

République Algérienne Démocratique et Populaire
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ ABDERRAHMANE MIRA DE BÉJAIA
FACULTÉ DE TECHNOLOGIE
Département de génie électrique



Mémoire de Fin Cycle

EN VUE D'OBTENTION DU DIPLÔME MASTER RECHERCHE

Filière : ÉLECTRONIQUE

Option : TÉLÉCOMMUNICATION

Thème :

ÉTUDE DE MODÈLES DE CANAUX MIMO STOCHASTIQUES

SOUTENU PAR :

BOUTAGHANE Massine

AOUDIA Hakim

PROMOTEUR :

D^r BELLAHSENE Hocine

Devant le jury composé de :

D^r AZNI Mohamed Université de Béjaïa

D^r TOUNSI Mohamed Université de Béjaïa

Béjaïa, juin 2014.

Remerciements

Nous tenons à exprimer ici toute notre reconnaissance à notre encadreur M^r BELLAHSENE Hocine pour l'honneur qu'ils nous a fait en proposant et en assurant le suivi scientifique de ce travail, pour ces précieux conseils et remarques constructives, sa patience et pour tout le temps qu'ils nous a consacré.

Nous remercions vivement le Docteur AZNI Mohamed et le Docteur TOUNSI Mohamed, de nous avoir honorée en acceptant d'examiner notre travailde.

Nous tenons aussi à remercier M^{me} MEZHOUD pour son aides, ses conseils et ses encouragements.

Nous tenons à exprimer toute notre reconnaissance aux personnes qui nous ont aidées, encouragées, soutenues, pour mener à bien ce travail de mémoire.

Dédicaces

A mon chère père.

A ma chère mère.

A mes chères frères : Alim, Boukhalifa et Hanibal.

A mes chères soeurs : Dahia et Ranida.

A ma chères belle-soeur Farida.

A ma chères petite nièce Manissa.

A ma chère copine Chafiaa.

A tous mes ami(e)s et toute la promotion Télécom.

A mon binôme Hakim et toute sa famille.

Massine

Dédicaces

A ma mère qui a toujours été à mes côtés, pour tout les efforts et sacrifices qu'elle a entrepris afin de me voire réussir.

A celui qui ma soutenu en toute circonstance et qui a toujours été présent pour moi, mon père.

A mes chères frères et soeurs : Mourad, Mouhamed, Zakia, Nacéra, Fadila et Souhila.

A mes belles soeurs Linda et Assia, mes neveux Yanis, Hichem, didine, Sami-Nabil et mes niées Nawel, Katia, Anais et Ania.

A mes cousins et cousines surtout.

A tout mes ami(e)s et toute la promotion de Télécommunication.

A mon binôme Massine et toute sa famille

Hakim

Table des matières

Table des matières	vi
Table des figures	viii
Liste des tableaux	ix
Introduction générale	1
1 Caractéristiques des canaux de transmission	2
1.1 Introduction	3
1.2 Les phénomènes liés aux canaux sans fils	3
1.2.1 Le bruit	3
1.2.2 Les évanouissements	3
1.2.3 Les trajets multiples	6
1.2.4 L'effet Doppler	7
1.3 La sélectivité d'un canal de transmission	7
1.3.1 Les canaux sélectifs en fréquence	8
1.3.2 Les canaux non sélectifs en fréquence	8
1.4 Les diversités d'un canal de transmission	8
1.4.1 La diversité spatio-temporelle	9
1.5 Les types de canaux de transmission	10
1.5.1 Le canal avec bruit blanc additif gaussien	10
1.5.2 Le canal avec évanouissement	11
1.5.3 Le canal de Rayleigh	11
1.6 Les multi-trajets	11
1.7 Conclusion	12
2 Systèmes MIMO et modulation OFDM	13
2.1 Introduction	14
2.2 La technique MIMO	14
2.3 Les performances des systèmes MIMO	15
2.3.1 La capacité	15
2.3.2 Les techniques d'égalisation en réceptions	18
2.4 Les modèles de canaux MIMO	19
2.4.1 Les modèles déterministes	19
2.4.2 Les modèles stochastiques	19
2.5 La modulation OFDM	20

2.5.1	Le principe de l'OFDM	21
2.5.2	L'intervalle de garde	23
2.5.3	La génération des symboles MIMO-OFDM	24
2.6	Conclusion	27
3	Modèles de canaux MIMO	28
3.1	Introduction	29
3.2	Le modèle statistique du canal MIMO	29
3.3	La corrélation spatiale	32
3.4	les modèles de canaux PAS	34
3.4.1	La n-ème puissance de la fonction cosinus du modèle PAS	35
3.4.2	Le modèle du PAS uniforme	35
3.4.3	Le modèle du PAS gaussien tronqué	36
3.4.4	Le modèle du PAS laplacien tronqué	37
3.4.5	La relation entre l'écart-type et l'AS dans le modèle PAS	38
3.5	Le modèle de corrélation du canal MIMO	39
3.5.1	Le modèle statistique de corrélation du canal MIMO à évanouissement	39
3.5.2	La génération des coefficients de corrélation du canal MIMO	43
3.6	Le modèle de canal I-METRA MIMO	44
3.7	Le modèle d'Alamouti	45
3.7.1	Codes spatio-temporels en treillis (STTC)	46
3.7.2	Codes spatio-temporels en bloc (STBC)	46
3.7.3	Code d'Alamouti pour deux antennes émettrices et une antenne réceptrice	46
3.7.4	Code d'Alamouti pour deux antennes à l'émission et à la réception	48
3.8	Conclusion	49
4	Tests, simulations et résultats	50
4.1	Introduction	51
4.2	La capacité	51
4.2.1	Influences de l'augmentation du nombre d'antennes sur la capacité	51
4.2.2	Comparaison entre SISO, SIMO, MISO et MIMO	52
4.2.3	Comparaison entre la capacité moyenne et SVD d'un système MIMO	53
4.3	Les modèles PAS et la corrélation spatiale	54
4.3.1	Le modèle PAS uniforme	54
4.3.2	Le modèle PAS gaussien tronqué	56
4.3.3	Le modèle PAS laplacien tronqué	57
4.3.4	L'effet de la variation de l'AoA moyen sur la corrélation spatiale	58
4.4	Le modèle d'Alamouti	59
4.4.1	Comparaison entre un système d'Alamouti STBC 2×1 et 2×2	59
4.4.2	Comparaison entre la technique de diversité en réception et en émission	60
4.4.3	Comparaison entre les schémas d'alamouti ($2 \times 1, 2 \times 2$) et MRC ($1 \times 2, 1 \times 4$)	61

4.5	La chaine de transmission MIMO-STBC-OFDM	62
4.5.1	La structure de la chaine de transmission	63
4.5.2	La structure de la chaine de réception	63
4.5.3	Comparaison d'un système MISO-STBC-QPSK et MIMO-STBC-QPSK	64
4.5.4	Comparaison d'un système MISO-STBC-OFDM et MIMO-STBC-OFDM	65
4.6	Conclusion	66
	Conclusion générale	67
	Annexes	68
	Bibliographie	79

Table des figures

1.1	Différents évanouissements et leurs effets avec la distance	5
1.2	Système multi-trajet dans un contexte de transmission urbain	6
1.3	La sélectivité d'un canal de transmission	7
1.4	Comparaison montrant un canal sélectif en fréquence	8
1.5	Comparaison montrant un canal non sélectif en fréquence	8
1.6	Modèle d'un canal FWGN	10
1.7	Modèle d'un canal avec évanouissement	11
1.8	Modèle d'un canal de Rayleigh	11
2.1	Système MIMO avec n_T antennes en émission et n_R antennes en réception	15
2.2	Décomposition SVD du canal MIMO	18
2.3	Schéma bloc d'un modulateur OFDM	21
2.4	Schéma d'une chaine de transmission à base de l'OFDM	22
2.5	DSP des porteuses OFDM	22
2.6	DSP de la somme des porteuses OFDM	23
2.7	Intervalle de garde (préfixe cyclique)	23
3.1	Illustration de l'environnement d'un canal SIMO	30
3.2	Illustration d'un modèle de canal MIMO	32
3.3	Modèle de signaux pour deux antennes omnidirectionnelles	32
3.4	Réseaux d'antennes d'un canal de transmission MIMO	40
3.5	Liaison descendante d'un système MIMO	41
3.6	Liaison montante d'un système MIMO	42
3.7	Corrélation entre les antennes d'émission T_x et de réception R_x	43
3.8	Procédure de modélisation du canal I-METRA MIMO	45
3.9	Schéma d'Alamouti avec deux antenne émettrice et une réceptrice	46
3.10	Schéma d'Alamouti avec deux antennes émettrices et deux réceptrices	48
4.1	Variation de la Capacité selon le nombre d'antennes pour un système MIMO, SIMO, MISO et SISO	52
4.2	Variation de la Capacité avec le SNR pour un système MIMO, SIMO, MISO et SISO	53
4.3	Comparaison de la capacité moyenne et SVD d'un système MIMO (4×4)	53
4.4	Distribution de puissance du PAS uniforme	55
4.5	Coefficients de corrélation spatiale du PAS uniforme	55
4.6	Distribution de puissance du PAS gaussien	56
4.7	Coefficients de corrélation spatiale du PAS gaussien	56

4.8	Distribution de puissance du PAS laplacien	57
4.9	Coefficients de corrélation spatiale du PAS laplacien	57
4.10	Coefficients de corrélation spatiale pour déferents AOA moyen	58
4.11	Comparaison entre Alamouti STBC 2×1 et 2×2	59
4.12	Comparaisons entre le modèle de diversité d'Alamouti et MRC	60
4.13	Comparaison des performances entre la technique MRC et Alamouti	61
4.14	Chaine de transmission MISO-STBC-OFDM	62
4.15	Chaine de transmission MIMO-STBC-OFDM	62
4.16	Comparaison des performances entre un système MISO-STBC-QPSK et MIMO-STBC-QPSK	64
4.17	Comparaison des performances entre un système MISO-STBC-OFDM et MIMO-STBC-OFDM	65
4.18	Schémas du combineur par rapport maximal (MRC)	76
4.19	Représentation des cinq premières fonctions de Bessel	78

Liste des tableaux

3.1	Modèle PAS pour différents environnements [SKF ⁺]	34
3.2	Moyennes de l'AS pour différents environnements [SKF ⁺]	35
3.3	Matrice équivalente d'un code spatio-temporel	47

Acronymes

ADS	Azimuth Delay Spread
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AoA	Angle of Arrival
AS	Azimuth Spread or Angular Spread
BER	Bit Error Ratio
BLAST	Bell Laboratories Advanced Space-Time
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BS	Base Station
CP	Cyclic Prefix
CSI	Channel State Information
DAB	Digital Audio Broadcasting
DS	Delay Spread
FWGN	Filtered White Gaussian Noise
FFT	Fast Fourier Transform
GSCM	Geometrie-Based Stochastic Channel Model
HiperLAN	HIGH PERFORMANCE Local Area Network
I-METRA	Intelligent Multi-element Transmit and Receive Antennas
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
iid	independent and identically distributed
ISI	Inter Symbol Interference
LOS	Line Of Sight
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MISO	Multiple-Input Single-Output
ML	Maximum Likelihood
MMSE	Minimum Mean Squar Error
MRC	Maximal Receive Combining
MS	Mobil Station
NLOS	Non Line Of Sight
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PADS	power azimuth-delay spectrum
PAS	power azimuth spectrum
PDF	Probability Density function
PDS	power Delay spectrum
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying

SIMO	Single-Input Multiple-Output
SISO	Single-Input Single-Output
SNR	Signal-to-Noise Ratio
STBC	Space-Time Block Coding
STTC	Space Time Treillis Coding
SVD	Singular Value Decomposition
TDL	Tapped Delay Line
TNT	Télévision Numérique Terrestre
ULA	Uniform Linear array
V-BLAST	Vertical-Bell Laboratories Layered Space-Time
WIFI	Wireless Fidelity
ZF	Zero Forcing

Introduction générale

Depuis quelques années, on observe dans le domaine des télécommunications, une course vers les hauts débits, pour faire face à la demande croissante des utilisateurs en terme de services et l'épuisement des ressources fréquentielles et temporelles, pour cela de nouvelles technologies ont fait leurs apparitions. En 1996, Foschini du laboratoire des Bell Labs proposa une solution permettant d'accroître les débits de transmission par l'emploi de réseaux d'antennes, à la fois à l'émission et à la réception [Fos96] appelés ULA (Uniform Linear Array). Ce système de communication est appelé MIMO (Multiple Input Multiple Output). Depuis quinze ans, plusieurs modèles ont été proposés pour la modélisation des canaux de propagation caractérisant ces systèmes, qui sont différents des modèles classiques car ils intègrent la dimension spatiale.

Ce mémoire est reparti sur quatre chapitres. Le premier chapitre introduit brièvement les notions de base nécessaires à la compréhension des phénomènes liés aux canaux de propagation. Ensuite, dans le deuxième chapitre nous enchaînons par une présentation de la technique MIMO, ainsi que ces performances en termes de capacité. Après, nous donnons un bref aperçu sur les modèles de canaux utilisés dans les systèmes MIMO, où nous citons le modèle stochastique qui sera développé dans le cadre de ce mémoire. En dernier, nous abordons la modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

Le troisième chapitre est consacré à la description des modèles stochastiques (statistiques) des canaux MIMO rencontrés dans les différents environnements indoor et outdoor. Pour cela nous commençons par la présentation des différents modèles PAS (power azimuth spectrum) qui sont indispensables pour déterminer la corrélation entre antennes. Ensuite, le modèle basé sur la corrélation qui est développé dans le cadre du projet I-METRA (Intelligent Multi-element Transmit and Receive Antennas) est introduit. En dernier, nous présenterons le modèle d'Alamouti qui est basé sur un codage en bloc des données, baptisée technique de codage spatio-temporel en bloc STBC (Space Time Block Coding).

Le quatrième et dernier chapitre sera consacré à la simulation. En premier lieu, la capacité des systèmes MIMO pour différentes configurations des antennes à l'émission et à la réception est testée. Ensuite, les modèles de propagation traités dans le troisième chapitre sont présentés. Finalement, une chaîne de transmission MIMO-OFDM utilisant un code STBC est réalisée.

On termine ce manuscrit par une conclusion générale et quelques perspectives.

1

Caractéristiques des canaux de transmission

1.1 Introduction

Dans ce premier chapitre on introduit brièvement les notions de base nécessaires pour la compréhension de ce mémoire. Nous décrivons les caractéristiques et les notions associés à un canal radio mobile, puis nous définissons quelques canaux de transmission fondamentaux utilisés dans les systèmes MIMO, à savoir le canal FWGN (Filtered White Gaussian Noise), le canal à évanouissement et le canal de Rayleigh. Ce dernier est considéré le mieux adapté aux communications radio-mobiles dans un environnement multi-trajets.

1.2 Les phénomènes liés aux canaux sans fils

En communication, un canal est un médium physique qui est utilisé pour la transmission d'un signal de la source vers la destination par le biais des ondes électromagnétiques. Quelque soit le mode de transmission, il y a toujours des phénomènes aléatoires non prévisibles qui affectent le signal transmis avant d'atteindre la réception, ces phénomènes constituent en générale des perturbations, tels que le bruit et les évanouissements.

1.2.1 Le bruit

Le bruit est un signal parasite, aléatoire et non désiré se superposant aux signaux utiles. C'est l'un des problèmes les plus rencontrés dans la transmission. Il est généré par les composantes internes du système de communication et principalement par le bloc radio fréquence du récepteur. Il est modélisé par un bruit blanc gaussien additif FWGN à puissance constante.

1.2.2 Les évanouissements

Un signal émis par une antenne se propage soit dans toutes les directions, soit dans un ensemble de directions bien précises. Le signal émis subit des réflexions, des réfractions, ou des diffusions autour des obstacles se trouvant dans l'environnement de propagation entre la source et la destination. Ainsi, le récepteur voit des versions multiples du signal émis qui arrivent à son niveau avec des puissances retardées et atténuées.

L'atténuation de puissance que connaît une communication sans-fil est due à diverses causes. Nous pouvons les regrouper en trois catégories, la perte de puissance en espace libre, le masquage, et l'évanouissement. La première consiste en effet, à la perte de puissance au fur et à mesure que le signal électromagnétique se propage dans l'espace. La seconde est due à la présence d'obstacles fixes dans le chemin de propagation d'un signal radio. La troisième catégorie se compose d'effets combinés de multiples parcours de propagation, de mouvements rapides des unités émettrices et réceptrices, et enfin, des obstacles. Il existe deux types d'évanouissements définis comme suite :

L'évanouissement à grande échelle

Les évanouissements à grande échelle représentent les atténuations de la puissance moyenne du signal résultant du mouvement sur de grands espaces. Ce type est nuancé par

les contours arrondis et les éléments du relief en l'occurrence des montagnes, des pâtés de maisons, etc.

Dans un cas idéal de propagation libre, la puissance du signal reçu est inversement proportionnelle au carré de la distance [Vri06], elle est donnée par :

$$P_r = P_t \left(\frac{\lambda_c}{4\pi d} \right)^2 G_r G_t \quad (1.1)$$

où :

- P_t : est la puissance rayonnée émise.
- P_r : est la puissance reçue.
- λ_c : est la longueur d'onde de la fréquence porteuse.
- G_t et G_r : sont les gains d'antennes de l'émetteur et du récepteur respectivement.
- d : est la distance entre les deux antennes d'émission et de réception.

Cette équation donne l'affaiblissement moyen du signal pour une liaison dégagée. En plus de la tendance générale de l'affaiblissement du signal, s'additionnent une autre fluctuation à savoir :

L'évanouissement à petite échelle

Les évanouissements à petite échelle représentent les fluctuations rapides du signal reçu en espace, temps et fréquence. Ils sont dus aux obstacles situés entre l'émetteur et le récepteur. Les différentes interactions que peut subir une onde sur un réflecteur sont [Vri06][Pra09] :

- **La réflexion/réfraction** apparaît lorsque l'onde atteint un obstacle dont la longueur est grande et les irrégularités de la surface petites par rapport à la longueur d'onde. Suivant la composition du réflecteur (plus ou moins conducteur), l'énergie est réfléchi, dans le cas où le réflecteur est parfaitement conducteur, ou bien réfractée. Lors de la réfraction, une partie de l'énergie est transmise à travers l'objet et une partie est réfléchi.
- **La diffraction** se produit lorsque l'onde rencontre un objet ayant des dimensions petites par rapport à la longueur d'onde et dont les caractéristiques physiques le rendent imperméable aux ondes électriques ou lorsque l'objet a des arêtes vives. Alors chaque lieu de diffraction se comporte comme une source secondaire de rayonnement de l'onde.
- **La diffusion** intervient lorsque l'onde rentre dans une zone contenant un nombre important d'éléments de dimensions proches de la longueur d'onde ou inférieures. La diffusion apparaît aussi lorsque la surface d'un objet a des irrégularités suffisamment grandes par rapport à la longueur d'onde et en grand nombre.

Grâce à la réflexion/réfraction, la diffraction et la diffusion [Vri06][Pra09], une onde peut atteindre des zones d'ombres qu'elle n'aurait pas pu atteindre autrement. C'est pourquoi même sans visibilité directe (Non Line Of Sight NLOS) un récepteur peut capter des signaux électromagnétiques. En supposant les évanouissements causés par la superposition d'un grand nombre de trajets indépendants, alors, les composantes en phase et en

quadrature du signal reçu peuvent être vues comme un processus gaussien indépendant, de moyenne nulle. L'enveloppe du signal reçu suit une densité de probabilité de Rayleigh [FER10] :

$$f(x) = \frac{2x}{\Omega} e^{-\frac{x}{\Omega}} u(x) \quad (1.2)$$

où Ω est la puissance moyenne reçue et $u(x)$ est la fonction échelon définie par :

$$u(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x \geq 0, x \in \mathbb{R} \\ 0 & \text{si } x < 0, x \in \mathbb{R} \end{cases} \quad (1.3)$$

Par ailleurs, s'il y a un trajet direct (Line Of Sight LOS) entre l'émetteur et le récepteur de puissance supérieure aux trajets réfléchis, l'enveloppe du signal ne suit plus une distribution de Rayleigh mais une distribution de Rice [FER10]. Dans la distribution de Rice, un facteur important est le facteur k , qui définit le rapport entre la puissance moyenne du canal et la puissance des signaux réfléchis. La densité de probabilité de Rice d'un signal reçu est donnée par :

$$f(x) = \frac{2x(k+1)}{\Omega} e^{-k-\frac{(k+1)x^2}{\Omega}} J_0\left(2x\sqrt{\frac{k(k+1)}{\Omega}}\right) u(x) \quad (1.4)$$

où :

- Ω : est la puissance moyenne reçue.
- $J_0(x)$: est la fonction de Bessel (voire annexe E) de première espèce d'ordre zéro modifiée définie par :

$$J_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{-x \cos \theta} d\theta \quad (1.5)$$

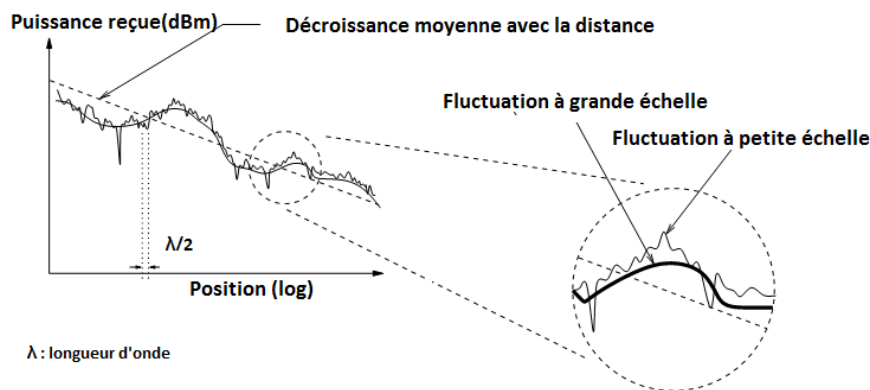


FIGURE 1.1 – Différents évanouissements et leurs effets avec la distance

En l'absence de trajet direct prédominant ($k = 0$), la PDF (Probability Density function) de Rice 1.4 se réduit en effet à une PDF de Rayleigh 1.2, avec $J_0(0) = 1$. La figure 1.1 résume sur un même graphique les différents évanouissements apparaissant lors de la

propagation. Nous voyons que les évanouissements à petite échelle suivent la tendance des affaiblissements à grande échelle.

1.2.3 Les trajets multiples

Nous avons vu que lors de la propagation de l'onde électromagnétique, celle-ci subit un grand nombre d'interactions avec l'environnement (voir figure 1.2). Par conséquent, les ondes empruntent des trajets différents avant d'atteindre le récepteur et ne parcourant pas la même distance et ne se réfléchissant pas sur les mêmes surfaces, elles arrivent à des instants et à des niveaux de puissance différents.

Les trajets multiples causant les évanouissements, d'une autre part ces trajets multiples sont très utiles pour les cas des canaux MIMO qui les exploitent pour une bonne performance en matière de capacité. La relation entre le signal émis et reçu s'écrit [BAK12] :

$$r(t) = \sum_{i=1}^n c_i s(t - \tau_i) + n(t) \quad (1.6)$$

où :

- $s(t)$: le signal émis.
- $n(t)$: un bruit additif.
- $r(t)$: le signal reçu.
- c_i : le gain complexe du trajet i .
- τ_i : le retard du trajet i .

L'étalement temporel est défini par $T_M = \max(\tau_i) - \min(\tau_i)$ et permet de caractériser la dispersion temporelle avec notamment l'apparition d'interférence inter symboles (ISI Inter Symbol Interference). De façon duale, la bande de cohérence B_c correspond à la gamme de fréquences sur laquelle l'atténuation est considérée constante et on peut estimer que $B_c = \frac{1}{T_M}$.

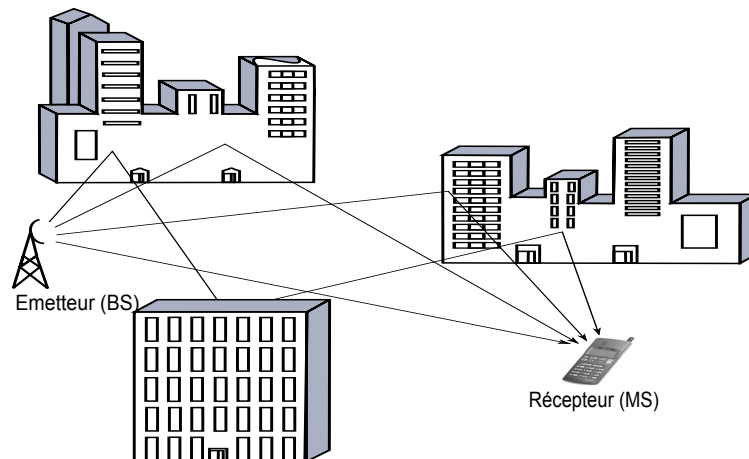


FIGURE 1.2 – Système multi-trajet dans un contexte de transmission urbain

1.2.4 L'effet Doppler

L'effet Doppler est un phénomène qui est engendré par la mobilité de l'émetteur, du récepteur ou d'un objet environnant qui se déplace à une certaine vitesse. Cela engendre un décalage fréquentiel du signal transmis (f_d). On parle alors de décalage Doppler [Auf04]. La valeur de ce décalage est donnée par :

$$f_d = f \frac{v}{c} \cos(\theta) \quad (1.7)$$

où :

- v : la vitesse du mobile.
- f : la fréquence de travail.
- c : la célérité de la lumière.
- θ : l'angle formé par la direction du vecteur vitesse du mobile avec celui du vecteur de propagation de l'onde transmise.

1.3 La sélectivité d'un canal de transmission

La notion de la sélectivité du canal est relative et elle dépend de la largeur de la bande du signal B et de l'étalement de la bande de cohérence du canal de propagation B_c définie comme l'inverse du temps de retard maximum de propagation T_M , appelé encore delay spread. Elle exprime le fait que le signal à transmettre a des composantes fréquentielles qui sont atténuées différemment par le canal de propagation [BAK12]. Cependant en comparant le retard de propagation global des trajets multiples vu par le récepteur du signal émis avec la période symbole T_s , nous pouvons classer les canaux en deux types. Canal sélectif en fréquence et canal non sélectif en fréquence, comme illustré sur la figure 1.3 ci-dessous.

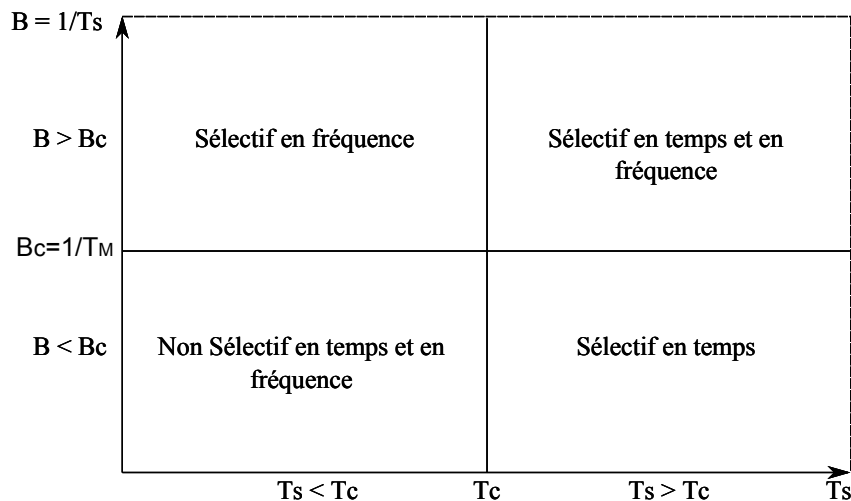


FIGURE 1.3 – La sélectivité d'un canal de transmission

où T_c est l'espace temporel nécessaire entre différentes versions d'un même signal pour que celle-ci soit décorréélées.

1.3.1 Les canaux sélectifs en fréquence

Un canal est dit sélectif en fréquence quand le signal transmis $x(t)$ occupe une bande de fréquence plus grande que la bande de cohérence du canal de propagation (voire figure 1.4). Dans ce cas, les composantes fréquentielles de $x(t)$ séparées de la bande de cohérence subissent des atténuations différentes et le récepteur distingue plusieurs trajets multiples.

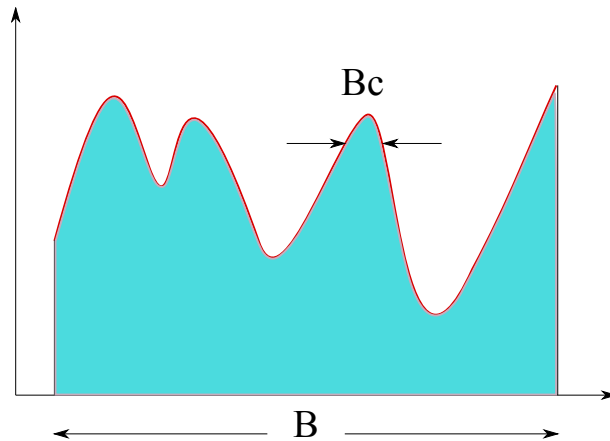


FIGURE 1.4 – Comparaison montrant un canal sélectif en fréquence

1.3.2 Les canaux non sélectifs en fréquence

Cette fois-ci, la bande du signal est très petite par rapport à la bande cohérente (voir figure 1.5), le canal est dit non sélectif en fréquence. C'est-à-dire que toutes les composantes spectrales du signal émis sont affectées de la même façon par le canal. De plus, la nature des atténuations vues des différentes antennes de réception sont supposées indépendantes et suivent une distribution de la loi de Rayleigh [BAK12].

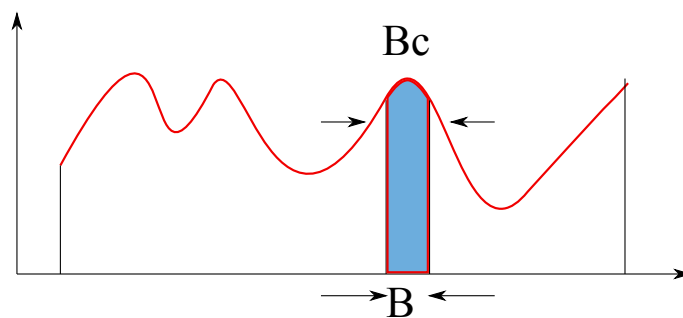


FIGURE 1.5 – Comparaison montrant un canal non sélectif en fréquence

1.4 Les diversités d'un canal de transmission

La diversité est utilisée dans les systèmes de transmission pour combattre l'évanouissement à petite échelle causé par les trajets multiples. En effet, si plusieurs répliques du

signal sont reçues par des liaisons dont les évanouissements respectifs sont indépendants les uns des autres, il y a une très forte probabilité pour que l'une de ces liaisons au moins ne subisse pas de fortes atténuations augmentant ainsi la fiabilité de la liaison. La diversité se révèle être un outil très puissant pour combattre les évanouissements et les interférences entre canaux de transmissions, et permet notamment d'augmenter la capacité et la couverture des systèmes radio. Les différents types de diversités sont [Vri06][FER10][Auf04] :

- La diversité spatiale
 - La diversité de polarisation
 - La diversité de diagramme
 - La diversité angulaire
 - La diversité fréquentielle
 - La diversité temporelle
- Pour plus de détails voir l'annexe A.

1.4.1 La diversité spatio-temporelle

La diversité spatio-temporelle est utilisée dans les systèmes MIMO. C'est une combinaison de deux techniques de diversité, spatiale et temporelle. Cette technique permet d'envoyer des versions du signal différées dans le temps et dans l'espace via des antennes émettrices différentes. cela engendre deux types de gains pour les systèmes MIMO [Auf04] [Fos96] [FG98].

Le gain de diversité

Le gain en diversité mesure l'augmentation en taux d'erreur binaire (BER Bit Error Ratio) en fonction du rapport signal sur bruit (SNR Signal-to-Noise Ratio). Ce gain peut être déterminé par la courbe donnant la variation du taux d'erreur binaire en fonction du rapport SNR [Auf04].

$$d = - \lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{\log P_e(SNR)}{\log(SNR)} \quad (1.8)$$

$P_e(SNR)$ est le taux d'erreur mesuré à un niveau de rapport signal sur bruit SNR. Un système MIMO à n_T antennes émettrices et n_R antennes réceptrices peut atteindre un gain de diversité égal à $n_T \times n_R$.

Le gain de multiplexage

Les systèmes MIMO exploitent la technique de multiplexage spatiale où des signaux de données différents peuvent être transmis par les antennes émettrices. Le flux de données reçu est demultiplexé au niveau du récepteur. Le nombre maximum de canaux de transmission indépendants désigne le degré de liberté et est égal à $\min(n_R, n_T)$. Le gain de multiplexage spatiale est donnée par [Auf04] :

$$d_1 = \lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{R(SNR)}{\log(SNR)} \quad (1.9)$$

$R(\text{SNR})$ désigne le débit de transmission évaluée à un rapport signal sur bruit SNR.

Le compromis entre diversité et multiplexage

Des gains de diversité élevé reflètent une meilleure fiabilité de transmission. Une augmentation en gain de multiplexage permet d'atteindre de meilleures efficacités spectrales. Néanmoins, un compromis entre le gain de diversité et le gain de multiplexage spatial existe, il est décrit par [Auf04] :

$$d(r) = (n_T - r)(n_R - r); \quad r = 1, \dots, \min(n_R, n_T) \quad (1.10)$$

Ceci signifie que si r paires d'antennes (une antenne émettrice et une antenne réceptrice) sont exploitées pour un multiplexage spatial, alors il reste $(n_T - r)$ antennes émettrices et $(n_R - r)$ antennes réceptrices pouvant être utilisées pour pouvoir couronner un gain de diversité.

1.5 Les types de canaux de transmission

Il existe une multitude de types de canaux [BV07] [BEN13] [BRA12]. Dans le cadre de notre projet de fin d'étude nous nous intéressons aux types de canaux suivants :

1.5.1 Le canal avec bruit blanc additif gaussien

Le modèle du canal avec bruit blanc additif gaussien FWGN (voir figure 1.6) est le plus simple des modèles. Le signal reçu $r(t)$ est la résultante du signal $s(t)$ avec l'ajout du bruit $n(t)$ modélisé par une fonction de densité de probabilité gaussienne [Auf04]. Ce canal est décrit par l'équation suivante :

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (1.11)$$

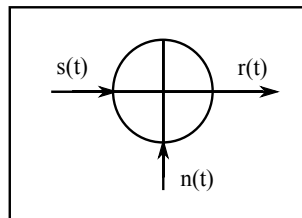


FIGURE 1.6 – Modèle d'un canal FWGN

1.5.2 Le canal avec évanouissement

Dans ce type de canal qui est représenté par la figure 1.7, seuls les évanouissements qui affectent les signaux sont pris en compte. Il est décrit par l'équation suivante [FER10] :

$$r(t) = h(t, \tau) * s(t) \quad (1.12)$$

où $h(t, \tau)$ est la réponse impulsionnelle du canal et $(*)$ est le produit de convolution.

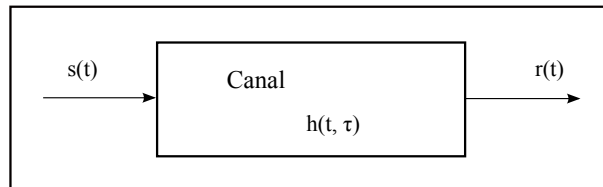


FIGURE 1.7 – Modèle d'un canal avec évanouissement

1.5.3 Le canal de Rayleigh

C'est un canal qui modélise à la fois un évanouissement et un FWGN (voire figure 1.8), c'est-à-dire qu'il regroupe les deux canaux décrits précédemment. Ce modèle est décrit par l'équation suivante [FER10] :

$$r(t) = h(t, \tau) * s(t) + n(t) \quad (1.13)$$

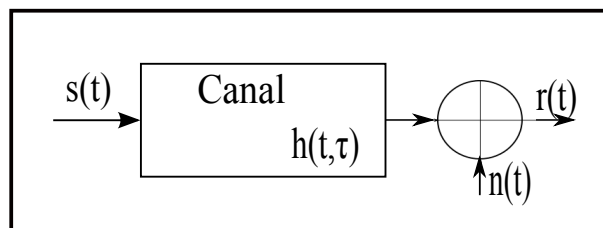


FIGURE 1.8 – Modèle d'un canal de Rayleigh

1.6 Les multi-trajets

Lors de la propagation d'un signal entre un émetteur et un récepteur, avec ou sans visibilité directe, plusieurs trajets sont généralement disponibles. Il est possible de le voir sur la figure 1.2 où la propagation du signal peut passer par réflexion sur les immeubles. Il demeure préférable d'avoir de multiples parcours pour la transmission du message. Cela accroît la probabilité d'arriver d'un message en bonne condition.

1.7 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons caractérisés les éléments fondamentaux et nécessaires pour modéliser et étudier un canal de transmission, et pouvoir les généralisés à des systèmes multi antennes MIMO. Dans ce second chapitre nous allons étudier le système MIMO et la modulation OFDM, et voir leurs utilités et ce qu'ils peuvent apporter de plus en terme de performances vis-à-vis des systèmes classique SISO (Single-input Single-Output) [BEN13] [BRA12].

2

Systemes MIMO et modulation OFDM

2.1 Introduction

Depuis l'apparition des premiers systèmes radio mobiles cellulaires, les communications connaissent un grand développement pour garantir de meilleurs qualité de service et répondre aux besoins des nouveaux services (voix, données, visioconférence, ..., etc) qui nécessitent des débits de plus en plus importants. Il est donc nécessaire d'envisager de nouvelles techniques de transmission pour améliorer la capacité de ces systèmes. En 1996, Foschini du laboratoire Bell Labs proposa une solution permettant d'accroître les débits de transmission par l'emploi de réseaux d'antennes à la fois à l'émission et à la réception [Fos96]. Ce système de communication est appelé MIMO, permet d'augmenter les débits linéairement avec le nombre d'antennes d'émission et de réception. La technique décrite par Foschini se nomme BLAST (Bell Labs Advanced Space Time) [FG98]. En 1998, c'est l'exploitation de la diversité des systèmes multi-antennes qui se trouve considérablement améliorée grâce aux travaux sur les codes espaces-temps orthogonaux tels que proposés par Alamouti [Ala98] pour deux antennes d'émission et une antennes de réception.

Les systèmes MIMO se servent de réseaux d'antennes à la fois à l'émission et à la réception en exploitant la dimension spatiale pour la transmission de l'information, pour cela une multitude de modèles de canaux sont développées pour la modélisation de ces systèmes, parmi lesquels on trouve deux familles de modèles, les modèles déterministes et les modèles stochastiques. La plupart des études sur les systèmes MIMO considèrent un canal non sélectif en fréquence, cela grâce aux techniques basées sur l'OFDM qui est relativement facile à mettre en oeuvre grâce à une FFT (Fast Fourier Transform) [CKYK10]. En effet, la modulation OFDM transforme un canal sélectif en fréquence en plusieurs canaux non sélectifs en fréquence, cette technique est le meilleur moyen actuel pour lutter contre les canaux sélectifs en fréquence. Ces canaux se manifestent en présence de trajets multiples. C'est la raison pour laquelle on trouve cette technique largement utilisée dans la plupart des applications MIMO.

2.2 La technique MIMO

Un système de communication sans fil classique utilise une seule antenne en émission et en réception SISO, il présentat une limitation en termes de capacité de transmission (critère de Shannon [BV07]) et des évanouissements profonds causé par la recombinaison de différents trajets arrivant au récepteur de manière destructive. Dans le but de lutter contre les évanouissements et d'augmenter la capacité des systèmes conventionnels, il convient d'augmenter la puissance d'émission et d'élargir la largeur de la bande passante d'une façon significative. Les développements récents ont montré que cela peut être atteint en utilisant des systèmes MIMO sans augmenter la puissance et la largeur de la bande passante [FG98],[Ala98]. Ces systèmes consistent à transmettre plusieurs flux de données simultanément. En d'autres termes, chaque antenne émettrice devient une source d'information différente pour les antennes en réception. La Figure 2.1 ci-dessous montre un système de transmission MIMO constitué de n_T antennes en émission et n_R antennes en réception.

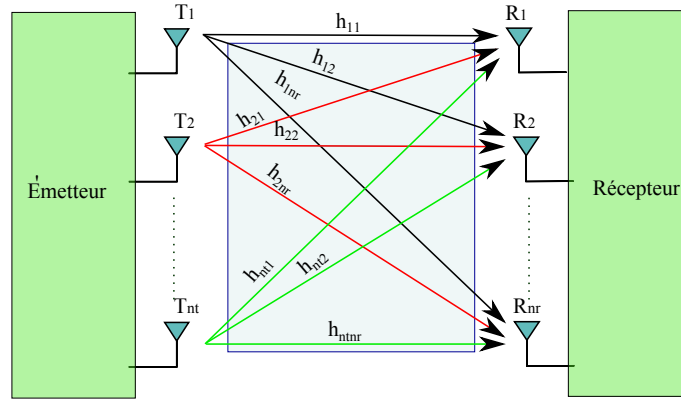


FIGURE 2.1 – Système MIMO avec n_T antennes en émission et n_R antennes en réception

D'après la figure 2.1, l'évanouissement de chaque trajet entre la i -ème antenne émettrice appartenant à $[1, \dots, n_T]$ et la j -ème antenne réceptrice appartenant à $[1, \dots, n_R]$ est représenté par le coefficient h_{ij} . Le canal est représenté par la matrice suivante [Cho11] :

$$H = \begin{bmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) & \dots & h_{1n_T}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) & \dots & h_{2n_T}(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_R1}(t) & h_{n_R2}(t) & \dots & h_{n_Rn_T}(t) \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

A la réception, la résultante des signaux est donnée par :

$$y(t) = H(t)x(t) + n(t) \quad (2.2)$$

où :

- $x(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_{n_T}(t)]^T$, où $x_i(t)$ est le signal émis par la i -ème antenne d'émission.
- $y(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_{n_R}(t)]^T$, où $y_i(t)$ est le signal reçu par la j -ème antenne de réception.
- H est la matrice des coefficients complexes du canal.
- $n(t)$ représente un bruit blanc gaussien.

2.3 Les performances des systèmes MIMO

Les performances des systèmes MIMO sont principalement évaluées en termes de capacité. On peut augmenter considérablement ces performances avec l'utilisation d'un bon codage de canal (détaillé dans le chapitre 3) et d'une bonne technique d'égalisation à la réception.

2.3.1 La capacité

La plupart des estimations de la capacité des canaux de transmissions MIMO faites dans la littérature [Cho11] [Jem04] [And13] [Ala98] considèrent un canal non sélectif en

fréquence et sans connaissance de l'état du canal (CSI Channel State Information) à l'émission. La capacité du canal est définie selon les différentes configurations des antennes à l'émission et à la réception par :

La capacité d'un système SISO

Dans un système SISO (Single Input Single Output) qui utilise une seule antenne à l'émission et à la réception, la capacité est donnée par :

$$C_{SISO} = \log_2(1 + SNR | h |^2) \quad [bits/sec/Hz] \quad (2.3)$$

où :

- h : est le gain du canal.
- SNR : est le rapport signal sur bruit.

La capacité moyenne est définie par :

$$\bar{C}_{SISO} = \log_2(1 + SNR) \quad (2.4)$$

La capacité d'un système MISO

Un système SIMO (Multiple Input Single Output) est un système multi-antennes avec n_T antennes à l'émission et une antenne à la réception. La puissance émise sur chaque antenne dans ce système est divisée sur les n_T antennes d'émission. La capacité du système MISO est donnée par :

$$C_{MISO} = \log_2\left(1 + \frac{SNR}{n_T} \sum_{i=1}^{n_T} | h_i |^2\right) \quad [bits/sec/Hz] \quad (2.5)$$

où h_i est le gain du canal entre i -ème antenne émettrice et l'antenne réceptrice.

La capacité moyenne est donnée par :

$$\bar{C}_{MISO} = \log_2(1 + SNR) \quad (2.6)$$

Nous remarquons que la capacité moyenne du système SISO (equation 2.4) et MISO sont identiques, mais l'avantage de la technique MISO par rapport à la technique SISO est dans le fait que dans les multi trajets, la probabilité d'évanouissement dans n_T antennes est inférieure à la probabilité d'évanouissement sur une seule antenne.

La capacité d'un système SIMO

Un système SIMO (Single Input Multiple Output) est un système multi-antennes avec une antenne à l'émission et n_R antennes à la réception. La capacité de ce système est

donnée par :

$$C_{SIMO} = \log_2(1 + SNR \sum_{i=1}^{n_R} |h_i|^2) \quad [bits/sec/Hz] \quad (2.7)$$

où h_i est le gain du canal entre l'antenne émettrice et la i -ème antenne réceptrice.

La capacité moyenne pour un SIMO est donnée par :

$$\bar{C}_{SIMO} = \log_2(1 + SNR n_R^2) \quad (2.8)$$

La capacité d'un système MIMO

Dans le cas de la figure 2.1 où nous avons un système MIMO à n_T émetteurs et n_R récepteurs, le canal MIMO est traduit par une matrice H de taille $n_T \times n_R$ dite matrice de canal. La capacité du système MIMO est donnée par :

$$C_{MIMO} = \log_2 \left(\det \left[I_{n_R} + \frac{SNR}{n_T} H H^H \right] \right) [bits/sec/Hz] \quad (2.9)$$

où :

- I : est la matrice identité de taille $n_R \times n_R$.
- SNR : est le rapport signal sur bruit.
- H : représente la matrice des coefficients du canal de taille $n_T \times n_R$.
- H^H : désigne la matrice transposée conjuguée de H .

La capacité ergodique (moyenne) de l'équation 2.9 est définie comme étant :

$$\bar{C}_{MIMO} = E \left\{ \log_2 \left(\det \left[I + \frac{SNR}{n_T} H H^H \right] \right) \right\} \quad (2.10)$$

La décomposition en valeurs singulières (SVD)

Le système linéaire de l'équation 2.2 a une solution seulement si la matrice H est inversible. Dans le cas où deux lignes de la matrice sont identique (le gain de deux antennes réceptrices est identique), ce qui arrive fréquemment au niveau de la station mobile (MS Mobil Station) car les antennes sont très proche, la matrice H sera non inversible car son rang est inférieur à sa dimension. La réponse à ce problème est la décomposition en valeurs singulières de la matrice du canal.

La matrice H des coefficients du canal peut être décomposée en valeurs singulière (SVD Singular Value Decomposition) en trois matrices [CKYK10] :

$$H = U D V^H \quad (2.11)$$

où :

2.3. LES PERFORMANCES DES SYSTÈMES MIMO

- U et V sont des matrices unitaires, V^H étant la matrice conjuguée transposée de la matrices V .
- D est une matrice diagonale dont les éléments non nuls sont les valeurs propres de H avec $D = \text{diag}(\lambda_i)$.
- les matrices U , D et V sont de tailles respectives $n_R \times m$, $m \times m$, $m \times n_T$, avec $m = \min(n_R, n_T)$ canaux indépendants.

En appliquant un pré-traitement aux symboles transmis (Vx) au niveau de l'émetteur et un post-traitement à la réception ($U^H y$), comme indiqué sur la figure 2.2, on obtient la relation suivante [CKYK10] :

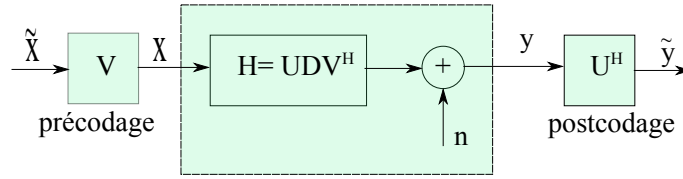


FIGURE 2.2 – Décomposition SVD du canal MIMO

$$\begin{aligned}
 \tilde{y} &= U^H y \\
 &= U^H (UDV^H x + n) \\
 &= U^H (UDV^H V \tilde{x} + n) \\
 &= U^H U D V^H V \tilde{x} + U^H n \\
 &= D \tilde{x} + \tilde{n} \\
 &= \text{Diag}(\lambda_i) \tilde{x} + \tilde{n}
 \end{aligned} \tag{2.12}$$

La capacité du canal MIMO est donnée par :

$$C = \sum_{i=1}^m C_i = \sum_{i=1}^m \log_2 \left(\det \left[I + \frac{SNR}{n_T} | \lambda_i |^2 \right] \right) \tag{2.13}$$

où :

- C_i est la capacité d'un canal SISO pour une puissance émise P_t/n_T , la puissance d'émission est uniformément répartie sur les n_T antennes d'émission.

Si on suppose que les valeurs propres $\lambda_i = \lambda$, la capacité dans l'équation 2.13 devient :

$$C = m \log_2 \left(\det \left[I + \frac{SNR}{n_T} | \lambda |^2 \right] \right) \tag{2.14}$$

2.3.2 Les techniques d'égalisation en réceptions

Dans un environnement multi-trajets, chaque antenne de réception du système MIMO récupère la contribution de tous les signaux émis sur les n_T antennes d'émission. Le récepteur doit trouver une méthode permettant de reconnaître les symboles transmis à l'aide de la somme des signaux. Il existe plusieurs techniques données dans [Vri06] [Fos96] [BAK12],

parmi ces techniques on cite :

- Le forçage à zéro (ZF Zero Forcing).
- L'erreur quadratique moyenne minimale (MMSE Minimum Mean Squar Error).
- Le maximum de vraisemblance (ML Maximum Likelihood).
- L'annulations successives d'interférences ordonnées (V-BLAST Vertical-Bell Laboratories Layered Space-Time).

La technique de réception utilisée dans ce mémoire est la technique ML. Elle est présentée dans l'annexe C.

2.4 Les modèles de canaux MIMO

Les modèles de canaux des systèmes classiques de communication fournissent des informations sur la distribution de la puissance, l'évanouissement de l'amplitude et l'étalement Doppler. Ces modèles sont applicables uniquement sur les systèmes de communication sans fil des générations précédentes.

Par conséquent, de nouveaux modèles incluant des informations angulaires et spatiales sont nécessaires pour une prédiction efficace et précise des systèmes de communication sans fil moderne, ces types de modèles sont appelés les modèles de canaux spatiaux temporels et ils sont fondamentaux pour les systèmes de communication MIMO. Notons ici que ces modèles utilisent les principes de base des modèles de canaux classiques, mais ils introduisent des concepts additionnels pour s'adapter aux systèmes MIMO.

En général, les modèles de propagation sont classés principalement en deux groupes : les modèles déterministes et les modèles stochastique, ces derniers sont les modèles étudiés dans ce projet de fin d'étude, dans le but est l'étude et la modélisation.

2.4.1 Les modèles déterministes

Ces modèles sont connus aussi sous le nom traçage de rayon (Ray-Tracing) [Jem04], leur réponse impulsionnelle du canal est obtenue par le traçage des rayons réfléchés, diffractés ou diffusés, en se référant à une base de données qui fournit les informations sur la grandeur, la localisation, la structure physique et les propriétés électromagnétiques des obstacles entre l'émetteur et le récepteur. Les modèles déterministes ont l'avantage de fournir des calculs précis pour reproduire des sites (urbain, suburbain, rural,..., etc) bien spécifiques.

2.4.2 Les modèles stochastiques

Ces modèles décrivent les caractéristiques du canal radio avec des fonctions de densités de probabilités. Ces paramètres statistiques sont généralement estimés à partir des campagnes de mesures ou bien déduites à partir des hypothèses géométriques. Les modèles stochastiques ont généralement besoin de moins d'information que les modèles déterministes et ils produisent des résultats généraux pour reproduire des sites bien spécifique. Dans la littérature il existe, en général trois types de modèles de canaux stochastiques

[BZ12] [Jem04] [CKYK10] : le modèle i.i.d (independent and identically distributed), les modèles basés sur la géométrie et les modèles basés sur la corrélation.

Le modèle i.i.d

Le modèle fondamental le plus utilisé est celui de la distribution de Rayleigh indépendante [FG98] [CKYK10]. Dans ce type de modèle, le canal est modélisé par une matrice dont les éléments sont des variables aléatoires, avec une distribution identique et indépendante de Rayleigh. Les éléments de la matrice du canal sont non corrélés entre eux.

Le modèle basé sur la géométrie

Le modèle basé sur la géométrie est connu sous le nom Geometrie-Based Stochastic Channel Model (GSCM) [Jem04] [BZ12]. Les positions des diffuseurs sont prescrits d'une façon aléatoire avec un seul diffuseur entre l'émetteur et le récepteur. Le modèle GSCM procède par deux étapes : la première consiste à choisir l'emplacement des diffuseurs d'une façon aléatoire, selon une distribution donnée. La deuxième étape consiste à faire le calcul de la réponse impulsionnelle angulaire avec un traçage de rayons. En général, les diffuseurs sont situés autour du MS.

Le modèle basé sur la corrélation

Le modèle stochastique à base de la corrélation a été développé dans le cadre du projet européen METRA (Multi Element Transmit and Receiver Antennas) [KSP⁺02] en collaboration avec la société d'information technologique (IST) [FGM⁺02], ce modèle inclut la corrélation entre les trajets dans le canal, ainsi que l'évanouissement et les dispersions temporelles. Le modèle a besoin de paramètres d'entrée, qui sont : la forme du spectre de puissance du retard et la fonction de corrélation spatiale des antennes émettrices et réceptrices. Cependant, ces modèles utilisent les principes de modélisation des canaux SISO en introduisant l'effet de corrélation spatiale déterminée à partir du spectre de puissance azimutal (PAS).

2.5 La modulation OFDM

Les modulations conventionnelles BPSK, QPSK et QAM transmettent les données en série, c-à-d par tranches de temps consécutives. Ces modulations utilisent toute la bande de fréquence allouée pour émettre un seul symbole. Les modulations à porteuses multiple divisent la bande de fréquence allouée en sous bandes de fréquence, cette technique a été introduite à la fin des années 1950, dénommée la modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), qui a été mise au point par les travaux de Chang [Cha66]. Durant plusieurs dizaines d'années cette modulation a été délaissée au profit des modulations classiques moins complexes et fit son retour dans les années 1980 grâce à son implantation à l'aide de la transformée de Fourier rapide. Une des premières applications fut la radio-diffusion numérique DAB (Digital Audio Broadcasting) car elle nécessitait un débit élevé et une résistance aux multi-trajets dus à la propagation. Depuis, l'OFDM est utilisée dans

plusieurs systèmes de télécommunications : TNT, Hiperlan/2, Wifi (802.11a), l'ADSL et dans les systèmes MIMO [BCBR01].

2.5.1 Le principe de l'OFDM

Le principe du multiplexage est de regrouper N symboles pour former un symbole OFDM. Chaque symbole QAM du symbole OFDM est modulé par une fréquence porteuse différente. Considérons les N symboles X_0, X_1, \dots, X_{N-1} émis pendant une durée symbole T_u . Chaque symbole complexe est modulé par un signal à la fréquence f_K mais de durée N fois plus grande que T_s ($T_u = NT_s$).

Le signal $s(t)$ résultant de la modulation de tous les signaux modulés est la somme des signaux élémentaires :

$$X(t) = \sum_{K=0}^{N-1} X_K e^{2\pi j f_K t} \quad \text{pour} \quad t \in [Kt_u, (K+1)T_u] \quad (2.15)$$

Avec $X(t)$ correspond un symbole OFDM.

Le multiplexage en fréquence a la particularité d'être orthogonal en fixant l'espacement entre chaque fréquence à $1/T_u$. Alors le symbole OFDM peut s'écrire [CKYK10] :

$$X(t) = e^{2\pi j f_0 t} \sum_{K=0}^{N-1} X_K e^{2\pi j \frac{Kt}{T_u}} \quad \text{avec} \quad f_K = f_0 + \frac{K}{T_u} \quad (2.16)$$

où f_0 est la première fréquence porteuse.

La figure 2.3 montre le schéma bloc de la modulation OFDM. Les éléments binaires sont regroupés par paquets de n bits pour former des symboles QAM- 2^n . Ensuite les symboles s_K série sont mis en parallèle (multiplexage) et sont modulés par la fréquence porteuse correspondante. Enfin, tous les signaux sont additionnés afin d'être émis.

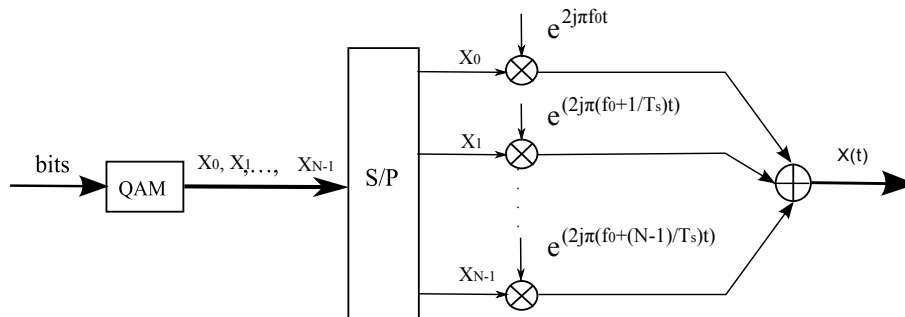


FIGURE 2.3 – Schéma bloc d'un modulateur OFDM

La modulation OFDM, par son écriture dans l'équation 2.16, est identique à une transformée de Fourier discrète inverse (IFFT Inverse Fast Fourier Transform) où l'échantillonnage

se fait à $F_e = N/T_u$. Cet algorithme est largement utilisé dans de nombreuses applications. L'IFFT nécessite pour être réalisable un nombre d'éléments à traiter en puissance de 2. Ceci ne pose pas réellement de problème pour l'OFDM car si le nombre de symboles est inférieur à une puissance de 2, il est possible de rajouter le symbole 0 pour atteindre le nombre désiré (bourrage de 0).

Le modulateur OFDM utilisant la FFT et l'IFFT est détaillé sur la figure 2.4.

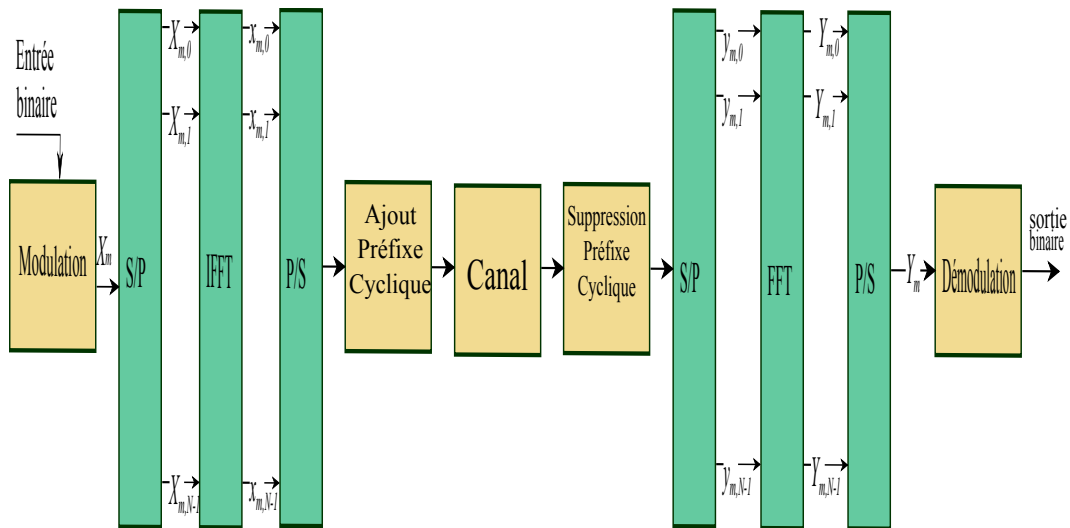


FIGURE 2.4 – Schéma d'une chaîne de transmission à base de l'OFDM

La densité spectrale de puissance de chaque sous-porteuse de la modulation OFDM est présentée sur la figure 2.5. Nous pouvons voir que chaque sous-porteuse se distingue par rapport aux autres, étant donné que la base des fonctions $e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_u})t}$ est orthogonale, chaque symbole est récupéré sans la contribution des autres.

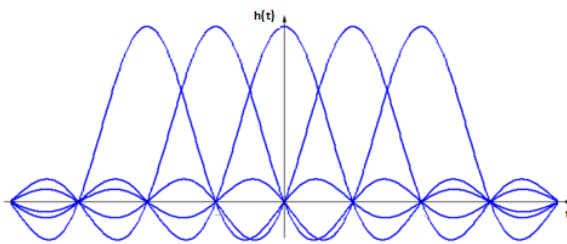


FIGURE 2.5 – DSP des porteuses OFDM

Sur la figure 2.6, la somme du spectre de chaque sous-porteuse est réalisée afin de bien mettre en avant la largeur de la bande de l'OFDM avec un profil plat et le recouvrement entre les spectres. La bande de fréquence est occupée de façon optimale et elle est donnée par $B = N/T_u$ sans tenir compte des lobes secondaires de chaque côté de la bande.

Le débit total d'un système OFDM est donné par :

$$D = \frac{nN}{T_u} = nB \quad [bit/s] \quad (2.17)$$

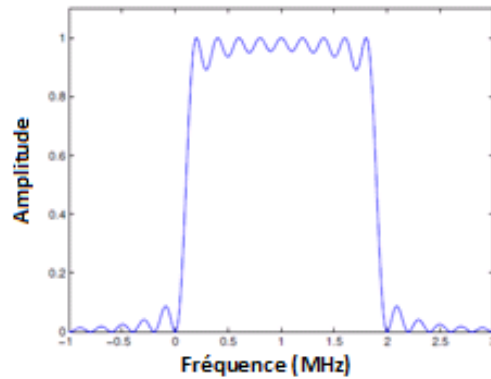


FIGURE 2.6 – DSP de la somme des porteuses OFDM

où n est le nombre de symboles .

En augmentant la durée symbole T_u , l'écart en fréquence entre deux sous porteuses consécutives devient plus petit ce qui permet d'accroître le nombre de sous porteuses pour une largeur de bande fixée. Mais le débit donné par l'équation 2.17 n'augmente pas car il ne dépend pas de la durée symbole, ni du nombre de porteuses pour une largeur B utilisée. Généralement T_u est dimensionnée par rapport à l'intervalle de garde.

2.5.2 L'intervalle de garde

Une même suite de symbole (écho) arrivant à un récepteur par deux chemins différents se présente comme une même information arrivant à deux instants différents, elles vont donc s'additionner provoquant ainsi les deux types d'interférences [BAK12] :

- **L'interférence intra symbole** : Addition d'un symbole avec lui-même.
- **L'interférence inter symbole** : C'est l'interférence introduite par le symbole $n - 1$ sur le symbole n .

De plus la durée utile d'un symbole sera choisie suffisamment grande par rapport à l'étalement des échos. Entre chaque symbole transmis, on insère une zone morte appelée intervalle de garde voire (figure 2.7). Ces deux précautions vont limiter l'interférence inter symbole.

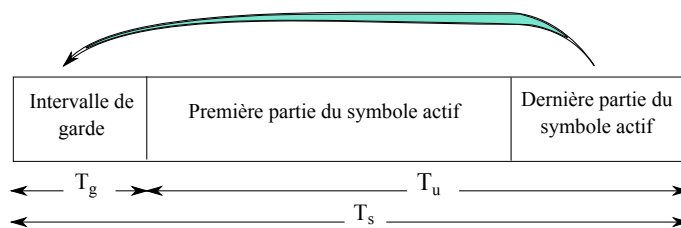


FIGURE 2.7 – Intervalle de garde (préfixe cyclique)

La durée T_u pendant laquelle est émise l'information diffère de la période symbole T_s car il faut prendre en compte T_g le temps de garde inséré entre deux périodes utiles, son but est d'éliminer l'ISI qui subsiste malgré l'orthogonalité des porteuses. Pour que cet intervalle de garde soit efficace, sa durée doit être au moins égale à l'écho non négligeable le plus long (celui qui a le retard maximal). Entre la période symbole, la période utile et la période de garde, il existe la relation suivante :

$$T_s = T_u + T_g \quad (2.18)$$

2.5.3 La génération des symboles MIMO-OFDM

Les systèmes OFDM transmettent les données par blocs. Et la modulation d'un bloc des symboles (ce bloc constituant un symbole OFDM) est réalisée par une IFFT. La IFFT accomplit cette transformation en préservant l'orthogonalité entre les différentes sous-porteuse. Voir la figure 2.4.

Le signal relatif au m -ème symbole OFDM s'écrit :

$$x_{m,n} = IFFT \{X_{m,K}\} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{K=0}^{N-1} X_K e^{j2\pi K \frac{n}{N}} \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (2.19)$$

D'un point de vue matriciel, x_m s'écrit :

$$x_m = F^H [X_{m,0}, X_{m,1}, \dots, X_{m,N-1}]^T \quad (2.20)$$

avec :

$$F = \frac{1}{\sqrt{N}} \left[e^{-j(\frac{2\pi}{N})nK} \right]_{n,K=0,\dots,N-1} \quad (2.21)$$

et $(.)^H$ est l'opérateur transposé conjugué.

Cette séquence $x_{m,n}$ correspond à la somme $x_m(t)$ des signaux répartis sur les N sous-porteuses du m -ème symbole OFDM, échantillonnée aux instants $t = nT_s/N$, avec $n = 0, \dots, N$.

$$x_m(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{K=0}^{N-1} X_K e^{j2\pi K \frac{t}{T_s}} \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (2.22)$$

La forme des données est ensuite convertie de parallèle en série. À la réception, le signal reçu $y_{m,n}$ est le résultat de filtrage du signal émis $x_{m,n}$ par un canal h . De là, $y_{m,n}$ s'écrit de la façon suivante :

$$y_{m,n} = h * x_{m,n} + b \quad (2.23)$$

où b est un bruit additif blanc gaussien.

À la réception, les données passent dans un buffer les convertissant de série en parallèle pour pouvoir les transformer, à nouveau, dans le domaine fréquentiel. Cette transformation est effective en utilisant une transformée de Fourier rapide (FFT).

Afin de rendre l'égalisation simple d'utilisation, les systèmes OFDM actuels emploient une astuce appelée préfixe cyclique [PR80]. Le but est d'introduire de la redondance et de structurer celle-ci afin de transformer le produit de convolution classique de l'équation 2.23 en un produit de convolution circulaire. En pratique, ajouter un préfixe cyclique de taille D , telle que $D \geq L - 1$, consiste à étendre le symbole OFDM en copiant les D dernières composantes et les placer à l'avant de ce même symbole voir la figure 2.7. Le bloc temporel se transforme, alors, de $[X_{m,1}, X_{m,2}, \dots, X_{m,N}]$ à $[X_{m,N-D+1}, \dots, X_{m,N}, X_{m,1}, \dots, X_{m,N}]$. À l'aide de la transformée de Fourier, l'opération de convolution cyclique se transforme alors en un produit fréquentiel scalaire est très simple à égaliser.

Le bloc de symbole reçu à temps discret (après échantillonnage à la période T) peut alors s'écrire sous la forme :

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} q_{m,1}(i) \\ q_{m,2}(i) \\ \vdots \\ q_{m,N+D}(i) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_{L-1} & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & h_{L-1} & \dots & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{m,N-D+1}(i) \\ \vdots \\ x_{m,N}(i) \\ x_{m,1}(i) \\ \vdots \\ x_{m,N}(i) \end{bmatrix} \\
 + \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & h_{L-1} & \dots & h_1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & h_{L-1} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{m,N-D+1}(i-1) \uparrow \\ \vdots \uparrow \\ \frac{x_{m,N}(i-1)}{x_{m,1}(i-1)} \uparrow \\ \vdots \downarrow \\ x_{m,N}(i-1) \downarrow \end{bmatrix} \begin{matrix} \\ \\ \} \textit{Prefixe cyclique} \\ \\ \} \textit{Donnees utiles} \end{matrix} \quad (2.24)
 \end{aligned}$$

Dans ce qui suit, seul le modèle de transmission sans bruit additif sera considéré. La première matrice de l'équation 2.24 correspond à l'interférence entre les composantes du symboles OFDM émis à l'instant $(iN)T$ alors que la deuxième matrice correspond à l'interférence entre les deux bloc de symboles OFDM $x(i)$ et $x(i-1)$. Les systèmes multi-porteuses sont souvent conçus de telle sorte que D soit plus grand que L (afin d'éliminer l'interférence entre blocs). On supposera pour la suite que $D = L - 1$.

Au niveau de la réception, les D premiers échantillons contenant l'interférence avec le

bloc précédent sont mis de côté. Ainsi, le système peut se réécrire comme suit :

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} q_{m,D+1}(i) \\ q_{m,D+2}(i) \\ \vdots \\ q_{m,N+D}(i) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} y_{m,1}(i) \\ y_{m,2}(i) \\ \vdots \\ y_{m,N}(i) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} h_0 & 0 & 0 & h_{L-1} & \dots & h_1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_{L-1} & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & h_{L-1} \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & h_{L-1} & \dots & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{m,1}(i) \\ x_{m,2}(i) \\ \vdots \\ x_{m,N}(i) \end{bmatrix} \quad (2.25)
 \end{aligned}$$

Or, du fait que toute matrice circulaire est diagonalisable dans une base de vecteurs propres de Fourier [Kai96], on obtient :

$$\begin{bmatrix} h_0 & 0 & 0 & h_{L-1} & \dots & h_1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_{L-1} & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & h_{L-1} \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & h_{L-1} & \dots & h_0 \end{bmatrix} = F^H \begin{bmatrix} H_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & H_{N-1} \end{bmatrix} F \quad (2.26)$$

où, $[H_0, \dots, H_{N-1}] = F [h_0, \dots, h_{L-1}, 0, \dots, 0]$ est la FFT du canal aux fréquences $f = \frac{n}{T}$ ($n = 0, \dots, N - 1$) et H_K le coefficient du canal plat associé à la K-ème sous-porteuses.

D'après les équations 2.19 et 2.26, la transformée de Fourier du symbole OFDM reçue Y_m s'écrit :

$$\begin{bmatrix} Y_{m,1}(i) \\ Y_{m,2}(i) \\ \vdots \\ Y_{m,N}(i) \end{bmatrix} = F \begin{bmatrix} y_{m,1}(i) \\ y_{m,2}(i) \\ \vdots \\ y_{m,N}(i) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & H_{N-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{m,1}(i) \\ X_{m,2}(i) \\ \vdots \\ X_{m,N}(i) \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

L'égalisation est alors très simple puisqu'il suffit d'effectuer des inversions scalaires au lieu d'effectuer des inversions matricielles. Dans le cas d'une transmission avec bruit additif Gaussien, on obtient le même modèle fréquentiel avec l'ajout d'un bruit additif scalaire Gaussien fréquentiel indépendant de même variance sur chaque porteuse (Ceci est dû au fait que la transformée de Fourier d'un vecteur gaussien ne modifie pas ses statistiques).

2.6 Conclusion

Dans ce deuxième chapitre nous avons présenté les systèmes de communication basés sur la technique MIMO et les expressions de leurs capacités. Par la suite, nous avons donné un bref aperçu sur les modèles de canaux MIMO, dont le modèle stochastique sera développé dans le chapitre 3. Ensuite, nous avons abordé la modulation OFDM, car elle se manifeste comme une technique simple à implémenter et capable de réduire les effets néfastes du canal sur le signal propagé. De plus, son association à une technique de transmission MIMO permet d'améliorer les performances de la liaison dans les réseaux sans fil.

3

Modèles de canaux MIMO

3.1 Introduction

En général, le système MIMO est représenté par un réseau d'antenne de même type et basé sur des modèles stochastiques. Ces derniers ont pour but, l'identification des paramètres caractéristique de la matrice de transfert du canal. Ils attribuent à chaque paramètre une distribution statistique, le choix des distributions qui convient pour chaque paramètre se fait en pratique en effectuant des campagnes de mesures. Mais en supposant que les coefficients du canal MIMO suivent une distribution gaussienne complexe, les moments de premier et second ordre caractérise complètement le comportement statistique du canal. Le paramètre essentiel qui détermine les performances des systèmes MIMO et qui doit être parfaitement décrit par le modèle est la corrélation spatiale entre les antennes.

La corrélation spatiale dépend essentiellement des paramètres suivant : les angles d'arrivée (AoA Angle of Arival), l'espacement entre les antennes, l'étalement angulaire (AS Azimuth Spread or Angular Spread), le nombre de trajets et les retards dûs à la propagation. L'utilisation d'une matrice de corrélation entre les différentes antennes appliquées aux canaux indépendants de Rayleigh peuvent donner plusieurs modèles basé sur l'hypothèse de l'étalement des retards en espace. Ces modèles sont caractérisés par le PAS qui représente la corrélation entre antennes. À partir de la corrélation spatiale et les hypothèses faites sur les PAS plusieurs modèles de canaux peuvent êtres distingués à savoir le modèle en forme de cosinus surélevé, le modèle gaussien, le modèle laplacien et notamment le modèle uniforme qui seront détailler dans ce chapitre.

En 1998, Alamouti propose une technique très simple de diversité de transmission dont les performances sont équivalentes à celles de systèmes avec diversité spatiale de réception [Ala98]. Basé sur un codage en bloc des données, cette technique sera baptisée codage spatio-temporel en bloc (STBC Space Time Block Coding) ou le modèle d'Alamouti. Ce dernier peut être exploité dans un réseau cellulaire où les terminaux mobiles sont munis d'une seule antenne et où il est possible de munir la station de base de deux antennes ou plus. Les codes STBC permettent de multiplexer les données dans le temps et dans l'espace.

3.2 Le modèle statistique du canal MIMO

Dans un système MIMO utilisant à l'émission et/ou à la réception des antennes multiples, la corrélation entre ces antennes représente un aspect important du canal MIMO. Il dépend de l'angle d'arrivée AoA de chaque composante des multi-trajets.

Soit dans un canal SIMO muni d'un réseau linéaire uniforme ULA (uniform linear array), dans le quel les éléments des M antennes sont espacés de manière régulière d'une distance d , comme indiqué sur la figure 3.1. Où $y_i(t)$ représente un signal reçu au i -ème élément d'antenne avec un gain de canal α_i , un retard τ_i , et un angle d'arrivée ϕ_i (AoA). Comme le montre la figure 3.2, pour chaque trajet d'une antenne élémentaire, le signal reçu est constitué d'un nombre important des signaux reçus autour de la moyenne de l'AoA. Le vecteur des signaux reçus $y(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_M(t)]^T$ dans le réseau ULA

des M antennes peut être exprimé sous la forme [CKYK10] :

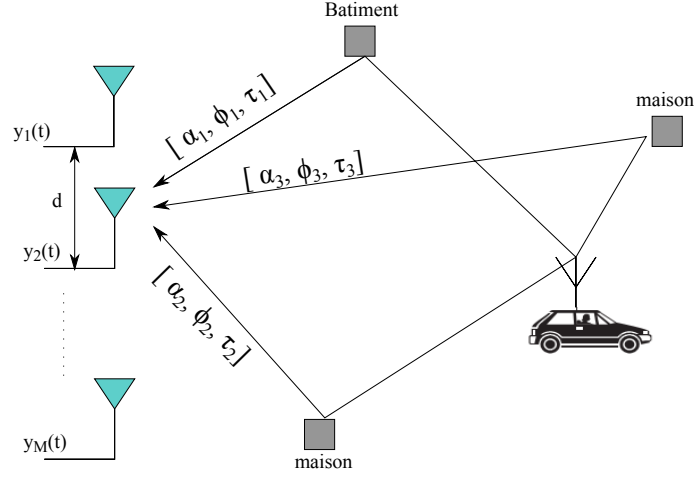


FIGURE 3.1 – Illustration de l’environnement d’un canal SIMO

$$y(t) = \sum_{i=1}^I \alpha_i c(\phi_i) x(t - \tau_i) + N(t) \quad (3.1)$$

où I représente le nombre de trajets dans chaque élément d’antenne et $c(\phi)$ est la matrice de vecteur directeur définie par : $c(\phi) = [c_1(\phi), c_2(\phi), \dots, c_M(\phi)]^T$, où :

$$c_m(\phi) = f_m(\phi) e^{-j2\pi(m-1)(d/\lambda) \sin \phi} \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (3.2)$$

Dans l’équation 3.2, $f_m(\phi)$ représente la partie complexe du champ du m -ème élément de la matrice et λ est la longueur d’onde de la porteuse. Le signal reçu dans l’équation 3.1 peut être exprimée sous la forme intégrale suivante :

$$y(t) = \int \int c(\phi) h(\phi, \tau) x(t - \tau) d\tau d\phi + N(t) \quad (3.3)$$

Où $h(\phi, \tau)$ représente un canal en fonction de l’étalement azimutal retardé (ADS Azimuth-Delay Spread) [PMF00]. Le spectre de puissance azimutal retardé (PADS power azimuth-delay spectrum) instantanée est défini par :

$$P_{inst}(\phi, \tau) = \sum_{i=1}^I |\alpha_i|^2 \delta(\phi - \phi_i, \tau - \tau_i) \quad (3.4)$$

où δ est le peigne de Dirac.

Le PADS moyen du spectre de puissance instantanée est donnée par :

$$P(\phi, \tau) = E \{P_{inst}(\phi, \tau)\} \quad (3.5)$$

En calculant l'intégrale du PADS par rapport au retard, on obtient le PAS :

$$P_A(\phi) = \int P(\phi, \tau) d\tau \quad (3.6)$$

Par ailleurs, l'étalement angulaire ou azimutal AS (Azimuth Spread ou Angular Spread) est défini par le moment central du PAS, selon l'équation suivante :

$$\sigma_A = \sqrt{\int (\phi - \phi_0)^2 P_A(\phi) d\phi} \quad (3.7)$$

où ϕ_0 est la moyenne des angles d'arrivée (c-à-d $\phi_0 = \int \phi P_A(\phi) d\phi$) [PMF00]. De même, en calculant l'intégrale du PADS par rapport à l'AoA on obtient le spectre de puissance des retards PDS (Power Delay spectrum) :

$$P_D(\tau) = \int P(\phi, \tau) d\phi \quad (3.8)$$

Par ailleurs, l'étalement du retard DS (Delay Spread) est défini comme étant le moment central du PDS, selon l'équation suivante :

$$\sigma_D = \sqrt{\int (\tau - \tau_0)^2 P_D(\tau) d\tau} \quad (3.9)$$

où τ_0 est la moyenne de l'étalement du retard (à savoir $\tau_0 = \int \tau P_D(\tau) d\tau$).

Les fonctions de densité de probabilité (PDF) de l'AoA et du retard sont données par :

$$f_A(\phi) = \int f(\phi, \tau) d\tau \quad (3.10)$$

et

$$f_D(\tau) = \int f(\phi, \tau) d\phi \quad (3.11)$$

La figure 3.2 illustre un modèle de canal MIMO en agrandissant l'environnement du canal présenté en figure 3.1. Elle montre trois trajets discernables. Chaque trajet a M_r sous trajets élémentaires qui arrivent centrés autour de l'AoA moyen. L'AoA de ces trajets élémentaires suit différentes distributions, et varie en fonction de l'environnement cellulaire. Il est à noter qu'une distribution de l'AoA ne prend pas en compte la puissance de chaque trajet, alors que le PAS offre une répartition de la puissance en fonction de l'AoA.

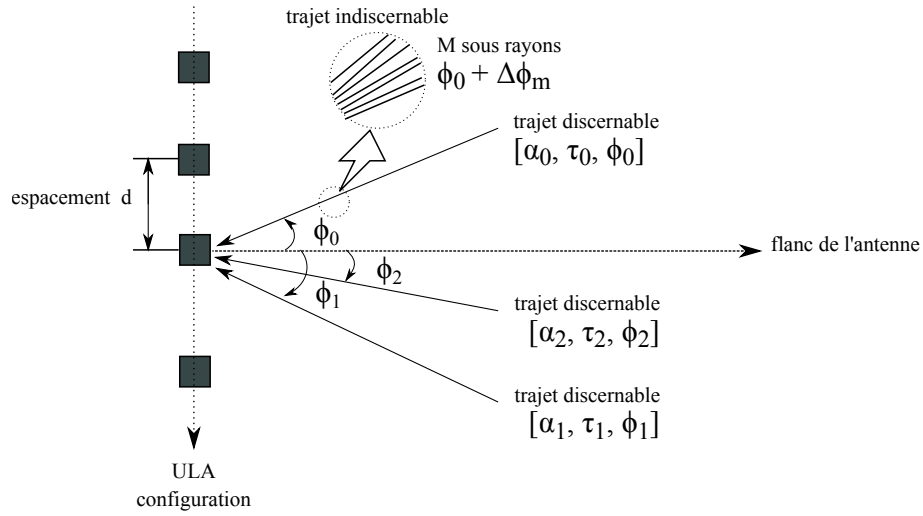


FIGURE 3.2 – Illustration d'un modèle de canal MIMO

3.3 La corrélation spatiale

En général, les signaux reçus sur chaque antenne élémentaire et ayant parcourus des distances différentes dû au trajets multiples sont corrélés. Dans ce qui suit, nous allons voir la corrélation spatiale entre les signaux reçus sur les différentes antennes.

Soit deux antennes omnidirectionnelles, a et b , (voir figure 3.3) espacées par une distance d . Pour les signaux reçus dont la moyenne de l'angle d'arrivée est ϕ_0 et la différence de leur distance parcourue sera donnée par $d \sin(\phi_0)$.

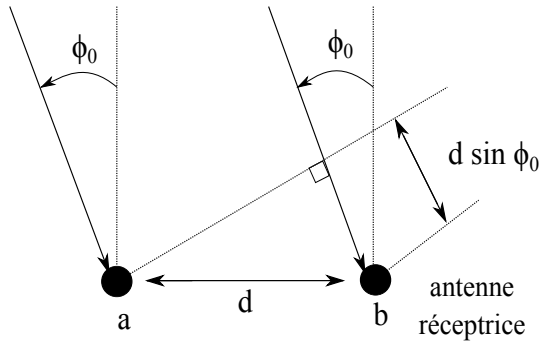


FIGURE 3.3 – Modèle de signaux pour deux antennes omnidirectionnelles

Soient α et β l'amplitude et la phase de chaque trajet, qui suivent respectivement, la distribution de Rayleigh et la distribution uniforme sur $[0, 2\pi]$. En supposant un canal à bande étroite, leurs réponses impulsionnelles peuvent être respectivement représentées par :

$$h_a(\phi) = \alpha e^{j\beta} \sqrt{P(\phi)} \quad (3.12a)$$

et

$$h_b(\phi) = \alpha e^{j(\beta + 2\pi d \sin(\phi)/\lambda)} \sqrt{P(\phi)} \quad (3.12b)$$

où $P(\phi)$ désigne le PAS défini dans l'équation 3.6, de telle sorte que $P(\phi) = P_A(\phi)$.

La fonction de corrélation spatiale des signaux reçus est défini pour deux antennes espacées de d en fonction de l'AoA moyen ϕ_0 par :

$$\begin{aligned} p_c &= E_\phi \{h_a(\phi)h_b^*(\phi)\} \\ &= \int_{-\pi}^{\pi} h_a(\phi)h_b^*(\phi)P(\phi - \phi_0)d\phi \end{aligned} \quad (3.13)$$

Prenons le cas extrême ou l'AoA moyen $\phi_0 = 0^0$ et l'AS $\sigma_A = 0^0$, correspondant à $P(\phi - \phi_0) = \delta(\phi)$, Cela implique qu'il existe un seul sous-rayon dans une direction perpendiculaire à l'antenne. Dans ce cas particulier, l'AoA n'induit aucun retard entre h_a et h_b . Par conséquent, la corrélation spatiale est toujours égal à 1, c-à-d $p_c(d) = E_\phi \{h_a(\phi)h_b^*(\phi)\} = E\{|\alpha|^2\}$. Néanmoins, dans le cas où l'AoA et l'AS sont différents de 0^0 , il existe un retard entre $h_a(\phi)$ et $h_b(\phi)$ comme représenté dans les équations 3.12a et 3.12b. On obtient ainsi la fonction de corrélation spatiale qui suit :

$$\begin{aligned} p_c(d, \phi_0) &= E_\phi \{h_a(\phi)h_b^*(\phi)\} \\ &= \int_{-\pi}^{\pi} e^{-\frac{j2\pi d \sin(\phi - \phi_0)}{\lambda}} P(\phi - \phi_0)d\phi \\ &= R_{XX}(d, \phi_0) + jR_{XY}(d, \phi_0) \end{aligned} \quad (3.14)$$

En supposant que le PAS $P(\phi)$ a été normalisé par $\int_{-\pi}^{\pi} P(\phi)d\phi = 1$, et que $R_{XX}(d, \phi_0)$ et $R_{XY}(d, \phi_0)$ représentent respectivement les corrélations entre les parties réelles et entre leurs parties réelles et imaginaires des deux signaux reçus [SPM02]. on supposant que la distance d'antenne normalisé et définie par $D = 2\pi d/\lambda$, les fonctions de corrélation spatiale peuvent être écrites comme suit :

$$\begin{aligned} R_{XX}(d, \phi_0) &= E \{Re(h_a)Re(h_b)\} \\ &= \int_{-\pi}^{\pi} \cos(D \sin \phi)P(\phi - \phi_0)d\phi \end{aligned} \quad (3.15)$$

et

$$\begin{aligned} R_{XY}(d, \phi_0) &= E \{Re(h_a)Im(h_b)\} \\ &= \int_{-\pi}^{\pi} \sin(D \sin \phi)P(\phi - \phi_0)d\phi \end{aligned} \quad (3.16)$$

Comme le montre les équations 3.15 et 3.16, la corrélation spatiale entre les éléments d'antennes dépend principalement de la moyenne de l'AoA et du PAS ainsi que l'espacement d'antenne d . En particulier, lorsque le AS du PAS est faible, la plupart des sous-rayons qui composent chaque trajet arrivent à chaque antenne avec un même angle. Cela implique qu'ils sont corrélés les uns aux autres car même si les amplitudes de deux signaux sont du

même ordre, leurs phases diffèrent par leurs AoA. Comme la capacité du canal et le gain de diversité diminuent lorsque la corrélation entre les antennes augmente, alors, l'espacement entre les antennes doit être suffisamment grand pour réduire cette corrélation.

3.4 les modèles de canaux PAS

Comme indiqué dans le paragraphe précédent, le PAS est un facteur important pour déterminer la corrélation spatiale entre les éléments d'antennes. En effet, une analyse mathématique de la corrélation spatiale nécessite une distribution du PAS pour les environnements réels. Nous constatons qu'il y a divers types de modèles du PAS fournis par les mesures réelles faites sur les différents environnements (par exemple, le cas Indoor ou Outdoor, micro ou macro cellulaire), tel que résumé dans le tableau 3.1 . Un motif du PAS dépend principalement de la répartition des diffuseurs. Généralement, une énorme quantité de composantes localement dispersées sont reçues par le MS dans différents environnements. Par conséquent, son PAS suit fréquemment une répartition uniforme. Pour la station de base (BS Base Station), les différentes distributions du PAS sont observées en fonction des caractéristiques du terrain dans une cellule.

/	BS	MS
Outdoor (Micro et Microcellule)	n-ème PFcos, LT, GT et uniforme	Uniforme
Outdoor (Pico-cellule)	Uniforme	Uniforme
Indoor	Uniforme	Uniforme

TABLE 3.1 – Modèle PAS pour différents environnements [SKF⁺]

- **n-ème PFcos** : n-ème puissance de la fonction cosinus.
- **LT** : Laplacien tronqué.
- **GT** : Gaussien tronqué.

Par ailleurs, le tableau 3.2 donne les moyennes de l'AS mesurés pour des environnements Indoor et Outdoor à différentes fréquences porteuses.

Même si plusieurs clusters peuvent être observés dans les environnements Indoor, il présente les résultats pour un seul d'entre eux. Il ressort du tableau 3.2 que l'AS est assez grand dans l'environnement Indoor alors qu'il est inférieur à 10^0 dans les environnements Outdoor.

Référence	fréquence (MHz)	Urbain	Suburbain	Rural	LOS	NLOS	Indoor
[Lee73]	1000						20 – 60 ⁰
[pro]	1800	5 – 10 ⁰					
[KSM02]	1800	8 ⁰	5 ⁰				
[SKM03]	1845			< 5 ⁰			
[Sch02]	1873	3 – 15 ⁰					
[PAKM00]	2100	7 – 12 ⁰	13 – 18 ⁰				
[3GP02]	2154		10, 3 ⁰				
[3GP06]	2300			3 ⁰	< 10 ⁰	< 20 ⁰	
[3GP03]	7000						22 – 26 ⁰

TABLE 3.2 – Moyennes de l'AS pour différents environnements [SKF⁺]

3.4.1 La n-ème puissance de la fonction cosinus du modèle PAS

Le modèle PAS peut être représenté par la puissance n-ème d'une fonction cosinus [Lee73] de la manière suivante :

$$P(\phi) = \frac{Q}{\pi} \cos^n(\phi) \quad -\frac{\pi}{2} + \phi_0 \leq \phi \leq \frac{\pi}{2} + \phi_0 \quad (3.17)$$

où n est un nombre entier pair lié à la largeur du rayon, et Q est un facteur utilisé pour normaliser le PAS à 1.

En substituant l'équation 3.17 dans l'équation 3.15 et l'équation 3.16, on obtient les fonctions de corrélation spatiale données par :

$$R_{XX}(D, \phi_0) = \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cos(D \sin \phi) \frac{Q}{\pi} \cos^n(\phi - \phi_0) d\phi \quad (3.18)$$

et

$$R_{XY}(D, \phi_0) = \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \sin(D \sin \phi) \frac{Q}{\pi} \cos^n(\phi - \phi_0) d\phi \quad (3.19)$$

Les équations 3.18 et 3.19 ne peuvent être résolues que par les méthodes d'analyse numérique, à cause de la puissance n-ème de la fonction cosinus.

3.4.2 Le modèle du PAS uniforme

Le modèle du PAS uniforme est adapté pour modéliser un environnement très dispersif, comme un environnement Indoor. Il représente le cas d'une distribution uniforme de

la puissance sur une plage d'angles spécifiée, tel que :

$$P(\phi) = Q \cdot 1 \quad -\Delta\phi + \phi_0 \leq \phi_0 \leq \Delta\phi + \phi_0 \quad (3.20)$$

où $\Delta\phi = \sqrt{3}\sigma_A$ [SPM02] et Q est le facteur de normalisation du PAS, qui est définie par :

$$Q = \frac{1}{2\Delta\phi} \quad (3.21)$$

En substituant l'équation 3.20 dans l'équation 3.15 et l'équation 3.16, on retrouve les fonctions de corrélation données par :

$$R_{XX}(D, \phi_0) = J_0(D) + 4Q \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m} \cos(2m\phi_0) \sin(2m \cdot \Delta\phi)/2m \quad (3.22)$$

et

$$R_{XY}(D, \phi_0) = 4Q \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m+1}(D, \phi_0) \sin((2m+1)\phi_0) \sin((2m+1) \cdot \Delta\phi)/2m \quad (3.23)$$

où $J(\cdot)$ est la i -ème fonction de Bessel du premier ordre. Notez que $R_{XX}(D) \rightarrow 0$ et $R_{XY}(D) \rightarrow 0$ quand $\sigma_A \rightarrow \infty$.

3.4.3 Le modèle du PAS gaussien tronqué

La distribution de puissance pour le modèle du PAS gaussien tronqué, définie par :

$$P(\phi) = \frac{Q}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(\phi-\phi_0)^2}{2\sigma^2}} \quad -\Delta\phi + \phi_0 \leq \phi_0 \leq \Delta\phi + \phi_0 \quad (3.24)$$

où σ est l'écart type du PAS et $\Delta\phi$ est uniformément répartie dans l'intervalle $[-\pi, \pi]$ (généralement $\Delta\phi = \pi$ [SPM02]). Le facteur de normalisation Q est retrouvé à partir de l'équation suivante :

$$\int_{-\pi}^{\pi} P(\phi) d\phi = \frac{Q}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{-\Delta\phi}^{\Delta\phi} e^{-\frac{\phi^2}{2\sigma^2}} d\phi \quad (3.25)$$

en résolvant l'équation 3.25, le facteur de normalisation Q est donné par :

$$Q = 1/\text{erf}\left(\frac{\Delta\phi}{\sqrt{2}\sigma}\right) \quad (3.26)$$

où $\text{erf}(\cdot)$ Représente la fonction d'erreur, avec $\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$

En substituant l'équation 3.24 et l'équation 3.26 dans l'équation 3.15 et l'équation 3.16, les coefficients de corrélation spatiale sont :

$$R_{XX}(D) = J_0(D) + Q \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m}(D) e^{-2\sigma^2 m^2} \cos(2m\phi_0) \cdot \operatorname{Re} \left[\operatorname{erf} \left(\frac{\Delta\phi}{\sqrt{2}\sigma} - jm\sqrt{2}\sigma \right) - \operatorname{erf} \left(-\frac{\Delta\phi}{\sqrt{2}\sigma} - jm\sqrt{2}\sigma \right) \right] \quad (3.27)$$

et

$$R_{XY}(D) = Q \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m+1}(D) e^{-2\sigma^2(m+1/2)^2} \sin((2m+1)\phi_0) \cdot \operatorname{Re} \left[\operatorname{erf} \left(\frac{\Delta\phi}{\sqrt{2}\sigma} - j(m+\frac{1}{2})\sqrt{2}\sigma \right) - \operatorname{erf} \left(-\frac{\Delta\phi}{\sqrt{2}\sigma} - j(m+\frac{1}{2})\sqrt{2}\sigma \right) \right] \quad (3.28)$$

3.4.4 Le modèle du PAS laplacien tronqué

Ce modèle est couramment employé pour les environnements macro cellulaires ou micro cellulaires, sa distribution de puissance est donnée par :

$$P(\phi) = \frac{Q}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{\frac{\sqrt{2}(\phi-\phi_0)}{\sigma}} \quad -\Delta\phi + \phi_0 \leq \phi \leq \Delta\phi + \phi_0 \quad (3.29)$$

où σ est l'écart-type du PAS [SPM02]. Le facteur de normalisation Q peut être retrouvé à partir de :

$$\begin{aligned} \int_{-\pi}^{\pi} P(\phi) d\phi &= \frac{Q}{\sqrt{2}\sigma} \int_{-\pi}^{\pi} e^{\frac{\sqrt{2}(\phi-\phi_0)}{\sigma}} d\phi \\ &= \frac{2Q}{\sqrt{2}\sigma} \int_0^{\Delta\phi} e^{\frac{\sqrt{2}(\phi)}{\sigma}} d\phi \\ &= Q \left(1 - e^{-\sqrt{2}\Delta\phi/\sigma} \right) = 1 \end{aligned} \quad (3.30)$$

d'où :

$$Q = \frac{1}{1 - e^{-\sqrt{2}\Delta\phi/\sigma}} \quad (3.31)$$

En substituant l'équation 3.29 et l'équation 3.31 dans l'équation 3.15 et l'équation 3.16, les coefficients de corrélation spatiale deviennent :

$$R_{XX}(D, \phi_0) = J_0(D) + 4Q \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m}(D) \cos(2m\phi_0) \frac{\frac{\sqrt{2}}{\sigma} + e^{-\frac{\sqrt{2}\Delta\phi}{\sigma}} \{2m \cdot \sin(2m\Delta\phi) - \sqrt{2} \cos(2m\Delta\phi)/\sigma\}}{\sqrt{2}\sigma \left[\left(\frac{\sqrt{2}}{\sigma}\right)^2 + (2m)^2 \right]} \quad (3.32)$$

et

$$R_{XY}(D, \phi_0) = J_0(D) + 4Q \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m+1}(D) \sin((2m+1)\phi_0) \frac{\frac{\sqrt{2}}{\sigma} + e^{-\frac{\sqrt{2}\Delta\phi}{\sigma}} \{(2m-1) \cdot \sin((2m+1)\Delta\phi) - \sqrt{2} \cos((2m+1)\Delta\phi)/\sigma\}}{\sqrt{2}\sigma \left[\left(\frac{\sqrt{2}}{\sigma}\right)^2 + (2m+1)^2 \right]} \quad (3.33)$$

3.4.5 La relation entre l'écart-type et l'AS dans le modèle PAS

Il est à noter que le modèle du PAS gaussien ou laplacien tronqué sont limitée à un intervalle fini, par contre la distribution gaussienne ou laplacienne sont définies dans l'intervalle $]-\infty, +\infty[$. L'écart-type dans le modèle du PAS gaussien ou laplacien tronqué correspond à celle de la distribution gaussienne ou laplacien général, qui est donnée par :

$$\sigma = \sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} (\phi - \phi_{00})^2 P(\phi) d\phi} \quad (3.34)$$

où $\phi_{00} = \int_{-\infty}^{+\infty} \phi P(\phi) d\phi$. L'AS dans le modèle du PAS gaussien ou laplacien est tronqué dans $[-\pi, +\pi]$, il est donné par :

$$\sigma_A = \sqrt{\int_{-\pi}^{\pi} (\phi - \phi_0)^2 P(\phi) d\phi} \quad (3.35)$$

où $\phi_0 = \int_{-\pi}^{\pi} \phi P_A(\phi) d\phi$. De l'équation 3.34 et l'équation 3.35, il est clair que l'écart-type du PAS et l'AS ne diffèrent que sur leurs intervalles d'intégration (En supposant que l'AoA est de moyen nulle). Le PAS gaussien et laplacien tronqués sont symétriques lorsque l'AoA

moyen est nul. La relation entre le PAS et l'AS est la suivante :

$$\begin{aligned}
 \sigma^2 &= \int_{-\infty}^{+\infty} \phi^2 P(\phi) d\phi \\
 &= \int_{-\infty}^{\pi} \phi^2 P(\phi) d\phi + 2 \int_{\pi}^{+\infty} \phi^2 P(\phi) d\phi \\
 &= \sigma_A^2 + 2 \int_{\pi}^{+\infty} \phi^2 P(\phi) d\phi
 \end{aligned} \tag{3.36}$$

3.5 Le modèle de corrélation du canal MIMO

Le modèle de canal à évanouissement MIMO peut être implémentée sur la base des caractéristiques statistiques et en incluant la corrélation spatiale du PAS, vue en section 3.4. Nous discutons en premier le modèle statistique de corrélation du canal à évanouissement, en expliquant le concept général de sa mise en oeuvre. Ensuite, nous présentons le modèle I-METRA qui est souvent adoptée pour la modélisation du canal MIMO [pro][KSM02][SKM03][Sch02].

3.5.1 Le modèle statistique de corrélation du canal MIMO à évanouissement

Considérons un système MIMO avec une station de base à M antennes et une station mobile à N antennes comme illustré sur la figure 3.4. Un canal à bande étroite MIMO peut être exprimée statistiquement avec une matrices de corrélation par :

$$H = \Theta_R^{1/2} A_{iid} \Theta_T^{1/2} \tag{3.37}$$

où Θ_R et Θ_T sont les matrices de corrélation respectivement des antennes réceptrices et émettrices, tandis que A_{iid} représente une séquence indépendante et identiquement distribuée (iid) d'un canal à évanouissement de Rayleigh et H est la matrice de corrélation du canal MIMO.

L'hypothèse de base sur la matrice H dans l'équation 3.37 est que les matrices de corrélation de l'émetteur et du récepteur peuvent être séparés. Cette hypothèse est valable en environnement de communication sans fil, puisque l'espacement entre antennes émettrices et réceptrices est plus petit que la distance entre l'émetteur et le récepteur.

Les différents types de canaux MIMO peuvent être générés par l'ajustement des matrices

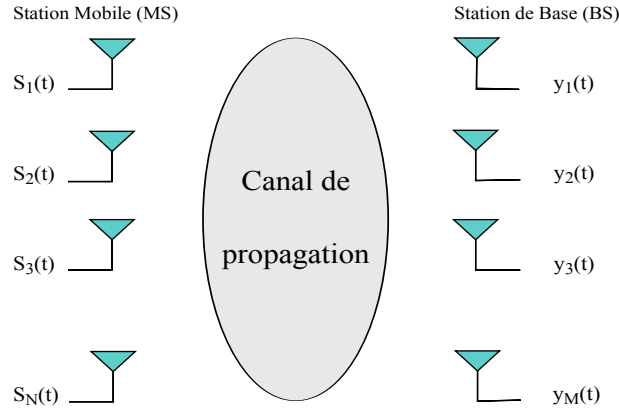


FIGURE 3.4 – Réseaux d’antennes d’un canal de transmission MIMO

de corrélation Θ_R et Θ_T . Dans un cas extrême, une i.i.d générale du canal peut être générée lorsque Θ_R et Θ_T sont des matrices identités.

Par ailleurs, un canal MIMO à large bande peut être modélisé par le retard pris par chaque ligne (TDL tapped delay line), qui est une extension du canal MIMO à bande étroite dans l’équation 3.37, donnée par :

$$H(\tau) = \sum_{l=1}^L A_l \delta(\tau - \tau_l) \quad (3.38)$$

où A_l est la matrice des gains complexes du canal pour le l -ième trajet avec un retard τ_l [PAKM00].

Soit $\alpha_{mn}^{(l)}$ le coefficient du canal entre la m -ème antenne de la BS et la n -ème antenne du MS pour le l -ième trajet. Supposons que $\alpha_{mn}^{(l)}$ est de distribution gaussienne complexe de moyenne nulle, donc, $|\alpha_{mn}^{(l)}|$ est une distribution de Rayleigh. La matrice A_l du gain complexe du canal de l’équation 3.38 est donnée par :

$$A_l = \begin{bmatrix} \alpha_{11}^{(l)} & \alpha_{12}^{(l)} & \dots & \alpha_{1N}^{(l)} \\ \alpha_{21}^{(l)} & \alpha_{22}^{(l)} & \dots & \alpha_{2N}^{(l)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{M1}^{(l)} & \alpha_{M2}^{(l)} & \dots & \alpha_{MN}^{(l)} \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

Soient les vecteurs $y(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_M(t)]^T$ des signaux reçus à l’antenne de la BS et $x(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T$ des signaux transmis par le MS, où $y_m(t)$ est le signal reçu au m -ème élément d’antenne de la BS et $x_n(t)$ est le signal transmis à la n -ème antenne. La relation entre les signaux de la BS et du MS peut être exprimée par :

$$y(t) = \int H(\tau) \delta(t - \tau) d\tau \quad (3.40)$$

La matrice de corrélation du MS

Considérons une liaison descendante d'un système MIMO décrite par la figure 3.5.

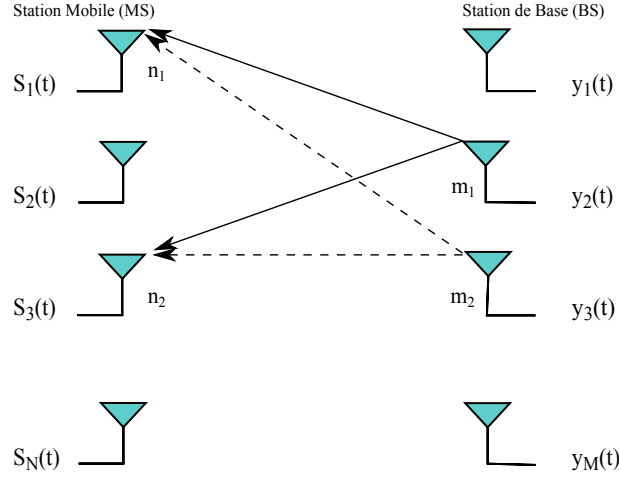


FIGURE 3.5 – Liaison descendante d'un système MIMO

Comme la distance entre les antennes à la BS est relativement faible lorsque la distance entre émetteur et récepteur est suffisamment grande, la corrélation spatiale au MS ne dépend pas de l'antenne T_x . En d'autres termes, la corrélation spatiale à la MS est indépendante des antennes de la BS. Le coefficient de corrélation du gain du canal pour deux antennes différentes du MS, n_1 et n_2 , peut être exprimée par :

$$p_{n_1 n_2}^{MS} = \langle |\alpha_{mn_1}^{(l)}|^2, |\alpha_{mn_2}^{(l)}|^2 \rangle, \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (3.41)$$

où l'opérateur $\langle \cdot \rangle$ désigne l'opérateur de corrélation entre deux variable x et y , il est défini par :

$$\langle x, y \rangle = \frac{E \{xy^*\} - E \{x\} E \{y^*\}}{\sqrt{(E \{ |x|^2 \} - |E \{x\}|^2)(E \{ |y|^2 \} - |E \{y\}|^2)}} \quad (3.42)$$

Pour un MS dans un environnement localement dispersif, la corrélation spatiale devient négligeable lorsque les antennes de la MS sont séparés par plus de $\lambda/2$, ce qui signifie $p_{n_1 n_2}^{MS} = \langle |\alpha_{mn_1}^{(l)}|^2, |\alpha_{mn_2}^{(l)}|^2 \rangle \approx 0$ pour $n_1 \neq n_2, m = 1, 2, \dots, M$. En dépit d'une telle théorie, les résultats expérimentaux montrent souvent que les coefficients du canal peuvent être fortement corrélés avec des antennes séparées par $\lambda/2$, dans certaines situations, en particulier dans un environnement indoor. Nous définissons une matrice de corrélation spatiale symétrique pour le MS comme suit :

$$R_{MS} = \begin{bmatrix} p_{11}^{MS} & p_{12}^{MS} & \dots & p_{1N}^{MS} \\ p_{21}^{MS} & p_{22}^{MS} & \dots & p_{2N}^{MS} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ p_{N1}^{MS} & p_{N2}^{MS} & \dots & p_{NN}^{MS} \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

La matrice de corrélation de la BS

Considérons une liaison montante d'un système MIMO décrite par la figure 3.6.

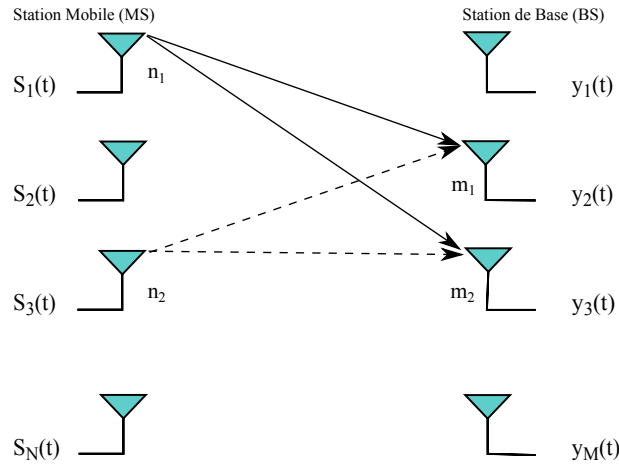


FIGURE 3.6 – Liaison montante d'un système MIMO

Tant que T_x et R_x sont suffisamment éloignés, toutes les antennes du MS qui sont proche ont tendance à avoir le même diagramme de rayonnement [PAKM00]. De plus, il rend également la corrélation spatiale entre les antennes BS/ MS indépendante, le coefficient de corrélation du gain du canal pour deux antennes différentes de la BS, m_1 et m_2 , peut être exprimée par :

$$p_{m_1 m_2}^{BS} = \langle |\alpha_{m_1 n}^{(l)}|^2, |\alpha_{m_2 n}^{(l)}|^2 \rangle, \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (3.44)$$

À partir de l'équation 3.44, la matrice de corrélation spatiale au niveau de la BS est définie par :

$$R_{BS} = \begin{bmatrix} p_{11}^{BS} & p_{12}^{BS} & \cdots & p_{1M}^{BS} \\ p_{21}^{BS} & p_{22}^{BS} & \cdots & p_{2M}^{BS} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ p_{M1}^{BS} & p_{M2}^{BS} & \cdots & p_{MM}^{BS} \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

R_{BS} est une matrice symétrique avec des composantes diagonales unitaire comme dans l'équation 3.43.

On notera que les coefficients de corrélation, $p_{n_1 n_2}^{MS}$ et $p_{m_1 m_2}^{BS}$, dans l'équation 3.41 et l'équation 3.44, peuvent être déterminés analytiquement par la fonction de corrélation spatiale pour un modèle PAS donné. A titre d'exemple, l'équation 3.22 et l'équation 3.23 pour un modèle de PAS uniforme.

Afin de générer la matrice du gain du canal A_l dans l'équation 3.39, des informations sur la corrélation du canal entre les antennes T_x et R_x sont requises. En effet, les matrices de corrélation spatiale de la BS et du MS, R_{BS} et R_{MS} , ne fournissent pas suffisamment d'informations pour générer A_l .

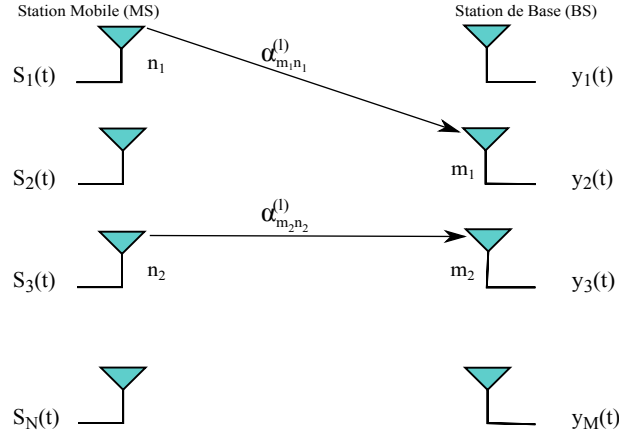


FIGURE 3.7 – Corrélation entre les antennes d'émission T_x et de réception R_x

En effet, comme illustré sur la figure 3.7, la corrélation des coefficients entre les paires de T_x et R_x , $\alpha_{m_1 n_1}^{(l)}$ et $\alpha_{m_2 n_2}^{(l)}$, c'est à dire :

$$p_{n_2 m_2}^{n_1 m_1} = \langle |\alpha_{m_1 n_1}^{(l)}|^2, |\alpha_{m_2 n_2}^{(l)}|^2 \rangle \quad (3.46)$$

où $n_1 \neq n_2$ et $m_1 \neq m_2$. En général, il n'existe pas de solution théorique connue de l'équation 3.46, mais elle peut être approximée par :

$$p_{n_2 m_2}^{n_1 m_1} \cong p_{n_1 n_2}^{MS} p_{m_1 m_2}^{BS} \quad (3.47)$$

en supposant que la puissance moyenne du coefficient de canal $p_{mn}^{(l)}$ est la même pour tous les trajets.

3.5.2 La génération des coefficients de corrélation du canal MIMO

Dans un canal MIMO à évanouissement le n -ème trajets est représenté par $MN \times 1$ a_l vecteurs, où $a_l = [a_1^{(l)}, a_2^{(l)}, \dots, a_{MN}^{(l)}]^T$, ce qui est une représentation vectorielle de la matrice A_l non corrélés du gain du canal MIMO de L'équation 3.39. Ici, $a_x^{(l)}$ est une variable aléatoire gaussienne complexe avec une moyenne nulle tel que $E \left\{ |a_x^{(l)}|^2 \right\} = 1$ et $\langle |a_{x_1}^{(l_1)}|^2 \cdot |a_{x_2}^{(l_2)}|^2 \rangle = 0$ pour $x_1 \neq x_2$ ou $l_1 \neq l_2$ (c'est-à-dire $a_x^{(l)}$, sont les coefficients non corrélés du canal). Les coefficients de corrélation du canal MIMO peuvent maintenant être générés en multipliant le vecteur non corrélé du canal MIMO à évanouissement par une matrice C de dimension $MN \times MN$, qui est désignée comme la matrice corrélation

de mise en forme ou la matrice de fonction symétrique, c'est-à-dire :

$$\tilde{A}_l = \sqrt{P_l} C a_l \quad (3.48)$$

où P_l est la puissance moyenne du n-ème trajet de [SKF⁺][PAKM00]. \tilde{A}_l est le vecteur corrélée ($MN \times 1$) du canal MIMO avec les coefficients d'évanouissement du canal MIMO, donné par :

$$\tilde{A}_l = \left[\alpha_{11}^{(l)}, \alpha_{21}^{(l)}, \dots, \alpha_{M1}^{(l)} \cdot \alpha_{12}^{(l)}, \alpha_{22}^{(l)}, \dots, \alpha_{M2}^{(l)} \cdot \alpha_{13}^{(l)}, \dots, \alpha_{MN}^{(l)} \right]^T \quad (3.49)$$

En fait, la matrice corrélation de mise en forme C dans l'équation 3.48 définit les coefficients de corrélation spatiale. Dans la suite, nous décrivons comment la matrice C est généré. Tout d'abord à l'aide de l'équation 3.47, une matrice de corrélation spatiale est donnée par :

$$R = \begin{cases} R_{BS} \otimes R_{MS} : & \text{liaison descendante} \\ R_{MS} \otimes R_{BS} : & \text{liaison montante} \end{cases} \quad (3.50)$$

où \otimes représente le produit Kronocker. Avec l'utilisation de la matrice R de l'équation 3.51, une matrice de corrélation des racine puissance r est donnée par :

$$r = \begin{cases} \sqrt{R} : & \text{pour type réel} \\ R : & \text{pour type complexe} \end{cases} \quad (3.51)$$

où r est une matrice non singulière qui peut être décomposée en une matrice symétrique (ou une matrice corrélation de mise en forme) avec la décomposition de Cholesky ou en racine carrée, telle que :

$$r = CC^T \quad (3.52)$$

La matrice C de l'équation 3.52 peut être obtenue par décomposition de Cholesky ou en racine carrée, qui dépendent ainsi respectivement des matrices complexes ou réels R_{BS} et R_{MS} [KSM02].

3.6 Le modèle de canal I-METRA MIMO

Le modèle de canal I-METRA (Intelligent Multi-element Transmit and Receive Antennas) a été proposé par un consortium des industriels et universitaires [SKF⁺] [pro] [KSM02] [SKM03]. Il est basé sur un modèle de canal MIMO stochastique discuté à la section 3.5.2, qui génère un canal MIMO à évanouissement corrélé en utilisant la corrélation spatiale dérivée pour un ULA soumis à un cluster unique ou multiple avec le modèle du PAS : gaussien tronqué, uniforme ou laplacien tronqué. Actuellement les modèles PAS gaussien tronqué et laplacien tronqué sont appelés PAS gaussien et laplacien.

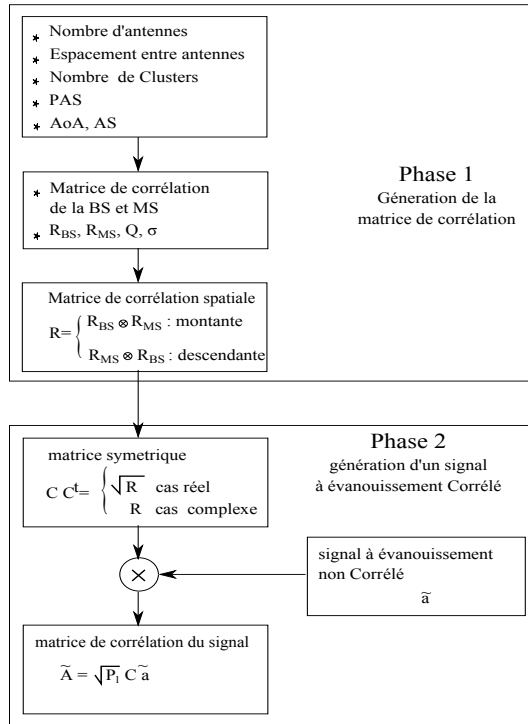


FIGURE 3.8 – Procédure de modélisation du canal I-METRA MIMO

Comme indiqué dans la figure 3.8, la procédure générale pour la modélisation du canal I-METRA MIMO se compose de deux étapes principales. Dans la première étape, les matrices de corrélation spatiale de la BS et le MS (R_{BS} et R_{MS}) et le facteur de normalisation sont déterminés pour la configuration du canal spécifié, y compris le nombre d'antennes de la BS et du MS, l'espacement d'antenne, le nombre de clusters, le PAS, l'AS, et l'AoA. La matrice de corrélation spatiale R pour la liaison montante ou la liaison descendante est déterminés par l'équation 3.50. Dans la seconde étape, une matrice C symétrique est trouvée par l'équation 3.52 et la corrélation du canal MIMO est générée en la multipliant par la puissance de chaque trajet et le signal non corrélé comme dans l'équation 3.48. Une fois les coefficients de corrélation du canal MIMO sont générés pour chaque trajet, en suivant la procédure de la figure 3.8, le canal global MIMO est simulé en utilisant une ligne à retard.

3.7 Le modèle d'Alamouti

Lors de l'implémentation des systèmes à antennes multiples, et afin d'améliorer l'efficacité spectrale, une multitude de techniques de codage ont été développées dans le but d'exploiter la diversité lors de la transmission. Le schéma de diversité spatio-temporelle à deux antennes à l'émission proposé par ALAMOUTI [Ala98], utilise la technique de codages spatio-temporels, on peut le classer en deux catégories : Les codes spatio-temporels en treillis (STTC) et les codes spatio-temporels en bloc (STBC). En générale, ces codes permettent d'introduire de la corrélation spatiale et temporelle entre les signaux émis de

manière intelligente, afin qu'à la réception le signal reçu soit bien décodé.

3.7.1 Codes spatio-temporels en treillis (STTC)

Les premiers codes en Treillis (STTC Space Time Treillis Coding) ont été construits par Tarokh et Alamouti Dans [TSC98]. Ils combinent le codage de canal avec la modulation sur les antennes émettrices, et peuvent être considérés comme une extension des codes en treillis classiques (canal Gaussien) [FL61] pour les systèmes MIMO. Les codes STTC sont peut utiliser en pratiques vus la complexité de l'algorithme de décodage.

3.7.2 Codes spatio-temporels en bloc (STBC)

EN voulant réduire la complexité exponentielle du décodeur dévolu aux STTC [Oua05], ALAMOUTI [Ala98] a proposé un schéma simple de diversité d'émission, étendu par la suite par TAROHK et Al [TJC99]. Les STBC sont définis comme une opération de modulation d'un bloc de symboles à la fois dans l'espace et dans le temps, c'est cette technique que nous allons étudiés dans cette partie .

3.7.3 Code d'Alamouti pour deux antennes émettrices et une antenne réceptrice

Ce code est un cas particulier des code STBC, pour considérer ce code, deux antennes émettrices $T_x = 2$ et une antenne réceptrice $R_x = 1$ sont considérées, voir la figure 3.9.

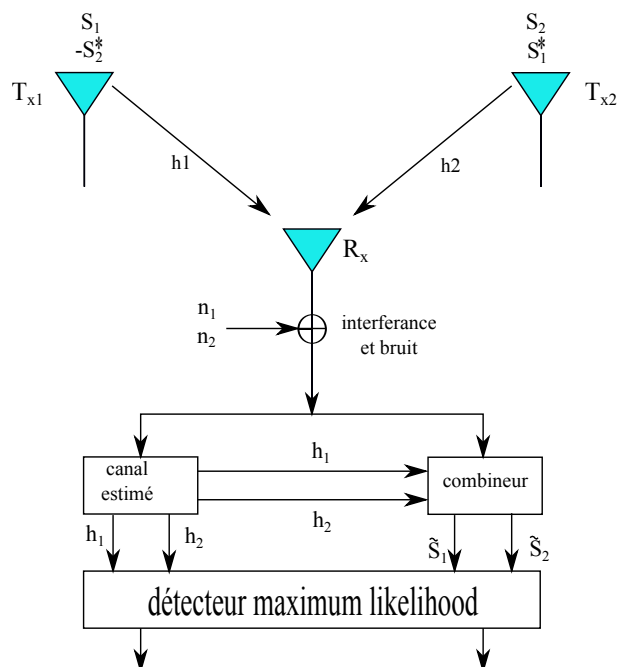


FIGURE 3.9 – Schéma d'Alamouti avec deux antenne émettrice et une réceptrice

Pour transmettre b bits/période, nous utilisons une technique de modulation qui choisi

une constellation réelle ou complexe telle QAM, PSK, etc. L'émetteur choisit donc deux symboles de la constellation en utilisant un bloc de $2b$ bits. Si les symboles sélectionnés sont S_1 et S_2 , l'émetteur envoie S_1 de l'antenne 1 et S_2 de l'antenne 2 à l'instant t . Puis à l'instant $t + T$, il transmet $-S_2^*$ et S_1^* des antennes 1 et 2 respectivement, voir le tableau 3.3 qui montre la matrice équivalente d'un code spatio-temporel, défini par $C_{Alamouti}$.

$$C_{Alamouti} = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ -S_2^* & S_1^* \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

Les signaux reçus aux instants t_1 et t_2 sont donc :

Temps/espace	Antenne 1	Antenne 2
t	S_1	S_2
$t + T$	$-S_2^*$	S_1^*

TABLE 3.3 – Matrice équivalente d'un code spatio-temporel

$$\begin{aligned} Y_1 &= h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1 && \text{signal reçu à l'instant } t \\ Y_2 &= -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + n_2 && \text{signal reçu à l'instant } t + T \end{aligned}$$

L'écriture matricielle donne :

$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ -S_2^* & S_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} = XH + B \quad (3.54)$$

Où $X = C_{Alamouti}$.

Ce code est orthogonal car $XX^H = (|S_1|^2 + |S_2|^2)I_2$, avec I_2 est la matrice identité (2×2), $X = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ -S_2^* & S_1^* \end{bmatrix}$ et $X^H = \begin{bmatrix} S_1^* & -S_2 \\ S_2^* & S_1 \end{bmatrix}$.

D'une autre manière en rangant l'information dans un vecteur Y , et après quelque modification on trouve le modèle équivalent suivant :

$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} = Hx + n \quad (3.55)$$

On sait que $HH^H = (|h_1|^2 + |h_2|^2)I_2$, avec $H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix}$ et $H^H = \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix}$
 et $x = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix}$.

Le décodage se fait d'une manière simple, pour cela on multiplie le vecteur reçu Y par H^H :

$$\tilde{Y} = YH^H = H^H(Hx + n) = \|h\|^2 x + \tilde{n} \quad (3.56)$$

Où $\tilde{n} = \begin{bmatrix} \tilde{n}_1 \\ \tilde{n}_2 \end{bmatrix}$

Etant donné que h_1 et h_2 sont décorrélés alors \tilde{n}_1 et \tilde{n}_2 le sont aussi. Une simple détection à seuil permet de retrouver (décoder) les symboles s_1 et s_2 en utilisant deux simples décodeurs à seuil qui satisferont le critère de décision du maximum de vraisemblance. La diversité maximale est atteinte, et elle est égale à 2.

3.7.4 Code d'Alamouti pour deux antennes à l'émission et à la réception

Considérons le modèle de canal pour une transmission consécutive au instants t et $t+T$ [Ala98], comme montré à la figure 3.10.

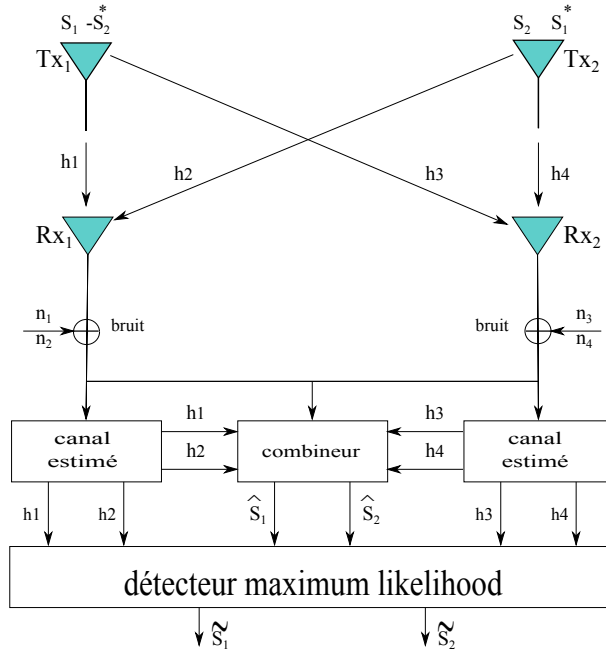


FIGURE 3.10 – Schéma d'Alamouti avec deux antennes émettrices et deux réceptrices

Les signaux reçus aux instants t et $t + T$ sont :

$$\begin{aligned} Y(t) &= Hc(t) + n(t) \\ Y(t + T) &= Hc(t + T) + n(t + T) \end{aligned} \tag{3.57}$$

où H est la matrice de canal (2×2), $c(t)$ et $c(t + T)$ mots de code d'Alamouti, $n(t)$ et $n(t + T)$ sont des bruits additifs de moyennes nulles.

On donne :

$$\begin{aligned}
 H &= \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_3 & h_4 \end{bmatrix}, c(t) = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix}, c(t+T) = \begin{bmatrix} -s_2^* \\ s_1^* \end{bmatrix}, \\
 n(t) &= \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}, n(t+T) = \begin{bmatrix} n_3 \\ n_4 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.58}$$

En insérant les expressions de l'équation 3.58 dans 3.57 nous obtenons :

$$\begin{aligned}
 Y_1(t) &= h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1 \\
 Y_2(t) &= h_3 s_1 + h_4 s_2 + n_2 \\
 Y_1(t+T) &= -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + n_3 \\
 Y_2(t+T) &= -h_3 s_2^* + h_4 s_1^* + n_4
 \end{aligned} \tag{3.59}$$

Les deux signaux établis par le combineur sont envoyés au décodeur de maximum de vraisemblance pour qu'ils soient estimés par les critères de décision.

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_1 &= h_1^* y_1(t) + h_2 y_1^*(t+T) + h_3^* y_2(t) + h_4 y_2^*(t+T) \\
 \tilde{s}_2 &= h_2^* y_1(t) + h_1 y_1^*(t+T) + h_4^* y_2(t) + h_3 y_2^*(t+T)
 \end{aligned} \tag{3.60}$$

En insérant le modèle de signal dans l'équation 3.59 dans un signal établi par l'équation 3.60 on obtient :

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_1 &= (h_1^2 + h_2^2 + h_3^2 + h_4^2) s_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^* + h_3^* n_3 + h_4 n_4^* \\
 \tilde{s}_2 &= (h_1^2 + h_2^2 + h_3^2 + h_4^2) s_2 - h_1 n_2^* + h_2^* n_1 - h_3 n_4^* + h_4^* n_3
 \end{aligned} \tag{3.61}$$

Finalement, le critère de décision du maximum de vraisemblance (ML) (voir Annexe C) est employé au récepteur pour choisir quel symbole qui a été transmis réellement pour chacun des signaux s_1 et s_2 .

Les Combinaison d'Alamouti 2×2 donnent le même ordre de diversité avec 1×4 MRC (Maximal Receive Combining), (voir Annexe D). Nous pouvons conclure que l'utilisation de deux antennes émettrices et M antennes réceptrices définie par la combinaison d'Alamouti est équivalent à MRC avec une antenne émettrice et $2M$ antennes réceptrices en termes de diversité.

3.8 Conclusion

Toute au long de ce chapitre nous avons décrits quelques modèles de canaux MIMO les plus rencontrés dans les différents environnements indoor et outdoor, ces modèles visent à décrire l'évolution des paramètres du canal par des lois statistiques afin d'obtenir la représentation la plus réaliste possible du canal. Les différents modèles énumérés dans ce chapitre sont déterminés à partir de l'hypothèse de l'étalement des retards en espace, ces modèles sont caractérisés par le PAS qui représente la corrélation entre antennes. En suite, nous avons vu que la diversité peut être exploitée au niveau du transmetteur respectivement au récepteur afin de garantir un gain de multiplexage et un gain de diversité, Ce qui permet de transmettre les données d'une manière indépendante sur différentes antennes et de combattre l'évanouissement dans les réseaux sans fil.

4

Tests, simulations et résultats

4.1 Introduction

Ce quatrième et dernier chapitre sera consacré à la simulation. Il est à signaler que tous les programmes ont été réalisés sous MATLAB. Nous avons divisé ce chapitre en quatre parties :

- La comparaison des capacités entre les différents systèmes MIMO, MISO, SIMO et SISO.
- L'effet de la distance entre les antennes sur la corrélation des différents modèles PAS et leurs distribution de puissance.
- Comparaison des performances du système d'Alamouti par rapport aux systèmes de diversité de réception MRC.
- description et simulation d'une chaîne de transmission MIMO-OFDM utilisant un codage espace-temps STBC.

4.2 La capacité

Dans le but d'observer l'intérêt de la diversité spatiale dans les systèmes multi antennes, nous nous intéressons à l'étude de l'impact du nombre d'antenne sur la capacité. Nous supposons le canal connu au niveau du récepteur, contrairement à l'émetteur (sans CSI à l'émission).

- les sous canaux sont décorrélés et considérés non sélectifs en fréquence, indépendamment et identiquement distribués (iid) suivant une loi de Rayleigh.
- La puissance d'émission est uniformément répartie entre les antennes émettrices.

4.2.1 Influences de l'augmentation du nombre d'antennes sur la capacité

La figure 4.1 montre la variation de la capacité moyenne (équation 2.10 du sous paragraphe 2.3.1) selon le nombre d'antennes pour un système MIMO $M \times M$, un système SIMO $1 \times M$, un système MISO $M \times 1$ et un système SISO 1×1 . Avec un SNR=10dB.

Il est clair que la capacité d'un système SISO 1×1 reste inchangé puisque dans ce cas on ne peut pas agir sur le nombre d'antenne, et pratiquement la même chose pour le MISO $M \times 1$, l'augmentation du nombre d'antennes à l'émission entraîne une très faible variation de la capacité par rapport au SISO, comme on peut le constater sur la figure 4.1.

Cependant, l'exploitation de la diversité à la réception et/ou à l'émission améliore la capacité de ces systèmes d'une façon remarquable, tel que dans le système SIMO $1 \times M$, la capacité suit une évolution logarithmique quand nous augmentons le nombre d'antennes à la réception, celle du système MIMO augmente linéairement quand nous augmentons le nombre d'antennes à l'émission et à la réception.

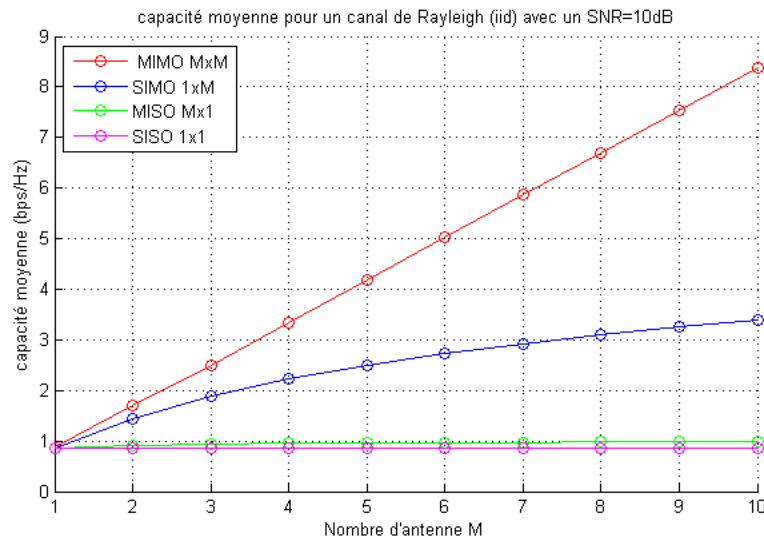


FIGURE 4.1 – Variation de la Capacité selon le nombre d’antennes pour un système MIMO, SIMO, MISO et SISO

4.2.2 Comparaison entre SISO, SIMO, MISO et MIMO

La Figure 4.2 représente les courbes de la capacité moyenne (équation 2.10 du sous paragraphe 2.3.1) en fonction du SNR pour différentes valeurs de n_T et n_R , 500000 itérations aléatoires (génération de 500000 matrices H du canal) ont été effectuées.

- Dans le cas SISO (1x1), la capacité varie de 0,87 à 9,2 bps/Hz. Elle reste faible et croît lentement avec le SNR, ce qui illustre bien les limitations des transmissions SISO.
- Dans le cas MISO (4x1), l’augmentation du nombre d’antennes à l’émission entraîne une très faible variation de la capacité, elle est de 0,6 bps/Hz par rapport au système SISO, pour ainsi dire elle suit la capacité d’un SISO.
- Dans le cas SIMO (1x4), on voit que le passage à quatre antennes en réception permet de gagner 2,6 bps/Hz par rapport au SISO, en particulier à fort SNR. Comme pour les systèmes SISO, la capacité augmente lentement.
- Dans le cas MIMO (4x4), la capacité augmente linéairement avec le SNR, pour un SNR de 0 dB, le système MIMO a une capacité équivalente à celle du système SIMO avec quatre antennes. La capacité MIMO augmente ensuite beaucoup plus rapidement avec le SNR, l’augmentation du nombre d’antennes à l’émission et à la réception entraîne une très grande variation de la capacité, à 25 dB, elle est de 24 bps/Hz par rapport au SIMO. Ce qui représente un gain de plus de 68 0/0.

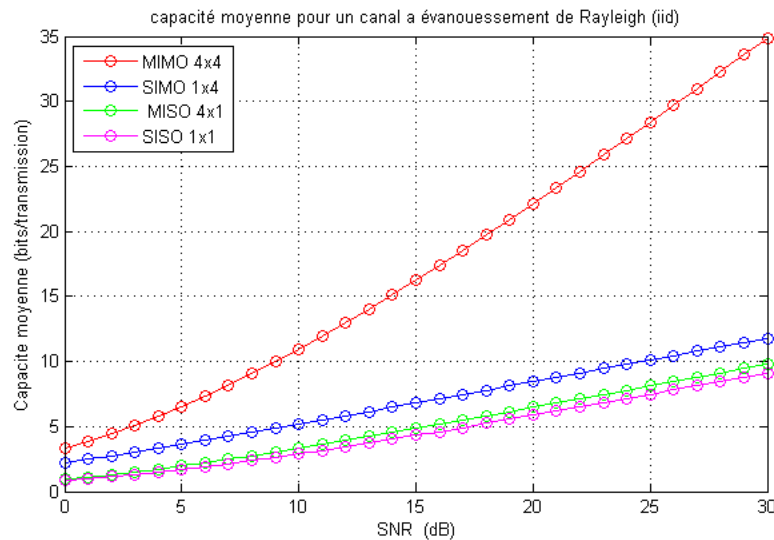


FIGURE 4.2 – Variation de la Capacité avec le SNR pour un système MIMO, SIMO, MISO et SISO

4.2.3 Comparaison entre la capacité moyenne et SVD d'un système MIMO

La Figure 4.3 représente les courbes de la capacité moyenne (équation 2.10) et SVD (équation 2.13) en fonction du SNR pour un système MIMO (4x4), 25000 itérations aléatoires (génération de 25000 matrices H du canal) ont été effectuées.

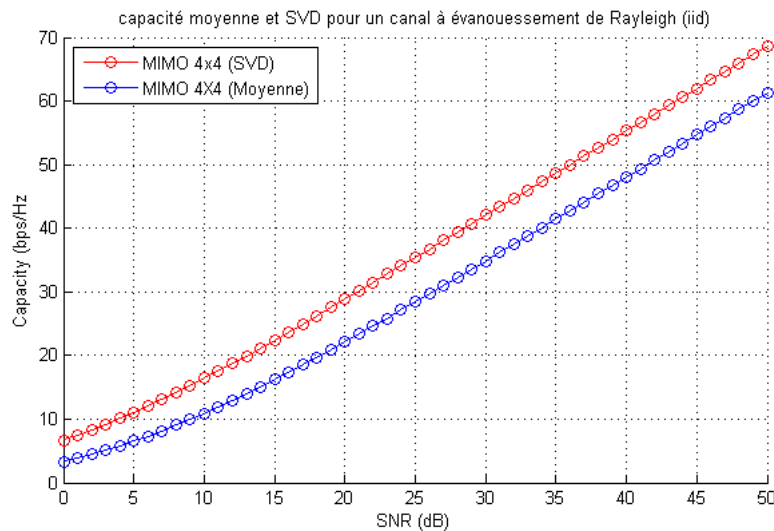


FIGURE 4.3 – Comparaison de la capacité moyenne et SVD d'un système MIMO (4 × 4)

Dans les deux cas MIMO (4x4) et MIMO SVD (4x4), la capacité augmente linéairement avec le SNR, pour un SNR de 50 dB, le système MIMO SVD (4x4) a une capacité élevée à celle du système MIMO (4x4), elle est de 8 bps/Hz. Cette variation est dû au fait que sur les 25000 itérations de la matrice H pour le calcul de la capacité moyenne on trouve

une forte probabilité d'avoir H non inversible (rang inférieur à la dimension de H), ce qui la réduit par rapport à la capacité SVD qui utilise un précodage à l'émission et un postcodage à la réception (voire figure 2.2) pour réduire considérablement ou bien éliminer la probabilité de la non inversion de la matrice H .

4.3 Les modèles PAS et la corrélation spatiale

La corrélation entre les antennes d'un système MIMO est due à la présence des différents diffuseurs qui se situent entre la station de base (BS) et la station mobile (MS), dans la plupart du temps on calcule le coefficient de corrélation afin de déterminer le degré de corrélation à l'émission d'une part et en réception d'autre part. Le calcul de ce coefficient prend en compte plusieurs facteurs à savoir l'espacement entre les antennes, le PAS, les angles d'arrivée (AoA), le diagramme de rayonnement des antennes et l'étalement angulaire des signaux (AS).

Dans le chapitre 3, nous avons présenté trois modèles de canaux basés sur la distribution du spectre de puissance azimutale (PAS). Cette famille de modèles analytiques s'appuie sur la corrélation spatiale, dont le premier modèle est le modèle du PAS uniforme, le second est le modèle du PAS gaussien tronqué et le troisième est le modèle du PAS laplacien tronqué. Chaque'un de ces modèles est utilisés dans un environnement spécifique, résumer dans le tableau suivant :

/	BS	MS
Outdoor (Micro et Microcellule)	LT, GT et uniforme	Uniforme
Outdoor (Pico-cellule)	Uniforme	Uniforme
Indoor	Uniforme	Uniforme

- **LT** : laplacien tronqué.
- **GT** : gaussien tronqué.

Nous présenterons dans les tests ci-dessous, la répartition du spectre angulaire défini par la fonction $P(\phi)$ et la distribution des coefficients de corrélation définie par R_{xx} de chaque modèle.

4.3.1 Le modèle PAS uniforme

Les figures 4.4 et 4.5 présente respectivement la distribution du PAS et les coefficients de corrélation spatiale dans le modèle uniforme pour un angle d'arrivée nul ($AoA = 0^0$) et des étalements angulaires de 10^0 et 30^0 .

Nous remarquons sur les courbes représentées par la figure 4.5 que les valeurs des coefficients de corrélation spatiale diminuent lorsque la distance entre les antennes augmente. Les coefficients de corrélation spatiale se rapprochent de zéros pour certains multiples de la distance. Sur la même figure nous constatons qu'il faut espacer les antennes d'une distance importante pour de faibles étalements angulaires. En revanche, si l'étalement angulaire est suffisamment important tel que représenté sur la courbe en rouge pour un AS de 30^0 , la corrélation obtenue tend vers zéros plus rapidement que celle représentée en

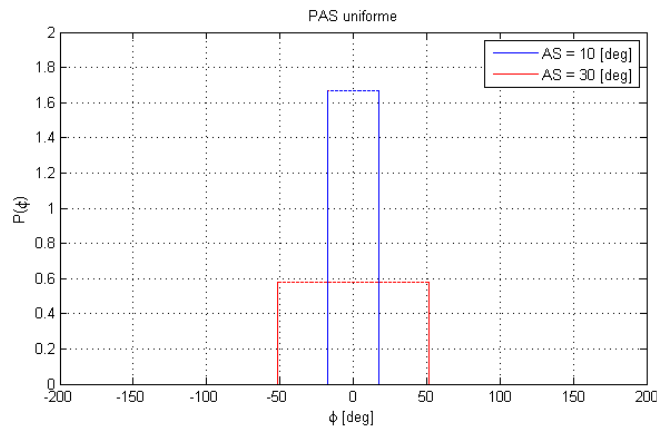


FIGURE 4.4 – Distribution de puissance du PAS uniforme

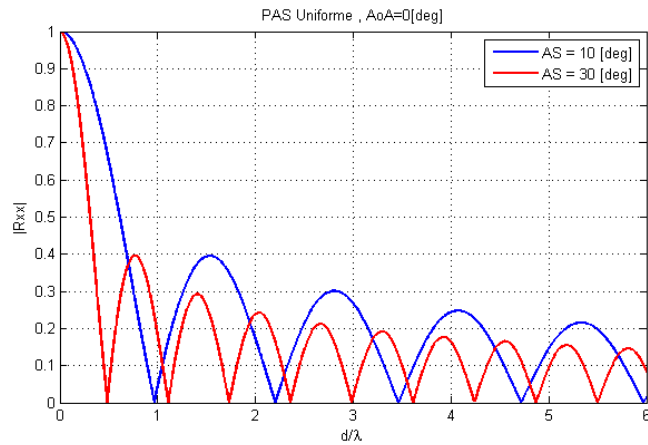


FIGURE 4.5 – Coefficients de corrélation spatiale du PAS uniforme

bleu pour un AS de 10^0 , et elle devient presque nulle aux multiples des nombres $1, 25\lambda$ et $0, 6\lambda$ lorsque l'AS est de 10^0 et 30^0 respectivement.

Par ailleurs, pour maintenir le coefficient de corrélation inférieur à 0, 3, l'espacement entre les antennes doit être supérieur à $1, 1\lambda$ pour un AS de 30^0 est de $2, 2\lambda$ pour un AS de 10^0 .

La figure 4.4 montre la répartition de la puissance du modèle PAS uniforme qui suit une distribution uniforme. Nous remarquons que la puissance s'étale lorsque l'AS augmente tel que pour un AS de 30 représenté par la courbe en rouge, les différents trajets arrivent avec des angles différents, ce qui entraîne une faible corrélation entre les signaux. Par contre, pour un faible AS, comme représenté sur la courbe en bleu pour un AS de 10 , les différents trajets arrivent presque avec un même angle, ce qui entraîne une forte corrélation entre les signaux.

4.3.2 Le modèle PAS gaussien tronqué

Les figures 4.6 et 4.7 illustrent respectivement la distribution du PAS et les coefficients de corrélation spatiale dans le modèle gaussien pour un angle d'arrivée nul ($AoA = 0$) et des étalements angulaires de 10^0 et 30^0 .

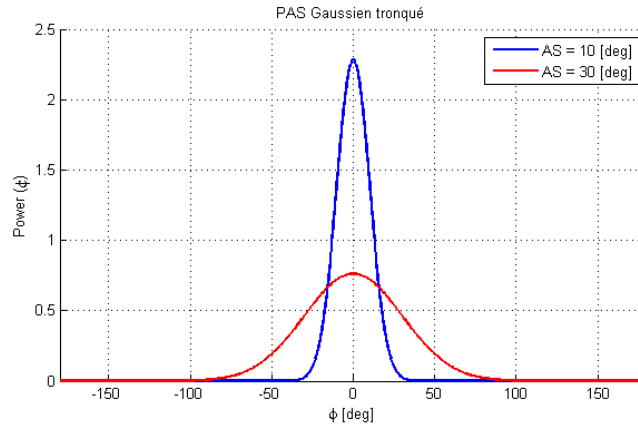


FIGURE 4.6 – Distribution de puissance du PAS gaussien

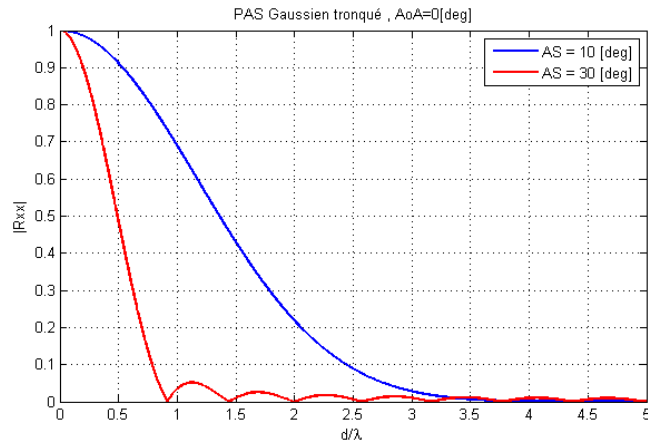


FIGURE 4.7 – Coefficients de corrélation spatiale du PAS gaussien

Nous remarquons sur les courbes représentées par la figure 4.7 que les valeurs des coefficients de corrélation spatiale diminuent avec l'espacement entre les antennes. Nous constatons que le coefficient de corrélation spatiale devient presque nul aux multiples du nombre entier $0, 5\lambda$ quand l'AS est égale à 30^0 . Pour maintenir le coefficient de corrélation inférieur à $0, 1$, l'espacement entre les antennes doit être supérieur à $0, 8\lambda$ pour un AS de 30^0 représenté par la courbe en rouge et de $2, 5\lambda$ pour un AS de 10^0 représenté par la courbe en bleu.

La figure 4.6 montre la répartition de la puissance du modèle PAS gaussien. Nous remarquons que la puissance s'étale lorsque l'AS augmente tel que pour un AS de 30° représenté par la courbe en rouge, dans ce cas les différents trajets arrivent avec des angles différents, ce qui entraîne une faible corrélation entre les signaux. Par contre, pour un faible AS, comme représenté sur la courbe en bleu pour un AS de 10° , les différents trajets arrivent presque avec un même angle, ce qui entraîne une forte corrélation entre les signaux. C'est pour cette raison que le coefficient de corrélation décroît de façon monotone avec la séparation des antennes.

4.3.3 Le modèle PAS laplacien tronqué

Les figures 4.8 et 4.9 illustrent respectivement la distribution du PAS et les coefficients de corrélation dans le modèle laplacien pour un angle d'arrivée nul ($AoA = 0^\circ$) et des étalements angulaires de 10° et 30° .

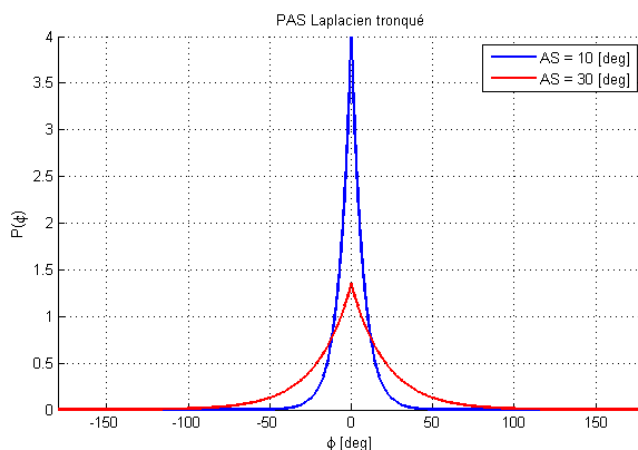


FIGURE 4.8 – Distribution de puissance du PAS laplacien

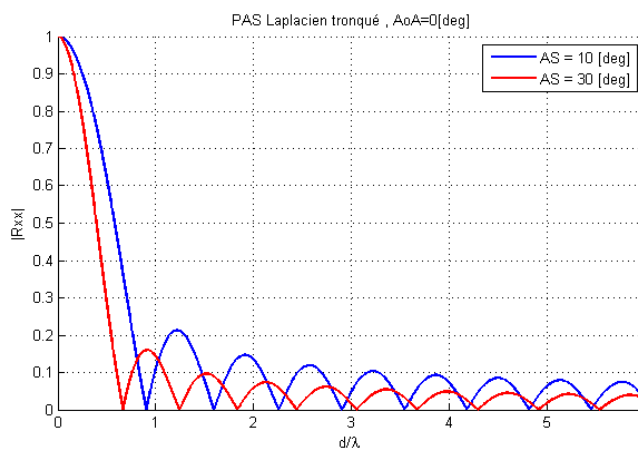


FIGURE 4.9 – Coefficients de corrélation spatiale du PAS laplacien

D'après la figure 4.9, il est clair que l'espacement des antennes doit être suffisamment

grand pour réduire la corrélation spatiale. Par exemple, pour assurer que le coefficient de corrélation spatiale soit inférieur à 0,1 lorsque l'AS est égale à 30° l'espacement des antennes doit être réglé pour qu'il soit légèrement supérieur à $1,3\lambda$. Lorsque l'AS est réduit à 10° , l'espacement des antennes doit encore être augmenté au-delà de 4λ pour assuré que le coefficient de corrélation spatiale soit inférieur à 0,1. Nous constatons aussi que le coefficient de corrélation spatiale devient presque nul aux multiples du nombre entier $0,6\lambda$ quand l'AS est égale à 30° représenté par la courbe en rouge. Pour un AS de 10° , il devient presque nul aux multiples du nombre entier $0,7\lambda$ représenté par la courbe en bleu.

Par ailleurs, pour la répartition de la puissance du modèle PAS laplacien représenté par la figure 4.8, nous remarquons que la puissance s'étale lorsque l'AS augmente. Tel que représenté par la courbe en rouge d'un AS de 30° , dans ce cas les déférents trajets arrivent avec des angles déférents, ce qui entraîne une faible corrélation entre les signaux. Par contre, pour un faible AS, comme représenter sur la courbe en bleu pour un AS de 10° , les déférents trajets arrivent presque avec un même angle, ce qui entraîne une forte corrélation entre les signaux. C'est pour cette raison que le coefficient de corrélation décroît de façon monotone avec la séparation des antennes.

4.3.4 L'effet de la variation de l'AoA moyen sur la corrélation spatiale

Le figure 4.10 illustre les coefficients de corrélation dans le modèle gaussien pour un étalements angulaires de 30° et déférents angles d'arrivée.

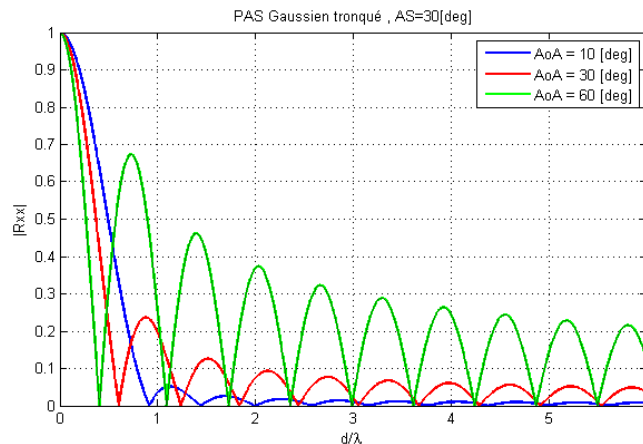


FIGURE 4.10 – Coefficients de corrélation spatiale pour déférents AOA moyen

D'après la figure 4.10, nous constatons que pour réduire la corrélation spatiale, l'espacement entre les antennes doit être suffisamment grand. Par exemple, pour assurer que le coefficient de corrélation spatiale soit inférieur à 0,2, l'espacement entre les antennes doit être supérieure respectivement à $0,9\lambda$, $1,8\lambda$ et au-delà de 6λ , pour un AoA de 0° , 30° et 60° . Nous constatons aussi que le coefficient de corrélation spatiale devient presque nul à des multiples de nombre entier de d/λ . Il est à noter aussi que les effet induit sur

la corrélation spatiale avec la variation de l'AoA sont généralisés pour le cas d'un PAS uniforme ou laplacien tronqué.

4.4 Le modèle d'Alamouti

Dans cette partie, nous étudions les performances des systèmes MIMO à diversité de transmission incluent le codage d'Alamouti STBC vu en chapitre précédent (section 3.7). Ce modèle sera ensuite comparé à des systèmes à diversité de réception MRC (voir annexe D), ayant le même ordre de diversité que les systèmes d'Alamouti.

4.4.1 Comparaison entre un système d'Alamouti STBC 2×1 et 2×2

Dans cette simulation présentée sur la figure 4.11 nous comparons le système d'Alamouti qui emploie deux antennes à l'émission et une antenne à la réception (Alamouti STBC 2×1), et un système avec deux antennes à l'émission et la réception (Alamouti STBC 2×2).

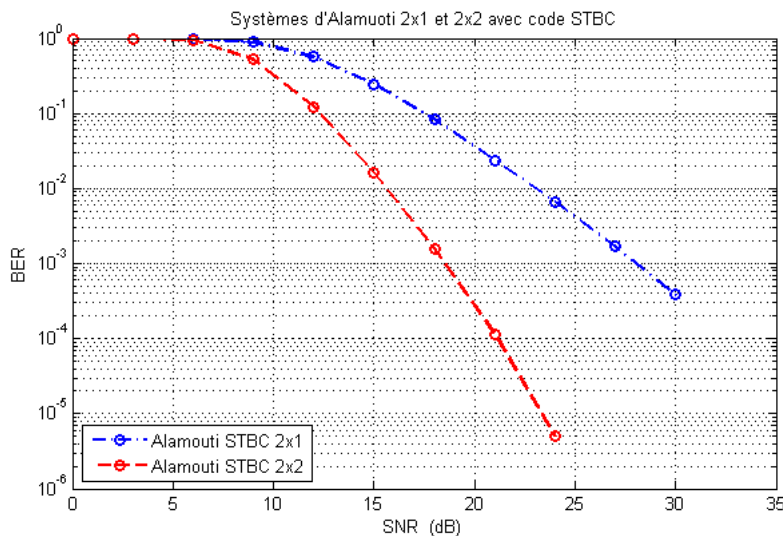


FIGURE 4.11 – Comparaison entre Alamouti STBC 2×1 et 2×2

D'après les résultats obtenus sur la figure 4.11, nous remarquons que les performances sont meilleures avec un système d'Alamouti 2×2 . Par exemple à un SNR= $20dB$ le nombre de bits erronés est de 1 bit sur 2964 bits transmit pour le système Alamouti 2×2 , et il est de 1 bit sur 27 bits pour le système Alamouti 2×1 . Cela est dû au fait que l'ajout d'une antenne à la réception nous a permis de gagner en diversité d'une part et la diminution de la probabilité d'erreur d'autre part.

4.4.2 Comparaison entre la technique de diversité en réception et en émission

La technique de diversité en réception est développée pour combattre les effets de l'évanouissement au niveau du récepteur, Alamouti propose un modèle de diversité de transmission qui offre des gains de diversité semblables, en utilisant plusieurs antennes à l'émissions. D'un point de vue pratique ce modèle exigerait à la fois des antennes multiples à la station de base et mobile dans un système de communications cellulaire.

Les performances d'un système de communication MIMO sont basées sur la comparaison entre la diversité de transmission et/ou réception. Dans la diversité de transmission on utilise un système à deux antennes émettrices et une réceptrice (Alamouti 2×1), tandis que dans la diversité de réception on utilise un système à une antenne émettrice et deux antennes réceptrices (MRC 1×2), en utilisant une modulation BPSK dans un canal de Rayleigh et on suppose que le canal est connu ou estimé par le récepteur.

La figure 4.12 décrit les résultats que nous avons obtenus pour une chaîne de transmission MIMO, elle montre une comparaison d'un système de diversité de transmission qui a une complexité de calcul très semblable à celle d'un système de diversité de réception.

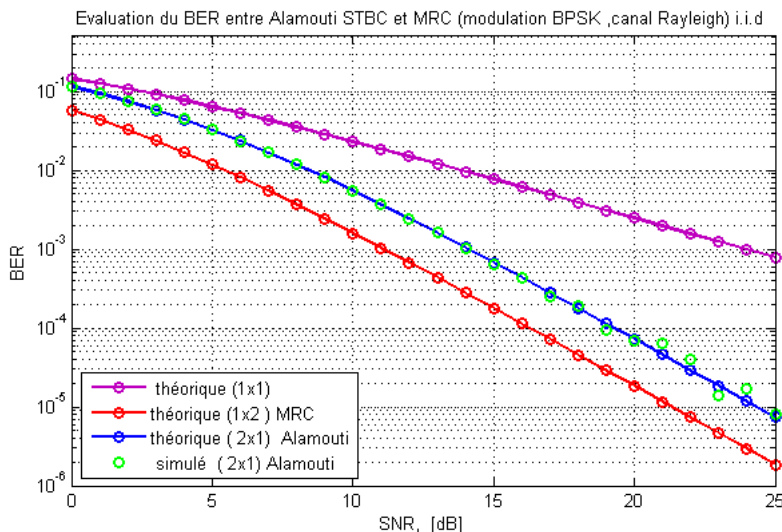


FIGURE 4.12 – Comparaisons entre le modèle de diversité d'Alamouti et MRC

Les résultats obtenus sur la figure 4.12 montrent que les systèmes du même ordre de diversité donnent les mêmes performances, en utilisant un code STBC à l'émission (vu au chapitre 3.7). De plus, nous remarquons que la diversité de transmission est désavantageuse par rapport à la technique maximum Rapport combiné (MRC) de 3 dB, ce-là peut être expliqué par le fait que la diversité de réception (MRC 1×2) exige moins de puissance d'émission par rapport à la diversité de transmission (Alamouti 2×1). Cela est dû à la division de la puissance totale sur le nombre d'antennes utilisé à l'émission. Si nous supposons que la puissance totale transmise par l'antenne émettrice du schéma de diversité de réception (MRC) est égale à P_t , alors la puissance de transmission de chaque

antenne émettrice du schéma de diversité à l'émission (Alamouti) devrait être la moitié de la puissance totale. Ce qui mène à une dégradation de $3dB$ dans le calcul du taux d'erreur, justifiait ainsi le décalage de $3dB$ entre la technique d'Alamouti et la technique MRC. Cependant, il est possible d'obtenir pour les schémas d'Alamouti les mêmes performances du schéma de MRC, cela en faisant rayonner la même énergie sur chaque antenne émettrice en installant des amplificateurs de puissance sur chaque branche.

Les courbes théorique et simulée du schéma d'Alamouti fournissent des résultats plus performants car elles sont associées à un système de diversité de transmission qui normalise toute la puissance à travers chaque branche, et cela est confirmé par leurs superpositions.

4.4.3 Comparaison entre les schémas d'alamouti ($2 \times 1, 2 \times 2$) et MRC ($1 \times 2, 1 \times 4$)

En générale, le schéma d'Alamouti avec deux antennes émettrices et M antennes réceptrices est comparé à un schéma qui utilise la technique MRC avec une antenne émettrice et $2 \times M$ antennes réceptrices, car les deux schémas donnent le même ordre de diversité. Sur la figure 4.13 nous comparant les performances des schémas d'Alamouti ($2 \times 1, 2 \times 2$) et le schéma MRC ($1 \times 2, 1 \times 4$).

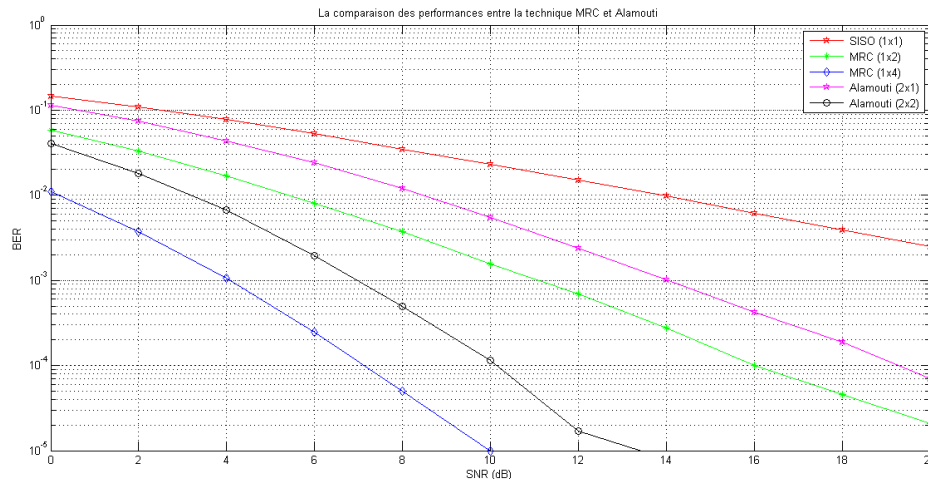


FIGURE 4.13 – Comparaison des performances entre la technique MRC et Alamouti

Les résultats obtenus sur la figure 4.13 montrent que l'utilisation de la technique de codage d'Alamouti (STBC) et MRC donne une meilleure estimation du BER par rapport au système SISO. D'après la même figure, il nous semble que les résultats obtenus respectivement par la technique MRC 1×2 et 1×4 sont meilleurs que celle d'Alamouti 2×1 et 2×2 , et cela est dû à la différence de 3 dB , mais cette différence n'a aucun effet sur les performances du système d'Alamouti, parce que la puissance avec laquelle rayonne ce dernier est la moitié de la puissance totale. Finalement, nous pouvons conclure que le schéma d'Alamouti avec deux antennes émettrices et M antennes réceptrices est équivalent au schéma MRC avec une antenne émettrice et $2 \times M$ antennes réceptrices car les performances sont identiques.

4.5 La chaîne de transmission MIMO-STBC-OFDM

Le but de cette partie est de présenter une chaîne de transmission MIMO basée sur la modulation OFDM utilisant le code d'Alamouti (STBC), puis la tester sous Matlab. On considère dans un premier temps le schéma proposé par Alamouti, qui utilise deux antennes à l'émission et une à la réception, dans un second temps nous allons généraliser au système MIMO défini par deux antennes à l'émission et à la réception. La figure 4.14 représente l'architecture du premier système MISO-STBC-OFDM.

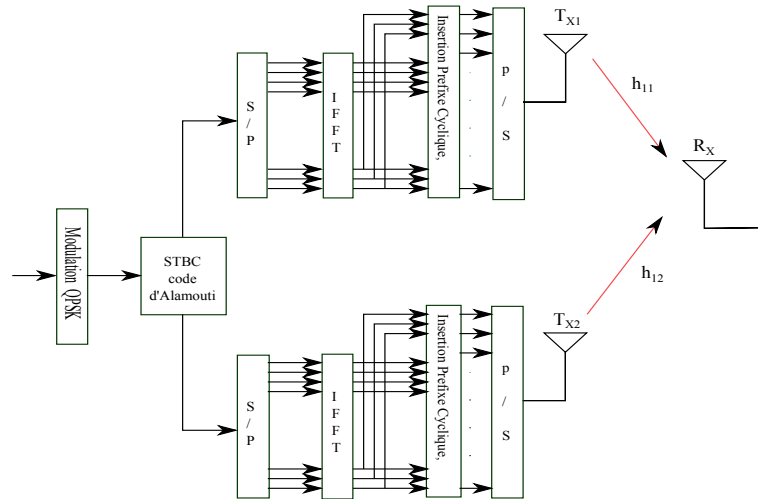


FIGURE 4.14 – Chaîne de transmission MISO-STBC-OFDM

La figure 4.15 illustre une chaîne de transmission MIMO (2×2) basé sur une modulation OFDM et un code STBC d'Alamouti, pour estimer les performances de ce système nous utilisons la notion du BER.

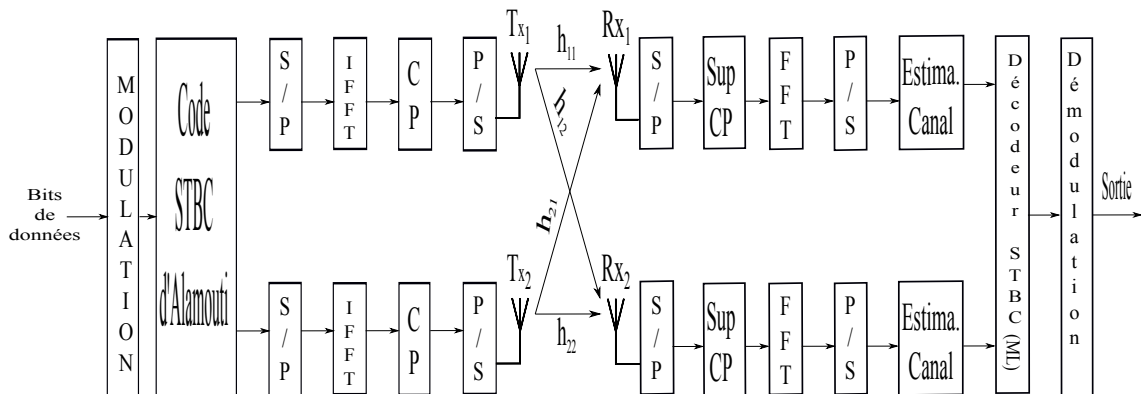


FIGURE 4.15 – Chaîne de transmission MIMO-STBC-OFDM

Les caractéristiques du système sont :

- Le modulateur OFDM possède 128 sous-porteuses avec un préfixe cyclique de 32 symboles numériques.
- Les symboles numériques sont issues d'une modulation QPSK.
- Chaque trame contient 10 symboles OFDM, et un symbole OFDM contient 128 symboles

numériques plus le préfixe cyclique.

- $n_T = 2$, Nombre d'antennes en émission
- $n_R = 2$, Nombre d'antennes en réception

4.5.1 La structure de la chaîne de transmission

La modulation QPSK et le codage STBC

Les éléments d'entrée de notre chaîne est un train binaire qui est généré aléatoirement. Les données binaires rentrent en série au bloc de modulation QPSK, à la sortie nous obtenons des symboles complexes qui sont quantifiés sur 4 bits (2 bits pour la partie réelle et 2 autres pour la partie imaginaire). La dernière étape avant l'envoi sur les deux antennes d'émission est l'utilisation d'un code espace-temps (code d'Alamouti STBC). Ce codage permet d'exploiter à la fois la diversité spatiale et la diversité temporelle en créant des combinaisons linéaires entre les différents symboles.

Le bloc IFFT

Afin de pouvoir appliquer l'IFFT, les symboles passent par le bloc de conversion de série à parallèle. Ensuite, un bloc assure la modulation OFDM, ce bloc applique une IFFT qui permet de passer du domaine fréquentiel au domaine temporel. à la sortie de l'étage, les symboles OFDM obtenus sont reconvertis en série.

L'insertion du Préfixe Cyclique

Après avoir dépassé le bloc IFFT, un préfixe cyclique est inséré avant chaque symbole. Comme le montre la figure 2.7 vu au chapitre 2, une partie de chaque symbole OFDM est recopiée au début de ce même symbole. Dans notre cas, nous choisirons un CP (Cyclic Prefix) de longueur $1/4$ de la trame OFDM, ce qui correspondra à 32 symboles à recopier de la partie utile du symbole. Une fois que toutes ces opérations sont effectuées, les antennes émettrices sont prêtes à transmettre les données.

4.5.2 La structure de la chaîne de réception

Comme le montre la figure 4.15, le bloc récepteur effectue les opérations inverses réalisées au niveau de l'émetteur. Les données reçues sur chaque antenne sont filtrées. Un bloc de conversion de parallèle à série détecte le début de chaque trame, une fois que les trames sont reconstruites, le bloc suivant supprime le préfixe cyclique.

Le bloc FFT

A la sortie du bloc de suppression du préfixe cyclique, les données sont remises en parallèle puis passées dans le bloc FFT, cette fonction permet de passer du domaine temporel au domaine fréquentiel.

L'estimation du canal

Le but de la présence de ce bloc dans la chaîne est d'estimer la fonction de transfert du canal de propagation à travers les symboles pilotes envoyés par le bloc d'émission.

Le décodeur STBC

Le décodeur espace temps est un décodeur d'Alamouti basé sur le principe du décodage à Maximum Likelihood (ML voire annexe C). Cette méthode estime les symboles émis en calculant les distances euclidiennes entre chaque symbole reçu et tous les points de la constellation. Le point de la constellation qui forme la plus petite distance euclidienne avec le symbole reçu est retenue comme étant l'estimation du symbole émis.

La démodulation QPSK

Le bloc de démodulation est la dernière étape de la chaîne de transmission. Cette étape permet de remettre les données à leur état initial, sous forme de bits de données.

4.5.3 Comparaison d'un système MISO-STBC-QPSK et MIMO-STBC-QPSK

La figure 4.16 montre la variation du taux d'erreur binaire (BER) en fonction du SNR pour un système MIMO (2×2) et MISO (2×1). Avec l'utilisation d'un code d'Alamouti (STBC) associé à une modulation QPSK.

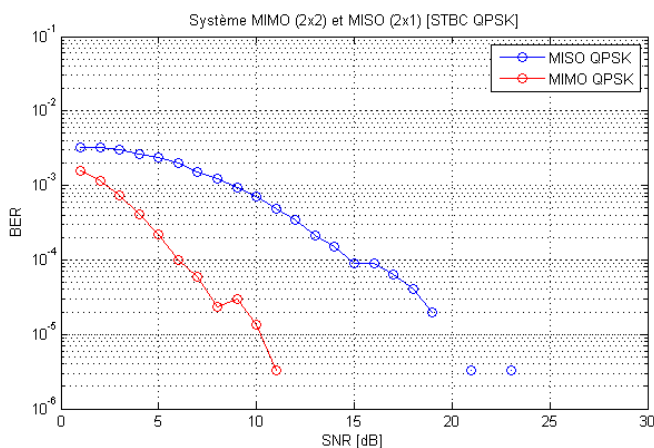


FIGURE 4.16 – Comparaison des performances entre un système MISO-STBC-QPSK et MIMO-STBC-QPSK

Nous remarquons dans les deux cas MIMO et MISO que le BER diminue avec le SNR. Il est clair que les performances du système MIMO sont meilleures que celle du système MISO. Pour un SNR de 10 dB, le système MIMO a un BER faible à celui du système MISO, il est de 10^{-5} (un bit erroné sur 100000 bit transmis) par rapport au système MISO qui est légèrement supérieur à 10^{-3} (un bit erroné sur 1000 bit transmis). Cette variation est dû au fait que l'ajout d'une antenne à la réception nous a permis de gagner

en diversité et ainsi diminuer la probabilité d'erreur à la réception.

Cette simulation est réalisée dans le but de le comparer dans la suite à des systèmes utilisant la modulation OFDM.

4.5.4 Comparaison d'un système MISO-STBC-OFDM et MIMO-STBC-OFDM

Le test de la chaîne de transmission MIMO-STBC-OFDM est représenté dans la figure 4.17 ci-dessous, nous étudions la variation du taux d'erreur binaire (BER) en fonction du SNR pour un système MIMO (2×2) qui est détaillé par le schémas de la figure 4.15 et un système MISO (2×1) qui est détaillé par le schémas de la figure 4.14. Ces deux systèmes utilisent un code d'Alamouti (STBC) associé à une modulation OFDM.

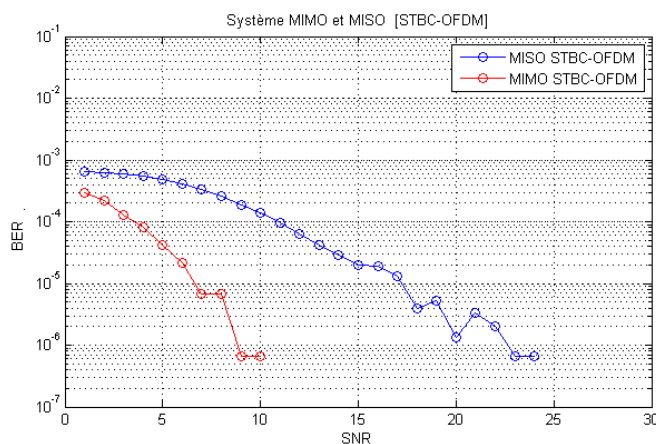


FIGURE 4.17 – Comparaison des performances entre un système MISO-STBC-OFDM et MIMO-STBC-OFDM

Nous remarquons que les performances du système MIMO sont meilleures que celles du système MISO. Dans le cas d'un SNR de 10 dB, le système MIMO a un BER supérieur à 10^{-6} (un bit erroné sur plus d'un million de bit transmis) et qui est très faible

rapport à celui du système MISO, qui est de 10^{-4} (un bit erroné sur 10000 bit transmis).

Par ailleurs, en comparant ces résultats à ceux obtenus sur la figure 4.16 avec l'utilisation d'une modulation QPSK, nous remarquons que l'utilisation de la modulation OFDM améliore considérablement les performances du système. Ceci parce qu'elle permet d'éliminer la sélectivité du canal de transmission, ce qui réduit le phénomène d'interférence à la réception.

4.6 Conclusion

Nous constatons à travers les mesures de la capacité du canal MIMO que l'influence des techniques de diversité améliore considérablement la capacité de la transmission ainsi que la technique SVD. En effet, une grande amélioration de la capacité est observée par rapport aux systèmes classiques SISO. Ce gain de capacité des systèmes MIMO est dû principalement à l'exploitation des trajets multiples.

Par ailleurs, les tests fait sur l'effet de la corrélation spatiale, montrent que dans le cas d'un milieu de propagation avec diffuseurs, la corrélation spatiale entre les antennes varie en fonction de la dispersion angulaire (AS) et de l'AoA moyen des trajets. La corrélation spatiale devient plus importante lorsque les dispersions angulaires sont faibles et aussi lorsque les angles d'arrivé moyen des trajets sont élevés. Dans les deux cas un espacement plus important entre les antennes sera requis pour pouvoir réduire la corrélation spatiale.

Finalement, l'utilisation dans les systèmes MIMO d'un code d'alamouti améliore considérablement ces performances. Ce codage nous permet de multiplexer l'information dans l'espace et dans le temps. Ces derniers deviennent encore plus performant avec l'ajout d'une modulation OFDM pour éliminer la sélectivité du canal.

Conclusion générale

En conclusion, le travail que nous avons mené dans ce mémoire a été composé de trois parties essentielles. La première partie consistait à présenter les systèmes de communication basés sur la technique MIMO et l'évaluation de ses performances en terme de capacité, qui se révèle un atout majeur pour ces systèmes. de plus, l'association du MIMO avec la modulation OFDM se manifeste comme une technique simple à implémenter et capable de réduire les effets néfastes du canal. La deuxième partie était consacrée à l'étude du modèle statistique du canal MIMO, où différents modèles ont été étudié. Les modèles PAS qui décrivaient parfaitement la corrélation spatiale entre antennes et le modèle d'Alamouti basé sur un codage espace temps (STBC) qui améliore les performances du BER des systèmes MIMO ont été passé en revue.

La troisième partie, est expérimentale et elle a été consacré à la simulation. Grâce à la diversité d'antennes des systèmes MIMO, nous avons obtenu une amélioration considérable des capacités par rapport aux systèmes classique SISO. Ensuite, dans la simulation des modèles PAS, nous avons constaté que plus un environnement est excessifs en diffuseurs, plus la corrélation spatiale entre ses antennes est affaiblie et nécessite de faible distance entre elles. En ce qui consterne le modèle d'Alamouti, nous avons constaté qu'avec l'utilisation d'une diversité d'antennes à l'émission et à la réception associée à un code STBC, améliore les performances des systèmes de transmission, comparés aux systèmes SISO. Enfin, dans la dernière partie de la simulation, nous avons jumelés dans une chaîne de transmission, la diversité d'antennes en utilisant deux antennes à l'émission et à la réception (MIMO 2x2), la modulation OFDM pour combattre la sélectivité du canal et un code d'alamouti STBC pour réduire les ISI. Ces trois techniques associées ensemble ont permis d'obtenir des performances qui surpassent de loin les performances des systèmes classique SISO.

Ce mémoire ouvre de multiples perspectives, entre autre :

- La corrélation spatiale est meilleure lorsque les antennes sont suffisamment espacées. Comme les antennes d'un mobile sont fixes après leurs implémentations, et que ce dernier change d'environnement en permanence, ce qui fait varier la corrélation entre ces antennes. Nous proposons une technique qui consiste à désactivé et activé des antennes afin de garder la corrélation inférieur à un seuil donné.
- Les performances de la chaine MIMO-OFDM-STBC peuvent être améliorées en utilisant d'autres codes tels que les Turbo codes et modulations telles que la 16QAM, la 64QAM,...,etc.
- La construction d'une chaîne de transmission basé sur le modèle I-METRA.

Annexe A : Les diversités d'un canal de transmission

A.1 La diversité spatiale

Le mécanisme le plus connu et probablement le plus simple pour réaliser de la diversité est la diversité spatiale. En utilisant deux antennes ayant des diagrammes de rayonnement identiques et suffisamment espacées, la différence de phase fait que les signaux arrivant sur les antennes réceptrices ont peu de chance de s'évanouir en même temps. L'inconvénient majeur de la diversité spatiale est l'encombrement car en théorie les antennes doivent être espacées d'au moins $0,5\lambda$ pour que les signaux puissent être indépendants l'un de l'autre.

A.2 La diversité de polarisation

Nous parlons de diversité de polarisation quand le même signal est émis et reçu simultanément sur des ondes polarisées orthogonalement et dont les caractéristiques de propagation sont indépendantes. Ce type de diversité est très pratique dans le cas d'antennes de petites tailles. Contrairement à la diversité spatiale, il n'y a pas de contrainte sur l'écartement relatif des antennes.

A.3 La diversité de diagramme

La diversité de diagramme peut être utilisée quand les diagrammes des deux antennes sont différents. En utilisant deux antennes ayant des diagrammes de rayonnement différents, les signaux parvenant aux antennes seront de directions différentes et donc probablement indépendants. La diversité en diagramme n'est jamais appliquée seule, elle est généralement combinée avec la diversité spatiale.

A.4 La diversité angulaire

On peut faire une rotation du diagramme de rayonnement de deux antennes similaires du système pour que les signaux reçus proviennent de directions différentes. Dans le cas

des terminaux mobiles, la diversité angulaire peut être réalisée en utilisant deux antennes omnidirectionnelles agissant comme des éléments parasites à angles différents l'une par rapport à l'autre.

A.5 La diversité fréquentielle

Elle est efficace lorsque les évanouissements du canal sont sélectifs en fréquence, la diversité fréquentielle revient à émettre le même signal sur plusieurs fréquences porteuses, dont l'écartement fréquentiel est d'au moins la bande de cohérence du canal B_c . La diversité fréquentielle peut être exploitée par l'utilisation d'une modulation multiporteuse.

A.6 La diversité temporelle

Elle est utilisée pour combattre l'évanouissement sélectif en temps, la diversité temporelle consiste à émettre plusieurs répliques du signal dans des intervalles temporels séparés d'au moins le temps de cohérence du canal T_c . Le principal désavantage de ce procédé est bien sûr le retard induit par la diversité, et la baisse de débit correspondant.

Annexe B :

Les distributions de puissance et les corrélations spatiale

B.1 Le PAS uniforme

Le PAS uniforme décrit dans l'équation 3.20 (section 3.4.2) peut être écrit sous une autre forme comme suite :

$$p(\phi) = \sum_{k=1}^{N_c} Q_k \{ \epsilon [\phi - (\phi_{0,k} - \Delta\phi_k)] - \epsilon [\phi - (\phi_{0,k} + \Delta\phi_k)] \} \quad (4.1)$$

où $\epsilon(\phi)$ est la fonction échelon, et N_c est le nombre de clusters. Le premier échelon normalise le PAS tels qu'il peut être considérée comme une distribution de probabilité. Les constantes Q_k sont des facteurs de normalisation de PAS qui remplissent les conditions d'une fonction de répartition de probabilité suivante :

$$\int_{-\pi}^{\pi} p(\phi) d\phi = \sum_{k=1}^{N_c} \int_{\phi_{0,k}-\Delta\phi_k}^{\phi_{0,k}+\Delta\phi_k} Q_k d\phi = 1 \quad (4.2)$$

où $\Delta\phi_k$ représente la moitié du domaine de définition du PAS (le domaine de propagation présente une symétrie). Un PAS uniforme à deux clusters ($N_c = 2$) ($\phi_0 \in \{-90^\circ, 90^\circ\}$, $AS = 30^\circ$, $\Delta\phi = 60^\circ$), peut être donnée par :

$$2 \sum_{k=1}^{N_c} Q_k \Delta\phi_k = 1 \quad (4.3)$$

Les fonctions R_{xx} et R_{xy} représentent respectivement la corrélation spatiale entre la partie réel-réel et la partie réel-imaginaire des signaux qui arrivent aux différentes antennes, elles sont données par :

$$R_{xx}(D, \phi) = E_\phi \{ \text{Re}h_a(\phi) \cdot \text{Re}h_b(\phi) \}$$

et

$$R_{xy}(D, \phi) = E_\phi \{ \text{Re}h_a(\phi) \cdot \text{Im}h_b(\phi) \} \quad (4.4)$$

sachant que :

$$E_\phi [h(\phi)] = \int_{-\pi}^{\pi} h(\phi) P(\phi) d\phi \quad (4.5)$$

et

$$\begin{aligned}
h_a(\phi)h_b(\phi) &= \alpha e^{j\beta} \alpha e^{j(\beta+D \sin(\phi))} \\
&= |\alpha|^2 e^{j(2\beta+D \sin(\phi))} \\
&= |\alpha|^2 \{ \cos(2\beta + D \sin(\phi)) + j \sin(2\beta + D \sin(\phi)) \}
\end{aligned} \tag{4.6}$$

lorsque $\phi = \phi_0$, ce qui implique que $\beta = 0$, ont aura :

$$\begin{aligned}
E_\phi\{h_a(\phi)h_b(\phi)\} &= E_\phi\{|\alpha|^2 \{ \cos(2\beta + D \sin(\phi)) + j \sin(2\beta + D \sin(\phi)) \}\} \\
&= E_\phi\{|\alpha|^2\} E_\phi\{ \cos(2\beta + D \sin(\phi)) + j \sin(2\beta + D \sin(\phi)) \} \\
&= R_{xx}(D, \phi) + j R_{xy}(D, \phi)
\end{aligned} \tag{4.7}$$

pour ainsi dire :

$$\begin{aligned}
R_{xx}(D, \phi) &= \int_{-\pi}^{\pi} \cos(D \sin(\phi)) P(\phi) d\phi \\
R_{xy}(D, \phi) &= \int_{-\pi}^{\pi} \sin(D \sin(\phi)) P(\phi) d\phi
\end{aligned} \tag{4.8}$$

en remplaçant $P(\phi)$ et Q , nous obtenons :

$$\begin{aligned}
R_{xx}(D, \phi) &= \int_{-\pi}^{\pi} \cos(D \sin(\phi)) P(\phi) d\phi \\
&= \int_{-\pi}^{\pi} \cos(D \sin(\phi)) \sum_{k=1}^{N_c} \int_{\phi_{0,k}-\Delta\phi_k}^{\phi_{0,k}+\Delta\phi_k} Q_k d\phi \\
&= J_0(D) + 4 \sum_{k=1}^{N_c} Q_k \sum_{m=1}^{\infty} \frac{J_{2m}(D)}{2m} \cos(2m\phi_{0,k}) \sin(2m\Delta\phi_k)
\end{aligned} \tag{4.9}$$

et de même :

$$\begin{aligned}
R_{xy}(D, \phi) &= \int_{-\pi}^{\pi} \sin(D \sin(\phi)) P(\phi) d\phi \\
&= \int_{-\pi}^{\pi} \sin(D \sin(\phi)) \sum_{k=1}^{N_c} \int_{\phi_{0,k}-\Delta\phi_k}^{\phi_{0,k}+\Delta\phi_k} Q_k d\phi \\
&= J_0(D) + 4 \sum_{k=1}^{N_c} Q_k \sum_{m=0}^{\infty} \frac{J_{2m+1}(D)}{2m+1} \cos((2m-1)\phi_{0,k}) \sin((2m+1)\Delta\phi_k)
\end{aligned} \tag{4.10}$$

B.2 Le PAS gaussien tronqué

Dans le cas d'une distribution gaussienne de multi-cluster vu en section 3.4.3, son modèle est présentée comme suit :

$$P(\phi) = \sum_{k=1}^{N_c} \frac{Q_k}{\sqrt{2\pi}\sigma_k} e^{-\frac{(\phi-\phi_0)^2}{2\sigma_k^2}} \{ \epsilon [\phi - (\phi_{0,k} - \Delta\phi_k)] - \epsilon [\phi - (\phi_{0,k} + \Delta\phi_k)] \} \quad (4.11)$$

La normalisation des constants Q_k est données par :

$$\sum_{k=1}^{N_c} Q_k \operatorname{erf}\left(\frac{\Delta\phi_k}{\sqrt{2}\sigma_k}\right) = 1 \quad (4.12)$$

Les fonctions de corrélation sont déduites à partir de la définition et l'état de normalisation comme suite :

$$R_{xx}(D) = J_0(D) + \sum_{k=1}^{N_c} Q_k \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m}(D) e^{-2\sigma_k^2 m^2} \cos(2m\phi_k) \cdot \left[\operatorname{erf}\left(\frac{\Delta\phi_k}{\sqrt{2}\sigma_k} - jm\sqrt{2}\sigma_k\right) - \operatorname{erf}\left(-\frac{\Delta\phi_k}{\sqrt{2}\sigma_k} - jm\sqrt{2}\sigma_k\right) \right] \quad (4.13)$$

et

$$R_{xy}(D) = \sum_{k=1}^{N_c} Q_k \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m+1}(D) e^{-2\sigma_k^2(m+\frac{1}{2})^2} \sin((2m+1)\phi_k) \cdot \left[\operatorname{erf}\left(\frac{\Delta\phi_k}{\sqrt{2}\sigma_k} - jm\sqrt{2}\sigma_k(m+\frac{1}{2})\right) - \operatorname{erf}\left(-\frac{\Delta\phi_k}{\sqrt{2}\sigma_k} - jm\sqrt{2}\sigma_k(m+\frac{1}{2})\right) \right] \quad (4.14)$$

B.3 Le PAS laplacien tronqué

Le troisième type de PAS à considérer est la distribution Laplacien qui est vu en section 3.4.4, il s'écrit de la forme suivante :

$$P(\phi) = \sum_{k=1}^{N_c} \frac{Q_k}{\sqrt{2\pi}\sigma_k} e^{-\frac{\sqrt{2}(\phi-\phi_0)^2}{\sigma_k^2}} \{ \epsilon [\phi - (\phi_{0,k} - \Delta\phi_k)] - \epsilon [\phi - (\phi_{0,k} + \Delta\phi_k)] \} \quad (4.15)$$

La normalisation des constants Q_k est donnée par :

$$\sum_{k=1}^{N_c} Q_k (1 - e^{-\frac{\sqrt{2}\Delta\phi_k}{\sigma_k}}) = 1 \quad (4.16)$$

Les fonctions de corrélation sont déduites à partir de la définition et l'état de normalisation comme suite :

$$\begin{aligned}
R_{xx}(D) = J_0(D) + 4 \sum_{k=1}^{N_c} Q_k \sum_{m=1}^{\infty} \frac{J_{2m}(D)}{\left(\frac{\sqrt{2}}{\sigma_k}\right)^2 + (2m)^2} \cos(2m\phi_k) \\
\left[\frac{\sqrt{2}}{\sigma_k} + e^{-\frac{\sqrt{2}\Delta\phi_k}{\sigma_k}} \left\{ 2m \sin(2m\Delta\phi_k) - \frac{\sqrt{2}}{\sigma_k} \cos(2m\Delta\phi_k) \right\} \right]
\end{aligned} \tag{4.17}$$

et

$$\begin{aligned}
R_{xy}(D) = 4 \sum_{k=1}^{N_c} Q_k \sum_{m=0}^{\infty} \frac{J_{2m+1}(D)}{\left(\frac{\sqrt{2}}{\sigma_k}\right)^2 + (2m+1)^2} \sin((2m+1)\phi_k) \\
\left[\frac{\sqrt{2}}{\sigma_k} + e^{-\frac{\sqrt{2}\Delta\phi_k}{\sigma_k}} \left\{ (2m+1) \sin((2m+1)\Delta\phi_k) - \frac{\sqrt{2}}{\sigma_k} \cos((2m+1)\Delta\phi_k) \right\} \right]
\end{aligned} \tag{4.18}$$

Annexe C : La technique ML

Les meilleures performances en termes de taux d'erreur sont obtenues par le récepteur utilisant le maximum de vraisemblance (ML Maximum Likelihood). Après avoir estimé en réception la matrice du canal, le récepteur génère la constellation de tous les symboles possibles et recherche la distance minimale entre le symbole reçu et les symboles générés :

$$\hat{S} = \arg \min \| y - Hs \|^2 \quad (4.19)$$

où :

- $\| \cdot \|$ est La norme euclidienne.
- \hat{S} est le symbole estimé.
- y est le symbole reçu.
- H la matrice des coefficients du canal de propagation.
- s est le symbole émis.

Le récepteur est optimal si les symboles sont équiprobables et si les n_T (Nombres d'antennes d'émission) voies parallèles sont indépendantes. Cette méthode devient complexe lorsque le nombre de points de la constellation est grand et quand le nombre d'antennes augmente. En effet, si M représente la taille de la constellation, le récepteur doit calculer $(M)^n$ distances, ce qui devient rapidement prohibitif en terme de calcul : pour une QAM-256 avec 2 antennes en émission, il y a 65536 distances à calculer.

C.1 La règle de discision du ML

Lorsque deux signaux sont transmis simultanément sur deux antennes à un instant donné, voir figure 3.9. Le signal transmit de l'antenne T_{x1} est défini par s_1 et celui de l'antenne T_{x2} est défini par s_2 . Durant le deuxième instant donné, le signal $-s_2^*$ est transmit de l'antenne T_{x1} et le signal s_1^* est transmit de l'antenne T_{x2} . Les canaux au temps t sont définis par $h_1(t)$ pour l'antenne T_{x1} et $h_2(t)$ pour l'antenne T_{x2} . En faisant l'hypothèse que l'atténuation est constante durant une période donnée, on peut écrire :

$$\begin{aligned} h_1(t) &= h_1(T + t) = h_1 = \alpha_1 e^{j\beta_1} \\ h_2(t) &= h_2(T + t) = h_2 = \alpha_2 e^{j\beta_2} \end{aligned} \quad (4.20)$$

où :

- T est la durée entre le premier et le deuxième instant donné.
- h_i représente les coefficients du canal.
- α_i et β_i représente l'amplitude et la phase de chaque trajet.

Les signaux reçus peuvent donc être définis comme suit :

$$\begin{aligned} y_1 &= y_1(t) = h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1 \\ y_2 &= y_{t+T} = -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + n_2 \end{aligned} \quad (4.21)$$

où n_1 et n_2 représentent le bruit.

On peut aussi définir les signaux reçus sous forme matricielle comme dans le tableau 3.3 en section 3.7.3. En faisant l'hypothèse que n_1 et n_2 sont complexes et suit la loi de Gausse de moyenne nul et de variance unitaire, la règle de décision de vraisemblance maximale est donnée comme suite :

$$d^2(y_1, h_1 s_1) + d^2(y_2, h_2 s_1) \leq d^2(y_1, h_1 s_k) + d^2(y_2, h_2 s_k) \quad (4.22)$$

où $d^2(x, z)$ représente la distance euclidienne au carré entre le signal x et z donnée par $d^2(x, z) = (x - z)(x^* - z^*)$. Le module de combinaison forme les deux signaux suivants qui sont ensuite envoyé au détecteur :

$$\begin{aligned} \hat{s}_1 &= h_1^* y_1 + h_2 y_2^* \\ \hat{s}_2 &= h_2^* y_1 - h_1 y_2^* \end{aligned} \quad (4.23)$$

Après l'estimation des symboles reçus le récepteur génère toutes les constellations possibles afin de chercher la distance minimale entre le symbole estimé et le symbole généré.

Annexe D : La technique MRC

Les systèmes à diversité de réception nécessitant des techniques de recombinaison des signaux afin d'obtenir un signal sans évanouissement qui sont dûs aux multi-trajets. Plusieurs techniques de recombinaisons sont développées dans ce domaine, nous avons choisi de détailler la technique de combinaison par rapport maximal (MRC) car elle est la plus adaptée pour les systèmes de diversité. Cette technique permet de récupérer tous les signaux indépendants arrivant aux récepteurs pour les combiner. Pour empêcher certains phénomènes observés sur quelques branches qui sont liées aux déphasages et la diminution de la puissance des signaux, chaque signal doit être multiplié par un co-phaseur pour que les signaux ne soient plus déphasés, et un coefficient de pondération W_i est appliqué sur chaque branche avant que tous les signaux ne soit combiner (voir figure 4.18), le combineur choisi des signaux qui ont un coefficient de pondération élevé, ou un SNR élevé afin de maximiser le signal à la sortie.

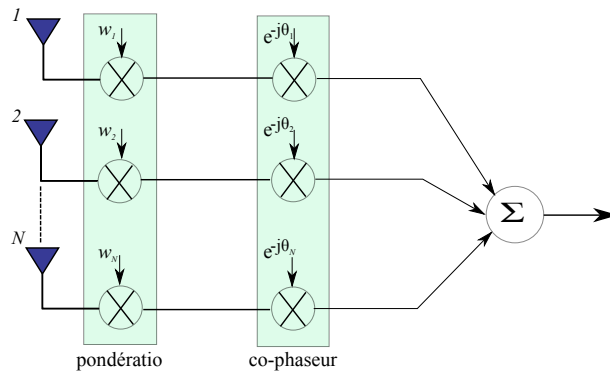


FIGURE 4.18 – Schémas du combineur par rapport maximal (MRC)

Le SNR estimé par la technique de la combinaison par rapport maximal (MRC) est donné par :

$$\gamma = E[|s(t)|^2] \sum_{n=1}^N \frac{|V_n|^2}{\sigma_{b,n}^2} = \sum_{n=0}^N \gamma_n \quad (4.24)$$

avec :

$$\gamma_n = E[|s(t)|^2] \frac{V_n V_n^*}{\sigma_{b,n}^2} \quad (4.25)$$

où :

- γ : est le SNR.
- $S(t)$: le signal transmis.
- V_n : la réponse du canal.
- $\sigma_{b,n}$: le bruit gaussien de la n-ème antenne réceptrice.
- N : nombre d'antenne utilisé à la réception.
- γ : est le SNR de chaque branche avant la combinaison.

Annexe E : La fonction de Bessel

Les fonctions de Bessel sont les solutions particulières de l'équation différentielle :

$$y'' + \frac{y'}{x} + \left(1 - \frac{n^2}{x^2}\right) \cdot y = 0 \quad (4.26)$$

dont les solutions sont de la forme :

$$J_n(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k \left(\frac{x}{2}\right)^{2k+n}}{k!(k+1)!} \quad (4.27)$$

la représentation des cinq premières fonctions de Bessel est donnée sur la figure ci-dessous :

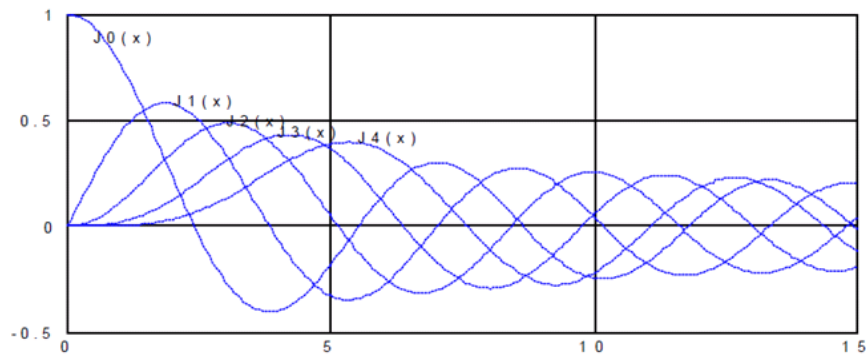


FIGURE 4.19 – Représentation des cinq premières fonctions de Bessel

Bibliographie

- [3GP02] 3GPP. Multiple input multiple output antenna processing for hsdpa. *3rd Generation Partnership Project, Technical Specification Group Radio Access Network*, 2002.
- [3GP03] 3GPP. Correlation properties of scm. *SCM Conference Call*, March 2003.
- [3GP06] 3GPP. Physical layer aspects for evolved utra (release 7). *3rd Generation Partnership Project, Technical Specification Group Radio Access Network*, 2006.
- [Ala98] Siavash Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 16(8) :1451–1458, 1998.
- [And13] A N Andriamanalina. Capacité d’un système mimo via un canal à évanouissement. volume 1, pages 102–108, 2013.
- [Auf04] Jean-Michel Auffray. *Systèmes MIMO à porteuses multiples : étude et optimisation de la combinaison de codes temps-espace et des techniques MC-CDMA*. PhD thesis, INSA de Rennes, 2004.
- [BAK12] Hadj Ali BAKIR. *Exploitation de l’association des techniques MIMO-OFDM pour la transmission dans les réseaux locaux sans fil*. PhD thesis, UNIVERSITE DE TLEMCEEN, 2012.
- [BCBR01] Olivier Berder, Ludovic Collin, Gilles Burel, and Philippe Rostaing. Digital transmission combining blast and ofdm concepts : experimentation on the uhf cost 207 channel. In *Global Telecommunications Conference, 2001. GLOBECOM’01. IEEE*, volume 1, pages 141–145. IEEE, 2001.
- [BEN13] Sofian BENNACEUR. étude et modélisation de canaux siso dans le cas outdoor. Master’s thesis, UNIVERSITE A-Mira de BEJAIA, 2013.
- [BRA12] Fahem BRAHAMI. étude et modélisation de canaux siso dans le cas indoor. Master’s thesis, UNIVERSITE A-Mira de BEJAIA, 2012.
- [BV07] Geneviève Baudoin and Martine Villegas. *Radiocommunications numériques*. Dunod, 2007.
- [BZ12] Maha BEN ZID. *Emploi de techniques de traitement de signal MIMO pour des applications dédiées réseaux*. PhD thesis, UNIVERSITE DE GRENOBLE, Juillet 2012.
- [Cha66] Robert W Chang. Synthesis of band-limited orthogonal signals for multi-channel data transmission. *Bell System Technical Journal*, 45(10) :1775–1796, 1966.

- [Cho11] Alaa Choumane. *Synthèse d'un canal de propagation par système multi-antennes pour la caractérisation de terminaux mobiles à diversité*. PhD thesis, Limoges, 2011.
- [CKYK10] Yong Soo Cho, Jaekwon Kim, Won Young Yang, and Chung G Kang. *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB*. John Wiley & Sons, 2010.
- [DCC00] M.O Damen, A Chkeif, and Belfiore J C. Lattice code decoder for fading channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, 4(5) :166–169, May 2000.
- [Egg95] Patrick Claus F Eggers. Angular dispersive mobile radio environments sensed by highly directive base station antennas. In *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1995. PIMRC'95. Wireless : Merging onto the Information Superhighway., Sixth IEEE International Symposium on*, volume 2, pages 522–526. IEEE, 1995.
- [FER10] Souhila FEROUANI. *Etude et Implémentation d'un Système MIMO dans un Contexte OFDM*. PhD thesis, UNIVERSITE DE TLEMCEM, 2010.
- [FG98] Gerard J Foschini and Michael J Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless personal communications*, 6(3) :311–335, 1998.
- [FGM⁺02] Javier R Fonollosa, Roger Gaspa, Xavier Mestre, M Heikkila, JP Kermaol, L Schumacher, A Pollard, Juha Ylitalo, et al. The ist metra project. *Communications Magazine, IEEE*, 40(7) :78–86, 2002.
- [FJCL05] W da C Freitas Jr, Francisco RP Cavalcanti, and Renato R Lopes. Hybrid transceiver schemes for spatial multiplexing and diversity in mimo systems. *Journal of Communication and Information Systems*, 20(3) :63–76, 2005.
- [FL61] GA Franco and G Lachs. An orthogonal coding technique for communications. In *1961 IRE International Convention Record*, pages 126–130, 1961.
- [Fos96] Gerard J Foschini. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas. *Bell labs technical journal*, 1(2) :41–59, 1996.
- [Jaf05] Hamid Jafarkhani. *Space-time coding : theory and practice*. Cambridge university press, 2005.
- [Jem04] Ali Jemmali. *Modélisation et émulation des canaux de propagation des systèmes MIMO*. PhD thesis, École de technologie supérieure, 2004.
- [Kai96] Stefan Kaiser. Trade-off between channel coding and spreading in multi-carrier cdma systems. In *Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings, 1996., IEEE 4th International Symposium on*, volume 3, pages 1366–1370. IEEE, 1996.
- [KSM02] Jean Philippe Kermaol, Laurent Schumacher, and Preben Mogensen. Channel characterisation. *IST Project IST-2000-30148 I-METRA, Deliverable*, 2, 2002.
- [KSP⁺02] JP Kermaol, L Schumacher, K I Pedersen, P E Mogensen, and F Frederiksen. A stochastic mimo channel model with experimental validation. *Select Areas in Communicatio, IEEE Journal*, 20(6) :1211–1226, 2002.

- [Lee73] William CY Lee. Effects on correlation between two mobile radio base-station antennas. *Communications, IEEE Transactions on*, 21(11) :1214–1224, 1973.
- [Oua05] Ilham Ouachani. *Analyse de performances de systèmes de communication sans-fils exploitant micro-et macro-diversité*. PhD thesis, Université Paris Sud-Paris XI, 2005.
- [PAKM00] Klaus I Pedersen, Jorgen Bach Andersen, Jean Philippe Kermoal, and Preben Mogensen. A stochastic multiple-input-multiple-output radio channel model for evaluation of space-time coding algorithms. In *Vehicular Technology Conference, 2000. IEEE-VTS Fall VTC 2000. 52nd*, volume 2, pages 893–897. IEEE, 2000.
- [PMF00] Klaus Ingemann Pedersen, Preben E Mogensen, and Bernard H Fleury. A stochastic model of the temporal and azimuthal dispersion seen at the base station in outdoor propagation environments. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 49(2) :437–447, 2000.
- [PR80] Abraham Peled and Antonio Ruiz. Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms. In *Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE International Conference on ICASSP'80.*, volume 5, pages 964–967. IEEE, 1980.
- [Pra09] Nuttapol Prayongpun. *Modélisation et étude de la capacité du canal pour un système multi-antennes avancé exploitant la diversité de polarisation*. PhD thesis, Université Joseph-Fourier-Grenoble I, 2009.
- [pro] IST-METRA project. [online] available : <http://www.ist-imetra.org>.
- [Sch02] Laurent Schumacher. Description of the matlab implementation of a mimo channel model suited for link-level simulations. *implementation note version 0.1*, 2002.
- [SKF⁺] Laurent Schumacher, Jean Philippe Kermoal, Frank Frederiksen, Klaus I Pedersen, Albert Algans, and Preben E Mogensen. Ist-1999-11729 metra d2 mimo channel characterisation.
- [SKM03] Laurent Schumacher, Jean Philippe Kermoal, and Preben Mogensen. Final report. *IST Project IST-2000-30148 I-METRA*, oct 2003.
- [SPM02] Laurent Schumacher, Klaus I Pedersen, and Preben E Mogensen. From antenna spacings to theoretical capacities-guidelines for simulating mimo systems. In *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2002. The 13th IEEE International Symposium on*, volume 2, pages 587–592. IEEE, 2002.
- [TJC99] Vahid Tarokh, Hamid Jafarkhani, and A Robert Calderbank. Space-time block codes from orthogonal designs. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 45(5) :1456–1467, 1999.
- [TSC98] Vahid Tarokh, Nambi Seshadri, and A Robert Calderbank. Space-time codes for high data rate wireless communication : Performance criterion and code construction. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 44(2) :744–765, 1998.

- [Vri06] Baptiste Vriigneau. *Systèmes MIMO précodés optimisant la distance minimale : étude des performances et extension du nombre de voies*. PhD thesis, Université de Bretagne occidentale-Brest, 2006.
- [XWG01] Yan Xin, Zhengdao Wang, and Georgios B Giannakis. Space-time constellation-rotating codes maximizing diversity and coding gains. In *Global Telecommunications Conference, 2001. GLOBECOM'01. IEEE*, volume 1, pages 455–459. IEEE, 2001.
- [ZT03] Lihong Zheng and David N. C. Tse. Diversity and multiplexing : a fundamental tradeoff in multiple-antenna channels. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 49(5) :1073–1096, 2003.