

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université 8 Mai 1945 Guelma
Faculté : Sciences et technologies
Département : Electronique et télécommunications



Mémoire de fin d'étude
Pour l'obtention du diplôme de Master Académique
Domaine : **Sciences et Technologie**
Filière : **Télécommunications**
Spécialité : **Systeme de Télécommunications**

Étude et analyse de l'estimation des canaux multi-trajets dans un système OFDM

Présentée par :

ATTATRA Abdallah

CHERIFI Boutheyna

Sous la direction de :

Dr. GHADJATI Mohamed

Juin 2023

REMERCIEMENTS

Nous tenons à exprimer premièrement notre profonde gratitude à Dieu, qui nous a donné la santé et la volonté pour le parachèvement de ce travail.

Nous voudrions, avant toute chose, exprimer ma plus grande reconnaissance à mon encadreur Monsieur Ghadjati Mohammed, Docteur à l'Université de Guelma, qui a su diriger ce travail avec diplomatie, efficacité et rigueur. Je lui en témoigne ici toute ma gratitude.

Nous remercions également les membres du jury pour accepter et d'examiner ce travail

Nous remercions tous nos enseignants du Département d'électronique et de télécommunications. Pour leurs conseils, leur gentillesse, et leur générosité.

Dédicaces

Je dédie ce travail à :

*- A mes parents Pour le soutien qu'ils m'ont accordé tout
au long de mes études*

- Mes frères houssein, chouaib, Kader et sa fille Roufia.

*- A ma sœur Lamia, Et ses enfants Batoul, Imene et
Mohammed.*

- A ma petite princesse kaouther

- A toute ma famille.

- A tous mes proches et mes amis.

Attatra Abdallah

Dédicaces

- A mes très chers parents qui sont la bougie qui illumine

ma vie

- A mon frère Chouaib et ma sœur Marwa

- Et les enfants de ma sœur Nour cine et Nour Djinem

- A mes adorables cousines Yasmine et Malek

- A mes chères copines Salma et Oumayma

- A tous mes proches et mes amis.

Cherifi Boutheyna

Résumé :

Dans les systèmes de télécommunications sans fil, le canal de transmission est l'une des principales sources de brouillage des signaux. La technique OFDM est robuste contre l'effet de multi-trajet, et permet de trouver le signal émis avec un faible taux d'erreur grâce à l'estimation de canal qui joue un rôle clé dans la performance des systèmes de communication, l'objectif des travaux menés dans le cadre de cette thèse est d'étudier et de proposer des schémas d'estimation de canal dans un environnement multi-antennes multi-porteuses sur des canaux de transmission radio mobile. L'estimation de canal est un point critique dans les performances des systèmes de transmission, notamment pour les systèmes multi-antennes ou MIMO : elle doit être optimisée pour conserver les avantages de débit et de performance des techniques MIMO. Ainsi, pour une transmission MIMO-OFDM, afin d'égaliser le signal reçu, le récepteur ne doit plus estimer un seul canal comme dans le cas mono-antenne, mais un ensemble de sous-canaux qui composent le canal MIMO. De plus, cette estimation nécessite dans la plupart des cas l'insertion de symboles connus dans la trame, ce qui se traduit par une perte d'efficacité spectrale.

Abstract:

In wireless telecommunications systems, the transmission channel is one of the main sources of signal interference. The OFDM technique is robust against the multi-path effect, and allows to find the signal emitted with a low error rate thanks to the channel estimation that plays a key role in the performance of the communication systems, the aim of the work carried out in this thesis is to study and propose channel estimation schemes in a multi-carrier multi-antenna environment on mobile radio transmission channels. Channel estimation is a critical point in the performance of transmission systems, especially for multi-antenna or MIMO systems: it must be optimized to retain the throughput and performance benefits of MIMO techniques. Thus, for a MIMO-OFDM transmission, in order to equalize the received signal, the receiver must no longer estimate a single channel as in the single-antenna case, but a set of sub-channels that make up the MIMO channel. Moreover, in most cases this estimation requires the insertion of known symbols in the frame, which results in a loss of spectral efficiency.

ملخص :

في أنظمة الاتصالات اللاسلكية، قناة الإرسال هي أحد المصادر الرئيسية لتداخل الإشارة. تقنية OFDM قوية مقابل تأثير المسار المتعدد، وتسمح بإيجاد الإشارة المنبعثة بمعدل خطأ منخفض بفضل تقدير القناة الذي يلعب دوراً رئيسياً في أداء أنظمة الاتصال، والهدف من العمل المضطلع به في هذه الأطروحة هو دراسة واقتراح مخططات لتقدير القنوات في بيئة متعددة الهوائيات متعددة الحاملات على قنوات الإرسال اللاسلكي المتنقلة. يعتبر تقدير القناة نقطة حرجة في أداء أنظمة الإرسال، خاصة لنظم الهوائيات المتعددة أو MIMO: يجب تحسينها للاحتفاظ بفوائد الإنتاجية والأداء لتقنيات MIMO. وبالتالي بالنسبة لإرسال MIMO-OFDM، من أجل معادلة الإشارة المستلمة، يجب على المتلقي عدم تقدير قناة واحدة كما هو الحال في حالة الهوائي الواحد، ولكن مجموعة من القنوات الفرعية التي تشكل قناة MIMO. علاوة على ذلك، يتطلب هذا التقدير في معظم الحالات إدراج رموز معروفة في الإطار، مما يؤدي إلى فقدان الكفاءة الطيفية.

Table des matières

Remerciements

Résumé

Sommaire

Introduction Générale1

Chapitre I : Canal de propagation SISO

I.1 Introduction 4

I.2 Canal de propagation 4

I.3 Paramètres de caractérisation d'un canal5

I.3.1 Les paramètres de dispersion temporelle (*delay spread*) T_m 5

I.3.2 La bande de cohérence 6

I.3.3 Étalement Doppler (*Doppler spread*) B_D 6

I.3.4 Temps de cohérence (*coherence time*) T_c 7

I.4 types d'évanouissement 7

I.4.1 L'évanouissement à large échelle..... 8

I.4.1.1 L'affaiblissement en espace libre..... 8

I.4.1.2 L'ombrage..... 9

I.4.2 L'évanouissement à petite échelle..... 10

I.4.2.1Évanouissements dus à la dispersion temporelle (Multipath Channel) 10

I.4.2.1.1 Évanouissements sélectifs en fréquence11

I.4.2.1.1 Évanouissements plats..... 11

I.4.2.2 Mobilité 12

I.4.2.2.1Évanouissements rapides 12

I.4.2.2.1Évanouissements lents12

I.5 Évanouissements de Rayleigh et Rice12

I.5.1 Canal de Rayleigh 13

I.5.1 Canal de Rice 13

I.6 Propagation Indoor..... 14

I.7 Modèles de propagation Outdoor 14

I.7.1 Modèle bruit blanc gaussien filtré FWGN 14

I.7.1.1 Modèle FWGN 16

Table des matières

I.7.1.2 Modèle de Clark/Gans	16
I.7.1.2 Modèle FWGN dans le domaine fréquentiel.....	16
I.7.1.3 Modèle FWGN dans le domaine temporel.....	17
I.7.2 Modèle de canal sélectif en fréquence	18
I.7.2.1 Modèle TDL (Tapped Delay Line)	18
I.7.2.2 Modèle d'ajustement des coefficients	19
I.8 Conclusion	21
Chapitre II : Systèmes MIMO-OFDM	
II.1 Introduction	24
II.2 la technologie MIMO (Entrées Multiples Sorties Multiples)	25
II.2.1 Définition.....	24
II.2.2 Principe de la technologie MIMO	25
II.2.3 Architecture la technologie MIMO	26
II.2.3.1 Système SISO	26
II.2.3.2 Système MISO	27
II.2.3.3 Système SIMO	27
II.2.3.4 Système MIMO	28
II.3 La modulation OFDM	29
II.3.1Principes de la modulation	30
II.3.1.1 QAM : Quadrature Amplitude Modulation	30
II.3.2 Principe de la modulation OFDM	30
II.3.3 Orthogonalité	32
II.3.4 Principe de la démodulation	33
II.3.5 Problème des interférences entre symboles	34
II.3.6 Intervalle de garde	35
II.4 Présentation du système MIMO/OFDM	36
II.5 Conclusion	38

Table des matières

Chapitre III : Estimation du canal

III.1 Introduction	40
III.2 Techniques d'estimation : état de l'art.....	40
III.2.1 Les pilotes	40
III.2.2 Les critères LS et LMMSE	41
III.2.2.1 Estimation LS.....	41
III.2.2.2 Estimation LMMSE (Linear Minimum Square Error).....	42
III.3 Techniques d'interpolation	45
III.3.1 Interpolation nearest-neighbor.....	45
III.3.2 Interpolation linéaire.....	46
III.3.3 Interpolation polynomiale.....	46
III.4 Égalisation	47
III.5 Conclusion	47

Chapitre IV :

IV.1 Introduction	49
IV.2 Critères d'évaluation	49
IV.2.1 Le taux d'erreur binaire	49
IV.2.2 Erreur quadratique moyenne normalisé	49
IV.2.3 Rapport signal sur bruit	49
IV.3 Modèles des canaux	49
IV.4 L'effet du nombre des pilotes	50
IV.5 Comparaison entre les différents estimateurs avec différents canaux	53
IV.6 Effet du type de modulation	55
IV.7 Conclusion	56

Conclusion générale	58
----------------------------------	----

Bibliographie

Chapitre I

Figure I.1 : Schéma de propagation en milieu radio mobil 6

Figure I.2 : Exemple pour le calcul de l'effet Doppler.....7

Figure I.3 : Temps de cohérence8

Figure I.4 : Classification des évanouissements du canal.....8

Figure I.5 : diviser le gain en trois sources..... 11

Figure I.6 : Interaction de l'onde électromagnétique avec son milieu 12

Figure I.7 : Propagation multi-trajet NLOS13

Figure I.8: Propagation multi-trajet LOS 14

Figure I.9 : Schéma fonctionnel pour le modèle de Clarke/Gans..... 16

Figure I.10 : Génération du spectre Doppler17

Figure I.11 : Equivalent dans le domaine discret17

Figure I.12 : Modelé FWGN dans le domaine temporel 17

Figure I.13 : Modèle de canal à évanouissement sélectifs en fréquence20

Figure I.14 : Illustration d'ajustement de coefficient par arrondissement 21

Figure I.15 : Illustration d'ajustement des coefficients par interpolation22

Chapitre II

Figure II.1 : Schéma général d'un système de transmission sans fil MIMO..... 24

Figure II.2 : Principe de la technologie MIMO25

Figure II.3: Système SISO.....26

Figure II.4: Système MISO.....27

Figure II.5: Système SIMO.....28

Figure II.6: Système MISO.....29

Figure II.7 : Schéma de constellation de la modulation QAM-1630

Figure II.8 : schéma de principe du modulateur OFDM 31

Figure II.9 : Représentation spectrale des sous porteuses orthogonales 33

Figure II.10 : Schéma de principe d'un démodulateur OFDM34

Figure II.11 : Le système de transmission MIMO/OFDM 34
Figure II.12 : Insertion d'un intervalle de garde 'D' 35
Figure II.13 : Le système de transmission MIMO/OFDM.....37

Chapitre III

Figure III.1 : Deux motifs possibles de disposition des pilotes..... 40
Figure III.2 : Schéma de l'estimation du canal au sens du critère MMSE.....42
Figure III.3 : Illustration du principe des interpolations NN et linéaire.....46

Chapitre IV

Figure IV.1 : Courbes NMSE pour un espacement entre pilotes symboles de 2.....51
Figure IV.2 : Courbes NMSE pour un espacement entre pilotes symboles de 4..... 52
Figure IV.3 : Courbes NMSE pour un espacement entre pilotes symboles de 8 52
Figure IV.4 : Courbes NMSE des différents estimateurs pour le canal EPA.... 53
Figure IV.5: Courbes NMSE des différents estimateurs pour le canal EVA..... 54
Figure IV.6 : Courbes NMSE des différents estimateurs pour le canal ETU54
Figure IV.7 : Courbes BER des différents estimateurs avec la modulation 16-QAM ..55
Figure IV.8 : Courbes BER des différents estimateurs avec la modulation 256-QAM
..... 56

Liste Des Abréviations

Chapitre I

Tableau II.1 : PDP (Profil du retard de puissance) ITU-R model19

Chapitre IV

Tableau IV.1 : les modèles des canaux (EPA, ETU, EVA)50

Tableau IV.2 : Profil de retard pour trois model de canaux Pedestrian-A(EPA) et vehicular- A (EVA) et typical urban (ETU) 50

Liste Des Abréviations

AWGN	Additive White Gaussian Noise.
BER	Bit Error Rate.
BPSK	Binary Phase Shift Keying.
CP	Cyclic Prefix.
DFT	Discrete Fourier Transform.
EQMN	Erreur quadratique moyenne normalisée.
FFT	Fast Fourier Transform.
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers.
IFFT	The Inverse Fast Fourier Transform.
GI	Guard Interval
LS	Least Square
LMMSE	Linear Minimum Mean Square Error
MS	Mobile Station
MIMO	Multiple-input and multiple-output.
MISO	Multiple-input and single-output.
MMSE	Minimum Mean Square Error
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex.
QAM	Quadrature Amplitude Modulation.
QPSK	Quadratic Phase Shift Keyed.
PDP	(Profil du retard de puissance).
SNR	Signal to Noise Ratio.
SIMO	Single-input and multiple-output.
SISO	Single-input single-output.

Liste Des symboles

T_s	Durée d'un Symbole
T_b	Temps-bit
τ_{RMS}	Étalement moyen au sens des moindres carres
$\bar{\tau}$	Delai Moyen
f_d	Fréquence Doppler
f_0, f_c	Fréquence Porteuse
B_d	Étalement Doppler
v	Vitesse du Mobile
T_c	Temps de Cohérence
B_c	Bande de Cohérence
P_t, P_r	La puissance transmise et reçue en espace libre
G_t, G_r	Le gain d'antenne de l'émetteur et du récepteur
λ	La longueur d'onde en mètre
x^*	Conjugué de x
\hat{x}	Estimation de la variable x
\mathbf{x}	Vecteur (domaine temporel)
\mathbf{X}	Vecteur (domaine fréquentiel)
δf	Ecart fréquentiel entre deux pilote consécutifs
$E \{ \cdot \}$	Esperance mathématique
$\ \cdot \ $	Norme Euclidienne
$ \cdot $	Module

Introduction Générale

Introduction générale

La communication sans fil fait l'objet d'un grand nombre de chercheurs dans le but d'obtenir une communication sans fil de haute qualité avec des débits de transmission élevés et de libérer les utilisateurs des câbles, permettant de rester connecté tout en se déplaçant.

Dans les systèmes de communications sans fil, l'environnement situé entre une antenne d'émission et une antenne de réception peut perturber le signal. En effet, le signal reçu est une somme de plusieurs versions retardées du signal émis. Les canaux présentent deux problèmes majeurs pour les communications sans fil, la dispersion temporelle due aux phénomènes de propagation par trajets multiples et la sélectivité en fréquence. Une solution pour lutter contre ces phénomènes est d'utiliser la technologie MIMO-OFDM.

MIMO-OFDM est une technologie qui a été adoptée par plusieurs normes de quatrième génération (4G). La technique est en fait une combinaison de deux techniques :

La première technique est MIMO (Multiple Input Multiple Output). Ce type de système implique l'utilisation de plusieurs antennes pour l'émission et la réception. Afin de maximiser le nombre de canaux différents, ce qui permettrait de diminuer le taux d'erreurs ou d'augmenter le débit du transfert de données, selon la configuration choisie.

La deuxième technique est l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Le principe de la modulation OFDM consiste à diviser le signal que l'on veut transmettre sur un grand nombre de sous-porteuses. Pour que les fréquences des sous-porteuses soient les plus proches possibles et ainsi pour transmettre le maximum d'informations dans une bande de fréquence donnée, l'OFDM utilise des sous-porteuses orthogonales entre les bandes de fréquence. Pour cela, les signaux des différentes sous-porteuses se chevauchent mais, grâce à l'orthogonalité, n'interfèrent pas entre elles.

La combinaison de deux technologies MIMO et OFDM permet de profiter des avantages des deux approches : La robustesse de liaison de l'OFDM sur des canaux sélectifs en fréquence et la robustesse du codage MIMO sur des canaux spatialement non corrélés aident à répondre aux exigences des systèmes 4G.

L'estimation de canal est une partie essentielle de la conception du récepteur dans les systèmes de communication mobile. Afin de récupérer correctement les données transmises, l'effet du canal sur le signal transmis doit être correctement évalué.

L'estimation de canal a pour but d'essayer de suivre l'évolution de la réponse du canal en envoyant périodiquement des symboles pilotes connus, ce qui permet de caractériser la réponse du canal à cet instant. Ces informations pilotes sont utilisées comme référence pour l'estimation de canal. Les techniques d'estimation de canal classiques

Introduction générale

fondées sur les estimateurs LS (pour least square, ou moindres carrés) et MMSE (pour minimum mean square error, ou erreur quadratique moyenne minimum) sont souvent utilisées. Des techniques d'estimation de canal utilisant des symboles pilotes sont utilisées pour une estimation fiable en multiplexant des symboles pilotes en symboles de données. Le récepteur estime l'atténuation du canal et la rotation de phase aux positions des symboles pilotes et compense les effets de canal aux positions des symboles de données.

Le mémoire est composé des quatre chapitres suivants :

Chapitre 1

Le premier chapitre définit le canal de propagation et les conditions de propagation, ainsi les phénomènes des interférences dues aux bruits, fading et à l'effet doppler, ensuite les différents mécanismes causant le problème du multi trajet, ainsi on a parlé sur le canal de propagation de modèle SISO, nous allons présenter quelque modèles dans les canaux Outdoor et indoor. nous présente le modèle bruit blanc gaussien filtre (Filtered White Gaussian Noise (FWGN)), comprenant le modèle de Clarke/Gans, ainsi que son comportement dans le domaine fréquentiel et temporel, modèle de canal sélectif en fréquence, qui est fait pour les signaux transmis contenant des composantes fréquentielles qui subissent des atténuations par le canal de propagation, que nous allons présenter soit par le modèle TDL (lignes à répliques retardées), ou par le modèle d'ajustement des coefficients.

Chapitre II

Le deuxième chapitre traite l'association de la technique MIMO avec la technique de modulation multi-porteur OFDM. Nous commençons par une présentation de technologie de transmission multi antennes MIMO (Multiple Input Multiple Output) et son principe avec ces différentes configurations SISO, SIMO, MISO et MIMO. Puis nous avons parlé de présentation détaillée de la modulation multi-porteuse OFDM. Nous abordons son principe, Nous parlons d'un système de transmission basé sur la modulation OFDM et on explique comment l'OFDM combat les interférences ISI dans un canal à trajets multiples. Ensuite nous décrivons la combinaison MIMO-OFDM.

Chapitre III

Le troisième chapitre sera consacré à l'étude de l'estimation du canal ainsi Les différentes techniques d'estimation de canal classiques à savoir, le critère LS (Least Squares) et le critère MMSE (Minimum Mean Squares Error). On va aussi présenter les différents types d'interpolation.

Chapitre IV

Après les trois premiers chapitres, nous avons essayé de valider la partie théorique par des simulations réalisées avec le logiciel MATLAB pour donner la réalisation de notre travail.

Chapitre I

Canal de propagation

SISO

I.1 Introduction

Dans les systèmes de communication sans fils, l'information est transportée l'aide d'une onde électromagnétique se propageant de l'émetteur vers le récepteur, à travers un canal de propagation. Le canal de propagation est défini par le milieu séparant l'émetteur et le récepteur. La propagation des ondes radio dans les canaux de propagation sans fil est un phénomène complexe. La puissance reçue en un point donne dépend des trajets multiples après l'interaction des signaux transmis avec les différents obstacles présents dans l'environnement. La modélisation du canal de propagation se fait souvent par une approche théorique ou bien par une approche statistique. Ces deux approches conduisent souvent à des modèles déterministes, empiriques et semi-empiriques. Les modèles déterministes s'appuient sur les lois de la physique. Les modèles empiriques sont basées sur l'analyse d'un grand nombre de mesures en fonction de différents paramètres tels que la fréquence, la distance, la hauteur des antennes, etc. Les modèles semi-empiriques combinent une formulation analytique des phénomènes physiques (transmission, réflexion, diffraction, diffusion) et un ajustement statistique à l'aide de mesures expérimentales. Ils nécessitent la prise en compte de l'environnement, en général à travers les techniques du lancer ou du tracé de rayons.

Ce chapitre analyse le canal de propagation, en présentant les phénomènes physiques qui interfèrent sur une onde de transmission, les paramètres d'un canal multivoie, ainsi on a parlé sur le canal de propagation de modèle SISO, nous allons présenter quelque modèles dans les canaux Outdoor et indoor.

I.2 Canal de propagation

Dans le contexte des communications sans fil avec des mobiles, le signal radio est constitué d'une infinité de rayons (ondes) qui se propagent de l'émetteur (fixe/mobile) jusqu'au récepteur (mobile/fixe) en suivant différents chemins ou trajets multiples. Les trajets multiples sont la conséquence de trois mécanismes de base qui influencent la propagation du signal dans le canal : la réflexion, la diffraction, la diffusion. Un scénario typique de transmission est illustré sur la figure I.1. Ainsi, entre l'émetteur et le récepteur, une infinité de trajets est possible. Le signal peut arriver en ligne directe jusqu'au récepteur; certains rayons peuvent être, de façon aléatoire, réfléchis, diffractés, diffusés ou totalement bloqués par les bâtiments, les arbres ou d'autres obstacles de nature différente. En général, l'évanouissement (fading) se traduit par des variations de la puissance du signal en fonction du temps et de la distance entre l'émetteur et le récepteur.

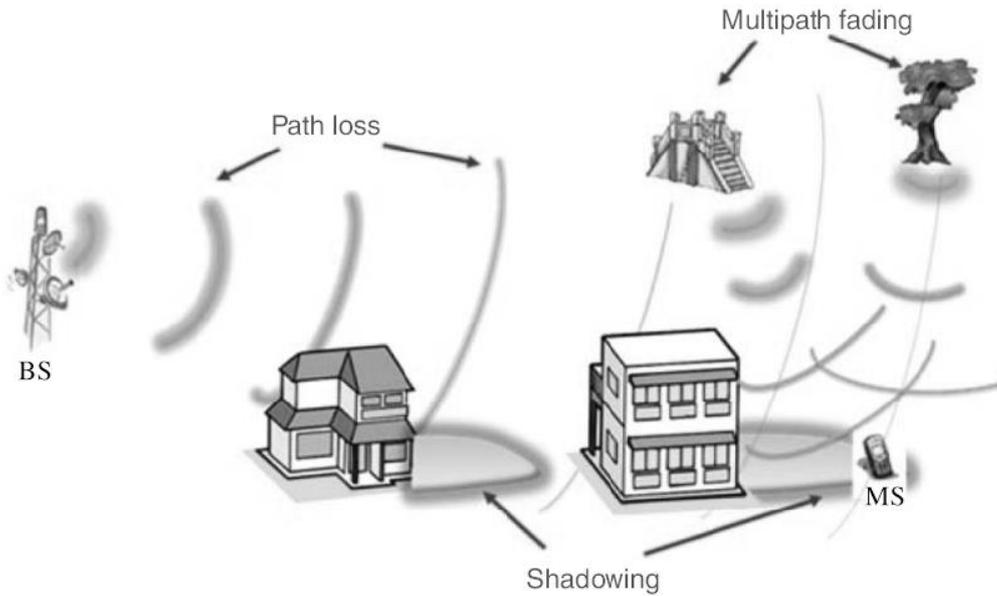


Figure I.1 : Schéma de propagation en milieu radio mobile.

I.3 Paramètres de caractérisation d'un canal

I.3.1 Les paramètres de dispersion temporelle (delay spread) T_m

La dispersion temporelle se produit lorsqu'un signal identique est reçu à la destination à des instants différents. Elle est égale à la différence de temps entre les moments d'arrivée de la première composante et de la dernière.

Les paramètres de dispersion temporelle les plus importants sont : le délai moyen des retards (*Mean excess delay*) $\bar{\tau}$ et l'écart type des retards (*RMS delay spread*) τ_{RMS} .

Le délai moyen des retards $\bar{\tau}$ est défini comme le premier moment du profil de puissance et se calcule par la relation suivante :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k P(t_k) t_k}{\sum_k P(t_k)} \quad (I.1)$$

L'écart type des retards T_{RMS} détermine la sélectivité du canal qui peut entraîner la dégradation des performances du système de communication. Il décrit la dispersion d'un signal à travers la propagation multi-trajets en tenant compte des retards de tous les trajets à la réception en se basant sur le premier trajet reçu. Il se calcule par l'équation suivante [1] :

$$\tau^2 = \frac{\sum_k P(t_k) t_k^2}{\sum_k P(t_k)} \quad (I.2)$$

I.3.2 La bande de cohérence

La bande de cohérence est une mesure statistique qui quantifie la sélectivité en fréquence du canal. Elle permet de déterminer la bande à l'intérieur de laquelle le canal est considéré non sélectif en fréquence et laisse passer toutes les composantes spectrales avec approximativement le même gain et une phase linéaire.

I.3.3 Étalement Doppler (Doppler spread) B_D :

L'effet Doppler est un phénomène qui se produit lorsque l'émetteur et/ou le récepteur se déplace(nt), ou bien lorsqu'un obstacle qui se trouve dans le parcours de l'onde électromagnétique émise est en mouvement. Ce mouvement engendre alors une variation du canal de propagation dans le temps ou la puissance reçue subit des évanouissements variables dans le temps appelés évanouissements temporels. Ceci se traduit également par un décalage de fréquence en réception. Donc, dans le cas de propagation en mobilité, on parle de dispersions fréquentielles ou canal dispersif en fréquence. Considérons un récepteur en mouvement à une vitesse (figure I.2) ; ce décalage fréquentiel f_d , appelé décalage Doppler, s'exprime comme suit :

$$f_d = f_r - f_e = f_c \frac{v}{c} \cos \alpha \quad (\text{I.3})$$

$$f_{d \max} = \frac{v}{\lambda} \quad (\text{I.4})$$

Avec f_e la fréquence du signal transmis, f_r la fréquence du signal reçu, c la vitesse de la lumière, V la vitesse de déplacement du mobile, α l'angle entre la direction d'arrivée du trajet de propagation et la direction de déplacement $[0 ; 2\pi]$ [2].

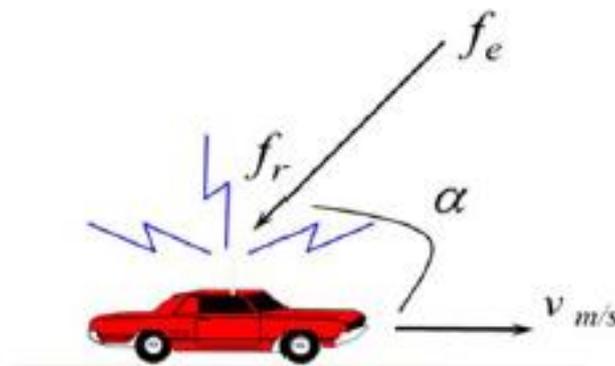


Figure I.2 : Exemple pour le calcul de l'effet Doppler [2].

I.3.4 Temps de cohérence (cohérence time) T_c

Le temps T_c est la durée pendant laquelle le canal est considéré comme invariant. Si deux signaux arrivent avec une séparation supérieure à T_c , ils sont donc affectés différemment. Dans notre exemple, le troisième et le quatrième signal sont affectés différemment [3].

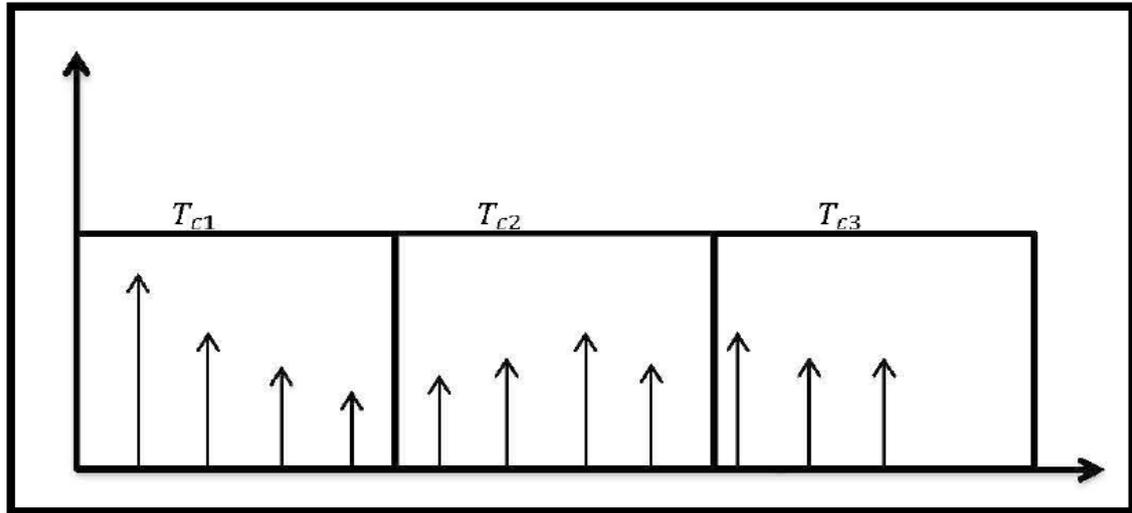


Figure I.3 : Temps de cohérence [3].

I.4 types d'évanouissement :

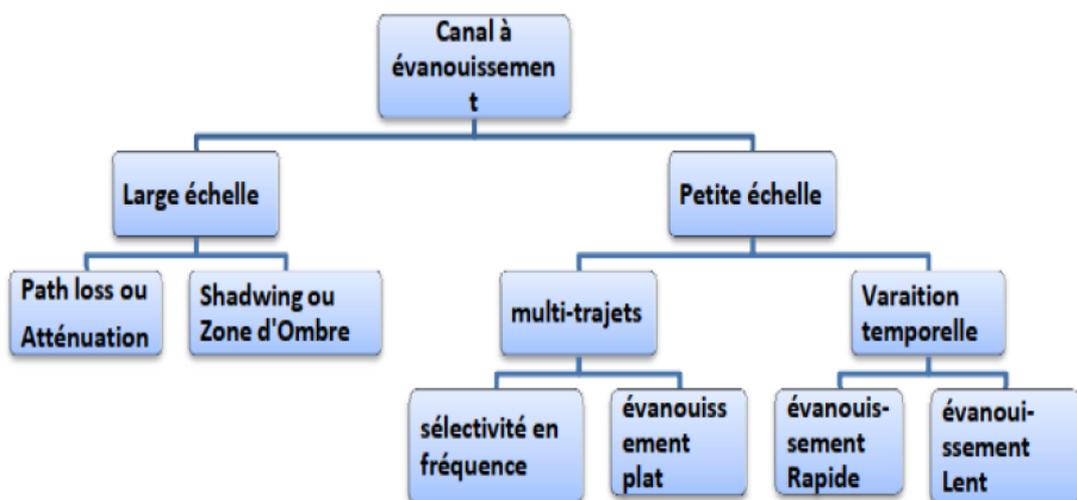


Figure I.4 : Classification des évanouissements du canal.

I.4.1 L'évanouissement à large échelle (Large-Scale Fading)

Les variations lentes ou variations à grande Échelle elles se manifestent lorsque la distance qui sépare l'émetteur du récepteur est importante et elles sont généralement causées par l'obstruction des ondes par les obstacles. En pratique, ces variations sont déterminées par "l'affaiblissement de parcours" (path-loss) et elles sont en général modélisées par une loi de type loi log-normale (l'amplitude du signal est exprimée en dB) [4].

I.4.1.1 L'affaiblissement en espace libre (Path-Loss) :

L'espace libre est défini par la visibilité directe et par le dégagement de l'ellipsoïde de Fresnel. Dans ces conditions de propagation, les pertes de puissance entre puissance émise et puissance reçue sont exprimées par la relation du bilan de liaison. Cette relation montre que la puissance reçue est inversement proportionnelle au carré de la distance séparant émetteur et récepteur, est donnée par l'équation de Friis ;

$$P_r(d) = \frac{P_t G_r G_t \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (I.5)$$

Où P_t est la puissance transmise, $P_r(d)$ est la puissance reçue qui est une fonction de la séparation de l'émetteur-récepteur, G_t est le gain d'antenne de l'émetteur, G_r est le gain d'antenne du récepteur, d est la distance en mètres entre l'émetteur et le récepteur, L est le facteur de perte du système non lié à la propagation ($L \geq 1$) et λ est la longueur d'onde en mètres. Le gain d'une antenne est lié à son ouverture effective A_e et il est donné par la relation :

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \quad (I.6)$$

Par ailleurs, l'ouverture effective est liée à la taille physique de l'antenne, tandis que la longueur d'onde est liée à la fréquence de la porteuse et vérifie :

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{2\pi c}{\omega} \quad (I.7)$$

Où f_c est la fréquence de la porteuse en Hertz, ω est la pulsation de la porteuse en radians par seconde et c est la vitesse de la lumière en mètres par seconde. Les valeurs de P_t et P_r doivent être exprimées dans les mêmes unités, tandis que G_t et G_r sont des quantités sans dimension. Les pertes diverses (L) sont habituellement dues à l'atténuation sur la ligne de transmission, aux pertes de filtre et aux pertes d'antenne dans le système de communication. Une valeur de $L=1$ indique une absence de perte dans le matériel du système. L'équation de Friis (I.5) montre que la puissance reçue

diminue en fonction du carré de la distance de séparation de l'émetteur-récepteur. Ceci implique que la puissance reçue diminue avec la distance à un taux de 20dB/décade.

L'affaiblissement du trajet (*Path Loss*), représente l'atténuation du signal comme quantité positive mesurée en dB, et est définie comme étant la différence (en dB) entre la puissance effective transmise et la puissance reçue. Il peut ou non inclure l'effet des gains d'antenne. L'affaiblissement du trajet pour le modèle en espace libre, quand les gains d'antenne sont inclus, est donné par la relation :

$$PL (dB) = 10 \log \left(\frac{P_t}{P_r} \right) = -10 \log \left(\frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right) \quad (I.8)$$

Par conséquent, un modèle simple de perte de chemin donné par [Rap01], peut être [4].

$$\overline{PL} = \overline{PL}(d_0) + 10n \log \left(\frac{d}{d_0} \right); [dB] \quad (I.9)$$

1.4.1.2 L'ombrage (Shadowing)

L'ombrage c'est un type de décoloration à grand échelle, et il est causé par obstacles (par ex., grappes de bâtiments, montagnes, etc.) entre l'émetteur et récepteur. En conséquence, une partie du signal transmis est perdue en raison de réflexion, diffusion, diffraction et même l'absorption.

La perte de trajet augmente avec l'exposant de perte de trajet n . Même si la distance entre l'émetteur et le récepteur est égale l'un à l'autre, chaque chemin peut ont une perte de trajet différente car les environnements environnants peuvent varier en fonction de l'emplacement de le récepteur dans la pratique. Cependant, tous les modèles de perte de trajet susmentionnés ne prennent pas compte de cette situation particulière. Un modèle d'ombrage log-normal est utile lorsqu'il s'agit de avec une situation plus réaliste. Soit X_s une variable aléatoire gaussienne de moyenne nulle et un écart type de s . Ensuite, le modèle d'ombrage log-normal est donné par

$$\overline{PL} = \overline{PL}(d) + X_\sigma = \overline{PL}(d_0) + 10n \log \left(\frac{d}{d_0} \right) + X_\sigma; [dB] \quad (I.10)$$

X est une variable aléatoire distribuée (VA) normale (ou gaussienne) avec moyenne zéro et écart type, et ce VA représente le effet de ombrage. Cette distribution est appropriée pour dénie les effets aléatoires associés avec le phénomène d'ombrage log-normal, et il considère que plusieurs différents points de mesure à une distance donnée dont une distribution gaussienne autour de la perte moyenne dans l'ordre de façon statistique ne la perte de trajectoire causée par la décoloration à grande échelle pour une

donnée distance d , un ensemble de valeurs doit être défini : exposant de perte de trajectoire, référence point d_0 , Déviation standard du (VA) $X\sigma$ [4].

I.4.2 L'évanouissement à petite échelle (Small-Scale Fading)

L'évanouissement à petite échelle apparaît à la suite de la propagation par trajet multiples (multipath). Les évanouissements par trajet multiples (multipath fading) h , se réfèrent aux variations rapides trajets de signaux entre l'émetteur et Récepteur .ces variations sont observée sur une distance de l'ordre de la longueur d'onde. Les évanouissements à petite échelle jouent un rôle important dans détermination du niveau des performances de la liaison en fonction des taux d'erreurs par bit.

-Pour caractériser les canaux sans fil, nous pouvons utiliser l'expression suivante :

$$g = P \cdot S \cdot h \quad (\text{I.10})$$

Ou P est le path loss, S est le shadowing, et h est le multipath fading.

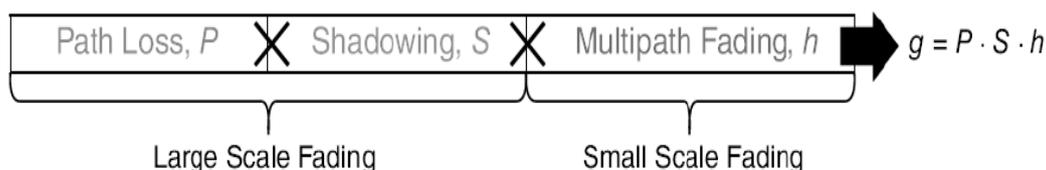


Figure I.5 : diviser le gain en trois sources.

1.4.2.1 Évanouissements dus à la dispersion temporelle (Multipath Channel)

Le système de communication sans fil est caractérisé par un environnement de propagation à trajets multiples, un phénomène dans lequel les trajets multiples entrants les composants arrivent à l'antenne de réception par différents chemins de propagation, donnant lieu à différents délais de propagation et de réduire le signal. L'évanouissement par trajets multiples peut être causée par un ensemble d'effets qui affecter gravement la propagation des signaux dans la transmission sans fil comme réflexion, diffraction, et la dispersion.

- **Réflexion/ Réfraction** : elle se produit lorsqu'une onde électromagnétique rencontre des surfaces lisses de très grandes dimensions par rapport à sa longueur d'onde (λ), comme par exemple la surface de la terre, les bâtiments et les murs.
- **Diffraction** : elle se produit lorsqu'un obstacle épais et de grande dimension par rapport à sa longueur d'onde obstrue l'onde électromagnétique entre l'émetteur

et le récepteur. Dans ce cas, des ondes secondaires sont générées et se propagent derrière l'obstacle ("shadowing").

- **Diffusion "Scattering"** : elle se produit lorsque l'onde rencontre un obstacle dont l'épaisseur est de l'ordre de sa longueur d'onde, comme par exemple les lampadaires et les feux de circulation. Dans ce cas, l'énergie est dispersée dans toutes les directions [5].

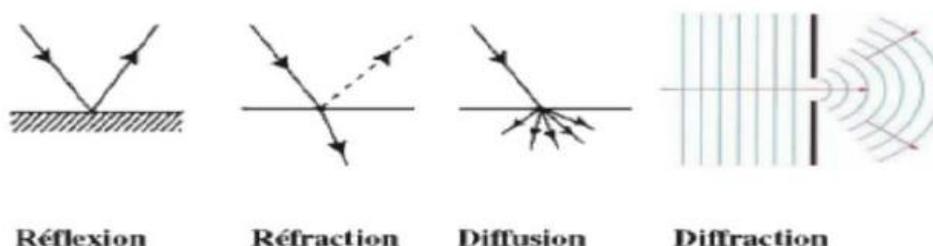


Figure I.6 : Interaction de l'onde électromagnétique avec son milieu.

1.4.2.1.1 Évanouissements sélectifs en fréquence

Un canal est dit sélectif en temps lorsque la durée du symbole transmis n'est pas faible relativement au temps de cohérence. Il est dit sélectif en fréquence lorsque la largeur de bande du signal n'est pas faible par rapport à la bande de cohérence du canal. La relation entre la bande de cohérence et le temps de retard c'est une relation inverse $BC = \frac{1}{T_m}$. Plus le retard est étalé, moins la bande de cohérence et le canal serait plus sélectif en fréquence. Par conséquent, la propagation Multi trajet, conduit à l'évanouissement sélectif de fréquence.

$B_s > B_c$, $T_s < \sigma_T$: si la bande occupée par le signal est supérieure à la bande de cohérence du canal, ou la durée du symbole émis est inférieure à la dispersion des retards, alors, les fréquences du spectre sont décorrélées. Lors d'un évanouissement dans la bande de cohérence, une partie du signal seulement sera perturbée. Le canal est dit sélectif en fréquence. En outre, la durée du symbole étant inférieure à la dispersion des retards, des interférences entre symboles apparaissent [1].

1.4.2.1.1 Évanouissements plats

Un canal est dit non sélectif en fréquence dans le cas : $B_s \ll B_c$, $T_s \gg \sigma_T$: si la bande occupée par le signal est inférieure à la bande de cohérence du canal, ou la durée du symbole émis est largement supérieure à la dispersion des retards, alors, les fréquences du spectre sont corrélées. Ainsi, les fréquences du spectre du signal subissent les mêmes amplifications ou atténuations. Dès lors, le canal est considéré comme non sélectif en fréquence et à «évanouissements plats» [1].

1.4.2.2 Mobilité

Il existe plusieurs facteurs qui influencent les évanouissements. Comme la vitesse qui change les caractéristiques du canal en fonction du temps et la position puisque les trajets suivis par l'onde changent au fur et à mesure et, à cause de la mobilité, chaque onde multivoie subit un décalage fréquentiel. Le décalage de la fréquence du signal reçu est appelé le décalage Doppler (*Doppler shift*). En plus, dans un environnement minier, le signal prend plusieurs trajets à cause de différents phénomènes comme la réflexion, la diffraction et la dispersion.

1.4.2.2.1 Évanouissements rapides (Fast fading)

Le canal est sélectif en temps si le temps de cohérence du signal T_c est inférieur à la durée du symbole émis T_s et la bande occupée par le signal B_s est inférieure au décalage Doppler. Dans ce cas, la réponse impulsionnelle du canal varie de façon significative pendant la durée d'un symbole [1].

1.4.2.2.2 Évanouissements lents (Slow fading)

Le canal est alors non sélectif en temps si le temps de cohérence du signal T_c est supérieur à la durée du symbole émis T_s , la bande occupée par le signal B_s est supérieure au décalage Doppler. Dans ce cas, la réponse impulsionnelle du canal reste constante sur plusieurs symboles consécutifs [1].

I.5 Évanouissements de Rayleigh et Rice

En générale, l'environnement de propagation d'un canal sans fil peut être soumis à NLOS (Non Line Of Sight) ou LOS (Line-Of-Sight). Une fonction de densité de probabilité du signal reçu dans l'environnement LOS suit la distribution de Rice, tandis que dans l'environnement NLOS suit la distribution de Rayleigh.

- pas de ligne de vue (propagation NLOS) : canal de Rayleigh

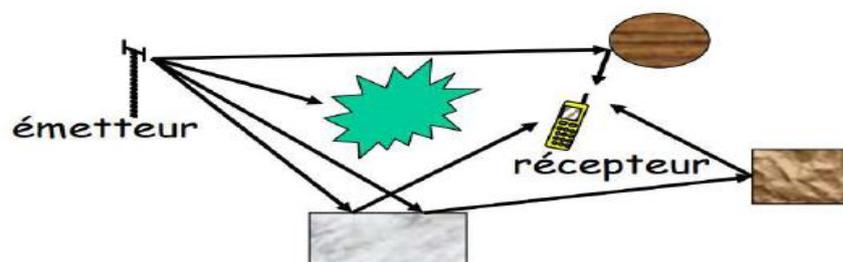


Figure I.7 : Propagation multi-trajet NLOS [5].

-existence d'une ligne de vue (propagation LOS) : canal de Rice

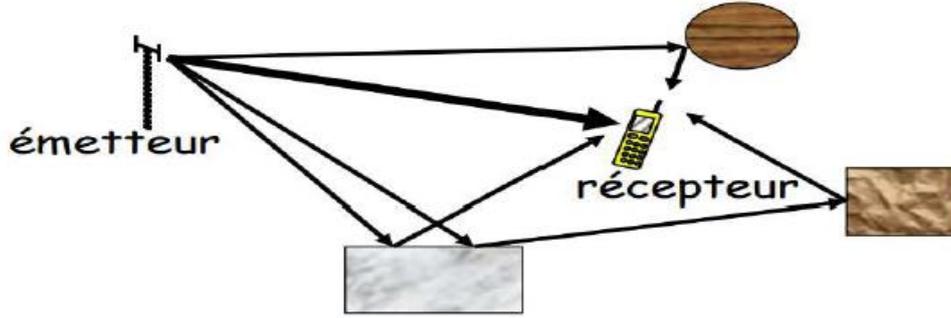


Figure I.8 : Propagation multi-trajet LOS [5].

I.5.1 Canal de Rayleigh

La distribution de Rayleigh est fréquemment utilisée dans le modèle multi-trajet avec la non-visibilité du trajet multiple, il correspond à un cas idéal. Dans ce cas, le signal complexe reçu est constitué d'un grand nombre de trajets indirectes (NLOS) issus de réflexions multiples ayant des amplitudes et phases aléatoires, indépendantes et uniformément distribués.

La distribution de Rayleigh est définie à partir du paramètre a . La fonction de densité de probabilité est donnée par :

$$p_x(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (I.11)$$

Où a est le paramètre de Rayleigh représentant la valeur la plus probable.

$$E(x) = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \quad (I.12)$$

$$\text{var}(x) = \left(\frac{4-\pi}{2}\right) \sigma^2 \quad (I.13)$$

I.5.1 Canal de Rice

Dans d'autres situations, un canal de propagation est caractérisé par plusieurs trajets indirects et un trajet direct (LOS). De ce fait, la densité de probabilité de l'enveloppe du signal complexe reçu obéit à la distribution de Rice définie telle que :

$$p(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{\alpha^2 + \alpha_d^2}{2\sigma^2}\right)} J_0\left(\frac{\alpha\alpha_d}{\sigma^2}\right) \quad \alpha \text{ et } \alpha_d \geq 0 \quad (I.14)$$

Où α_d est l'amplitude du trajet direct et J_0 représente la fonction de Bessel de première espèce d'ordre zéro [5].

I.6 propagation indoor

Le canal intérieur correspond aux petites zones de couverture à l'intérieur du bâtiment, comme les bureaux et les centres commerciaux. Comme ces environnements sont complètement clos par un mur, le spectre d'azimut de puissance (PAS) tend à être uniforme (c.-à-d. que les composants dispersés seront reçus de toutes les directions avec la même puissance). En outre, le canal a tendance à être statique en raison de la très faible mobilité des terminaux à l'intérieur du bâtiment. Même dans les environnements de canaux intérieurs, cependant, l'état du canal peut varier avec le temps et l'emplacement, ce qui nécessite toujours un profil de retard de puissance (PDP) pour représenter les retards de canal et leur puissance moyenne. En général, un canal statique désigne l'environnement dans lequel l'état d'un canal ne change pas pour la durée de transmission des données à l'heure et à l'emplacement donné. Elle est complètement opposée à l'environnement temporel dans lequel les composants de diffusion (objets ou personnes) entourant l'émetteur ou le récepteur se déplacent régulièrement même si un terminal n'est pas en mouvement. Dans les systèmes de communication numérique sans fil, cependant, le degré de variation dans le temps de l'intensité du signal est relatif à la durée du symbole. Autrement dit, la condition du canal peut être considérée comme statique lorsque le degré de variation temporelle est relativement faible par rapport à la durée du symbole. Cette situation particulière est appelée condition de canal quasi statique. En fait, les canaux intérieurs sont habituellement modélisés en supposant qu'ils ont des conditions de canaux statiques ou quasi-statiques. Par exemple IEEE 802.11 Channel Model, General Indoor Channel Model, UWB Channel Model, Saleh-Valenzuela (S-V) [4].

I.7 Modèles de propagation Outdoor

Par opposition à la nature statique ou quasi statique du canal indoor, des canaux Outdoor sont typiquement caractérisés par la variation en temps de gain du canal, qui est cause par la vitesse du mobile récepteur et la variation temporelle de gain du canal est régie par le spectre de Doppler, qui détermine la corrélation en domaine temporel dans le gain du canal.

I.7.1 Modèle bruit blanc gaussien filtré FWGN

De nombreux modèles de propagation par trajets multiple sont été proposés pour expliquer les propriétés statistiques observées des canaux mobiles. Pour les situations Outdoor et indoor, la propagation par trajets multiples est affectée par un certain nombre de phénomènes qui affaiblissent l'onde transmise et interfèrent avec d'autres bruits externes.

Dans cette partie nous allons présenter le modèle bruit blanc gaussien filtré (Filtered white Gaussian Noise (FWGN)) comprenant le modèle de Clarke-Gans, ainsi que son comportement dans le domaine fréquentiel et temporel.

I.7.1.1 Modèle FWGN

Le canal Outdoor est généralement caractérisé par un spectre Doppler. De nombreux types de spectre Doppler peuvent être obtenus à l'aide du modèle FWGN.

I.7.1.1.1 Modèle de Clark/Gans

Le modèle de Clark/Gans a été conçu pour la dispersion des composants aléatoires, ces composants sont répartis autour de la station mobile (MS), et disposent de la même puissance. La figure montre un schéma fonctionnel pour le modèle de Clarke/Gans, dans lequel il y a deux branches, une pour la partie réelle et l'autre pour la partie imaginaire.

Dans chaque branche, un bruit gaussien complexe est d'abord généré dans le domaine fréquentiel, puis filtré par un filtre de Doppler.

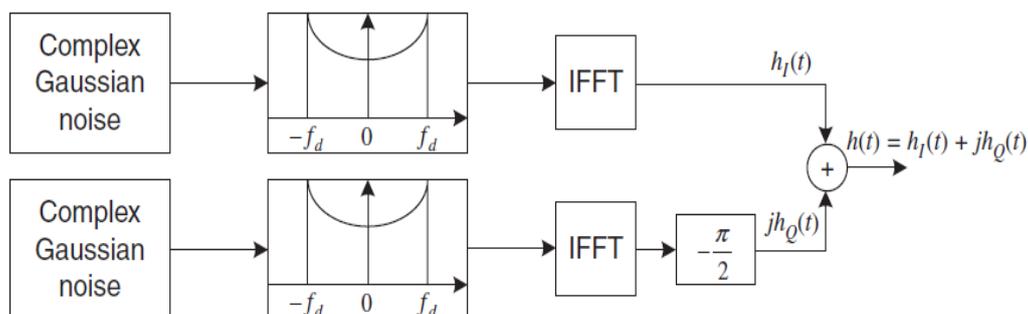
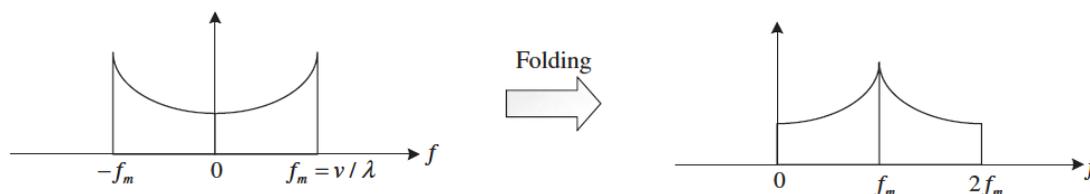


Figure I.9 : Schéma fonctionnel pour le modèle de Clarke/Gans.

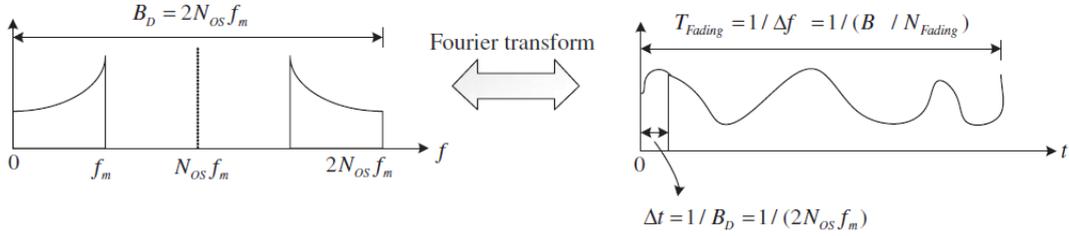
I.7.1.2 Modèle FWGN dans le domaine fréquentiel

Le modèle de Clarke/Gans utilise deux blocs d'IFFT (transformée de Fourier inverse), les figures décrivent un processus de réalisation d'un spectre de Doppler, en prenant f_m comme fréquence de Doppler. Comme le spectre de Doppler se répète en respectant la fréquence de Nyquist qui égale à $2f_m$, pour l'échantillonnage normal, ces répartitions doivent être pliées pour que la fonction d'IFFT occupe seulement les composantes positives de fréquence, comme représenté sur la Figure (I.10).



(a) Echantillonnage normal.

Pour un échantillonnage fini, la largeur de bande du spectre de Doppler devient alors $B_D = 2N_{OS}f_m$.



(b) Sur échantillonnage.

Figure I.10 : Génération du spectre Doppler.

Comme représenté sur la figure (1.8), son inverse $\Delta t = \frac{1}{B_D}$ est le temps d'échantillonnage correspondant à la période de cohérence du canal à évanouissement (fading). La largeur de bande de Doppler sera divisée en N sous bandes à évanouissement (N_{Fading}). La figure (1.11) montre un spectre de Doppler de fréquence discrète et son canal d'évanouissement équivalent dans le domaine temporel.

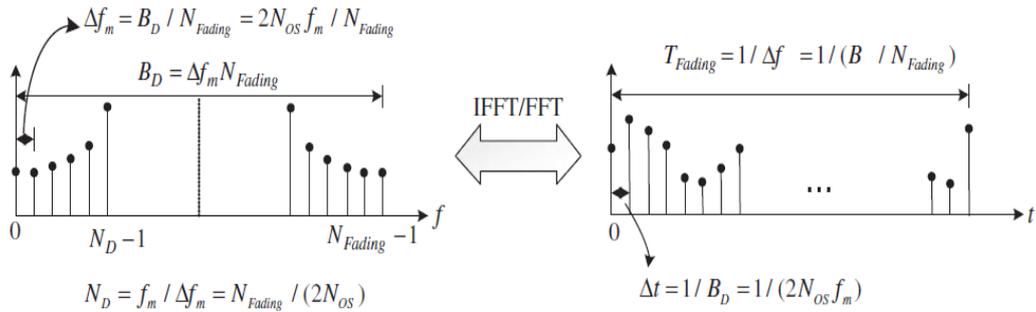


Figure I.11 : Equivalent dans le domaine discret [4].

Pour la taille de la IFFT, le pas de fréquence de Doppler est donnée par $\Delta f_m = 2N_{ofm} / N_{Fading}$. Ainsi la réponse du canal de chaque trajet est donnée par :

$$h(n) = \sum_{k=N_{Fading}/2}^{N_{Fading}/2-1} \sqrt{s(k)} \exp^{j\theta K} \exp^{j 2\pi n K / N_{Fading}} \quad (I.15)$$

Avec

$S(k)$: Spectre de Doppler.

$k = f / \Delta fm$: Fréquence discrète.

$n = t / \Delta t$: Indice temporel discret.

θk : Variable aléatoire uniforme entre $[0 ; 2\pi]$.

$ND = fm / \Delta fm$: Nombre d'échantillons de fréquence Doppler.

Nos : Facteur de sur-échantillonnage.

$\Delta t = 1 / 2Nosfm$: Pas d'échantillonnage [4].

I.7.1.3 Modelé FWGN dans le domaine temporel

La figure (1.12) représente une méthode qui a été utilisée dont le but d'obtenir un canal à évanouissement, cette méthode utilise un générateur pour avoir un processus aléatoire gaussien qui sera filtré par un filtre Doppler dont la réponse fréquentielle correspond à un spectre Doppler.

Par opposition au modèle FWGN dans le domaine fréquentiel auquel la durée du signal [8].

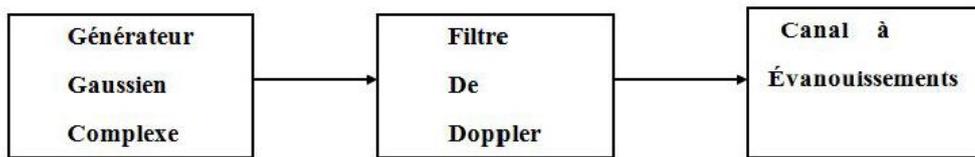


Figure I.12 : Modelé FWGN dans le domaine temporel [7].

Est déterminée par la taille de l'IFFT, celui-ci est déterminé par la longueur du signal dans le modèle FWGN.

Le modèle de canal FWGN utilise d'autres types de spectre, y compris le spectre plat de Doppler et le spectre de Laplace. Le spectre plat de Doppler a une fonction spectrale de densité de puissance constante telle que :

$$S(f) \propto 1, \quad |f| \leq fm \quad (I.16)$$

Cependant, le spectre de Laplace est défini par la fonction de densité spectrale de puissance suivante :

$$s(f) \propto \frac{1}{\sqrt{1-(f/m)^2}} \left\{ \exp\left(-\frac{\sqrt{2}}{\sigma} \left| \cos^{-1}(f/m) - \phi \right| \right) + \exp\left(-\frac{\sqrt{2}}{\sigma} \left| \cos^{-1}(f/m) + \phi \right| \right) \right\}$$

$$|f| \leq fm \quad (I.17)$$

Où σ est l'écart type de spectre de puissance, et ϕ est la différence entre la direction du mouvement et la direction d'arrivée, f_m est la fréquence de Doppler maximale, et f est la fréquence du signal [7].

I.7.2 Modèle de canal sélectif en fréquence

Le Profil de délai de puissance (PDP) pour le canal multivoies est nécessaire pour la modélisation d'un canal de fondus sélectif de fréquence. Le PDP fournit une distribution de la puissance moyenne du signal reçu sur chaque trajet, qui est représentée par la puissance relative de chaque trajet par rapport à la puissance du premier trajet. Le tableau(1) représente les PDP pour ITU-R model, qui est le plus populaire parmi de nombreux modèles PDP disponibles.

Tab	Pedestrian A		Pedestrian B		Vehicular A		Vehicular B		Doppler spectrum
	Relative delay [ns]	Average power [dB]							
1	0	0.0	0.	0.0	0	0.0	0	-2.5	Classic
2	110	-9.7	200	-0.9	310	-1.0	300	0.0	Classic
3	190	-19.2	800	-4.9	710	-9.0	8900	-12.8	Classic
4	410	-22.8	1200	-8.0	1090	-10.0	12 900	-10.0	Classic
5			2300	-7.8	1730	-15.0	17 100	-25.2	Classic
6			3700	-23.9	2510	-20.0	20 000	-16.0	Classic

Tableau I.1 : PDP (Profil du retard de puissance) ITU-R model [8].

Dans cette partie nous allons étudier ce canal sélectif en fréquence, soit par la méthode TLD (Tapped Delay Line) ou par celle d'ajustement des coefficients.

I.7.2.1 Modèle TDL (Tapped Delay Line)

Un modèle TDL (lignes à répliques retardées) est couramment utilisé pour la mise en œuvre du canal multi-trajet. Il emploie un nombre multiple de générateurs d'évanouissement (plat) de fréquence non sélective (par exemple, en utilisant le modèle FWGN ou modèle de Jakes), qui sont indépendants les uns des autres, avec une puissance moyenne (Voir la figure).

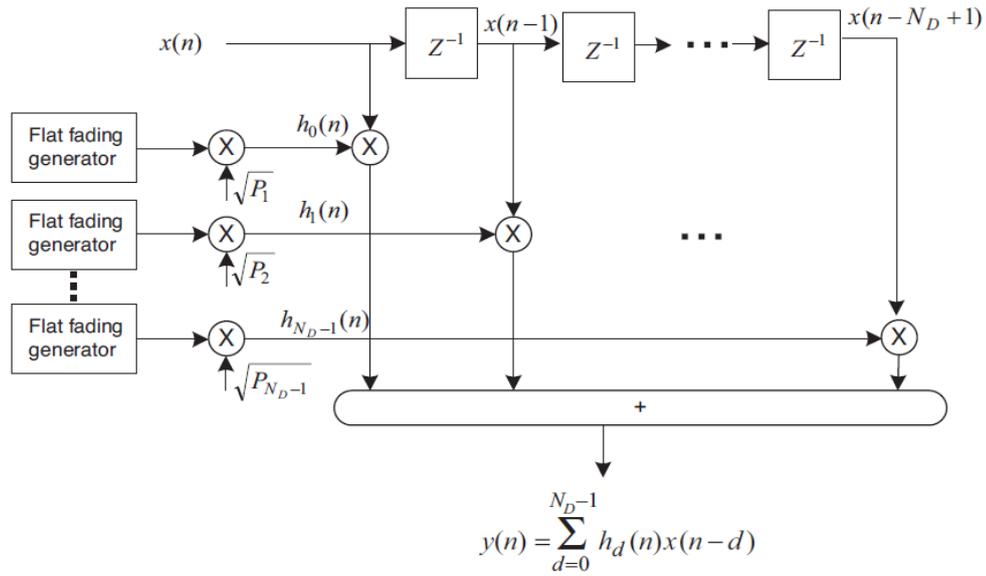


Figure I.13 : Modèle de canal à évanouissement sélectifs en fréquence.

La sortie du générateur d'évanouissement indépendant est multipliée par une puissance ajoutée en fonction des générateurs d'évanouissement, de manière à produire un coefficient de modèle TDL. En fait, il est traité comme un filtre FIR (Filtre à réponse impulsionnelle finie) avec la sortie suivante :

$$y(n) = \sum_{d=0}^{N_D-1} h_d(n)x(n-d) \quad (I.18)$$

I.7.2.1 Modèle d'ajustement des coefficients

Le PDP (Profil du retard de puissance) du modèle général de canal est basé sur les mesures réelles dans les environnements spécifiques (par exemple, macro cellulaire ou à l'intérieur), il ne peut pas coïncider avec les multiples entiers de la période de l'échantillon t_s . Dans ce cas-ci, la PDP doit être ajustée pour l'implémentation du canal en temps discret. Par exemple, Les répliques retardées peuvent être obligatoires dans un multiple de nombre entier de la période d'échantillonnage par une période de sur-échantillonnage, ce qui toutefois peut rendre le nombre de répliques trop important pour le filtre FIR.

Pour une exécution plus simple, il existe deux méthodes qui peuvent être employées. La méthode d'arrondissement des répliques et la méthode d'interpolation de coefficients.

Mais pour cela il faut s'assurer que les caractéristiques du canal sont préservées même après l'ajustement des coefficients.

a) La méthode d'arrondissement : c'est une méthode qui fait décaler la réplique à retard dans une période d'échantillonnage plus étroite. Comme le montre la figure (I.14). Elle tient compte de préserver le nombre de trajets et la puissance pour chaque

trajet. Le schéma suivant illustre l'ajustement de coefficient par la méthode d'arrondissement. Dans cette méthode, le nouveau coefficient de retard est exprimée par:

$$t_d = (t_d / t_s + 0.5) \cdot t_s \quad (I.19)$$

Où t_s est la période d'échantillonnage et t_d est le retard de canal.

Où N_D est le nombre de répliques dans le filtre FIR. Toutefois, la mise en œuvre de la structure du filtre FIR n'est pas exploitée si la réplique retardée n'est pas un entier Multiple de la période d'échantillonnage t_s .

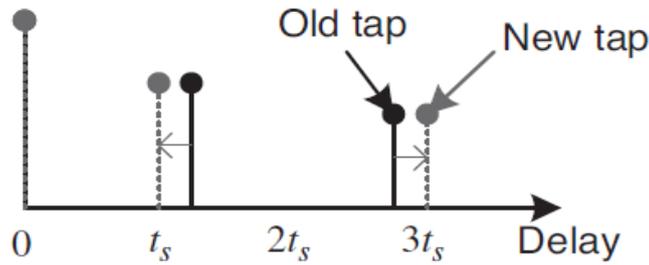


Figure I.14 : Illustration d'ajustement de coefficient par arrondissement.

b) La méthode d'interpolation de coefficient : c'est une méthode qui représente le retard d'un canal original en termes de deux périodes d'échantillonnage voisine, qui sont penderies par leur distance relative en respectant le retard du canal. Prenant t_r comme une distance relative du retard discrétise t_i par rapport au retard du canal, c'est à dire :

$$t_r = t_d / t_s - t_i \quad (I.20)$$

Où $t_i = t_d / t_s$, en notant $h_{ii}(n)$ comme le coefficient complexe provisoire du canal pour le nouveau coefficient de retard t_i en prenant $h_o(n) = 0$. En attendant, h_{id} est le coefficient complexe du canal pour le retard t_d . En faisant repartir le coefficient complexe du canal $h_{id}(n)$ sur deux périodes d'échantillonnage adjacentes comme le montre la figure (I.15).

Le nouveau coefficient de retard t_i est mis à jour par :

$$h'_{ii}(n) = h_{ii} + \sqrt{1-t_r} h_{id}(n) \quad (I.21)$$

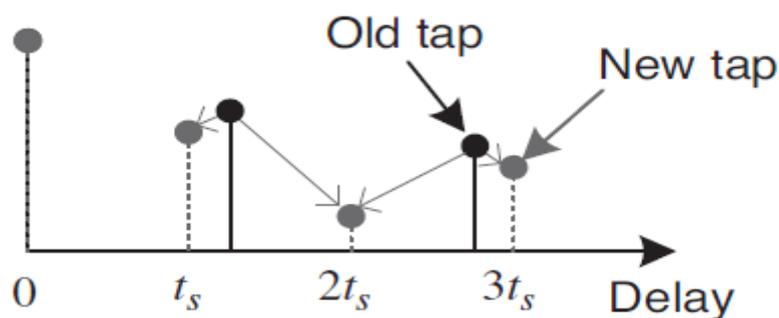


Figure I.15 : Illustration d'ajustement des coefficients par interpolation.

Le coefficient complexe provisoire du canal pour le nouveau coefficient de retard $t_i + 1$ est indiqué par :

$$h_{i+1}(n) = \sqrt{t_r h_{id}(n)} \text{ Ou } t_i t_s < h_{id}(n) \leq (t_i + 1)t_s \quad (\text{I.22})$$

I.8 Conclusion :

L'intérêt grandissant pour les systèmes de communication sans fil génère un besoin pour la conception de systèmes de télécommunications radio de plus en plus performants. La conception et l'optimisation d'un système reposent sur des modèles de canaux radio précis et fiables appelant une grande maîtrise du domaine en ce qui a trait à la prédiction des variations des signaux et la connaissance des modèles des simulateurs. Plusieurs chercheurs ont travaillé durant les dernières décennies dans le domaine de la prédiction et l'évanouissement des signaux, cependant ils restent énormément de problèmes à résoudre. Ce travail répond aux besoins de plus en plus présents dans d'amélioration des systèmes de communication sans fils qui exigent une plus grande précision dans les modèles de canaux.

Chapitre II

Systemes

MIMO-OFDM

II.1 Introduction

Les techniques multi-antennes MIMO-OFDM sont pressenties pour les futurs systèmes de téléphonie mobile en raison de leur robustesse et de leur efficacité spectrale. La combinaison du MIMO et de l'OFDM permet d'exploiter les avantages des deux méthodes : la robustesse de la liaison sur des canaux sélectifs en fréquence pour l'OFDM et la robustesse sur des canaux non corrélés en espace pour les MIMO avec codage. Ce travail répond à une problématique, initiée dans le cadre de notre projet de recherche sur l'intégration de la technologie MIMO dans les futures générations de réseaux locaux. D'un point de vue théorique, nous allons faire une synthèse bibliographique étendue sur cette technologie innovante.

Nous présentons un état de l'art des techniques et architectures MIMO-OFDM utilisées toute en mettant l'accent sur l'interaction propagation-système.

II.2 la technologie MIMO (Entrées Multiples Sorties Multiples)

II.2.1 Définition

La technologie MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) est une technologie sans fil qui utilise plusieurs émetteurs et récepteurs pour transférer plus de données en même temps. La technologie MIMO tire parti d'un phénomène d'ondes radioélectriques appelé trajets multiples, où les informations transmises rebondissent sur les murs, les plafonds et d'autres objets, atteignant l'antenne de réception plusieurs fois sous différents angles et à des moments légèrement différents. Elle exploite le comportement par trajets multiples en utilisant plusieurs émetteurs et récepteurs « intelligents » avec une dimension « spatiale » supplémentaire pour augmenter considérablement les performances et la portée. MIMO permet à plusieurs antennes d'envoyer et de recevoir plusieurs flux spatiaux en même temps [9].

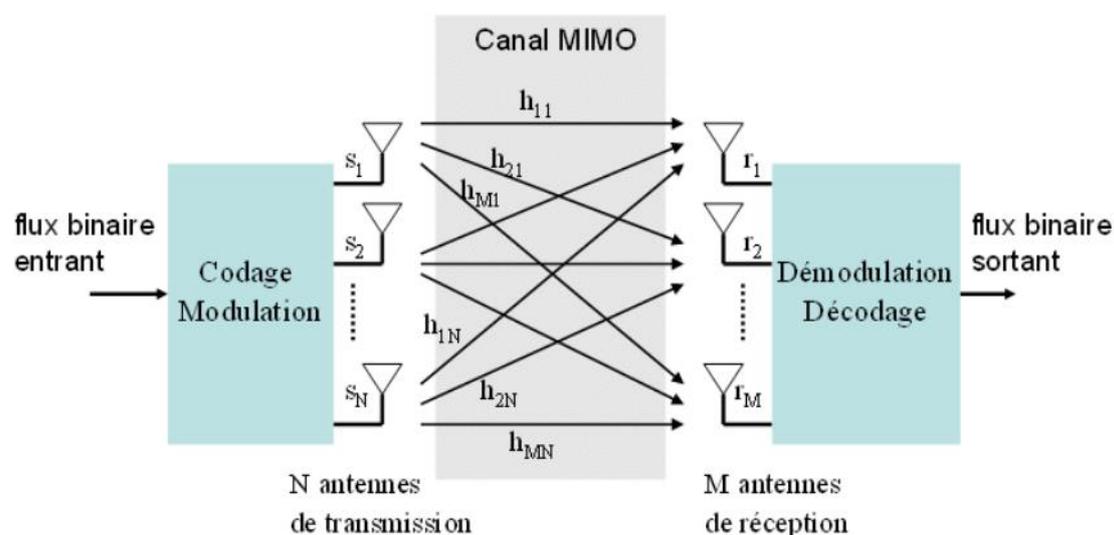


Figure II.1 : Schéma général d'un système de transmission sans fil MIMO [9].

II.2.2 Principe

La technologie permet de régler ce problème. Le principe de la technologie MIMO consiste à émettre dans un même canal des signaux transmis sur des antennes différentes. A la réception aussi et avec un certain nombre d'antennes et des traitements adéquats, il s'agit de simuler cette réception dans une même bande de n canaux différents.

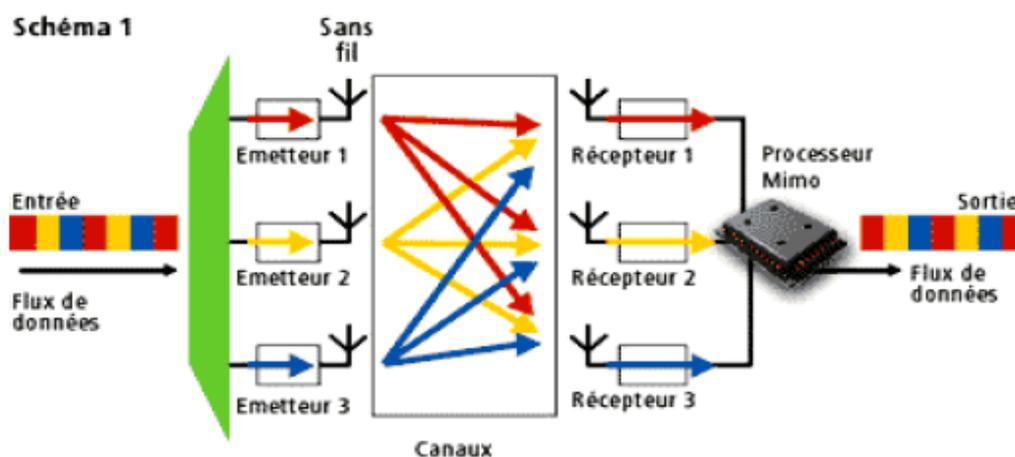


Figure II.2 : Principe de la technologie MIMO [10].

Le flux est divisé en différents flux de même fréquence qui sont envoyés à travers 3 émetteurs à 3 récepteurs. L'algorithme permet ensuite d'identifier les différents flux en vue de les restituer en un seul flux. Cet algorithme utilise la réflexion des signaux sur les murs, le sol, etc.

Alors que ces réflexions pourraient être considérées comme mauvaises, la technologie MIMO profite de ces différents canaux pour améliorer la rapidité de transmission des données. On peut considérer trois catégories de MIMO :

- **La diversité spatiale MIMO** : on transmet simultanément un même message sur différentes antennes à l'émission. Les signaux reçus sur chacune des antennes de réception sont ensuite remis en phase et sommés de façon cohérente. Cela permet d'augmenter le ratio S/B (grâce au gain de diversité) de la transmission. Pour que cette technique soit efficace, il faut que les sous-canaux MIMO soient décorrélés les uns des autres.
- **Le multiplexage spatial MIMO** : chaque message est découpé en sous-messages. On transmet simultanément les sous-messages différents sur chacune des antennes d'émission. Les signaux reçus sur les antennes de réception sont réassemblés pour reformer le message entier d'origine. Comme pour la diversité MIMO, les sous-canaux de propagation doivent être décorrélés. Le multiplexage MIMO permet d'augmenter les débits de transmission (grâce au gain de multiplexage). Les techniques de diversité et de multiplexage MIMO peuvent être conjointement

appliquées. Par exemple pour un système MIMO 5 x 5 (c'est-à-dire 5 antennes d'émission et 5 antennes de réception), on peut configurer un sous-système MIMO 2 x 3 pour faire du multiplexage et un sous-système MIMO 3 x 3 pour faire de la diversité MIMO.

- **Le MIMO - Beamforming (formation de faisceau) :** le réseau d'antennes MIMO est utilisé pour orienter et contrôler le faisceau d'onde radio (amplitude et phase du faisceau). On peut ainsi créer des lobes constructifs / destructifs et optimiser une transmission entre l'émetteur et la cible. Les techniques de beamforming permettent à la fois d'étendre une couverture radio (d'une station de base ou d'un point d'accès par exemple) et de limiter les interférences entre utilisateurs et la pollution électromagnétique environnante (en ciblant le récepteur visé) [10].

II.2.3 Architecture la technologie MIMO

II.2.3.1 Système SISO

C'est la plus simple des architectures radio peut définies en termes MIMO comme SISO - Single Input Single Output. Ce système ressemble à un canal radio standard (l'émetteur fonctionne avec une antenne comme le récepteur. il ne nécessite aucun traitement en fonction de diversité ni aucun autre traitement). La capacité du canal SISO est donnée par :

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{P}{WN_0} \right) bps \quad (\text{II.1})$$

Où :

P : la puissance du signal utile en Watt N_0 : la densité spectrale de puissance du bruit calculé en W/Hz. W : la bande passante donnée en Hz. En normalisant la capacité par la bande utile W , on obtient :

$$C = \log_2 (1 + \rho) bps \quad (\text{II.2})$$

Avec ρ est le rapport signal sur bruit (P/N_0).



Figure II.3 : Système SISO.

II.2.3.2 Système MISO

MISO (multiples input single output) est aussi appelé diversité d'émission. Dans ce cas, les données sont transmises en redondance à partir des deux antennes émettrices. À la réception les données sont alors récupérées par le traitement du signal optimal reçu (la somme des signaux des deux chemins).

La capacité du canal MISO :

$$C = W \log_2 \left(1 + N_t \frac{P_i}{wN_0} \right) = W \log_2 \left(1 + \frac{P_i}{wN_0} \right) \text{bps} \quad (\text{II.3})$$

N_t : nombre d'antenne d'émission.

En normalisant la capacité par la bande utile W , nous obtenons :

$$C = \log_2(1 + \rho) \text{bps} \quad (\text{II.4})$$

L'équation **II.2** et **II.4** sont identiques, mais l'avantage de la technique MISO par rapport à la technique SISO est que dans les multi trajets, la probabilité d'évanouissement dans N_t antennes est inférieure à la probabilité d'évanouissement sur une seule antenne.

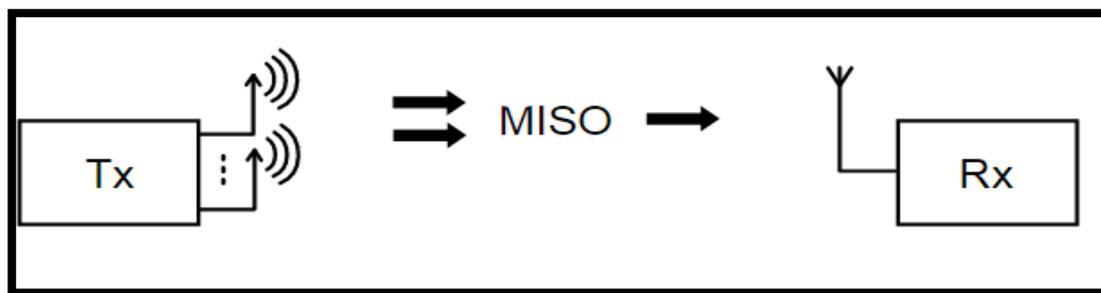


Figure II.4 : Système MISO.

II.2.3.3 Système SIMO

Le système SIMO (Single Input Multiple Output) utilise à l'émission une seule antenne et plusieurs antennes à la réception. Il est souvent utilisé pour lutter contre les effets de la décoloration qui se produit lors de la réception de plusieurs signaux d'un certain nombre de sources indépendantes.

La capacité du canal SIMO :

$$C = W \log_2 \left(1 + N_r \frac{P}{WN_0} \right) \text{bps} \quad (\text{II.5})$$

N_r : le nombre d'antenne réceptrice.

En normalisant la capacité en par la bande utile W , nous obtenons :

$$C = \log_2(1 + N_r^2 \rho) bps \quad (\text{II.6})$$

Avec ρ est le rapport signal sur bruit.

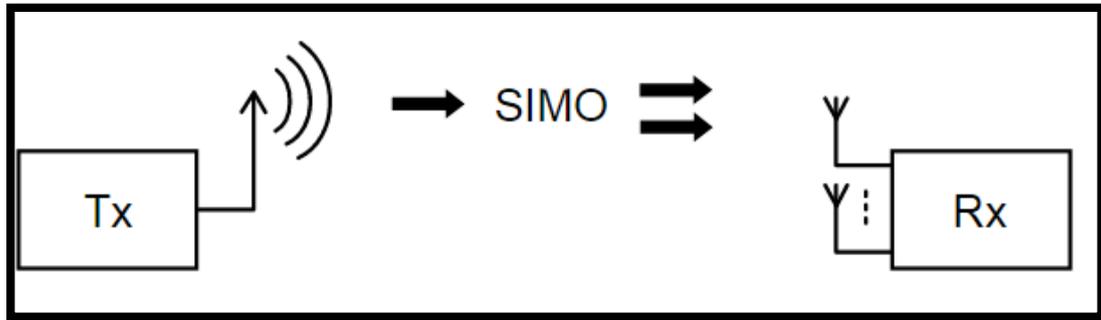


Figure II.5 : Système SIMO.

II.2.3.4 Système MIMO

La technologie MIMO (Multiple input Multiple output) repose sur N_t antennes de transmission et N_r antennes de réception. MIMO peut être utilisé pour améliorer la capacité des canaux ainsi que le débit de canal.

Dans le cas de la Figure III.5 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 $N \times M$ dite matrice de canal

$$H = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N_t} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_{r1}} & h_{N_{r2}} & \dots & h_{N_r N_t} \end{pmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Un signal MIMO peut être défini par :

$$Y = HX + \eta \quad (\text{II.8})$$

Où :

X : la séquence émise.

Y : la séquence reçue.

η : représente le bruit qui corrompt le signal lors de la traversée du canal.

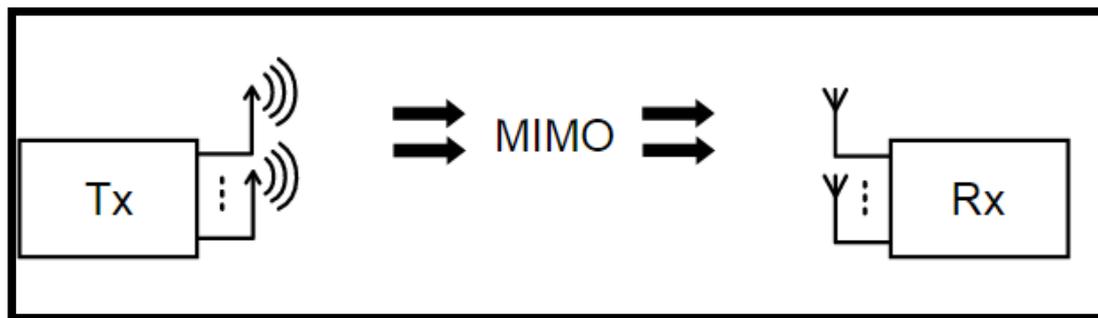


Figure II.6 : Système MISO.

II.3 La modulation OFDM

La modulation **OFDM** (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est un type particulier de transmissions multi-porteuses dont l'originalité est de multiplexer l'information sur des sous-porteuses orthogonales. Dans l'hypothèse où les bandes passantes de ces sous-porteuses sont suffisamment étroites, les distorsions induites par un canal sélectif en fréquence sont alors limitées à une simple atténuation sur chacune d'elles.

Cette caractéristique représente un avantage certain pour cette modulation face à une transmission à porteuse unique, du fait de la simplicité du Système d'égalisation nécessaire en réception. De plus, la condition d'orthogonalité des sous-porteuses leur permet de se recouvrir sans interférer entre elles, offrant ainsi une efficacité spectrale élevée au système.

Enfin, les interférences entre sous-porteuses et les interférences entre trames induites par le canal étant fortement limitées, l'OFDM est une modulation particulièrement appréciée pour les transmissions sans-fil à hauts-débits. Depuis, l'OFDM est utilisée dans plusieurs systèmes de télécommunications : Wifi (802.11a), l'ADSL et dans les systèmes MIMO [11].

II.3.1 Principes de la modulation

La modulation est réalisée généralement dans le domaine électromagnétique en modifiant l'amplitude, la fréquence, ou la phase du signal transmis. L'objectif de cette opération est d'adapter le signal à émettre au canal de transmission.

Les modulations utilisant sont :

- BPSK (Binary Phase Shift Keying) : 1 bit est transmis par symbole.
- QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) : 2 bits sont transmis par symbole.
- QAM (Quadrature Amplitude Modulation) : 4 ou 6 bits sont transmis par symbole [12].

II.3.1.1 QAM : Quadrature Amplitude Modulation

La modulation MAQ (modulation d'amplitude en quadrature) ou modulation d'amplitude en quadrature de phase utilise le système de modulation de phase mais elle ajoute, en plus, une modulation d'amplitude.

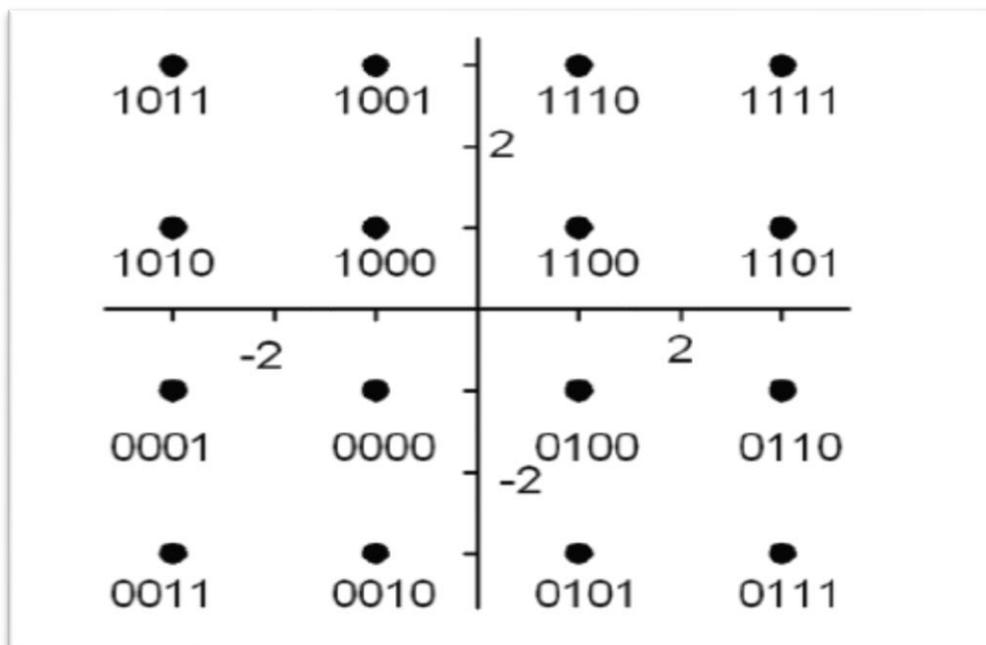


Figure II.7 : Schéma de constellation de la modulation QAM-16 [12].

II.3.2 Principe de la modulation OFDM

La modulation multi porteuse telle que l'OFDM consiste à répartir des symboles sur un grand nombre de porteuses à faible débit, à l'opposé des systèmes conventionnels qui transmettent les symboles en série, chaque symbole occupant alors toute la bande passante disponible.

Afin de répartir les données à transmettre sur N porteuses, les symboles sont regroupés en N paquets. Les symboles C_k tel que $C_k = a_k + jb_k$ sont des nombres complexes définis à partir des éléments binaires par des constellations souvent de type MAQ à 4, 16, 64, $2n$ états.

Une séquence de N symboles c_0, c_1, \dots, c_{N-1} constitue un symbole OFDM. Le $k^{ième}$ symbole module un signal en fréquence f_k . Le signal résultant s'écrit sous forme complexe :

$$S_k = c_k e^{2j\pi f_k t} \tag{II.9}$$

L'enveloppe complexe du signal $s(t) = s_r(t) + js_q(t)$ correspondant à l'ensemble des N symboles réassemblés en un symbole OFDM (figure II.2) :

$$S(t) = \sum_{K=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi f_k t} \quad (\text{II.10})$$

On appelle T_s , la durée du symbole OFDM. Le multiplexage est orthogonal si l'espace entre les fréquences est $1/T_s$, l'ensemble des fréquences s'écrivent par la relation :

$$f_k = f_0 + k / T_s \quad (\text{II.11})$$

L'équation (II.10) devient :

$$S(t) = \exp(2j\pi f_0 t) \sum_{K=0}^{N-1} C_k e^{(2j\pi \frac{kt}{T_s})} \quad (\text{II.12})$$

Ceci est illustré par la figure (II.8)

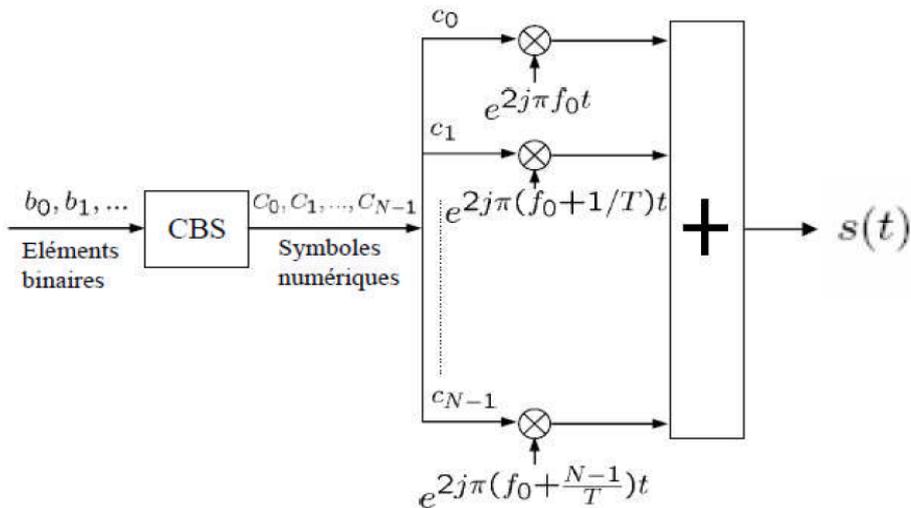


Figure II.8 : schéma de principe du modulateur OFDM[13].

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.

Le signal relatif au $m^{ème}$ symbole OFDM s'écrit :

$$x_{m,n} = IFFT \{ X_{m,k} \} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{K=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi K \frac{n}{N}} \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (\text{II.13})$$

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

$$x_m = F^H \left[X_{m,0}, X_{m,1}, \dots, X_{m,N-1} \right]^T \quad (\text{II.14})$$

Avec :

$$F = \frac{1}{\sqrt{N}} \left[e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)nK} \right]_{n,K=0,\dots,N-1} \quad (\text{II.15})$$

La matrice F^H désigne donc l'opération d'IFFT.

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

$$x_m(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{K=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi k \frac{t}{T_s}} \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (\text{II.16})$$

La forme de données est ensuite convertie de parallèle en série.

A la réception, le signal reçu $y_{m,n}$ est le résultat du filtrage du signal émis $x_{m,n}$ par un canal de réponse impulsionnelle h . De là, $y_{m,n}$ s'écrit de la façon suivante :

$$y_{m,n} = h * x_{m,n} + n \quad (\text{II.17})$$

Avec n étant un bruit additif blanc gaussien.

A 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 discrète (DFT) (ou rapide (FFT)) [13].

II.3.3 Orthogonalité

L'orthogonalité est la propriété fondamentale qui permet de transmettre des signaux d'information multiple dans un même canal et de les détecter sans interférence. On considère la classe des signaux exponentiels de la forme $\{e^{j2\pi f_k t}\}$ de fréquences $f_k = \frac{k}{T_s}$ formant un signal OFDM, avec $0 \leq t \leq T_s$. Dans le domaine fréquentiel, ces signaux sont présentés dans la figure (II.9).

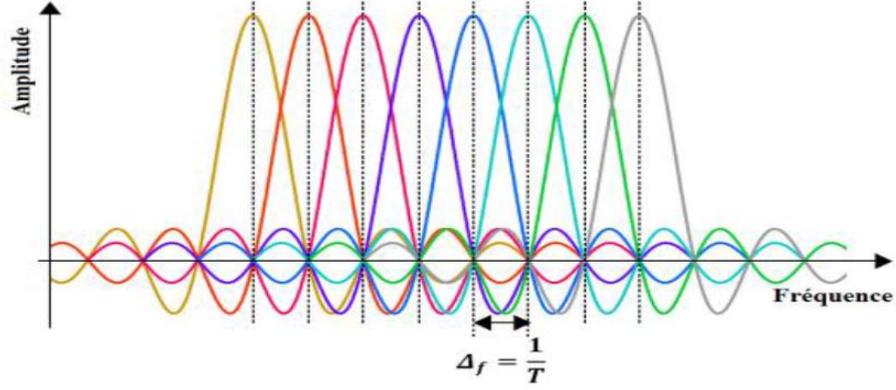


Figure II.9 : Représentation spectrale des sous porteuses orthogonales [14].

Les signaux sont orthogonaux si :

$$s(t) = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} e^{j2\pi f_k t} e^{-j2\pi f_k t} dt = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} e^{j2\pi \frac{k}{T_S} t} e^{-j2\pi \frac{i}{T_S} t} dt \quad (\text{II.18})$$

$$\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} e^{j2\pi \frac{(k-i)}{T_S} t} dt = \begin{cases} 1, & \text{si } k = i \\ 0 & \text{si } k \neq i \end{cases}$$

Dans le cas discret avec un nombre d'échantillon $t = \frac{nT_S}{N}$, l'orthogonalité s'exprime par :

$$\begin{aligned} s(t) &= \frac{1}{N} \sum_{K=0}^{N-1} e^{j2\pi k \frac{k}{T_S} nT} e^{2\pi k \frac{i}{T_S} nT} = \frac{1}{N} \sum_{K=0}^{N-1} e^{j2\pi k \frac{k}{T_S} n \frac{T_S}{N}} e^{j2\pi k \frac{i}{T_S} n \frac{T_S}{N}} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{K=0}^{N-1} e^{j2\pi k \frac{(k-i)}{T_S} n} = \begin{cases} 1, & \text{si } k = i \\ 0 & \text{si } k \neq i \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{II.19})$$

L'équation (II.19) explique que le produit scalaire de deux signaux de la base orthonormée, à deux fréquences différentes, donne un résultat nul. L'orthogonalité est une condition essentielle et nécessaire pour éliminer l'IES dans OFDM [14].

II.3.4 Principe de la démodulation

Au niveau du récepteur, Le signal parvenu au récepteur s'écrit sur une durée symbole TS :

$$r(t) = \sum_{K=0}^{N-1} C_k H_K(t) e^{2j\pi \left(f_0 + \frac{k}{T_S} \right) t} \quad (\text{II.20})$$

$H_K(t)$ Est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_K et au temps t . Cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante sur la période T_s . La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les N sous-porteuses suivant le schéma classique, voir la figure (II.10).

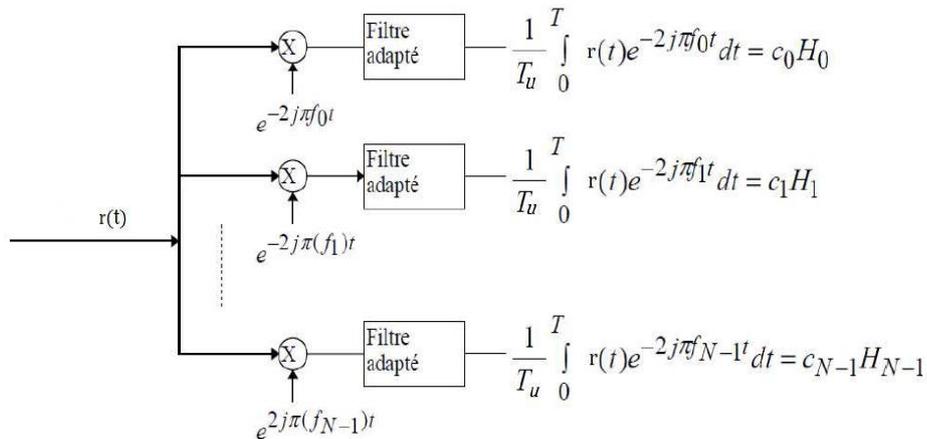


Figure (II.10) : Schéma de principe d'un démodulateur OFDM [15].

II.3.5 Problème des interférences entre symboles

Les interférences entre symboles (IES) sont dues au comportement multi-trajets du canal. Le signal reçu provenant de la contribution du trajet direct et des trajets multiples introduisant des déphasages et des retards, ces derniers pouvant être du même ordre de grandeur que la durée d'un symbole [15].

En effet, un symbole émis lors d'une période mT_s peut se superposer à un écho provenant du symbole émis à la période $(m-1)T_s$. Il se produit alors des interférences entre les symboles transmis (IES) comme le montre la figure (II.11). Pour remédier à ce problème, le système OFDM ajoute entre deux symboles OFDM un intervalle de garde appelé « préfixe cyclique ».

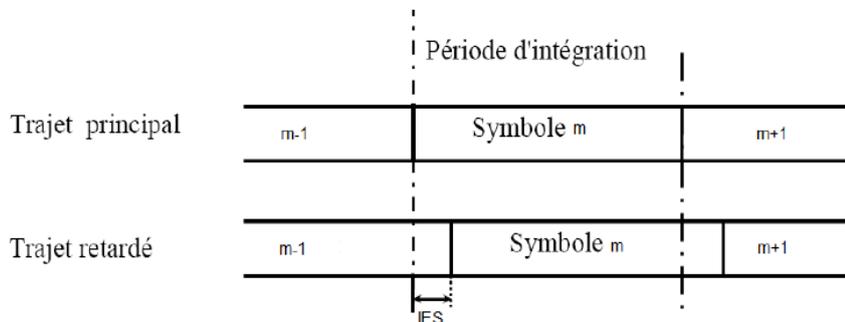


Figure II.11 : Problème des interférences entre symboles [15].

II.3.6 Intervalle de garde

La solution d'IES (interférence entre les symboles) est d'ajouter un espace entre les symboles OFDM d'une durée supérieure à l'étalement des délais. Ainsi les derniers échos du symbole OFDM d'indice m auront lieu durant cet intervalle dit de garde, et le symbole OFDM suivant d'indice $m+1$ ne sera plus perturbé par le précédent. En pratique, ajouter un préfixe cyclique de taille D , telle que $D \geq L-1$, consiste à étendre le symbole OFDM en copiant le D dernières composantes et les placer à l'avant de ce même symbole, voir la figure(II.12).

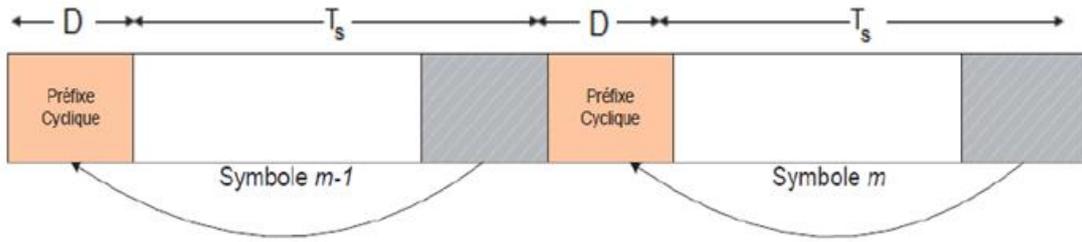


Figure II.12 : Insertion d'un intervalle de garde 'D' [16].

Si l'échantillon est prélevé au début du symbole reçu m , l'échole plus retard édecet échantillon est Comme le symbole $m-1$ n'a pas encore été reçu, le récepteur doit recevoir le signal provient de tous les échos, ce qui implique que le signal soit prolongé pendant les intervalles de garde précédant le symbole m . Le bloc temporel se transforme, alors, de

$$\left[X_{m,0}, X_{m,1}, \dots, X_{m,N-1} \right] \text{ à } \left[X_{m,N-D+1}, \dots, X_{m,N-1}, X_{m,0}, X_{m,1}, \dots, X_{m,N-1} \right]$$

En considérant une transmission sans bruit additif, le symbole OFDM reçu après le passage par le canal s'écrit :

$$\begin{bmatrix} q_{m,0} \\ q_{m,1} \\ \vdots \\ q_{m,N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_{L-1} & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & h_{L-1} & \dots & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{m,N-D+1} \\ \vdots \\ x_{m,N-1} \\ x_{m,0} \\ \vdots \\ x_{m,N-1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

Les D premiers échantillons du symbole OFDM reçu contiennent les interférences avec le bloc précédent. Ils sont, donc, écartés dans la suite du calcul. Ainsi, le système peut se réécrire :

$$\begin{bmatrix} q_{m,D} \\ q_{m,D+1} \\ \vdots \\ q_{m,N+D-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{m,0} \\ y_{m,1} \\ \vdots \\ y_{m,N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & 0 & h_{L-1} & \dots & h_1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_{L-1} & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & h_{L-1} \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & h_{L-1} & \dots & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{m,0} \\ x_{m,1} \\ \vdots \\ x_{m,N-1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Toute matrice circulante est diagonalisable dans une base de vecteurs propres de Fourier. Ainsi :

$$\begin{bmatrix} h_0 & 0 & \dots & \dots & \dots & h_1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_{L-1} & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & h_{L-1} \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & h_{L-1} & \dots & h_0 \end{bmatrix} = F^H \begin{bmatrix} H_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & H_{N-1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

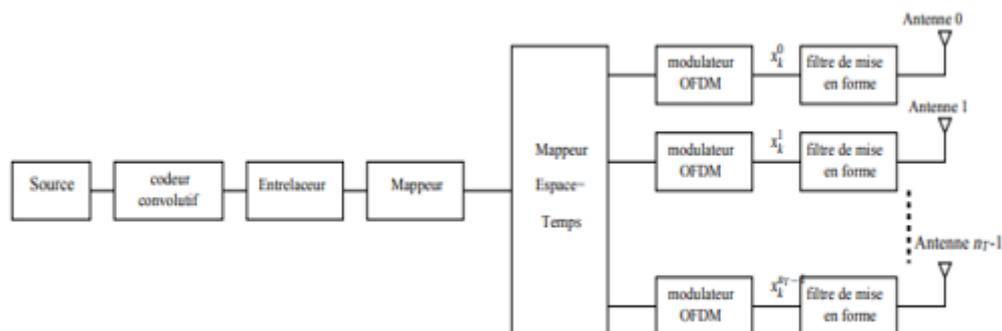
Avec $\text{diag}([H_0, \dots, H_{N-1}]) = F [h_0, \dots, h_{L-1}, 0, \dots, 0]^T$ est la transformée de Fourier du canal et H_K le coefficient du canal plat associé à la $K^{\text{ème}}$ sous-porteuse. D'après les équations (II.4) et (II.23) , la transformée de Fourier du symbole OFDM reçu y_m s'écrit [16] :

$$\begin{bmatrix} Y_{m,0} \\ Y_{m,1} \\ \vdots \\ Y_{m,N-1} \end{bmatrix} = F \begin{bmatrix} y_{m,0} \\ y_{m,1} \\ \vdots \\ y_{m,N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & H_{N-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{m,0} \\ X_{m,1} \\ \vdots \\ X_{m,N-1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

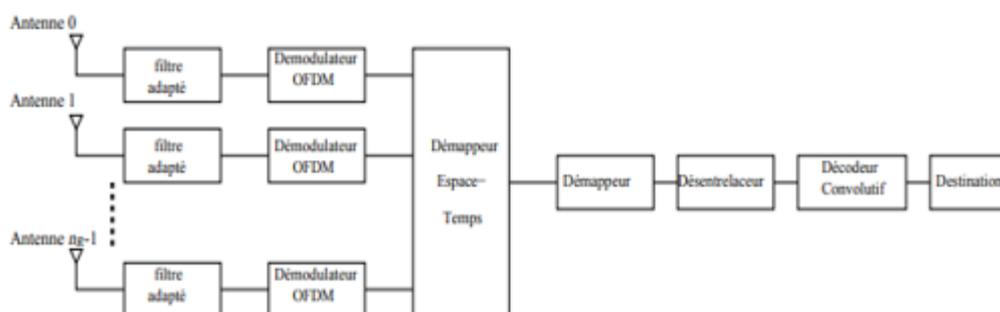
II.4 Présentation du système MIMO/OFDM :

Une des techniques les plus efficaces pour améliorer l'efficacité spectrale d'une communication radio, est l'utilisation d'antennes multiples à l'émission et à la réception.

Dans ce qui suit, nous considérons un système MIMO utilisant la modulation OFDM, où l'émetteur et le récepteur sont munis respectivement de N_T antennes d'émission et N_R antennes de réception et où les antennes sont alignées et uniformément espacées. La figure (II.13), présente le schéma de la chaîne de transmission d'un système MIMO/OFDM :



(a) système de transmission MIMO/OFDM en émission



(b) système de transmission MIMO/OFDM en réception.

Figure II.13 : Le système de transmission MIMO/OFDM [17].

Dans ce qui suit, nous décrivons le parcours suivi par le message depuis sa génération par la source jusqu'à sa destination.

- Le message généré par la source est d'abord transformé en une séquence binaire. Idéalement. Cette opération de conversion d'un signal analogique à un signal numérique est assurée par un processus de compression appelé le codeur source. En général, le codeur source n'est pas pris en compte lors de l'étude des performances des systèmes MIMO, puisque la séquence il est donné directement avec des valeurs binaires. Ainsi la chaîne de transmission se délimite par le codeur de canal et le décodeur de canal, de part et d'autre du canal de transmission.

- La séquence binaire résultante est ensuite passée au codeur de canal. Le but du codeur de canal est de la protéger contre les effets du canal (bruits, interférences, etc.). Ainsi, le codeur introduit d'une façon contrôlée des bits de redondance qui peuvent être utilisés au niveau du récepteur. La séquence binaire passe à travers un entrelacer afin que la transmission soit plus robuste aux atténuations en bloc (block fading) du canal.

- La séquence binaire passe à travers un modulateur numérique. Ce dernier associe à chaque séquence de q bits un symbole complexe selon une constellation de taille 2^q . Par exemple, nous citons la modulation binaire de phase dite (BPSK), la modulation d'amplitude en quadrature (QAM).

• Les symboles complexes sont par la suite mappés afin qu'ils soient transmis sur les N_T antennes de transmission et à travers les ressources orthogonales du canal. Comme le système MIMO étudié considère la modulation OFDM, nous disposons à l'entrée du canal de $N \cdot N_T$ échantillons à émettre. Ainsi, l'utilisation d'un modulateur spatio-temporel s'avère une bonne idée afin de profiter des ressources en espace, temps et fréquence présentes.

• Finalement, les symboles passent à travers le modulateur OFDM avant d'être filtrés par le filtre limiteur de bande.

• Le signal analogique résultant est transmis à travers le canal radio, où il se trouve affecté par les atténuations dues aux réflexions et aux réfractions du signal dans le milieu de propagation.

• À la réception, le récepteur à antennes multiples est constitué d'un filtre adapté au filtre limiteur de bande utilisé à l'émission, du démodulateur OFDM, du décodeur spatio-temporel, du démodulateur numérique, du décodeur canal et du décodeur source [17].

II.5 Conclusion

Dans ce deuxième chapitre nous avons présenté les systèmes de communication basés sur la technique MIMO et les expressions de leurs capacités, Et nous avons décrit brièvement le principe de la modulation, et on a étudié précisément la modulation OFDM, et la manière dont le signal OFDM est modulé/démodulé numériquement. L'orthogonalité et la modulation/démodulation OFDM sont très facilement réalisables grâce à la mise en œuvre de la transformée de Fourier discrète qui peut être efficacement implémentée sur des porteuses.

Le signal émis parvient au récepteur sous forme de plusieurs symboles atténués et retardés (interférences entre symboles), et on a comme solution le préfixe cyclique qui élimine ces interférences. Ensuite, à l'aide d'un schéma récapitulatif nous avons présenté la structure du système MIMO/OFDM, et nous avons discuté le principe de fonctionnement de chaque bloc.

Chapitre III

Estimation du canal

III.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons faire une description des méthodes utilisées pour l'estimation de canal. L'effet du canal sur l'information transmise doit être estimé pour que l'information originale puisse être reconstruite avec le moindre d'erreur possible. L'estimation de canal est un passage obligatoire pour retrouver les symboles qui ont été émis. Le choix d'un modèle de canal est un point crucial. Dans ce travail on s'intéresse aux techniques d'estimation à l'aide de symboles pilotes. Pour cela, il y a un problème principal à prendre en considération pour mieux comprendre le but de ce travail. Le problème est la conception d'un estimateur avec une basse complexité et une grande capacité à suivre les variations du canal.

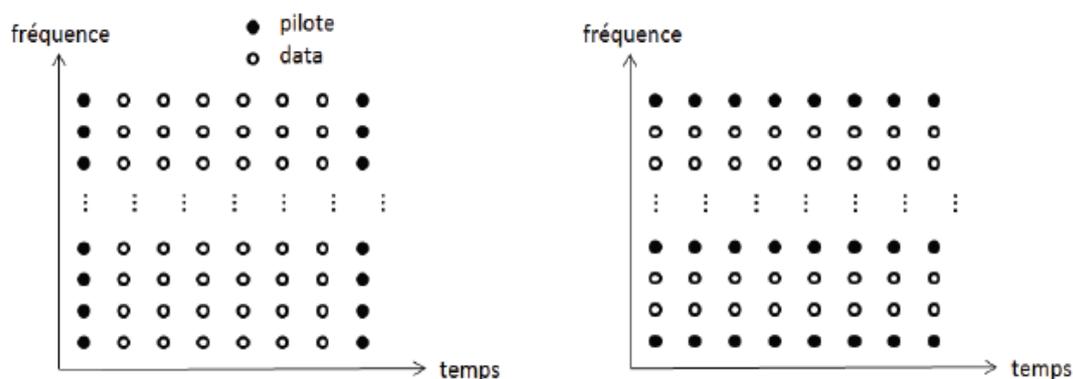
III.2 Techniques d'estimation : état de l'art

Parmi le grand nombre de méthodes d'estimation de canal, on s'intéresse ici aux techniques dites semi-aveugles, effectuées dans le domaine fréquentiel.

III.2.1 Les pilotes

On appelle les méthodes semi-aveugles, ou assistées par pilotes celles qui utilisent des porteuses dites "pilotes" pour effectuer l'estimation. Les pilotes sont des porteuses dont le gain, la phase et la position dans la trame OFDM sont connus de l'émetteur et du récepteur. Le motif des pilotes dans la trame OFDM dépend de la sélectivité du canal. Ainsi, pour un canal très sélectif en fréquence mais pas en temps, on utilisera un préambule dans le domaine fréquentiel, ou chaque sous porteuse d'un symbole OFDM donne est dédiée à l'estimation.

C'est le motif utilisé quand on considère un canal quasi-statique. Pour un canal moyennement sélectif en fréquence, mais très sélectif en temps, on utilisera plutôt un préambule dans le domaine temporel, ou certaines fréquences sont exclusivement dédiées à l'estimation de canal [18].



(a) Préambule dans le domaine fréquentiel.

(b) Préambule dans le domaine temporel.

Figure III.1 : Deux motifs possibles de disposition des pilotes [18].

Chapitre III : Estimation du canal

Pour chaque symbole OFDM. La figure III.1 illustre ces deux dispositions : les porteuses pilotes sont en noir et les porteuses d'information en blanc.

Selon la sélectivité des canaux considérées, d'autres motifs peuvent être utilisés : dans le standard DRM/DRM+ [1], les pilotes sont disposés en quinconce, un motif rectangulaire, hexagonal ou une disposition aléatoire peuvent aussi être considérés [4]. On remarque, comme sur la figure III.1 (b), que si le canal est connu au niveau des pilotes, une interpolation sera nécessaire pour estimer la réponse fréquentielle du canal sur tout le réseau temps-fréquence. Certaines méthodes d'estimation vont être abordées par la suite.

III.2.2 Les critères LS et MMSE

Parmi les méthodes d'estimation, celles basées sur le critère des moindres carrés ou LS (pour Least Square en anglais) et sur le critère de l'erreur quadratique moyenne minimum ou MMSE (pour Minimum Mean Square Error en anglais) sont celles les plus étudiées. Les développements suivants sont effectués avec un préambule dans le domaine fréquentiel, bien qu'on verra que leur validité sera aussi montrée pour d'autres motifs. De plus, pour simplifier l'écriture, on ne notera pas l'indice n dans les prochains développements.

III.2.2.1 Estimation LS

La méthode des moindres carrés (LS) détermine l'estimé du canal, \hat{H} , de telle manière que la fonction de coût suivante soit minimisée :

$$\begin{aligned} J(\hat{H}) &= \|Y - X \hat{H}\|^2 \\ &= (Y - X \hat{H})^H (Y - X \hat{H}) \\ &= Y^H Y - Y^H X \hat{H} - \hat{H}^H X^H Y + \hat{H}^H X^H X \hat{H} \end{aligned} \quad (III.1)$$

Posons la dérivée par rapport à \hat{H} de la fonction coût à zéro,

$$\frac{\partial J(\hat{H})}{\partial \hat{H}} = -2(X^H Y)^* + 2(X^H X \hat{H}) = 0 \quad (III.2)$$

Nous avons $X^H X \hat{H} = X^H Y$, ce qui donne l'estimé au sens des moindres carrés suivant :

$$\hat{H}_{LS} = (X^H X)^{-1} X^H Y = X^{-1} Y \quad (III.3)$$

Notons la K^{iem} composante de l'estimé du canal \hat{H}_{LS} par $\hat{H}_{LS}[k]$, $K=0, 1, 2, \dots, N-1$. Puisque X est diagonal comme mentionné ci-dessus, l'estimé du canal au sens des moindres carrés \hat{H}_{LS} , peut être donné pour chaque sous-porteuse comme suit :

$$\hat{H}_{LS}[K] = \frac{Y[K]}{X[K]}, \quad K=0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (III.4)$$

L'erreur quadratique moyenne (MSE) de cette estimée du canal, \hat{H}_{LS} , est donnée par

$$\begin{aligned}
 MSE_{LS} &= E \left\{ \left(H - \hat{H}_{LS} \right)^H \left(H - \hat{H}_{LS} \right) \right\} \\
 &= E \left\{ \left(H - X^{-1}Y \right)^H \left(H - X^{-1}Y \right) \right\} \\
 &= E \left\{ \left(X^{-1}Z \right)^H \left(X^{-1}Z \right) \right\} \\
 &= E \left\{ Z^H \left(X X^H \right)^{-1} Z \right\} \\
 &= \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2}
 \end{aligned} \tag{III.5}$$

Notez que le MSE dans l'équation (III.5) est inversement proportionnel au rapport signal à bruit, $SNR = \sigma_z^2 / \sigma_x^2$, ce qui implique que le MSE peut ˆtre sujet à une augmentation du bruit, en particulier lorsque le canal est dans un zéro profond. Toutefois, la méthode LS a été largement utilisée pour l'estimation de canal en raison de sa simplicité [4].

III.2.2.2 Estimation LMMSE (Linear Minimum Square Error)

Consid rions la solution LS dans l'équation (III.1), $\hat{H}_{LS} = X^{-1}Y \triangleq \tilde{H}$. En utilisant la matrice de poids W , déterminons $\hat{H} \triangleq W \tilde{H}$ qui correspond à l'estimée du canal au sens MMSE.

En se référant à la Figure (III.2), la MSE de l'estimation de canal $\hat{H} \triangleq W \tilde{H}$ est donnée comme suit :

$$J \left(\hat{H} \right) = E \left\{ \|e\|^2 \right\} = E \left\{ \left\| H - \hat{H} \right\|^2 \right\} \tag{III.6}$$

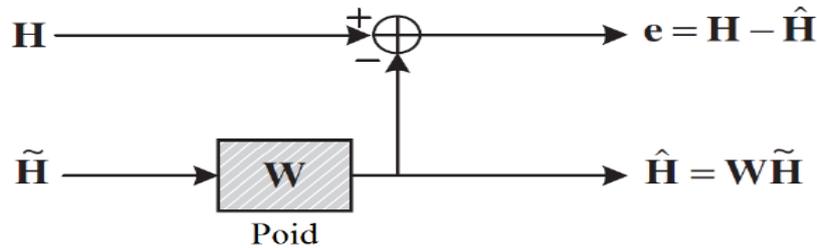


Figure (III.2) : Schéma de l'estimation du canal au sens du critère MMSE [4].

L'objectif, pour la méthode MMSE, est de trouver la meilleure estimation (linéaire) en termes de W de telle manière que la MSE dans l'équation (III.6) soit minimale. Le

Chapitre III : Estimation du canal

principe d'orthogonalité stipule que le vecteur d'erreur $e = H - \hat{H}$ est orthogonal à l'estimé \hat{H} , tel que,

$$\begin{aligned}
 E \left\{ e \tilde{H}^H \right\} &= E \left\{ \left(H - \hat{H} \right) \tilde{H}^H \right\} \\
 &= E \left\{ \left(H - W \tilde{H} \right) \tilde{H}^H \right\} \\
 &= E \left\{ H \tilde{H}^H \right\} - W E \left\{ \tilde{H} \tilde{H}^H \right\} \\
 &= R_{H\tilde{H}} - W R_{\tilde{H}\tilde{H}} = 0
 \end{aligned} \tag{III.7}$$

Où R_{AB} est la matrice de corrélation croisée de taille $N \times N$ des matrices A et B

$(R_{AB} = E[AB^H])$, et \hat{H} est l'estimé LS du canal donnée par l'équation suivante :

$$\tilde{H} = X^{-1}Y = H + X^{-1}Z \tag{III.8}$$

La résolution de l'équation (III.7) donne :

$$W = R_{H\tilde{H}} R_{\tilde{H}\tilde{H}}^{-1} \tag{III.9}$$

Où $R_{\tilde{H}\tilde{H}}$ est la matrice d'autocorrélation de \tilde{H} donnée par :

$$\begin{aligned}
 R_{\tilde{H}\tilde{H}} &= E \left\{ \tilde{H} \tilde{H}^H \right\} \\
 &= E \left\{ X^{-1}Y \left(X^{-1}Y \right)^H \right\} \\
 &= E \left\{ \left(H + X^{-1}Z \right) \left(H + X^{-1}Z \right)^H \right\} \\
 &= E \left\{ HH^H + X^{-1}ZH^H + HZ^H \left(X^{-1} \right)^H + X^{-1}ZZ^H \left(X^{-1} \right)^H \right\} \\
 &= E \left\{ HH^H \right\} + E \left\{ X^{-1}ZZ^H \left(X^{-1} \right)^H \right\} \\
 &= E \left\{ HH^H \right\} + \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2} I
 \end{aligned} \tag{III.10}$$

Et $R_{H\tilde{H}}$ est la matrice de corrélation croisée entre le vecteur de canal réel et le vecteur du canal estimé. En utilisant l'équation (III.10), l'estimé du canal au sens MMSE devient :

$$\begin{aligned}\hat{H} &= W\tilde{H} = R_{H\tilde{H}} R_{\tilde{H}\tilde{H}}^{-1} \tilde{H} \\ &= R_{H\tilde{H}} \left(R_{HH} + \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2} I \right)^{-1} \tilde{H}\end{aligned}\quad (III.11)$$

Les éléments de la matrice $R_{H\tilde{H}}$ et de la matrice $R_{\tilde{H}\tilde{H}}$ peuvent être donnés par la formule suivante :

$$E \{ h_{k,l} \tilde{h}_{k',l'} \} = E \{ h_{k,l} h_{k',l'}^* \} = r_f [k - k'] r_t [l - l'] \quad (III.12)$$

Où k et l désignent respectivement l'indice de sous-porteuse (domaine fréquentiel) et l'indice du symbole OFDM (domaine temporel). Notons que, la fonction d'autocorrélation est factorisée en deux fonctions séparées, en temps et en fréquence, $r_t [l]$ et $r_f [k]$, respectivement. Cette hypothèse est généralement justifiée dans des situations pratiques car le plus souvent l'étalement par trajets multiples ne dépend que de la description du diffuseur, alors que la variation Doppler de l'évanouissement dépend généralement du mouvement relatif entre l'émetteur et le récepteur ;

Dans un canal multi-trajets avec un PDP (Power Delay Profile) décrit par un exponentielle décroissant, la corrélation dans le domaine fréquentiel, $r_f [k]$, est donnée par :

$$r_f [k] = \frac{1}{1 + j 2\pi\tau_{ms} k \Delta f} \quad (III.13)$$

L'hypothèse WSSUS du canal impose alors deux conditions :

- la stationnarité au sens large :

$$R (\tau_1, \tau_2; \Delta f) = E [h (\tau_2, t) . h^* (\tau_1, t + \Delta f)] \quad (III.14)$$

Cette propriété signifie que la corrélation entre la puissance d'un trajet à l'instant t_1 et à l'instant t_2 ne dépend que de la différence $t_2 - t_1$.

-diffuseurs non corrélés :

$$R (\tau; \Delta f) = E [h (\tau, t) . h^* (\tau, t + \Delta f)] \quad (III.15)$$

$$\text{Car : } R (\tau_1, \tau_2; \Delta f) = 0 \text{ pour } \tau_1 \neq \tau_2$$

Cette propriété signifie que la puissance d'un trajet retardé de τ_1 est non corrélée à celle d'un trajet retardé de τ_2 .

Où $\Delta f = 1/T_{sub}$ est l'espace des sous-porteuses. Tandis que, pour un canal d'évanouissement avec une fréquence Doppler maximale f_{max} et un dont le spectre est donné par le modèle de Jake, la corrélation dans le domaine temporel $r_t[l]$ est donnée par [4] :

$$r_t[l] = J_0(2\pi f_{max} l T_{sym}) \quad (III.15)$$

Où $T_{sym} = T_{sub} + T_G$, où T_G est la durée de l'intervalle de garde et $J_0(x)$ est le premier terme de la fonction de Bessel d'ordre 0. Notez que, $r_t[0] = J_0(0) = 1$, ce qui implique que la corrélation dans le domaine temporel pour le même symbole OFDM est l'unité.

Notons que, jusqu'ici, l'estimation du canal est réalisée en utilisant les symboles pilotes dits aussi les symboles d'apprentissage. Pour étendre l'estimation aux symboles de données, les sous-porteuses pilotes doivent subir une interpolation. Parmi les méthodes d'interpolation les plus utilisées on trouve l'interpolation linéaire, l'interpolation polynomiale du second ordre et l'interpolation spline cubique [4].

III.3 Techniques d'interpolation

L'estimation LS permet d'obtenir la réponse fréquentielle (bruitée) sur les porteuses pilotes. Dans un grand nombre de cas, il est alors nécessaire d'effectuer une interpolation pour estimer le canal sur l'ensemble du réseau temps-fréquence. On a vu que LMMSE pouvait servir de filtre interpolateur. Cependant, sa complexité fait qu'on préfère souvent utiliser des interpolations plus simples, telles que celles présentées dans cette partie. Celles-ci ont la particularité d'être basées uniquement sur des polynômes interpolateurs, et n'ont besoin d'aucune caractéristique du canal ou du signal. On suppose dans la suite que P porteuses pilotes sont régulièrement distribuées dans chaque symbole OFDM. Ainsi, on va décrire des méthodes d'interpolations sur l'axe fréquentiel [19].

III.3.1 Interpolation nearest-neighbor

L'interpolation nearest-neighbor (NN) ou dite du plus proche voisin en français, est la plus simple car elle se base sur un polynôme interpolateur de degré zéro. Si on note f_p la position fréquentielle d'un pilote et δf l'écart fréquentiel entre deux porteuses pilotes consécutives, alors $\forall f \in [f_p - \delta f/2, f_p + \delta f/2]$, on obtient :

$$\hat{H}(f) = \hat{H}(f_p) \quad (III.17)$$

Où $\hat{H}(f_p)$ est l'estimation de canal LS au niveau du pilote. Figure III.1 (a) illustre le principe de l'interpolation NN autour d'une position pilote f_p . Malgré sa simplicité, il est évident que cette interpolation n'est adaptée que pour des canaux très peu sélectifs [19].

III. 3.2 Interpolation linéaire

L'interpolation linéaire est elle aussi relativement simple, car elle se base sur un polynôme interpolateur de degré un. Pour une valeur $f \in [fp, fp+\delta f]$, le canal estime (f) est la moyenne entre $\hat{H}(fp)$ et $\hat{H}(fp+\delta f)$, pondérée par la distance $fp+\delta f - fp$. Ainsi, on obtient :

$$\hat{H}(f) = \hat{H}(f_p) + (f - f_p) \frac{\hat{H}(f_{p+\delta_f}) - \hat{H}(f_p)}{f_{p+\delta_f} - f_p} \quad (III.18)$$

Figure III.2(b) illustre le principe de l'interpolation linéaire entre deux positions fréquentielles de pilotes fp et $fp + \delta p$. Bien que plus précise que l'interpolation NN, l'interpolation linéaire présente des mauvais résultats quand les canaux sont très sélectifs.

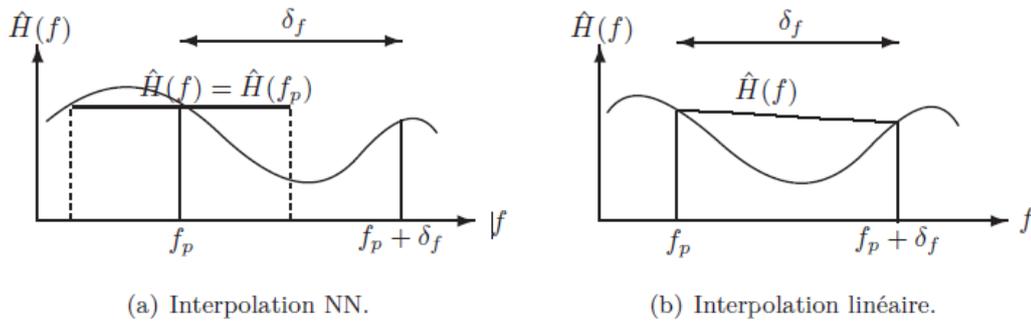


Figure III.3 : Illustration du principe des interpolations NN et linéaire [19].

III.3.3 Interpolation polynomiale

Le principe de l'interpolation polynomiale est d'approximer Hf par un polynôme de degré $P - 1$, ou P est le nombre de pilotes par symbole OFDM. En utilisant comme base les polynômes de Lagrange $\{L_0, L_1, \dots, L_{P-1}\}$, on obtient $\chi(f)$ le polynôme interpolateur :

$$x(f) = \sum_{p=0}^{P-1} L_p(f) x(f_p) = \sum_{p=0}^{P-1} L_p(f) \hat{H}(f_p) \quad (III.19)$$

ou $L_p(fp) = 1$ et $\chi(fp) = \hat{H}(fp)$. Il est prouvé dans que $\chi(f)$ est l'unique polynôme de degré $P - 1$ passant par tous les points $(fp, \hat{H}(fp))$. Il est aussi montré que quand P augmente, le polynôme $\chi(f)$ a tendance à diverger entre chaque point de contrôle. Dans certains cas, il est même possible que l'erreur entre la fonction originelle et le polynôme interpolateur tende vers l'infini. Ce phénomène, appelé effet Runge, rend l'interpolation par polynômes de Lagrange peu applicable en pratique. Une solution pour limiter l'effet Runge est de découper l'ensemble des points de contrôle par paquets de quatre points consécutifs $\{fp, \dots, fp + 3\delta p\}$ et d'appliquer une interpolation par un polynôme de degré trois sur chacun des intervalles.

Cette méthode appelée interpolation cubique par morceau est couramment utilisée.

Cependant, cette technique rend la fonction interpolée discontinue sur chaque nœud entre les différents morceaux considérés. Pour obtenir une fonction continue sur tout l'intervalle d'étude (correspondant à la bande B), il est possible d'utiliser l'interpolation cubique spline. Elle utilise comme base les polynômes d'Hermite qui assure la continuité en chaque point de contrôle en ajoutant une condition sur la dérivée première du polynôme en chacun des points de contrôle. Une différence supplémentaire avec l'interpolation cubique par morceau de Lagrange, c'est qu'un polynôme de degré trois est utilisé entre chaque nœud [19].

III.4 Égalisation

Après estimation de la réponse impulsionnelle du canal, nous tournons maintenant notre attention vers l'égalisation des blocs de données reçus. Les sous-porteuses reçues dans le bloc de données OFDM souffrent d'une distorsion sur leur amplitude et d'un décalage en leurs phases. Ceci est due aux coefficients complexes multiplicatifs de canal de chaque sous porteuse. L'égalisation peut être réalisée afin de combattre les effets multiplicatifs introduits par le canal (souvent multi-trajets) sur les sous-porteuses des symboles OFDM. Nous considérons deux méthodes d'égalisation ; l'égalisation dans le domaine temporelle et l'égalisation dans le domaine fréquentiel Cette opération peut ainsi être réalisée simplement dans le domaine fréquentiel, en multipliant l'échantillon reçu sur chaque sous-porteuse par un scalaire complexe [20].

III.5 Conclusion

Nous avons passé en revue dans ce chapitre. Deux estimateurs sont principalement détaillés : l'estimateur LS et l'estimateur LMMSE. L'estimateur LMMSE s'exécute mieux que l'estimateur basé sur le critère à moindres carrés (LS) mais sa complexité de calcul est l'un des inconvénients principaux pour des implémentations pratiques.

L'estimation de canal nécessite parfois une interpolation pour estimer les coefficients entre deux points connus appelés pilotes. Cependant, les interpolations créent des erreurs résiduelles ayant un impact sur la qualité de l'estimation.

Chapitre IV
Simulation
Et
Résultats

IV.1 Introduction

Ce chapitre est un exposé des résultats de simulations que nous avons faites dans le cadre de ce mémoire. En utilisant le logiciel de simulation et de programmation MATLAB, nous proposons une analyse comparative des deux techniques classiques d'estimation, à savoir l'estimateur LS et l'estimateur LMMSE, en termes d'erreur quadratique moyenne normalisée (NMSE) et du taux d'erreur binaire (BER). L'analyse porte sur trois facteurs, l'impact de l'espacement entre les symboles pilotes, l'impact du type de canal multi-trajets et finalement, l'impact du type de modulation.

IV.2 Critères d'évaluation

IV.2.1 Le taux d'erreur binaire

Le taux d'erreur binaire (BER) est une mesure de performance couramment utilisée qui décrit la probabilité d'erreur en termes du nombre de bits erronés par le nombre de bit transmis :

$$TEB = \frac{(Total \text{ des bits en erreur})}{(Total \text{ des bits de données transmises)}} \quad (IV .1)$$

IV.2.2 Erreur quadratique moyenne normalisée

$$NMSE = \frac{\sum_{k=1}^N [x(k) - \hat{x}(k)]^2}{\sum_{k=1}^N [x(k) - \overline{x(k)}]^2} \quad (IV .2)$$

Où x est le vecteur de canal original et \hat{x} est le vecteur canal estimé.

IV.2.3 Rapport signal sur bruit

Les courbes de performance sont généralement exprimées en fonction du Rapport Signal à Bruit (RSB) obtenu après la démodulation OFDM, c'est à dire en sortie de la TFD. Il est cependant utile de pouvoir relier ce SNR à la puissance du bruit AWGN

donné par $\frac{E_b}{N_0}$:

$$(SNR)_{db} = \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{db} + 10 \log_{10} (N_b) \quad (IV .3)$$

IV.3 Modèles du canal

Pour simuler le canal multi-trajets, nous avons adopté les modèles spécifiés par ITU (International Télécommunication Union) suivants [22] :

- Le modèle ETU (Extended Typical Urban) utilisé pour décrire environnement urbain et aussi les grandes cellules. Ce modèle possède 9 trajets, une

Chapitre IV : Simulation et résultats

sélectivité en fréquence et une forte sélectivité temporelle (une fréquence Doppler de 300 HZ).

- Le modèle EVA (Extended Vehicular A) utilisé pour décrire un environnement urbain et grandes cellules. Ce modèle possède 9 trajets, sélectif en fréquence et étalement temporel intermédiaire.
- Le modèle EPA (Extended Pedestrian A) pour un environnement rural ou intérieur et aussi les petites cellules. Ce modèle possède 7 trajets, sélectif en fréquence et un étalement temporel faible.

Les tableaux **IV.1** et **IV.2** montrent le Power Delay profiles (PDP) et le Profil de retard pour les trois modèles EPA, EVA et ETU, respectivement.

Extended Pedestrian A (EPA)		Extended Vehicular A (EVA)		Extended Typical Urban (ETU)	
Relative Delay (ns)	Average Power (dB)	Relative Delay (ns)	Average Power (dB)	Relative Delay (ns)	Average Power (dB)
0	0	0	0,	0	-1
30	-1	30	-1.5	50	-1
70	-2	150	-1.4	120	-1
90	-3	310	-3.6	200	0
110	-8	370	-0.6	230	0
190	-17.2	710	-9.1	500	0
410	-20.2	1090	-7	1600	-3
/	/	1730	-12	2300	-5
/	/	2510	-16.9	5000	-7
			/	/	/

Tableau IV.1 : les modèles des canaux (EPA, ETU, EVA).

Model	Nombre de trajet de canal	Ecart de retard (rms)	Retard maximum de trajet (ns)
Extended Pedestrian A (EPA)	7	134 ns	410 ns
Extended Vehicular A (EVA)	9	835 ns	2510 ns
Extended Typical Urban(ETU)	9	1855 ns	5000 ns

Tableau IV.2 : Profil de retard pour trois model de canaux : EPA, EVA et ETU.

IV.4 L'effet du nombre des pilotes

Dans cette partie on va faire une comparaison entre les courbes NMSE des estimateurs LMMSE, LS-Linéaire et LS-Cubique avec 3 valeurs déferentes

d'espacement entre les symboles pilotes en utilise (2, 4, 8) avec le modèle de canal EVA. La longueur du préfixe cyclique (ou intervalle de garde) est de l'ordre de 10. Ce nombre est choisi de telle sorte qu'il soit supérieur ou égal à avec la longueur des canaux. Les valeurs du SNR considéré s'étendent de 0 à 30 dB avec un pas de 5 dB. Les courbes NMSE sont présentées sur les Figures (IV.1, IV.2 et IV.3).

On remarque que la courbe NMSE de l'estimateur MMSE est supérieur à celle des estimateurs LS-Linéaire et LS-Cubique pour toutes les valeurs de SNR pour les trois valeurs espacement. Nous remarquons une augmentation de la valeur NMSE lorsqu'on augmente l'espacement entre les symboles pilotes. Tous les estimateurs montrent des résultats satisfaisants avec une valeur d'espacement de 2 symboles. Toutefois, une remarque une forte dégradation des performances pour un espacement de 8. Il est à noter que l'augmentation du nombre de pilotes symboles dans un symbole OFDM rend la transmission plus fiable mais au détriment d'une diminution de la charge utile en termes d'information. Pour un espacement de 4 symboles, on note que l'estimateur LS-Linéaire au plus performant par rapport à l'estimateur LS-Cubique.

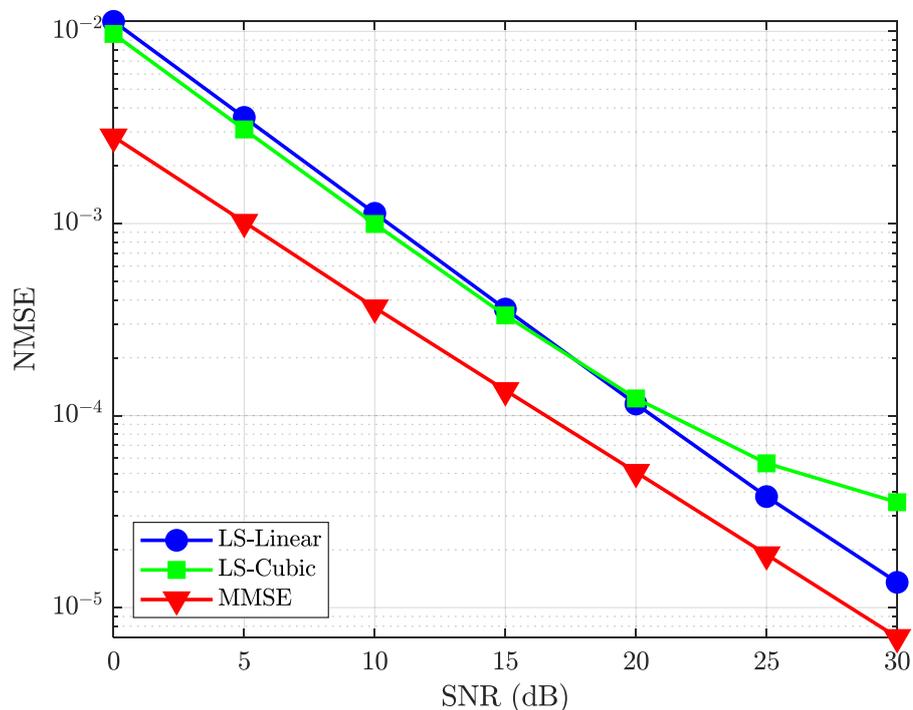


Figure IV. 1 : Courbes NMSE pour un espacement entre pilotes symboles de 2.

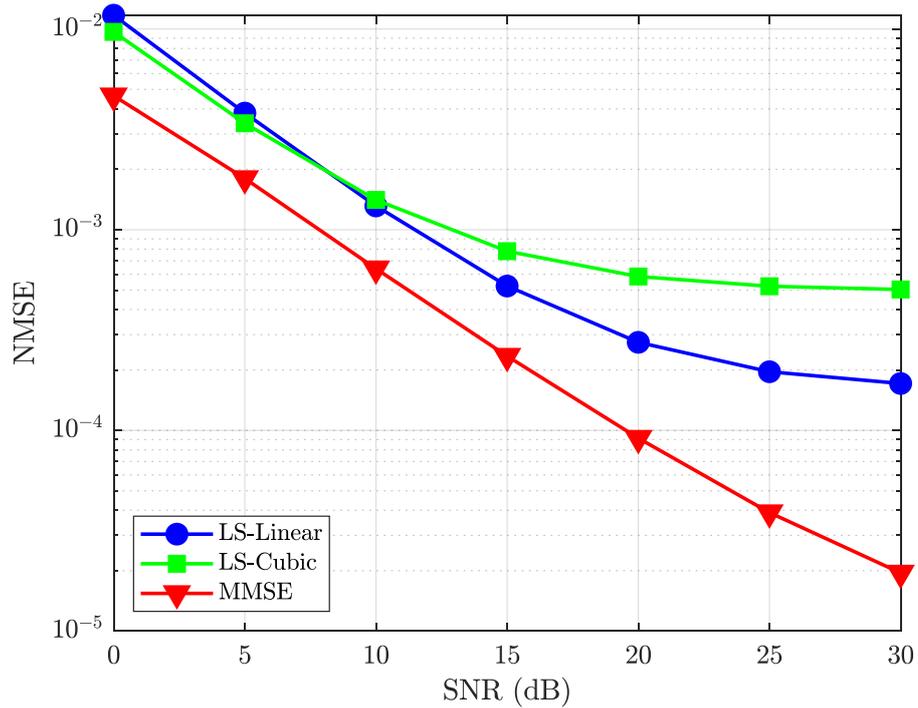


Figure IV. 2 : Courbes NMSE pour un espacement entre pilotes symboles de 4.

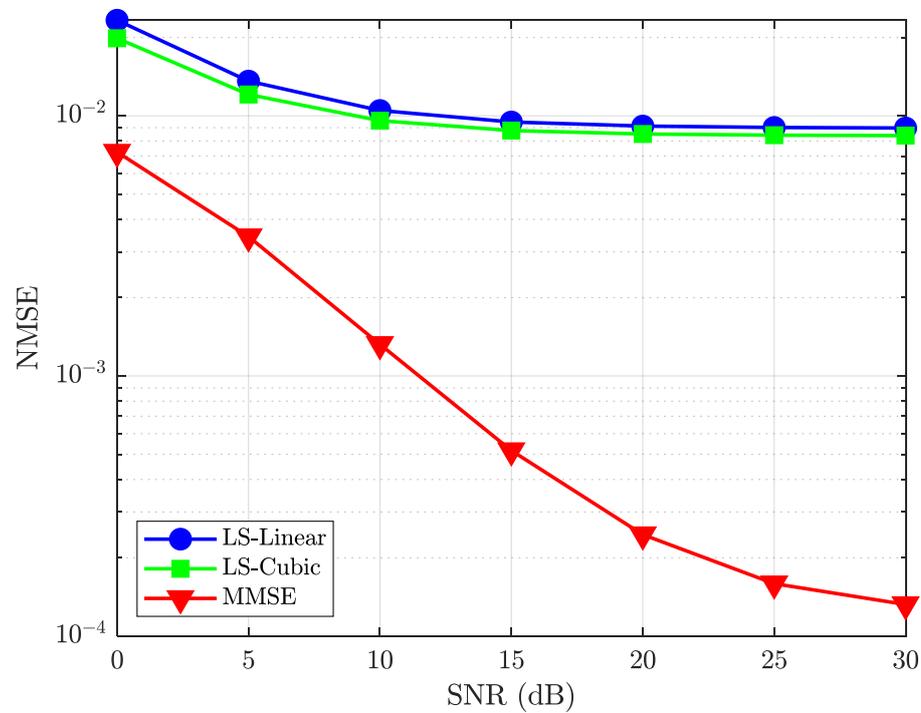


Figure IV. 3 : Courbes NMSE pour un espacement entre pilotes symboles de 8.

IV.5 Comparaison entre les différents estimateurs avec différents canaux

Dans cette partie nous faisons une analyse comparative des différents estimateurs (MMSE, LS-Linéaire et LS-Cubique) en termes du type du canal. Les canaux utilisés sont définis et détaillés précédemment, à savoir le modèle EPA, le modèle EVA et le modèle ETU. L'espacement entre les symboles pilotes est fixé à une valeur de 2. Les résultats de la simulation sont présentés dans Les Figures (IV. 4, IV. 5, IV. 6).

Les courbes montrent que les performances de l'estimateur LMMSE dépassent celles des estimateurs LS-Linéaire, LS-Cubique pour les trois canaux. Les courbes montrent également que les estimateurs LS-Linéaire et LS-Cubique sont identiques pour les valeurs du SNR de 0 dB à 20 dB, au-delà de cette valeur ils commencent à diverger en faveur de l'estimateur LS-Linéaire qui continue avec le même rythme de diminution contrairement à l'estimateur LS-Cubique dont la courbe NMSE continue à diminuer mais avec un rythme plus faible. On note que le type du canal n'a pratiquement aucune influence sur les estimateurs sauf pour le cas de l'estimateur LS-Cubique et plus les grandes valeurs du SNR (au-delà de 20 dB).

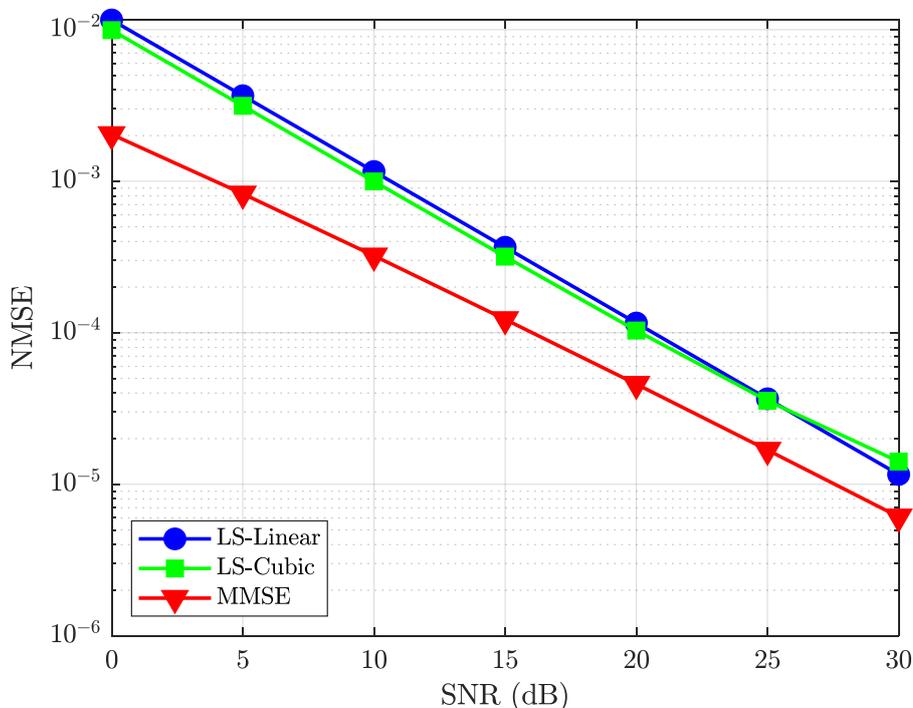


Figure IV. 4 : Courbes NMSE des différents estimateurs pour le canal EPA.

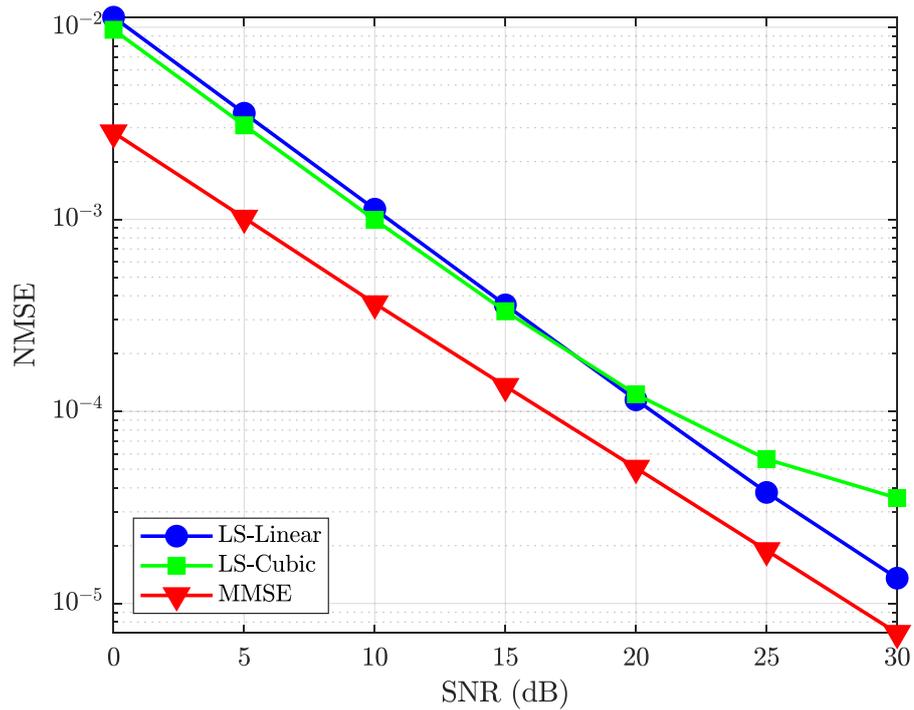


Figure IV. 5 : Courbes NMSE des différents estimateurs pour le canal EVA.

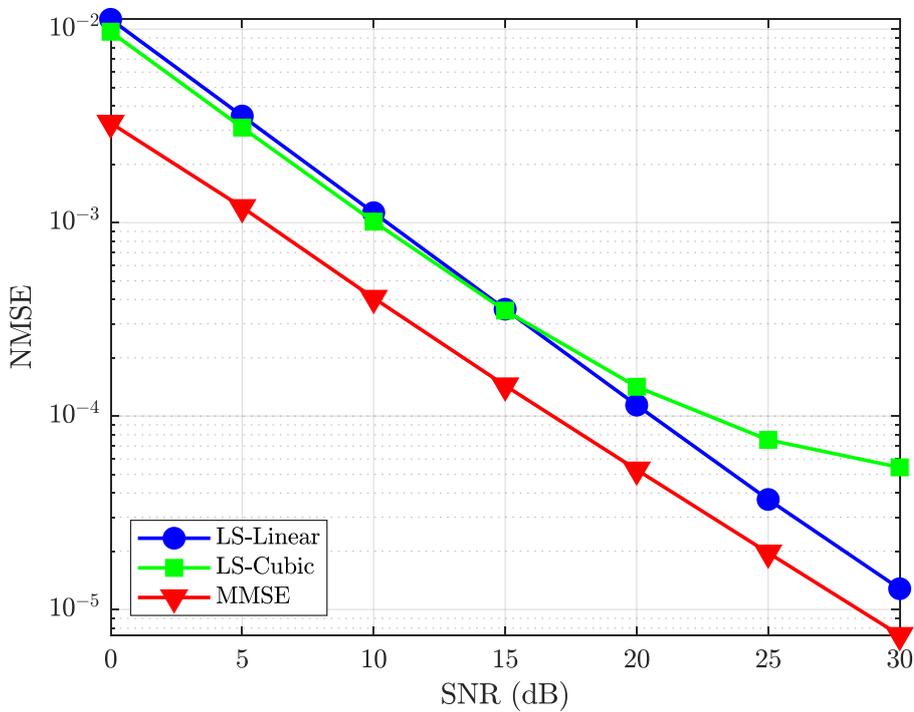


Figure IV. 6 : Courbes NMSE des différents estimateurs pour le canal ETU.

IV.6 Effet du type de modulation

Dans cette partie on va faire une comparaison entre les différentes courbes BER obtenus de simulation des différents estimateurs de canal (LS-Cubique, LS-Linéaire et MMSE) avec deux types de modulation, la 16-QAM et la 256-QAM. Le modèle du canal est fixé au modèle EVA et l'espacement entre les symboles pilotes est fixé à 4. Les résultats de simulations sont représentés sur Les Figures (IV. 7) et (IV. 8). Nous constatons une domination flagrante de l'estimateur LMMSE par rapport aux deux autres estimateurs pour les deux modulations 16-QAM et 256-QAM. L'estimateur LS-Linéaire est plus performant par rapport à l'estimateur LS-Cubique plus particulièrement pour les grandes valeurs du SNR, à partir de 15 dB. Pour les petites valeurs du SNR, les trois estimateurs sont presque identiques en termes de performances.

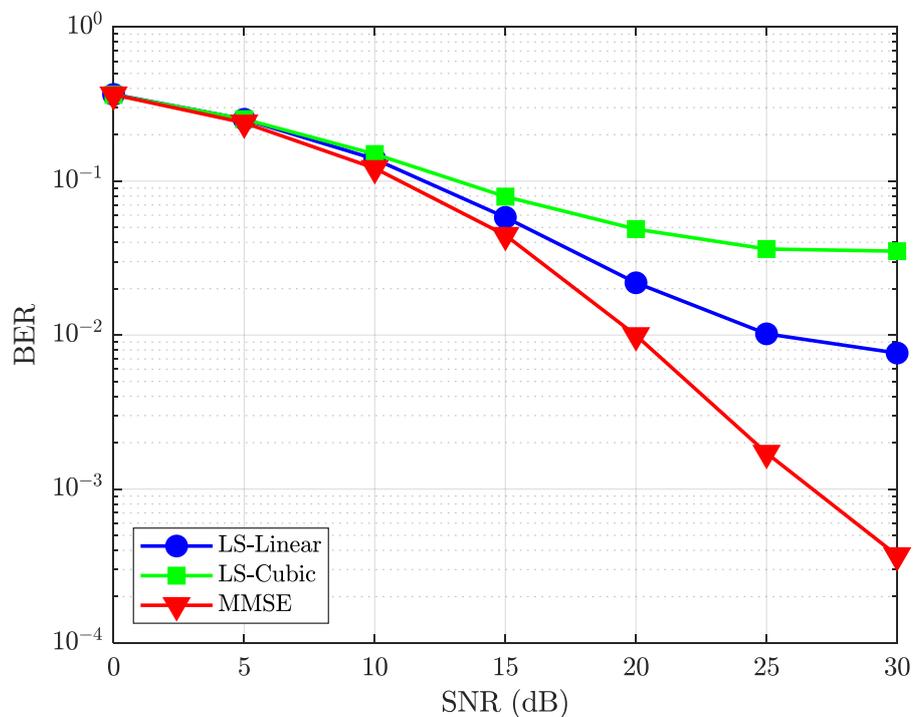


Figure IV. 7 : Courbes BER des différents estimateurs avec la modulation 16-QAM.

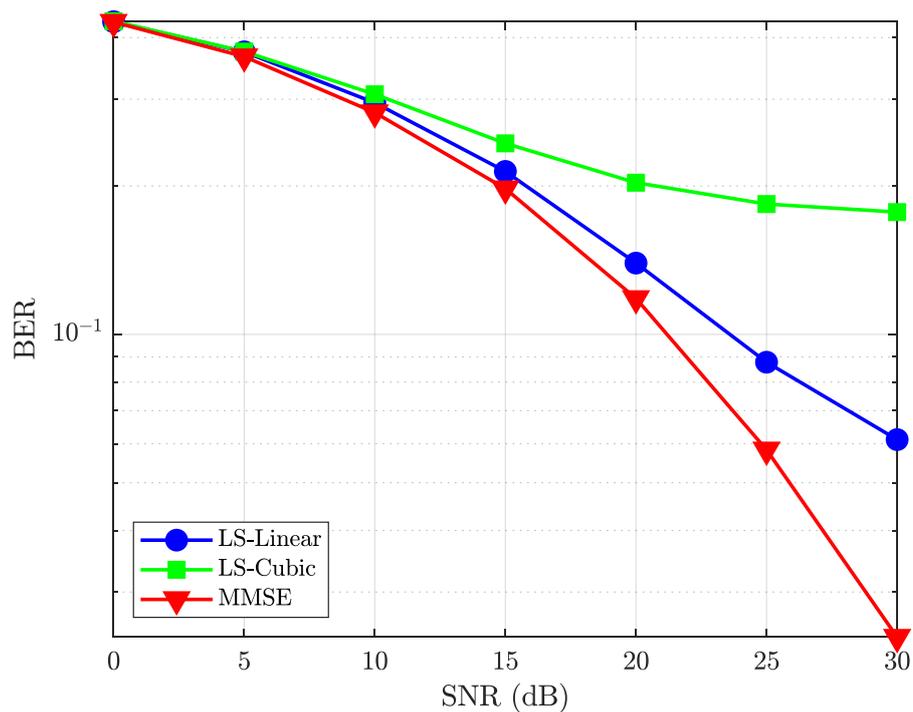


Figure IV. 8 : Courbes BER des différents estimateurs avec la modulation 256-QAM.

IV.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré une comparaison entre les estimateurs classiques du canal multi-trajets pour un système OFDM, à savoir l'estimateur LMMSE ainsi que les estimateurs LS-Linéaire et LS-Cubique. La comparaison est réalisée en fonction de l'espacement entre symboles pilotes, le type du canal et la type de modulation. La comparaison a montré que l'estimateur LMMSE est le plus performant suivi par l'estimateur LS-Linéaire puis l'estimateur LS-Cubique. Les critères utilisés pour l'évaluation sont les courbes NMSE et les courbes BER.

Conclusion générale

Conclusion générale

L'objectif de cette mémoire est de l'estimation des canaux de transmission OFDM, qui porte les systèmes radio multi-antenne qui pourront être intégrés dans les futures générations de réseaux sans fil.

Dans le **chapitre 1** nous avons bien détaillé le canal de propagation de modèle SISO, et ses différents types et caractéristiques.

Le **Chapitre 2** a pour la présentation d'une des techniques de modulations multi porteuses (l'OFDM) permettant, d'un côté, de lutter contre les évanouissements qu'entraînent un canal multi-trajets et, d'un autre côté, d'améliorer l'efficacité spectrale des systèmes de communications. Toujours dans le contexte des techniques améliorant les performances, nous avons présenté la technique de transmission MIMO qui permet d'augmenter la fiabilité de la transmission en utilisant les techniques de diversité et d'augmenter la capacité des systèmes de communications en utilisant la technique de multiplexage spatial.

Le deux dernier chapitre, nous avons simulé à l'aide des programmes MATLAB le système SISO-OFDM et présenté Les techniques proposées ont été modélisées sur le plan mathématique puis implémentées sur le plan algorithmique. Nous avons utilisé un algorithme qui calcule l'erreur quadratique moyenne normalisée (EQMN) des estimateurs least squares (LS) et Linear minimum mean squared error (LMMSE) puis nous avons utilisé un algorithme qui minimise la complexité de LMMSE par l'utilisation des fonctions qui calculent le taux d'erreur par bit en fonction de SNR. Nous avons alors observé que l'estimateur LS est simple et convenable pour des valeurs élevées de SNR, alors que l'algorithme LMMSE est caractérisé par des calculs complexes mais avec des performances meilleures que celle de LS.

Bibliographie

- [1] HAMOU CHEHRI. “Étude et caractérisation d’un canal de propagation pour les réseaux VANET,” Mémoire De Maitrise. Université Du Québec En Abitibi-Témiscamingue, 2014.
- [2] Marwan El Hajj. “Caractérisation et modélisation du canal de propagation indoor pour les réseaux WLAN/WPAN multi-bandes,” Mémoire De Master .Institut National des Scences Appliquées Rennes, 2020.
- [3] Ben-Dor. E, Murdock .J. N & Qiao, Y. “ 38 GHz and 60 GHz angle-dependent propagation for cellular ; peer-to-peer wireless communications,” IEEE international conference on communications (ICC) (pp. 4568-4573).
- [4] Yong Soo Cho, Jaekwon Kim, Won Young Yang and Chung G. Kang, “ MIMO-OFDM WIRELESS COMMUNICATIONS WITH MAT-LAB,” 2010.
- [5] Choumane. A, “ Synthèse d’un canal de propagation par système multi-antennes pour la caractérisation de terminaux mobiles à diversité (Doctoral dissertation, Limoges),” 2011.
- [6] Brahim.F, “ Etude et modélisation de canaux SISO dans le cas Indoor. ” Mémoire de Master, 2012.
- [7] Okumura. T, Ohmori. E and Fukuda. K, “Field Strength and Its Variability in VHF and UHF Land Mobile Service,” Review Electrical Communication Laboratory, Vol.16, No. 9 - 10, pp. 825-873, 1968.
- [8] ITU-R, Recommendation, “Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000,” ITU-R M. 1225 .1997.
- [9] Bachir sadou, Dheya Alhaq Alqudami, “étude des techniques de modulation pour les réseaux mobiles 5G et 6G de nouvelle génération, ” Mémoire de Master Université de Jijel ,2020.

- [10] BENDIMERAD Fethi Tarik, “ MIMO et Accès Multiples Avancés pour Réseaux Sans Fil, ” Mémoire de Magister, Université Abou-Bekr Belkaid-Tlemcen, 2013.
- [11] BOUAZIZ Samir, “Réduction du PAPR du système OFDM-MIMO en 4G, ” Mémoire de Magister .Université FERHAT ABBAS, SETIF 1, 2018.
- [12] Yan G. “ Réseaux sans fils de nouvelle génération : architectes spontanées et optimisation inter-couches ”. Thèse de doctorat. Institut polytechnique de Grenoble, 2008.
- [13] Bischoff. D, “Noise variance Estimation for MIMO-OFDM Tesbed,” Thèse de doctorat. Department of information Technology and Electrical Engineering, 2008.
- [14] Hamid Ait Taleb, “ MIMO-OFDM Pour les communications sans-fil dans les mines souterraines,” Mémoire De Maitrise .Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, 2017.
- [15] Bui, Thi Minh Tu, “ Performances des modulations multi porteuses OFDM/QAM sur échantillonnées en environnement radio-mobile,” 2005.
- [16] Daachi Dalila, “Etude des systèmes MIMO-OFDM communication sans fil,” Mémoire De Master .Université BEJAIA, 2012.
- [17] OUACHANI.I, “analyse de performance de système de communication sans fils exploitant Microet macro-diversité,” Thèse de doctorat. Université de paris-sud, 2005.
- [18] Le Saux, Benoît, “Estimation de canal pour système multi-antennes multi-porteuses,” thèse de doctorat INSA de Rennes, 2007.
- [19] Vincent Savaux, “Contribution à l’estimation de canal multi-trajets dans un contexte de modulation OFDM,” Mémoire de Magister. 2013.
- [20] BAGADI, Kala Praveen et DAS, Susmita, “MIMO-OFDM channel estimation using pilot carries,” International Journal of computer applications, 2010, vol. 2, no 3, p. 81-88.

[21] F. W. Y. Bouguen, E. Hardouin, "LTE et les réseaux 4G". Edition Eyrolles, 2013.

[22] L.EL Mourabit, A. Badri : " Modeling Approach of LTE Mobile Positioning Simulateur for OTDOA Measurements ", " International Journal of Advanced Research in Computer science and Software-Engineering ", 5 pages, Novembre 2015