

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Projet de Fin d'Etudes

Pour l'obtention du diplôme de Master en Electronique Spécialité Réseau et
Télécommunication

présenté par

Mlle MOKTARI Nessrine

Thème

Etude de l'estimation de canal pour LTE sur le lien descendant

Proposé par : Pr.BENSEBTI Messaoud

Année Universitaire 2016-2017

Dédicaces

Afin d'être reconnaissante envers ceux qui m'ont appuyé et encouragé à effectuer ce travail de recherche, je dédie ce mémoire à :

A l'homme de ma vie, mon exemple éternel, mon soutien moral et source de joie et de bonheur, celui qui s'est toujours sacrifié pour me voir réussir, à toi mon père.

A la lumière de mes jours, la prunelle de mes yeux, la source de mes efforts, la flamme de mon cœur, ma vie et mon bonheur ; maman que j'adore.

Aux personnes dont j'ai bien aimé la présence dans ce jour, à tous mes frères (Abdelhakim, Cherif & Ramzi) et mes sœurs (Nadjat & Hafida). Je vous remercie pour votre hospitalité sans égal et votre affection si sincère je dédie ce travail dont le grand plaisir leurs revient en premier lieu pour leurs conseils, aides, et encouragements avec tous vœux de bonheur, de santé et de réussite.

A mes chers ami(e)s, Sihem, Tinhinen, Sara et Massinissa, Je ne peux trouver les mots justes et sincères pour vous exprimer mon affection et mes pensées, vous êtes pour moi des frères, sœurs et des amis sur qui je peux compter. En témoignage de l'amitié qui nous uni et des souvenirs de tous les moments que nous avons passé ensemble, je vous dédie ce travail et je vous souhaite une vie pleine de santé et de joie.

A tous mes professeurs qui m'ont enseigné, à toute ma promotion, Puisse ce modeste travail vous exprimer ma profonde reconnaissance et respect.

Nessrine MOKTARI

Remerciements

Je remercie le bon Dieu qui m'a éclairci le chemin du savoir et m'a donné la volonté, le courage, et la patience nécessaire à la réalisation de ce travail.

Je voudrais tout d'abord adresser toute ma gratitude à mon encadreur **Pr. BENSEBTI Messaoud**, pour sa patience, son soutien moral et ses encouragements, sa disponibilité et surtout ses judicieux conseils, qui ont contribué à alimenter ma réflexion.

Merci Monsieur

Je tiens à remercier chaleureusement **Dr. SADOK Mustapha** (Docteur en radio fréquence à l'INTTIC d'Oran), pour son soutien et ces précieux conseils.

Merci Monsieur

Mes remerciements s'adressent aussi à tous mes enseignants du département électronique pour la formation qu'ils m'ont offerte durant toute l'année.

Je remercie également Messieurs le président et les membres de jury pour l'honneur qu'ils me font d'avoir évalué mon travail et assister à ma soutenance. et aussi tous ceux qui ont participé de près ou de loin dans l'élaboration de ce travail.

En dernier mais pas le moindre, je remercie ma précieuse famille pour leurs véritables soutiens sans lequel je ne serais pas à ce niveau.

ملخص:

تشكل قناة الإرسال في أنظمة الاتصالات اللاسلكية أحد المصادر الرئيسية لاضطرابات في الإشارة و إختلالها، و في سياقها تعتبر تقنية "أفدم" قوية في مواجهة المسارات المتعددة ، كونها تسمح بإيجاد إشارة المرسله بمعدل منخفض للخطأ عن طريق تقييم القناة التي كان لها الدور الجوهري في تحسين أنظمة الاتصالات، والهدف من هذه المذكرة هو توضيح إيجابيات تقييم هذه القناة بتقنيتي المربعات الصغرى و الحد الأدنى المتوسط للخطأ على الوصلة الهابطة في ضوء استخدام مختلف أساليب الاستيفاء المختلفة الخطي و مكعب الاستكمال الداخلي، من أجل إرسال المعلومات القصوى. و لعل تقنية الحد الأدنى المتوسط للخطأ هي الأمثل، بالرغم عن تعقيدها مقارنة مع تقنية المربعات الصغرى، لذا تستعمل تقنية التحويلات المنفصلة لفورييه للتقليل من ضوضاء القناة، الأمر الذي يجعلها أكثر كفاءة من التقنيات المختلفة.

كلمات المفاتيح: تقييم القناة, تقنية المربعات الصغرى, تقنية الحد الأدنى المتوسط للخطأ

Résumé : Dans les systèmes de communications sans fil, le canal de transmission est l'un des principales sources de perturbations pour le signal. La technique de l'OFDM est robuste contre l'effet de multi trajets, et permet de retrouver le signal émis avec un faible taux d'erreur grâce à l'estimation de canal qui joue un rôle clé dans les performances des systèmes de communications, l'objectif de cette thèse est d'illustrer les performances de l'estimation de canal pour la LTE sur le lien descendant en utilisant les différentes techniques d'estimations LS, MMSE et la TFD ainsi les différentes méthodes d'interpolation LI et CSI, afin de transmettre le maximum d'information. La technique MMSE est optimale, mais beaucoup plus complexe que LS, la TFD réduit la composante bruit de canal, ce qui permet de rendre les différentes techniques et méthodes d'interpolations plus performantes.

Mots clés : Estimation de canal, LS, MMSE.

Abstract :

In wireless communications systems, the channel is one of the main sources of signal interferences. In LTE the OFDM technique is robust against the effect of multi-paths, and makes it possible to find the signal transmitted with low error rate through. Channel estimation which has a key role in the performance of communications systems, the objective of this thesis is to illustrate the performance of the channel estimation for LTE on the downlink using the different estimation techniques LS, MMSE and TFD and the different interpolation methods LI and CSI, in order to transmit the maximum information. The MMSE technique is optimal, but much more complex than LS, the TFD reduces the channel noise component, which makes the different techniques and interpolation methods more efficient.

Keywords : Channel estimation, LS, MMSE

Listes des acronymes et abréviations

3GPP	3rd Generation Partnership Project
ANF	Agence Nationale des Fréquences
ARPT	Autorité de Régulation de la Poste et des Télécommunications
ARQ	Automatic Repeat Request
BICM	Modulation Codée avec Entrelacement par Bit
BCCH	Broadcast Control Channel
CCCH	Common Control Channel
CEPT	Conférence Européenne des administrations des Postes et Télécommunications
CODIT	COde Division Testbed
COST	European COoperation in the Field of Scientific and Technical Research
CP	Cyclic Prefix
CTC	Evolution
CSI	Cubic Spline Interpolation
DA	Data Aided
DCCH	Dedicated Control Channel
DD	Decision Directed
DFT	Discrete Fourier Transform
DL	Downlink
DOA	La direction d'arrivée
DOD	La direction de départs
DTCH	Dedicated Traffic Channel
DwPTS	Downlink Pilot TimeSlot
EDGE	Enhanced Data Rates for GSM Evolution
eMBMS	Evolved Multimedia Broadcast Multicast Services
eNB	Enhanced Node B
EPA	Etendue Pedesrian-A
ETSI	European Telecommunication Standards Institute ou Institut européen des normes de télécommunication
E-UTRA	Evolved UMTS Terrestrial Radio Access
E-UTRAN	Evolved UMTS Terrestrial Radio Access Network
EVA	Etendue de véhicules
FCC	Federal Commission of Communications
FDD	Frequency Division Duplex
FDMA	Frequency Division Multiple Access
GP	Guard Periode
GPRS	General Packet Radio Service
GSM	Global System for Mobile Communication
HARQ	Hybrid Automatic Repeat Request
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access
HSUPA	High Speed Uplink Packet Access

ICI	Interférence Inter-Canaux
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IES	Interférence Entre Symbole
IFDMA	Interlace FDMA
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IMT-2000	International Mobile Telecommunications 2000
IT	Time Slot
LI	Linear Interpolation
LFDMA	Localized FDMA
LMMSE	Linear Minimum Mean Square Estimator
LOS	Line Of Sight
LS	Least Square
LTE	Long Term Evolution
MAC	Medium Access Control
MBMS	Multimedia Broadcast Multicast Service
MIMO	Multiple-input and multiple-output
MISO	Multiple Input Single Output
ML	Maximum Likelihood
MMSE	Minimum Mean Square Estimator
NDA	Non Data Aided
NLOS	Non Line Of Sight
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiple
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
PAPR	Peak-to-average power ratio
PBCH	Physical Broadcast Channel
PCCH	Paging Control Channel
PCFICH	Physical Control Format Indicator Channel
PDCCH	Physical Downlink Control Channel
PDCP	Packet Data Convergence Protocol
PDP	Power Delay Profile
PDSCH	Physical Downlink Shared Channel
PHICH	Physical Hybrid ARQ Indicator Channel
PMCH	Physical Multicast Channel
PRACH	Physical Random Access Channel
PSAM	Pilot Symbol Assisted Modulation
PUCCH	Physical Uplink Control Channel
PUSCH	Physical Uplink Shared Channel
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QSPK	Quadrature Phase Shift Keying
RB	Ressource Bloc
RLC	Radio Link Control
RRC	Radio Resource Control
SC-FDMA	Single Carrier Frequency Division Multiple Access
SCM	Spatial Channel Model

SIMO	Single Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
TDD	Time Division Duplex
TD-SCDMA	Time Division-Synchronous Code Division Multiple Access
UE	User Equipment
UIT	Union Internationale des Télécommunications
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UpPTS	Uplink Pilot Timeslot
VoIP	Voice over IP
W-CDMA	Wideband Code-Division Multiple Access
WWAN	Wireless Wide Area Network

Table des matières

<i>Introduction Générale</i>	01
 <i>CHAPITRE 1: La couche physique du LTE</i>	
1.1 Introduction	04
1.2 Facteurs introduisant la LTE.....	04
1.2.1 Capacité	04
1.2.2 Débit	04
1.2.3 Latence	05
1.2.4 Adaptation au spectre disponible	05
1.2.5 Simplicité d'exploitation	05
1.3. Modes d'accès radio	05
1.4. Techniques d'accès Multiples en Downlink	06
1.4.1 OFDM	06
1.4.1.1 Description de l'OFDM	06
1.4.1.2 Les avantages des différentes variantes de l'OFDM sont nombreux	07
1.4.2 OFDMA	07
1.4.3 Inconvénient de l'OFDMA et Le PAPR (peak -to-average power ratio).....	08
1.4.4 SC-FDMA	09
1.5. Différent techniques d'antennes multiples	09
1.5.1 MIMO	09
1.5.2 Modes d'accès au canal radio	11
1.5.3 Diversité de transmission.....	11
1.5.4 Beamforming.....	12
1.5.5 Combinaison de Beamforming et MIMO	12
1.6. Largeurs de bandes de transmission	12
1.6.1 Largeurs définies	12
1.6.2 Bande de fréquence	13
1.7. Différentes structures de trames	14
1.8 Architecture protocolaire de l'interface air dans LTE	17
1.8.1 Couche 3.....	18

1.8.2 Couche 2.....	18
1.8.2.1 Structure de la couche 2.....	1
1.8.2.2 Canaux physiques et Canaux de transport en Downlink	18
1.8.2.3 Canaux physiques et Canaux de transport en uplink	19
1.8.2.4 Canaux logiques	20
1.8.3 Couche physique	20
1.9 Modulation	21
1.10 Conclusion	22

CHAPITRE 2 : Le canal de propagation

2.1 Introduction	23
2.2 Synthèse et enjeux	24
2.3 Définition	25
2.4 La propagation	26
2.4.1 Propagation en espace libre	26
2.4.2 Propagation hors espace libre	27
2.4.3 Phénomènes d'interférence au point de réception	28
2.4.4 Propagation multi-trajets	29
2.5 Résolution du phénomène de trajet multiple en LTE	30
2.6 Pertes moyens hors espace libre	31
2.7 Bruit radioélectrique	32
2.8 Shadowing	33
2.9 Fading	33
2.10 Effet Doppler	33
2.11 Conclusion.....	35

CHAPITRE 3 : Modèles de la propagation de canal radio

3.1 Introduction	36
3.2 Modélisation des canaux	36
3.3 Modèles de propagation	38
3.3.1 Modèle de propagation à grande échelle	38
3.3.2 Modèle de propagation à moyenne échelle	39
3.3.3 Modèle de propagation à petite échelle	39
3.4 Classification des modèles	40

3.4.1 Modèles de canal standard	41
3.4.2 Différents types de projets	41
3.4.3 Modèles basés sur les paramètres directionnels.....	41
3.4.4 Modèle du COST 259/273	42
3.4.5 Modèle 3GPP SCM	43
3.4.6 Modèle à diffuseurs finis	44
3.4.7 Extension du modèle de Saleh-Valenzuela (SVM)	44
3.4.8 Modèles UIT du canal à trajets multiples	44
3.4.9 Modèle d'UIT « Pedesrian -A, B »	45
3.4.10 Modèle UIT « véhicules-A (V-30, V-120 et V-350) »	45
3.4.11 Modèles ITU étendue	46
3.5 Conclusion.....	48

CHAPITRE 4 : Estimation de canal

4.1. Introduction	49
4.2 Techniques supervisées	50
4.3 Techniques aveugles	50
4.4 Techniques semi-aveugles avec retour de décision	51
4.4.1 Analyse de l'étude.....	51
4.5. Insertion de symboles pilotes	51
4.5.1 Description	51
4.5.2 Exigence	52
4.5.2.1 Canal de propagation	52
4.5.2.2 Construction des trames émises	53
4.5.2.3 Problématique du PAPR	54
4.5.2.4 Perte en efficacité spectrale et en puissance	54
4.5.3. Construction des séquences d'apprentissage	54
4.5.3.1 Coté émetteur	55
4.5.3.2 Coté récepteur	55
4.5.3.3 Analyse du problème	57
4.6 Techniques d'interpolation	59
4.6.1 Origine	59

4.6.2 Interpolations de type LMMSE	59
4.6.2.1 Principe	59
4.7 Conclusion	61
CHAPITRE 5 : Simulation	
5.1. Introduction	63
5.2. Objectifs	63
5.3. Logiciel utilisé	64
5.4. Simulation	64
5.4.1 Introduction	64
5.4.2 Méthodes d'interpolation utilisées	65
5.4.2.1 Interpolation linéaire (LI : Linear Interpolation)	65
5.4.2.2 Interpolation du spline cubique (CSI : Cubic Spline Interpolation)	66
5.4.3 Estimation basée sur la transformée de Fourier discrète (TFD)	66
5.5 Résultats, affichages et commentaires	68
5.5.1 Estimation LS-linéaire	68
5.5.2 Estimation LS-spline cubique	69
5.5.3 Estimation MMSE	70
5.6 Analyse et Comparaison	71
5.6.1 Comparaison entre les deux estimateurs : LS-linéaire et MMSE	71
5.6.2 Comparaison entre les différents estimateurs	72
5.7 Conclusion	73
Conclusion Générale	74
Bibliographie	76

Liste des figures

Figure	Titre de la Figure	Page
Figure (1-1)	Signal OFDM représenté dans le temps et la fréquence	07
Figure (1-2)	Le signal OFDMA représenté dans le temps et la fréquence	08
Figure (1-3)	Le signal SC-FDMA représenté dans le temps et la fréquence.....	09
Figure (1-4)	Les modes différents d'accès au canal radio	10
Figure (1-5)	Mode d'accès au canal radio MIMO	11
Figure (1-6)	Structure de la trame type FDD.....	14
Figure (1-7)	Structure de la trame TDD	15
Figure (1-8)	Grille de ressource en Downlink	16
Figure (1-9)	L'architecture protocolaire globale de l'interface air dans LTE	18
Figure (1-10)	Structure de la couche 2 en Downlink.....	19
Figure (1-11)	Mapping des différents canaux en Downlink	20
Figure (1-12)	Mapping des différents canaux en Uplink	20
Figure (2.1)	Débit et portée des principaux standards de réseaux sans-fil	24
Figure (2-2)	Systèmes radio présents dans les bandes UHF et SHF.	24
Figure (2-3)	Le canal de propagation et le canal de transmission.	26
Figure (2-4)	Variation de la Puissance reçue en fonction de la distance	27
Figure (2-5)	Les principaux mécanismes de propagation.....	28
Figure (2-6)	Phénomènes de propagation multi trajets ou multi-path.	30
Figure (2-7)	L'OFDM Elimine l'IES via des périodes symbole plus longues et le préfixe cyclique.....	31
Figure (2-8)	Représentation schématique du déplacement d'un mobile.	34
Figure (2-9)	Représentation de l'effet Doppler	34
Figure (3-1)	La propagation du signal par des chemins différents montrant les phénomènes de propagation par trajets multiples.....	36
Figure (3-2)	Profil de retard puissance d'un canal à trajets multiples.....	37
Figure (3-3)	Le niveau de puissance du signal reçu variant dans le temps du canal de propagation à trajets multiples	38
Figure (3-4)	Effet d'ombrage.....	39

Figure (3-5)	Modèle 3GPP	44
Figure (4-1)	Schéma de transmission MIMO-OFDM	52
Figure (4-2)	Représentation de différents motifs de répartition de symboles pilotes pour des systèmes multi-porteuses	52
Figure (4-3)	Exemples de construction de trame avec motifs orthogonaux dans le domaine fréquentiel $N_t = 2$	56
Figure (4-4)	Répartitions de symboles pilotes dans un cas SISO et MIMO $N_t = 2$	58
Figure (4-5)	Estimateur LMMSE avec utilisation des fonctions de corrélations fréquentielle et temporelle	60
Figure (5-1)	Estimation de canal basée sur la TFD	67
Figure (5-2)	Estimation de canal LS-linéaire	68
Figure (5-3)	Estimation de canal LS-spline cubique -	69
Figure (5-4)	Estimation de canal MMSE	70
Figure (5-5)	Comparaison entre LS-linéaire et MMSE	71
Figure (5-6)	Comparaison entre les différents estimateurs	72

Liste des tableaux

Tableau	Titre du tableau	Page
Tableau (1-1)	Paramètres de liaison downlink pour la transmission OFDM.....	13
Tableau (1-2)	Les différentes bandes de fréquences utilisées dans LTE]	14
Tableau (1-3)	Configuration uplink-Downlink pour LTE TDD	16
Tableau (1-4)	Configuration de la largeur de bande de Transmission.....	17
Tableau (1-5)	Paramétrisation de structure de trame en Downlink	17
Tableau (1-6)	Les modulations de canaux et de signaux autorisés pour les liaisons downlink	21
Tableau (2-1)	Valeur de la variable α en fonction du type d'environnement	32
Tableau (3-1)	Average powers and Relative Delays of ITU multipath Pedestrian-A and Pedestrian-B cases	45
Tableau (3-2)	Average Powers and Relative Delays for ITU Vehicular-A Test Environment	46
Tableau (3-3)	Power Delay Profiles for Extended ITU Pedestrian-A Model	47
Tableau (3-4)	Power Delay Profiles for Extended ITU Vehicular-A Model.....	47
Tableau (3-5)	Power Delay Profiles for extended Typical Urban Model	48
Tableau (5-1)	Les paramètres utilisés dans la simulation	64
Tableau (5-2)	Comparaison de la complexité des algorithmes d'interpolation.....	73

Introduction générale

L'introduction du HSPA et du HSPA+ (High Speed Packet Access) - un développement de l'UMTS - permet d'atteindre des débits de 7 Mbit/s grâce à une amélioration du procédé de modulation et au recours à des techniques multi-antennes (MIMO) très prometteuses pour la liaison descendante (de la station de base au portable). Avec le HSPA et le HSPA+, un procédé de transmission des données par paquet très performant et très rapide est mis en œuvre. Tous les services sont migrés sur le protocole internet (IP). Le HSPA et le HSPA+ suivent le même procédé d'accès aux canaux que l'UMTS, à savoir le CDMA (Code Division Multiple Access). En Europe, cette technologie est utilisée exclusivement dans les procédés en mode duplex FDD (Frequency Division Duplex). Comme l'UMTS, le HSPA et le HSPA+ nécessitent une largeur de bande minimale de 5 MHz. Les exploitants UMTS peuvent les introduire relativement facilement, en effectuant une mise à jour des logiciels dans les stations de base.

L'arrivée du LTE (Long Term Evolution) introduira sur le marché une technologie de téléphonie mobile efficace absolument nouvelle et relativement complexe. Grâce à des largeurs de bande flexibles et une division très fine des signaux porteurs, le LTE atteint des vitesses nettement plus élevées que ses prédécesseurs. Il permet d'adapter rapidement au canal radio, les paramètres radio en recourant au nouveau procédé d'accès aux canaux OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access). Avec ce procédé, le LTE constitue aussi une plateforme remarquable pour la transmission de services de radiodiffusion (Multicast, Broadcast) sur les réseaux de téléphonie mobile. En outre, le LTE permettra pour la première fois de franchir la barre des 100 Mbit/s: la nouvelle norme promet - pour le moins en théorie - des débits pouvant aller jusqu'à 326 Mbit/s en liaison descendante et 86 Mbit/s en liaison ascendante. Le LTE offre non seulement des débits nettement plus élevés et une meilleure utilisation du spectre, mais aussi un temps de transfert des paquets de l'expéditeur au destinataire (temps de latence) d'environ 5 millisecondes, au lieu des 70 millisecondes nécessaires avec l'UMTS, un avantage qui s'avère particulièrement utile pour

les services en temps réel comme la transmission vocale (VoIP). Grâce à ses largeurs de bande flexibles de 1,25 à 20 MHz, le LTE s'adapte à toutes les bandes de téléphonie mobile. Les deux procédés en mode duplex FDD et TDD sont supportés par le LTE. Les techniques multi-antennes (MIMO) en liaison descendante font partie intégrante de la norme. Le LTE est une interface totalement nouvelle, qui nécessite l'installation de nouveaux émetteurs et de nouveaux récepteurs dans les stations de base.

Dans un environnement sans fil, le canal est beaucoup plus imprévisible qu'un canal filaire en raison d'un ensemble de facteurs tels que les trajets multiples, le décalage (offset) fréquentiel, et le bruit de phase. Ceci donne naissance à des distorsions aléatoires en amplitude et en phase du signal pendant qu'il traverse le canal. Ces distorsions changent avec le temps. Le but de l'estimation du canal est d'essayer de suivre les variations de la réponse du canal en envoyant périodiquement des symboles pilotes connus, ce qui permet de caractériser la réponse du canal à ce moment-là. Cette information pilote est utilisée comme référence pour l'estimation du canal. Cette dernière peut alors être utilisée par un égaliseur pour corriger les distorsions des données reçues de sorte qu'elles puissent être correctement démodulées. La technique d'estimation de canal à l'aide des symboles pilotes est utilisée pour réaliser des estimations fiables en multiplexant des symboles pilotes aux symboles de données. Le récepteur estime les atténuations du canal et les rotations de phase aux positions des symboles pilotes, et compense l'effet du canal aux positions des symboles de données, le but ultime de ce mémoire porte sur les techniques d'estimation de canal adaptés à la technologie LTE qui fait partie des systèmes de transmission multi-antennes multi-porteuses, dans ce travail nous avons essayé de répondre aux questions suivantes :

- Comment peut-on estimer un canal en LTE?

-Quelle est la meilleure technique d'estimations du canal pour transmettre le maximum d'information à travers un canal à propagation par trajets multiples avec des évanouissements de Rayleigh en termes de précision?

-Quelle est l'importance de la Transformé de Fourier discrète dans l'estimation de canal en lien descendant?

Le présent manuscrit est structuré autour de cinq chapitres, qui reprennent les étapes de notre démarche de recherche, En premier lieu et avant toute estimation, on devrait étudier la couche physique du LTE, tout en introduisant son rôle, ses différentes techniques d'accès multiple utilisés, soit l'OFDMA et la SC-FDMA, ainsi que les techniques d'antennes multiples employées.

Le second 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, qui est résolu dans la LTE par les deux techniques MIMO et OFDM.

Le troisième chapitre est consacré à l'explication des différents modèles de propagations et leurs classifications, ainsi les mécanismes de propagation qui sont liés aux phénomènes de base (le LOS et les mécanismes causant les évanouissements de multi trajet).

Le quatrième chapitre, couvre la définition de l'estimation de canal, ainsi que ces différentes techniques d'estimation, nous avons focalisé notre étude sur les techniques supervisés offrant un bon compromis performance/complexité, en se basant sur l'insertion de symboles connus dans la trame (symboles pilotes).

Le cinquième chapitre, conclura ce mémoire par la présentation et la discussion des résultats de simulation obtenus au cours de ce projet.

Chapitre 1 La couche physique du LTE

1.1 Introduction

LTE : Long Terme Evolution (connu sous le nom de la 4G), est la dernière technologie sans fil Apparue, successive des réseaux UMTS/HSP déterminé par 3GPP. Elle est reposée sur des techniques radios telles que l'OFDMA et le MIMO autorisant le transfert de données à très haut débit, avec une portée plus importante, un nombre d'appels par cellule supérieur et une latence plus faible [1].

Dans ce chapitre, nous présenterons d'abord au premier moment, les motivations d'introduction de la LTE avant de passer aux définitions des techniques d'accès dans le sens montant et descendant, ainsi la structure des trames et l'architecture protocolaire de l'interface Aire.

1.2 Facteurs introduisant la LTE

L'apparition du LTE est liée à une conjonction de facteurs techniques et industriels qui sont décrits comme suit:

1.2.1 Capacité

L'augmentation des besoins en capacité a été ressentie avec les progrès technologiques des réseaux encourageant de nouveaux types d'usages. Les gains associés aux évolutions HSPA et HSPA+ ont été jugés très faible par les opérateurs, la raison pour laquelle l'anticipation de la LTE s'est vérifié afin d'accroître la capacité des réseaux mobiles.

1.2.2 Débits

Chaque nouvelle technologie de réseaux mobiles augmente les débits et entraine une attente de débits supérieurs .Le développement des débits suit une progression similaire à celle de la capacité. [2]

1.2.3 Latence

La latence signifie la capacité du système à traiter rapidement des demandes d'utilisateurs ou de services. L'UMTS et ses évolutions HSPA offrent une latence du plan usager supérieure à 70 ms, une telle valeur limite l'interactivité d'un système ce qui rend l'usage de certains services de données désavantageux (les jeux vidéo en ligne). [2]

1.2.4 Adaptation au spectre disponible

La limitation des canaux de 5 MHz de la technologie UMTS s'avère défavorable, pour des largeurs inférieures à cette valeur. Et aussi dans le cas de disponibilité de plusieurs bandes spectrales de largeur de 5 MHz, un opérateur est dans l'incapacité d'allouer simultanément plusieurs porteuses à un même UE, cette contrainte a été partiellement levée en HSPA+ Release 8 avec la possibilité de servir un UE sur deux porteuses de 5 MHz simultanément. Ce qui rend le besoin d'un système agile en fréquence indispensable.

1.2.5 Simplicité d'exploitation

L'exploitation d'un réseau mobile est très coûteuse pour les opérateurs. Elle implique tout d'abord le déploiement de stations de base et nécessite une configuration initiale des paramètres des équipements installés. C'est pourquoi l'intégration de fonctionnalités simplifiant l'exploitation des réseaux est essentielle. [2]

1.3 Modes d'accès radio

L'interface air dans LTE supporte les deux modes FDD (Frequency Division Duplex) où les voies montante et descendante opèrent sur deux fréquences porteuses séparées par une bande de garde et le TDD (Time Division Duplex) où les voies montante et descendante utilisent la même fréquence porteuse, chacun avec sa propre structure de trame. D'autres modes d'accès pourraient être définis, et FDD half-duplex a été choisi. Le FDD half-duplex permet le partage de ressources matérielles entre le downlink et l'uplink puisque l'uplink et le downlink ne sont jamais utilisés simultanément. Cette technique est utilisée dans certaines bandes de fréquences et permet également de réduire de moitié le coût des débits potentiels. L'interface air

dans LTE supporte aussi le service MBMS (Multimedia Broadcast Multicast Service), une technologie relativement nouvelle pour le contenu de radiodiffusion. [2]

1.4 Techniques d'accès Multiples en Downlink

Les transmissions en downlink et uplink dans LTE sont basées sur l'utilisation des technologies d'accès multiples: particulièrement, l'OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) pour la liaison descendante, et SC-FDMA (Single-Carrier Frequency Division Multiple Access) pour la liaison montante.

1.4.1 OFDM/OFDMA

1.4.1.1 Définition de l'OFDM

L'OFDM divise une bande de fréquence en plusieurs sous-canaux espacés par des zones libres de tailles fixes. Par la suite, un algorithme, la Transformée de Fourier Rapide Inverse (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT), transporte le signal grâce aux différents sous-canaux. L'objectif est alors d'exploiter une large bande de fréquence, tout en minimisant l'influence du bruit grâce aux espaces libres séparant chaque canal. Cette modulation apparaît alors comme une solution pour les canaux qui présentent des échos importants (canaux multi trajets). Un canal multi trajet présente, en effet, une réponse fréquentielle qui n'est pas plate (cas idéal) mais comportant des creux et des bosses, dus aux échos et réflexions entre l'émetteur et le récepteur. Un grand débit impose une grande bande passante et si cette bande passante couvre une partie du spectre comportant des creux (dus aux trajets multiples), il y a perte totale de l'information pour la fréquence correspondante. Le canal est alors dit « sélectif » en fréquence. Pour remédier à ce désagrément, l'idée est de répartir l'information sur un grand nombre de porteuses, créant ainsi des sous-canaux très étroits pour lesquels la réponse fréquentielle du canal peut être considérée comme constante. Ainsi, pour ces sous canaux, le canal est non sélectif en fréquence, et s'il y a un creux, il n'affectera que certaines fréquences. L'idée est d'utiliser la diversité apportée pour lutter contre la sélectivité fréquentielle et temporelle du canal. En diffusant l'information sur un nombre important de porteuses, on s'affranchit alors de la sélectivité du canal [3].

Un des grands avantages des schémas de la modulation OFDM est d'avoir partagé la complexité de l'égalisation entre l'émetteur et le récepteur, contrairement aux schémas de transmissions mono-porteuses. Ceci permet d'avoir des récepteurs simples et peu coûteux [3].

1.4.1.2 Avantages des différentes variantes de l'OFDM

- Une utilisation efficace des ressources fréquentielles en comparaison avec les solutions classiques de multiplexage fréquentiel. Ceci est dû au fait que dans l'OFDM, les canaux se chevauchent tout en gardant une orthogonalité parfaite.
- Les techniques multi-porteuses sont robustes au bruit impulsif puisque chaque porteuse est affectée d'un bruit indépendant des autres porteuses. Contrairement aux modulations mono porteuses où le bruit peut affecter un certain nombre de symboles transmis, la perte d'un symbole dû à un bruit important n'affecte pas les autres symboles.
- Les techniques OFDM ont une très grande flexibilité dans l'allocation de bit/débit dans des contextes multiutilisateurs. En effet, en fonction de la valeur du gain instantané du canal, chaque sous-porteuse peut-être codée indépendamment des autres porteuses.

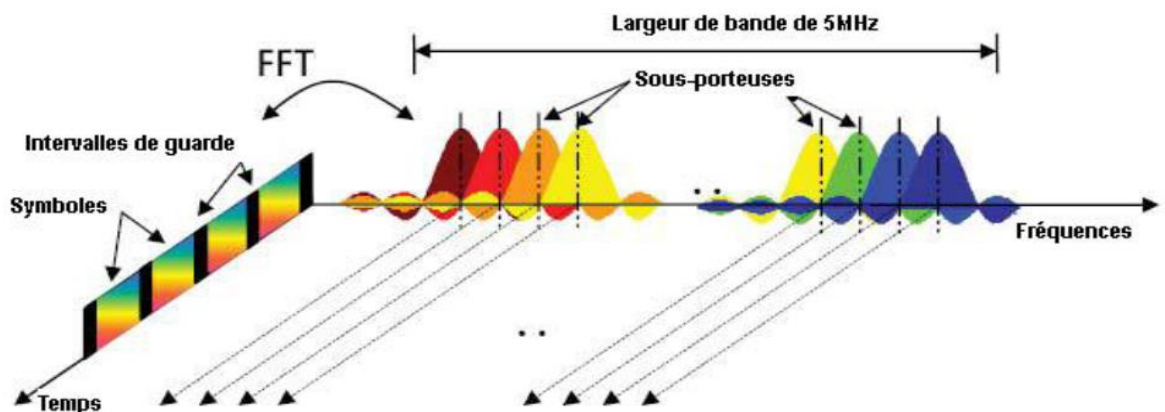


Figure (1-1) - Signal OFDM représenté dans le temps et la fréquence-Ref [1]

1.4.2 OFDMA

Dans la technique OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access), chaque sous porteuse est exclusivement assignée à un seul utilisateur, éliminant de ce fait les Interférences Intra Cellulaires (ICI). Par conséquent chaque UE aura son propre décodage,

et sa propre puissance de traitement indépendamment des autres UE, et cela dépend des conditions de propagation individuelles. [4]

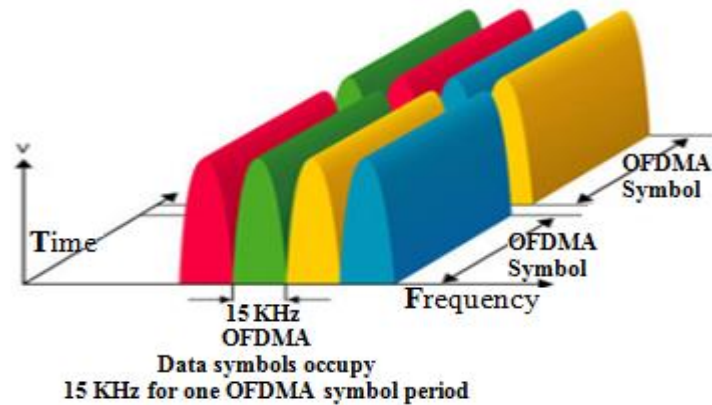


Figure (1-2) - Le signal OFDMA représenté dans le temps et la fréquence -

1.4.3 Inconvénient de l'OFDMA et Le PAPR (peak -to-average power ratio)

De point de vue des inconvénients de l'OFDMA, notons que sa forme d'onde possède des fluctuations d'enveloppe présentant des rapports pic-a-puissance moyenne (PAPR, peak-to-average power ratio) élevés. Les signaux de PAPR élevé requièrent des amplificateurs de puissance fortement linéaires pour éviter les distorsions d'intermodulation excessives. Pour obtenir cette linéarité ; les amplificateurs doivent fonctionner avec un niveau de puissance largement inférieur à leur puissance pic. Il en résulte une faible efficacité de puissance (mesurée par le rapport entre la puissance transmise et la puissance dissipée), posant une contrainte importante sur les terminaux mobiles. L'autre inconvénient de l'OFDMA pour les émissions sur le lien montant en environnement cellulaire est le décalage fréquentiel entre les références de fréquences entre les différents terminaux en émission. Ce décalage annule l'orthogonalité créant de l'interférence d'accès multiple. Pour contourner ces inconvénients, le 3GPP a introduit une forme modifiée de l'OFDMA dans le LTE avec le SC-FDMA (signal carrier FDMA) ou la transmission des symboles d'information sur des fréquences orthogonales (sous porteuses) est réalisé séquentiellement plutôt qu'en parallèle ; ce qui permet de réduire de manière importante les fluctuations d'enveloppe de

la forme d'onde du signal transmis. Ainsi, les signaux SC-FDMA fonctionnent avec un PAPR plus faible que les signaux OFDMA. [5]

1.4.4 SC-FDMA

Le SC-FDMA impose d'utiliser pour un terminal donné un groupe de sous-porteuses adjacente, ce qui offre les mêmes performances que l'OFDMA mais avec une autonomie de batterie meilleur, cela est grâce à un PAPR minimale. [6]

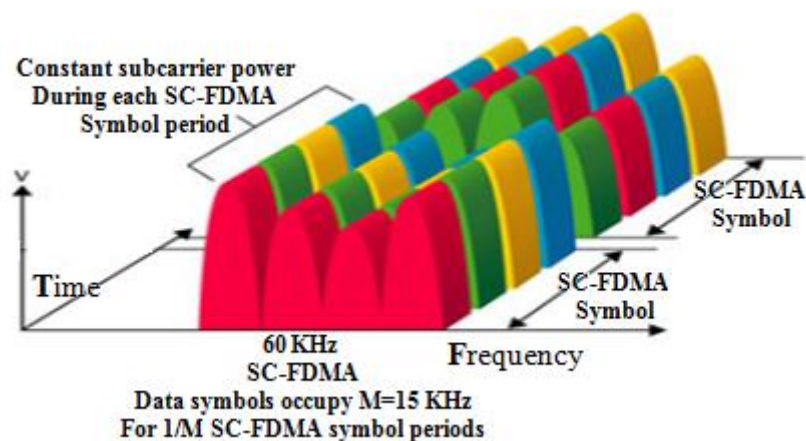


Figure (1-3) - Le signal SC-FDMA représenté dans le temps et la fréquence -

1.5 Différentes techniques d'antennes multiples

Les techniques d'antennes multiples constituent un composant clé dans LTE, elles sont de trois types principaux : *la diversité*, *MIMO* et *Beamforming*. Ces techniques sont employées pour améliorer la robustesse du signal et augmenter la capacité du système et les débits de données utilisateurs. Chaque technique a ses propres performances et coût.

1.5.1 MIMO

Les systèmes à antennes multiples (MIMO – Multiple Input Multiple Output), représentent une part importante dans le LTE, ils offrent une meilleure qualité de transmission sur une interface radio large bande ainsi que des débits de données plus élevés (de l'ordre de 30 bit/s/Hz) [7] grâce à l'utilisation judicieuse de la diversité d'espace et du multiplexage spatial.

MIMO, ou Multiple-Input Multiple-output, est une technique de communication radio qui repose sur l'utilisation conjointe de réseaux d'antennes à l'émission et à la réception. Elle permet d'améliorer le débit d'un lien radio sans augmenter la puissance d'émission et la bande de fréquence allouée [8]. Cependant, les performances de cette technique sont largement dépendantes des propriétés du canal de propagation. Elle n'apporte une amélioration substantielle par rapport aux techniques mono-antennes classiques que si le canal de propagation est suffisamment riche en trajets multiples. Ainsi, la caractérisation et la modélisation du canal de propagation MIMO sont deux étapes indispensables pour un déploiement optimal des systèmes MIMO.

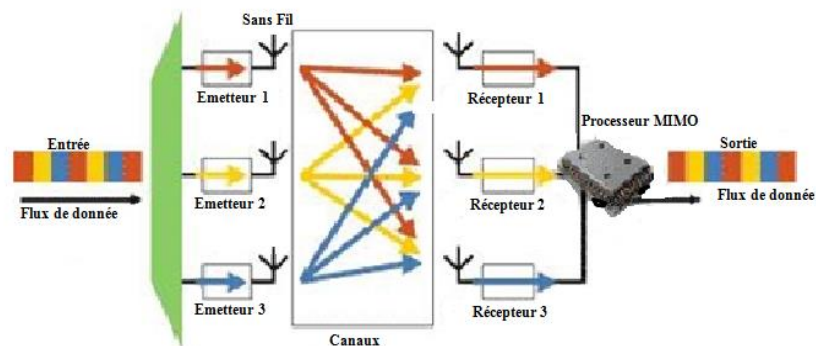


Figure (1-4) - Mode d'accès au canal radio MIMO -

Chaque antenne de réception devrait recevoir les flux de données transmis par toutes les antennes. Le canal (pour un retard donné) peut ainsi être décrit par la matrice de canal H suivante :

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N_t} \\ h_{21} & h_{22} & & h_{2N_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r1} & h_{N_r2} & \dots & h_{N_rN_t} \end{bmatrix}$$

Dans cette description générale, N_t est le numéro des antennes de transmission, N_r est le numéro des antennes de réception, ayant pour résultat une matrice 2×2 pour le scénario de la spécification de base dans LTE. Les coefficients h_{ij} de la matrice s'appellent les coefficients de canal de l'antenne de transmission j vers l'antenne de réception i , ainsi on a

décrit tous les chemins possibles entre l'émetteur et le récepteur. Le nombre de flux de données pouvant être transmis en parallèle à travers le canal MIMO est donné par $\min\{N_t, N_r\}$ et est limité par le rang de H . La qualité de transmission se dégrade d'une manière significative dans le cas où les éléments de la matrice ne sont pas suffisamment élevés. Ceci peut se produire au cas où les deux antennes ne sont pas suffisamment dé-corrélées, par exemple, dans un environnement où il y a peu de dispersion ou quand les antennes sont très proches l'une de l'autre. Le rang de la matrice du canal H est donc un critère important pour déterminer si le multiplexage spatial peut se faire avec une bonne performance. Noter que la figure ci-dessus montre seulement un exemple. Dans les implémentations pratiques MIMO, les flux de données sont souvent équilibrés et ajoutés, de sorte que chaque antenne transmette réellement une combinaison des flux. [9]

1.5.2 Modes d'accès au canal radio

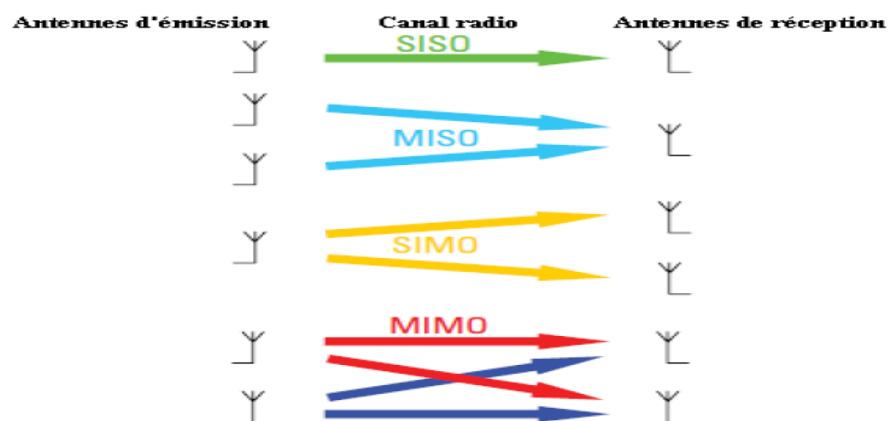


Figure (1-5) - Les modes différents d'accès au canal radio -

1.5.3 Diversité de transmission

Au lieu d'augmenter le débit de données ou la capacité, MIMO peut être utilisée pour exploiter la diversité et améliorer la robustesse de la transmission de données. La diversité de transmission est déjà connue dans WCDMA release 99 et fait encore partie de LTE. Chaque antenne de transmission transmet essentiellement le même flux de données codés différemment, alors le récepteur reçoit des répliques du même signal. Ceci augmente le taux S/B du côté récepteur et ainsi la robustesse de la transmission de données spécialement dans les scénarios d'évanouissement.

1.5.4 Beamforming

Beamforming utilise les mêmes techniques d'antennes et de traitement du signal que MIMO, mais au lieu d'exploiter la dé-corrélation dans le chemin radioélectrique, Beamforming vise à exploiter la corrélation de sorte que le diagramme de rayonnement de l'émetteur soit orienté vers le récepteur. Ceci est fait en appliquant de courts délais de retard à un réseau d'antennes calibrées en phase. L'efficacité de Beamforming varie en fonction du nombre d'antennes. Avec seulement deux antennes, un faible gain est observé, mais avec quatre antennes les gains sont plus importants et plus utiles. La transformation d'un système MIMO en un système Beamforming se fait simplement en changeant les matrices de pré-codage. [10]

1.5.5 Combinaison de Beamforming et MIMO

La forme la plus avancée des techniques d'antennes multiples est probablement la combinaison de Beamforming avec MIMO. Dans ce mode, les techniques pourraient être utilisées sur des ensembles d'antennes où chaque ensemble comporte un réseau Beamforming. Etant donné que Beamforming avec seulement deux antennes a des gains limités, il n'y a pas d'avantage en combinant Beamforming et MIMO à moins qu'il y soit beaucoup d'antennes. Ceci limite l'utilisation pratique de cette technique du point de vue coût.

1.6 Largeurs de bandes de transmission

1.6.1 Largeurs définies

LTE doit respecter le marché sans-fil international, la disponibilité et les régulations régionales du spectre. A cet effet, les spécifications incluent des largeurs de bandes de canal variables choisies entre 1.4 à 20 MHz, avec un espacement de 15kHz entre les sous-porteuses.

Si le nouveau eMBMS (enhanced Multimedia Broadcast Multicast Services) est utilisé, un espacement de 7.5 kHz entre les sous-porteuses est aussi possible. L'espacement entre les sous-porteuses est constant indépendamment de la largeur de bande du canal. 3GPP a défini l'interface air de LTE comme étant à « largeur de bande agnostique » qui permet à

l'interface air de s'adapter à des largeurs de bandes de canal différentes avec un impact minimal sur le fonctionnement du système.

Les données en downlink ou uplink sont organisées en un ensemble de blocs élémentaires appelés RB (Bloc de Ressources). Un RB a une largeur de 180kHz qui dure pendant un time-slot de 0.5ms. Dans la norme LTE, un RB contient 12 sous-porteuses espacées de 15kHz et pour l'eMBMS le RB contient 24 sous-porteuses espacées de 7.5kHz pendant 0.5ms.

Le nombre maximum de RB que peut supporter chaque largeur de bande de transmission est donné dans le tableau ci-dessous :

Transmission BW		1.25MHz	2.5MHz	5MHz	10MHz	15MHz	20MHz
Subframe duration T_{sub}		0.5ms					
Sub-carrier spacing f_{space}		15KHz					
Sampling frequency f_s		1.92MHz	3.84MHz	7.68MHz	15.36MHz	23.04MHz	30.72MHz
FFT size N_{FFT}		128	256	512	1024	1536	2048
Number of occupied sub-carriers N_{bw}		75	150	300	600	900	1200
Number of OFDM symbols per subframe (short/long CP)		7/6					
CP length ($\mu s/sample$)	Short	(4.69/9)*6	(4.69/18)*6	(4.69/36)*6	(4.69/72)*6	(4.69/180)*6	(4.69/144)*6
		(5.21/10)*1	(5.21/20)*1	(5.21/40)*1	(5.21/80)*1	(5.21/120)*1	(5.21/160)*1
	Long	16.67/32	16.67/64	16.67/128	16.67/256	16.67/384	16.67/512

Tableau (1-1) - Paramètres de liaison downlink pour la transmission OFDM –Ref[2]

1.6.2 Bande de fréquence

LTE a hérité toute les bandes de fréquences définies pour l'UMTS, qui est une liste qui continue de s'élargir. Actuellement, il y en a 13 bandes FDD et 8 bandes TDD. Il existe un chevauchement significatif entre certaines bandes, mais ceci ne simplifie pas nécessairement les conceptions puisqu'il peut y avoir des exigences de performances pour une bande spécifique basées sur les besoins régionaux.

E-UTRA band	Uplink(UL) UE transmit eNB receive	Downlink(DL) eNB transmit UE receive	UL-DL band separation	Duplex mode
	$F_{UL\ low} - F_{UL\ high}$	$F_{DL\ low} - F_{DL\ high}$	$F_{DL\ low} - F_{UL\ high}$	
1	1920 -1980 MHz	2110 -2170 MHz	130 MHz	FDD
2	1850 -1910 MHz	1930 -1990 MHz	20 MHz	FDD
3	1710 -1785 MHz	1805 -1880 MHz	20 MHz	FDD
4	1710 -1755 MHz	2110 -2155 MHz	355 MHz	FDD
5	824 -849 MHz	869 -894 MHz	20 MHz	FDD
6	830 -840 MHz	875 -895 MHz	35 MHz	FDD
7	2500 -2570 MHz	2620 -2690 MHz	50 MHz	FDD
8	880 -840 MHz	925 -960 MHz	10 MHz	FDD
9	1749.9 -1784.9 MHz	1844.9 -1879.9 MHz	60 MHz	FDD
10	1710 -1770 MHz	2110 -2170 MHz	340 MHz	FDD
11	1427.9 -1452.9 MHz	1475.9 -1500.9 MHz	23 MHz	FDD
...				
13	777 -787 MHz	746 -756 MHz	21 MHz	FDD
14	788 -798 MHz	758 -768 MHz	20 MHz	FDD
...				
33	1900 -1920 MHz	1900 -1920 MHz	N/A	TDD
34	2010 -2025 MHz	2010 -2025 MHz	N/A	TDD
35	1850 -1910 MHz	1850 -1910 MHz	N/A	TDD
36	1930 -1990 MHz	1930 -1990 MHz	N/A	TDD
37	1910 -1930 MHz	1910 -1930 MHz	N/A	TDD
38	2570 -2620 MHz	2570 -2620 MHz	N/A	TDD
39	1880 -1920 MHz	1880 -1920 MHz	N/A	TDD
40	2300 -2400 MHz	2300 -2400 MHz	N/A	TDD

Tableau (1-2) - les différentes bandes de fréquences utilisées dans LTE - Ref[2]

1.7 Différentes structures de trames

Deux types de trames ont été définis pour l'E-UTRAN: une structure de trame pour le mode FDD, et une autre définie pour le mode TDD. Pour la structure de trame FDD, la trame radio de 10 ms est divisée en 20 IT (Tslot) de 0.5 ms chacun. Une sous-trame est constituée de deux slots consécutifs, alors, une trame radio contient 10 sous-trames, ceci est illustré dans la figure ci-dessous (Ts exprime l'unité de temps de base qui correspond à 30.72MHz).

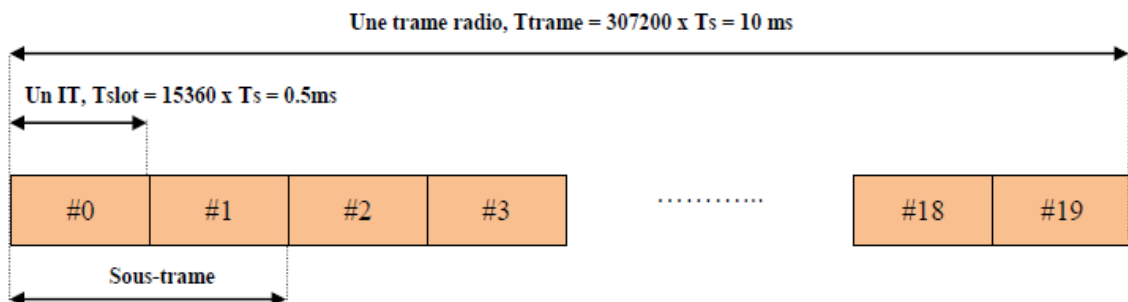


Figure (1-6) - Structure de la trame type FDD - Ref[3]

Pour le deuxième type, la structure de trame TDD, la trame radio de 10ms contient deux demi trames de 5ms chacune. Chaque demi-trame est divisée en 5 sous-trames de 1ms comme la montre la figure ci-dessous. Toutes les sous-trames qui ne sont pas spéciales sont définies comme ayant des slots d'une longueur de 0.5ms dans chaque sous-trame. Les sous-trames spéciales comprennent 3 champs DwPTS (Downlink Pilot Timeslot), GP (Guard Periode : Période de Garde) et UpPTS (Uplink Pilot Timeslot). Ces champs sont déjà connus dans TD-SCDMA et ils sont maintenus dans LTE TDD. Chacun des champs DwPTS, GP et UpPTS a sa propre longueur configurable et une longueur totale de 1ms. [11]

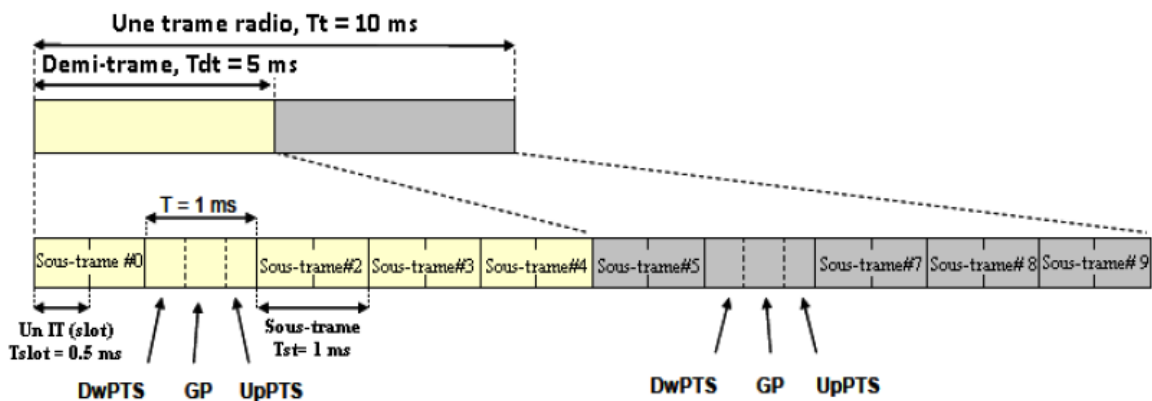


Figure (1-7) - Structure de la trame TDD - Ref[3]

Sept (07) configurations Uplink-Downlink sont supportées, avec une périodicité du point de commutation (switched-point periodicity) Downlink à uplink de 5ms ou 10ms. Dans le cas d'une périodicité du point de commutation de 5ms, la sous-trame spéciale existe dans les deux demi-trames. Dans le cas d'une périodicité du point de commutation de 10ms, la sous-trame spéciale existe seulement dans la première demi-trame. Les sous-trames 0 à 5 et DwPTS sont toujours réservées pour la transmission downlink. UpPTS et la sous-trame qui vient juste après la sous-trame spéciale sont toujours réservées pour la transmission uplink. Le tableau ci-dessous montre une configuration uplink-downlink où :

« D » : Sous-trame réservée pour la transmission downlink ; « U » : Sous-trame réservée pour la transmission uplink ; « S » : Sous-trame spéciale.

Configuration uplink- downlink	périodicité du point-de commutation Downlink-à-uplink	Numéro de la sous-trame									
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	5 ms	D	S	U	U	U	D	S	U	U	U
1	5 ms	D	S	U	U	D	D	S	U	U	D
2	5 ms	D	S	U	D	D	D	S	U	D	D
3	10 ms	D	S	U	U	U	D	D	D	D	D
4	10 ms	D	S	U	U	D	D	D	D	D	D
5	10 ms	D	S	U	D	D	D	D	D	D	D
6	5 ms	D	S	U	U	U	D	S	U	U	D

Tableau (1-3) - Configuration uplink-Downlink pour LTE TDD - Ref[2]

La configuration ci-dessous montre la structure de la grille de ressources en Downlink pour la structure FDD et TDD.

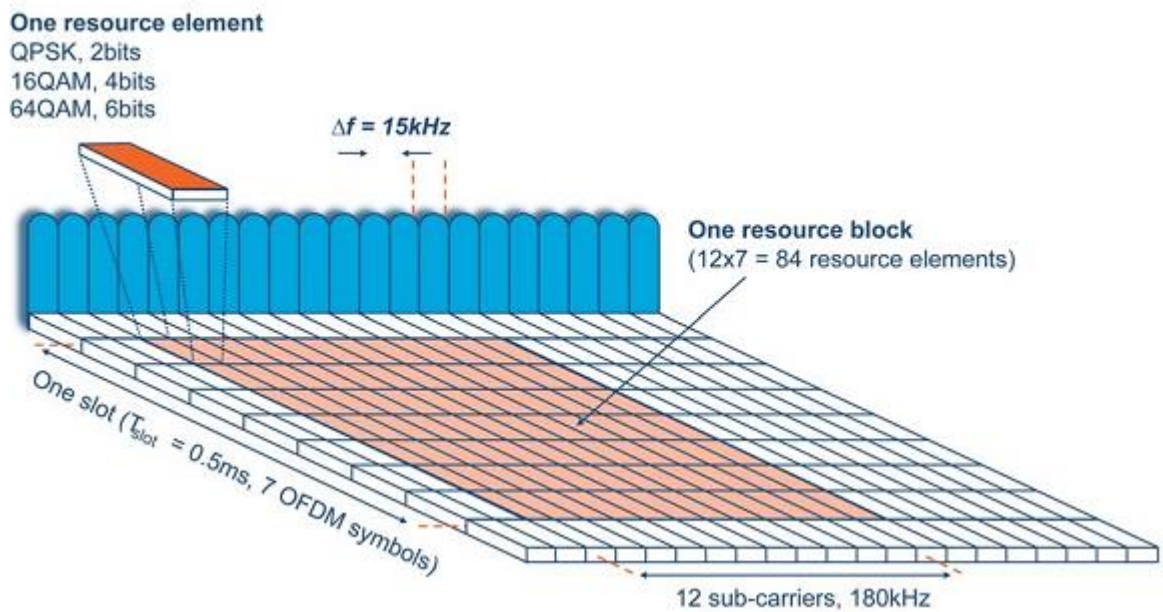


Figure (1-8) - Grille de ressources en Downlink - Ref[2]

Les sous-porteuses en LTE sont séparées par des espaces constants de 15kHz dans le domaine fréquentiel, 12 sous-porteuses pour un bloc de ressource (RB), la taille d'un RB n'est pas la même pour toutes les largeurs de bandes. Le tableau ci-dessous montre le nombre de RB pour les différentes largeurs de bandes utilisées dans LTE.[11]

Largeur de bande du canal(MHz)	1.4	3.0	5	10	15	20
Configuration de la largeur de bande de transmission (RB)	6	15	25	50	75	100

Tableau (I-4) - Configuration de la largeur de bande de Transmission - Ref[3]

A chaque symbole OFDM, un préfixe cyclique est ajouté comme temps de garde. En downlink, un time-slot contient 6 ou 7 symboles OFDM, selon la configuration du préfixe cyclique, soit en normal ou en étendu respectivement. Le préfixe cyclique étendu est capable de couvrir de grandes cellules avec un retard plus important du canal radio.

Configuration	La taille du bloc de ressource	Nombre de symboles	La longueur de préfixe cyclique en μ s
Préfixe cyclique normal ($\Delta f = 15\text{kHz}$)	12	7	5.2 pour le premier symbole et 4.7 pour les autres symboles
Préfixe cyclique étendu ($\Delta f = 15\text{kHz}$)	12	6	16.7

Tableau (I-5) - Paramétrisation de structure de trame en Downlink - Ref[3]

1.8 Architecture protocolaire de l'interface air dans LTE

La figure ci-dessous, montre l'architecture protocolaire globale de l'interface air dans LTE. La couche 1 fournit des services de transports de données aux couches supérieures. On accède à ces services par des canaux de transport via la sous-couche MAC. La couche physique fournit des canaux de transport à la sous-couche MAC de la couche 2, et la sous-couche MAC fournit des canaux logiques à la sous-couche RLC de la couche 2. Les canaux de transport sont caractérisés par la façon dont l'information est transférée à travers l'interface radio, tandis que l'information logique est caractérisée par le type d'information. Les cercles, dans le diagramme ci-dessous, entre les différentes couches ou sous-couches indiquent les SAP (Services Access Points. [12]

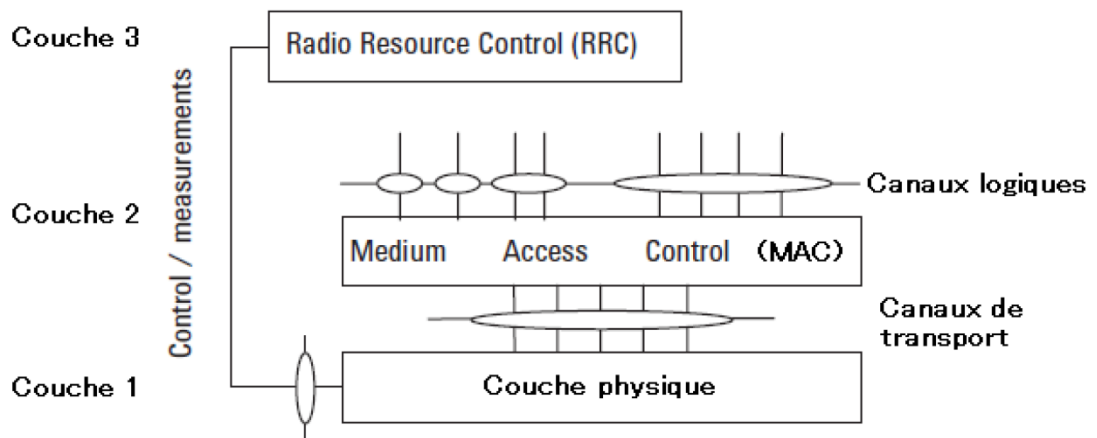


Figure (1-9) - L'architecture protocolaire globale de l'interface air dans LTE - Ref [4]

1.8.1 Couche 3

Le protocole RRC (Radio Ressource Control) est responsable du contrôle des procédures de la couche 3 à travers l'interface air incluant par exemple ce qui suit :

- Diffusion des informations système.
- Contrôle de la connexion RRC c.à.d. le paging, établissement/ reconfiguration/ mise à jour des connexions RRC, attribution des identités d'UE.
- Activation initiale de la sécurité pour la protection du chiffrement et de l'intégrité.
- Contrôle de la mobilité, aussi pour les handovers inter-RAT.
- Contrôle de la qualité de service.
- Contrôle de configuration des mesures.

RRC est aussi responsable de la configuration des couches inférieures.[13]

1.8.2 Couche 2

1.8.2.1 Structure de la couche 2

Le schéma ci-dessous montre la structure de la couche 2 en downlink. Les points d'accès-services entre la couche physique et la sous-couche MAC fournissent les canaux de transports. Les points d'accès-services entre la sous-couche MAC et la sous-couche RLC fournissent les canaux logiques. Les radio-bearers sont définies dans la sous-couche PDCP. Le multiplexage de plusieurs canaux logiques sur le même canal de transport est possible et E-UTRAN fournit des fonctionnalités ARQ et HARQ. La fonctionnalité ARQ fournit la correction des erreurs par des retransmissions dans le mode acknowledged dans la

couche2. La fonctionnalité HARQ assure la livraison entre les entités correspondantes (peer entities), le HARQ est un protocole N-channel stop-and-wait avec des retransmissions asynchrones en downlink et des retransmissions synchrones en uplink. Les retransmissions ARQ sont basées sur les rapports d'états de RLC et les interactions HARQ/ARQ. Le chiffrement des fonctions de sécurités et la protection d'intégrité se trouvent dans le protocole PDCP.[13]

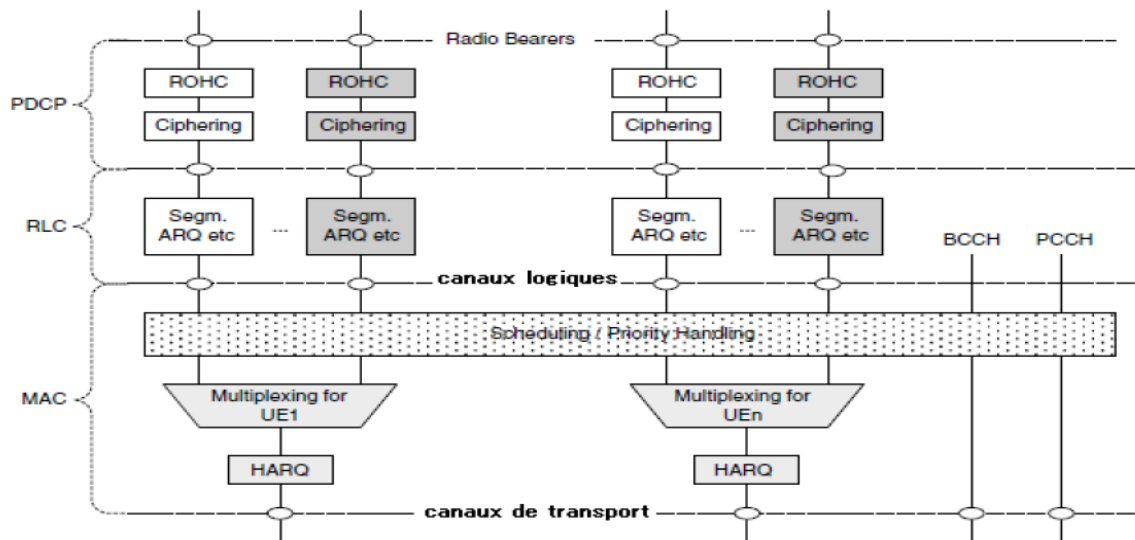


Figure (1-10) - Structure de la couche 2 en Downlink - Ref [4]

1.8.2.2 Canaux physiques et Canaux de transport en Downlink

Les canaux physiques définis dans la voie descendante sont:

- Physical Downlink Shared Channel (PDSCH)
- Physical Multicast Channel (PMCH)
- Physical Downlink Control Channel (PDCCH)
- Physical Broadcast Channel (PBCH)
- Physical Control Format Indicator Channel (PCFICH)
- Physical Hybrid ARQ Indicator Channel (PHICH)

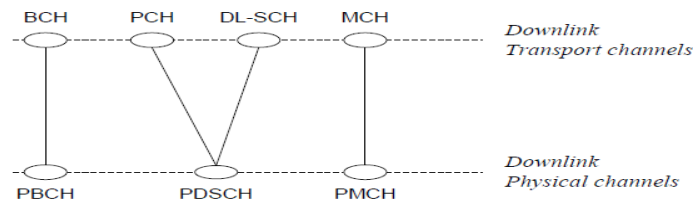


Figure (1-11) - Mapping des différents canaux en Downlink - Ref [4]

1.8.2.3 Canaux physiques et Canaux de transport en uplink

Les canaux physiques définis dans la voie montante sont:

- Physical Uplink Shared Channel, PUSCH
- Physical Uplink Control Channel, PUCCH
- Physical Random Access Channel, PRACH

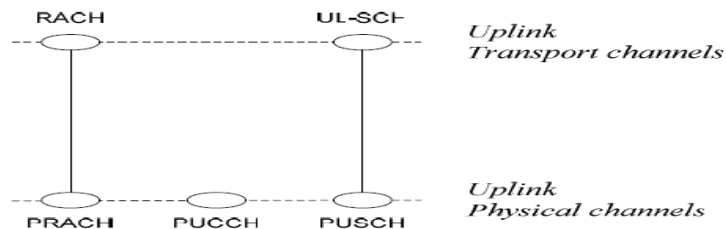


Figure (1-12) - Mapping des différents canaux en Uplink - Ref [4]

1.8.2.4 Canaux logiques

Les canaux logiques peuvent être classés en deux classes : les canaux de contrôle et les canaux de trafic.

- **Les canaux de contrôle sont:**
 - ✓ Broadcast Control Channel (BCCH).
 - ✓ Paging Control Channel (PCCH).
 - ✓ Common Control Channel (CCCH).
 - ✓ Dedicated Control Channel (DCCH).
- **Les canaux de trafic sont :**
 - ✓ Dedicated Traffic Channel (DTCH).

1.8.3 Couche physique

La couche physique remplit une série de fonctions qui incluent :

- ✓ Détection des erreurs sur les canaux de transport.

- ✓ Encodage/décodage des canaux de transport.
- ✓ Hybrid Automatic Repeat Request (HARQ) soft-combining.
- ✓ Modulation et démodulation des canaux physiques.
- ✓ Synchronisation en temps et en fréquence.
- ✓ Mesure des caractéristiques radios.
- ✓ Traitements relatifs aux antennes MIMO.
- ✓ La diversité de transmission.
- ✓ Beamforming.
- ✓ Traitements RF.

1.9 Modulation

Les modulations de canaux et de signaux autorisés pour les liaisons downlink sont montrées dans le tableau ci-dessous :

Downlink	
Canaux physiques	Type de modulation
PBCH	QPSK
PDCCCH	QPSK
PDSCH	QPSK, 16QAM, 64QAM
PMCH	QPSK, 16QAM, 64QAM
PCFICH	QPSK
PHICH	BPSK modulé en I et Q
Signaux physiques	Type de modulation
RS	Séquence pseudo-aléatoire complexe (I + jQ) dérivée de l'ID de cellule.
P-SCH	Une des trois séquences Zadoff-Chu.
S-SCH	Deux 31-bits BPSK M-sequence.

Tableau (1-6) - Les modulations de canaux et de signaux autorisés pour les liaisons downlink

1.10 Conclusion :

Le LTE fonctionne sur un système à couches entre l'utilisateur (UE), l'eNodeB (eNB) et le Mobile Management Entity (MME). Chaque couche communique avec son équivalente du même niveau. Dans ce chapitre, nous avons étudié le rôle de la couche physique qui est d'assurer la transmission des données sous une forme capable de se propager dans l'air et de résister aux différentes perturbations inhérentes au canal radio mobile, ensuite nous avons expliqué les différents techniques d'accès multiple utilisé soit, l'OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*) dans la voie descendante. En revanche sur la voie montante, on utilisera la technique SC-FDMA (*Single Carrier FDMA*).

Par ailleurs, nous avons abordé les techniques d'antennes multiple employées, comme la diversité, MIMO et le Beamforming, afin d'améliorer la robustesse du signal et augmenter la capacité du système et les débits de données utilisateurs.

Néanmoins, dans l'étude de l'estimation d'un canal pour LTE sur un lien descendant, il est toujours indispensable d'étudier le canal de propagation et les conditions de propagation qui seront le sujet de notre prochain chapitre.

Chapitre 2 *Le canal de propagation*

2.1 Introduction

Transmettre de l'information d'un point à un autre sans-fil nécessite un système de radiocommunication. Ce système utilise le canal hertzien comme support physique. Pour cela les premières liaisons radioélectriques furent établies, au début du XXIème siècle. Elles furent réalisées par Marconi qui s'appuya sur les travaux théoriques de Maxwell et les expériences de Hertz. Depuis, la propagation fait toujours l'objet d'étude intense avec une demande croissante de nouveaux systèmes sans fil nécessitant une modélisation de la propagation dans des conditions toujours plus diverses : environnement, bande de fréquence, débit. Dans la suite de cette partie, on s'intéressera d'abord à la définition du canal de propagation, puis à sa représentation mathématique et enfin aux paramètres de caractérisation du canal radio mobile.

2.2 Synthèse et enjeux

La révolution numérique, le développement d'internet et des mobiles ont façonné de nouvelles habitudes et de nouveaux comportements chez les usagers. Le mobile et le PC ont introduit la notion de connectivité partout et n'importe quand. Internet y a ajouté l'abolition de la distance et du temps, le haut débit, l'accès aux contenus et l'ouverture au monde.

La figure 2.1 récapitule les principales normes actuellement disponibles sur le marché et leur positionnement en termes de débit et de portée maximale.

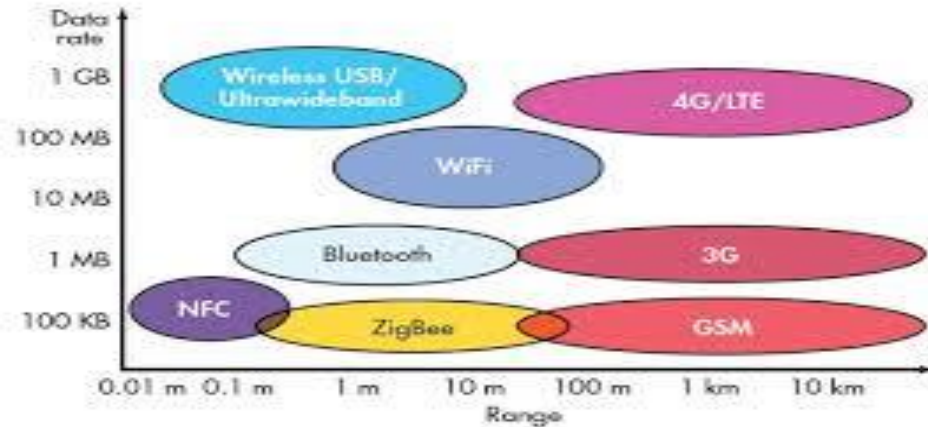


Figure (2-1) - Débit et portée des principaux standards de réseaux sans-fil -

Le principal enjeu de cette prolifération des technologies d'accès et des situations de communication est la coexistence entre ces technologies. La figure 2.2 donne une idée des principales technologies présentes dans la bande UHF et SHF.

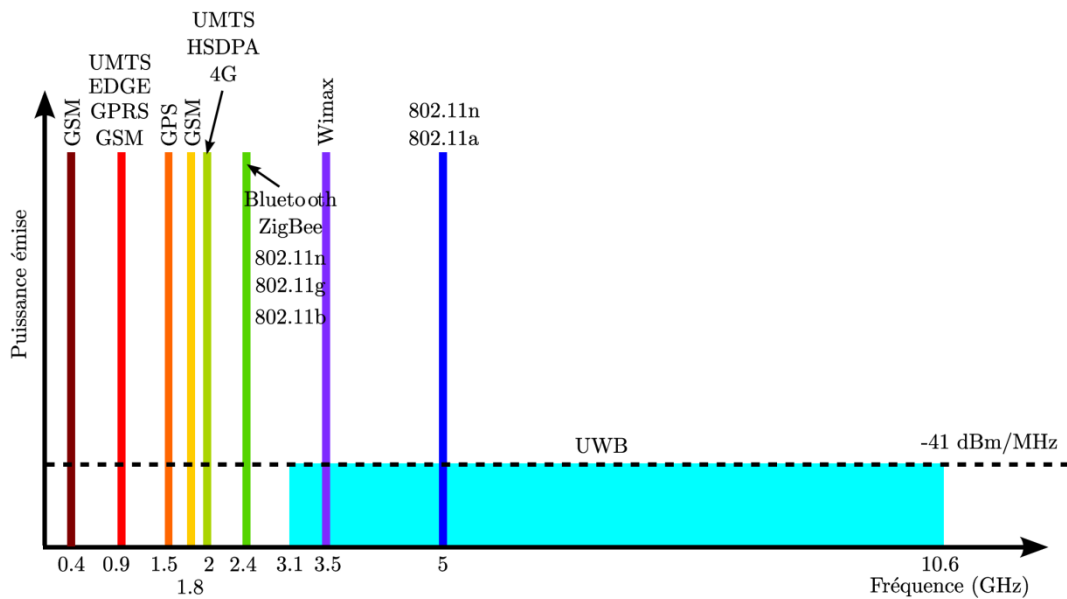


Figure (2-2) - Systèmes radio présents dans les bandes UHF et SHF -

L'interopérabilité entre les équipements ou les différents systèmes nécessite des normes et des protocoles de télécommunication qui évoluent en versions successives selon les avancées scientifiques et technologiques. Ces modifications sont discutées au sein de groupes de travail, chargés de produire les normes de télécommunications pour le présent et le futur. Parmi les principaux organismes mondiaux de normalisation, on peut citer l'IEEE

(Institute of Electrical and Electronics Engineers) et l'ETSI (European Telecommunication Standards Institute ou Institut européen des normes de télécommunication).

La principale difficulté est de faire cohabiter toutes ces technologies car les transmissions radioélectriques sont utilisées dans un grand nombre d'applications (militaires, scientifiques, amateurs, etc.), et sont sensibles aux interférences. C'est la raison pour laquelle une réglementation est nécessaire dans chaque pays afin de définir les plages de fréquence et de puissance auxquelles il est possible d'émettre pour chaque catégorie d'utilisation. Les principaux organismes en charge de la réglementation sont au niveau européen le CEPT (Conférence Européenne des administrations des Postes et Télécommunications) et au niveau international l'UIT (Union Internationale des Télécommunications). De plus, chaque pays doit gérer cette réglementation internationale à l'intérieur de ses frontières, sous le contrôle d'administrations nationales comme par exemple l'ARPT (Autorité de Régulation de la Poste et des Télécommunications) et l'ANF (Agence Nationale des Fréquences) ici en Algérie ou la FCC (Federal Commission of Communications) aux Etats-Unis.

2.3 Définition

L'étude du canal de propagation est une étape importante dans la définition et le dimensionnement de nouveaux systèmes de communications sans fil. En effet, le canal de transmission peut être modélisé comme un filtre linéaire permettant de représenter la transformation d'un signal électrique d'entrée $e(t)$ en un signal électrique de sortie $s(t)$ par le biais des ondes électromagnétiques (figure 2.3). En d'autres termes, le canal de propagation correspond à l'environnement traversé par les ondes électromagnétiques lors d'une transmission d'information entre un émetteur et un récepteur. On prendra soin de différencier le canal de propagation, qui ne tient compte que des différentes interactions subies par les ondes électromagnétiques dans l'environnement, du canal de transmission qui ajoute en plus les caractéristiques des diagrammes de rayonnement des antennes d'émission et de réception.[14]

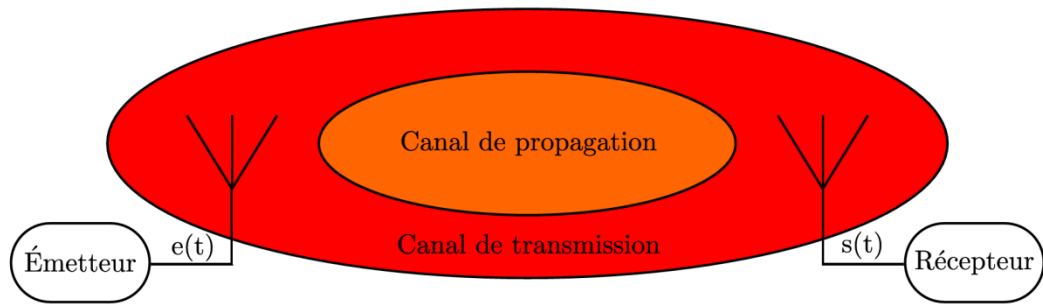


Figure (2-3) - Le canal de propagation et le canal de transmission -

2.4. Propagation

2.4.1 Propagation en espace libre

Selon l'environnement de propagation, les influences du canal diffèrent. Le modèle d'espace libre permet d'avoir une première approche. Dans le cas d'une liaison en vue directe, connue aussi sous le terme LOS (Line Of Sight) entre l'émetteur et le récepteur, une ellipse appelée zone de Fresnel permet de cerner la validité du modèle espace libre dans un canal réel. Effectivement, si cette zone n'est pas dégagée, le modèle n'est plus valable.

On considère tout d'abord la propagation en espace libre, c'est-à-dire le cas idéal où il n'y a pas d'obstacle entre l'émetteur et le récepteur, l'onde se propage depuis l'émetteur jusqu'à ce qu'une partie de la puissance transmise P_e excite l'antenne réceptrice. Cette puissance reçue P_r s'exprime en fonction du gain des deux antennes G_e et G_r , de la distance de propagation d et de la longueur d'onde λ comme suit :

$$P_r = P_e G_e G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (\text{Eq. 2.1})$$

C'est une puissance de réception maximale. Cette valeur ne prend pas en compte la dépolarisation, la désadaptation et les variations spatiales du gain des antennes.

On en déduit l'atténuation en espace libre :

$$\frac{P_r}{P_e} = G_e G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (\text{Eq. 2.2})$$

Exprimée en dB l'équation 2.2 devient :

$$L(f, d) = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi f d}{c} \right) - G_e(f) - G_r(f) \quad (\text{Eq. 2.3})$$

Avec :

d : distance entre l'émetteur et le récepteur en kilomètre.

f : fréquence en MHz.

$L(f, d)$: rapport de la puissance émise sur la puissance reçue (P_e/P_r), soit l'affaiblissement du canal de transmission en fonction de la distance d et de la fréquence f .

En considérant des antennes omnidirectionnelles ($G_e = G_r = 1$), on en déduit de l'équation précédente que les pertes de propagation, à fréquence constante, sont inversement proportionnelles à d^2 .

2.4.2 Propagation hors espace libre

Les situations les plus courantes de propagation des systèmes de radiocommunication sont loin d'être en espace libre. Les obstacles de différentes formes géométriques et de diverses caractéristiques physiques perturbent la propagation. Ces perturbations se traduisent par des fluctuations de la puissance du signal reçu en fonction de la distance comme l'illustre la figure 2.4.

Les pertes en fonction de la distance et les effets de masquage sont les phénomènes à l'origine de ces variations. La décroissance en $1/d$ est la principale perte de puissance. La densité de puissance se réduit au fur à mesure que l'onde s'éloigne de sa source jusqu'à atteindre l'antenne réceptrice. L'influence des obstacles rencontrés par l'onde varie selon leurs configurations. [15]

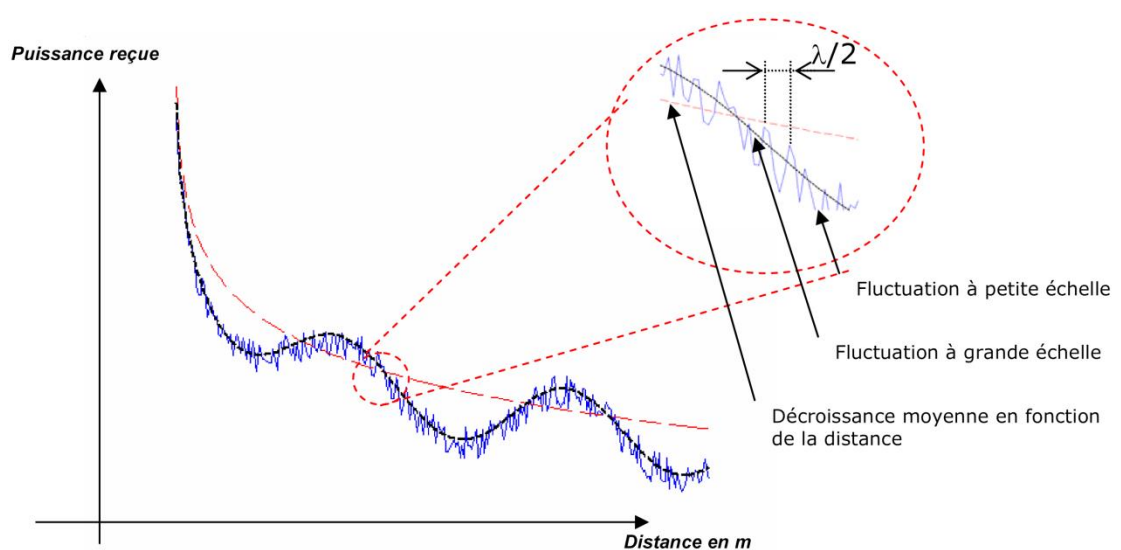


Figure (2-4) - Variation de la Puissance reçue en fonction de la distance -

En plus de la décroissance de la densité de puissance en fonction de la distance, entre l'émetteur et le récepteur, le signal subit deux types de pertes : pertes à petite et grande échelle. Comme le décrit la figure 2-4, les pertes à grande échelle définissent les fluctuations de la puissance moyenne mesurées sur un déplacement de plusieurs dizaines de longueurs d'onde. Les fluctuations à petite échelle sont observées sur un déplacement suffisamment petit (quelques longueurs d'onde). La présence d'obstacles dans l'environnement de propagation causant l'apparition de différentes répliques du signal émis au niveau du récepteur est la cause principale de ces variations. Selon leurs phases d'arrivée au niveau de l'antenne, la somme de ces répliques peut être constructive ou destructive. C'est la source du phénomène d'évanouissement. Ces obstacles naturels (sol, arbres, bâtiments, etc.) se trouvent sur le trajet de l'onde. Il en résulte une multitude de trajets et donc, une multitude d'ondes retardées, atténuées et déphasées au niveau du récepteur. Ces phénomènes sont détaillés dans la section suivante.

2.4.3 Phénomènes d'interférences au point de réception

Les obstacles rencontrés par le signal lors de son trajet de l'antenne d'émission à l'antenne de réception agissent différemment sur le signal. En effet, différents phénomènes apparaissent selon la taille vis à vis de la longueur d'onde λ , de la nature et de la forme de ces obstacles.

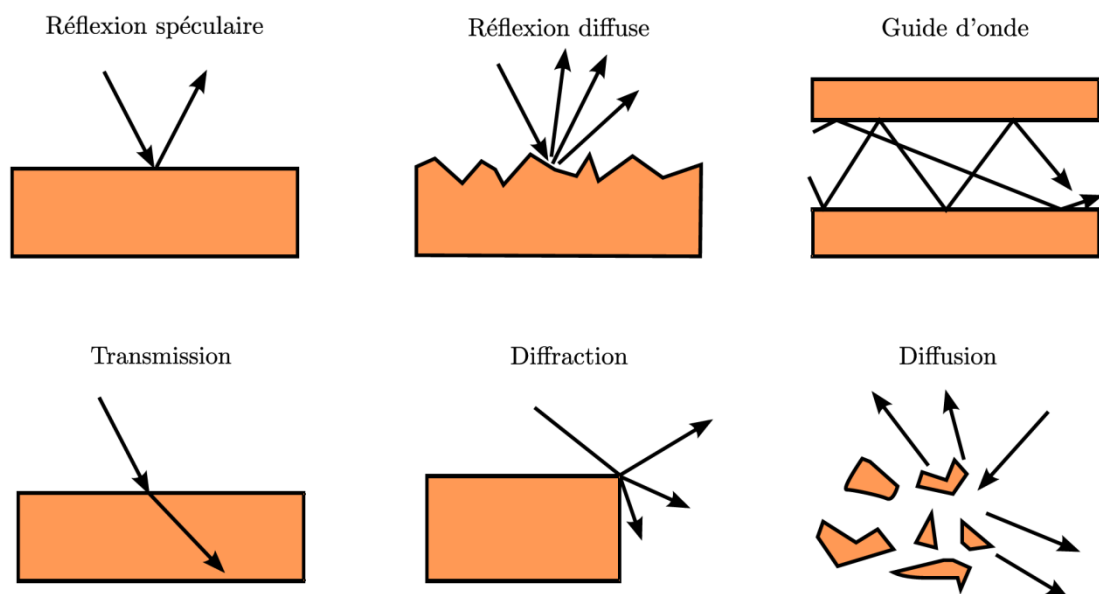


Figure (2-5) - Les principaux mécanismes de propagation -

La réflexion, la diffraction et la diffusion sont les trois principaux mécanismes qui perturbent le signal. Ces phénomènes sont illustrés sur la figure 2.5, leur description est la suivante :

Réflexion/Réfraction : Les phénomènes de réflexion et de réfraction apparaissent lorsque l'obstacle rencontré par l'onde a une taille très supérieure et de très petites irrégularités devant la longueur d'onde du signal.

Transmission : la transmission est le phénomène associé à la traversée d'un obstacle par une onde électromagnétique. Ce phénomène joue un rôle assez faible lors de la propagation en environnement outdoor. Par contre, sa contribution est peut-être prépondérante en environnement indoor. En effet, pour chaque élément traversé, l'onde subit une atténuation, directement liée aux caractéristiques électromagnétiques du matériau considéré, mais aussi liée à d'autres paramètres comme l'épaisseur de la paroi traversée et l'angle d'incidence.[16]

Diffraction : Des phénomènes de diffraction apparaissent lorsque le chemin de propagation est obstrué par un obstacle imperméable aux ondes électromagnétiques. Les dimensions de cet obstacle doivent être faibles devant la longueur d'onde du signal. L'énergie transmise par ces sources permet au signal de se propager dans les zones d'ombre, ce qui explique l'arrivée d'ondes radio au niveau du récepteur en l'absence de visibilité directe et d'interventions des autres types d'interactions. C'est une grande source de multi-trajets.

Diffusion : La diffusion apparaît s'il existe sur le trajet de l'onde une zone très dense d'objets de dimensions du même ordre de grandeur ou inférieures à la longueur d'onde. Le même phénomène est observé avec une surface rugueuse présentant des irrégularités suffisamment petites. [16]

2.4.4 Propagation multi-trajets

Les phénomènes précédemment présentés modifient le signal transmis. De nombreuses répliques de ce signal sont ainsi créées. Celles-ci sont plus ou moins retardées selon les longueurs des trajets effectués, et atténuées selon la distance parcourue et selon les phénomènes de base rencontrés.

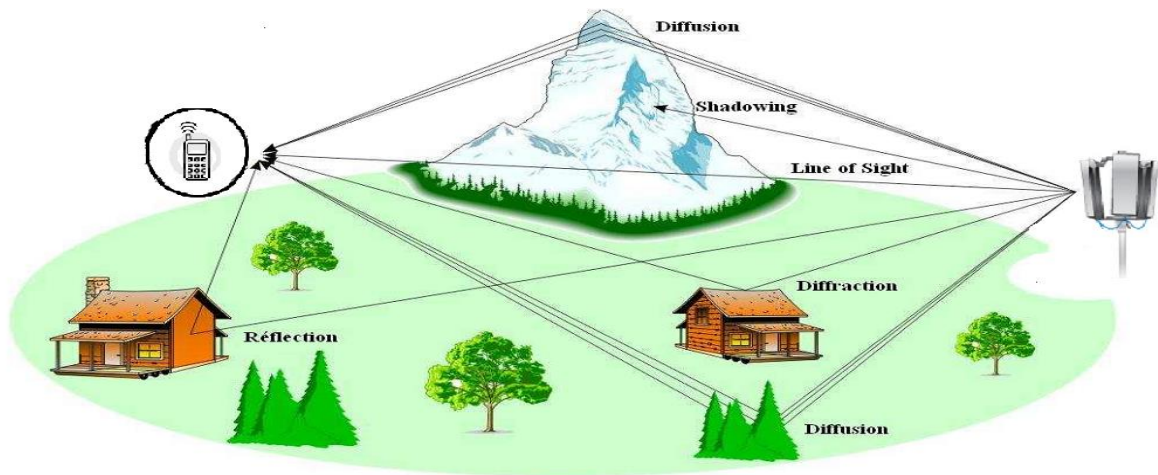


Figure (2-6) - Phénomènes de propagation multi trajets ou multi-path -

A la réception, ces répliques se combinent de façon constructive ou destructive donnant naissance à des évanouissements qui peuvent conduire à une détérioration importante du signal reçu, représentés sur la figure 2.6. Dans le cas du canal radio mobile, en supposant que les diffuseurs sont uniformément répartis sur $[0 ; 2\pi [$, ces évanouissements apparaissent statistiquement en moyenne tous les $\lambda/2$.

2.5 Résolution du phénomène de trajets multiples en LTE

Dans LTE, l'utilisation des techniques MIMO et l'OFDM permet de résoudre ce problème. Pour comprendre comment l'OFDM se comporte avec IES (interférence entre symboles) induites par trajets multiples, considérons la représentation dans le domaine temporel d'un symbole OFDM montré dans la figure ci-dessous. Le symbole OFDM est constitué de deux composantes principales: le CP (Cyclic Prefix) et une période FFT. La durée du CP est déterminée par le plus haut degré prévu de delay spread pour l'application visée. Lorsque les signaux transmis arrivent au niveau du récepteur par deux chemins de différentes longueurs, ils sont décalés dans le temps comme la montre la figure ci-dessous. [17]

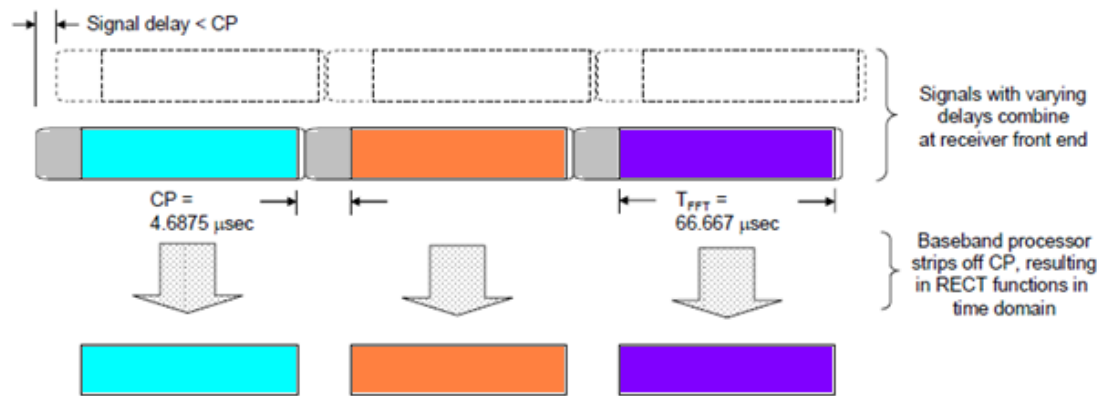


Figure (2-7) - L'OFDM Elimine l'IES via des périodes symbole plus longues et le préfixe cyclique -

Au sein de la période de CP, il est possible d'avoir une distorsion portée par un symbole précédent. Toutefois, avec un CP d'une durée suffisante, les symboles précédant ne rejaillissent pas sur la période FFT, il n'y a que des perturbations causées par les « copies » échelonnées dans le temps, du symbole actuel. Une fois la réponse impulsionnelle du canal est déterminée (par transmission périodique des signaux de référence connus), les distorsions peuvent être corrigées en appliquant un décalage de base d'amplitude et de phase sous-porteuse par sous-porteuse.

A noter que toute l'information pertinente pour le récepteur est contenue dans la période FFT. Une fois que le signal est reçu et numérisé, le récepteur supprime tout simplement le CP. Le résultat est une impulsion rectangulaire qui, au sein de chaque sous-porteuse, est d'une amplitude constante sur la période de la FFT. Et concernant les systèmes MIMO, ils permettent de combattre efficacement les évanouissements et les interférences en exploitant la diversité produite par le canal MIMO (constitué de sous canaux), en renvoyant la même donnée à travers plusieurs émetteurs.

2.6 Pertes moyennes hors espace libre

Déduite de l'équation des télécommunications, l'équation 2.3 permet d'estimer les pertes dans le canal. Sauf que cette relation n'est valable que dans le cas d'espace libre. Dans un cas réel, c'est-à-dire hors espace libre, cette relation n'est plus exploitable. Ceci est principalement dû aux phénomènes qui apparaissent en présence d'obstacle. Le dimensionnement théorique du canal est très complexe. Cependant, des campagnes de sondage du canal ont permis d'élaborer des relations empiriques permettant d'estimer les

pertes moyennes de puissance dans des canaux réalistes. L'équation 2.4 ci-dessous est une relation qui permet d'estimer les pertes dues au canal de propagation. Elle s'exprime en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur, le gain des antennes, la fréquence porteuse de l'onde et le type de canal de propagation.

$$L' = 32.44 + 20 \log_{10}(f) - 10 \log_{10}(G_e G_r) - 10 \alpha \log_{10}(d) \quad (\text{Eq. 2.4})$$

Où f est la fréquence de l'onde émise en MHz et d la distance entre les deux antennes exprimée en km [18].

Comme on peut le déduire de cette relation, les pertes moyennes de puissance ne sont plus proportionnelles à d^2 comme c'était le cas dans un espace libre, mais à d^α où α est une variable dépendante de l'environnement. Les différentes valeurs de α en fonction du type d'environnement sont présentées dans le tableau suivant :

Environnement	Valeur de α
Espace Libre	2
Urbain	2.7 à 3.5
Urbain dense	3 à 5
Intérieur de bâtiment de type bureau avec trajet direct	1.6 à 1.8
Intérieur de bâtiment de type bureau sans trajet direct	4 à 6
Intérieur de bâtiment de type hall sans trajet direct	2 à 3

Tableau (2-1) - Valeur de la variable α en fonction du type d'environnement -

2.7 Bruit radioélectrique

Un signal radioélectrique est dit bruit s'il ne transporte pas l'information utile et perturbe la liaison. Il est considéré comme aléatoire. Le milieu de propagation ainsi que les dispositifs électroniques de l'émetteur et du récepteur sont respectivement ces origines externes et internes. Les sources de bruits externes peuvent être de nature extra-terrestre ou terrestre. Elles regroupent les bruits et les parasites atmosphériques, les rayonnements divers captés par l'antenne, les interférences éventuelles entre les utilisateurs du milieu de transmission ou encore les bruits d'origine industrielle. Le bruit interne a pour origine le mouvement brownien des électrons présents dans les composants électroniques du récepteur. Ces

électrons évoluent indépendamment les uns des autres, tout en suivant une même loi. Le bruit interne peut alors être modélisé, d'après le théorème de la limite centrale, par un processus gaussien.

Le bruit interne est considéré comme blanc, ce qui veut dire que sa densité de puissance est la même quelque soit la fréquence.

2.8 Shadowing

Le shadowing ou effet de masque est modélisé par une loi gaussienne (en dB, la loi est donc normale). Il représente une variation sur les conditions de propagation, tantôt favorable (par exemple visibilité directe), tantôt défavorable (par exemple lors de la présence d'un obstacle important entre l'émetteur et le récepteur).

2.9 Fading

Le fading est dû à la réception simultanée de signaux d'amplitudes aléatoires et de phases aléatoires correspondant aux différents trajets d'un même signal [19]. L'enveloppe du signal reçu (i.e. l'amplitude du champ) est modélisée par une loi de Rayleigh ou une loi de Rice. On utilisera une loi de Rayleigh lorsque les rayons proviennent de toutes les directions avec une puissance voisine et une loi de Rice lorsque parmi tous les rayons se dégage un trajet prédominant.

2.10 Effet Doppler

Dans la majorité des configurations le point d'émission ou le point de réception sont en mouvement l'un par rapport à l'autre. De même, les éléments à l'intérieur du canal de propagation ne sont pas toujours fixes. Cette mobilité dans le canal de propagation se traduit par un décalage entre la fréquence du signal émis et la fréquence du signal reçu.

Pour LTE, l'OFDM est sensible à l'effet Doppler, qui cause des interférences entre les sous-porteuses, et c'est l'un des problèmes qui a poussé 3GPP à opter pour la technique SC-FDMA en uplink.

Prenons l'exemple le plus simple d'une onde plane arrivant avec un angle α au niveau d'un récepteur en mouvement ayant une vitesse v constante (voir figure 2.8).

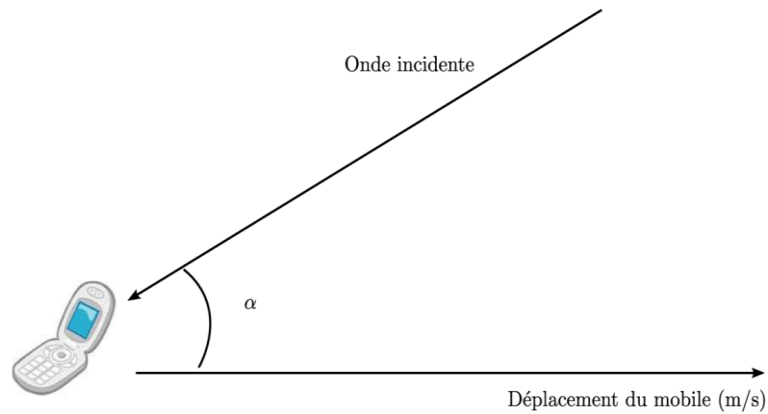


Figure (2-8) - Représentation schématique du déplacement d'un mobile -

Le décalage Doppler observé est égal à $f_d = f \frac{v}{c} \cos(\alpha) = \frac{v}{\lambda} \cos(\alpha)$. L'onde arrive alors au niveau du récepteur avec une fréquence égale à $f_0 + \mu$ (μ , décalage Doppler). Suivant la valeur de l'angle d'arrivée α , le décalage Doppler est réparti sur l'intervalle $[-f_d^{max}; f_d^{max}]$, où f_d^{max} est le décalage Doppler maximum et est donné par la relation suivante (valeur prise pour $\alpha = 0$) :

$$f_d^{max} = f_0 \frac{v}{c} \quad (Eq. 2.5)$$

c étant la vitesse de l'onde électromagnétique dans le vide.

Dans le cas de la propagation multi-trajets, un effet Doppler affecte chaque trajet. Le spectre du signal se retrouve donc étalé dans la bande $[-f_d^{max}; f_d^{max}]$, comme le montre la figure 2-9 à condition de travailler à une fréquence fixe.

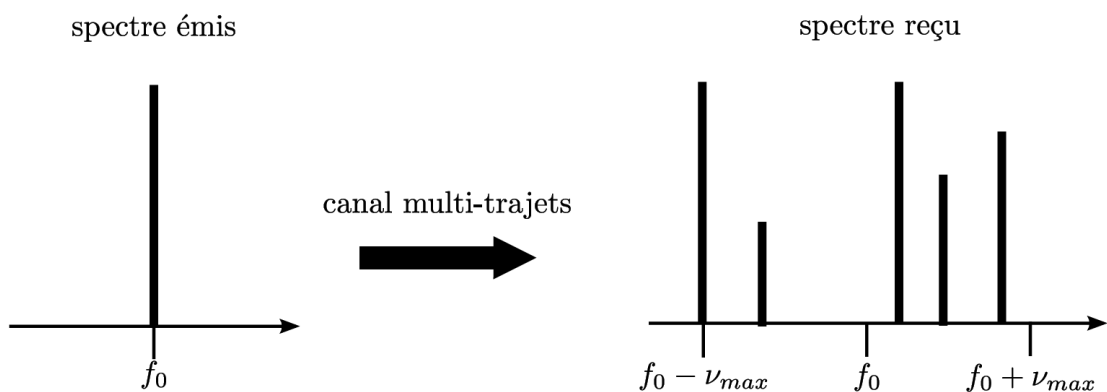


Figure (2-9) - Représentation de l'effet Doppler -

On peut ajouter que le spectre Doppler possède une forme caractéristique en U. Cette répartition est une loi de probabilité. Elle signifie que lorsqu'un signal est transmis à une

certaine fréquence f_0 , il sera plus probablement reçu autour de $f_0 - \mu$ ou $f_0 + \mu$ que de f_0 [20].

2.11 Conclusion :

Le canal de propagation est le milieu physique utilisé pour envoyer le signal de l'émetteur vers le récepteur. Dans les transmissions sans fil, le canal peut être l'atmosphère (espace libre (radio hertzienne)). Quel que soit le milieu utilisé pour la transmission de l'information, le signal transmis est altéré d'une façon aléatoire par l'évanouissement et les interférences causé par le bruit, le fading et l'effet Doppler, ainsi qu'un ensemble de phénomènes (la réflexion/réfraction, la diffraction, la transmission, la diffusion), ces derniers causent le problème du multi trajet, qui est résolu dans la LTE par les deux techniques MIMO et OFDM.

Chapitre 3 Modèle de canal radio

3.1 Introduction

L'optimisation d'une liaison ou la prédiction de ses performances dans un environnement donné, nécessite la caractérisation du canal de propagation de façon plus fine, en s'intéressant notamment aux directions de départ et d'arrivée des rayons et, plus généralement, en introduisant un aspect multidimensionnel. Parallèlement aux nouvelles techniques de mesures développées autour de sondeurs de canal performant, des modèles de canal ont été proposés, notamment dans le cadre des actions de recherche concertées européennes COST 273 et COST 2100. La caractérisation et la modélisation, et aussi les applications visées étant essentiellement les communications à l'intérieur des bâtiments ou dans des environnements confinés liés aux transports tels que des gares, des zones d'échanges multimodaux et des tunnels routiers ou ferroviaires.

3.2 Modélisation de canaux

Les difficultés dans la modélisation d'un canal (radio) sans fil sont dues aux processus de la propagation complexe. Un signal transmis arrive au récepteur à travers différents mécanismes de propagation. (Illustrés dans la figure (3.1)).

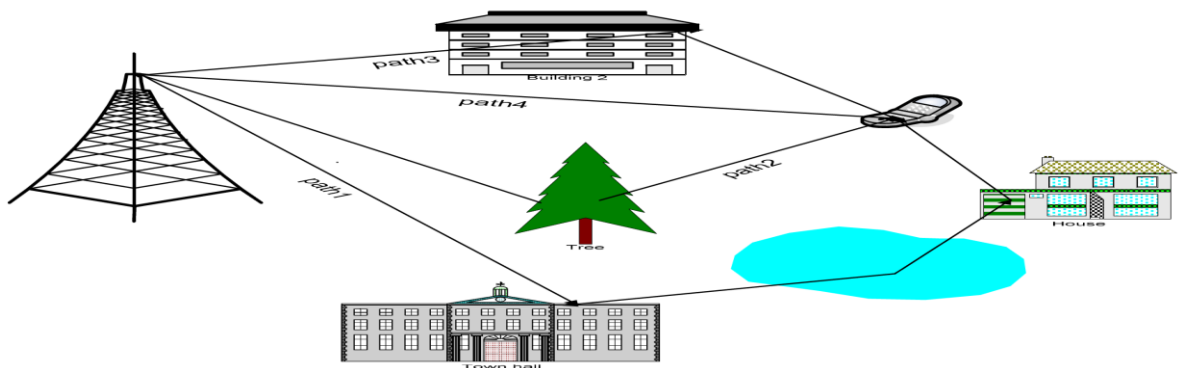


Figure (3-1) - La propagation du signal par des chemins différents montrant les phénomènes de propagation par trajets multiples -

Les mécanismes de propagation sont associés aux mécanismes de base suivants:

- L'espace libre ou la ligne de propagation directe LOS
- La réflexion spéculaire due à l'interaction des ondes électromagnétiques avec les plans et surfaces lisses qui ont de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde.
- Diffraction provoquée par la flexion des ondes électromagnétiques dans les coins des bâtiments.
- La diffusion ou la dispersion due à des contacts avec des objets ayant des surfaces irrégulières ou des formes avec des tailles de l'ordre de longueurs d'onde.
- La transmission à travers des objets qui provoquent une absorption partielle de l'énergie.

Il est important de noter que le niveau d'information sur l'environnement d'un modèle de canal dépend fortement de la catégorie du système de communication en cours d'évaluation. Pour prédire la performance des récepteurs à bande étroite, des modèles de canal classique qui fournissent des informations sur les distributions de niveau de puissance du signal et de décalage Doppler des signaux reçus, peuvent être suffisantes. Les nouvelles technologies (tel que, UMTS et LTE) s'appuient sur la conception typique de l'étalement Doppler et à l'évanouissement, intégrer aussi de nouveaux concepts tels que :

- L'écart délai.
- La direction de départs (DOD).
- La direction d'arrivée (DOA).
- La géométrie adaptative d'antenne réseau.

La présence de trajets multiples avec des retards différents, atténuations, le DOD et DOA donnent lieu à un canal de propagation par trajets multiples très complexes.

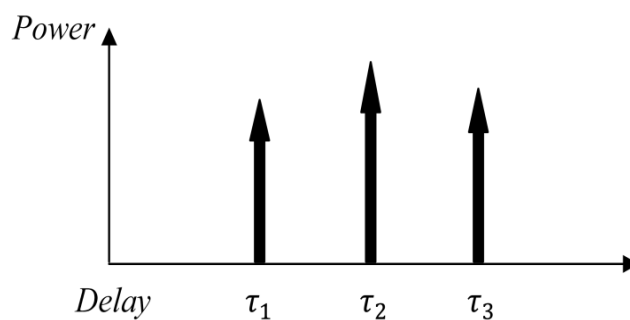


Figure (3-2) - Profil de retard puissance d'un canal à trajets multiples -

Les signaux à trajets multiples arrivent au récepteur avec différentes longueurs de chemin de propagation. Les différentes longueurs de trajets causent des retards de propagation. La figure (3-2) illustre le profil de retard de puissance (Power Delay Profile PDP) d'un canal à trajets multiples avec trois voies distinctes. Selon les phases des signaux à trajets multiples l'interaction peut se faire de façon constructive ou destructive au niveau du récepteur. Cela rend la puissance des trajets variable dans le temps comme indiqué dans la figure (3-3).

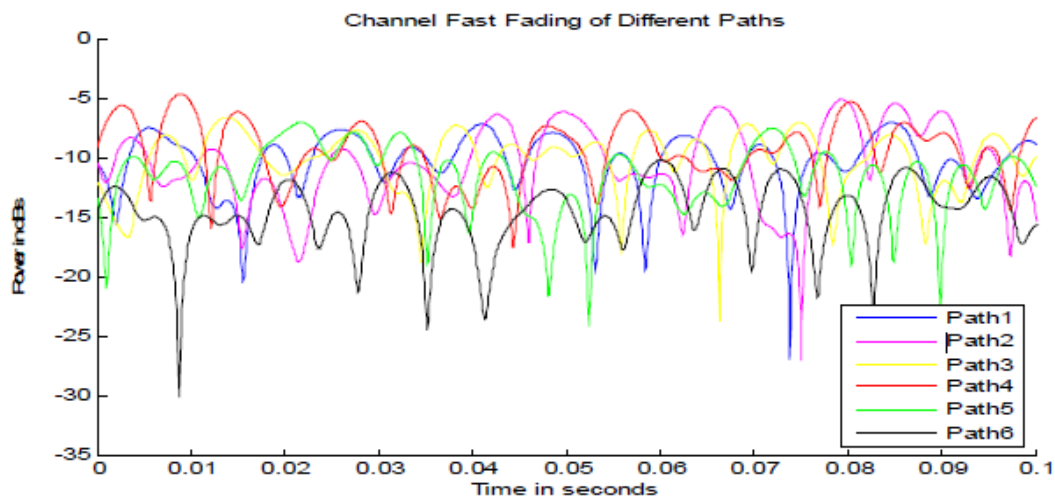


Figure (3-3) - le niveau de puissance du signal reçu variant dans le temps du canal de propagation à trajets multiples -

La dégradation du niveau du signal reçu à cause des effets multiples peuvent être classés en grand composant de chemin perte d'échelles, de taille moyenne variant lentement composant avec la distribution log-normale et petite composante rapide échelle fading avec distribution de Rayleigh ou Rice en fonction de l'absence ou la présence de LOS composante entre l'émetteur et le récepteur. [21]

3.3 Modèles de propagation

3.3.1 Modèle de propagation à grande échelle

Le modèle de propagation à grande échelle est utilisé pour caractériser la puissance du signal reçu en faisant la moyenne des niveaux d'amplitude ou la puissance du signal reçu sur de grandes distances entre émetteur-récepteur dans la gamme des centaines ou des milliers de longueur d'onde. Les modèles à grande échelle sont souvent dérivés des données mesurées. Toutefois, les modèles semi-empiriques sont employés dans les petites régions pour atteindre une plus grande précision. Les modèles théoriques utilisés sont appliqués sur des

données mesurées pour obtenir le modèle désiré pour un scénario de propagation particulier.

3.3.2 Modèle de propagation à moyenne échelle

Le modèle de propagation à échelle moyenne détermine les variations progressives de l'amplitude moyenne locale ou la puissance moyenne locale du signal reçu sur un canal à trajets multiples à temps variant lorsque la station mobile se déplace sur des distances de plus d'une dizaine ou centaines de longueur d'onde. Certaines composantes existantes vont disparaître alors que de nouveaux éléments apparaissent. Pour les mesures à bande étroite, il est observé que les variations de la puissance moyenne locale du signal reçu suivent une distribution log-normale qui est appelé évanouissement lent ou "L'ombrage". Les écarts à la moyenne et le niveau sont déterminés à partir du modèle de propagation à grande échelle dans l'environnement d'intérêt. L'ombrage est causé par des obstacles comme des immeubles, des arbres et de feuillages. [21]

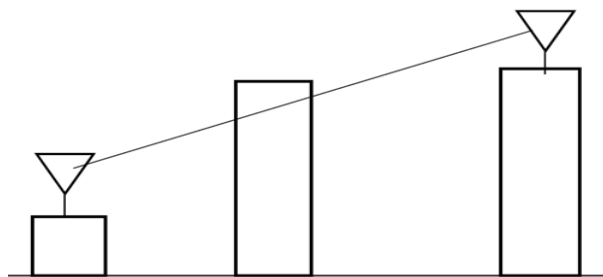


Figure (3-4) - L'ombrage -

Le canal à large bande est caractérisé par le temps de réponse impulsionnelle du canal de la variante :

$$h(t, \tau) = \sum_n a_n(t) e^{j\phi_n(t)} \delta(\tau - \tau_n) \quad (\text{Eq.3.1})$$

Où :

- a_n est l'amplitude.
- ϕ_n est la phase.
- τ_n est le retard de la $n^{\text{ième}}$ composante arrivant à un moment donné t .

3.3.3 Modèle de propagation à petite échelle

Ce modèle est utilisé pour caractériser les variations rapides de la puissance du signal reçu en raison de changements dans les phases quand un terminal mobile se déplace sur de petites

distances de l'ordre de quelques longueurs d'onde ou sur des durées courtes de l'ordre de quelques secondes. Puisque la puissance moyenne reste constante au cours de ces petites distances, à petite échelle la décoloration peut être considérée comme superposée à grande échelle à la décoloration pendant des modèles à grande échelle. La description la plus commune de petite échelle est la décoloration par le biais de la distribution de Rayleigh.[21]

$$f_{\alpha}(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} e^{-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}} \quad \alpha \geq 0 \quad (\text{Eq.3.2})$$

Cette distribution représente la somme des amplitudes du même ordre d'un grand nombre de composantes non corrélées avec des phases réparties uniformément dans l'intervalle $(0, 2\pi)$. Le σ est paramètre de la valeur quadratique moyenne du signal reçu. Dans le cas de la composante de la ligne de vue (LOS), l'affaiblissement du signal peut être modélisé en utilisant la distribution de Rice.

$$f_{\alpha}(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} I_0\left(\frac{\alpha\rho}{\sigma^2}\right) e^{-\frac{\alpha^2+\rho^2}{2\sigma^2}} \quad \alpha \geq 0 \quad (\text{Eq.3.3})$$

Où

- I_0 représente la modification de la fonction de Bessel de première espèce et d'ordre zéro,
- ρ est l'amplitude de la ligne de la composante de vue (LOS).

S'il n'y a pas de composante LOS, la distribution de Rice peut se résumer comme la distribution de Rayleigh.

Dans le cas de la modélisation à large bande, chaque chemin de la réponse impulsionnelle peut être modélisé comme une distribution de Rayleigh avec une phase uniforme, sauf le cas LOS. En LOS, premier chemin suit une distribution de Rice.

3.4 Classification des modèles

On distingue plusieurs critères suivant lesquels, on peut classifier les modèles des canaux MIMO. On y discerne principalement l'applicabilité fréquentielle du modèle (bande étroite/large bande), l'interprétation du modèle (physique/analytique) ou la nature probabiliste du modèle (déterministe/stochastique/déterministe-stochastique).

- **La première classification distingue les modèles large bande**, tenant compte de la sélectivité du canal, des modèles en bande étroite supposant la même fonction de transfert sur toute la bande fréquentielle du système.

- **La deuxième classification les modèles des canaux MIMO** peuvent être aussi classifiés en modèles physiques et modèles non-physiques. Ces derniers se basent sur les propriétés statistiques du canal. L'approche alternative utilise des paramètres physiques pour décrire la propagation telle que les directions d'arrivée, les directions de départ et le temps de retard.
- **La troisième classification**, se base sur la nature probabiliste du modèle; déterministe, stochastique ou la combinaison de deux [22].

3.4.1 Modèles de canal standard

Les Modèles de canal standard peuvent être développées par la mise en place d'un système de travail pour les modèles génériques de canal et de trouver l'ensemble de paramètres qui doivent être déterminés pour la description de la chaîne. L'autre méthode est de mettre en place des campagnes de mesure et d'extraction des valeurs numériques des paramètres et de leurs distributions statistiques.

3.4.2 Différents types de projets

Les projets, COST, Advanced TDMA Mobile Access, UMTS **CO**de **DI**vision **Te**stbed (CODIT), ont mené des campagnes de mesure étendue pour créer des ensembles de données pour la modélisation de canaux SISO, SIMO et MISO ; et ces efforts constituent la base pour les modèles du canal de l'UIT.

COST est synonyme de «European **CO**operation in the Field of **Sc**ientific and **Te**chnical Research ». Plusieurs efforts COST ont été consacrés au domaine des communications sans fil, notamment la modélisation de la propagation radio :

- COST 207 pour le développement de la deuxième génération de communications mobiles (GSM).
- COST 231 pour l'extension GSM et de troisième génération (UMTS) systèmes.
- COST 259 « communications sans fil flexible et personnalisé (1996-2000) ».
- COST 273 «Vers mobiles multimédias à large bande des réseaux (2001-2005) ».

3.4.3 Modèles basés sur les paramètres directionnels

La deuxième sous-classe des modèles géométrique-stochastiques se base sur une représentation générique de la réponse impulsionnelle afin de tenir compte de la majorité des effets de la propagation.

La fonction de transfert du canal est déduite de la représentation doublement directionnelle de la réponse impulsionnelle tout en tenant compte de la configuration et des diagrammes de rayonnement des antennes. Généralement, le développement de ces modèles nécessite deux étapes.

La première consiste à formuler un modèle générique de canal et à définir ses paramètres. La deuxième réside dans les campagnes de mesures et l'extraction des distributions de ces paramètres. [22]

3.4.4 Modèle du COST 259/273

Ces projets ont élaboré des modèles de canal basé sur des campagnes de mesure étendue, y compris les caractéristiques directionnelles de propagation des ondes radio (COST 259 et COST 273) en macro, micro et pico-cellules et sont appropriés pour des simulations avec des antennes intelligentes et les systèmes MIMO. Ces modèles de canal constituent la base de normes de l'UIT pour les modèles de canal au-delà des systèmes 3G.

COST 259 :

Le modèle COST 259 figure parmi les tous premiers modèles utilisant l'information directionnelle. Il représente aussi la base de plusieurs modèles plus évolués. Il repose sur la caractérisation de la réponse impulsionnelle doublement directionnelle

Il est défini pour 13 environnements (urbain, espace ouvert, l'intérieur d'un bureau, ...) incluant les scénarios macro-, micro- et pico-cellulaires.

Chaque environnement est décrit par des paramètres externes tel que la hauteur de la station de base et la fréquence centrale et par des paramètres globaux définis par un ensemble de densité de probabilité et de moments statistiques propres à chaque type d'environnement.

COST 259 établit la notion de "zone de visibilité" qui permet de modéliser l'apparition et la disparition des clusters. Une zone de visibilité est une étendue physique dont le cluster associé contribue à la réponse impulsionnelle si le mobile s'y trouve. Elle est de forme circulaire paramétrée par son rayon et par des zones de transition afin de lisser la transition activation/désactivation du cluster correspondant.[23]

COST 273 :

Ce modèle montre une forte similarité avec le modèle précédent. La différence consiste dans l'extension à d'autres types d'environnement et l'intégration du phénomène d'interactions

multiples du signal .Trois types de clusters sont définis afin de couvrir les différents types d'interactions :

- des clusters locaux au voisinage de l'émetteur et/ou du récepteur
- des clusters à une seule interaction
- des clusters à double interaction.

Les types des clusters utilisés dépendent du type de l'environnement. [23]

3.4.5 Modèle 3GPP SCM

Le modèle spatial du canal (Spatial Channel Model) est développé par 3GPP, dans le but d'avoir une référence commune et représentative du canal MIMO pour évaluer les différents systèmes multi-antennes en environnement outdoor. Ce modèle consiste en deux parties : un modèle de calibration et un modèle de simulation système.

- **Modèle de calibration** : Le modèle de calibration est un modèle très simplifié du canal dont le but est de tester la justesse de l'implémentation de la simulation et d'assurer la compatibilité entre les différents simulateurs. Ainsi, il permet de détecter les erreurs possibles au niveau de l'implémentation et non pas de tester les performances des algorithmes ou des systèmes. Généralement, ce modèle se limite à la représentation d'un seul lien radio entre l'émetteur et le récepteur.
- **Modèle de simulation** : Ce modèle, développé afin d'évaluer les performances du système, est appelé modèle du canal. Il utilise l'approche double-directionnelle dans sa description du canal ce qui offre le choix de modifier les caractéristiques, les géométries et les orientations des antennes utilisées. [24]

On distingue deux points de différence. Le premier est qu'il ne s'agit pas d'un modèle continu. Le deuxième est qu'il ne décrit pas un mouvement continu d'importante portée mais il considère différentes positions de l'émetteur au sein de la même cellule. Cependant, ce modèle est conçu de manière à tenir compte de la corrélation entre les différents paramètres.

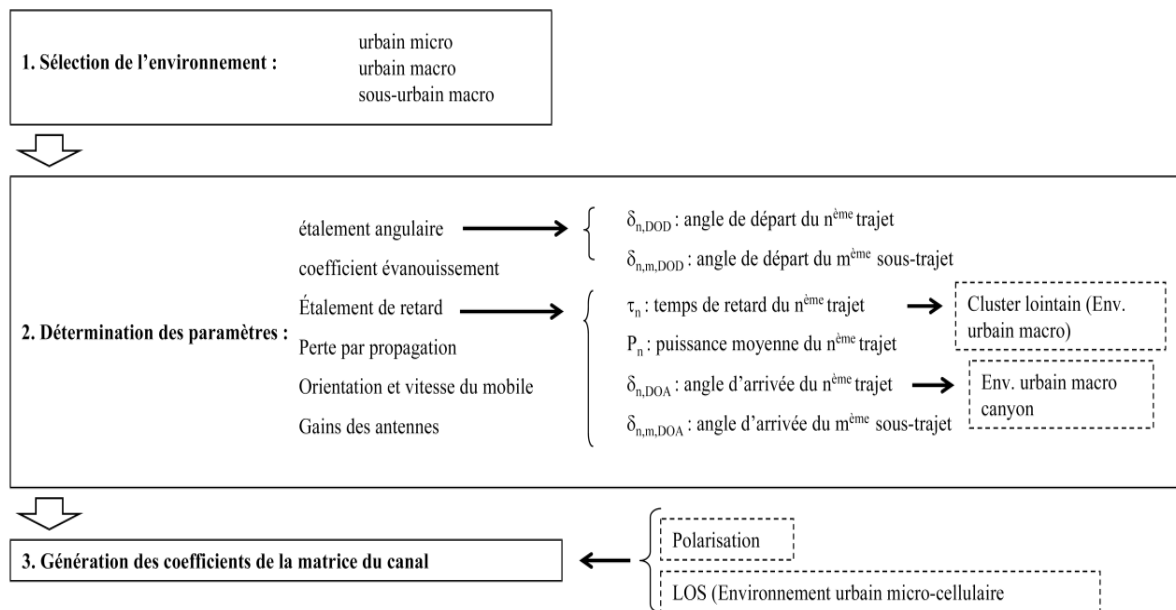


Figure (3-5) - Modèle 3GPP -

Il différencie trois types d'environnements :

- environnement urbain macro-cellulaire.
- environnement sub-urbain macro-cellulaire.
- environnement micro-cellulaire.

3.4.6 Modèle à diffuseurs finis

L'idée principale de cette méthode est d'approcher la fonction du canal par une somme discrète finie des contributions des trajets liant l'émetteur au récepteur. Dans le cas d'un canal doublement-directionnel à propagation planaire, Tx et Rx seront couplés à travers un nombre fini de trajets ayant PRx directions d'arrivée (DOA) à la réception et PTx directions de départ (DOD) à l'émission.

3.4.7 Extension du modèle de Saleh-Valenzuela (SVM)

Le modèle SVM est un modèle non-directionnel empirique. Il suppose que les éléments de la réponse impulsionnelle d'un canal à trajets multiples forment des groupes ce qui correspond à des clusters de diffuseurs. Il a été étendu en intégrant les caractéristiques angulaires du canal doublement-directionnel.

3.4.8 Modèles UIT du canal à trajets multiples

Les modèles standard de canaux multiples proposé par l'UIT utilisés pour le développement de la 3G "IMT-2000" sont fondamentalement semblables dans leur structure pour les modèles 3GPP canal à trajets multiples. Le but de ces modèles de canal est de

développer des normes qui aident les concepteurs de systèmes et les planificateurs de réseau pour la conception des systèmes et la vérification des performances. Au lieu de définir des modèles de propagation pour tous les environnements possibles, l'UIT a proposé une série d'environnements de test, de manière adéquate, la durée de tous les environnements d'exploitation possible et la mobilité des utilisateurs. Dans notre travail, nous avons utilisé des modèles UIT canal standard pour les environnements piétons et véhicules.[22]

3.4.9 Modèle d'UIT Pedesrian-A, B

La vitesse mobile est considérée comme 3 kilomètres par heure dans chacun de ces cas. Pour le modèle Pedesrian-A les stations de base avec la hauteur des antennes faible sont situés à l'extérieur pendant que l'utilisateur Pedesrian-B est situé à l'intérieur des bâtiments ou dans des zones ouvertes. Le Fading peut suivre la distribution de Rayleigh ou Rice en fonction de la localisation de l'utilisateur. Le nombre de taps dans un modèle Pedesrian-A est 3, tandis que le Pedesrian-B dispose de 6 taps. Les puissances moyennes et les retards par rapport aux taps des canaux à trajets multiples sur la base des recommandations de l'UIT sont donnés dans le tableau (3.1).[25]

Tap N°	Pedestrian-A		Pedestrian-B		Doppler Spectrum
	Relative	Average	Relative	Average	
	Delay (ns)	Power (dB)	Delay(ns)	Power (dB)	
1	0	0	0	0	Classical
2	110	-9.7	200	-0.9	Classical
3	190	-19.2	800	-4.9	Classical
4	410	-22.8	1200	-8	Classical
5	NA	NA	2300	-7.8	Classical
6	NA	NA	3700	-23.9	Classical

Tableau (3-1) - Average powers and Relative Delays of ITU multipath Pedestrian-A and Pedestrian-B cases -

3.4.10 Modèle UIT « véhicules-A (V-30, V-120 et V-350)

L'environnement du véhicule est classé par des cellules macro avec une capacité plus élevée, un spectre limité et une grande puissance transmise. Le signal reçu est composé de réflexions

multiples, sans la composante LOS. Le niveau du signal reçu diminue avec la distance qui passent pour les exposant perte varie entre 3 et 5 dans le cas des zones urbaines et suburbaines. Dans les zones rurales la perte de trajet peut être inférieure à tout précédente dans les zones montagneuses, en négligeant le blocage chemin, un exposant d'atténuation de perte chemin de près de 2 peut être approprié.

Pour les environnements des véhicules, nous avons utilisé les modèles de véhicules de l'UIT-. Les vitesses des mobiles sont de 30 km/h, 120 km/h et 350 km/h. Les scénarios de propagation pour la LTE, avec des vitesses de 120 km/h à 350 km/h, pour modéliser des scénarios à grande vitesse (par exemple train à grande vitesse à 350 km/h). La fréquence porteuse maximale sur toutes les bandes de fréquence est $f = 2690$ MHz et le décalage Doppler à cette vitesse '350 km/h' est de 900 Hz. Les puissances moyennes et les retards par rapport aux taps des canaux à trajets multiples sur la base des recommandations de l'UIT sont donnés dans le tableau (3-2).

	Tap N°					
Average Power (dB)	0	-1.0	-9.0	-10.0	-15.0	-20.0
Excess Delay (ns)	0	310	710	1090	1730	2510

Tableau (3-2) - Average Powers and Relative Delays for ITU Vehicular-A Test Environment –Ref[5]

3.4.11 Modèles ITU étendue

L'analyse effectuée par l'UIT-R a montré que l'évolution des systèmes 3G aux réseaux de futures générations, faudra modifier la technologie à grande échelle tout en nouvelle qualité de service (QoS), il faudra augmenter la bande passante de transmission.

Les Modèles de canaux dans LTE nécessitent plus de bande passante par rapport aux modèles de canal UMTS pour tenir compte de ce fait que les impulsions de canal sont associés à la résolution retard du récepteur. Ces modèles développés par 3GPP sont basées sur le modèle existant canal 3GPP et modèles de canal de l'UIT. Les modèles de l'UIT ont été prorogés pour LTE donné le nom de Etendue Pedesrian-A (EPA), Etendue de Véhicules-A

(EVA) et Etendue TU (ETU). Ces modèles de canal sont classés sur la base du retard de dispersion faible, moyenne et haute, où se répand un faible retard est utilisé pour modéliser des environnements intérieurs cellules de petite taille tandis que les écarts délai moyen et élevé sont utilisés pour modéliser des environnements urbains à grandes cellules. Les modèles hauts de dispersion des retards sont, selon le modèle urbain typique GSM. Les profils de retard de puissance de ces modèles de canal sont donnés dans les tableaux (3-3), (3-4) et (3-5), respectivement.

	Tap N°								
Average	0.0	-1.0	-2.0	-3.0	-8.0	-17.2	-20.8		
Power (dB)									
Excess	0.0	30	70	80	110	190	410		
Delay (ns)									

Tableau (3-3) - power Delay Profiles for Extended ITU Pedestrian-A Model – Ref[5]

	Tap N°									
Average	0.0	-1.5	-1.4	-3.6	-0.6	-9.1	-7.0	-12	-20.8	
Power (dB)										
Excess	0.0	30	150	310	370	710	1090	1730	2510	
Delay (ns)										

Tableau (3-4) - Power Delay Profiles for Extended ITU Vehicular-A Model - Ref[5]

	Tap N°								
Average	-1.0	-1.0	-1.0	0.0	0.0	0.0	-3.0	-5.0	-7.0
Power (dB)									
Excess	0.0	50	120	200	230	500	1600	2300	5000
Delay (ns)									

Tableau (3-5) - Power Delay Profiles for extended Typical Urban Model -

Les fréquences Doppler pour ces modèles de canaux sont définies d'une manière similaire à celle d'EUTRA. Les fréquences Doppler pour les modèles de canal LTE avec des conditions Doppler basse, moyenne et haute sont 5Hz, 70Hz et 900Hz, respectivement. Les combinaisons suivantes de dispersion des retards et l'étalement Doppler sont proposées dans; piétons étendu-A 5 Hz, étendue de véhicules-A 5Hz, étendue de véhicules-A 70 Hz et étendue urbain typique 70 Hz.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présentés les différents modèles de propagations et leurs classifications, ainsi les mécanismes de propagation qui sont liés aux phénomènes de base (le LOS et les mécanismes causant les évanouissements de multi trajet),

Afin de prédire la performance des récepteurs à bande étroite, Les nouvelles technologies (tel que, UMTS et LTE) s'appuient sur la conception typique de l'étalement Doppler et à l'évanouissement, tout en intégrant de nouveaux concepts tels que l'écart délai, la direction de départ (DOD), la direction d'arrivée (DOA), la géométrie adaptative d'antenne réseau.

Dans notre travail, nous avons utilisé des modèles UIT canal standard pour les environnements piétons et véhicules.

Dans le chapitre suivant, les techniques d'estimations de canal vont être détaillé et discutés.

Chapitre 4 : Estimation de canal

4.1 Introduction

L'estimation de canal joue un rôle important pour les systèmes MIMO-OFDM, idem pour la LTE, elle nécessite la connaissance du canal à l'émission et/ou à la réception afin d'avoir une bonne performance, elle doit être optimisée pour conserver les avantages de la technologie MIMO en termes de débit, de performance et de complexité de réalisation.

Dans le but d'égaliser le signal reçu, le récepteur doit estimer non plus un seul canal comme dans un cas mono-antenne mais un ensemble de sous-canaux constituant le canal MIMO.

Les systèmes cohérents se différencient des systèmes non-cohérents par une phase d'estimation de canal en réception. En effet, le récepteur cohérent nécessite une égalisation du signal reçu donc une connaissance des coefficients des sous-canaux. Cette phase d'estimation est généralement effectuée grâce à des symboles connus du récepteur appelés symboles pilotes et insérés dans la trame de transmission.

Les performances des systèmes cohérents sont directement liées à la qualité de l'estimation du canal de propagation. Dans les systèmes MIMO-OFDM cohérents, le récepteur doit estimer pour chaque sous-porteuse utile, c'est-à-dire associée à une donnée utile, et pour chaque symbole OFDM un ensemble de $N_t \times N_r$ coefficients. Les propriétés de sélectivité du canal de transmission, la puissance du bruit et le système MIMO utilisés sont autant de points qui doivent être pris en compte dans la construction de la trame émise ainsi que dans les algorithmes d'estimation de canal MIMO-OFDM.

On distingue dans la littérature trois grandes catégories d'estimation de canal détaillées dans la suite du chapitre :

- l'insertion de symboles pilote,
- les techniques aveugles,
- les techniques semi-aveugles avec retour de décision.

4.2 Techniques supervisées

La première technique d'estimation de canal rencontrée dans la littérature est dite supervisée et notée DA (Data Aided) ou PSAM (Pilot Symbol Assisted Modulation). Elle se base sur l'insertion dans la trame de symboles connus du récepteur appelés symboles pilotes ou symboles de référence. Un symbole connu de l'émetteur et du récepteur émis sur une sous-porteuse est appelé symbole pilote, la sous-porteuse associée étant la sous-porteuse pilote. Un symbole OFDM est dit symbole OFDM pilote quand l'ensemble de ses sous-porteuses modulées est dédié à l'estimation de canal. Une séquence d'apprentissage ou "training sequence" est constituée d'un ensemble de symboles pilotes pouvant être répartis sur plusieurs symboles OFDM consécutifs. Enfin, un préambule désignera un symbole OFDM pilote ou une succession de symboles OFDM pilotes émis.

La technique DA est généralement utilisée car simple à mettre en œuvre à l'émission et en réception. L'inconvénient majeur de la technique DA est une perte d'efficacité spectrale due à l'insertion des symboles pilotes donc de données connues parmi le flux de données transmises.[26][27]

4.3 Techniques aveugles

La seconde technique répond directement au problème de la perte d'efficacité spectrale rencontrée précédemment. C'est une technique d'estimation autodidacte ou aveugle car elle n'a pas besoin d'insérer de symboles pilotes dans la trame. Cette technique est notée par opposition à la première catégorie NDA (Non Data Aided). Elle est basée sur la connaissance de certaines propriétés statistiques du signal reçu. On peut citer parmi les propriétés du signal OFDM exploitées la redondance due à l'insertion du préfixe cyclique, l'utilisation du caractère fini de la constellation utilisée ou encore le caractère corrélé du signal reçu avec précodage linéaire à l'émission. Les principales difficultés des techniques aveugles résident dans la complexité de mise en œuvre, un temps de convergence long et une ambiguïté sur les estimées pouvant néanmoins être levée grâce à l'insertion de symboles pilotes, nous ramenant donc à la première catégorie.[27]

4.4 Techniques semi-aveugles avec retour de décision

L'estimation de canal DD (Decision Directed) est effectuée grâce aux symboles pilotes et aux signaux émis estimés. Le désavantage majeur de cette approche est que l'estimation de canal est très sensible aux erreurs de détection sur les symboles estimés. Pour diminuer l'influence de ces erreurs, le décodage de canal est utilisé pour reconstruire les symboles estimés comme dans un processus itératif de traitement d'interférences co-antenne.[27]

4.4.1 Analyse de l'étude

Les techniques les plus utilisées car offrant un bon compromis performance/complexité sont basées sur l'insertion de symboles connus dans la trame. Nous avons donc choisi dans la suite de l'étude de détailler ces techniques, d'isoler les problématiques propres au canal MIMO et d'optimiser la construction des séquences d'apprentissage et les algorithmes d'estimation.

L'optimisation des algorithmes ainsi que les répartitions et constructions des séquences d'apprentissage se font selon quatre critères. Le premier concerne la simplicité de mise en œuvre à l'émission et en réception. La seconde porte sur la robustesse vis-à-vis d'un grand nombre de sous-canaux à estimer. Le troisième vise à conserver un rapport (nombre de données utiles/nombre de symboles pilotes) le plus élevé possible. Enfin le quatrième est relatif au maintien d'une faible consommation de puissance au niveau des symboles pilotes.

4.5 Insertion de symboles pilotes

4.5.1 Description

Dans un contexte multi-porteuses, une trame est représentée dans les dimensions fréquentielle et temporelle. La dimension fréquentielle correspond aux sous-porteuses et la dimension temporelle aux symboles OFDM successifs. Les symboles pilotes peuvent être insérés dans ces deux dimensions. Cette insertion est classiquement effectuée dans le domaine fréquentiel, c'est-à-dire avant la modulation OFDM i.e. dans le flux des données utiles (voir figure 4.1).[28]

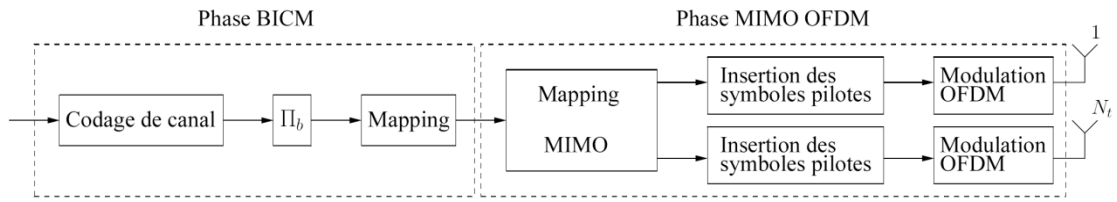


Figure (4-1) - Schéma de transmission MIMO-OFDM -

Afin d'estimer de manière unique l'ensemble des sous-canaux en réception, la construction des séquences d'apprentissage doit être optimisée en fonction des propriétés du canal de transmission et du contexte MIMO, plus précisément du nombre d'antennes en émission N_t . Dans la suite du chapitre ces aspects d'optimisation seront détaillés et nous présenterons les effets de l'insertion de symboles pilotes en terme d'efficacité spectrale et de puissance à prendre en compte dans l'exploitation des résultats.[28]

4.5.2 Exigences

4.5.2.1 Canal de propagation

Le choix des motifs de répartition des symboles pilotes dans la trame dépend des caractéristiques du canal de propagation. Soit Δ_f l'espacement dans le domaine fréquentiel et Δ_n l'espacement dans le domaine temporel entre deux symboles pilote.

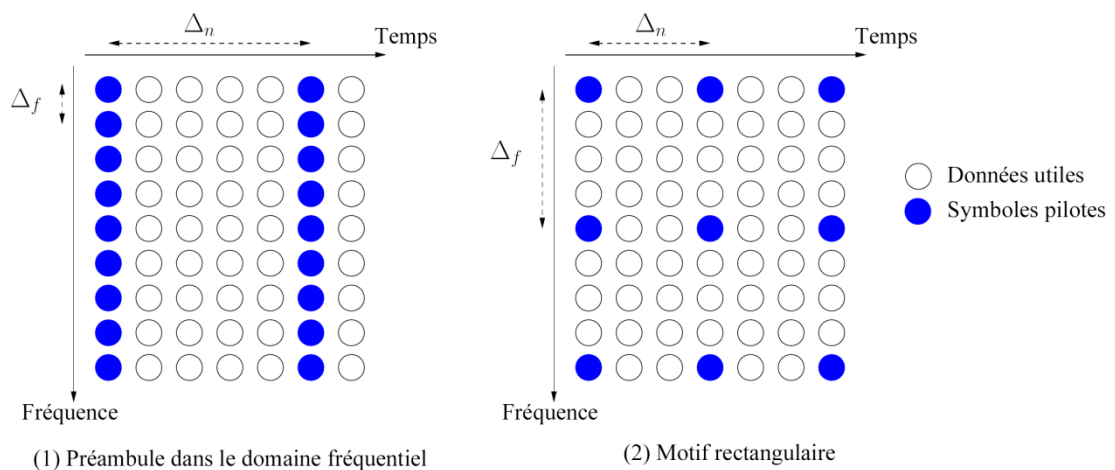


Figure (4-2) - Représentation de différents motifs de répartition de symboles pilotes pour des systèmes multi-porteuses -

D'après le théorème d'échantillonnage, l'estimation de canal est correcte si les écarts Δ_f et Δ_n respectent les conditions suivantes :

$$\Delta_n \leq \frac{T_c}{2} \quad (\text{Eq. 4.1})$$

$$\Delta_f \leq \frac{B_c}{2} \quad (\text{Eq. 4.2})$$

Avec T_c et B_c respectivement le temps de cohérence et la bande de cohérence. De nombreux motifs de répartition existent et leur robustesse vis-à-vis de la sélectivité temporelle et fréquentielle du canal est directement liée aux contraintes formulées par les équations respectivement (4.1) et (4.2).

La figure 4.2 donne deux exemples de répartition de symboles pilotes. La première répartition correspond à l'émission d'un préambule dans le domaine fréquentiel ou "full pilot". Cette répartition est robuste vis-à-vis de la sélectivité fréquentielle du canal car Δ_f est réduit simplement à l'écart entre deux sous-porteuses. Par conséquent, ce motif est adapté pour des canaux quasi-stationnaires.

La considération d'un canal dispersif en temps donc très sélectif en fréquence, dégrade les performances, afin de résoudre ce problème, tout en maintenant un faible rapport du nombre de symboles pilotes/ nombre de données utiles, D'autres répartitions sont proposés soit, la répartition diagonale, hexagonale ou encore aléatoire, qui permettent d'utiliser contrairement au motif rectangulaire (figure 4.2) différents ensembles de sous-porteuses pilotes d'un symbole OFDM à l'autre.[29]

La répartition des symboles pilotes dans un contexte MIMO doit également vérifier les contraintes formulées par les équations (4.1) et (4.2). Etant donné que chaque séquence d'apprentissage émise par antenne est reçue sur N_r antennes de réception, les grandeurs T_c et B_c à prendre en compte doivent correspondre au temps de cohérence le plus faible et à la bande de cohérence la plus faible de l'ensemble des $N_t \times N_r$ sous-canaux SISO. Ainsi, la répartition des symboles pilotes par antenne d'émission devra être optimisée en fonction du sous-canal de propagation SISO le plus sélectif en temps et en fréquence.

4.5.2.2 Construction des trames émises

Dans un cas multi-antennes, le signal OFDM reçu sur une antenne Rx_j est la superposition de N_t signaux OFDM émis. Deux contraintes s'imposent alors pour la répartition des symboles pilotes dans la trame.

- L'interférence entre les symboles pilote émis sur une antenne et les données émises sur les autres antennes, ceci peut être résolu par l'utilisation similaire d'une répartition des sous porteuses pilotes et utiles dans chaque antenne d'émission.
- L'orthogonalité entre séquences d'apprentissage dans les deux domaines doit être éprouvée pour le cas d'un canal SISO ou MIMO.

4.5.2.3 Problématique du PAPR

Lorsque le motif de répartition correspond à un préambule dans le domaine fréquentiel, la valeur des symboles pilotes agit directement sur le PAPR (Peak to Average Power Ratio). Lorsqu'un symbole OFDM pilote n'est constitué que de valeurs égales à +1, la valeur du PAPR au niveau de ce symbole OFDM pilote est très élevée ce qui entraîne une saturation du signal en sortie de l'amplification et par conséquent une détérioration des performances. Dans un cas multi-antennes, cette saturation apparaît sur chaque antenne d'émission.[29]

4.5.2.4 Perte en efficacité spectrale et en puissance

L'insertion de symboles pilotes dans le flux de données utiles entraîne une perte d'efficacité spectrale qui doit être prise en compte lors de la comparaison de systèmes utilisant des trames différentes. La perte en efficacité spectrale dans un cas SISO ou MIMO notée Q_{eff} s'exprime par :

$$Q_{eff} = \frac{\text{nombre de symboles pilotes}}{\text{nombre de symboles dans la trame}} \quad (\text{Eq. 4.3})$$

Et la perte en puissance est donnée par :

$$Q_{puis} = 10 \log_{10}(1 - Q_{eff}) \quad (\text{Eq. 4.4})$$

4.5.3. Construction des séquences d'apprentissage

Deux techniques de répartition des symboles pilotes dans la trame répondant à la problématique MIMO énoncée dans la partie 4.5.2.2 existent.

- La première technique considère des séquences d'apprentissage émises par antenne orthogonales dans le domaine fréquentiel.
- La seconde porte sur l'orthogonalité des séquences dans le domaine temporel. Cette partie détaille la construction des séquences d'apprentissage avec orthogonalité dans le

domaine fréquentiel ainsi que les algorithmes en réception adaptés à ce type de construction.

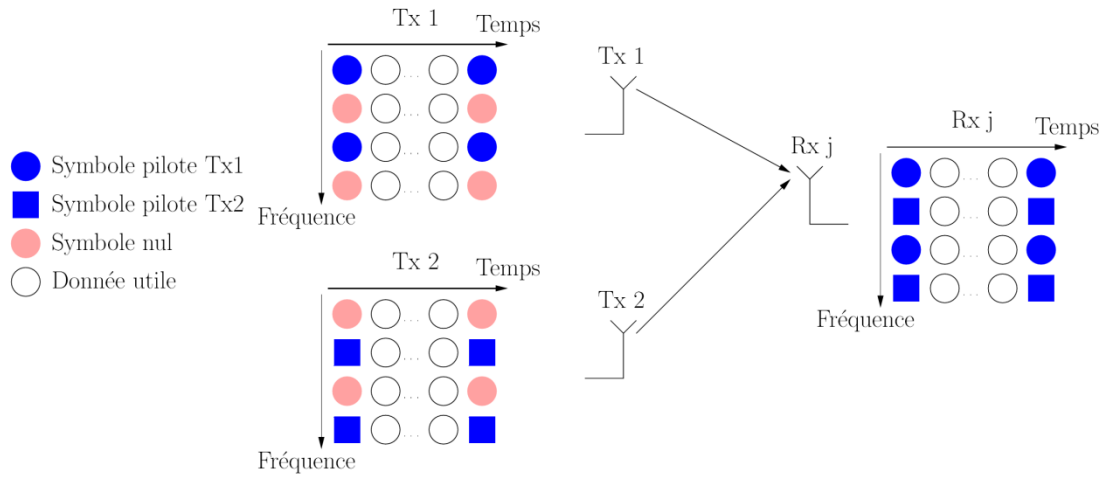
4.5.3.1 Coté émetteur

La technique de construction des séquences d'apprentissage la plus généralement utilisée dans un cas multi-antennes consiste à dédier pour l'estimation de canal un ensemble de sous-porteuses constitué de symboles pilotes et de symboles nuls. La figure 4.3 (a) donne un exemple de construction pour $N_t = 2$. Comme on peut le voir sur la figure, l'insertion des symboles nuls permet d'éviter toute interférence co-antenne dans le domaine fréquentiel entre le symbole pilote émis pour une antenne et les symboles pilotes émis par les autres antennes. De la même manière, certains systèmes insèrent dans la trame des symboles OFDM entiers nuls pour N_t-1 antennes d'émission et un symbole OFDM pilote entier pour une seule antenne.

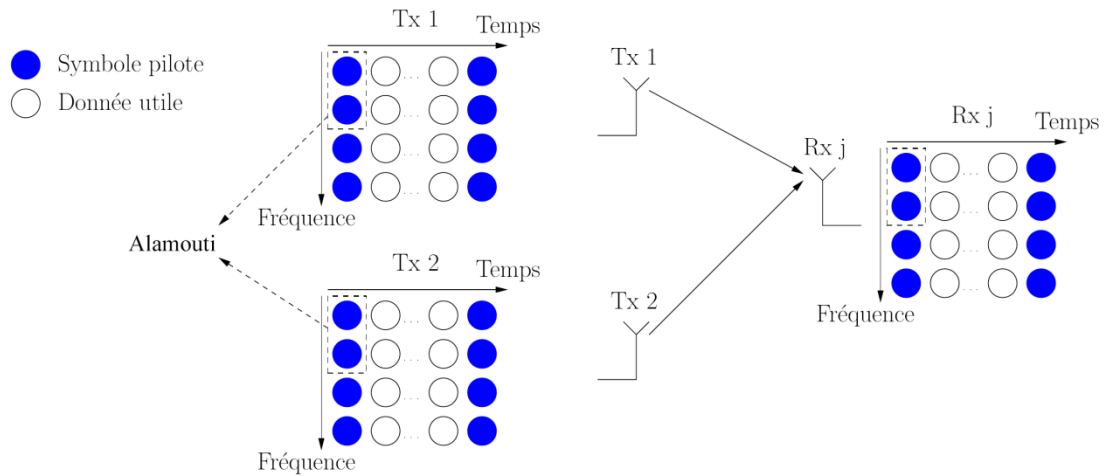
L'orthogonalité entre plusieurs symboles pilotes est assurée par l'utilisation par exemple du motif orthogonal de type Alamouti pour $N_t = 2$ (voir figure 4.3 (b)). Les différentes estimées des réponses fréquentielles sont déterminées par les estimateurs LS et MMSE correspondant aux égaliseurs LS et MMSE rencontrés pour égaliser les données reçues dans le cas d'un codage espace-temps d'Alamouti. Dans ce cas, une erreur résiduelle sur les estimées sera plus ou moins importante en fonction de la variation du canal sur le motif local considéré.

4.5.3.2 Coté récepteur

La technique d'orthogonalité dans le domaine fréquentiel par insertion de symboles nuls dans la trame permet en réception d'éviter toute interférence co-antenne sur les sous-porteuses pilotes reçues. Ainsi, chaque sous-porteuse pilote reçue correspond à un seul sous-canal (voir figure 4.3 (a)). On pose P_i le nombre de symboles pilotes non nuls associé à l'antenne Tx i . Nous avons donc le nombre de sous-porteuses pilotes reçues $P = \sum_{i=1}^{N_t} P_i$.



(a) Motif avec insertion de symboles nuls



(b) Motif orthogonal type Alamouti au niveau des symboles pilotes

Figure (4-3) - Exemples de construction de trame avec motifs orthogonaux dans le domaine fréquentiel $N_t = 2$ -

➤ **Estimateur LS**

L'estimation la plus simple à mettre en œuvre est l'estimation selon le critère des moindres carrés ou LS (Least Square) :

$$\hat{H}_p^{ji,LS}(b) = \frac{R_p^j(b)}{S_p^i(b)} = \frac{H_p^{ji}(b)S_p^i(b) + N^j(b)}{S_p^i(b)} = H_p^{ji}(b) + \frac{N^j(b)}{S_p^i(b)} \quad (\text{Eq. 4.5})$$

Avec $p = p_1, \dots, p_i$ l'indice des symboles pilotes non nuls associés à l'antenne Tx i.

$\hat{H}_p^{ji,LS}(b)$ le coefficient du canal estimé à la sous-porteuse p .

$R_p^j(b)$ le b -ième symbole OFDM reçu sur l'antenne de réception j avec b l'indice du symbole OFDM.

$S_p^i(b)$ le symbole pilote émis sur l'antenne Tx i donc connu en réception.

Cet estimateur porte également le nom d'estimateur à maximum de vraisemblance ou ML (Maximum Likelihood) [30].

Cet estimateur est simple à mettre en œuvre en réception mais souffre d'une forte sensibilité au bruit (voir équation (4.5)). Afin d'améliorer la qualité de l'estimation de canal, des algorithmes de traitement des estimées LS permettent de réduire l'effet du bruit en tirant parti de la connaissance de la variance du bruit et de la corrélation temporelle et/ou fréquentielle apportées par le canal. Ils sont détaillés dans la partie 4.6.

4.5.3.3 Analyse du problème

La construction des séquences d'apprentissage avec orthogonalité dans le domaine fréquentiel présente une simplicité de mise en œuvre en émission et en réception. En effet, l'orthogonalité et donc l'estimation est réalisée dans le même domaine que la phase d'égalisation à savoir le domaine fréquentiel. Une première technique possible est basée sur l'insertion de symboles nuls. La problématique majeure de cette technique est que le nombre de symboles nuls augmente avec le nombre d'antennes en émission. Considérons par exemple les cas MIMO $N_t = 2$ et $N_t = 4$ représentés sur la figure 4.4. En utilisant le même nombre de sous-porteuses dédiées à l'estimation de canal P , le second système dispose de deux fois moins de symboles pilotes par sous-canal SISO à estimer. Ainsi l'écart entre deux symboles pilotes dédiés au même sous-canal est augmenté ce qui rend l'estimation plus sensible à la sélectivité fréquentielle et/ou temporelle. Une seconde technique considère un motif orthogonal local mais prend comme hypothèse l'invariance du canal sur ce motif, ce qui dégrade les performances pour des canaux sélectifs.

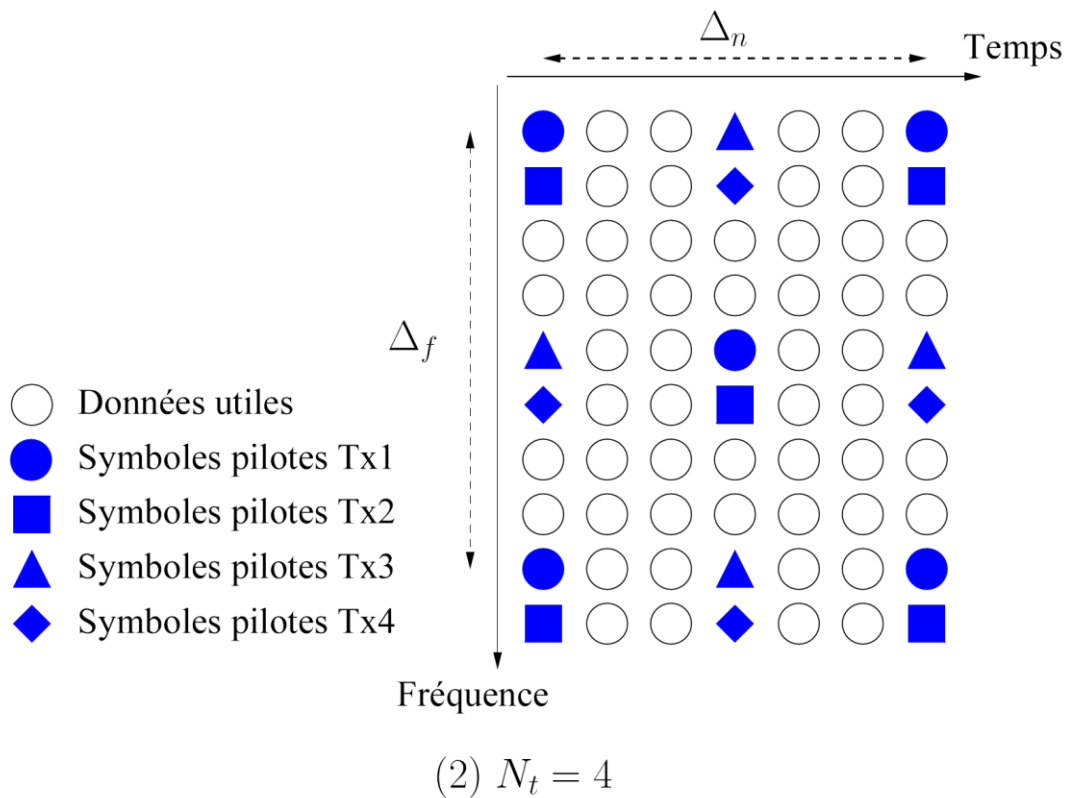
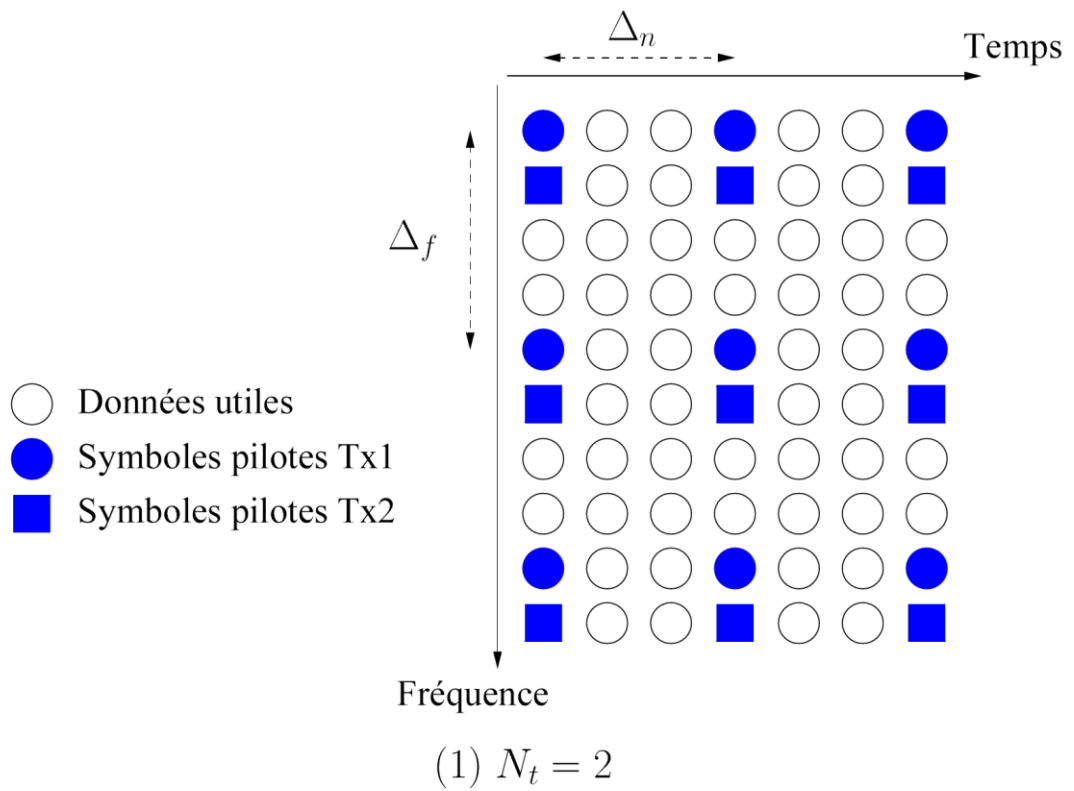


Figure (4-4) - Répartitions de symboles pilotes dans un cas SISO et MIMO $N_t = 2$ -

4.6 Techniques d'interpolation

Afin d'égaliser le signal reçu, le récepteur doit estimer $N_t \times N_r$ sous-canaux SISO pour l'ensemble des données utiles. C'est pourquoi, après avoir estimé au niveau des sous-porteuses pilotes les coefficients des sous-canaux, l'estimateur de canal doit interpoler ces coefficients à l'ensemble des données utiles. Les performances de l'estimateur sont donc liées d'une part à la qualité d'estimation des coefficients au niveau des symboles pilotes et d'autre part à la technique d'interpolation qui devra être robuste vis-à-vis des sélectivités temporelle et fréquentielle.[30]

4.6.1 Origine

Etant donné que les coefficients des réponses fréquentielles des différents sous-canaux constituant le canal MIMO ont été estimés de manière indépendante, les techniques d'interpolation qui leur sont appliquées sont identiques au cas mono-antenne. Elles peuvent être effectuées en temps et/ou en fréquence en fonction du motif de répartition des symboles pilotes utilisés.

Plusieurs techniques d'interpolation existent. Les plus simples ne tirent parti d'aucune propriété particulière du canal de propagation connue en réception. On peut par exemple citer comme interpolation dans une seule dimension l'interpolation constante, linéaire ou polynomiale. Des méthodes de régression peuvent être utilisées pour diminuer l'influence du bruit sur les estimées. D'autres types d'interpolations utilisent des propriétés du canal de transmission comme par exemple la fréquence Doppler maximale ou la dispersion des retards. Leur utilisation est détaillée dans la suite du chapitre.

4.6.2 Interpolations de type LMMSE

Les interpolations de type LMMSE (Linear Minimum Mean Square Estimator) utilisent les corrélations temporelle et/ou fréquentielle ainsi que la connaissance de la puissance du bruit pour améliorer et interpoler les estimées au niveau des symboles pilotes.[31]

4.6.2.1 Principe

Posons $H_{k',b'}^{j_i,LS}$ le coefficient estimé du sous-canal obtenu par l'algorithme LS reliant l'antenne Tx i à l'antenne Rx j pour la sous-porteuse k' du b' -ième symbole OFDM. Le principe de

l'estimateur LMMSE est d'appliquer un filtre en réception sur l'ensemble des estimées $H_{k',b'}^{ji,LS}$. Ainsi, l'estimée du coefficient du sous-canal reliant l'antenne Tx i à l'antenne Rx j pour la sous-porteuse k du b -ième symbole OFDM est égale à :

$$\hat{H}_{k,b}^{ji} = \sum_{\{k',b'\} \in P} \omega(k,b;k',b') \hat{H}_{k',b'}^{ji,LS} \quad (\text{Eq. 4.6})$$

Avec P l'ensemble des couples $\{k', b'\}$ où le sous-canal a été estimé.

Considérons dans un premier temps le vecteur des coefficients estimés pour le b -ième symbole OFDM $\hat{H}^{ji,b,LS} = [\hat{H}_0^{ji,b,LS}, \dots, \hat{H}_{N_{FFT}-1}^{ji,b,LS}]^T$

En considérant que la puissance des symboles pilotes émise est unitaire, le vecteur $\hat{H}^{ji,b,LMMSE} \in \mathbb{C}^{N_{FFT} \times 1}$ correspondant au vecteur des coefficients estimés par l'estimateur LMMSE utilisant la corrélation fréquentielle sur l'ensemble du spectre OFDM est égal à :

$$\hat{H}^{ji,b,LMMSE} = \mathcal{R}_{H_b^i H_b^j} (\mathcal{R}_{H_b^i H_b^j} + \sigma_n^2)^{-1} \hat{H}^{ji,b,LS} \quad (\text{Eq. 4.7})$$

Avec $\hat{H}^{ji,b,LS} \in \mathbb{C}^{N_{FFT} \times 1}$ le vecteur des coefficients estimés par l'algorithme LS et

$\mathcal{R}_{H_b^i H_b^j} \in \mathbb{C}^{N_{FFT} \times N_{FFT}}$ la matrice d'autocorrélation fréquentielle du canal.[31]

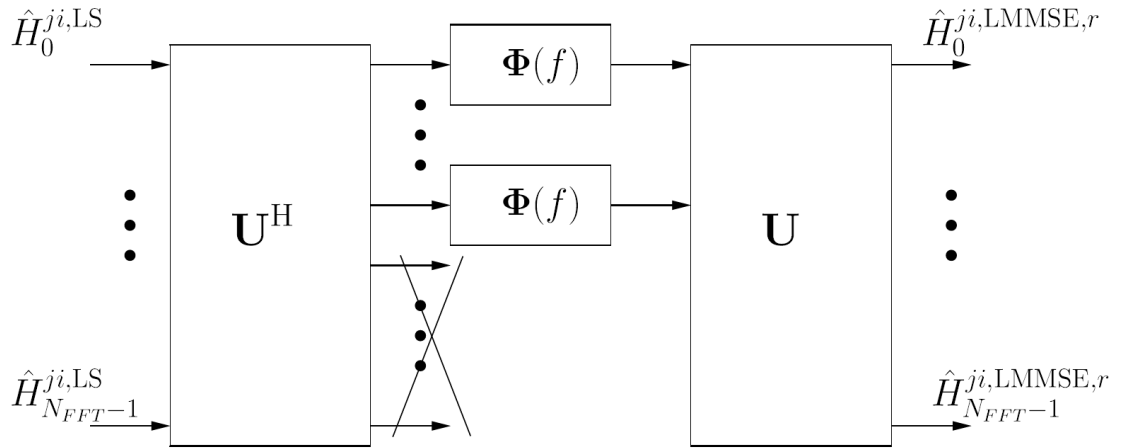


Figure (4-5) - Estimateur LMMSE avec utilisation des fonctions de corrélations fréquentielle et temporelle -

L'équation (4.7) permet donc d'améliorer l'estimation de canal obtenue par l'algorithme LS grâce à la connaissance de la corrélation fréquentielle du canal et de la variance du bruit. Cette technique peut être étendue au cas où seuls les coefficients de P_i sous-porteuses du spectre OFDM ont été estimés par l'algorithme LS. Dans ce cas, le vecteur $\hat{H}^{ji,b,LS}$ est de taille

P_i . L'estimateur LMMSE réalisant une interpolation fréquentielle à l'ensemble du spectre OFDM s'écrit :

$$\hat{H}^{ji,LMMSE} = \mathcal{R}_{H_{1,b}^{ji} H_{2,b}^{ji}} (\mathcal{R}_{H_{2,b}^{ji} H_{2,b}^{ji}} + \sigma_n^2)^{-1} \hat{H}^{ji,b,LS} \quad (\text{Eq. 4.8})$$

$$\text{Avec } H_{1,b}^{ji} \in \mathbb{C}^{N_{FFT} \times 1} \text{ et } H_{2,b}^{ji} \in \mathbb{C}^{P_i \times 1}$$

Afin d'utiliser la corrélation temporelle apportée par le canal, deux approches existent :

La première exploite la corrélation temporelle sur chaque sous-porteuse d'un symbole OFDM à l'autre. En considérant la corrélation temporelle du symbole OFDM b_1 au symbole OFDM b_2 , nous avons :

$$\hat{H}^{ji,k,b_1,b_2,LMMSE Temp} = \mathcal{R}_{H_{k,b_1,b_2}^{ji} H_{k,b'_1,b'_2}^{ji}} (\mathcal{R}_{H_{k,b'_1,b'_2}^{ji} H_{k,b'_1,b'_2}^{ji}} + \sigma_n^2)^{-1} \hat{H}^{ji,k,b'_1,b'_2,LMMSE Freq} \quad (\text{Eq. 5.9})$$

Avec $\hat{H}^{ji,k,b'_1,b'_2,LMMSE Freq}$ le vecteur des coefficients de canaux estimés d'après l'équation (4.7).

La seconde approche tire parti de la corrélation temporelle sur chaque trajet du canal (voir figure (4.5)). Un filtre $\phi(f)$ est appliqué à chaque trajet et est obtenu grâce à la connaissance en réception de la fréquence Doppler [31].

L'estimateur LMMSE pose deux problèmes. Le premier est la connaissance en réception des matrices de corrélations fréquentielle et/ou temporelle du canal. Le second réside dans la complexité d'une implémentation d'un tel estimateur.

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons évoqué la définition de l'estimation de canal, ainsi que ces différentes techniques d'estimation, nous avons focalisé notre étude sur les techniques supervisés offrant un bon compromis performance/complexité, en se basant sur l'insertion de symboles connus dans la trame (symboles pilotes).

Afin d'estimer de manière unique l'ensemble des sous-canaux en réception, la construction des séquences d'apprentissage doit être optimisée en fonction des propriétés du canal de transmission et du contexte MIMO.

Les différentes estimées des réponses fréquentielles sont déterminées par les estimateurs LS et MMSE, l'estimation la plus simple à mettre en œuvre est l'estimation selon le critère des moindres carrés LS, cette dernière souffre d'une forte sensibilité au bruit, c'est pourquoi,

après avoir estimé au niveau des sous-porteuses pilotes les coefficients des sous-canaux, l'estimateur de canal doit interpoler ces coefficients à l'ensemble des données utiles à l'aide de l'interpolation LMMSE , qui utilise les corrélations temporelle et/ou fréquentielle ainsi que la connaissance de la puissance du bruit .

Le chapitre suivant est dédié à la présentation des résultats obtenus dans le cadre de ce projet et à leur discussion.

Chapitre 5 : Résultats des simulations

5.1. Introduction

En LTE comme chaque système OFDM, l'émetteur module la séquence de messages bits en symboles PSK/QAM, effectue IFFT sur les symboles pour les convertir en signaux du domaine temporel, et les envoie à travers un canal (sans fil). Le signal reçu est généralement déformé par les caractéristiques du canal. Afin de récupérer les bits transmis, l'effet du canal doit être estimé et compensé dans le récepteur. Tel que discuté précédemment, chaque sous-porteuse peut être considérée comme un canal indépendant, tant qu'aucun brouillage entre porteuses ICI (Inter-Carrier Interference) se produit, et donc la préservation de l'orthogonalité entre sous-porteuses. L'orthogonalité permet à chaque composante sous-porteuse du signal reçu d'être exprimé comme le produit du signal transmis et de la réponse en fréquence du canal à la sous-porteuse. Ainsi, le signal transmis peut être récupéré par l'estimation de la réponse du canal juste à chaque sous-porteuse. En général, le canal peut être estimé en utilisant un préambule ou symboles pilotes connus à la fois par l'émetteur et le récepteur, qui emploient diverses techniques d'interpolation pour estimer la réponse du canal des sous-porteuses. En général, les signaux de données ainsi que la formation du signal, ou les deux, peuvent être utilisés pour l'estimation du canal. Afin de choisir la technique d'estimation de canal pour le système OFDM, de nombreux et différents aspects d'implémentation sont considérés, y compris la performance requise, la complexité des calculs et aussi la variation en temps du canal doit être prise en compte.

5.2 Objectif

Notre Objectif est de simuler et illustrer les performances de l'estimation de canal pour la LTE sur le lien descendant. Pour cela nous nous sommes intéressés aux estimateurs classiques qui sont le LS et le LMMSE. Nous avons considéré à cet effet le système SISO mono antenne

avec des blocs symboles 64QAM dont un certain nombre supposé connu du récepteur à des fins d'estimation de canal ou de synchronisation.

Pour estimer le canal, les sous-porteuses pilotes doivent être interpolées. Dans notre simulation nous avons utilisés les deux méthodes d'interpolation les plus populaires incluent l'interpolation linéaire et l'interpolation du spline cubique.

Pour visualiser graphiquement les différentes méthodes et techniques d'estimation nous avons utilisé un programme Matlab qui fait appel à trois autres algorithmes, l'algorithme qui effectue l'estimation LS, l'algorithme qui effectue l'estimation MMSE et en dernier algorithme qui nous permet d'effectuer l'interpolation linéaire et spline cubique.

Dans notre simulation on a utilisé les paramètres résumé dans le tableau suivant :

Paramètres	Spécification
Technique d'antenne	SISO
Modulation	64QAM
Taille de la FFT	$N_{fft} = 128$
Longueur du préfixe cyclique	$N_g = 16$
Nombre de symboles	$N_{sym} = 400$
Espacement entre symboles pilotes	$N_{ps} = 16$
Nombre de symboles pilotes dans un symbole OFDM	$N_p = 8$

Tableau (5-1) - Les paramètres utilisé dans la simulation -

5.3 Logiciel utilisé

Dans notre simulation nous avons utilisé le logiciel MATLAB 7.10 (Release 2013a) pour visualiser les différentes méthodes et techniques d'interpolation et d'estimation de canal d'un système SISO-OFDM comme c'est le cas pour la LTE.

5.4 Simulation

5.4.1 Introduction

Le canal de propagation vu par le récepteur peut non seulement varier d'une manière significative d'un symbole OFDM à l'autre, mais également à l'intérieur d'un même symbole OFDM. Cette variation est principalement due aux changements des conditions de propagation entre l'émetteur et le récepteur. Alors, une estimation de canal est nécessaire

pour mener à bien la démodulation complète des signaux OFDM puisque le canal radio est sélectif en fréquence et variant avec le temps pour les systèmes de communication large bande.

L'estimation de canal peut être exécutée à l'aide de l'insertion de symboles pilotes sur toutes les sous-porteuses d'un symbole OFDM avec une période spécifique, connue sous le nom de « estimation du canal par pilotes de type bloc ». Elle peut aussi être réalisée en insérant des symboles pilotes dans chaque symbole OFDM, connue sous le nom « estimation du canal par pilotes de type peigne ».

L'estimation du canal par pilotes de type bloc a été développée sous l'hypothèse d'un canal à évanouissement lent, i.e., canal invariant sur plusieurs symboles OFDM. Par contre, l'estimation du canal par pilotes de type peigne a été présentée pour satisfaire le besoin de l'égalisation quand le canal change d'un symbole OFDM à un autre ou dans un même symbole OFDM.

De plus, d'un symbole à l'autre le canal est corrélé. Bien que d'utilisation largement répandue par sa simplicité, le critère des moindres carrés (LS : Least Square) ne permet pas de profiter de la corrélation du canal entre deux symboles adjacents. En effet, sa mise en œuvre dans un tel problème reviendrait à réaliser une estimation du canal symbole par symbole. En revanche, le critère du minimum de variance de l'erreur d'estimation ou de l'erreur quadratique moyenne (MMSE : Minimum Mean Square Error) permet de prendre en compte cette corrélation, et de l'information à priori sur le canal. Dans la suite, nous utiliserons ces deux critères avec des pilotes de type peigne dans nos algorithmes d'estimation de canal.

5.4.2 Les méthodes d'interpolation utilisées

L'interpolation du canal par pilotes de type peigne peut être basée sur l'interpolation linéaire et l'interpolation du spline cubique.

5.4.2.1 Interpolation linéaire (LI : Linear Interpolation)

Dans l'algorithme d'interpolation linéaire, deux sous-porteuses pilotes successifs sont utilisés pour déterminer la réponse impulsionnelle du canal pour les sous-porteuses de données qui se trouvent entre les pilotes.[31]

5.4.2.2 Interpolation du spline cubique (CSI : Cubic Spline Interpolation)

Dans l'algorithme de CSI, la fonction de transfert de chaque sous-porteuse est approchée par un polynôme du troisième ordre. L'estimation est faite par l'obtention de coefficients polynomiaux en utilisant quatre signaux de référence adjacente et leurs dérivées secondes. Dans ce cas, étant donné N_p les points pilotes dans un symbole OFDM, N_p-1 polynômes sont obtenus. Une estimation de canal pour les symboles de données entre les symboles pilote peut alors être obtenue en utilisant des ces derniers polynômes. Dans [26], il est démontré que l'interpolation CSI s'exécute mieux que LS, ce qui est également confirmé par nos résultats de simulations.

5.4.2.3 Estimation basée sur la transformée de Fourier discrète (TFD)

Le concept de modulations multi-porteuses a été introduit à la fin des années 50 et 60 et a été utilisée dans des systèmes de communications hautes fréquences militaires. Quelques années plus tard, les chercheurs améliorent le concept en introduisant la notion de signaux orthogonaux, le concept de l'OFDM a simplifié le schéma de modulation-démodulation en utilisant la transformée de Fourier discrète inverse (TFDI) à l'émetteur et la transformée de Fourier discrète (TFD) au récepteur, plus simple à utiliser et surtout plus facile à implémenter sous forme d'algorithme rapide.

Et pour l'estimation de canal les chercheurs ont proposé un algorithme d'estimation qui utilise un développement sur une base polynomiale dans le domaine temps-fréquence pour la réponse fréquentielle du canal. Cet algorithme exploite la corrélation de la réponse de canal dans les deux domaines temps et fréquences.

Pour davantage réduire le niveau de bruit, la technique d'estimation de canal basée sur la TFD a été développée pour améliorer les performances de l'estimation de canal LS et MMSE en éliminant l'effet du bruit. La figure V-1 montre un schéma bloc d'estimation de canal basée sur la TFD. Notez que le retard maximum du canal L doit être connu à l'avance.

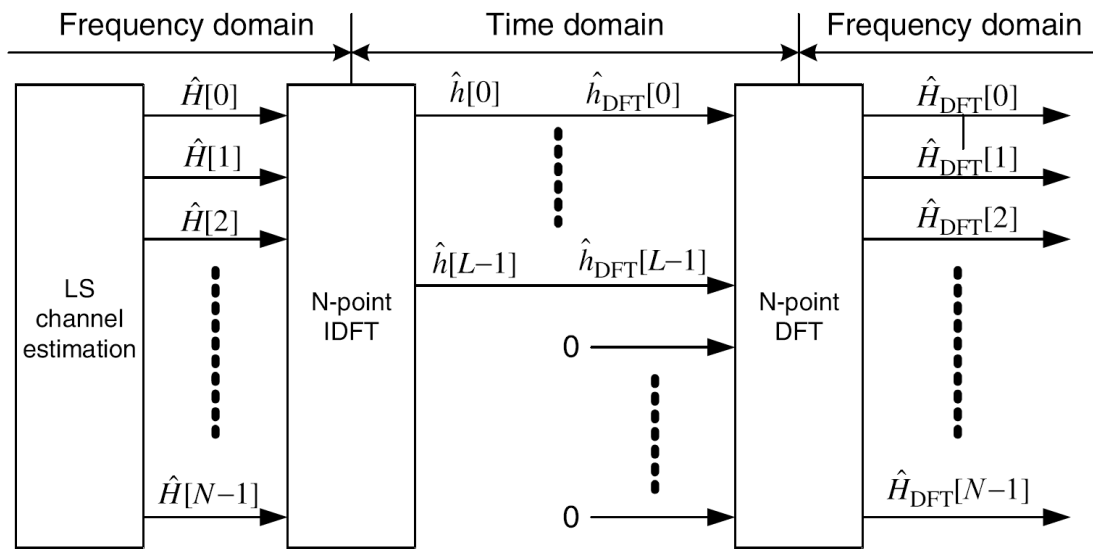


Figure (5-1) - Estimation de canal basée sur la TFD –

5.5 Résultats, affichages et commentaires

5.5.1 Estimation LS-linéaire

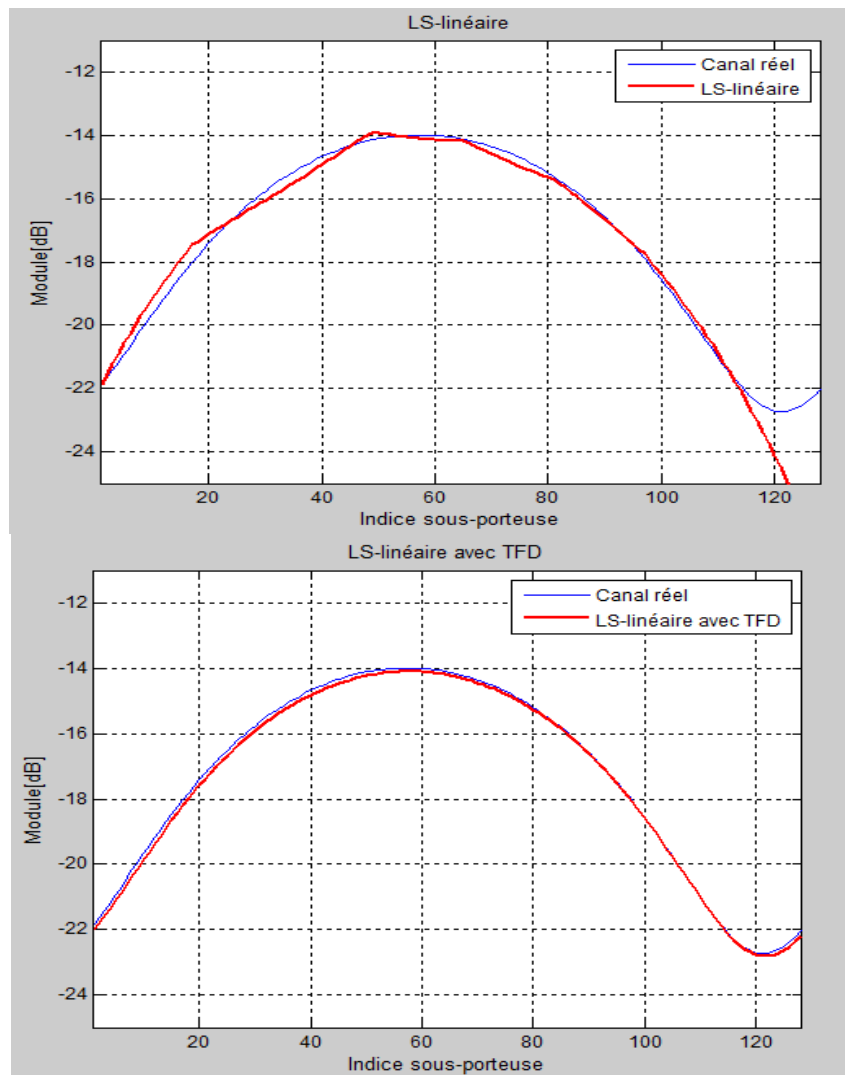


Figure (5-2) - Estimation de canal LS-linéaire -

La figure 5-2 donne la puissance du signal reçu pour chaque sous-porteuse. Comme le montre la figure, l'estimateur LS-linéaire avec TFD a une performance légèrement meilleure que l'estimateur LS-linéaire sans TFD. Ces résultats sont attendus, car en utilisant la transformée de Fourier discrète on a réduit l'effet du bruit ce qui nous donne une précision de l'estimation légèrement meilleure.

5.5.2 Estimation LS-spline cubique

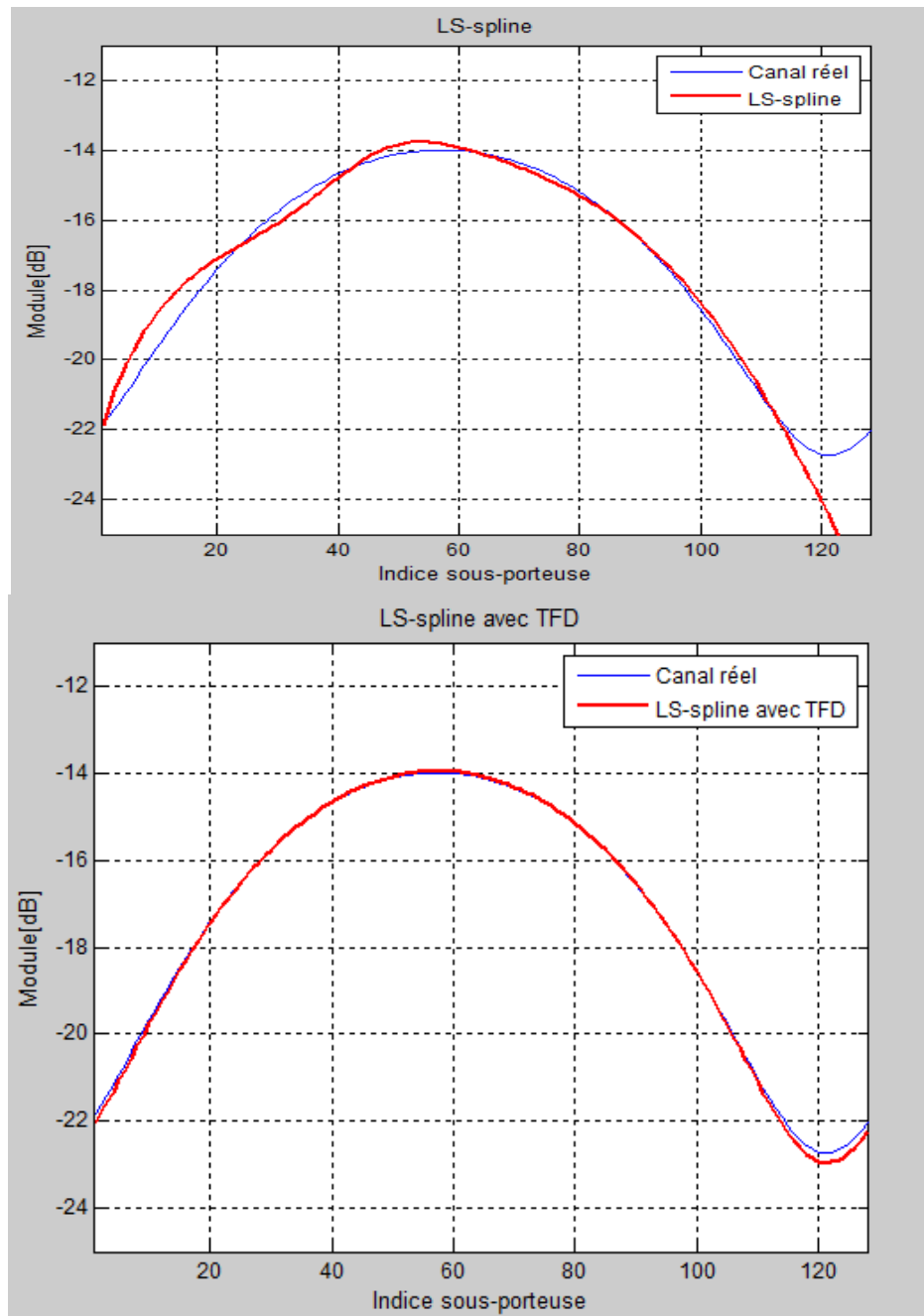


Figure (5-3) - Estimation de canal LS-spline cubique -

La figure 5-3 compare les performances des estimateurs LS-spline cubique sans TFD et LS-spline cubique avec TFD, en comparant les figures 5.2 et 5.3 on voit nettement l'amélioration apporté par la méthode spline cubique en matière d'estimation de canal, et la technique TFD nous permet d'augmenter beaucoup plus la précision de cette méthode.

5.5.3 Estimation MMSE

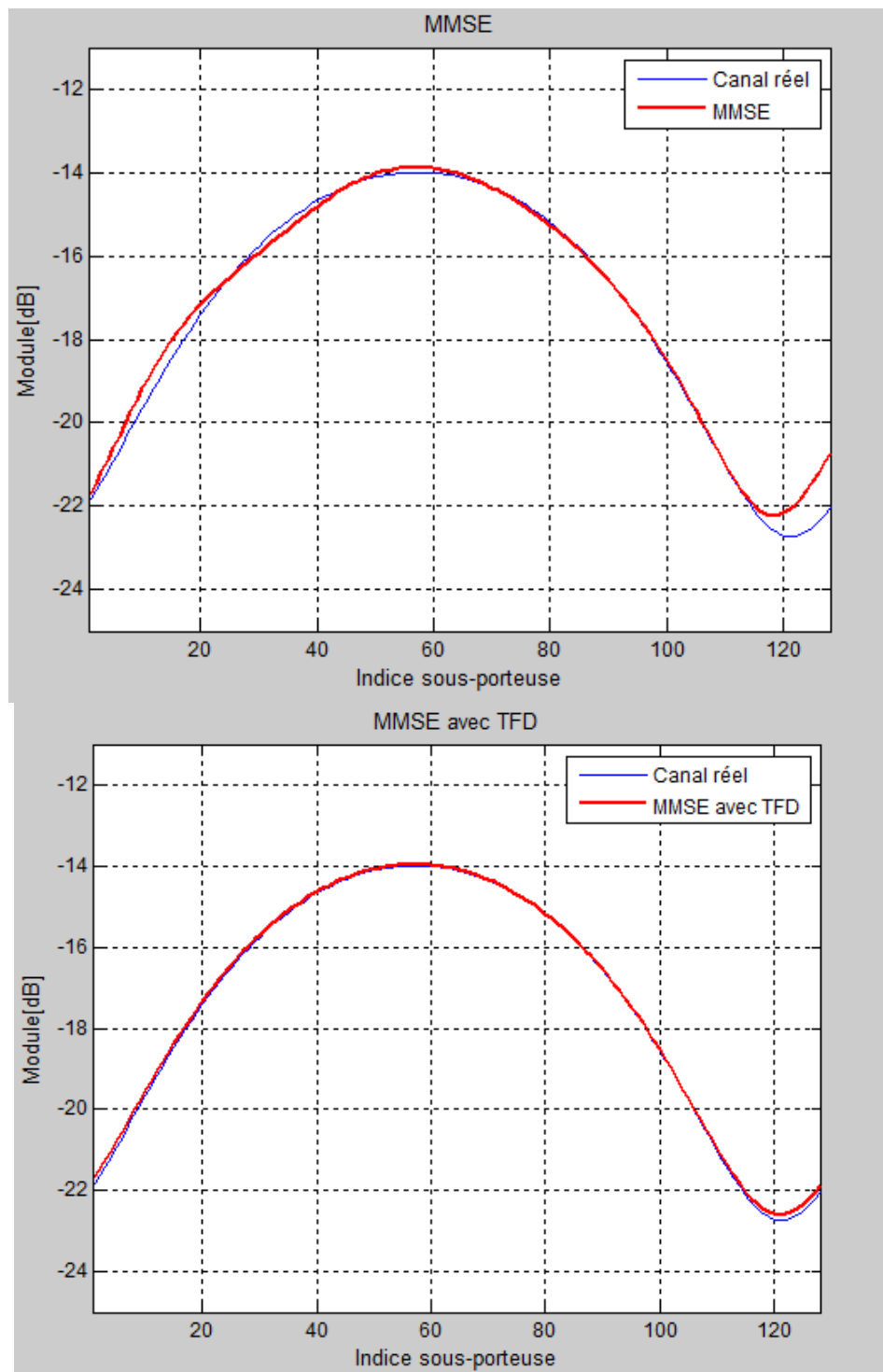


Figure (5-4) - Estimation de canal MMSE -

La figure 5-4 donne une comparaison de l'estimation avec et sans TFD pour l'algorithme MMSE, en terme de puissance du signal reçu. On observe que les performances des deux techniques sont presque identiques. Ceci donne l'avantage à l'Algorithme MMSE qui est nettement plus performant que l'algorithme d'estimation LS.

5.6 Analyse et Comparaison

5.6.1 Comparaison entre les deux estimateurs : LS-linéaire et MMSE

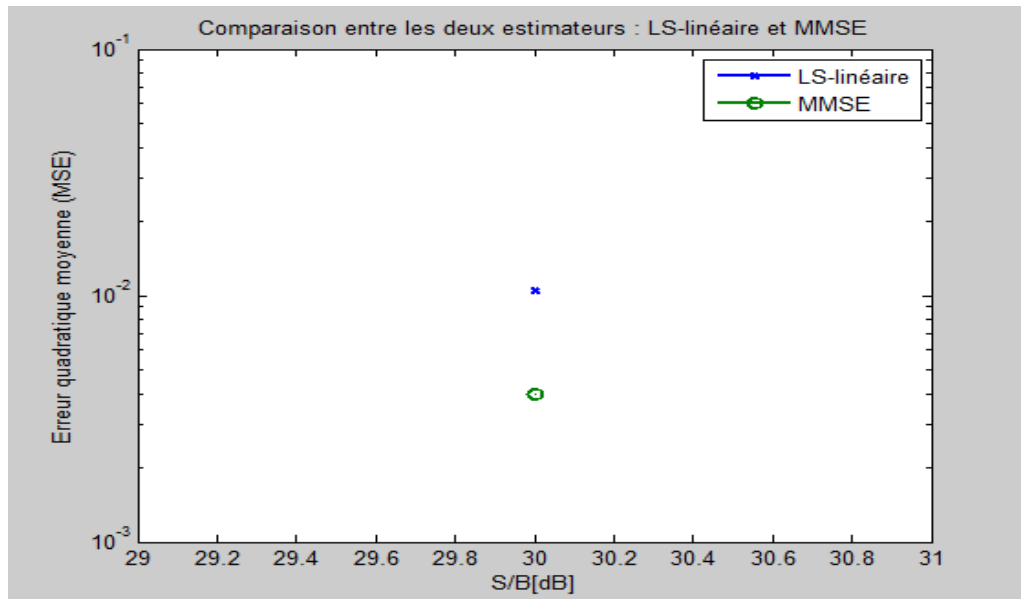


Figure (5-5) - Comparaison entre LS-linéaire et MMSE -

La figure (5-5) montre bien la large différence entre les deux méthodes en matière d'erreur quadratique moyenne, et cette différence MSE nous permet d'évaluer et de comparer les deux estimateurs LS et MMSE.

On observe que l'estimateur LS offre les moins bonnes estimées. En effet, cet estimateur est très sensible au bruit et n'utilise aucune information a priori des sous-canaux. L'estimateur LMMSE offre de meilleurs résultats, il offre un MSE d'autant plus faible que LS, puisqu'il exploite des informations supplémentaires sur les caractéristiques du canal (les symboles pilotes et la corrélation fréquentielle ou temporelle).

5.6.2 Comparaison entre les différents estimateurs

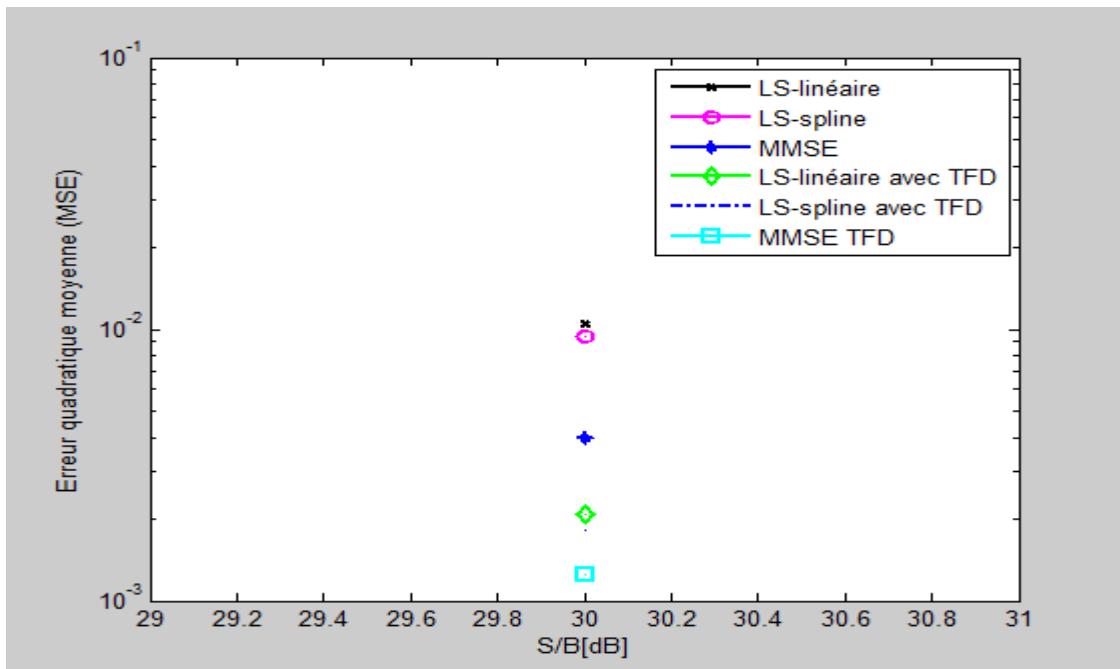


Figure (5-6) - Comparaison entre les différents estimateurs -

Le programme matlab qu'on a utilisé nous permet aussi de calculer l'erreur quadratique moyenne (MSE) pour les autres estimateurs simulé :

$$\text{Erreur quadratique moyenne (MSE) de LS-linéaire} = 1.0448 \times 10^{-2}$$

$$\text{Erreur quadratique moyenne (MSE) de LS-spline} = 9.4133 \times 10^{-3}$$

$$\text{Erreur quadratique moyenne (MSE) de MMSE} = 3.9719 \times 10^{-3}$$

$$\text{Erreur quadratique moyenne (MSE) de LS-linéaire avec TFD} = 2.0927 \times 10^{-3}$$

$$\text{Erreur quadratique moyenne (MSE) de LS-spline avec TFD} = 1.8269 \times 10^{-3}$$

$$\text{Erreur quadratique moyenne (MSE) de MMSE avec TFD} = 1.2537 \times 10^{-3}$$

LS-linéaire et LS-spline sont des méthodes d'interpolation simple, LS-linéaire est la moins complexe parmi ces méthodes d'interpolation, MMSE peut augmenter la précision de l'estimation, mais elle est difficile et complexe en terme de calcul et gourmande en matière d'informations au préalable, et la TFD permet de réduire la composante bruit de canal. Le tableau 5-2 résume les trois techniques d'estimations.

Estimateur	Complexité	Commentaire
LS-linéaire	Faible	Simple estimation et simple méthode d'interpolation
LS-spline	Moyenne	Relativement complexe, avec recherche polynomiale
MMSE	Elevé	Complexe avec plus informations initiales sur le canal

Tableau (5-2) - Comparaison de la complexité des algorithmes d'estimation -

5.7 Conclusion

Dans la technologie LTE, une estimation du canal efficace est essentielle pour la détection du signal reçu. L'émetteur insère périodiquement dans la trame de transmission des symboles pilotes connus par le récepteur, aucun changement dans la trame et la puissance du signal reçu.

Cette partie passe en revue la stratégie de l'estimation de canal pour un système OFDM tel que la LTE. Elle peut être basée sur la technique des moindres carrés (LS : Least Squares) ou la technique de l'erreur quadratique moyenne minimale (MMSE : Minimum Mean Square Error), cela en utilisant deux méthodes d'interpolation pour la première technique, à savoir l'interpolation linéaire (LI : Linear Interpolation) et l'interpolation du spline cubique (CSI : Cubic Spline Interpolation). Et la technique basée sur la transformée de Fourier discrète (TFD) permet de rendre les différentes techniques et méthodes d'interpolations plus performantes. Les résultats de la simulation montrent que l'estimation MMSE avec TFD est la meilleure de toutes les méthodes d'interpolations simulées, et l'estimation LS-linéaire sans TFD est la moins précise et la moins complexe coté calcul, donc simple à mettre en œuvre.

Conclusion Générale

L'objectif que nous sommes données au début se compose en deux parties, la première étant d'illustrer les performances de l'estimation de canal pour la LTE sur le lien descendant en utilisant les différentes techniques d'estimation et d'en tirer le meilleur estimateur, afin de transmettre le maximum d'informations

Le deuxième portant sur la comparaison entre les différentes techniques d'interpolation en terme de performance et de précision et de d'illustrer l'important rôle de la Transformé de Fourier discrète dans l'estimation de canal.

Dans ce mémoire, nous nous sommes intéressés aux estimateurs de canal adaptés à la technologie LTE qui fait partie des systèmes de transmission multi-antennes multi-porteuses sur le lien descendant. Pour cela nous avons considéré le système SISO mono antenne avec des blocs symboles 64QAM dont un certain nombre supposé connu du récepteur à des fins d'estimation de canal ou de synchronisation, ou nous avons vérifié que l'estimateur LMMSE est celui qui offre les meilleures performances en termes de précision de l'estimation par rapport à l'estimateur LS, néanmoins, sa complexité est l'un de ses inconvénients principaux.

La TFD réduit la composante bruit de canal, ce qui permet de rendre les différentes techniques et méthodes d'interpolations plus performantes dans le contexte d'une seule antenne en émission et en réception. Il serait intéressant d'étendre les algorithmes pour le cas d'antennes multiples (émission/réception).

Notre travail ne peut constituer qu'un tremplin pour les promotions à venir, en effet les perspectives sont nombreuses :

- Amélioration des algorithmes d'estimation de canal afin de prendre en charge l'effet des conditions réelles de propagation et l'implémentation des modèles de canaux de l'UIT.
- Comment implémenter l'algorithme d'estimation MMSE avec une méthode itérative qui fait la mise à jour de la matrice H.
- Comment concevoir des égaliseurs les moins complexes possibles, pour garantir une autonomie de batterie importante des terminaux mobiles pour la 5G.

Enfin, sur le plan technique, nous avons acquis une certaine maîtrise et aisance dans l'utilisation de Matlab et de la programmation en générale. Ce mémoire constitue une expérience de la vie et a dans ce sens été enrichissante sur le plan humain.

Bibliographie

- [1] Pierre Beaufils, Zièd Chaukair, Sami Tabbane, Réseaux 4G technologies et services [2008].
- [2] Yannick Bouguen , Éric Hardouin, et François - Xavier Wolff, LTE et les Réseaux 4G[2012].
- [3] R. van Nee, R. Prasad, OFDM for Wireless Multimedia Communications. Artech House Publishers, [2000].
- [4] Magister présenté par MEHASSOUEL Mustapha : APPLICATION DE LA TECHNOLOGIE MIMO A LA 4G DU MOBILE [2014].
- [5] Thèse de Doctorat présentée par: Yvon Sosthène YAMEOGO. Etudes de nouvelles techniques d'estimation et d'égalisation de canal adaptées au système SC-FDMA. [2011].
- [6] Harri Holma and Antti Toskala, Ed, LTE for UMTS: OFDMA and SC-FDMA Base Band Radio Access, John Wiley & ISBN 9780470994016 (H/B) John Wiley [2009].
- [7] D. Gesbert, and J. Ahktar, Breaking the barriers of Shannon's capacity: An overview of MIMO wireless systems [2002]
- [8] D. Halperin, W. Hu, A. Sheth, and D. Wetherall, 802.11 with Multiple Antennas for Dummies, University of Washington and Intel Labs Seattle. [2012]
- [9] Rohde & Schwarz: LTE Downlink MIMO Verification with R&S® SMU200A and R&S® FSQ, Application Note 1MA143 [2009]
- [10] Christopher Cox , An Introduction to LTE: LTE, LTE-Advanced, SAE and 4G Mobile Communications. [2012]
- [11] Angel Ivanov, TD-LTE and FDD-LTE A Basic Comparison, Ascom [2010].
- [12] http://www.w3ii.com/fr/lte/lte_protocol_stack_layers.html.
- [13] Xavier LAGRANGE, Principes de fonctionnement de l'interface radio LTE. [2013]

- [14] Thèse de Doctorat présenté par Hussein Hijazi , “Estimation de canal radio-mobile à évolution rapide dans les systèmes à modulation OFDM”[2009] .
- [15] Licence présenté par Hassen Ben Terdayet, Maher Bouineh “Calibration de modele de propagation pour réseaux GSM,WCDMA ,LTE”[2013].
- [16] Jean-Marie, Gorce, Wireless communication WCO. [2011]
- [17] Thèse de Doctorat présenté par Désiré GUEL, “Etude de nouvelles techniques de réduction du« facteur de crête » à compatibilité descendante pour les systèmes multi porteuses”, Institut d'Electronique et Télécommunications de Rennes, [2009].
- [18]Thèse de Doctorat présentée par: Kaïs MABROUK. “Conception et réalisation d’un système de Télécommunications MIMO avec formation numérique de Faisceaux en réception ; Calibrage aveugle du Démodulateur triphasé Zéro-IF et comparaison au démodulateur classique à 2 Conception et réalisation d’un système de voies I et Q”. [2008].
- [19]Thèse de Doctorat présentée par: Wei Chen , “Time- Frequency- Selective Channel Estimation of OFDM Systems “ [2005].
- [20] Bastien Lyonnet, Cyrille Siclet, Jean-Marc Brossier, “Estimation et compensation du Doppler par porteuses pilotes en communication ASM en présence de trajets multiples pour signaux CP-OFDM “[2011].
- [21] Master “CHANNEL ESTIMATION FOR LTE DOWNLINK” par Asad Mehmood Waqas Aslam Cheema. [2009].
- [22] THÈSE Doctorat présentée par: Abdelmottaleb NASR : MICROONDES et MICROTECHNOLOGIES Contribution à la caractérisation et à la modélisation des canaux MIMO [2009].
- [23] Serguei Primak,Valeri Kontorovich “Wireless Multi-Antenna Channels: Modeling and Simulation”[2011].
- [24] Juha Ylitalo, "MIMO Communications with Applications to (B)3G and 4G systems, MIMO Radio Channel Models". [2004]
- [25] ITU-R Recommendation M.1225, "Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000," [1997].
- [26] Wu Jiang and Wu Weiling, “A Comparative Study of Robust Channel Estimators For OFDM Systems,” Proceedings of ICCT, pp. 1932-1935 [2003].

[27] Thèse Doctorat présentée par: Benoit Le saux : Estimation de canal pour systèmes multi-antennes multi-porteuses [2007].

[28] Thèse Doctorat présentée par Ali Rachini : Etude de la synchronisation temporelle dans les Systèmes MIMO-OFDM appliqués aux réseaux mobiles.[2014].

[29] Thèse Doctorat présentée par Vincent Savaux : Contribution à l'estimation de canal multi trajets dans contexte de modulation OFDM [2014] .

[30] Application note présenté par Yushi Shen and Ed Martinez : Channel Estimation in OFDM Systems [2006].

[31] Yushi Shen and Ed Martinez , Channel Estimation in OFDM Systems [2014].

Références des figures et tableaux :

Ref (1) Source 3GPP TR 25.892 V6.0.0

Ref (2) Source 3GPP TR 25.814 V7.0.0

Ref(3) Source ETSI TS 136 211 V10.0.0

Ref [4] Source ETSI TS 136 300 V9.4.0

Ref [5] Source Evolved Cellular Network Planning and Optimization for UMTS and LTE publié par Lingyang Song, Jia Shen

Sites d'internet :

www.radio-electronic.com / www.telcoantennas.com.au /

www.telecommututorials.com / www.teletopix.org /

www.4glte.over-blog.com/ www.rfwireless-world.com / www.lteuniversity.com/

www.blog.univ-potiers.com / www.unwiredinsight.com