\binom{N_R}{L_R} \binom{N_T}{L_T}$. Ainsi, le temps de calcul dépend du nombre d'antennes totales et sélectives.

Si on applique la méthode de la sélection en récepteur pour $N_R = 10$ et $L_R = 5$, il est nécessaire de calculer 15120 fois le déterminant des matrices pour trouver la sélection optimale des antennes. Le temps de calcul est alors très coûteux notamment parce qu'il s'accroît en fonction du nombre d'antennes totales et sélectionnées. Par conséquent, Molisch *et al.* [99] et Dai *et al.* [102] ont proposés quelques algorithmes sous-optimaux afin de réduire la complexité et le temps du calcul. Le premier algorithme de Molisch *et al.* [99] est basé sur la détection de la corrélation lorsque le RSB n'est pas disponible à la réception. Cet algorithme permet de choisir des antennes qui apportent moins de corrélation et plus de puissance. La deuxième méthode de Molisch *et al.* est basée sur la détection du maximum de l'information mutuelle des sous-matrices mais dans ce cas, le RSB est indispensable. Dai *et al.* [102] propose une matrice de sélection qui est liée à des antennes sélectionnées. Le maximum du déterminant de la matrice de sélection nous donne le maximum de l'information mutuelle. L'algorithme de la sélection est une méthode récursive. Par exemple, parmi quatre antennes, on va choisir deux antennes. En première itération, on choisit trois antennes parmi quatre antennes qui montrent le maximum du déterminant de la matrice en supposant que les deux antennes qui seront sélectionnées sont parmi ces trois antennes. En deuxième itération, on sélectionne les deux meilleures antennes parmi les trois restantes depuis la première itération, ce qui nous donne le maximum du déterminant de la matrice.

La figure 3.18 illustre les résultats de CCDF de la capacité pour les systèmes MIMO employant la sélection d'antennes à la réception au RSB de 10 dB et AS de 60°. (3,6) et (3,3) représentent les résultats des systèmes MIMO sans utiliser la technique de la sélection d'antennes. (3, 6, L_R) représente les systèmes MIMO exploitant la sélection d'antennes où L_R est le nombre d'antennes réceptrices sélectionnées. On applique deux méthodes : d'une part, la sélection optimale qui maximise la capacité et d'autre part, la sélection aléatoire qui choisit des antennes d'une façon aléatoire sans critère. Nous limitons la taille du réseau d'antennes dans lequel des antennes sont situées. Dans ce cas, on a 1.5λ et 3λ en émission et en réception, ce qui veut dire que la corrélation spatiale à la réception du système MIMO 3×6 est plus élevée que celle du système MIMO 3×3 . Les résultats présentés sur la fi-

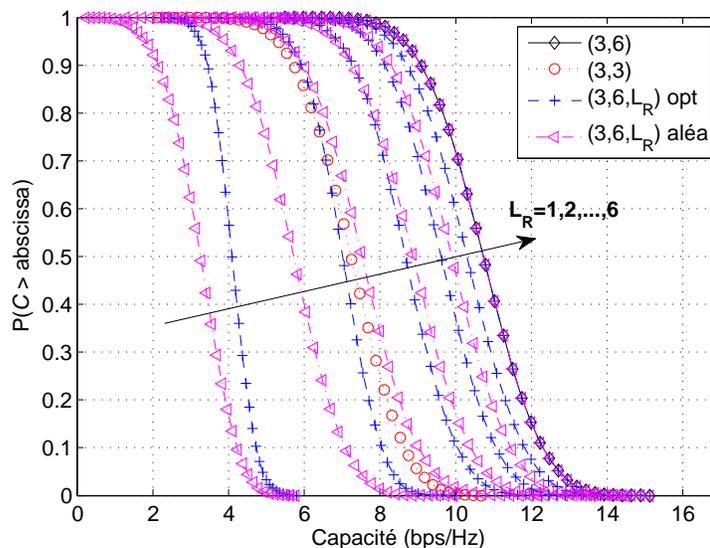


Figure 3.18 – La capacité du canal MIMO 3×6 corrélé choisissant L_R parmi 6 antennes en réception à $AS^\circ=60$

gure 3.18 nous confirment que même si la capacité obtenue est bien évidemment inférieure à celle du MIMO 3×6 , la capacité du système utilisant 3 antennes parmi 6 antennes d'une façon optimale en réception est supérieure à celle du MIMO 3×3 . Pourtant, il y a une grande dégradation si la sélection d'antennes choisit des antennes d'une façon aléatoire.

La figure 3.19 présente les capacités du canal avec la sélection d'antennes en réception ou/et en émission en fonction du RSB en dB lorsque la taille du réseau d'antennes est limitée à 3λ en émission et en réception. $(6,6)$, $(3,3)$, $(6,3)$ et $(3,6)$ sur la figure 3.19 sont différentes structures de systèmes MIMO n'appliquant pas la technique de la sélection d'antennes. Par contre, $(6,6;3)$, $(6;3,6)$ et $(6;3,6;3)$ utilisent la sélection d'antennes à la réception, à l'émission et une combinaison de la sélection d'antennes à l'émission et à la réception, respectivement. Notons que nous nous intéressons à la taille du réseau d'antennes. Donc quand il y a moins d'antennes utilisées, les antennes sont plus éloignées. Dans ce cas, pour la taille de 3λ , si on a 6 antennes, la distance entre les antennes est égale à 0.5λ mais si l'on a 3 antennes, la distance entre les antennes est égale à λ . Par conséquent, il n'y a pas la même corrélation spatiale qui apparaît pour $(6,6)$, $(3,3)$, $(6,3)$ et $(3,6)$.

La capacité de la sélection d'antennes en réception $(6,6;3)$ est supérieure à la capacité de $(6,3)$. La capacité de la sélection d'antennes en émission $(6;3,6)$ est supérieure à la capacité de $(3,6)$. Enfin, la sélection d'antennes en émission et en réception $(6;3,6;3)$ montre un gain plus intéressant et meilleur que la sélection d'antennes en émission $(6;3,6)$.

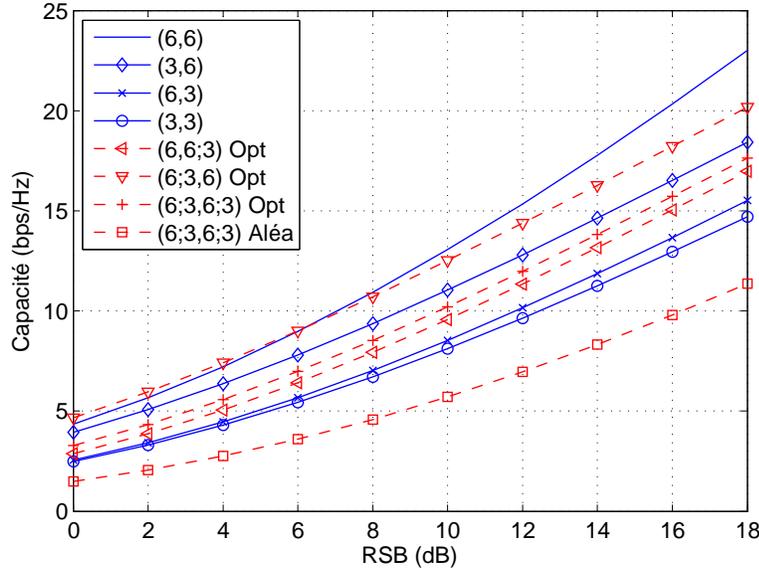


Figure 3.19 – La capacité du canal MIMO corrélé choisissant 3 parmi 6 antennes en réception ou/et 3 parmi 6 antennes en transmission ; $AS^\circ=60$ et la distance limitée à 3λ

3.4.3 Capacité des systèmes exploitant la technique de formation de voies

Le principe des techniques de formation de voies (« Beamforming » en anglais) est de choisir la meilleure direction de départ et la meilleure direction d'arrivée par la connaissance de l'information du canal. Comme indiquée sur la figure 3.20, le symbole transmis x est émis à travers l'antenne i avec un gain v_i . En réception, le signal reçu sur l'antenne i est pondéré par u_i . Si les vecteurs de pondération à la transmission et à la réception doivent être normalisés pour que la puissance de transmission soit constante, $\|\mathbf{u}\|_F^2 = N_R$ et $\|\mathbf{v}\|_F^2 = N_T$. Le signal reçu est alors donné par

$$y = \mathbf{u}^H \mathbf{H} \mathbf{v} x + \mathbf{u}^H \mathbf{n} \quad (3.61)$$

où \mathbf{n} est un bruit blanc gaussien additif.

Beamforming fournit un gain de diversité grâce à la combinaison cohérente des signaux provenant de multiples directions. Donc il est nécessaire que le récepteur connaisse bien le canal de transmission. On suppose qu'il y ait un estimateur de canaux parfait en réception. Lorsque la matrice du canal \mathbf{H} est connue, le RSB reçu est optimisé par le choix de \mathbf{u} et \mathbf{v} qui sont considérées comme les vecteurs singuliers gauches et droits de la matrice du canal principale \mathbf{H} . Le RSB reçu correspondant est égal à $\gamma_{BF} = \lambda_{max} \bar{\gamma}$ où λ_{max} est la plus grande valeur propre de la matrice $\mathbf{\Xi}$. Si le transmetteur a l'information d'état du canal, la capacité des systèmes MIMO employant les techniques de beamforming s'écrit comme

$$C_{BF}(\mathbf{H}) = \log_2(1 + \lambda_{max}(\mathbf{H})\bar{\gamma}) \quad (3.62)$$

qui correspond à la capacité d'un canal SISO avec un gain de puissance $\lambda_{max}(\mathbf{H})$. Lorsque le canal n'est pas connu à l'émission, le signal est transmis avec le même gain de pondération

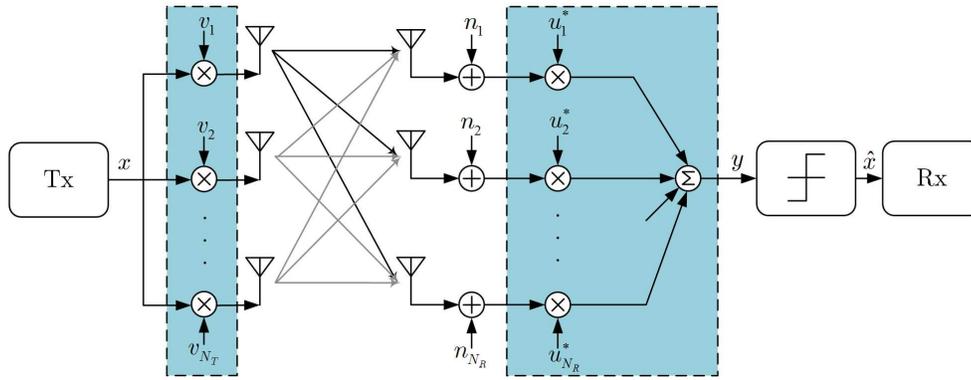


Figure 3.20 – Schéma d'un système MIMO utilisant les techniques de beamforming avec N_T antennes émettrices et N_R antennes réceptrices

sur chaque antenne émettrice et puis le RSB reçu γ_{BF} va dépendre de $\|\mathbf{H}\mathbf{u}^H\|$ où \mathbf{u} est choisi de façon à maximiser le RSB.

Différentes capacités du canal MIMO $N \times N$ corrélé avec le AS de 30° et $d_{Tx} = d_{Rx} = 0.5\lambda$ sont étudiées sur la figure 3.21. L'émetteur a parfaitement connu le canal du système. Le critère étudié est de choisir un seul trajet qui a la plus grande valeur propre. Quand le nombre d'antennes augmente, la capacité s'accroît linéairement en fonction du RSB.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a abordé un rappel de la théorie d'information par laquelle nous pouvons mesurer la capacité du canal multi-antennes. On considère le canal inconnu à l'émission mais connu en réception qui prend en compte aussi la corrélation spatiale entre les antennes. Nous avons étudié trois structures générales des systèmes multi-antennes tels que SIMO, MISO et MIMO et les résultats obtenus par des simulations ont été montrés. Nous avons exprimé l'effet d'utilisation d'antennes multiples et aussi l'effet de la corrélation spatiale sur la capacité de ces trois structures des systèmes multi-antennes.

Nous avons également montré que si le canal de transmission est non-corrélé ou corrélé et que les systèmes multi-antennes prennent en compte la contrainte de la puissance de transmission, l'emploi des antennes multiples au récepteur est plus efficace que l'emploi des antennes multiples à l'émetteur. Par ailleurs, en employant des antennes multiples à deux côtés de liaison de communication, la capacité du canal peut être augmentée linéairement en fonction du minimum entre le nombre d'antennes émettrices et d'antennes réceptrices pour les systèmes à multiplexage spatial mais pour les systèmes à codage spatio-temporel, la variation de la capacité du canal peut être réduite.

Dans la deuxième partie, nous avons examiné le cas où le canal de propagation est connu à l'émetteur particulièrement pour les systèmes MIMO avec N_T antennes émettrices et N_R antennes réceptrices. La première structure que nous avons étudié est la méthode

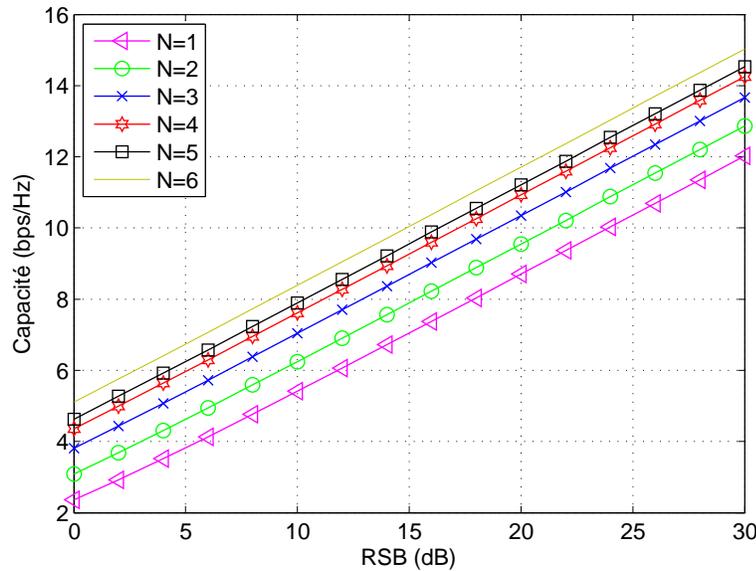


Figure 3.21 – La capacité du canal MIMO corrélé choisissant en exploitant la technique de beamforming

water-filling qui consiste à distribuer la puissance de transmission sur chacune des antennes de façon à maximiser la capacité du canal à condition que la puissance de transmission totale soit constante. Cette solution peut aussi être appliquée aux systèmes MISO. Nous avons montré que la solution du WF est très intéressante pour une faible RSB pour le canal non-corrélé. Lorsque le RSB est très élevé et le canal est non-corrélé, si $N_T > N_R$, cette solution aboutit à un gain important de capacité mais si $N_T \leq N_R$, le WF ne donne aucun gain de capacité. Lorsque le canal est corrélé, le WF a toujours montré une augmentation importante de la capacité même si le RSB demeure très élevé et $N_T \leq N_R$.

La deuxième structure est la sélection d'antennes en émission et en réception qui est un système MIMO sous-optimal. Le but de cette structure est de choisir seulement les meilleures antennes. Elle permet de réduire le nombre de chaînes radio-fréquences et la complexité de décodage en réception. Bien évidemment, moins d'antennes sont utilisées, moins de capacité est obtenue. La troisième structure est le beamforming consistant à choisir la meilleure direction d'arrivée et celle de départ d'onde, puis à mettre toute la puissance de transmission pour cette direction afin de réduire aussi l'interférence dans un contexte de multi-utilisateurs.

Dans le prochain chapitre, des antennes polarisées seront étudiées dans les systèmes MIMO.

Chapitre 4

Capacité des systèmes multi-antennes multi-polarisations

Sommaire

4.1	Introduction	118
4.2	Corrélation pour les systèmes multi-antennes multi-polarisations	119
4.3	Capacité du canal MIMO à polarisation multiple par des tra- jets indirects	125
4.3.1	Systèmes MIMO à double polarisation	125
4.3.2	Systèmes MIMO à polarisation multiple	133
4.4	Capacité du canal MIMO à polarisation multiple avec un tra- jet direct	136
4.4.1	Systèmes MIMO à double polarisation	138
4.5	Conclusion	141

4.1 Introduction

En général, dans un système MIMO, des types d'antennes sont utilisés pour construire les réseaux d'antennes sont les mêmes. Ce système est nommé *système MIMO à polarisation unique* dans lequel des antennes émettrices et réceptrices propagent les mêmes polarisation et diagramme de rayonnement l'onde. Or, comme nous l'avons évoqué dans les chapitres précédents, la capacité du canal MIMO dépend de la corrélation spatiale entre les antennes qui est associée à la séparation entre les antennes et la dispersion angulaire. Pour réduire l'effet de la corrélation, nous exploitons par la suite la diversité de polarisation conjointe dans le système multi-antennes dans [103, 104, 76, 105]. Ce système consiste à employer des antennes à polarisations différentes, qui est connu sous le nom de *systèmes MIMO à polarisations multiples*. Ce système permet de colocaliser des antennes à polarisations différentes ainsi que réduire la taille des réseaux d'antennes.

Dans [103], les travaux se basent sur l'utilisation de six polarisations des champs électrique et magnétiques. Ils supposent que chacune des six polarisations de vecteur des champs électriques et magnétiques puisse offrir un canal indépendant. Ces résultats ont monté un grand intérêt pour employer des composants du champ magnétique pour la communication mais une question importante a été posé en même temps au sujet de l'indépendance des champs électrique et magnétiques à un point dans l'espace. Dans [104], les auteurs ont proposé l'analyse du comportement de corrélation des composants de polarisation du champ électromagnétique. En effet, les champs électromagnétiques sont générés par le mouvement des courants électrique et magnétique en différentes directions. Le canal MIMO est basés sur le modèle Kronecker qui est calculé à partir de la corrélation entre six polarisations. Cependant, le calcul du canal MIMO n'a pas pris en compte l'effet de dépolarisation qui peut produire une capacité surestimée. Dans [76, 105], les composants de polarisation d'antennes et le mécanisme de dépolarisation sont pris en compte dans le modèle du canal basé sur le modèle stochastique géométrique. L'effet de dépolarisation est un facteur important pour les systèmes MIMO à polarisations multiples, qui determine la puissance du couplage associée à la capacité du canal.

Pour bien démontrer la capacité des systèmes à polarisation multiple, nous examinerons d'une manière générale la corrélation causée par des antennes colocalisées. Ensuite, nous procéderons à une analyse plus spécifique des capacités de deux types de canal : la capacité du canal à trajets multiple sans un trajet direct (NLOS) et celle avec un trajet direct (LOS). En premier lieu, nous aborderons le cas du canal NLOS et l'effet de la dispersion angulaire et de la discrimination de polarisation croisée sur la capacité du canal MIMO à polarisation multiple. En second lieu, le problème de la désadaptation de polarisation sera analysé dans le cadre du canal assurant une liaison directe entre l'émetteur et le récepteur.

4.2 Corrélation pour les systèmes multi-antennes multi-polarisations

Dans cette partie, nous allons montrer un calcul de la corrélation spatiale qui a été développé dans le chapitre 2. Mais nous nous intéressons ici au cas où le canal est non-sélectif en fréquence et en temps. C'est-à-dire, la dispersion temporelle et le décalage du temps de l'équation 2.91 sont nuls ($\tau = 0$ et $\xi = 0$). Par conséquence, la corrélation spatiale complète, décrite par l'équation 2.91, peut être divisée en trois parties : celle en émission, celle en réception et celle occasionnée lors du changement de polarisation.

En ce qui concerne les corrélations spatiales en émission et en réception, elles sont dépendantes de la configuration du réseau d'antennes et de la dispersion angulaire. Nous examinons ensemble le calcul des corrélations entre antennes en émission et en réception puisque la méthode de calcul pour les deux corrélations est identique. A la fin de cette partie, la corrélation complète sera étudiée. Afin de simplifier, nous considérons que le récepteur et l'émetteur sont immobile. La dispersion angulaire en azimut suit la loi de von Mises lorsque la dispersion angulaire en élévation suit une loi uniforme.

Concernant la corrélation causée lors du changement de polarisation, elle est liée au rapport XPR, c'est-à-dire, le rapport entre la puissance du canal à co-polarisation et celle à polarisation-croisée. En effet, dans le cadre du système SIMO 1×2 à double polarisation, l'émetteur exploite une antenne isotropique qui rayonne l'onde à la polarisation en élévation tandis que le récepteur emploie deux antennes isotropiques qui rayonnent respectivement l'onde à la polarisation en élévation et en azimut. La XPR mesure la dépolarisation de l'environnement lorsque l'onde électromagnétique issue de l'antenne émettrice traverse un milieu de propagation et que sa polarisation a changé. La valeur XPR est inférieure ou supérieure à 1 lorsque le signal en sortie de l'antenne isotropique en élévation ne corrèle pas à celui en sortie de l'antenne isotropique en azimut. Mais si la valeur XPR est égale à 1, les deux signaux en sortie de deux antennes isotropiques en réception sont corrélés.

Ici, nous focalisons sur le système MIMO à polarisation multiple dans lequel des antennes sont co-localisées avec des polarisations différentes. Dans le chapitre 2, nous avons étudié deux catégories d'antennes : d'une part, le dipôle électrique et d'autre part, le dipôle magnétique. Dans ce cadre de figure, les deux dipôles peuvent s'orienter vers des directions différentes. Ce qui nous donne des polarisations différentes comme ainsi présentées sur le tableau 2.1. Il s'agit des trois dipôles électriques et trois dipôles magnétiques. Les composantes de polarisation de ces antennes peuvent être exprimées sous la forme matricielle comme :

$$\mathbf{A}(\theta, \phi) = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_\theta(\theta, \phi) \\ \mathbf{G}_\phi(\theta, \phi) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} -\cos \theta \cos \phi / K_1 & \sin \phi / K_1 \\ -\cos \theta \sin \phi / K_2 & -\cos \phi / K_2 \\ \sin \theta / K_3 & 0 \\ \sin \phi / K_4 & \cos \theta \cos \phi / K_4 \\ -\cos \phi / K_5 & \cos \theta \sin \phi / K_5 \\ 0 & \sin \theta / K_6 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

où K_i est la valeur constante utilisée pour normaliser le diagramme de rayonnement de chacune des antennes. Il peut s'écrire comme

$$K_i = \sqrt{\iint |E_{i,\theta}(\theta, \phi)|^2 p(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi + \iint |E_{i,\phi}(\theta, \phi)|^2 p(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi}$$

Quand les six dipôles sont colocalisés, la corrélation entre antennes dépend uniquement de la direction de la propagation de l'onde. Supposons que des angles d'arrivée en azimut sont indépendants des angles d'arrivée en élévation, la fonction de densité de probabilité $p(\theta, \phi)$ peut être décomposée en $p(\theta)p(\phi)$. Ici, nous concentrons notre analyse sur la distribution uniforme des angles en élévation et celle de von Mises des angles en azimut. La corrélation spatiale du réseau d'antennes est donnée par

$$\mathbf{R} = \iint \mathbf{A}(\theta, \phi) \mathbf{A}(\theta, \phi)^T p(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi = \mathbf{R}_\theta + \mathbf{R}_\phi \quad (4.2)$$

où \mathbf{R}_θ et \mathbf{R}_ϕ sont respectivement les matrices de corrélation de dimension 6×6 en azimut et en élévation. Nous allons définir l'intégration trigonométrique suivante :

$$T_{ab} = \int_{-\pi}^{+\pi} \cos^a \phi \sin^b \phi e^{k \cos(\phi - \bar{\phi})} d\phi \quad (4.3)$$

$$H_{ab} = \int_{\bar{\theta} - \Delta\theta}^{\bar{\theta} + \Delta\theta} \cos^a \theta \sin^b \theta d\theta \quad (4.4)$$

où $\bar{\phi}$ est l'angle moyen en azimut ("MAOA" pour l'angle moyen d'arrivée en azimut et "MAOD" pour l'angle moyen de départ en azimut), k est le facteur de von Mises, $\bar{\theta}$ est l'angle moyen en élévation ("MEOA" pour l'angle moyenne d'arrivée en élévation et "MEO-D" pour l'angle moyen de départ en élévation) et $\Delta\theta$ est la dispersion angulaire en azimut. La dispersion angulaire RMS σ_θ décrite par l'équation 1.65 est égale à $\Delta\theta/\sqrt{3}$. Les solutions de T_{ab} et H_{ab} , correspondant à des éléments dans les matrices \mathbf{R}_ϕ et \mathbf{R}_θ , sont données dans les tableaux 4.1 et 4.2, respectivement. Nous obtenons les matrices de la corrélation spatiale, $\mathbf{R}_\theta + \mathbf{R}_\phi$, suivantes

a	b	$T_{ab} = \int_{-\pi}^{+\pi} \cos^a(\phi) \sin^b(\phi) e^{k \cos(\phi - \bar{\phi})} d\phi$
0	0	$2\pi I_0(k)$
0	1	$2\pi \sin(\bar{\phi}) I_1(k)$
0	2	$\pi I_0(k) - \pi \cos(2\bar{\phi}) I_2(k)$
1	0	$2\pi \cos(\bar{\phi}) I_1(k)$
1	1	$\pi \sin(2\bar{\phi}) I_2(k)$
2	0	$\pi I_0(k) + \pi \cos(2\bar{\phi}) I_2(k)$

Table 4.1 – Les résultats de T_{ab}

a	b	$H_{ab} = \int_{\bar{\theta}-\Delta\theta}^{\bar{\theta}+\Delta\theta} \cos^a(\theta) \sin^b(\theta) d\theta$
0	0	$2\Delta\theta$
0	1	$2 \sin(\Delta\theta) \sin(\bar{\theta})$
0	2	$\sin^2(\bar{\theta}) \cos(\Delta\theta) \sin(\Delta\theta) - \cos^2(\bar{\theta}) \sin(\Delta\theta) \cos(\Delta\theta) + \Delta\theta$
0	3	$2 \sin(\bar{\theta}) \sin(\Delta\theta) / 3 [\sin^2(\bar{\theta}) \cos^2(\Delta\theta) - 2 \cos^2(\Delta\theta) \cos^2(\bar{\theta}) + \cos^2(\bar{\theta}) \sin^2(\Delta\theta) + 2]$
1	0	$2 \cos(\bar{\theta}) \sin(\Delta\theta)$
1	1	$2 \sin(\bar{\theta}) \cos(\Delta\theta) \cos(\bar{\theta}) \sin(\Delta\theta)$
1	2	$2 \sin^2(\bar{\theta}) \cos^2(\Delta\theta) \cos(\bar{\theta}) \sin(\Delta\theta) + 2 \cos^3(\bar{\theta}) \sin^3(\Delta\theta) / 3$
2	0	$-\sin^2(\bar{\theta}) \cos(\Delta\theta) \sin(\Delta\theta) + \cos^2(\bar{\theta}) \sin(\Delta\theta) \cos(\Delta\theta) + \Delta\theta$
2	1	$2 \cos^2(\bar{\theta}) \cos^2(\Delta\theta) \sin(\bar{\theta}) \sin(\Delta\theta) + 2 \sin^3(\bar{\theta}) \sin^3(\Delta\theta) / 3$

Table 4.2 – Les résultats de H_{ab}

$$\mathbf{R}_\theta = \begin{bmatrix} T_{20}H_{21} & T_{11}H_{21} & -T_{10}H_{12} & -T_{11}H_{11} & T_{20}H_{11} & 0 \\ T_{11}H_{21} & T_{02}H_{21} & -T_{01}H_{12} & -T_{02}H_{11} & T_{11}H_{11} & 0 \\ -T_{10}H_{12} & -T_{01}H_{12} & T_{00}H_{03} & T_{01}H_{02} & -T_{10}H_{02} & 0 \\ -T_{11}H_{11} & -T_{02}H_{11} & T_{01}H_{02} & T_{02}H_{01} & -T_{11}H_{01} & 0 \\ T_{20}H_{11} & T_{11}H_{11} & -T_{10}H_{02} & -T_{11}H_{01} & T_{20}H_{01} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \odot \begin{bmatrix} 1/K_1 \\ 1/K_2 \\ 1/K_3 \\ 1/K_4 \\ 1/K_5 \\ 1/K_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/K_1 \\ 1/K_2 \\ 1/K_3 \\ 1/K_4 \\ 1/K_5 \\ 1/K_6 \end{bmatrix}^T \quad (4.5)$$

$$\mathbf{R}_\phi = \begin{bmatrix} T_{02}H_{01} & -T_{11}H_{01} & 0 & T_{11}H_{11} & T_{02}H_{11} & T_{01}H_{02} \\ -T_{11}H_{01} & T_{20}H_{01} & 0 & -T_{20}H_{11} & -T_{11}H_{11} & -T_{10}H_{02} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ T_{11}H_{11} & -T_{20}H_{11} & 0 & T_{20}H_{21} & T_{11}H_{21} & T_{10}H_{12} \\ T_{02}H_{11} & -T_{11}H_{11} & 0 & T_{11}H_{21} & T_{02}H_{21} & T_{01}H_{12} \\ T_{01}H_{02} & -T_{10}H_{02} & 0 & T_{10}H_{12} & T_{01}H_{12} & T_{00}H_{03} \end{bmatrix} \odot \begin{bmatrix} 1/K_1 \\ 1/K_2 \\ 1/K_3 \\ 1/K_4 \\ 1/K_5 \\ 1/K_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/K_1 \\ 1/K_2 \\ 1/K_3 \\ 1/K_4 \\ 1/K_5 \\ 1/K_6 \end{bmatrix}^T \quad (4.6)$$

$$\begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \\ K_4 \\ K_5 \\ K_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{20}H_{21} + T_{02}H_{01} \\ T_{02}H_{21} + T_{20}H_{01} \\ T_{00}H_{03} \\ T_{02}H_{01} + T_{20}H_{21} \\ T_{20}H_{01} + T_{02}H_{21} \\ T_{00}H_{03} \end{bmatrix}^{1/2} \quad (4.7)$$

Étant donné que les polarisations entre les antennes examinées ne sont pas parfaitement orthogonales à toutes les directions de la propagation d'une onde, la corrélation spatiale en réception ou en émission dépend de la dispersion angulaire et de la moyenne des

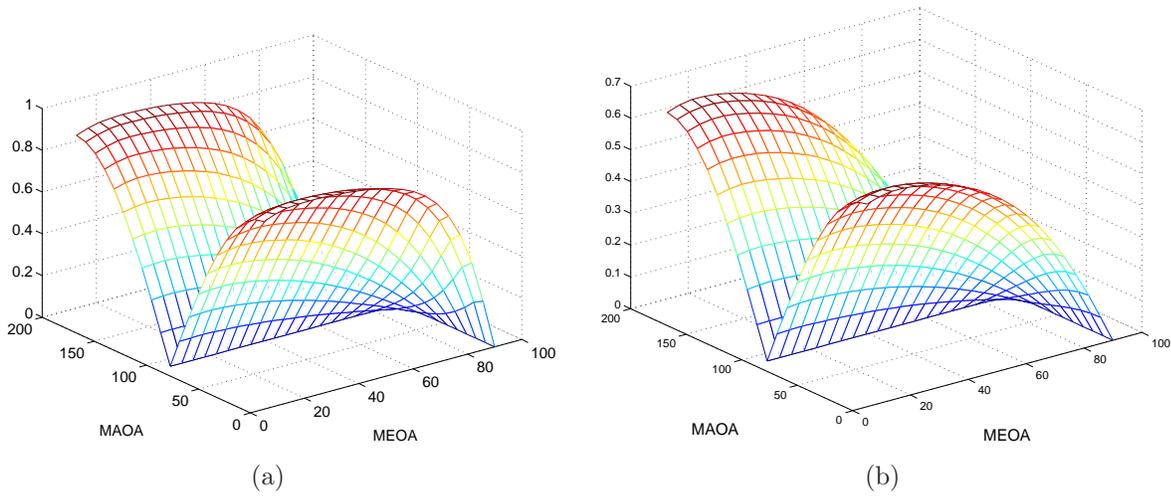


Figure 4.1 – Corrélation spatiale entre deux antennes dipôles x et z colocalisées en réception : (a) $k_{R_x} = 11.5$ et $\Delta\theta_{R_x} = 5^\circ$, (b) $k_{R_x} = 1.89$ et $\Delta\theta_{R_x} = 5^\circ$

angles d'arrivée ou de départ. Par l'utilisation de l'équation 2.91, nous pouvons obtenir la corrélation spatiale complète entre le réseau d'antennes en émission et le réseau d'antennes en réception par la matrice de transition du changement de polarisation. Donc si $\tau = 0$ et $\xi = 0$, la corrélation spatiale complète est donnée par

$$R_{pq,\tilde{p}\tilde{q}}(0) = R_{p,\tilde{p}}^T(0)\mathcal{U}R_{q,\tilde{q}}(0) \quad (4.8)$$

où $R_{q,\tilde{q}}(0)$ et $R_{p,\tilde{p}}(0)$ représentent les corrélations spatiales en émission et en réception et \mathcal{U} est la matrice de la dépolarisation. La matrice de la corrélation spatiale en émission $R_{q,\tilde{q}}(0)$ est une matrice 2×1 contenant la corrélation spatiale en élévation $\mathbf{R}_\theta(q, \tilde{q})$ et celle en azimut $\mathbf{R}_\phi(q, \tilde{q})$. Ces dernières correspondent respectivement à un des éléments définis dans les équations 4.5-4.6. Ensuite, la matrice de la corrélation spatiale en réception $R_{p,\tilde{p}}(0)$ est définie de la même façon que celle de la corrélation spatiale en émission puisqu'elles sont la même caractérisation de dispersion angulaire. Pour le troisième terme, la matrice \mathcal{U} exprimée dans le chapitre 1 est donnée par

$$\mathcal{U} = \begin{bmatrix} 1 & \bar{\chi} \\ \bar{\chi} & 1 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

où $\bar{\chi}$ est le rapport moyen entre la puissance de la polarisation croisée et la puissance de la co-polarisation, ($\bar{\chi} = 1/XPR$).

La figure 4.1 illustre la corrélation spatiale entre deux antennes x et z colocalisées, expliquée par l'équation 4.2. Ici nous nous intéressons à deux cas particuliers. Pour le premier cas, la dispersion angulaire en azimut est étroite ($k_{R_x} = 11.5$) et celle en élévation est constante à 5 ($\Delta\theta_{R_x} = 5^\circ$). Nous obtenons donc la dispersion angulaire RMS en élévation σ_ϕ égale à $30^\circ/\sqrt{3}$ (voir Chapitre 1). La corrélation entre deux antennes est observée en fonction des angles moyens d'arrivée en azimut (MAOA) et en élévation (MEOA). Si la MAOA ou/et la MEOA sont respectivement égales à 90° et 90° , les polarisations de deux

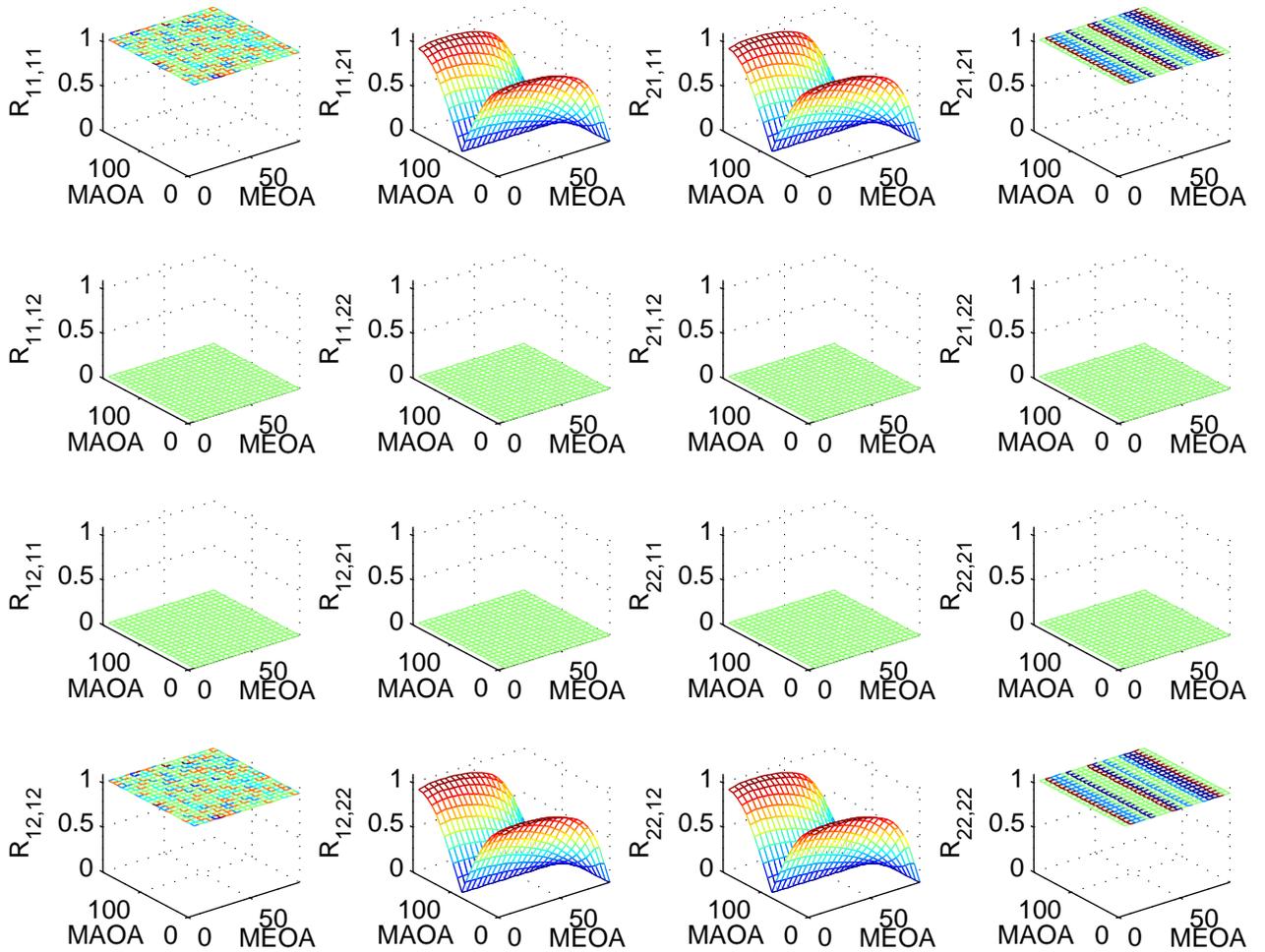


Figure 4.2 – Corrélation spatiale complète entre un couple de deux antennes dipôles x et z colocalisées en émission et un autre couple en réception avec $k_{Tx} = k_{Rx} = 11.5$, $\Delta\theta_{Tx} = \Delta\theta_{Rx} = 5^\circ$ et $\chi = 0$ dB

antennes sont parfaitement orthogonales. La corrélation entre deux antennes est alors nulle. Par ailleurs, le système va subir une corrélation entre antennes à toutes les directions sauf le cas où la MAOA ou/et la MEOA est à 90° . Pour réduire la corrélation pour ces cas, il est nécessaire d'utiliser la dimension espace. Autrement dit, il faut espacer les antennes. Pour le deuxième cas, la dispersion angulaire en azimuth est large ($k_{Rx} = 1.89$) et celle en élévation est constante à 5 ($\Delta\theta_{Rx} = 5^\circ$). Nous obtenons la dispersion angulaire RMS en élévation σ_ϕ égale à $90^\circ/\sqrt{3}$. La corrélation entre antennes est diminuée en raisons d'une forte dispersion angulaire. Nous constatons que les directions d'arrivée et de départ et la dispersion angulaire sont des facteurs importants aussi. Si les polarisations des antennes utilisées dans un système MIMO à polarisations multiples ne sont pas orthogonales entre eux à toutes les directions données, le système subir l'effet de la corrélation.

Dans ce paragraphe, nous allons calculer la corrélation complète pour un système à double polarisation avec deux antennes non-isotropiques au cas où la valeur de χ peut

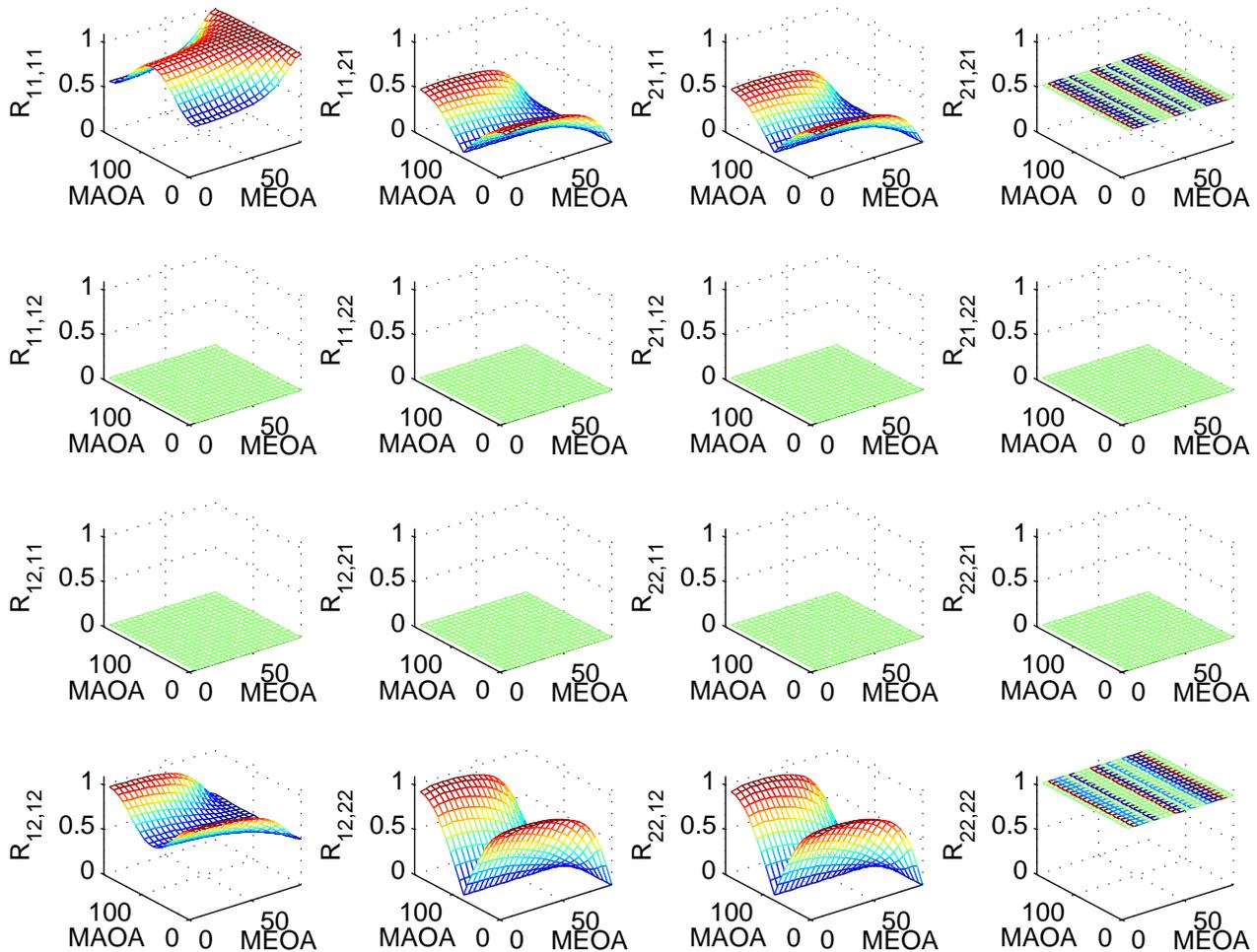


Figure 4.3 – Corrélation spatiale complète entre un couple de deux antennes dipôles x et z colocalisées en émission et un autre couple en réception avec $k_{Tx} = k_{Rx} = 11.5$ et $\Delta\theta_{Tx} = \Delta\theta_{Rx} = 5^\circ$ et $\chi = -3$ dB

être forte et faible. La corrélation complète entre deux antennes de type dipôle électrique x et z , $R_{11,21}$, est présentée en fonction des MAOA et MEOA sur la figure 4.2 lorsque $MAOD = 90^\circ$, $MEOD = 90^\circ$, $k_{Tx} = 11.5$ et $\Delta\theta_{Tx} = 5^\circ$ en émission ainsi que $k_{Rx} = 11.5$ et $\Delta\theta_{Rx} = 5^\circ$ en réception. Quand $MAOD = 90^\circ$ et $MEOD = 90^\circ$, il n'y a pas de corrélation entre deux antennes émettrices mais uniquement en réception. Au cas où la valeur de χ est forte ($\chi = 0$ dB), la puissance de co-polarisation est égale à la puissance de polarisation croisée. Les résultats de la corrélation complète de ce cas sont présentés sur la figure 4.2. Tous les éléments dans la matrice de la corrélation liés à $R_{1,2}(0)$ et $R_{2,1}(0)$ sont nuls parce qu'il n'y a pas de corrélation entre les antennes en émission. La figure 4.3 montre l'hypothèse où $\chi = -3$ dB. Nous pouvons constater que la corrélation se réduit puisque la puissance des sous-canaux de la polarisation croisée diminue.

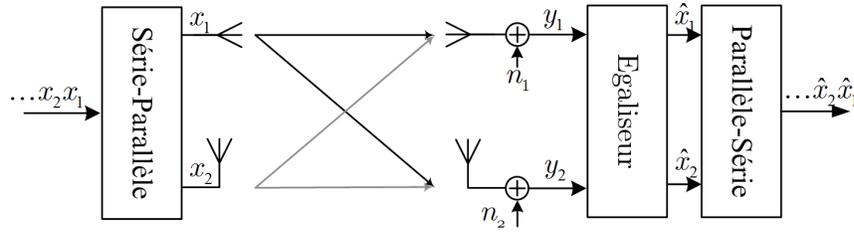


Figure 4.4 – Schéma d'un système MIMO 2×2 à double polarisation

4.3 Capacité du canal MIMO à polarisation multiple par des trajets indirects

4.3.1 Systèmes MIMO à double polarisation

Dans cette partie, nous abordons l'étude d'un système TITO (“Two-input Two-output”) ou système MIMO 2×2 à double polarisation dans lequel deux antennes exploitées en émission et en réception ont des polarisations différentes. Le système multi-antennes auquel nous nous sommes intéressés ici est le système multiplexage. Sa capacité maximale est de deux fois plus que celle du système SISO. En effet, à chaque instant, des données sont parallèlement envoyées par les deux antennes émettrices et se récupéreront par le récepteur optimal. Ces deux antennes en émission et en réception sont co-positionnées avec des polarisations différentes. La relation des signaux en entrée \mathbf{x} et en sortie \mathbf{y} présenté sur la figure 4.4 peut s'exprimer par

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad \Rightarrow \quad \mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}$$

où \mathbf{H} représente la matrice du canal et \mathbf{n} la matrice du bruit blanc gaussien additif. La capacité du canal TITO à double polarisation est calculée de la même manière que celle du canal TITO à polarisation unique décrite par l'équation 3.41 pour le cas de l'allocation uniforme de puissance en émission :

$$C(\mathbf{H}) = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_2 + \frac{\bar{\gamma}_T}{2} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) \quad \text{bps}/Hz \quad (4.10)$$

où \mathbf{I}_2 est la matrice d'identité 2×2 , $\bar{\gamma}_T$ est le rapport signal sur bruit en moyenne, \mathbf{H} est la matrice du canal TITO. Pour le cas de l'allocation optimale de puissance en émission, la capacité du canal TITO est présentée par l'équation 3.53-3.58. Par la suite, nous allons examiner les impacts qu'engendrent le XPR, les directions moyennes d'arrivée et de départ et les dispersions angulaires en azimut et en élévation, sur le système MIMO à double polarisation.

4.3.1.1 Normalisation du canal MIMO à polarisation multiple

Dans le chapitre précédent, nous exploitons des antennes isotropiques en élévation. Son rayonnement et sa polarisation sont identiques dans toutes les directions. Ainsi le rapport

signal sur bruit en moyenne est-il constant sur toutes les antennes réceptrices quelles que soient les directions de départ et d'arrivée. Or, les antennes examinées dans ce chapitre possèdent des diagrammes différents de rayonnement et des polarisations différentes. Par conséquent, le rapport signal sur bruit en moyenne obtenu sur chacune des antennes n'est plus identique. Donc, la normalisation du canal MIMO est indispensable afin de comparer correctement l'étude de capacité entre les systèmes MIMO à polarisations multiples et les systèmes MIMO à polarisation unique. Si le canal MIMO est mal normalisé, la capacité obtenue du canal est, en conséquence, mal mesurée. Il existe trois méthodes de normalisation du canal.

Pour la première méthode, tous les sous-canaux sont normalisés. Par conséquent, $\mathbf{H}' = c\mathbf{H}$ où \mathbf{H} est la matrice du canal non-normalisée, \mathbf{H}' , la matrice du canal normalisée et c , le facteur de la normalisation. En supposant que la puissance de l'ensemble des sous-canaux dans la matrice \mathbf{H}' soit égale à $N_R N_T$, le facteur de la normalisation est donné par $c = \sqrt{N_R N_T / E\{\|\mathbf{H}\|^2\}}$. Cette façon de normalisation est généralement utilisée pour les systèmes à polarisation unique. Toutefois, son application aux systèmes à polarisations multiples s'avère peu fiable parce que la puissance moyenne de chacun des sous-canaux n'est pas identique. A titre d'exemple, dans le cadre du canal direct de deux systèmes MIMO 2×2 à polarisation unique et à double polarisation, nous obtenons

$$\mathbf{H}_{\parallel} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \xrightarrow{\text{Après normalisation}} \mathbf{H}'_{\parallel} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{H}_{+} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \xrightarrow{\text{Après normalisation}} \mathbf{H}'_{+} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} & 0 \\ 0 & \sqrt{2} \end{bmatrix}$$

Nous trouvons que suite à une perte de puissance de différentes polarisations, on obtient un gain inadéquat après la normalisation. De plus, la capacité du canal MIMO à polarisations multiples obtenue par cette normalisation est incomparable à celle du canal MIMO à polarisation unique.

En ce qui concerne la deuxième méthode, nous normalisons des sous-canaux liés aux antennes de référence. Ces antennes sélectionnées sont de même type même si plusieurs types d'antennes sont présents dans le réseau. En général, afin d'évaluer la capacité des deux systèmes, nous choisissons le même type d'antennes que celui utilisé dans les systèmes à polarisation unique. Les canaux obtenus de ces antennes sont utilisés pour déterminer le facteur de la normalisation. Par exemple, pour comparer un système MIMO à double polarisation utilisant des dipôles \mathbf{x} et \mathbf{z} avec un système MIMO à polarisation unique exploitant des dipôles \mathbf{z} , ce sont les canaux des dipôles \mathbf{z} qui seront utilisés pour calculer le facteur de la normalisation. Ceci s'écrit par $c = \sqrt{N_R^{(z)} N_T^{(z)} / E\{\|\mathbf{H}^{(z)}\|^2\}}$. Ensuite, ce facteur est utilisé pour normaliser tous les sous-canaux comme $\mathbf{H}' = c\mathbf{H}$.

La troisième méthode concerne la normalisation du rayonnement des antennes. L'avantage de cette méthode réside dans le fait que la puissance en réception demeure constante malgré la modification des types d'antennes. Cependant, cette technique ne permet pas

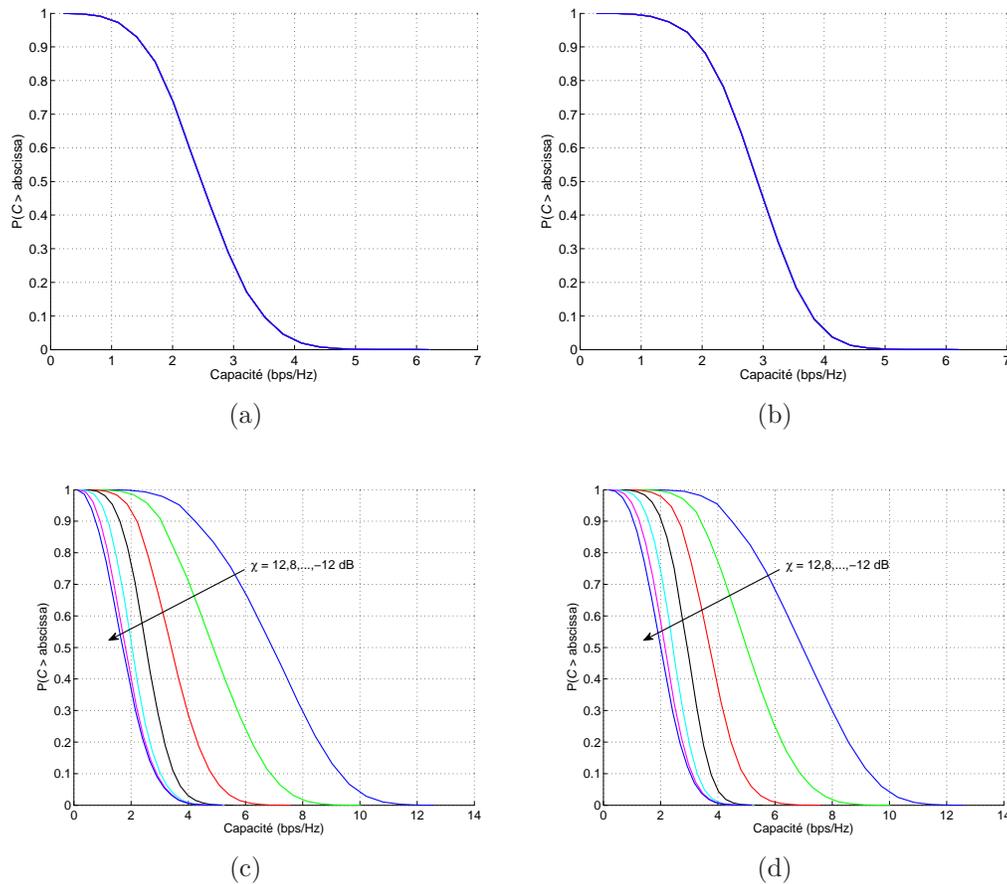


Figure 4.5 – CCDF de la capacité des systèmes MIMO 2×2 en fonction de la XPR moyenne avec $k_{\text{Tx}} = k_{\text{Rx}} = 0.01$: (a) deux antennes isotropiques en élévation (b) deux antennes isotropiques en élévation avec la méthode WF (c) deux antennes isotropiques en élévation et en azimut et (d) deux antennes isotropiques en élévation et en azimut avec le WF

d'examiner l'effet du rayonnement sur la capacité du canal parce qu'elle amène à détruire le diagramme de rayonnement. Ceci est l'inconvénient principal de cette normalisation.

Ainsi, dans ce qui suit, la matrice \mathbf{H} adoptée est la matrice du canal de propagation normalisée par la deuxième méthode.

4.3.1.2 Influence de XPR sur la capacité

Le paramètre XPR est représenté comme un effet du découplage de polarisation croisée. Il peut être défini comme le rapport des puissances sur les sous-canaux d'azimut vers azimut $P_{\phi\phi}$ et d'azimut vers élévation $P_{\phi\theta}$ (ou sur les sous-canaux d'élévation vers élévation $P_{\theta\theta}$ et d'élévation vers azimut $P_{\theta\phi}$) dans le modèle du canal. Dans le modèle du canal que nous avons défini dans le chapitre 2, chaque diffuseur désigne l'effet XPR qui est caractérisé par la matrice du diffuseur. Ici, nous allons analyser l'influence du changement de polarisation sur la capacité du canal. Pour simplifier nos analyses, nous supposons que le changement de polarisation de l'azimut vers l'élévation est équivalent à celui de l'élévation

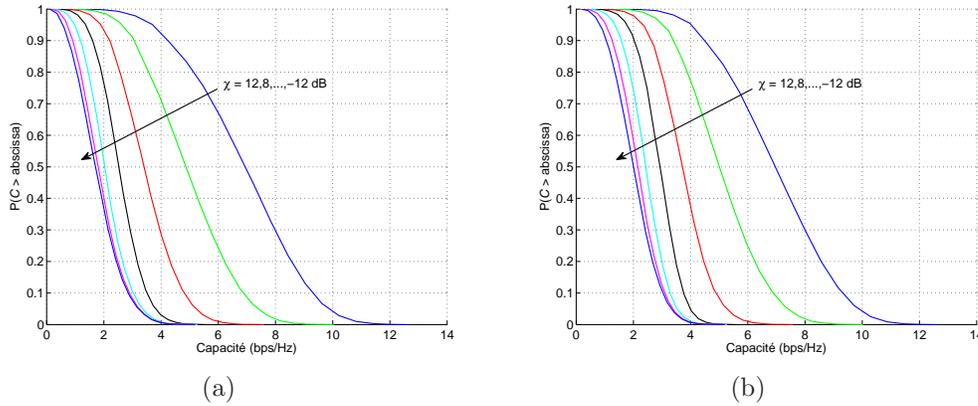


Figure 4.6 – CCDF de la capacités des systèmes MIMO 2×2 en variant la XPR moyenne avec $k_{\text{Tx}} = k_{\text{Rx}} = 0.01$: (a) deux antennes isotropiques en élévation et en azimut (b) deux dipôles x et z

vers l'azimut, c'est-à-dire $P_{\phi\phi}/P_{\phi\theta} = P_{\theta\theta}/P_{\theta\phi}$. Et nous définissons que le paramètre XPR et l'inverse de la XPR ($\chi = 1/\text{XPR}$) suivent une variable aléatoire sur la loi log-normal en dB $\mathcal{LN}(\bar{\chi}, \sigma_\chi)$ où $\bar{\chi}$ est la moyenne de l'inverse de XPR et σ_χ est l'écart-type de la XPR.

Nous examinons ici deux cas : d'une part, lorsque la variance de la XPR est constante mais la valeur moyenne de la XPR est variée entre 12 dB et -12 dB et d'autre part, lorsque la variance de la XPR est variée entre 0 dB et 16 dB mais la valeur moyenne de la XPR est constante. Les capacités avec la technique WF sont aussi observées. Le rapport signal sur bruit (RSB) moyen des canaux en réception est bien constant à 3 dB grâce à l'utilisation de la deuxième méthode de normalisation du canal. Nous supposons pour ces deux cas qu'en émission, des diffuseurs sont attribués avec la fonction de distribution de von Mises en azimut et la distribution uniforme en élévation. L'angle de départ moyen est fixé à 90° en azimut et 90° en élévation, et ainsi k_{Tx} de la distribution de von Mises en azimut est égale à 0.01 ($\sigma_\phi = 180^\circ/\sqrt{3}$) et la dispersion angulaire en élévation est égale à 90° , $\Delta\theta = 90^\circ$. En réception, nous retiendrons les mêmes conditions qu'en émission pour la distribution des diffuseurs.

La figure 4.5 montre les CCDF de la capacité du canal pour les systèmes TITO à polarisation unique et à double polarisation avec des antennes isotropiques lorsque les dispersions angulaires en réception et en émission sont étalées comme une sphère ($k_{\text{Tx}} = k_{\text{Rx}} = 0$ et $\Delta\theta_{\text{Tx}} = \Delta\theta_{\text{Rx}} = 90^\circ$). Ainsi, pour le système TITO à double polarisation, les polarisations entre deux antennes sont parfaitement orthogonales. Les CCDF de la capacité du canal sont observées en fonction de l'inverse de la XPR moyenne ($\bar{\chi}$) mais la variance de XPR σ_χ est fixée à 0 dB. Pour les systèmes TITO à polarisation unique, la distance entre antennes est 0.5λ tandis que pour les systèmes TITO à double polarisation, les antennes sont colocalisées. Nous pouvons observer que la capacité du canal TITO à polarisation unique ne dépend pas du changement de polarisation alors que pour les systèmes TITO à double polarisation, leur capacité est très sensible à la XPR. Si la valeur de $\bar{\chi}$ est grande $\bar{\chi} = 12$ dB ou la XPR est égale à -12 dB, la capacité des systèmes TITO à double polarisation est

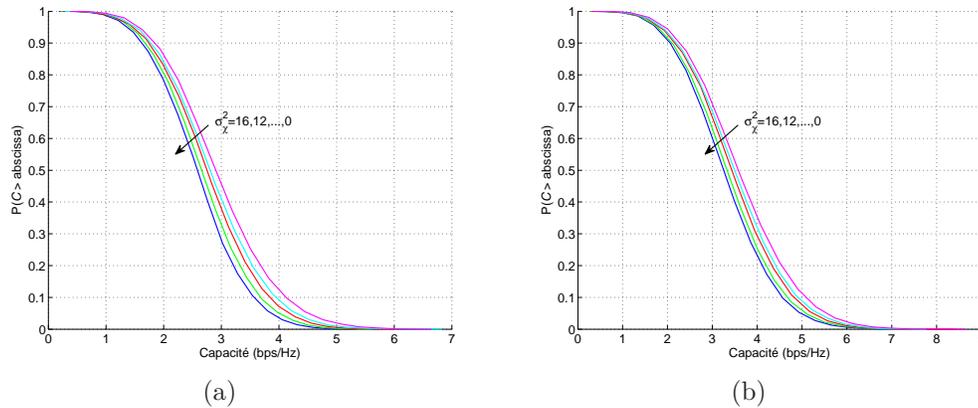


Figure 4.7 – CCDF de la capacités des systèmes MIMO 2×2 en fonction de la variance de χ avec $k_{T_x} = k_{R_x} = 0.01$ avec deux dipôles x et z colocalisées : (a) l’allocation uniforme de la puissance en émission (b) l’allocation optimale de la puissance en émission (le WF)

meilleure que celle des systèmes TITO à polarisation unique. Toutefois, si $\bar{\chi}$ diminue, la capacité du canal TITO à double polarisation se détériore en raison de la perte de puissance des canaux de la polarisation croisée (h_{12}, h_{21}). En utilisant l’allocation de puissance optimale ou le technique waterfilling (WF), la capacité obtenue par les systèmes TITO à unique ou double polarisation est améliorée. La figure 4.6 illustre les CCDF de la capacité des systèmes TITO à double polarisation tout en gardant les conditions définies auparavant sauf que nous utilisons des antennes de type dipôle x et z à la place des antennes isotropiques. Les résultats nous montrent que la capacité des systèmes à double polarisation avec des dipôles est presque identique à celle avec des antennes isotropiques.

Pour la deuxième étude de la variance de la XPR, si la variance de χ est variée de 0 à 16 dB mais que la moyenne de χ est fixée à 0 dB, les résultats des CCDF de la capacité du canal TITO à double polarisation sont montrés sur la figure 4.7. Plus la variance de χ est grande, plus la capacité du canal est élevée.

En conclusion, le canal TITO à double polarisation est sensible à la XPR qui caractérise la puissance en réception sur des sous-canaux de la polarisation croisée. Si la valeur est grande ($XPR \gg 0$ dB), nous perdons la moitié de la puissance totale en réception ($E\{\|\mathbf{H}\|^2\} = 2$) car la puissance sur des canaux h_{12} et h_{21} devient nulle. Ce scénario est souvent trouvé dans le cadre de la transmission à l’extérieur d’un bâtiment. En effet, la capacité moyenne du canal TITO à double polarisation obtenue est

$$\bar{C} = 2 \log_2(1 + \bar{\gamma}/2) \quad (4.11)$$

où $\bar{\gamma}$ est le rapport signal sur bruit en moyenne. Dans le cas où la valeur de χ est égale à 0 dB, la puissance totale en réception est maintenue ($E\{\|\mathbf{H}\|^2\} = 4$). Ce scénario concerne souvent le cas de la transmission à l’intérieur des bâtiments ou en zone urbaine. La capacité moyenne du canal pour les systèmes TITO à double polarisation est :

$$\bar{C} = 2 \log_2(1 + \bar{\gamma}) \quad (4.12)$$

Pour le dernier cas, si la valeur est restreinte ($XPR \ll 0$ dB), la puissance totale en réception peut être supérieure à 4. La capacité moyenne peut également être supérieure à $2 \log_2(1 + \bar{\gamma})$.

4.3.1.3 Influence des AOA et AOD sur la capacité

Quand nous exploitons deux antennes isotropiques dont la polarisation est orthogonale à toutes les directions de la propagation de l'onde, la capacité du canal dépend uniquement de l'effet du paramètre XPR. En revanche, si nous exploitons deux antennes dipôles électriques comme dipôles z et x , la polarisation et le diagramme de rayonnement de deux antennes sont associés à la direction de propagation. Comme nous avons vu dans la partie précédente, leur polarisation n'est pas parfaitement orthogonale à toutes les directions de propagation. Donc, la corrélation entre ces deux antennes dépend de la caractéristique des angles d'arrivée (AOA) et de ceux de départ (AOD). Ces dernières conditionnent l'existence de corrélation, qui pourrait par conséquent affecter la capacité du canal.

Ainsi, dans cette partie, nous allons examiner l'influence des AOA et AOD sur la capacité du canal TITO à polarisation unique et à double polarisation. Nous étudions deux cas d'études : d'une part, l'influence des AOA et AOD moyenne, d'autre part, la dispersion angulaire en azimut et en élévation.

Influence de l'angle moyen

Tout d'abord, nous allons décrire la configuration de l'environnement et les réseaux d'antennes en émission et en réception. Deux réseaux d'antennes linéaires sont exploités en émission et en réception pour le système TITO à polarisation unique. En revanche, pour le système TITO à double polarisation, deux dipôles x et z sont colocalisés en émission et en réception. En émission, les diffuseurs sont distribués dans une zone spécifique avec la distribution aléatoire uniforme en élévation et celle de von Mises en azimut. En élévation, la MEOD est fixée à 90° et la dispersion angulaire $\Delta\theta$ est fixée à 90° . En azimut, le facteur de von Mises k_{Tx} est fixé à 0.01 et la MAOD est fixée à 90° . La distribution de XPR en dB suit une loi lognormale avec une moyenne nulle et un écart-type nul. En réception, nous supposons que la dispersion angulaire est étroite où $\Delta\theta = 15^\circ$ et $k_{Rx} = 44.2$ ($\sigma_\phi = 15^\circ/\sqrt{3}$).

La figure 4.8 montre les capacités ergodiques en fonction des MAOA et MEOA pour les systèmes TITO à polarisation unique et à double polarisation. Ces deux systèmes exploitent deux types d'antennes tels que le type isotropique et le type dipôle.

Dans le cadre des antennes isotropiques, lorsque les dispersions angulaires en azimut et en élévation sont très étroites, les systèmes TITO à polarisation unique souffrent de la corrélation spatiale qui apparaît en réception. Les capacités obtenues se dégradent sur la figure 4.8(a). Or, pour les systèmes TITO à double polarisation, si les polarisations des deux antennes sont parfaitement orthogonales comme une antenne isotropique en azimut et une autre en élévation, leurs capacités sont identiques pour toutes les directions concernées comme présenté sur la figure 4.8(b).

Dans le deuxième cas où les antennes de type dipôle sont utilisées, leur rayonnement n'est pas identique et leur polarisation n'est pas non plus parfaitement orthogonale. Le

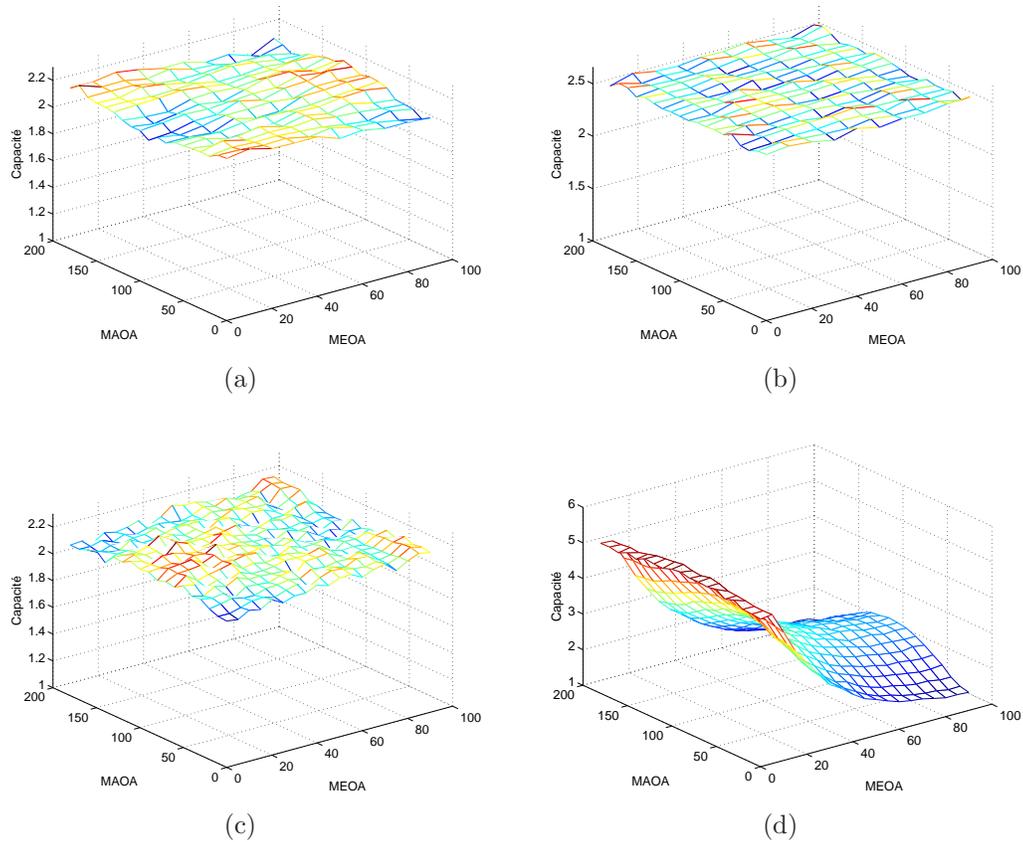


Figure 4.8 – Capacités ergodiques des systèmes TITO en terme des MAOA et MEOA en réception : (a) deux antennes isotropiques à polarisation unique (b) deux antennes isotropiques à double polarisation (c) deux dipôles z et (d) deux dipôles x et z

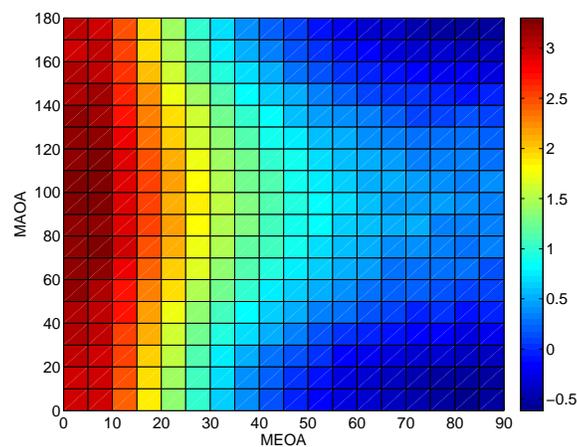


Figure 4.9 – La différence entre la capacité du canal à double polarisation et celle à polarisation unique avec des antennes dipôles

rapport signal sur bruit obtenu par ces antennes dipôles n'est pas égale à celui obtenu par des antennes isotropiques. Donc, la matrice du canal sera normalisée par la deuxième méthode de normalisation. Après la normalisation, la puissance du canal du dipôle z en émission vers z en réception est identique à celle du canal de l'antenne isotropique en élévation en émission vers celle en réception. Donc si l'onde arrive par la direction où l'antenne a un gain très faible, la puissance de ce canal est compensée après la normalisation du canal. La figure 4.8(c) montre la capacité ergodique avec deux dipôles z . Nous ne pouvons pas observer ici l'effet du rayonnement lorsque les canaux ont été normalisés. En revanche, pour le système TITO à double polarisation avec des antennes z et x , les deux antennes n'ont pas les mêmes diagrammes de rayonnement. En conséquence, dans certaines directions, le dipôle z a un gain plus grand que le dipôle x . C'est pourquoi, nous pouvons obtenir moins de capacité quand la MAOA est inférieure ou supérieure à 90° . Dans le cas contraire, le dipôle x a un gain plus grand que le dipôles z . Nous pouvons obtenir plus de capacité quand la MEOA est inférieure à 90° comme illustré sur la figure 4.8(d). La différence de la capacité entre ces deux systèmes est constatée sur la figure 4.9.

Influence de la dispersion angulaire

Après avoir étudié l'influence des MAOA et MEOA dans la partie précédente, nous continuons à examiner l'effet de la dispersion angulaire en azimut et en élévation en réception sur les systèmes MIMO 4×4 . De plus, les capacités du canal des systèmes MIMO 4×4 à polarisation unique et double polarisation seront présentées. Nous examinons l'influence de la dispersion angulaire sur deux systèmes, à savoir, les systèmes à polarisation unique et à double polarisation, au regard de deux hypothèses.

Dans la première hypothèse, nous ne prenons pas en considération la contrainte de la taille du réseau d'antennes. Ainsi, pour le système à polarisation unique, le réseau d'antennes linéaires est exploité en émission et en réception avec un espace entre les antennes d'une demi-longueur d'onde (0.5λ) tandis que pour le système à double polarisation, deux couples de deux antennes colocalisées s'éloignent l'un de l'autre de (0.5λ). Le plus fort de la corrélation spatiale entre les antennes est le même pour les deux systèmes.

Dans la deuxième, la limitation de la taille du réseau d'antennes sera prise en compte. Pour le système à polarisation unique, supposons que la taille est seulement une longueur d'onde pour le réseau d'antennes linéaires, les antennes sont écartées d'un tiers de la longueur d'onde. Pour le système à double polarisation, deux couples de deux antennes colocalisées sont séparés d'une longueur d'onde.

La figure 4.10 montre les capacités du canal MIMO 4×4 à polarisation unique et double polarisation avec et sans la technique de l'allocation de puissance optimale en émission. Les capacités du canal MIMO sont présentées par rapport à la dispersion angulaire en azimut en réception tandis qu'en émission, la dispersion angulaire en azimut et en élévation est respectivement très large avec $k_{Tx} = 0.01$ et $\Delta\theta_{Tx} = 90^\circ$ et en réception, la dispersion angulaire en élévation est fixée à 90° . Ici, la dispersion angulaire en élévation est deux fois plus étroite que celle en azimut ($\sigma_\theta = \sigma_\phi/2$). Sur la figure 4.10, $(90^\circ, 90^\circ)$ représente la

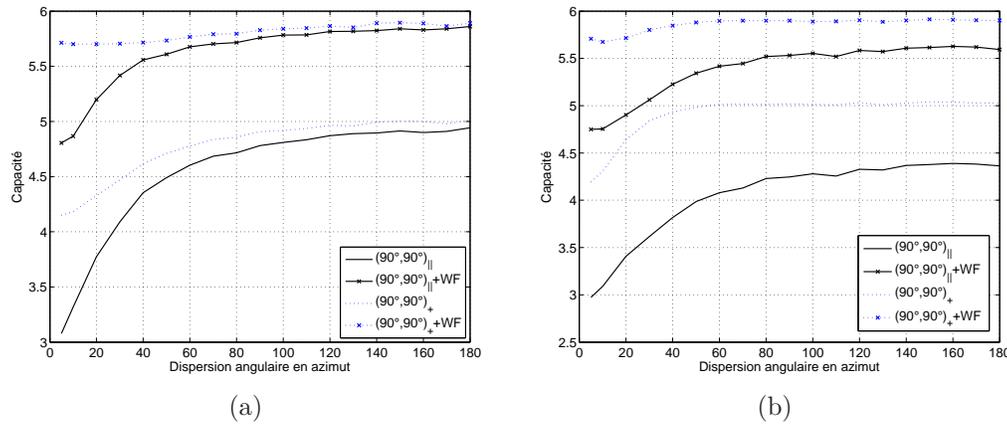


Figure 4.10 – Capacités ergodiques des systèmes TITO en terme de la dispersion angulaire en azimut en réception : (a) sans la contrainte d'espace (b) avec la contrainte d'espace

MEOA à 90° et la MAOA à 90° . Ici, les antennes isotropiques sont employées. Nous pouvons constater que la capacité du canal à polarisation unique est inférieure à celle à double polarisation. En effet, avec une contrainte de la taille du réseau d'antennes, l'espace entre antennes dans le réseau d'antennes linéaires est limité. En conséquence, la corrélation spatiale apparaît plus pour le système MIMO à polarisation unique, ce qui diminue la capacité du canal. Au contraire, pour le système MIMO à double polarisation, avec une distance plus large entre deux couples d'antennes, la capacité du canal est améliorée grâce à la réduction de la corrélation entre les antennes.

Nous examinons ensuite la différence qui existe entre la capacité ergodique du système MIMO 4×4 à double polarisation et celle à polarisation unique en fonction de la dispersion angulaire en azimut et la XPR ainsi que nous considérons la taille du réseau d'antennes en émission et en réception. Des conditions de la simulation sont identiques à celles applicables dans le cas précédent. Les résultats sont présentés sur la figure 4.11. La figure 4.11(a) montre que si deux antennes sont suffisamment éloignées l'une de l'autre et que la dispersion angulaire est assez étalée, la capacité du système MIMO 4×4 à polarisation unique est égale à celle à double polarisation à $\chi = 0$ dB. Cependant, si la XPR augmente ($\chi < 0$ dB), la puissance sur des canaux croisés de l'antenne verticale à l'antenne horizontale ou de l'horizontale à la verticale se réduit. Sur les figures 4.11(a) et 4.11(b), la région en bleu est la zone dans laquelle le système MIMO 4×4 à polarisation unique donne une meilleure capacité du canal que celle du système à double polarisation. Avec une contrainte de l'espace, l'effet de la corrélation spatiale réduit la capacité du canal du système à polarisation unique comme présenté sur la figure 4.11(b).

4.3.2 Systèmes MIMO à polarisation multiple

Après avoir analysé les systèmes MIMO à double polarisation, nous nous aborderons les systèmes MIMO à polarisations multiples. Dans ces systèmes, plusieurs antennes utilisées possèdent différentes polarisations à colocalisation. Étant donné que la polarisation

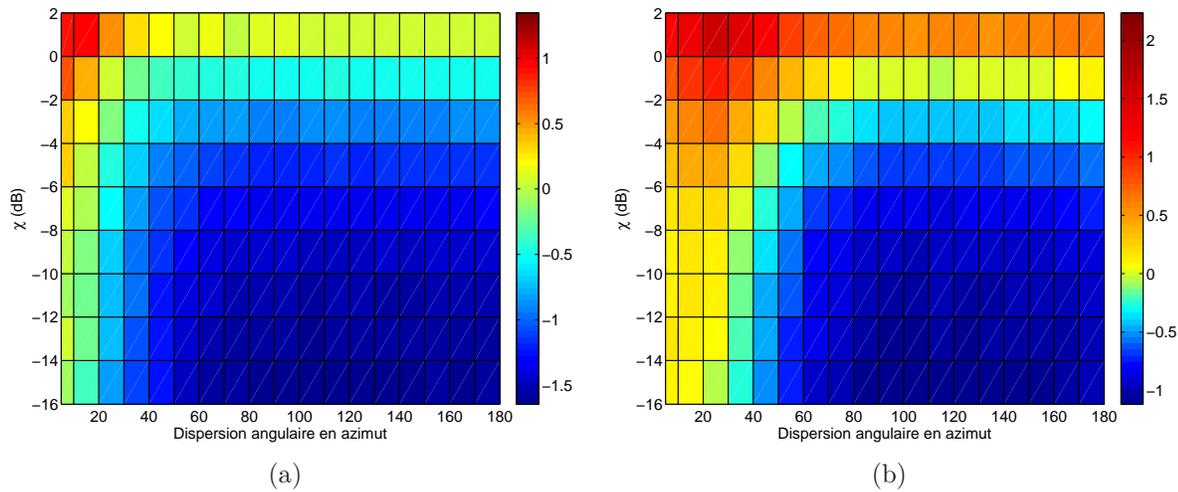


Figure 4.11 – La différence entre la capacité ergodique du système MIMO 4×4 à double polarisation et celle à polarisation unique en fonction de la dispersion angulaire en azimut et la XPR : (a) sans la contrainte d’espace (b) avec la contrainte d’espace

d’une onde électromagnétique a seulement deux composantes : polarisation en azimut et polarisation en élévation en 3D (ou polarisation verticale et polarisation horizontale en 2D), nous pouvons utiliser la technique de la combinaison de la diversité de polarisation et de la diversité angulaire pour que plus de deux antennes puissent être colocalisées. Ici, nous nous sommes intéressés aux systèmes MIMO à triple polarisation et à sextuple polarisation. Les systèmes MIMO à triple polarisation utilisent trois dipôles électriques x , y et z colocalisés. Les systèmes MIMO à sextuples polarisations, quant à eux, exploitent trois dipôles électriques et trois dipôles magnétiques qui sont présentés dans le tableau 2.1.

4.3.2.1 Influence de la dispersion angulaire

En premier lieu, nous examinons d’abord l’influence de la dispersion angulaire en azimut et en élévation sur la capacité du système MIMO 3×3 à polarisation unique et triple polarisation. Pour le système à polarisation unique, les réseaux d’antennes linéaires sont exploités en émission et en réception avec une distance de séparation entre antennes à une demi-longueur d’onde. Pour le système de triple polarisation, des dipôles électriques z , x et y sont exploités et colocalisés en émission et en réception. La MAOD et la MEOD sont fixées à 90° et 90° en émission tandis que la MAOA et MEOA sont fixées à 90° et 90° , respectivement. Nous supposons que la discrimination de polarisation croisée est égale à 0 dB. Les résultats présentés sur la figure 4.12 montrent les capacités du canal en fonction de la dispersion angulaire en azimut et en élévation. Les dispersions angulaires au récepteur sont comme à l’émetteur. Sur la figure 4.12(a), la dispersion angulaire en élévation (AS) n’a pas d’impact sur la capacité du système à polarisation unique à directions moyennes (MAOD, MEOD, MAOA et MEOA). Quand la dispersion angulaire en azimut est à 60° , la capacité de ce système est atteinte à la maximale. La figure 4.12(b) décrit la capacité du système à triple polarisation. Il apparaît que la dispersion angulaire en élévation et celle en azimut

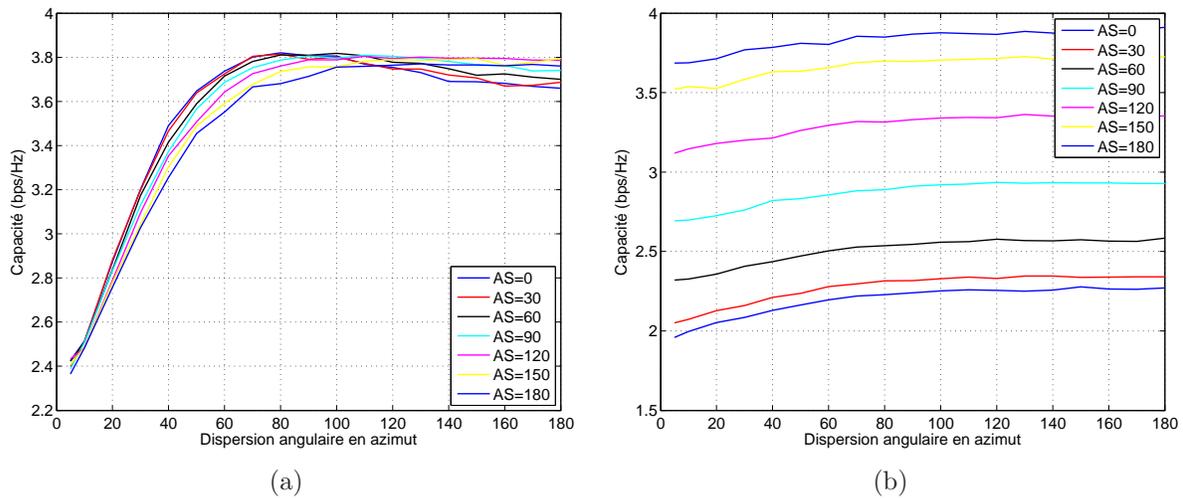


Figure 4.12 – La différence entre la capacité ergodique du système MIMO 3×3 en fonction de la dispersion angulaire en azimut : (a) polarisation unique (b) triple polarisation

sont très importantes. Quand la dispersion angulaire en élévation est étroite ($AS < 90^\circ$), c'est-à-dire, autour des directions moyennes à 90° en élévation et 90° en azimut, le dipôle y reçoit moins de puissance par rapport aux deux autres. C'est pourquoi, la capacité du système à triple polarisation est inférieure à celle à polarisation unique. Mais quand la dispersion angulaire augmente, la capacité à triple polarisation devient plus grande.

Si nous utilisons trois dipôles électriques et trois dipôles magnétiques comme nous avons examiné au début du chapitre, la capacité de ce système à sextuples polarisations est présentée sur la figure 4.13(b). Elle est comparée à celle du canal MIMO 6×6 à polarisation unique avec une séparation d'une demi-longueur d'onde entre antennes. La MEOD et la MAOD en émission sont égales à 90° et 90° , respectivement. En réception, la MEOD et la MAOA sont aussi égales à 90° et 90° . Comme le système MIMO 3×3 à triple polarisation, quand la dispersion angulaire est étroite, la puissance de réception est très limitée sur le dipôle électrique y et le dipôle magnétique y . Or, si la dispersion angulaire est plus importante, la puissance des signaux obtenus sur ces deux antennes augmente, ce qui améliore la capacité du canal à sextuple polarisation.

4.3.2.2 Influence de la XPR

Comme nous l'avons constaté précédemment, la XPR a une influence importante sur la capacité du canal TITO à double polarisation notamment au regard de sa puissance. Si ce cadre de figure ne se produit pas dans le système MIMO à polarisation multiple (XPR n'approche pas à la valeur de 0 dB), le canal ne peut pas atteindre sa capacité maximale. Comme illustré sur la figure 4.14, nous montrons deux cas d'études sur la capacité ergodique du système MIMO 3×3 . Pour le premier cas, la MAOA et la MEOA en réception sont respectivement égales à 90° et 90° . Pour le deuxième cas, la MAOA et la MEOA en réception sont respectivement égales à 30° et 60° .

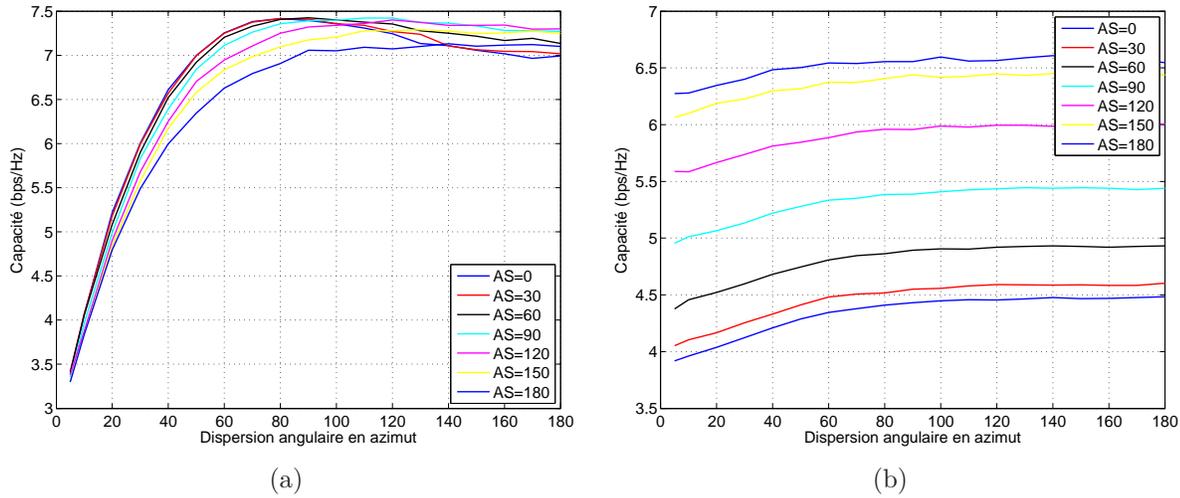


Figure 4.13 – La différence entre la capacité ergodique du système MIMO 6×6 en fonction de la dispersion angulaire en azimut : (a) polarisation unique (b) sextuple polarisation

La figure 4.14(a) montre les capacités ergodiques de différentes valeurs χ en fonction de la dispersion angulaire en azimut et celle en élévation. Ici, la dispersion angulaire en élévation est deux fois plus étroite que celle en azimut ($\sigma_\theta = \sigma_\phi/2$). Lorsque la dispersion angulaire se situe autour de $\bar{\theta}_{\text{Rx}} = 90^\circ$ et $\bar{\phi}_{\text{Rx}} = 90^\circ$, le dipôle électrique y reçoit moins le signal. En revanche, si la dispersion angulaire est bien étalée, toutes les antennes reçoivent mieux le signal, dépendant toutefois de leur rayonnement et de leur polarisation. Pour le deuxième cas où $\bar{\theta}_{\text{Rx}} = 60^\circ$ et $\bar{\phi}_{\text{Rx}} = 30^\circ$, même si la dispersion angulaire est étroite, le dipôle y peut recevoir le signal puisque le rayonnement à cette direction est non nul. Donc, la capacité obtenue est plus grande que celle du premier cas. Évidemment, plus la dispersion angulaire est large, plus la capacité du canal MIMO à triple polarisation est obtenue comme présenté sur la figure 4.14(a) et la figure 4.14(b). Nous présentons également la capacité du canal pour le système MIMO 6×6 à sextuple polarisation en terme de la XPR avec $\bar{\theta}_{\text{Rx}} = 90^\circ$ et $\bar{\phi}_{\text{Rx}} = 90^\circ$ ainsi que $\bar{\theta}_{\text{Rx}} = 60^\circ$ et $\bar{\phi}_{\text{Rx}} = 30^\circ$ sur la figure 4.15.

4.4 Capacité du canal MIMO à polarisation multiple avec un trajet direct

Quand le canal contient deux composantes : l'une provenant du trajet direct (LOS) et l'autre produite par la somme des multi-trajets (NLOS). En littérature, ce canal de transmission avec le trajet direct est appelé canal de Rice comme présenté dans le chapitre 2. Les éléments dans la matrice du canal sont calculés par l'utilisation des équations 2.82 et 2.83. La matrice du canal MIMO avec le trajet direct peut s'écrire par

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{K}{1+K}} \mathbf{H}^{\text{los}} + \sqrt{\frac{1}{1+K}} \mathbf{H}^{\text{nlos}}$$

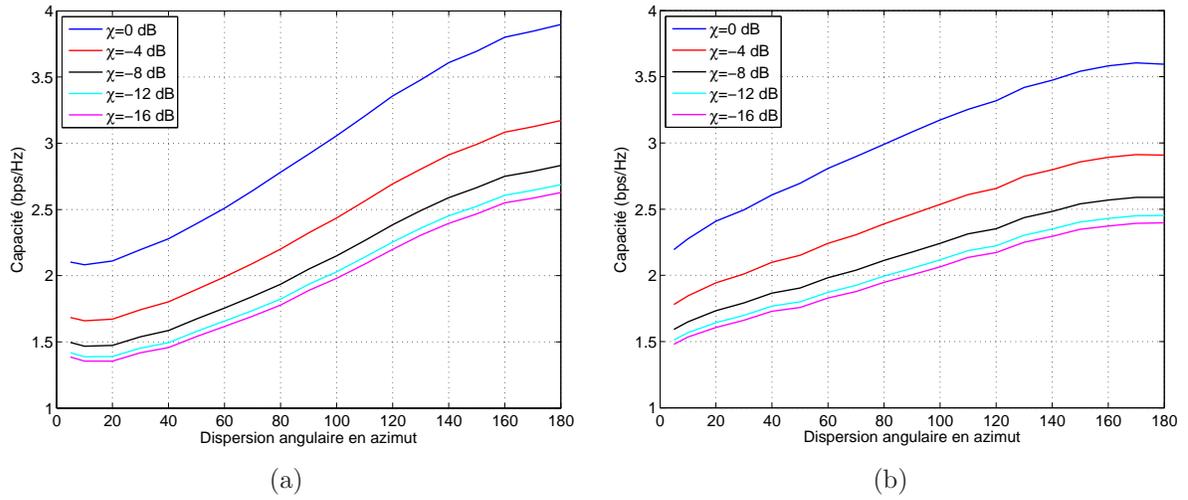


Figure 4.14 – Les capacités ergodiques du système MIMO 3×3 à triple polarisation en fonction de la dispersion angulaire en azimut et la XPR : (a) $\bar{\theta}_{\text{Rx}} = 90^\circ$ et $\bar{\phi}_{\text{Rx}} = 90^\circ$ (b) $\bar{\theta}_{\text{Rx}} = 60^\circ$ et $\bar{\phi}_{\text{Rx}} = 30^\circ$

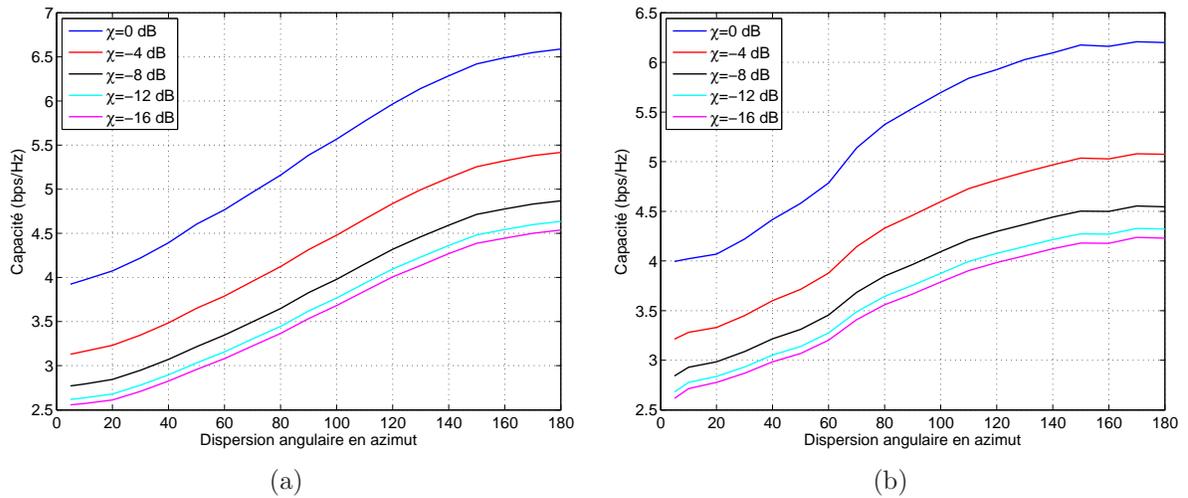


Figure 4.15 – Les capacités ergodiques du système MIMO 6×6 à sextuple polarisation en fonction de la dispersion angulaire en azimut et la XPR : (a) $\bar{\theta}_{\text{Rx}} = 90^\circ$ et $\bar{\phi}_{\text{Rx}} = 90^\circ$ (b) $\bar{\theta}_{\text{Rx}} = 60^\circ$ et $\bar{\phi}_{\text{Rx}} = 30^\circ$

où K représente un facteur de Ricean (RF) qui explique le rapport entre la puissance du canal LOS et celle du canal NLOS. Si $K = 0$, le canal est considéré comme le canal Rayleigh. En revanche, si $K = \infty$, le canal est considéré comme le canal purement LOS.

Si la puissance du canal LOS augmente, la capacité du canal MIMO est réduite à cause de la corrélation spatiale. Théoriquement, pour réduire cette corrélation, nous devons élargir la distance entre les antennes fait pour la station de base où l'espace entre les antennes est à peu près une dizaine de la longueur d'onde. Si le dispositif a une limitation de taille, il n'est pas possible d'augmenter la distance entre antennes mais nous pouvons profiter l'avantage du système à double polarisation. Dans cette partie, nous allons étudier la capacité des canaux MIMO à polarisation unique et à doubles polarisations dans le cadre d'une transmission avec les liaisons directes et non-directes. Nous examinons également la désadaptation de la polarisation au cas où les polarisations des antennes en réception n'ont pas les même en réception. Cela réduit la puissance de transmission en réception.

4.4.1 Systèmes MIMO à double polarisation

Pour simplifier l'analyse, nous commençons par une étude dans laquelle la puissance du canal direct est beaucoup plus grande par rapport à celle des canaux non-directs ($K \gg 0$). Le canal de propagation est équivalent au canal purement LOS. Si nous n'exploitons que les mêmes antennes en émission et en réception, la capacité de ce système se réduit à cause de la corrélation spatiale entre antennes. Pour le système TITO à polarisation unique, la capacité du canal peut s'exprimer avec une distribution uniforme de la puissance de transmission sur chacune des antennes comme

$$\bar{C} = \log(1 + 2\bar{\gamma}) \quad (4.13)$$

Nous pouvons présenter sous l'expression générale pour le système MIMO $N_T \times N_R$ à seule polarisation : $\bar{C} = \log(1 + N_R\bar{\gamma})$.

Dans le cadre du système TITO à double polarisation, si une antenne isotropique en élévation et une autre en azimuth sont exploitées, nous assurons que les polarisations de deux antennes sont parfaitement orthogonales à toutes les directions données. La capacité du canal peut être donnée par

$$\bar{C} = 2 \log(1 + \bar{\gamma}/2) \quad (4.14)$$

Nous pouvons également présenter sous l'expression générale pour le système MIMO $N_T \times N_R$ à double polarisation : $\bar{C} = 2 \log(1 + N_R\bar{\gamma}/4)$. Donc, quand le rapport signal sur bruit moyen $\bar{\gamma}$ est inférieur à $8/N_R$, le système TITO à seule polarisation donne une meilleure capacité pour le canal purement LOS. En revanche, quand le rapport signal sur bruit moyen est supérieur à $8/N_R$, le système TITO à double polarisation est plus intéressant à exploiter.

Si nous exploitons des antennes dipôles \mathbf{x} et \mathbf{z} , leurs polarisations dépendent de la direction de départ de la propagation de l'onde en émission et la direction d'arrivée de l'onde incidente en réception. La corrélation entre deux antennes ne se produit pas si leurs polarisations à la direction concernée sont orthogonales. Cependant, il y a un autre facteur qui est également important. C'est la désadaptation de la polarisation ("Polarisation mismatch").

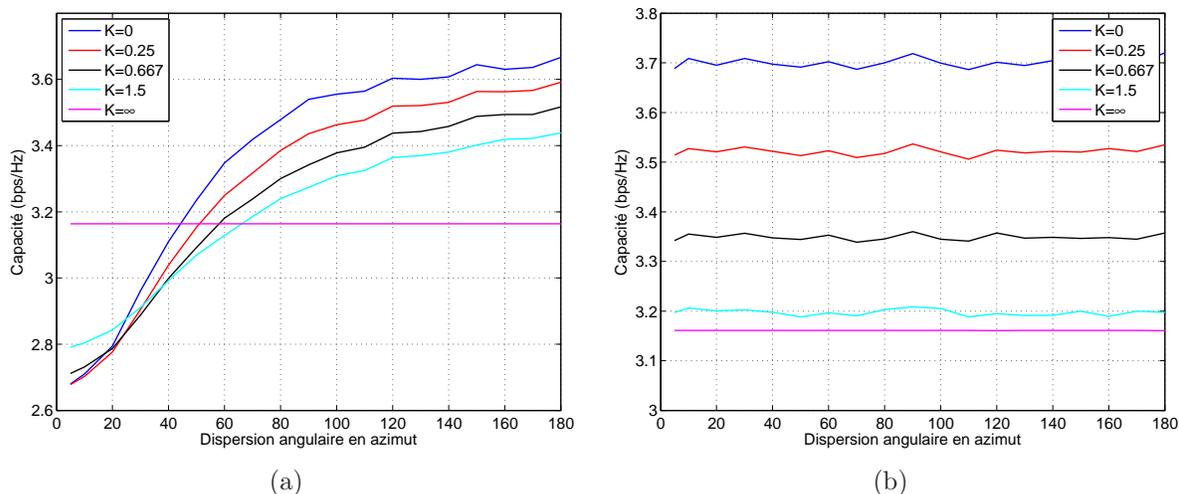


Figure 4.16 – Capacités des systèmes MIMO 2×2 en fonction de la dispersion angulaire en azimut : (a) à seule polarisation (b) à double polarisation

C'est le cadre de figure dans lequel les polarisations des deux antennes en émission et en réception sont orthogonales mais elles ne sont pas identiques en émission et en réception, ce qui peut réduire la puissance du signal en réception.

4.4.1.1 Influence du canal LOS et de la dispersion angulaire

Lors de la caractéristique du canal Rice, la corrélation spatiale se produit non seulement par la dispersion angulaire du canal NLOS mais aussi par la présence du canal LOS. En conséquence, nous nous sommes ici intéressés à l'étude de l'influence du canal LOS et de la dispersion angulaire en azimut sur la capacité du canal pour RSB=6 dB. Les capacités des systèmes TITO à polarisation unique et à doubles polarisations sont illustrées sur la figure 4.16 pour des antennes isotropiques. La MEOD et la MAOD sont 90° et 90° en émission ainsi que La MEOA et la MAOA sont 90° et 90° en réception. Les dispersions angulaires en élévation en émission et en réception sont fixées à 180° . La valeur moyenne de χ en dB est 1 avec la variance de 1 en dB. Les capacités du système TITO à polarisation unique sont présentées sur la figure 4.16(a) et celles à double polarisation sont illustrées sur la figure 4.16(b). Pour les deux systèmes, plus la puissance du canal LOS est élevée, moins la capacité du canal est obtenue. Nous trouvons les mêmes capacités du canal pour les deux systèmes quand $K = \infty$ et RSB=6 dB. Un point intéressant est que si la corrélation spatiale du canal NLOS est forte, le système à polarisation unique subit cette corrélation plus que l'effet du canal LOS comme présenté sur la figure 4.16(a). En revanche, pour le système à double polarisation, la corrélation spatiale du canal NLOS est nulle puisque les antennes isotropiques sont exploitées. Mais l'existence du canal LOS réduit la capacité du canal TITO à double polarisation.

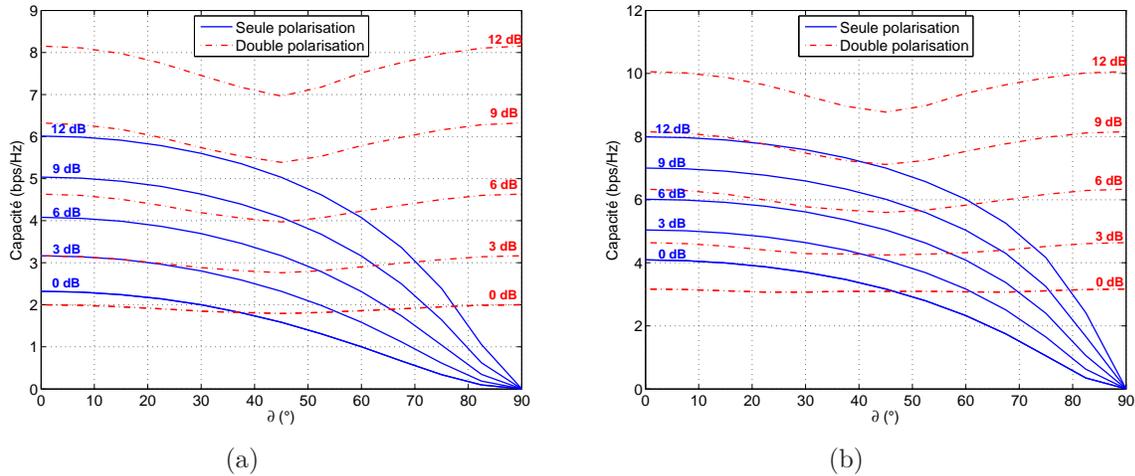


Figure 4.17 – Capacités des systèmes MIMO 4×4 à polarisation unique et à double polarisation en fonction de l'angle de la désadaptation de la polarisation (ϑ) : (a) la puissance de transmission distribuée uniformément (b) la puissance de transmission distribuée de façon optimale

4.4.1.2 Désadaptation de la polarisation

Pour la transmission par le canal LOS, lorsque les antennes émettrices et réceptrices n'ont pas les mêmes polarisations, la puissance de la réception de signal peut être réduite. Ce phénomène est appelé *la désadaptation de polarisation*. Évidemment, si la polarisation de l'antenne émettrice et celle de l'antenne réceptrice sont orthogonales, le signal n'est pas récupéré et reproduit en réception. Si la polarisation de l'antenne réceptrice est légèrement corrélée à celle de l'antenne émettrice, elle peut obtenir le signal émis par l'antenne émettrice.

Ici, nous allons étudier la désadaptation de la polarisation en réception en considérant que des antennes réceptrices peuvent tourner et que le canal est considéré comme le canal purement LOS. L'analyse se fera au regard de deux systèmes MIMO 4×4 avec des antennes isotropiques : d'une part, le système à polarisation unique et d'autre part, le système à double polarisation. La figure 4.17(a) présente la capacité du canal en fonction de la désadaptation de la polarisation ϑ pour le RSB à 0, 3, ..., 12 dB. Si des antennes réceptrices du système à polarisation unique sont tournées à 90° et que leurs polarisations ne sont pas les mêmes à celles des antennes émettrices, la capacité obtenue devient nulle. La figure 4.17(a) démontre que la capacité du canal à double polarisation se réduit également lorsqu'il existe une désadaptation de la polarisation. La capacité atteint le point minimal quand les antennes sont tournées à 45° . Si le canal de transmission est connu en émission, la capacité du canal pour deux systèmes est améliorée comme il est montré sur la figure 4.17(b).

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la corrélation et les capacités des systèmes MIMO à polarisation multiple. Les systèmes présentés sont le système MIMO à double polarisation, à triple polarisation et à sextuple polarisation. L'objectif principal de ces systèmes est de miniaturiser le réseau d'antennes tout en évitant d'augmenter la corrélation spatiale causée par l'utilisation des antennes à différentes polarisations.

Pour le canal MIMO sans le canal LOS, les capacités de ces systèmes dépendent fortement du changement de la polarisation et la dispersion angulaire en azimut et en élévation. Le niveau du changement de la polarisation est défini par la discrimination de polarisation croisée (XPR). En effet, la capacité du canal à polarisations multiples peut atteindre la maximale lorsque la valeur XPR est proche de 1 et la dispersion angulaire est complètement étalée dans l'espace. A défaut, la capacité du canal sera dégradée.

Pour le canal MIMO avec le canal LOS, nous avons uniquement étudié les capacités des systèmes MIMO à double polarisation. Pour le canal purement LOS, si le rapport signal sur bruit est élevé, la capacité du système à doubles polarisations est deux fois plus grande que celle du système MIMO à polarisation unique. Dans le cas contraire, l'existence du canal LOS diminue les capacités des deux systèmes.

Conclusions et perspectives

Ces dernières années, les travaux de recherche dans le domaine des télécommunications sans fils ont amenés de nouvelles solutions pour améliorer le débit ou/et la qualité de transmission. Une des techniques qui peut répondre à ces problématiques est connue sous le nom de systèmes MIMO. En utilisant la théorie d'information, nous pouvons mesurer les bornes de la capacité du canal. Les travaux de Telatar [14] et Foschini [15] ont montré que la capacité du canal MIMO peut linéairement augmenter en fonction du minimum entre le nombre d'antennes émettrices et d'antennes réceptrices. Pourtant, à cause de la corrélation, la capacité du canal MIMO ne peut pas atteindre à la maximale. Pour maintenir les prometteuses du système, nous pouvons exploiter le système MIMO avec la diversité de polarisation ou/et la diversité angulaire. De plus, l'utilisation de la diversité de polarisation dans les systèmes multi-antennes permet également de réduire la taille du réseau d'antennes. Dans ce mémoire, nous nous intéressons d'abord à l'étude du canal de transmission afin de caractériser et de modéliser le canal de propagation des systèmes multi-antennes ainsi que d'exploiter la diversité de polarisation. Après avoir modélisé un modèle du canal de transmission, nous étudions ensuite la capacité des systèmes multi-antennes sans et avec la diversité de polarisation.

Le premier chapitre consiste à étudier les différents aspects des communications sans fil des systèmes SISO aux systèmes MIMO. Nous avons d'abord présenté un rappel d'une chaîne de communication numérique. Un intérêt particulier a été porté à l'étude de la caractérisation des phénomènes physiques de la propagation. En effet, les différentes techniques de la diversité ont été envisagées afin de réduire l'évanouissement du canal. Ce chapitre permet aussi de caractériser le signal dans le domaine temporel et le domaine spatial pour le système SISO de façon à mieux comprendre le système MIMO. Enfin, nous avons présenté l'état de l'art des différentes techniques de codage spatio-temporel pour le système MIMO.

Dans le deuxième chapitre, les paramètres caractéristiques du canal de propagation ont été détaillés. En effet, l'étude des différentes modélisations du canal MIMO a été présentée. Néanmoins, la plupart des modèles étudiés sont les modèles du canal de propagation. Donc, ils n'ont pris en compte ni le diagramme de rayonnement d'antenne ni la polarisation d'antenne. Nous avons ensuite étudié les caractéristiques d'antennes et de l'effet de la dépolarisation d'onde. Enfin, nous avons proposé un modèle du canal de transmission basé sur un modèle stochastique géométrique qui prend en compte les polarisations d'antenne et l'effet de la dépolarisation pour un canal à large bande. Nous avons terminé

le chapitre avec une analyse de la corrélation spatio-temporelle du modèle de canal proposé.

Le troisième chapitre apporte une contribution dans le calcul des bornes de la capacité des systèmes multi-antennes à polarisation unique où les antennes isotropiques sont écartées linéairement à l'émission et à la réception. Nous nous sommes mis dans le contexte de mono-utilisateur. Lorsque l'information d'état du canal (CSI) est parfaitement connue en réception ou/et en émission, nous avons examiné différentes structures des systèmes multi-antennes : SIMO, MISO et MIMO. Si l'émetteur connaît la CSI, on fait une distribution optimale de puissance sur les antennes émettrices par la technique WF. La capacité du canal avec la WF est importante quand le rapport signal sur bruit est faible et que le nombre d'antennes est petit ainsi que surtout le nombre d'antennes à l'émission est plus grand que celui à la réception. Néanmoins, en présence d'une corrélation entre les antennes dans les systèmes MIMO, la capacité du canal est dégradée.

Il fait apparaître une forte corrélation lorsque la dispersion angulaire est étroite ou que la distance entre antennes est inférieure à une demi-longueur d'onde. Dans le quatrième chapitre, nous souhaitons réduire la taille du réseau d'antennes sans produire une corrélation par l'exploitation de la dimension de polarisation. Nous avons d'abord présenté comment le canal à polarisation multiple est normalisé pour que nous puissions comparer sa capacité avec les systèmes à polarisation unique. La capacité d'un simple système MIMO à double polarisation est présentée avec des antennes isotropiques. Bien évidemment, si les polarisations de deux antennes sont parfaitement orthogonales, la corrélation entre antennes n'apparaît pas. Cependant, la capacité du canal à double polarisation dépend de la XPR¹. Si la puissance du canal à co-polarisation est équivalente à celle à polarisation-croisée, la capacité obtenue par ce système est maximale. Sinon, la capacité est dégradée.

Ensuite, nous nous appuyons sur le système MIMO pour lequel les antennes possèdent différentes polarisations. Ces systèmes sont nommés les systèmes MIMO à polarisation multiple qui exploitent la combinaison entre la diversité de polarisation et la diversité angulaire. Par cette technique, nous pouvons colocaliser plus de deux antennes mais la corrélation peut se produire à certaines directions de la propagation de l'onde. Nous nous sommes également intéressés à l'étude de la corrélation entre antennes pour ces systèmes parce que les polarisations des antennes utilisées ne sont pas parfaitement orthogonales dans toutes les directions. Nous avons étudié deux systèmes MIMO 3×3 et 6×6 . Pour le premier système, nous avons employé trois dipôles électriques. Pour le deuxième système, nous avons exploité trois dipôles électriques et trois dipôles magnétiques. Leur capacité peut atteindre le maximum dans le cas où la dispersion angulaire est bien étalée. On peut conclure que les systèmes à polarisation multiple correspondent bien à des communications de type picocellulaire et à un réseau sans fil. Nous avons également présenté la capacité du système dans le cadre de l'existence du canal LOS. La capacité obtenue par ce système dans ce cas est minimale lorsque l'état de polarisation du réseau d'antennes en émission est différent à celui en réception de 45° .

1. Le rapport de polarisation croisée (XPR) est défini comme le rapport des puissances reçues sur le canal à co-polarisation et le canal à polarisation-croisée

Dans la continuité de nos travaux, plusieurs études de recherche peuvent être mis en oeuvre :

- Comme les directions d’onde en élévations sont important, des campagnes de mesures dans des environnements urbains de type micro- et picocellulaire ainsi qu’à l’intérieur de bâtiment doivent être effectuées afin d’extraire les paramètres des modèles. En particulier, la discrimination de polarisation croisée et la dispersion angulaire pour des ondes en direction d’élévation sont les deux paramètres les plus importants pour les systèmes MIMO à polarisation multiple.
- Dans ce mémoire, nous avons seulement présenté la capacité du canal non-sélectif en fréquence. Cependant, les nouvelles générations de la communications sans fil seront basées sur la communication à large bande pour fournir des débits plus élevés. Il est en conséquence très intéressant de caractériser et de modéliser des paramètres dans ce modèle en présence du canal sélectif en fréquence.
- Afin de simplifier les calculs de la capacité et la performance des systèmes, il est possible de modéliser le canal MIMO à polarisation multiple pour le modèle stochastique. Pourtant, il existe en littérature un modèle du canal à double polarisation dans [106] basé sur le modèle Kronecker.
- Avec l’existence du canal Keyhole qui a été présenté dans le chapitre 2, la capacité de ce canal MIMO est similaire à celle du canal SISO. Lorsque nous exploitons le système MIMO à double polarisation, il est possible que la capacité soit multipliée par deux. C’est pourquoi, nous proposons une étude dans cette direction.
- Des algorithmes adaptatifs de la sélection entre deux systèmes à polarisation unique et à polarisation multiple peuvent être également exploités. Dans [78], les auteurs montrent que la capacité d’un système MIMO à polarisation multiple avec la technique proposée peut être augmentée 7%-13% par rapport à celle à polarisation unique.

Annexe A

Systemes de coordonnées

Nous allons ici introduire une référence pour les systèmes de coordonnées cartésiennes et sphériques. En plus, dans le contexte du rayonnement électromagnétique, le champ électrique et magnétique présentent en générale sous la forme vectorielle sphérique en dépendant de la position. Dans cette thèse, nous utilisons la représentation sphérique afin de caractériser et modéliser le canal de propagation.

Comme présenté sur la figure A.1, un point situé dans un espace à trois dimensions peut s'exprimer par ses coordonnées cartésiennes (x, y, z) ou par ses coordonnées sphériques (r, θ, ϕ) . Les vecteurs unitaires \hat{x}, \hat{y} et \hat{z} représentent pour la base cartésienne alors que les vecteurs unitaires $\hat{r}, \hat{\theta}$ et $\hat{\phi}$ représentent pour la base sphérique. Nous pouvons exprimer une transformation des coordonnées cartésiennes aux coordonnées sphériques comme

$$\begin{aligned} r &= \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \\ \theta &= \cos^{-1}\{z/\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}\} \\ \phi &= \tan^{-1}\{y/x\} \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

Une transformation inverse est également donnée par

$$\begin{aligned} x &= r \sin \theta \cos \phi \\ y &= r \sin \theta \sin \phi \\ z &= r \cos \theta \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

Les vecteurs unitaires de la base sphérique peuvent être obtenus à partir des vecteurs unitaires de la base cartésienne par

$$\begin{aligned} \hat{r} &= \sin \theta \cos \phi \hat{x} + \sin \theta \sin \phi \hat{y} + \cos \theta \hat{z} \\ \hat{\theta} &= \cos \theta \cos \phi \hat{x} + \cos \theta \sin \phi \hat{y} - \sin \theta \hat{z} \\ \hat{\phi} &= -\sin \phi \hat{x} + \cos \phi \hat{y} \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

En revanche, à partir des vecteurs unitaires de la base sphérique, nous pouvons obtenir les vecteurs unitaires de la base cartésienne

$$\hat{x} = \hat{r} \sin \theta \cos \phi + \hat{\theta} \cos \theta \cos \phi - \hat{\phi} \sin \phi \quad (\text{A.4})$$

$$\hat{y} = \hat{r} \sin \theta \sin \phi + \hat{\theta} \cos \theta \sin \phi + \hat{\phi} \cos \phi \quad (\text{A.5})$$

$$\hat{z} = \hat{r} \cos \theta - \hat{\theta} \sin \theta \quad (\text{A.6})$$

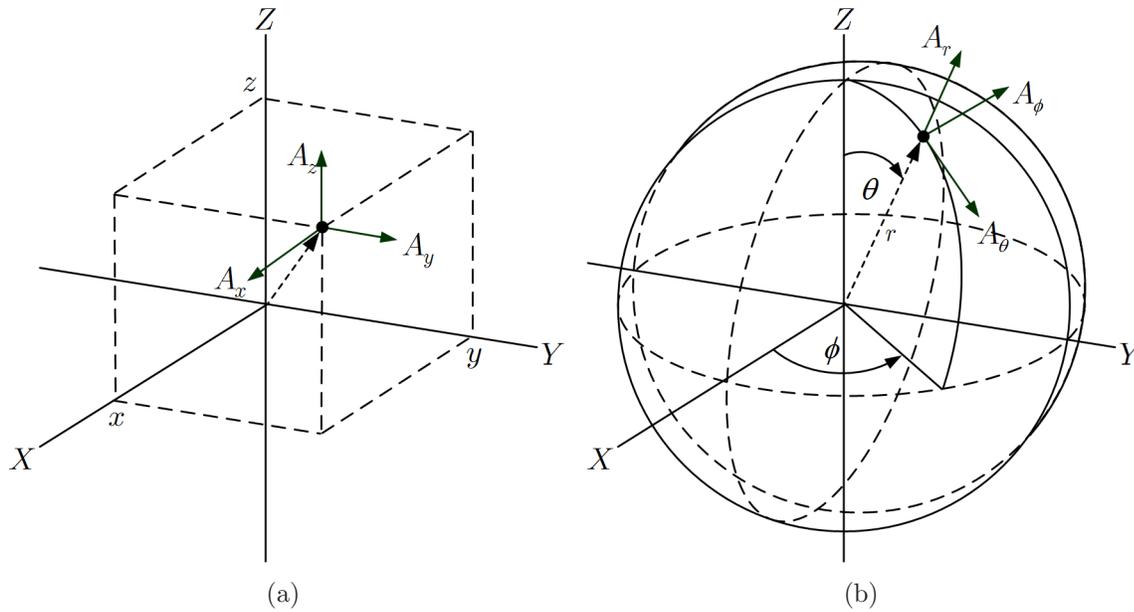


Figure A.1 – (a) Coordonnées cartésiennes (b) Coordonnées sphériques

Un vecteur \vec{A} qui présente pour le point situé dans un espace peut s'exprimer dans la base cartésienne par ses coordonnées cartésiennes (A_x, A_y, A_z) ou dans la base sphérique par ses coordonnées sphériques (A_r, A_θ, A_ϕ) comme

$$\vec{A} = A_x \hat{x} + A_y \hat{y} + A_z \hat{z} = A_r \hat{r} + A_\theta \hat{\theta} + A_\phi \hat{\phi} \quad (\text{A.7})$$

Les relations entre les coordonnées cartésiennes et les coordonnées sphériques sont simplement obtenues par

$$\begin{bmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta \cos \phi & \cos \theta \cos \phi & -\sin \phi \\ \sin \theta \sin \phi & \cos \theta \sin \phi & \cos \phi \\ \cos \theta & -\sin \theta & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_r \\ A_\theta \\ A_\phi \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

et

$$\begin{bmatrix} A_r \\ A_\theta \\ A_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta \cos \phi & \sin \theta \sin \phi & \cos \theta \\ \cos \theta \cos \phi & \cos \theta \sin \phi & -\sin \theta \\ -\sin \phi & \cos \phi & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

Annexe B

Lois de probabilité

Les fonctions de densité de probabilité et leurs moments statistiques sont présentés dans cette partie. On présente les lois uniforme, gaussienne, lognormale, laplacienne et de von Mises.

Loi uniforme

Selon la loi uniforme, tous les intervalles de même longueur du support ont la même probabilité. Par conséquent, si x suit une loi uniforme $\mathcal{U}(b, a)$, $x \sim \mathcal{U}(b, a)$, sa fonction de densité de probabilité est définie par

$$f(x) = \begin{cases} \frac{1}{b-a} & \text{si } a \leq x \leq b \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

La valeur moyenne m_x et l'écart-type σ_x (la variance σ_x^2) d'une variable aléatoire uniforme sont définies par

$$m_x = E\{x\} = \frac{b-a}{2} \quad (\text{B.2})$$

$$\sigma_x = \sqrt{E\{(x - m_x)^2\}} = \frac{b-a}{\sqrt{12}} \quad (\text{B.3})$$

Loi gaussienne

Si une variable x suit une loi gaussienne $x \sim \mathcal{N}(m_x, \sigma_x)$, appelée loi normale, sa fonction de densité de probabilité est définie par

$$f(x) = \frac{1}{\sigma_x \sqrt{2\pi}} \exp \left\{ -\frac{(x - m_x)^2}{2\sigma_x^2} \right\} \quad (\text{B.4})$$

où m_x est la valeur moyenne et σ_x est l'écart-type.

Loi lognormale

La loi lognormale correspond à une loi normale de l'enveloppe complexe du signal exprimée en dB. Lorsque la variable aléatoire strictement positive x suit une loi lognormale, son logarithme suit une loi gaussienne, $10 \log(x) \sim \mathcal{N}(m_x, \sigma_x)$. La fonction de densité de probabilité de cette loi est donnée par

$$f(x) = \frac{10}{\sqrt{2\pi x} \sigma_x \ln(10)} \exp \left\{ -\frac{(10 \log(x) - m_x)^2}{2\sigma_x^2} \right\} \quad (\text{B.5})$$

où m_x et σ_x sont la moyenne et l'écart-type du logarithme de la variable.

Loi laplacienne

Une loi laplacienne est une loi exponentielle à 2 côtés. Si la variable aléatoire x suit une loi laplacienne, $x \sim \mathcal{L}(m_x, \sigma_x)$, sa fonction de densité de probabilité est définie par

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_x} \exp \left(-\sqrt{2} \frac{|x - m_x|}{\sigma_x} \right) \quad (\text{B.6})$$

où m_x et σ_x sont la moyenne et l'écart-type de la variable aléatoire laplacienne.

Loi de von Mises

La fonction de densité de probabilité d'une variable aléatoire de von Mises est définie par

$$f(x) = \frac{\exp(k \cos(x - m_x))}{2\pi I_0(k)} \quad k \geq 0 \quad (\text{B.7})$$

où $I_0(\cdot)$ est la fonction de Bessel modifiée d'ordre 0, $m_x \in [-\pi, \pi)$ est l'angle moyen et k contrôle la dispersion angulaire. Quand $k = 0$, l'écart-type devient uniforme de $-\pi$ à π . Par contre, quand k augmente, la dispersion angulaire réduit.

Bibliographie

- [1] J.G.Proakis, *Digital Communications*, vol. 4th edition. McGrawHill, 2000.
- [2] J. William H. Hayt, *Engineering electromagnetics*. McGRAW-HILL, 5th ed., 1988.
- [3] J. D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*. Wiley, 2000.
- [4] Y. Okumura. *et al.*, “Field strength and its variability in vhf and uhf land-mobile radio service,” *Rev. of the Electrical Communication Laboratory*, pp. 825–873, Sep. 1968.
- [5] M. Hata, “Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, pp. 317–325, Aug. 1990.
- [6] COST231, *Digital mobile radio towards future generation systems*. European Commission, 1999.
- [7] J. D. Parson, M. F. Ibrahim, R. J. Holbeche, “Mobile radio propagation in rural areas at 168, 455, and 896 mhz,” *IEE Proceedings Part F, Communications, Radar and Signal Processing*, vol. 130, pp. 701–706, 1983.
- [8] W. C. Y. Lee, *Mobile Communications Fundamentals*. John Wiley and Sons, second ed., 1993.
- [9] P. Bello, “Characterization of randomly time-variant linear channels,” *IEEE Trans. Commun. Syst.*, vol. 11, pp. 360–393, 1963.
- [10] N. L. *et al.*, “Radio channel characterization using space-time system function,” *EURO-COST 273*, Oct. 2001.
- [11] J. Guillet, *Caractérisation et modélisation spatio-temporelles du canal de propagation radioélectrique dans le contexte MIMO*. PhD thesis, INSA-Rennes, 2004.
- [12] P. Guguen, *Techniques multi-antennes émission-réception - Applications aux réseaux domestiques sans fil*. PhD thesis, INSA-Rennes, Jan. 2003.
- [13] L. Zheng and D.N.C. Tse, “Diversity and multiplexing : a fundamental tradeoff in multiple-antenna channels,” *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 49, pp. 1073–1096, May 2003.
- [14] E. Telatar, “Capacity of multi-antenna Gaussian channels,” *European Trans. Telecommun.*, vol. 10, pp. 585–595, Nov.-Dec. 1999.
- [15] G. J. Foschini, “Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas,” *Bell Labs Tech. J.*, vol. 1, pp. 41–59, Autumn 1996.

- [16] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication : performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 44, pp. 744–765, Mar. 1998.
- [17] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 16, pp. 1451–1458, Oct. 1998.
- [18] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 45, pp. 1456–1467, July 1999.
- [19] A. Wittneben, "A new bandwidth efficient transmit antenna modulation diversity scheme for linear digital modulation," *IEEE Inter. Conf. on Commun.*, vol. 3, pp. 1630–1634, May 1993.
- [20] N. Seshadri and J. Winters, "Two signalling schemes for improving the error performance of frequency-division-duplex (fdd) transmission systems using transmitter antenna diversity," *IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 508–511, May 1993.
- [21] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Commun.*, vol. 6, pp. 311–335, Mar. 1998.
- [22] P. W. *et al.*, "V-blast : An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," *International Symposium on Signals, Systems, and Electronics*, pp. 295–300, Sept. 1998.
- [23] S. Ariyavisitakul, "Turbo space-time processing to improve wireless channel capacity," *IEEE Trans. Commun.*, pp. 1347–1359, Aug. 2000.
- [24] M. Sellathurai and S. Haykin, "Turbo-BLAST for wireless communications : theory and experiments," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 50, pp. 2538–2546, Oct. 2002.
- [25] D. Shiu, G. J. Foschini, M. J. Gans and J. M. Kahn, "Fading correlation and its effect on the capacity of multi-element antenna systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, pp. 502–513, Mar. 2000.
- [26] F. R. Farrokhi. *et al.*, "Link-optimal spacetime processing with multiple transmit and receive antennas," *IEEE Commun. Lett.*, pp. 85–87, Mar. 2001.
- [27] G. G. Raleigh and J. M. Cioffi, "Spatio-temporal coding for wireless communication," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, pp. 357–366, Mar. 1998.
- [28] H. Sampath and A. Paulraj, "Linear precoding for space-time coded systems with known fading correlations," *Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, Asilomar'01*, pp. 246–251, Nov. 2001.
- [29] A. Scaglione. *et al.*, "Optimal designs for space-time linear precoders and decoders," *IEEE Trans. Signal Processing*, pp. 1051–1064, May 2002.
- [30] T. Yoo and A. Goldsmith, "Capacity and power allocation for fading mimo channels with channel estimation error," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 52, pp. 2203–2214, May 2006.
- [31] N. Wang, S. D. Blostein , "Approximate minimum ber power allocation for mimo spatial multiplexing systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 55, pp. 180–187, Jan. 2007.

- [32] B. Hassibi and B. M. Hochwald, "High-rate codes that are linear in space and time," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 48, pp. 1804–1824, Jul. 2002.
- [33] M. O. Damen, K. Abed-Meraim, and J.-C. Belfiore, "Diagonal algebraic space-time block codes," *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 48, pp. 628–636, Mar. 2002.
- [34] H. E. Gamal and M. O. Damen, "Universal space-time coding," *IEEE Trans. Info. Theory*, Jan. 2002.
- [35] B. A. Sethuraman, B. S. Rajan, and V. Shashidhar, "Full-diversity, high-rate space-time block codes from division algebras," *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 49, pp. 2596–2616, Oct. 2003.
- [36] T. Kiran and B. S. Rajan, "Stbc-schemes with non-vanishing determinant for certain number of transmit antennas," *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 51, pp. 2984 – 2992, Aug. 2005.
- [37] C. A. Balanis, *Antenna Theory*. New York : John Wiley and Sons, 1997.
- [38] J. Kraus, *Antennas*. McGrawHill, 2nd ed., 1988.
- [39] S. F. Gregson, C.G. Parini and J. McCormick, "Fast and accurate antenna alignment correction performed using a vector isometric rotation," *IEEE/LAPC*, pp. 161–164, Apr. 2007.
- [40] M. Narandzic, M. Kaske, C. Schneider, M. Milojevic, M. Landmann, G. Sommerkorn, R. S. Thoma, "3d-antenna array model for ist-winner channel simulations," *IEEE/VTC 65th*, pp. 22–25, Apr. 2007.
- [41] A. M. D. Turkmani, A. A. Arowojolu, P. A. Kefford and C. J. Kellett, "An experimental evaluation of the performance of two-branch space and polarization diversity schemes at 1800 mhz," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 44, pp. 318–326, May 1995.
- [42] P.Kyritsi et al., "Effect of antenna polarization on the capacity of a multiple element system in an indoor environment," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 20, pp. 1227–1239, Aug . 2002.
- [43] P. Soma. *et al.*, "Analysis and modeling of multiple-input multiple-output mimo radio channel beased on outdoor measurements conducted at 2.5ghz for fixed bwa applications," *Proc. IEEE ICC*, pp. 272–276, 2002.
- [44] T. Neubauer and P. C. F. Eggers., "Simultaneous characterization of polarization matrix components in pico-cells," *Proc. Veh. Technol. Conf.*, pp. 1361–1365, 1999.
- [45] K. I. Pedersen, P. E. Mogensen and B. H. Fleury, "Dual-polarized model of outdoor propagation environments for adaptive antennas," *Proc. Veh. Technol. Conf.*, pp. 990–995, 1999.
- [46] M. Landmann, K. Sivasondhivat, J. Takada, I. Ida and R. Thoma, "Polarization behavior of discrete multipath and diffuse scattering in urban environment at 4.5 ghz," *EURASIP*, 2007.
- [47] M. Nilsson. *et al.*, "Measurements of the spatio-temporal polarization characteristics of a radio channel at 1800 mhz," *Proc. Veh. Technol. Conf.*, vol. 1, pp. 386–391, Jul. 1999.

- [48] P. C. F. Eggers, J. Toftgaard and A. M. Oprea, "Antenna systems for base station diversity in urban small and micro cells," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 11, pp. 1046–1056, Sep. 1993.
- [49] G. Armbrecht, O. Klemm and I. Rolfes, "Correlation properties of dual polarized antennas with finite pattern orthogonality in mobile fading channels," *Advances in Radio Sciences*, vol. 5, pp. 95–99, 2007.
- [50] J. W. McJown and R. L. Hamilton, "Ray tracing as a design tool for radio networks," *IEEE Network Magazine*, pp. pp27–30, Nov. 1991.
- [51] T. Kurner and D. J. Cichon and W. Wiesbeck, "Concepts and results for 3D digital terrain-based wave propagation models : An overview," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 11, pp. 1002–1012, 1993.
- [52] R. Kouyoumjian and P. Pathak, "A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface," *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, no. 11, pp. 1448–1461, 1974.
- [53] G. E. Athanasiadou, A. R. Nix and J. P. McGeehan, "A microcellular ray-tracing propagation model and evaluation of its narrowband and wideband," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 18, pp. 322–335, Mar 2000.
- [54] P. Petrus, J. Reed and T. Rappaport, "Geometrical-based statistical macrocell channel model for mobile environments," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 50, pp. 495–502, Mar. 2002.
- [55] J. C. Liberti and T. Rappaport, "A geometrically based model for line-of-sight multipath radio channels," in *Proc. VTC*, pp. 844–848, Apr.-May 1996.
- [56] C. Oestges, V. Erceg, and A. Paulraj, "A physical scattering model for MIMO macrocellular broadband wireless channels," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 21, pp. 721–729, June 2003.
- [57] A. F. Molisch, A. Kuchar, J. Laurila, K. Hugel and R. Schmalenberger, "Geometry-based directional model for mobile radio channels - principles and implementation," *European Trans. Telecomm.*, vol. 14, pp. 351–359, 2003.
- [58] K. Raoof and N. Prayongpun, "Channel capacity performance for MIMO polarized diversity systems," in *Proc. WCNM*, pp. 1–4, Sep 2005.
- [59] W. Lee, "Effects on correlation between two mobile radio base-station antennas," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 21, pp. 1214–1224, Nov 1973.
- [60] 3GPP-3GPP2 TR 25.996, "Spatial channel model for multiple input multiple output (MIMO) simulations," (2003-09).
- [61] E. Telatar, "Capacity of multi-antenna gaussian channels," tech. rep., AT&T Bell Labs, 1995.
- [62] K. Yu et al., "Second order statistics of nlos indoor mimo channels based on 5.2 ghz measurements," *IEEE/GLOBECOM2001*, vol. 1, pp. 156–160, Nov. 2001.
- [63] C. N. Chuah et al., "Capacity scaling in mimo wireless systems under correlated fading," *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 48, pp. 637–650, Mar 2002.

- [64] J. Kermoal et al., "A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 20, no. 6, pp. 1211–1226, 2002.
- [65] D. Gesbert, H. Bölcskei, D. Gore, and A. Paulraj, "MIMO wireless channels : capacity and performance prediction," *IEEE Global Commun. Conference*, vol. 2, pp. 1083 – 1088, Nov. 2000.
- [66] D. Gesbert et al., "Outdoor MIMO wireless channels : Models and performance prediction," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, pp. 1926–1934, Dec. 2002.
- [67] W. Weichselberger, H. Özcelik, M. Herdin, and E. Bonek, "A novel stochastic MIMO channel model and its physical interpretation," *6th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC'03)*, Oct. 2003.
- [68] A. Saleh and R. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 5, pp. 128–137, Feb. 1987.
- [69] J. W. Wallace and M. A. Jensen, "Modeling the indoor mimo wireless channel," *IEEE Trans. Ant. and Prop.*, vol. 50, no. 5, pp. 591–599, 2002.
- [70] Q.H. Spencer, B.D Jeffs., M.A. Jensen and Swindlehurst and al, "Modeling the statistical time and angle of arrival characteristics of an indoor multipath channel," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 18, pp. 347 – 360, Mar 2000.
- [71] T. Zwick, C. Fischer and W. Wiesbeck, "A stochastic multipath channel model including path directions for indoor environments," *IEEE Journal on Sel. Commun.*, vol. 20, pp. 1178– 1192, Aug. 2002.
- [72] R. Müller, "A random matrix model of communication through antenna arrays," *In Proc. of 38th Annual Allerton Conference on Communications, Control and Computing*, Oct. 2000.
- [73] A. Burr, "Capacity bounds and estimates for the finite scatterers MIMO wireless channel," *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, vol. 21, pp. 812–818, June 2003.
- [74] A. Sayeed, "Deconstructing multiantenna fading channels," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 50, pp. 2563–2579, Oct 2002.
- [75] M. Debbah and R. Muller, "MIMO channel modeling and the principle of maximum entropy," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, May 2005.
- [76] N. Prayongpun and K. Raoof, "MIMO channel capacities in presence of polarization diversity with and without line-of-sight path," *Journal WSEAS Trans. Commun.*, vol. 5, pp. 1744–1750, Sep. 2006.
- [77] K. Raoof and N. Prayongpun, "Impact of depolarization effects on MIMO polarized wireless configuration," *in Proc. ISSPA*, 2007. to be appeared.
- [78] K. Raoof, M.A. Khalighi and N. Prayongpun, *MIMO Systems : principles, iterative techniques and advanced polarization*. Adaptive signal processing for wireless communication, CRC Press, Aug. 2008. Editor M. Ibnkahla.
- [79] K. Yu, "Modeling of multiple-input multiple-output radio propagation channels," tech. rep., Academic Archive On-line [<http://www.diva-portal.org/oai/OAI>] (Sweden), 2002.

- [80] H. Özcelik et al., “Deficiencies of the ‘kronecker’ MIMO radio channel model,” in *Proc. WPMC*, Oct. 2003.
- [81] I. Gradshteyn and I. Ryzhik, *Table of Integrals, Series, and Products*. Academic Press, 7 ed., 2007.
- [82] T. M. Cover and J. A. Thomas, *Elements of Information Theory*. John Wiley & Sons Ltd, 1991.
- [83] W. C. Y. Lee, “Estimate of channel capacity in rayleigh fading environment,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 39, pp. 187–189, Aug. 1990.
- [84] A. Goldsmith, *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005.
- [85] D. Brennan, “Linear diversity combining techniques,” *Proceeding of the IRE*, vol. 47, pp. 1075–1102, Jun. 1959.
- [86] A. Grant, “Rayleigh fading multiple-antenna channels,” *EURASIP J. Appl. Signal Processing (Special Issue on Space-Time Coding)*, vol. 2, pp. 316–329, Mar. 2002.
- [87] M.S. Alouini and A. Goldsmith, “Capacity of rayleigh fading channels under different adaptivetransmission and diversity-combining techniques,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 48, pp. 1165–1181, Jul. 1999.
- [88] 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,” *International Journal of Wireless Information Networks*, vol. 1, pp. 49–60, Jan. 1994.
- [89] H. Shin and J. H. Lee, “Capacity of multiple-antenna fading channels : spatial fading correlation, double scattering, and keyhole,” *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 49, pp. 2636–2647, Oct. 2003.
- [90] A. Goldsmith and P. Varaiya, “Capacity of fading channels with channel side information,” *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 43, pp. 1986–1992, Nov. 1997.
- [91] G. Caire and S. Shamai, “On the capacity of some channels with channel state information,” *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 45, pp. 1007–1019, Sept. 1999.
- [92] M. A. Khalighi, J. M. Brossier, G. Jourdain, and K. Raouf, “Water filling capacity of Rayleigh MIMO channels,” in *Proc. PIMRC*, vol. A, pp. 155–158, Sept.-Oct. 2001. San Diego, CA.
- [93] M. A. Khalighi, K. Raouf, and G. Jourdain, “Capacity of wireless communication systems employing antenna arrays, a tutorial study,” *Wireless Personal Commun.*, vol. 23, pp. 321–352, Dec. 2002.
- [94] N. Prayongpun and K. Raouf, “Mimo channel capacity with polarization diversity and power allocation technique,” *IEEE/ICSPC07*, 24-27 Nov. 2007.
- [95] A. F. Molisch, M. Z. Win, and J. H. Winters, “Reduced-complexing multiple transmit/receive antenna systems,” *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 51, pp. 2729–2738, Nov. 2003.
- [96] R. W. Heath and A. Paulraj, “Antenna selection for spatial multiplexing systems based on minimum error rate,” *Proc. ICC*, pp. 2276–2280, Jun. 2001.

-
- [97] I. Bahceci, T. M. Duman, and Y. Altunbasak, "Antenna selection for multiple-antenna transmission systems : Performance analysis and code construction," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, pp. 2669–2681, Oct. 2003.
- [98] A. F. Molisch, M. Z. Win and J. H. Winters, "Capacity of mimo systems with antenna selection," *Proc. ICC*, vol. 2, pp. 570 – 574, Jun. 2001.
- [99] A. F. Molisch, M. Z. Win, Y-S Choi and J. H. Winters, "Capacity of mimo systems with antenna selection," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 4, pp. 1759–1772, July 2005.
- [100] M. Z. Win and J. H. Winters, "Analysis of hybrid selection/maximal-ratio combining in rayleighfading," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, pp. 1773 – 1776, Dec 1999.
- [101] D. Quang Trung, N. Prayongpun and K. Raof, "Antenna selection for mimo systems in correlated channels with diversity technique," *IEEE/WiCOM2008*, 12-14 Oct. 2008.
- [102] L. Dai, S. Sfar and K. B. Letaief, "Optimal antenna selection based on capacity maximization for mimo systems in correlated channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 54, pp. 563–574, Mar. 2006.
- [103] M. R. Andrews, P. P. Mitra, and R. deCarvalho, "Tripling the capacity of wireless communication using electromagnetic polarization," *Nature*, vol. 409, pp. 316–318, Jan. 2001.
- [104] T. Svantesson, M. A. Jensen and J. W. Wallace, "Analysis of electromagnetic field polarizations in multiantenna systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 3, pp. 641– 646, March 2004.
- [105] N. Prayongpun and K. Raof, "Impact of depolarization phenomena on polarized mimo channel performances," *International Journal Communications, Network and System Sciences*, pp. 124–129, Jun. 2008.
- [106] C. Oestges, "Mutual information of non-kronecker structured dual-polarized 2x2 channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 55, pp. 410–413, Jan. 2006.

Résumé

Depuis quelques années, il y a une exigence accrue quant à la rapidité de transferts d'information, notamment, en raison de la généralisation des applications multimédia sur le système de communication sans fil. Pour y remédier, les chercheurs du laboratoire Bell en 1996 ont proposé une technique d'emploi simultané de réseaux d'antennes en émission et en réception (MIMO). Le canal MIMO est alors constitué par un ensemble de sous-canaux. Grâce à cette technique, le débit et la qualité de transmission peuvent être améliorés sans augmenter la puissance de transmission et la bande passante supplémentaires. Cependant, les gains obtenus par ce système peuvent se diminuer en raison de la corrélation entre les sous-canaux du canal MIMO, en particulier, si la séparation entre antennes est limitée et l'étalement angulaire est étroit. Donc, l'objectif des travaux réalisés dans le cadre de cette thèse est de proposer un système MIMO à diversité de polarisation qui permet de réduire la corrélation entre les sous-canaux et en même temps de miniaturiser la taille des réseaux d'antennes.

Le travail présenté dans cette thèse est d'abord consacré à la caractérisation et à la modélisation du canal de transmission compte tenu des diverses composantes de polarisation des antennes à trois dimensions. Est traitée également l'étude comparative de la capacité de deux types de systèmes de communication multi-antennes. D'une part, il s'agit du système de communication multi-antennes à polarisation unique : dans ce système, sont exploités des antennes ayant les mêmes polarisations. D'autre part, sont examinés les systèmes à polarisation multiple, à savoir, les systèmes MIMO à double polarisation, à triple polarisation et à sextuple polarisation.

Mots-clés : le système MIMO, la capacité du canal, la corrélation spatiale et le système multi-antennes multi-polarisations

Title : Channel modelling and capacity for advanced multi-antenna systems exploiting polarization diversity

Abstract

At present, there is a high demand for an increasing data rate transmission over wireless communication systems, in order to serve a recent development of multimedia applications on terminals. In 1996, one important technique was proposed by Bell laboratory researchers in order to improve data throughput and quality without increasing additional bandwidth and power of transmission. The basic aim of this technique is to create the independent sub-channels by using multiple antennas at the transmitter and receiver sides (MIMO). However, MIMO systems suffer from the correlation between the sub-channels that might occur, especially, when the distance between antennas is limited and when the angular spread is narrow. This incident affects the performance of MIMO systems. Therefore, the main objective of this thesis is to implement a MIMO system with polarization diversity so as to reduce the correlation between the sub-channels under physical limitation of antenna array size.

The research presented in this thesis is composed of three main parts. First of all, a three dimensional modelling of the MIMO transmission channel is proposed. In order to accurate the channel, was taken into account the characteristic of the antenna polarization. Secondly, the channel capacity for the multiple antenna systems employing single polarized antennas is examined. Finally, we extend our study by focusing on the multiple antenna systems with the polarization diversity such as MIMO systems with double polarization, triple polarization and sextuple polarization.

Key Words : MIMO systems, channel capacity, spatial correlation, single-polarization multiple-antenna systems and multiple-polarization and multiple-antenna systems