

République Algérienne Démocratique et Populaire

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Abderrahmane MIRA - BEJAIA -**

Département de Génie Electrique



MEMOIRE DE FIN DE CYCLE

Présenté par

**BOUKENDOUL Kafia et
MESSAOUDENE Karima**

Pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Filière : ELECTRONIQUE

Option : TELECOMMUNICATION

Thème

**ESTIMATION DE CANAL POUR LA VOIE DESCENDANTE
DANS LE RESEAU LTE**

Soutenu le : 27/06/ 2016.

Devant le Jury composé de :

Mr M. TOUNSI

Mr M. SADJI

Encadreur:

AZNI Mohamed

Promotion : 2015-2016

Remerciements

Merci à tous ceux qui, de quelque manière que ce soit, par un conseil, une idée, un coup de main ou tout simplement leur amitié, nous ont aidées à réaliser ce travail.

Nous tenons à remercier vivement Mr M.AZNI pour nous avoir honorées de son encadrement, pour sa disponibilité, ses orientations, ses précieux conseils et ses encouragements qui nous ont permis de mener à bien ce travail.

Nous tenons à exprimer notre gratitude aux membres du jury pour avoir accepté de juger ce travail.

Nous remercions tous nos enseignants pour leurs conseils, leur gentillesse, et leur générosité.

Dédicaces

Ce mémoire est dédié à

Nos parents,

Nos familles,

Nos ami(e)s,

Touts ceux qui nous aiment.

Karima et Kafia

TABLE DES MATIÈRES

Table des Matières	I
Table des Matières	I
Table des Figures	IV
Table des Tableaux	VI
Liste des abréviations	VIII
Introduction	1
1 Caractéristiques des réseaux LTE	4
1.1 Introduction	4
1.2 Performances du réseaux LTE	4
1.3 Architecture générale du réseau LTE	6
1.3.1 Le réseau cœur EPC	6
1.3.2 Le réseau d'accès	9
1.4 Architecture protocolaire de l'interface radio	10
1.4.1 Le plan usager et le plan de contrôle	10
1.4.1.1 Interactions entre les couches	11

1.4.2	Les couches de l'interface radio	13
1.4.2.1	La couche 1	13
1.4.2.2	La couche 2	13
1.4.2.3	La couche 3 : Radio Ressource Control (RRC)	14
1.4.3	Typologies et description des canaux	14
1.5	La couche physique	15
1.5.1	Objectifs de la couche physique	15
1.5.2	La transmission multi-porteuse	16
1.5.2.1	Principes de l'OFDM	17
1.5.2.2	Le signal OFDM	18
1.5.2.3	Insertion de l'intervalle de garde	19
1.5.2.4	Avantages et inconvénients de l'OFDM	20
1.5.2.5	L'OFDMA	20
1.5.2.6	La SC-FDMA	21
1.5.3	Structure des trames en LTE	22
1.5.3.1	Bloc de ressources et élément de ressource	23
1.5.4	Les signaux physiques	24
1.5.5	La technique multi-antennes	27
1.5.5.1	MIMO et les signaux de référence	28
1.6	Conclusion	28
2	Modèles de propagation	29
2.1	Introduction	29
2.2	Le canal radio mobile	29
2.2.1	Caractéristiques d'un canal radio-mobile	30
2.2.1.1	La propagation radio-mobile	30
2.2.1.2	Le bruit	30
2.2.1.3	Les perturbations de propagation	31
2.2.2	Paramètres de propagation	33
2.3	Modèles mathématiques d'un canal de transmission	36

2.3.1	Canal invariant à bruit additif	36
2.3.2	Canal invariant à trajets multiples	37
2.3.3	Canal à trajets multiples variables dans le temps	38
2.4	Classification des modèles de propagation	39
2.4.1	Classification des environnements terrestres	40
2.4.2	Types des modèles de propagation	41
2.4.2.1	Les modèles empiriques	41
2.4.2.2	Les modèles déterministes	42
2.4.2.3	Les modèles semi-empiriques	42
2.5	Modèle de propagation standard	42
2.5.1	Modèles ITU à trajet multiples	43
2.5.2	Le modèle ITU étendu	43
2.6	Conclusion	45
3	Estimation de canal	46
3.1	Introduction	46
3.2	Représentation mathématique du signal OFDM	46
3.3	Méthodes d'estimation basées sur l'insertion de symboles OFDM pilotes	48
3.4	L'estimateur à moindres carrés LS	49
3.5	L'estimateur MMSE	50
3.6	Égalisation	51
3.7	Conclusion	52
4	Résultats des simulations	53
4.1	Introduction	53
4.2	Critères d'évaluation	53
4.3	Comparaison des performances	54
4.3.0.1	Effet du type de modulation	56
4.3.0.2	Le préfixe cyclique	57
4.3.1	Indicateur de qualité de canal	60

4.3.2 Egalisation	61
4.4 Conclusion	64
Conclusion	64

TABLE DES FIGURES

1.1	Architecture générale d'un réseau LTE	7
1.2	Le réseau cœur EPC	8
1.3	La pile protocolaire des plans usager et de contrôle sur l'interface radio	11
1.4	la modélisation en couches protocolaires de l'interface radio	12
1.5	Le mappage entre les canaux.	15
1.6	La couche physique dans le système LTE	15
1.7	schéma bloc d'un système de transmission OFDM	18
1.8	Modulateur OFDM	19
1.9	Protection contre l'interférence entre symbole OFDM assurée par le préfixe cyclique.	20
1.10	Représentation temporelle et fréquentielle du signal OFDM.	21
1.11	Format de la trame FDD et en TDD respectivement	23
1.12	La grille de ressource temps-fréquence en voie montante et descendante.	24
1.13	La position des signaux de référence	25
1.14	Schémas représentatifs des systèmes SISO, MISO, SIMO et MIMO.	27
2.1	Les voies de transmission dans un réseau mobile	30
2.2	Les différents mécanismes de propagation	32
2.3	Canal invariant à bruit additif	36
2.4	Canal invariant à trajet multiple	37

2.5	Canal à trajet multiple variable dans le temps	38
2.6	Classification des modèles de propagation	39
4.1	L'EQM de LS et LMMSE en fonction de SNR	55
4.2	TEB en fonction de SNR	55
4.3	Le TEB en fonction de SNR pour 64QAM	56
4.4	Le TEB en fonction de SNR pour QPSK	57
4.5	EQM en fonction de SNR pour L=10	58
4.6	TEB en fonction de SNR pour L=10	58
4.7	EQM en fonction de SNR pour L=20	59
4.8	TEB en fonction de SNR pour L=20	59
4.9	Le SINR estimé pour chaque sous trame et le CQI correspondant pour un canal EPA.	60
4.10	Le SINR estimé pour chaque sous trame et le CQI correspondant pour un canal EVA.	61
4.11	La grille de ressource reçue avant l'égalisation	63
4.12	Après égalisation	63

LISTE DES TABLEAUX

1.1	Nombre de bloc de ressources pour différentes largeurs de bandes	24
2.1	Conditions de propagation pour un modèle ITU multi trajet	44
2.2	Profils de la puissance des retards pour le modèle ITU étendu	44
4.1	Paramètres de simulation	62

LISTE DES ABRÉVIATIONS

3G	troisième Génération
3GPP	Third Generation Partnership Project
4G	Quatrième Génération
BCH	Broadcast Channel
BER	Bit Error Rate
CFR	Channel Frequency Response
CIR	Channel Impulse Response
CP	Préfixe Cyclique
CRS	Cell-specific Reference Signal
DFT	Discrete Fourier Transform
DMRS	Démodulation Reference Signais
DwPTS	Downlink Pilot Time Slot
EPA	Extended Pedestrian A
EPC	Evolved Packet Core Network
EPS	Evolved Packet System
E-UTRAN	Evolved UMTS Terrestrial Radio Access Network
FDD	Frequency Division Duplex
FFT	Fast Fourier Transform
HARQ	Hybrid Automatic Repeat Request

HLR	Home Location Register
IEP	Interférences entre porteuses
IES	Interférences Entre Symboles
IFFT	Inverse FFT
IMS	IP Multimedia Subsystem
ITU	International Telecommunication Union
IP	Internet Protoool
GP	Guard Period
GPRS	General Packet Radio Service
GSM	Global System for Mobile Communication
LMMSE	Linear MMSE
LOS	Line Of Sight
LS	Least Square
LTE	Long Term Evolution
MAC	Medium Access Control
MBSFN	Multicast Broadcast Single Frequency Network
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Signele Ouput
MME	Mobility Management Entity
MMSE	Minimum Mean Square Error
NAS	Network Access Server
NLOS	No Line Of Sight
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
PCH	Paging Channel
PCRF	Policy and Charging Rules Function
PDCCP	Packet Data Convergence Protoool
PDN-GW	Packet Data Network Gateway
PDU	Protocol Data Unir

PHY	Physical layer
PSK	phase-shift keying
PSS	Primary Synchronization Signal
PRB	Physical Resource Blocks
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QCI	QoS class Identifier
QoS	Quality of Service
QPSK	Quadrature phase-shift keying
RE	Resource Element
RLC	Radio Link Control
RS	Reference Signals
RRC	Radio Resource Control
RSRP	Reference Signals Received Power
RSRQ	Reference Signals Received Quality
SAE	System Architecture Evolution
SAP	Service Access Points
SDU	Service Data Unit
SC-FDMA	Single Carrier-Frequency Division Multiplexing Access
S-GW	Serving Gateway
SIMO	Single Input multiple Output
SINR	Signal to interference and noise ratio
SNR	Signal to Noise Ratio
SISO	Single Input Single Output
SSS	Secondary Synchronization Signal
SRS	Sounding Reference Signal
TDD	Time Division Duplex
TTI	Transmission Time Interval
UE	User Equipment
UpPTS	Uplink Pilot Time Slot

INTRODUCTION

Le réseau radio mobile est aujourd'hui un domaine en pleine effervescence. Pendant la dernière décennie, les évolutions de télécommunications ont explosé une nouvelle gamme de services qui a écarté les services classiques afin de satisfaire l'augmentation du nombre des utilisateurs et les exigences de taux de données élevés. Cette motivation, laisse les générations mobiles se succéder et se développer de la technologie GSM vers un système de paquets tout IP optimisé dénommé longue Term Evolution (LTE).

LTE est un projet mené par l'organisme de standardisation 3GPP visant à rédiger les normes techniques de la quatrième génération en téléphonie mobile. Elle permet 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. Cependant, l'augmentation des besoins en débit se heurte à la disponibilité des ressources spectrales mais aussi à la nature des canaux eux-mêmes. En effet, les communications s'effectuent sur des bandes de fréquences de plus en plus limitées en raison du nombre élevé de standards. De plus, les communications sans fil se réalisent à travers la propagation d'une onde électromagnétique dans l'espace ; or, le canal est généralement de type multi-trajets, à cause de la présence des obstacles (bâtiments, arbres, voitures,...). En réception, le signal reçu est alors composé d'une combinaison de signaux provenant de directions différentes rendant le canal sélectif en fréquence et dont l'influence augmente avec le débit de transmission.

Tout cela favorise le choix des systèmes multi-porteuses et plus précisément de l'OFDM.

Le principe de la modulation OFDM consiste à diviser le signal que l'on veut transmettre sur un grand nombre de sous-porteuses. Pour que les fréquences des sous-porteuses soient les plus proches possibles et ainsi transmettre un maximum d'information sur une bande de fréquences donnée, l'OFDM utilise des sous-porteuses orthogonales entre elles. Pour cela, les signaux des différentes sous-porteuses se chevauchent mais, grâce à l'orthogonalité, n'interfèrent pas entre elles.

L'estimation de canal est une partie importante de la conception de récepteurs dans les systèmes de communication mobiles. Afin de récupérer correctement les données transmises, l'effet du canal sur le signal transmis doit être évalué correctement. Dans le cadre de notre projet de fin d'étude nous nous proposons d'étudier les spécifications de la liaison descendante dans LTE et d'évaluer et de comparer les performances de différentes techniques d'estimation de canal. L'étude de la liaison descendante a été choisie car les débits requis sont généralement plus importants que sur la liaison ascendante.

Pour ce faire, nous allons commencer dans le premier chapitre par une présentation générale des réseaux LTE, leur architecture et les différentes interfaces et leurs technologies d'accès. Le deuxième chapitre est consacré aux modèles de propagation. Nous rappelons les caractéristiques du canal radio mobile, nous discutons aussi des différents modèles de canaux de communications pour caractériser le milieu de propagation. Le troisième chapitre, sera consacré à l'étude des différentes techniques d'estimation de canal en utilisant les critères LS (Least Squares) et MMSE (Minimum Mean Squares Error). Dans le quatrième chapitre, nous essayerons de valider les notions théoriques par des simulations réalisées sur le logiciel Matlab.

CHAPITRE 1

CARACTÉRISTIQUES DES RÉSEAUX LTE

1.1 Introduction

Ce premier chapitre est consacré à la présentation des éléments clés abordés dans le réseau radio mobile LTE (Long Term Evolution). La norme LTE désigne la quatrième génération des réseaux de téléphonie mobile qui introduit du très haut débit. Nous allons présenter d'une manière générale l'architecture du système LTE qui comporte un réseau d'accès E-UTRAN (Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network) et un réseau cœur EPC (Evolved Packet Core), puis nous allons détailler le fonctionnement de la couche physique. Ainsi, nous allons voir que LTE utilise la technologie OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) en tant que porteur du signal et les régimes d'accès associés, OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiplex Access), SC-FDMA (Single Frequency Division Multiple Access) et MIMO (Multiple Input Multiple Output).

1.2 Performances du réseaux LTE

Débit sur l'interface radio L'interface radio E-UTRAN doit pouvoir supporter un débit maximum descendant instantané (du réseau au terminal) de 100Mbit/s en considérant une allocation de bande de fréquence de 20 MHz et un débit maximum montant instantané (du

terminal au réseau) de 50 *Mbit/s* en considérant aussi une allocation de bande de fréquence de 20 MHz. Les technologies utilisées sont OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) pour le sens descendant et SC-FDMA (Single Carrier - Frequency Division Multiple Access) pour le sens montant. Cela correspond à une efficacité du spectre de 5 bit/s/Hz pour le sens descendant et 2,5 bit/s/Hz pour le sens montant. Avec la 3G il est nécessaire d'allouer une bande de fréquence de 5 MHz. Avec la LTE, il est possible d'opérer avec une bande de taille différente avec les possibilités suivantes : 1.4, 3, 5, 10, 15 et 20MHz, pour les sens descendant et montant. L'intention est de permettre un déploiement flexible en fonction des besoins des opérateurs et des services qu'ils souhaitent proposer [1].

La voix sur IP La 4G propose un service de voix sur IP. En effet ce standard s'appuie sur un réseau de transport de paquet IP. Il n'est pas prévu de mode d'acheminement pour la voix, autre que la VoIP.

Une mobilité à toute épreuve L'un des challenges des réseaux mobiles est d'être disponible partout et tout le temps. Pour cela les réseaux 4G ont été prévus pour fonctionner aussi bien dans les zones denses que dans les zones rurales. Une cellule 4G peut couvrir 5 km de diamètre dans les zones fortement peuplées et s'étendre jusqu'à 100 km dans les zones les plus reculées.

Des temps de réponse rapides L'utilisation d'une communication à des débits toujours plus élevé ne peut être plus optimale si le transfert de données se fait dans un délai trop long. La 4G propose pour cela une latence moyenne de 20ms et peut descendre en dessous de 5ms.

Connexion permanente C'est le principe des accès haut débit où la connectivité est permanente pour l'accès à Internet. Même si la connexion est permanente au niveau du

réseau, il est nécessaire pour le terminal de passer de l'état IDLE à l'état ACTIF lorsqu'il s'agira d'envoyer ou recevoir du trafic. Ce changement d'état s'opère en moins de 100 ms. Le réseau pourra recevoir le trafic de tout terminal rattaché puisque ce dernier dispose d'une adresse IP, mettre en mémoire ce trafic, réaliser l'opération de paging afin de localiser le terminal et lui demander de réserver des ressources afin de pouvoir lui relayer son trafic.

Délai pour la transmission de données Moins de 5 ms entre l'UE et l'Access Gateway, ceci dans une situation de non-charge où un seul terminal est ACTIF sur l'interface radio. La valeur moyenne du délai devrait avoisiner les 25 ms en situation de charge moyenne de l'interface radio.

1.3 Architecture générale du réseau LTE

Le réseau de quatrième génération, appelé EPS (Evolved Packet System), est constitué d'une partie cœur EPC (Evolved Packet Core) et d'une partie radio E-UTRAN (Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network) [2, 3, 4]. L'architecture générale est décrite dans la figure 1.1.

1.3.1 Le réseau cœur EPC

Le EPC se compose principalement des entités suivantes : L'entité de gestion de mobilité (MME), la passerelle de service (S-GW), la passerelle PDN (PGW), l'entité serveur de l'abonné résidentiel (HSS) et la fonction de politique de contrôle et de chargement des règles (PCRF), comme indiquée sur la Figure 1.2. On présente dans ce qui suit une description brève des entités de l'EPC.

- **L'entité MME (Mobility Management Entity)** : Le MME comporte les fonctionnalités de base de la signalisation dans la connexion du terminal mobile au réseau. Il fournit les informations nécessaires à l'identification de l'utilisateur au moment de son authentification dans le système, en se servant des informations provenant du HSS,

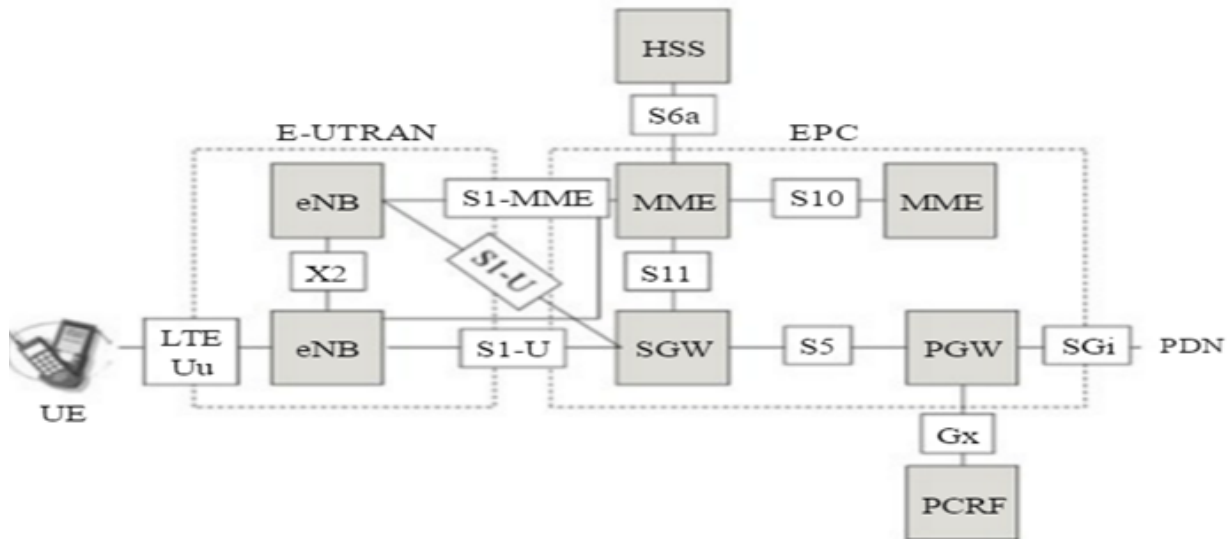


FIGURE 1.1 – Architecture générale d'un réseau LTE

il fait la gestion des sessions des utilisateurs authentifiés. Il est responsable des fonctions de gestion de la mobilité telles que la coordination de la signalisation pour les relèves inter-SGW, et négocie la qualité de service à offrir. L'entité MME possède les interfaces suivantes :

- S1-MME avec l'entité eNodeB du réseau d'accès.
- S6a avec l'entité HSS : cette interface supporte la signalisation permettant l'accès aux données du mobile.
- S10 avec l'entité MME : cette interface supporte la signalisation échangée lors d'une mobilité nécessitant le changement d'entité MME.
- S11 avec l'entité SGW : cette interface supporte la signalisation permettant l'établissement du support (bearer) entre les entités eNodeB et SGW.
- **L'entité SGW (Serving Gateway) :** La passerelle de service SGW, est un élément du plan de données au sein de la LTE/SAE. Son rôle principal est d'acheminer les données entre la partie accès et le PDN-GW. De plus en cas de handover inter eNB, il sert de point d'ancrage qui relaie les paquets à la nouvelle eNB. Le Serving GW

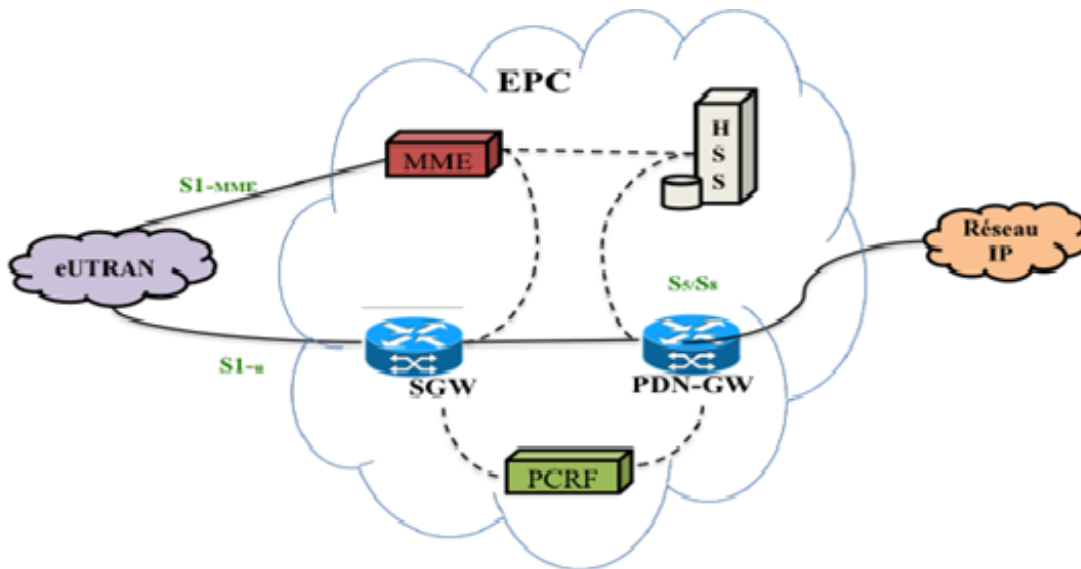


FIGURE 1.2 – Le réseau cœur EPC

comptabilise aussi le nombre d'octets envoyés et reçus permettant l'échange de tickets de taxation inter opérateurs pour les reversements. Enfin il permet le marquage des paquets dans les sens montant et descendant permettant d'appliquer la QoS (Qualité de Service). L'entité SGW possède les interfaces suivantes :

- S11 avec l'entité MME.
- S5 avec l'entité PGW.
- S1-U avec l'entité eNodeB.
- **L'entité PGW (PDN Gateway)** : L'entité PGW est le routeur de passerelle, assurant la connexion du réseau EPS au réseau de données PDN. Lorsque l'entité PGW reçoit des données de l'entité eNodeB ou du réseau PDN, elle se réfère à l'identifiant de la classe de service QCI pour la mise en œuvre du mécanisme d'ordonnancement des données. L'entité PGW possède les interfaces suivantes :
 - S5 avec l'entité PGW.
 - Gx avec l'entité PCRF.
 - SGi avec le réseau de données PDN.
- **L'entité HSS (Home Subscriber Server)** : Le HSS se présente comme une version

évoluée du HLR. Il permet de stocker des Informations d'abonnement pouvant servir au contrôle des appels et à la gestion de session des utilisateurs réalisé par le MME. Il entrepose, pour l'identification des utilisateurs, la numérotation et le profil des services aux quels ils sont abonnés. En plus des données d'authentification des utilisateurs, il contient les informations de souscription pour les autres réseaux, comme le GSM, le GPRS, 3G, LTE et IMS.

- **L'entité PCRF (Policy and Charging Rules Function)** : Le PCRF est une entité qui exécute principalement deux grandes tâches. La première est de gérer la qualité de service que requiert le réseau, et alloue en conséquence les porteurs bearer appropriés. La deuxième tâche se rapporte principalement à la tarification. En effet, le PCRF gère les politiques de facturation qui doivent être prises en compte par le PDN-GW et applicables en fonction des actions de l'utilisateur.

1.3.2 Le réseau d'accès

Le réseau d'accès E-UTRAN comprend un seul type d'entité, la station radioélectrique eNodeB (evolved NodeB) à laquelle se connecte le mobile (UE).

L'entité eNodeB possède les interfaces suivantes :

- LTE-Uu avec le mobile UE. Cette interface est utilisée pour la connexion du mobile à l'entité eNodeB. Elle supporte le trafic du mobile et la signalisation échangée entre le mobile et l'entité eNodeB. Cette signalisation supporte la signalisation échangée entre le mobile et l'entité MME du cœur de réseau .
- X2 avec les autres entités eNodeB. Cette interface est utilisée pour la mobilité intra E-UTRAN et pour l'échange d'information de charge de la cellule. Elle supporte le trafic du mobile et la signalisation échangée entre deux entités eNodeB.
- S1-MME avec l'entité MME du réseau cœur. Cette interface est utilisée pour l'établissement du support (bearer) radioélectrique, pour le paging et pour la gestion de la mobilité. Elle supporte la signalisation échangée entre l'entité MME et l'entité eNodeB. Cette signalisation porte la signalisation échangée entre le mobile et l'entité MME.

- S1-U avec l'entité SGW du réseau cœur. Cette interface supporte uniquement le trafic du mobile.

1.4 Architecture protocolaire de l'interface radio

Dans cette partie nous présentons une brève description du fonctionnement des protocoles du LTE pour le plan usager et le plan de contrôle, et nous expliquons les différentes interactions qui existent entre elles. Cette interface fournit des connexions entre UEs et eNodeB. La pile protocolaire est donc spécifique par rapport aux autres interfaces car elle est liée aux liens sans fils. Elle se compose de trois couches : la première couche (physique), la deuxième couche qui ressemble à la couche liaison de données du modèle OSI, et la troisième couche (RRC).

1.4.1 Le plan usager et le plan de contrôle

Ces deux plans sont matérialisés par des piles protocolaires qui partagent un tronc commun (la partie inférieure) et qui se distinguent notamment dans les interactions avec les couches supérieures : alors que la signalisation NAS est véhiculée par le plan de contrôle de l'interface radio, son plan usager permet de transporter sur celle-ci les paquets délivrés ou à destination de la couche IP. Ces deux piles protocolaires sont représentées sur la figure 1.3.

Les données traitées par PDCP, RLC, MAC et PHY appartiennent :

- au plan de contrôle lorsqu'il s'agit de données de signalisation communiquées par la couche RRC.
- au plan usager lorsqu'il s'agit d'autres données IP.

Les notions de plan de contrôle et de plan usager sont transparentes aux couches RLC, MAC et PHY : celles-ci traitent les données délivrées par la couche supérieure, suivant la configuration indiquée par RRC, sans distinction a priori entre données de contrôle et données de l'utilisateur. Nous verrons plus loin que le traitement effectué par PDCP diffère en revanche suivant la nature des données reçues.

Indépendamment de ces deux plans, chaque couche utilise dans son protocole des infor-

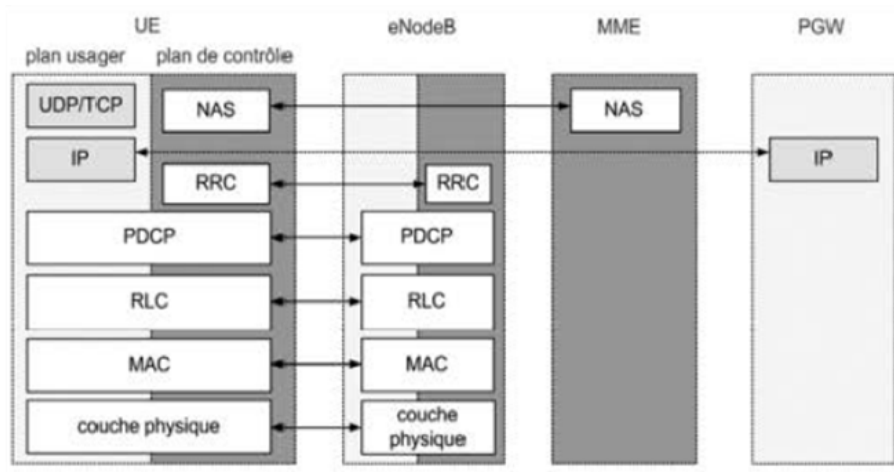


FIGURE 1.3 – La pile protocolaire des plans usager et de contrôle sur l'interface radio

mations de contrôle qu'elle échange avec l'entité paire distante, dans l'en-tête ajouté par la couche à l'unité de donnée. Cela permet à l'entité paire distante de traiter les données transmises de façon appropriée. Il s'agit donc d'informations de contrôle propres à la couche [1].

1.4.1.1 Interactions entre les couches

La figure 1.4 détaille le découpage en couches et les interactions logiques entre celles-ci pour les données du plan de contrôle et celles du plan usager. Cette architecture s'applique à l'UE et à L'eNB.

Deux entités paires distantes d'une couche (N) échangent entre elles des unités de données appelées PDU (Protocol Data Unit), formées d'un en-tête associé à cette couche et de blocs de données. Ces blocs sont des unités de données délivrées par la couche supérieure (M), ou des segments de ces unités de données si ces dernières doivent être segmentées avant la transmission sur l'interface radio. L'unité de données de la couche M est appelée Service Data Unit (SDU) dans le contexte de la couche N, car elle porte des données de service que la couche N n'interprète pas. Ainsi, une PDU est-elle aussi une SDU pour la couche immédiatement inférieure, et c'est le même déroulement pour toutes les couches supérieures et inférieures. Par exemple, la couche PDCP de l'UE traite un paquet reçu de

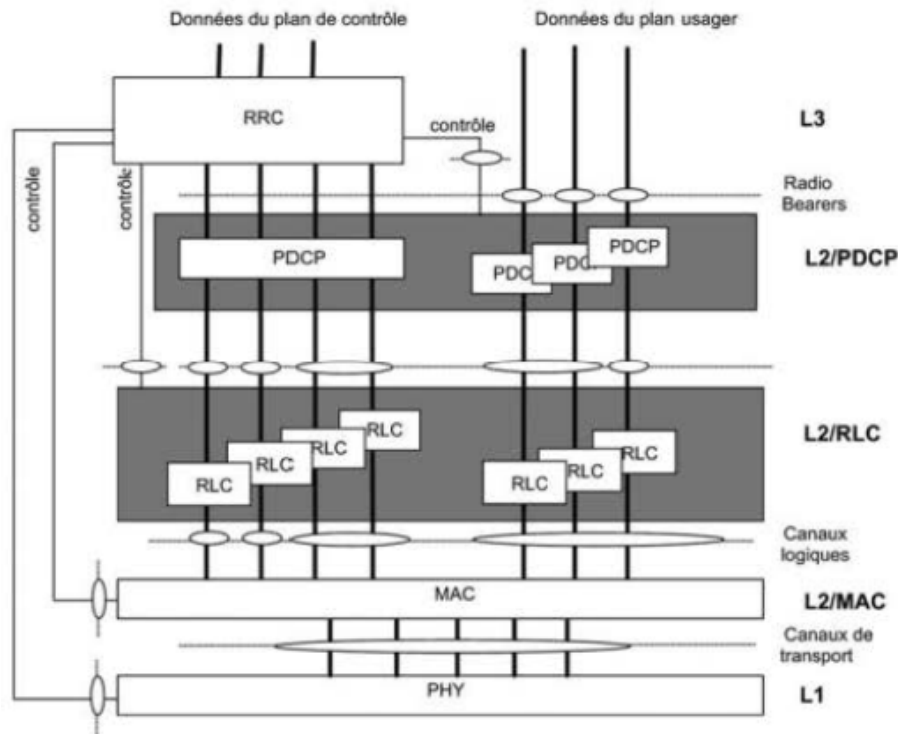


FIGURE 1.4 – la modélisation en couches protocolaires de l'interface radio

la couche IP et lui ajoute un en-tête, contenant notamment un numéro de séquence PDCP. Cette unité de donnée forme une nouvelle PDU PDCP, qui doit être transmise à la couche PDCP distante (celle de l'eNodeB). Pour cela, PDCP délivre la PDU à l'entité de la couche RLC associé au service. Cette entité RLC reçoit donc une nouvelle SDU RLC, qu'elle peut éventuellement segmenter ou concaténer avec d'autres SDU RLC précédemment reçues de la couche PDCP, afin de constituer une PDU RLC qui pourra être transmise sur l'interface radio sans segmentation ultérieure. À son tour, la couche RLC ajoute à cette PDU qu'elle a formée un en-tête qui permet à l'entité distante de reconstituer la SDU RLC d'origine en rassemblant les segments reçus dans différentes PDU ou en identifiant les blocs concaténés dans cette PDU.

Ce transfert vertical de SDU entre couches du même équipement s'effectue via des points d'accès logiques entre couches, désignés par le terme générique Service Access Points (SAP) et représentés par des ellipses sur la figure 1.4. Ils portent des noms spécifiques selon le

niveau considéré : radio bearer au niveau RLC/PDCP, canal logique entre RLC et MAC, canal de transport entre MAC et PHY [1].

1.4.2 Les couches de l'interface radio

1.4.2.1 La couche 1

Représente la couche physique. Son rôle 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. D'un point de vue fonctionnel, la couche physique offre un service de transport sur l'interface air à la couche MAC. Les fonctions réalisées par la couche physique seront détaillées dans la section 5.

1.4.2.2 La couche 2

La couche 2 est constituée de trois sous-couches [5] :

PDCP : Les principaux services et fonctions de la sous-couche PDCP comprennent :

- la compression et la décompression des en-têtes,
- le transfert de données de l'utilisateur,
- le chiffrement des données du plan d'utilisateur et du plan de contrôle
- la protection de l'intégrité des données du plan de contrôle (signalisation NAS) et la protection de l'intégrité des données du plan utilisateur.

RLC : La sous -couche RLC assure les fonctions de contrôle du lien de données dévolues à la couche 2 du modèle OSI (Data Link Control) :

- détection et retransmission des PDU manquantes (en mode acquitté) permettant la reprise sur erreur .
- remise en séquence des PDU pour assurer l'ordonnancement des SDU à la couche supérieure (PDCP) ;
- utilisation de fenêtres d'émission et de réception pour optimiser la transmission de données .

MAC : La sous-couche MAC permet l'accès et l'adaptation au support de transmission grâce aux fonctions suivantes :

- le mécanisme d'accès aléatoire sur la voie montante .
- la correction d'erreurs par retransmission HARQ lors de la réception d'un acquittement HARQ négatif .
- les allocations dynamique et semi-statique de ressources radio (scheduling) .
- le maintien de la synchronisation sur le lien montant .
- la priorisation des flux sur le lien montant .

1.4.2.3 La couche 3 : Radio Ressource Control (RRC)

La couche RRC est la couche clé dans le processus de signalisation. Elle supporte plusieurs fonctions entre le terminal et l'eNodeB. Les procédures proposées par la couche RRC peuvent être classifiées comme suit [1, 6] :

- la diffusion et le décodage d'informations ;
- la gestion de la connexion RRC (Etablissement et libération d'une connexion RRC entre le terminal et l'eNodeB) ;
- le contrôle du radio bearers associés à des services ou à la signalisation ;
- le contrôle des mesures de l'UE et leur remontée à l'eNodeB en mode connecté ;
- la mobilité en mode connecté ;
- le contrôle de la mobilité en mode veille (sélection et re-sélection de cellule) ;
- Paging (A travers le canal logique PCCH) et
- la transmission de la signalisation des couches supérieures NAS

1.4.3 Typologies et description des canaux

L'interface radio E-UTRAN doit être capable de transmettre des informations à haut débit et à faible temps de latence. Cependant, pas tous les flux d'information nécessitent la même protection face aux erreurs de transmission ou la manipulation de la Qualité de Service (QoS). Les messages de signalisations E-UTRAN doivent être transmis le plus rapidement possible en utilisant le meilleur schéma de protection contre les erreurs, car ils sont critiques dans le cas d'une mobilité radio. Le mappage entre les canaux logiques, transport, et physiques pour la voie montante et la voie descendante est illustrée par la

figure 1.5 :

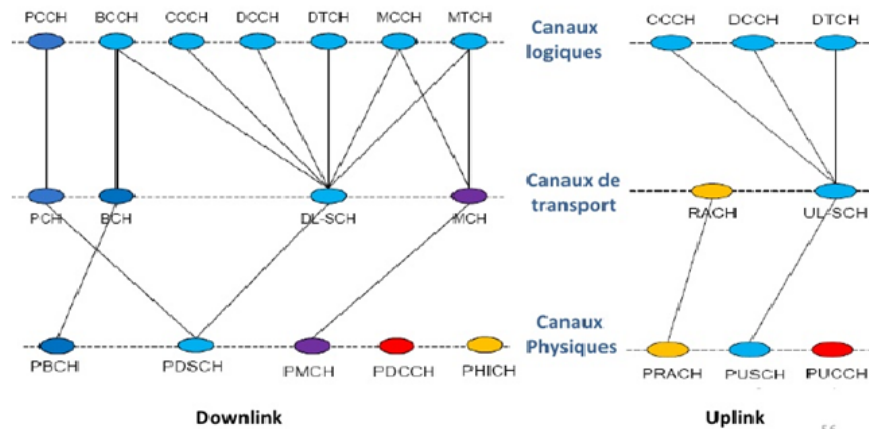


FIGURE 1.5 – Le mappage entre les canaux.

1.5 La couche physique

La couche physique fournit le service de transfert d'information à la couche MAC au travers des canaux de transport. En émission, les données fournies par la couche MAC sont passées dans une chaîne de codage de canal avant d'être transmises sur le médium physique. En réception, les données reçues sur le canal physique sont passées dans une chaîne de décodage de canal avant d'être remises à la couche MAC [7].

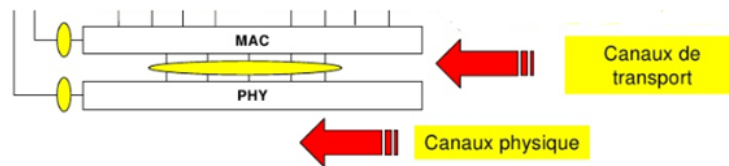


FIGURE 1.6 – La couche physique dans le système LTE

1.5.1 Objectifs de la couche physique

La couche physique effectue :

- Le codage/décodage de canal pour la protection contre les erreurs sur les canaux de transport,
- La modulation et qui associe les bits à transmettre à des symboles de modulation capables d'imprimer une onde électromagnétique,
- la modulation multi-porteuse, qui associe le signal à transmettre sur chaque antenne à des porteuses multiples, selon le principe de l'OFDM pour la voie descendante et du SC-FDMA en voie montante,
- Le multiplexage de plusieurs canaux de transport,
- L'adaptation du débit qui consiste à rajouter ou à retirer des bits de protection pour ajuster la taille des données à la capacité du canal physique,
- les mesures radio, pour estimer le canal de transmission, la qualité du signal de la cellule servante, ou encore les niveaux de puissance reçus d'une autre cellule, ou d'un autre système radio,
- La synchronisation en fréquence et en temps,
- la signalisation d'informations de contrôle entre eNodeB et UE,
- Le contrôle de puissance en boucle fermée,
- L'exécution des mesures et l'indication des résultats de mesures aux couches supérieures [1].

1.5.2 La transmission multi-porteuse

La transmission en LTE est basée sur une modulation de plusieurs porteuses appelée OFDM (pour Orthogonal Frequency Division Multiplexing). L'OFDM est utilisée en voie descendante. Pour la voie montante, on utilise une technique un peu similaire, qui utilise l'accès multiple mono-porteuse (SC-FDMA). Une des solutions utilisées pour transmettre un signal à travers un canal sélectif en temps et en fréquence, sans interférence entre symboles (IES), est de choisir la largeur de bande du signal bien plus grande que l'élargissement Doppler et bien plus faible que la bande de cohérence du canal. Pour réaliser une transmission à haut débit, il est alors nécessaire de transmettre un grand nombre de ces signaux bande étroite sur des porteuses situées en fréquence aussi proches que possible les unes des

autres. Tel est le principe de base des systèmes de transmissions multi-porteuses dont fait partie l'OFDM [8].

1.5.2.1 Principes de l'OFDM

Le principe de l'OFDM consiste à répartir sur un grand nombre de sous-porteuses le signal numérique que l'on veut transmettre. Comme si l'on combinait le signal à transmettre sur un grand nombre de systèmes de transmission (des émetteurs, par exemple) indépendants et à des fréquences différentes. Cette technique divise une large bande de fréquences en plusieurs sous-bandes ou sous-porteuses, et l'orthogonalité qui la caractérise autorise un certain recouvrement spectral entre les sous-porteuses, ce qui augmente l'efficacité spectrale du système. La division de la bande passante en N sous-bandes implique que la transmittance de chaque sous-bande est presque plate, ce qui explique la robustesse de cette technique de modulation en présence des canaux sélectifs en fréquence.

La chaîne de transmission : La figure 1.7 nous montre le schéma de principe de la transmission OFDM, où S/P et P/S représentent les conversions série-parallèle et parallèle-série, respectivement [9]. La chaîne de transmission dans les systèmes OFDM se divise en deux parties, l'émetteur et le récepteur. A l'émission, les bits de la source binaire sont modulés et génèrent des symboles complexes prenant leurs valeurs dans un alphabet fini correspondant à une modulation numérique donnée comme la modulation d'amplitude en quadrature (Quadrature Amplitude Modulation (QAM)) ou la modulation par sauts de phase (Phase-shift keying (PSK)). Le convertisseur série-parallèle dispose les symboles X_K en groupes (trames) de N symboles, la durée d'une trame T_u est N fois plus grande que la durée d'un symbole en série T_q . En appliquant ensuite une transformée de Fourier inverse, on obtient la trame (symbole) OFDM, L'IFFT est utilisée afin de transformer le spectre du signal OFDM au domaine temporel pour la transmission à travers le canal. Un préfixe cyclique de durée T_g copie les N_g derniers symboles de la trame OFDM, et les ajoute ensuite au début de la trame. Après conversion parallèle-série, on obtient enfin le symbole OFDM,

qui contient $Ns = N + Ng$ symboles de durée totale $Ts = Tu + Tg$. À la réception, les opérations inverses sont réalisées, commençant par la suppression du préfixe cyclique. La décomposition spectrale des échantillons reçus calculée en utilisant l'algorithme FFT, et enfin la démodulation pour retrouver les données binaires transmises.

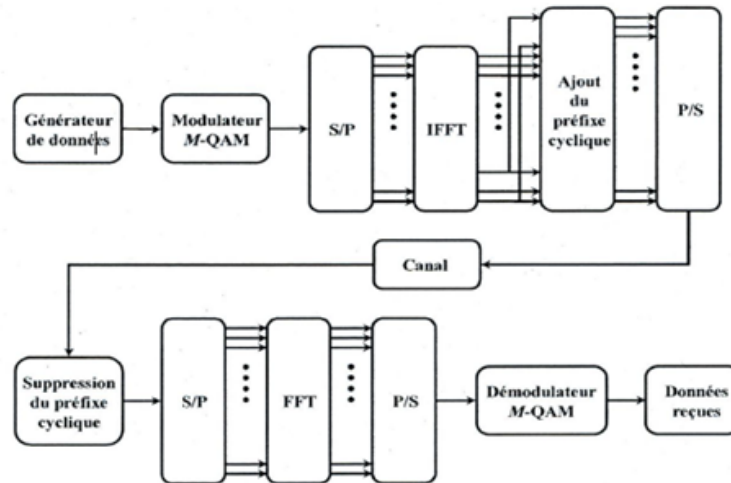


FIGURE 1.7 – schéma bloc d'un système de transmission OFDM

1.5.2.2 Le signal OFDM

Une description d'un modulateur OFDM de base est montrée par la figure 1.8. Il se compose d'une banque N_c de modulateurs complexes, où chaque modulateur correspond à une sous-porteuse OFDM. En bande de base, un signal OFDM $x(t)$, en notation complexe, au cours de l'intervalle de temps $(mT_u < t < (m + 1)T_u)$ peut donc être exprimée par l'équation 1.1 :

$$x(t) = \sum_{K=0}^{N_c-1} x_K(t) = \sum_{K=0}^{N_c-1} a_K^m e^{j2\pi K \Delta f t} \quad (1.1)$$

où $x_K(t)$ est la k^{ime} sous-porteuse modulée avec la fréquence $f_K = k * \Delta f$ et a_K est le symbole de modulation, complexe en général, appliquée à la k^{ime} sous-porteuse durant l'intervalle m du symbole OFDM, c'est à dire pendant l'intervalle de temps $(mT_u < t < (m + 1)T_u)$, Δf c'est la différence de fréquence entre les sous-porteuses et il est mis à $\Delta f = 1/T_s$ afin

de produire des sous porteuses orthogonales, où T_s est la durée de symbole OFDM.

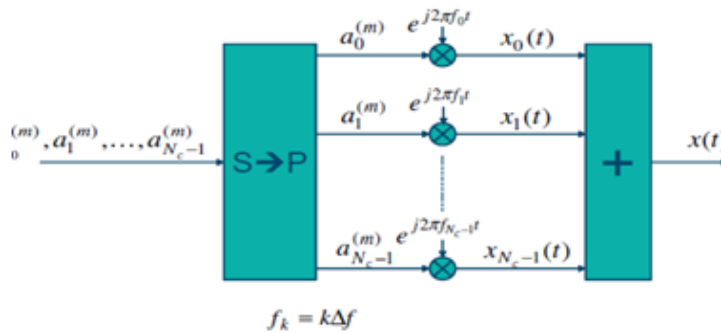


FIGURE 1.8 – Modulateur OFDM

1.5.2.3 Insertion de l'intervalle de garde

Pour éviter qu'ils interfèrent, on laisse entre deux symboles OFDM consécutifs un intervalle de garde, qui absorbe les répliques du signal dues aux trajets multiples. En réalité, au lieu d'un intervalle de garde vide, on recopie la fin du symbole OFDM à son début, formant ainsi ce qu'on appelle un préfixe cyclique (CP). En plus d'effectivement supprimer l'interférence entre symboles OFDM, le CP fait apparaître le signal comme périodique (ou cyclique) sur l'horizon temporel formé du CP et du symbole OFDM. Ainsi, le CP assure l'orthogonalité entre sous-porteuses dans le domaine fréquentiel en assurant que le signal reçu sur une sous-porteuse contient uniquement une contribution du symbole émis sur cette même sous-porteuse, sans contribution des symboles émis sur les sous-porteuses adjacentes. Dans le domaine temporel, le CP donne les moyens au récepteur de récupérer l'intégralité du signal utile porté par chaque trajet du canal dans la fenêtre de traitement de la FFT, comme illustré à la figure 1.9. La figure 1.10 donne une représentation temporelle et fréquentielle du signal OFDM utilisant un intervalle de garde. Dans cette représentation les symboles se chevauchent dans le domaine fréquentiel et ils sont séparés par un intervalle de garde dans le domaine temporel.

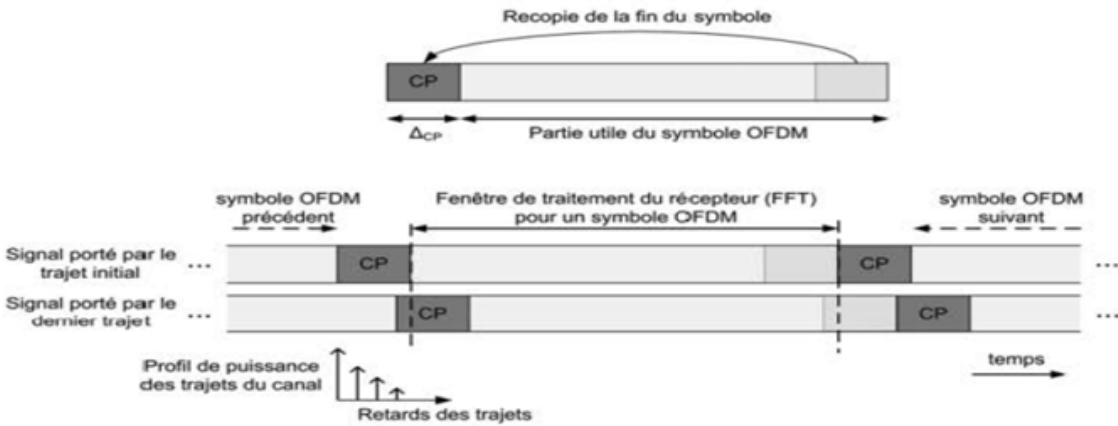


FIGURE 1.9 – Protection contre l’interférence entre symbole OFDM assurée par le préfixe cyclique.

1.5.2.4 Avantages et inconvénients de l’OFDM

- **Avantages**

- Le modulateur et le démodulateur peuvent être réalisés en utilisant une IFFT et une FFT respectivement.
- La technique OFDM dispose d’une très grande flexibilité tant dans l’allocation de bits par sous-porteuse que dans l’allocation de débit dans un contexte multiutilisateurs.
- Les interférences entre symboles (ISI) et entre porteuses (ICI) peuvent être évitées à l’émission et corrigées en réception.
- Les techniques multi-porteuses sont robustes en termes d’égalisation.

- **Inconvénients**

- L’OFDM est sensible au décalage fréquentiel qui peut causer une perte d’orthogonalité entre les sous-porteuses.
- L’OFDM est sensible aux non linéarités des amplificateurs [10].

1.5.2.5 L’OFDMA

C’est une technique qui dérive de l’OFDM, et utilisée dans la liaison descendante LTE. En OFDM, la granularité fréquentielle fournie par le découpage de la bande du système en

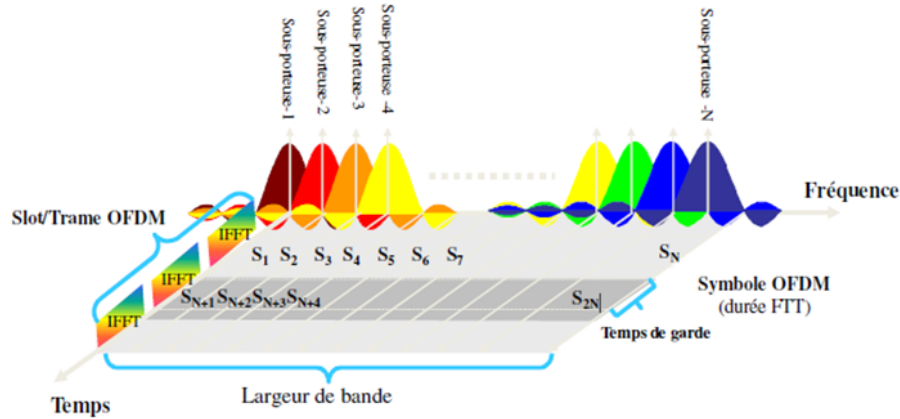


FIGURE 1.10 – Représentation temporelle et fréquentielle du signal OFDM.

sous porteuses permet de multiplexer aisément différents utilisateurs, ou différents canaux, en leur allouant des sous-porteuses différentes. L'accès multiple selon ce principe est appelé OFDMA et est employé dans la liaison descendante du LTE. En particulier, l'OFDMA permet de dimensionner le nombre de sous-porteuses allouées à un UE en fonction de ses besoins en débit. Par exemple, un UE effectuant un appel voix, qui ne nécessite qu'un faible débit, se verra allouer un nombre de sous porteuses bien inférieur à un UE téléchargeant un fichier volumineux. La différence entre l'OFDM et l'OFDMA c'est que la première servira un usager dans un intervalle de temps, par contre OFDMA, elle, peut servir plusieurs usagers dans un même intervalle de temps [11].

1.5.2.6 La SC-FDMA

C'est une technique d'accès qui utilise la modulation mono-porteuse, plus précisément la DFTS-OFDM (DFT-Spread Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Elle possède une structure et des performances similaires à l'OFDM, elle est utilisée pour l'accès aux transmissions en voie montante dans les systèmes LTE. La SC-FDMA peut être considérée comme un système OFDM avec un bloc de plus appelé DFT mappé.

1.5.3 Structure des trames en LTE

Les trames LTE sont de 10 ms. Ils sont divisés en 10 sous-trames, chaque sous-trame de longueur 1 ms. Chaque sous-trame est divisée en deux slots, chacun de 0,5 ms. Un slot est composé de 6 ou 7 symboles OFDM. La sous-trame constitue un TTI (Transmission Time Interval), c'est-à-dire l'intervalle de temps de transmission élémentaire pouvant être alloué à un UE [12, 13].

Il existe deux types de structures de trame, illustrés par la figure 1.11.

- Le type 1 est utilisé dans le duplexage de division de fréquence (FDD).
- Le type 2 est utilisé dans le duplexage de division de temps (TDD).

Dans la structure de trame de type 1, chaque sous-trame est divisée en deux slots de 0,5 ms chacun. Les slots d'une trame radio sont numérotés de 0 à 19. En FDD, dix sous-trames sont disponibles pour la voie montante et dix sous-trames sont disponibles pour la voie descendante par période de 10 ms, puisque les voies montante et descendante opèrent sur des fréquences différentes. En FDD half-duplex, un UE ne peut transmettre et recevoir simultanément, ce qui restreint le nombre de sous-trames utilisables dans chaque direction de transmission.

En TDD, certaines sous-trames sont attribuées aux transmissions sur la liaison montante et d'autres aux transmissions sur la liaison descendante, le passage de la liaison descendante à la liaison montante se produisant lors de la sous-trame spéciale comme illustré sur la figure 1.11. Cette sous-trame spéciale est divisée en trois parties : une partie liaison descendante (DwPTS), une période de garde (GP, guard period) au cours de laquelle la commutation se produit, et une partie liaison montante (UpPTS). La DwPTS est traitée essentiellement en tant que sous-trame de liaison descendante normale, bien que sa longueur réduite ne permette de transmettre qu'une quantité inférieure de données. L'UpPTS peut être utilisée pour le sondage des canaux ou l'accès aléatoire. La DwPTS, la GP et l'UpPTS ont chacune une longueur différente configurable pour permettre différents scénarios de déploiement, et une durée totale de 1 ms.

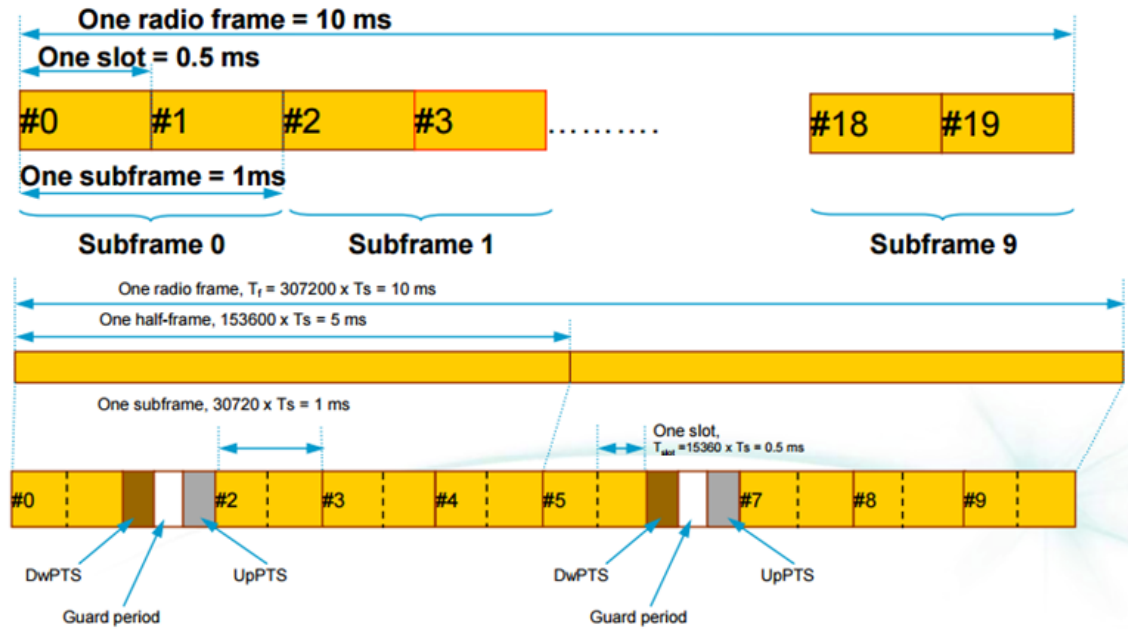


FIGURE 1.11 – Format de la trame FDD et en TDD respectivement

1.5.3.1 Bloc de ressources et élément de ressource

En LTE, l'espace temps/fréquence est divisé en PRB (Physical Resource Blocks). Un PRB est le plus petit élément d'allocation des ressources affectées par le planificateur de station de base. Comme c'est indiqué dans la figure 1.12, un PRB est constitué en domaine fréquentiel de 12 sous-porteuses, chacune de largeur 15 KHz, en tout 180 KHz, et d'un Time Slot dans le domaine temporel, autrement dit 6 ou 7 symboles selon la taille du préfixe cyclique(PC). Un élément de ressource RE (Resource Element) est formé par une seule sous-porteuse et un seul symbole dans le domaine temporel, d'où il ne peut contenir qu'un seul symbole de modulation (QPSK, 16QAM, 64QAM).

Le nombre total de sous-porteuses disponibles dépend de la largeur de bande de transmission globale du système. Les spécifications LTE définissent les paramètres de bande passante de système à partir de 1,25 MHz à 20 MHz selon le specification de 3GPP détaillée dans [9] et que nous résumons dans le tableau 1.1. Le nombre de sous-porteuses pour chaque ressource bloc et le nombre de symboles par ressources block varient en fonction de la longueur de préfixe cyclique et de l'espacement de sous-porteuse pour les deux voie .

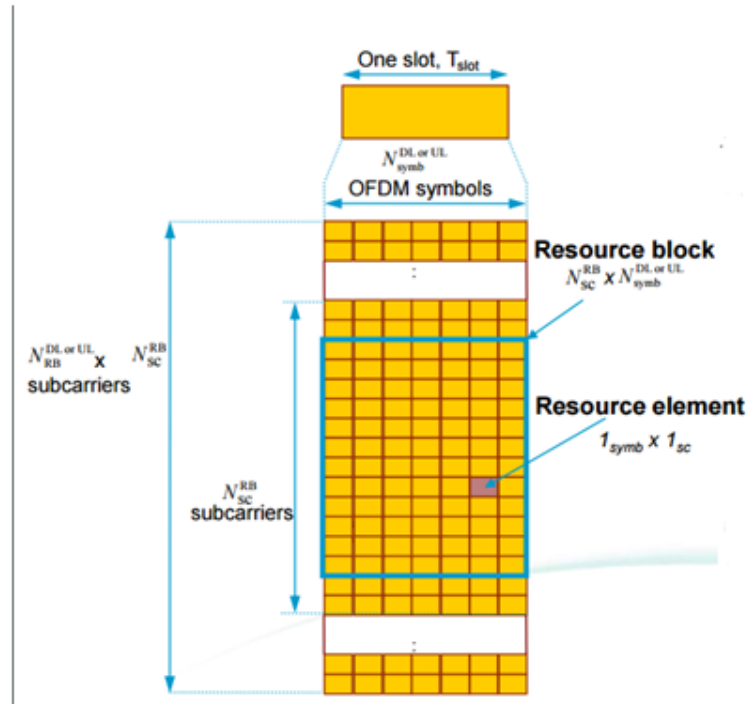


FIGURE 1.12 – La grille de ressource temps-fréquence en voie montante et descendante.

TABLE 1.1 – Nombre de bloc de ressources pour différentes largeurs de bandes

Largeur de bande de canal (MHZ)	1,4	3	5	10	15	20
Nombres de PRB	6	15	25	50	75	100

1.5.4 Les signaux physiques

Les signaux physiques correspondent également à des éléments de ressource et sont associés à des paramètres de transmission physiques prédéfinis. On distingue deux grands types de signaux physiques : Les signaux de référence ou Reference Signais (RS) et les signaux de synchronisation.

• Signaux de référence

Les signaux de référence (RS, pour Reference Signals), aussi appelés pilotes, sont des signaux connus à l'avance du récepteur qui permettent à l'UE d'estimer son canal et plus

généralement, d'effectuer les différentes mesures définies au niveau de la couche physique. Parmi ces dernières, on distingue en particulier la puissance reçue sur les signaux de référence (RSRP, pour Reference Signal Received Power) et la qualité du signal reçu sur les signaux de référence (RSRQ, pour Reference Signal Received Quality). Les signaux de référence ne portent pas d'information et occupent des éléments de ressource qu'il n'est pas possible de réutiliser pour transmettre des données. Leur définition doit ainsi répondre à un compromis entre les performances qu'ils apportent et la réduction du nombre de ressources utiles qu'ils entraînent [1].

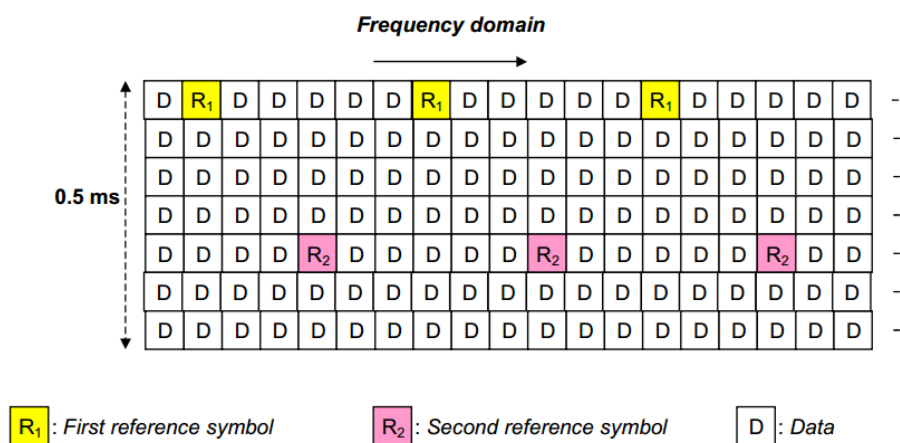


FIGURE 1.13 – La position des signaux de référence

Signaux de référence en voie descendante : Un signal de référence en voie descendante identifie une antenne de l'eNodeB pour l'UE. Or, plusieurs antennes physiques peuvent participer à l'émission d'un seul signal de référence, l'UE n'en décelant alors qu'une seule. C'est la raison pour laquelle le 3GPP a introduit la notion déjà rencontrée de port d'antenne, ou un port est associé à un signal de référence, et inversement. Un port d'antenne peut ainsi être vu comme une antenne logique, le signal associé pouvant en réalité être émis de plusieurs antennes physiques, de manière transparente pour l'UE.

Il existe trois types de signaux de référence en voie descendante : les signaux de référence MBSFN qui sont utilisés pour la démodulation du PMCH, les signaux de référence spécifiques à la cellule qui sont les signaux de base en LTE et remplissent de multiples

fonctions. On peut définir un, deux ou quatre port(s) d'antenne pour les CRS (Cell-specific Reference Signal), tandis que les autres signaux de référence correspondent à un port d'antenne unique. Grâce à cette caractéristique, il est possible de les utiliser pour assister la synchronisation en temps et en fréquence sans attendre les sous-trames qui portent les signaux de synchronisation. Un signal de référence spécifique à un UE est, comme son nom l'indique, propre à un UE particulier. En particulier, il subit le même pré-codage que les données destinées à l'UE visé. Il est possible d'utiliser ces signaux de référence en mode FDD, ils sont plus particulièrement assignés au mode TDD, où la propriété de réciprocité du canal permet à l'eNodeB d'acquérir une information précise sur le canal de l'UE à partir des signaux de référence émis par l'UE en voie montante. En contraste, pour les CRS, le nombre de ports d'antenne est limité à quatre, et la perte d'efficacité spectrale augmente avec le nombre de ports [1].

Signaux de référence en voie montante : Deux types de signaux de référence sont définis pour la voie montante : ceux pour la démodulation, appelés Démodulation Reference Signaux (DMRS), et ceux pour acquérir l'information sur le canal, appelés signaux de référence de sonde ou Sounding Reference Signals (SRS).

- **Signaux de synchronisation :** Il en existe deux types : le signal de synchronisation primaire (Primary Synchronizarion Signal, PSS) et le signal de synchronisation secondaire (Secondary Synchronizarion Signal, SSS). Ces signaux sont connus de l'UE et possèdent des propriétés temporelles et fréquentielles optimisées pour permettre la synchronisation, qui s'effectue typiquement par des opérations de corrélation.

Position des signaux dans la sous-trame : En FDD, les PSS sont transmis sur le dernier symbole OFDM des slots 0 et 10. En TDD, ils sont transmis sur le troisième symbole OFDM des sous-trames 1 et 6. Notons que ces symboles se trouvent toujours associés à la voie descendante, quelle que soit la configuration voie montante/ voie descendante, car ils appartiennent soit à une sous-trame descendante, soit au champ DwPTS.

1.5.5 La technique multi-antennes

C'est l'une des innovations majeures de LTE, utilisée pour améliorer les performances du système. Cette technologie offre à LTE la possibilité d'améliorer encore plus son débit de données et son efficacité spectrale en plus de celui obtenu avec l'OFDM. Malgré que MIMO rend le système plus complexe en termes de traitement et de nombre d'antennes requises, elle s'est avérée une technique très avantageuse pour LTE, est a été définie comme une partie intégrante de cette technologie [14]. Le but de la technique MIMO étant d'augmenter le débit et la portée des réseaux sans fil, elles se basent sur l'utilisation de plusieurs antennes aussi bien du côté de l'émetteur que celui du récepteur. Lorsqu'un tel système comprend seulement une seule antenne à l'émission et plusieurs antennes à la réception, il est nommé SIMO. Lorsqu'il comprend plusieurs antennes à la réception et une seule antenne à l'émission, il est nommé MISO. Finalement, si les deux côtés comptent une antenne chacun, le système est dit SISO comme illustré à la figure 1.14.

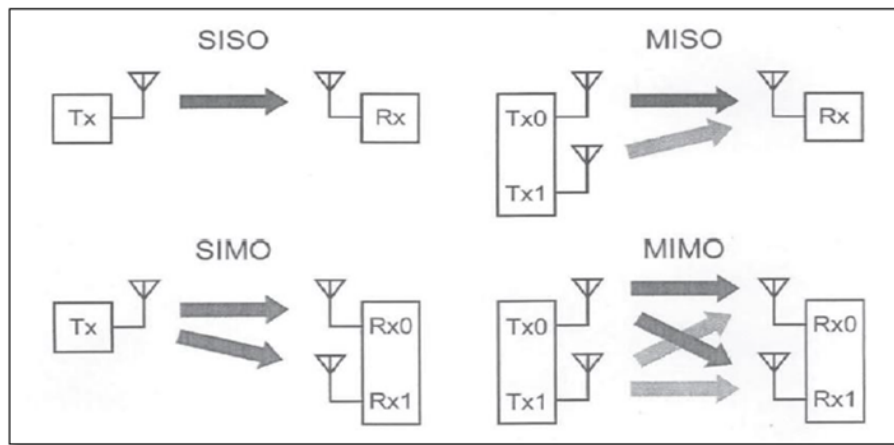


FIGURE 1.14 – Schémas représentatifs des systèmes SISO, MISO, SIMO et MIMO.

La mise en place d'une telle structure permet au LTE d'atteindre des débits importants. De plus, le fait d'utiliser plus d'une antenne des deux côtés du système permet d'apporter de la diversité et a pour conséquence l'amélioration du rapport signal à bruit (SNR) et donc du taux d'erreurs binaires.

Les systèmes MIMO exploitent les techniques de :

- Diversité d'espace : diversité d'antenne.
- Diversité fréquentielle : Cette technique demande l'envoi du même signal sur des fréquences différentes.
- Diversité temporelle : Lorsque l'on sépare l'envoi du même signal par le temps de cohérence du canal.

MIMO est principalement utilisé dans le sens descendant, du fait qu'elle est difficile à implémenter au niveau de l'UE, à cause de plusieurs contraintes de coût et de consommation d'énergie.

1.5.5.1 MIMO et les signaux de référence

Nous avons vu qu'en FDD l'UE doit retourner une information sur l'état de son canal à l'eNodeB. Pour ce faire, il estime le canal entre chaque antenne d'émission et chaque antenne de réception à l'aide de signaux de référence propres à chaque antenne d'émission. Le nombre maximal d'antennes gérées est par conséquent conditionné par l'existence dans les spécifications des signaux de référence, ainsi que des structures de retour associées.

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les entités fonctionnelles du réseau LTE ainsi que les interfaces et protocoles qui organisent le transfert des données selon une structure en couches ayant chacune un rôle précis, suivis d'une petite partie dans laquelle nous avons décrit les fonctionnements principales de la couche physique tel que le codage de canal, la modulation, La synchronisation, et la modulation multi porteuse.

CHAPITRE 2

MODÈLES DE PROPAGATION

2.1 Introduction

la modélisation des caractéristiques de propagation est essentielle pour deux raisons principales par rapport au système LTE : la performance de la voie de transmission au niveau du système de la technologie LTE peut être évaluée avec précision que lorsque les modèles de canal radio sont réalisés. En particulier, la caractéristiques spatiales des modèles de canaux ont un effet significatif sur la performance des systèmes multi-antennes. Le modèle utilisé pour la propagation radio joue un rôle important dans la phase de planification, et nous consacrons ce chapitre aux modèles de propagation. Mais avant d'entamer les notions de modèles de propagation nous allons faire une description d'un canal radio mobile et des modèles mathématiques les plus utilisés dans le cadre de l'estimation de canal.

2.2 Le canal radio mobile

En communications, le canal de Transmission représente toutes les transformations subies par le signal entre l'émetteur et le récepteur, de par sa propagation dans le milieu de transmission, ainsi que dans les équipements d'émission et de réception. Le canal de transmission détermine la manière dont les données doivent être mises en forme à l'émetteur afin

de se propager dans de bonnes conditions dans le milieu [1]. La transmission de l'information sur la voie radio dans les systèmes mobiles s'effectue soit depuis une station de base vers un mobile (liaison descendante ou "downlink"), soit depuis un mobile vers la station de base (liaison montante ou "uplink") comme illustré par la figure 2.1. Nous considérons par défaut

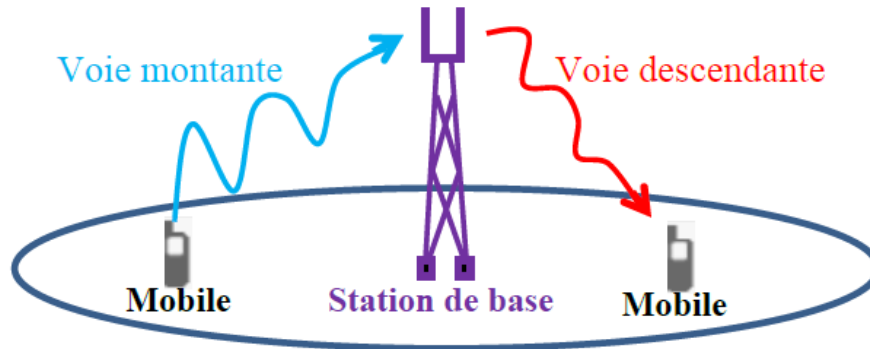


FIGURE 2.1 – Les voies de transmission dans un réseau mobile

la liaison descendante. Les conditions de propagation sont très variables et dépendent de l'environnement.

2.2.1 Caractéristiques d'un canal radio-mobile

2.2.1.1 La propagation radio-mobile

La liaison entre la station de base et le mobile est dépendante du canal radio mobile. Dans une communication sur ce type de canal, le signal transmis est soumis à deux types de perturbations : le bruit additif et les perturbations de propagation à travers le canal [15].

2.2.1.2 Le bruit

Le bruit dans le canal radio mobile provient directement de l'agitation thermique des électrons dans la matière qui ne sont pas à une température absolue nulle ($T = 0K$). Cette agitation provoque un mouvement chaotique et donc des accélérations aléatoires des électrons dans toutes les directions [15]. Ce bruit est appelé bruit thermique et possède une distribution normale. La densité spectrale de puissance de rayonnement moyenne (mono-

latérale notée N_0) de la distribution du bruit thermique émise par un corps porté à une certaine température a été modélisée par la loi de Planck. Aux fréquences radio, elle est approximée par $\gamma_b(f) = K_b T$ (exprimée en Watt/Hz) où K_b est la constante de Boltzmann et vaut $1.38 \times 10^{-23} \text{ Joules.K}^{-1}$ et T est la température du corps qui émet le rayonnement exprimée en Kelvins.

2.2.1.3 Les perturbations de propagation

Lors d'une communication radio mobile, le signal émis est porté par une onde électromagnétique qui se propage dans l'air, cette propagation est loin d'être en espace libre. Les obstacles de différentes formes géométriques et de diverses caractéristiques perturbent la propagation (voir figure 2.2), ces perturbations se traduisent par des fluctuations de la puissance du signal reçu en fonction de la distance. On distingue deux types de fluctuations de l'enveloppe du signal reçu : les évanouissements sévères, qui sont causés par l'addition des différents trajets provenant des diffuseurs à proximité du récepteur, et les évanouissements lents, qui sont causés par les variations à grande échelle du milieu de propagation [9]

Les mécanismes de propagation qui se produisent, en communication mobile, sont :

- **la réflexion** : elle se produit lorsqu'une onde électromagnétique rencontre des surfaces lisses de très grandes dimensions par rapport à sa longueur d'onde (λ), comme par exemple la surface de la terre, les bâtiments et les murs.
- **la diffraction** : elle se produit lorsqu'un obstacle épais et de grande dimension par rapport à sa longueur d'onde obstrue l'onde électromagnétique entre l'émetteur et le récepteur. Dans ce cas, des ondes secondaires sont générées et se propagent derrière l'obstacle ("shadowing").
- **la diffusion "Scattering"** : elle se produit lorsque l'onde rencontre un obstacle dont l'épaisseur est de l'ordre de sa longueur d'onde, comme par exemple les lampadaires et les feux de circulation. Dans ce cas, l'énergie est dispersée dans toutes les directions.

Le signal transmis doit faire face aux pertes de propagation dues à la distance, aux

atténuations induites par les obstacles qu'il trouve sur son parcours et aux évanouissements suscités par l'existence de trajets multiples. De ce fait, le signal reçu est une combinaison de plusieurs trajets dont les amplitudes, les déphasages, les décalages Doppler et les retards diffèrent. Le canal radio mobile est donc un canal fluctuant à trajet multiples. D'une manière générale, le phénomène qui se traduit par une variation de la puissance du signal mesurée à la réception, en fonction du temps ou de la distance qui sépare l'émetteur du récepteur, est connu sous le nom d'évanouissement ("fading"). D'après cette définition, on peut classer les canaux radio-mobiles en deux catégories : " Évanouissement à long terme " et " évanouissement à court terme "

L'évanouissement à long terme : se manifeste lorsque la distance qui sépare l'émetteur du récepteur est importante (de quelques dizaines à quelques milliers de mètres). Il est généralement causé par l'obstruction des ondes par les obstacles (immeubles, forêts, collines, etc.) ou à la forme du terrain.

L'évanouissement à court terme : se réfère à l'évolution spectaculaire de l'amplitude et de la phase du signal sur une courte période de temps. Cette variation rapide est due aux trajets multiples générés par les divers réflecteurs et diffuseurs de la liaison. Le moindre mouvement du mobile engendrera de très fortes fluctuations d'amplitude de l'enveloppe du signal reçu [8].

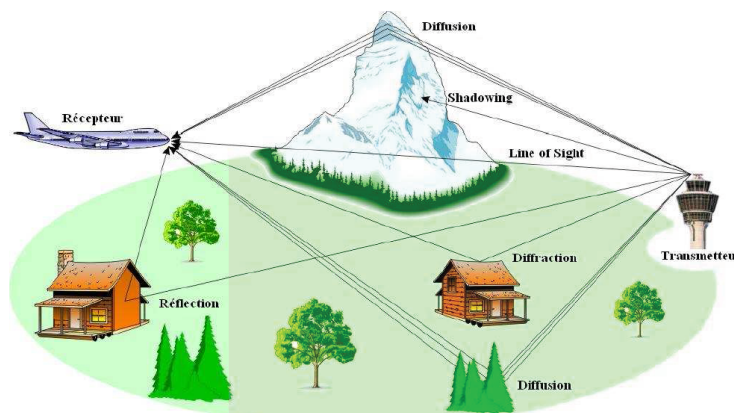


FIGURE 2.2 – Les différents mécanismes de propagation

2.2.2 Paramètres de propagation

- **Effet des trajets multiples** : La propagation des ondes dans un canal se fait par voie directe, mais plus souvent par réflexion, réfraction et diffusion des ondes par les obstacles artificiels et naturels qui entourent le récepteur. Les trajets multiples sont le résultat des répliques du signal original qui arrivent au récepteur à des instants différents. Ainsi, le signal reçu sera composé d'une somme de plusieurs répliques. Ces derniers suivront des trajets différents, de ce fait chaque trajet sera affecté d'une atténuation, d'un retard et d'un déphasage différent [9].
- **Effet Doppler** : Dans un environnement radio mobile, le récepteur est souvent en mouvement par rapport à l'émetteur. Ce mouvement introduit un décalage de fréquence dans le contenu spectral du signal reçu. Ce décalage de fréquence, appelé effet Doppler, dépend de la vitesse du mobile, de la longueur d'onde (fréquence porteuse) et de l'angle d'incidence du trajet par rapport à la trajectoire de déplacement. Le décalage Doppler est donné par l'équation 2.1 :

$$f_d = \frac{\nu}{\lambda} \cos(\varphi) \quad (2.1)$$

où ν est la vitesse de déplacement du récepteur, λ est la longueur d'onde et φ est l'angle d'incidence par rapport à la trajectoire de déplacement.

- **La bande de cohérence** : La bande de cohérence est une mesure statistique qui quantifie la sélectivité en fréquence du canal. Elle permet de déterminer la bande à l'intérieur de laquelle le canal est considéré non sélectif en fréquence et laisse passer toutes les composantes spectrales avec approximativement le même gain et une phase linéaire.
- **L'étalement des retards maximal** : Ce paramètre correspond à l'intervalle de temps écoulé entre l'arrivée au récepteur du premier et du dernier trajet issus d'une même impulsion à l'émission, noté τ_{max} , déterminé par la fonction d'étalement des retards. De cette manière, l'étude du moment d'ordre deux de la variable aléatoire $\tau \in [0, \tau_{max}]$ déterminera la dispersion moyenne des retards, noté σ_τ . Cette dispersion

temporelle des retards se caractérise dans le domaine fréquentiel par une corrélation sur une bande de fréquence. La mesure de la bande de cohérence B_c permet de quantifier le degré de corrélation entre deux fréquences distinctes. Ainsi, si l'écart fréquentiel entre deux signaux émis est supérieur à la bande de cohérence, alors les signaux reçus sont considérés comme décorrélés. L'expression de la bande de cohérence B_c est donnée par l'équation 2.2 :

$$B_c = \frac{1}{\tau_m} \quad (2.2)$$

où τ_m est l'étalement de la réponse impulsionnelle du canal.

- **Le temps de cohérence** : Le temps de cohérence est une mesure de la vitesse à laquelle le canal fluctue. Avec la connaissance de l'étalement Doppler maximal, il est possible d'approximer le temps de cohérence du canal par la relation 2.3, qui indique que le temps de cohérence est approximativement l'inverse de la fréquence Doppler maximale [9].

$$T_C = \frac{1}{F_m} \quad (2.3)$$

Par conséquent, l'étalement Doppler maximal F_m est considéré comme le taux d'évanouissement typique du canal. Plus tôt, T_c a été décrit comme la durée de temps en dessous duquel la réponse du canal à une sinusoïde est essentiellement invariable. Si T_c est défini plus précisément comme la durée de temps en dessous duquel la réponse du canal à une sinusoïde a une corrélation de plus de 0.5, la relation entre T_c et F_m est approximativement [9] :

$$T_C = \frac{9}{16\pi F_m} \quad (2.4)$$

- **Sélectivité d'un canal** : Un canal est dit sélectif en temps lorsque la durée du symbole transmis n'est pas faible relativement au temps de cohérence. Il est dit sélectif en fréquence lorsque la largeur de bande du signal n'est pas faible par rapport à la bande de cohérence du canal. Dans ce cas, certaines fréquences du signal sont atténuées d'une façon différente que d'autres fréquences. La robustesse d'un signal de durée de

symbole T_s et de bande B_s dépendra des rapports T_s/T_c et B_s/B_c . On distingue alors quatre cas :

- $B_s \ll B_c \iff T_s \gg \sigma_\tau$: si la bande occupée par le signal est inférieure à la bande de cohérence du canal, ou la durée du symbole émis est largement supérieure à la dispersion des retards, alors, les fréquences du spectre sont corrélées. Ainsi, les fréquences du spectre du signal subissent les mêmes amplifications ou atténuations. Dès lors, le canal est considéré comme non sélectif en fréquence et à « évanouissements plats ».
- $B_s > B_c \iff T_s < \sigma_\tau$: si la bande occupée par le signal est supérieure à la bande de cohérence du canal, ou la durée du symbole émis est inférieure à la dispersion des retards, alors, les fréquences du spectre sont décorrelées. Lors d'un évanouissement dans la bande de cohérence, une partie du signal seulement sera perturbée. Le canal est dit sélectif en fréquence. En outre, la durée du symbole étant inférieure à la dispersion des retards, des interférences entre symboles apparaissent.
- $B_s > B_d \iff T_s < t_c$: si la durée du symbole émis est inférieure au temps de cohérence du signal, ou la bande occupée par le signal est supérieure à la bande Doppler, alors, le canal est dit à «évanouissements lents ». Le canal est alors non-sélectif en temps. La réponse impulsionnelle du canal reste constante sur plusieurs symboles consécutifs.
- $B_s \ll B_d \iff T_s \gg t_c$: si la durée du symbole émis est largement supérieure au temps de cohérence du signal, ou la bande occupée par le signal est largement inférieure à la bande Doppler, alors, le canal est dit à «évanouissements plats ». Dans ces conditions, la réponse impulsionnelle du canal varie de façon significative pendant la durée d'un symbole. Le canal est alors sélectif en temps.
- **La diversité** : La diversité est une technique utilisée pour éliminer l'évanouissement, son principe est de transmettre plusieurs copies de la même information sur plusieurs canaux avec puissance comparable et évanouissement indépendant, donc à la réception il y aurait au moins un ou plusieurs signaux non atténués, et bien sur sans négliger

la probabilité d'avoir une transmission de faible qualité. Il existe deux principales catégories de diversité : explicite et implicite. La première consiste à émettre plusieurs répliques du même message, et la deuxième envoyant une copie, mais à compter sur des concepts tel que les multi parcours pour dupliquer le signal envoyé. Pour la diversité spatiale, il faut que la distance entre antennes soit plus grande que la distance cohérente. Pour la diversité fréquentielle, il faut une séparation fréquentielle supérieure à la cohérence de la bande passante (BP). A la réception, il y a plusieurs antennes, ce qui implique la nécessité d'avoir une combinaison des signaux reçus [16].

2.3 Modèles mathématiques d'un canal de transmission

Dans la conception des systèmes de communications, il est nécessaire de construire les modèles mathématiques qui caractérisent le milieu de propagation. Les modèles les plus utilisés dans les communications sans fil sont donnés dans la suite.

2.3.1 Canal invariant à bruit additif

Le modèle le plus simple à générer et à analyser est le canal à bruit additif. Physiquement ce bruit modélise à la fois le bruit d'origine interne et le bruit d'origine externe (antenne, etc.). Habituellement, ce bruit est statistiquement caractérisé comme un processus gaussien (voir figure 2.3).

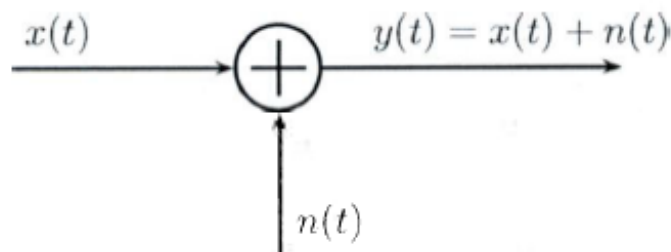


FIGURE 2.3 – Canal invariant à bruit additif

L'effet de l'atténuation de canal peut être facilement incorporé à ce modèle. Quand le signal subit une atténuation par le canal, le signal reçu devient :

$$y(t) = \alpha x(t) + n(t) \quad (2.5)$$

où α dénote le facteur d'atténuation et $n(t)$ le bruit additif caractérisé par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle, de variance σ_n^2 et de densité spectrale de puissance bilatérale $\Phi_{nn} = \frac{N_0}{2}$.

2.3.2 Canal invariant à trajets multiples

Les canaux à trajets multiples (ou dispersifs) sont habituellement caractérisés par des filtres linéaires avec bruit additif. Ce type de canal contient plusieurs coefficients (facteur d'atténuation), qui sont également étendus dans le temps (voir figure 2.4). La réponse

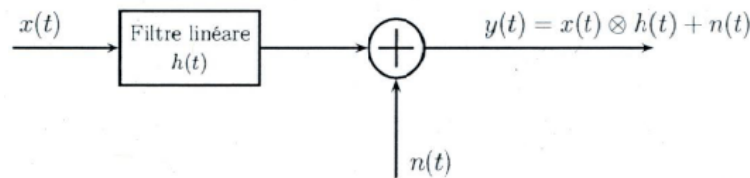


FIGURE 2.4 – Canal invariant à trajet multiple

impulsionnelle d'un canal à trajets multiples est donnée par :

$$h(\tau) = \sum_{n=0}^{L-1} \alpha_n e^{j\theta_n} \delta(\tau - \tau_n) \quad (2.6)$$

où L est le nombre de trajets et α_n , θ_n et τ_n sont respectivement le facteur d'atténuation, le déphasage et le retard de propagation du $n^{ième}$ trajet reçu. Un signal qui traverse un canal à trajets multiples subit une convolution avec le filtre linéaire du canal. Ce fait est décrit par la relation suivante :

$$\begin{aligned} y(t) &= x(t) * h(t) + n(t) \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) x(t - \tau) d\tau + n(t) \end{aligned} \quad (2.7)$$

$$= \sum_{n=0}^{L-1} \alpha_n e^{j\theta_n} x(t - \tau_n) + n(t)$$

où \otimes dénote la convolution. Il devient évident que le canal par trajets multiples introduit l'interférence entre symboles (ISI). Un phénomène qui peut rigoureusement dégrader la performance du système de communications.

2.3.3 Canal à trajets multiples variables dans le temps

Ces canaux peuvent être représentés mathématiquement comme des filtres linéaires variables dans le temps. De tels filtres linéaires sont caractérisés par une réponse impulsionnelle de canal variable dans le temps $h(t; \tau)$, qui est la réponse du canal au temps t due à une impulsion appliquée au temps $t - \tau$. Ainsi, τ représente la variable âge (temps écoulé). La figure 2.5 montre un canal variable dans le temps avec un bruit additif [9].

Le modèle de canal dans lequel la réponse impulsionnelle varie dans le temps à la forme suivante :

$$h(t; \tau) = \sum_{n=0}^{L-1} \alpha_n(t) e^{j\theta_n(t)} \delta(t - \tau_n(t)) \quad (2.8)$$

où $\alpha_n(t)$, $\theta_n(t)$ et $\tau_n(t)$ sont respectivement le facteur d'atténuation, le déphasage et le retard de propagation du n^{ieme} trajet reçu.

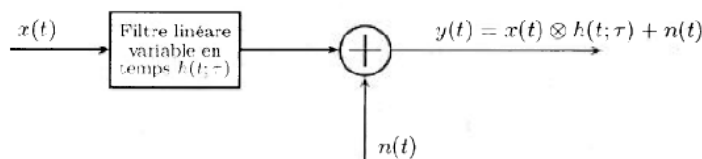


FIGURE 2.5 – Canal à trajet multiple variable dans le temps

Les trois modèles décrits ci-dessus couvrent la grande majorité des canaux physiques rencontrés dans la pratique.

2.4 Classification des modèles de propagation

Les caractéristiques des variations du signal varient lorsqu'il se déplace depuis l'antenne d'émission vers l'antenne de réception. Ces caractéristiques dépendent de la distance entre les deux antennes, le(s) chemin(s) suivi par le signal, et l'environnement (bâtiments et autres objets) autour de la trajectoire. Le profil du signal reçu peut être obtenu à partir de celui du signal transmis, si nous avons un modèle du milieu entre les deux. Ce modèle du milieu est appelé modèle de propagation.

Le modèle de propagation est une procédure essentielle au début de déploiement du réseau car il permet des prédictions précises sur la couverture. Il sert à estimer la portée d'un émetteur radio, déterminer la qualité du signal reçu en fonction de la distance et de l'environnement, calculer le niveau d'interférence lorsque plusieurs émetteurs co-existent ; permet aussi de déterminer et configurer les équipements nécessaires pour assurer une couverture radio, une capacité et une qualité de service suffisante. Dans la plupart des cas, celui-ci est difficile à déterminer avec précision, en raison de la complexité des environnements de propagation terrestre et des effets physiques. La figure 2.6 nous donne idée de l'aisance à obtenir des modèles appropriés en tenant compte toutefois de la précision des modèles ainsi développés.

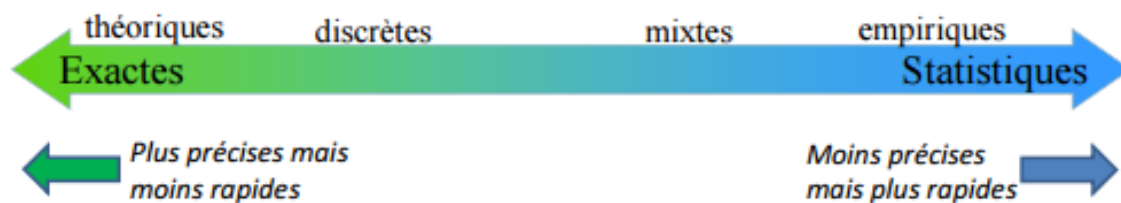


FIGURE 2.6 – Classification des modèles de propagation

Devant la demande sans cesse croissante, les opérateurs ont été amenés à densifier leur réseau : ils augmentent le nombre de stations de base et réduisent la taille des cellules. La cellule est la zone couverte par une station de base. Elles schématisent des implantations physiques particulières de l'antenne de la station de base et de sa zone géographique déter-

minée : leurs caractéristiques sont liées à la position, la puissance, la hauteur de l'antenne de la station de base et à l'environnement géographique [17].

2.4.1 Classification des environnements terrestres

- **Milieu rural (ou semi-rural) macro-cellule** : leur taille est supérieure à plusieurs dizaines de kms, il présente une faible densité d'obstacles d'origine humaine. Les modèles macro cellulaires sont des modèles semi-empiriques généralement fondés sur l'analyse du profil vertical émetteur-récepteur et des obstacles qui s'y trouvent (colline, forêt, etc.). Ils s'appuient généralement sur des données géographiques de type maillé de sol et de sursol. Une mise au point par ajustement de variables est opérée à l'aide de mesures expérimentales du fait de la pauvreté des informations géographiques fournies (estimation de l'occupation du sol sur une maille de 100 m) et de la simplicité des algorithmes de calcul. On distingue deux types de modèles : les modèles ruraux et moyennement urbanisés et les modèles montagneux .

- **Le modèle rural** : prend uniquement en compte la coupe de terrain verticale entre l'émetteur et le récepteur pour déterminer les affaiblissements et notamment ceux dus à la diffraction par les obstacles (sol et sursol). Ils permettent d'estimer une couverture radioélectrique avec une précision de l'ordre de 6 à 7 dB d'écart-type sur la moyenne de l'erreur entre valeurs mesurées et valeurs prédites. Les performances peuvent être améliorées en milieu urbain par l'utilisation de données géographiques plus précises. Elles se dégradent lorsque le vallonnement devient important (plus particulièrement en région montagneuse) car les effets des trajets réfléchis deviennent prépondérants.
- **Le modèle montagneux** : prend en compte, outre le trajet direct, les trajets réfléchis sur le flanc des montagnes avoisinantes. L'identification des zones de réflexion rend les algorithmes de calcul de l'affaiblissement plus complexes et plus gourmands en temps de calcul.

- **Milieu urbain, semi-urbain ou micro/pico-cellule** : Leur taille va de quelques dizaines à quelques centaines de mètres à quelques kilomètres, en fonction de la densité d'habitation. Les pertes de propagation évoluent très rapidement en fonction de la distance,

en raison du très grand nombre d'obstacles. Contrairement aux modèles statistiques Macro-cellules qui prédisent une couverture radio moyenne et pas très précise essentiellement en milieu ouvert, les modèles micro-cellules essaient de prédire une zone de couverture moins étendue mais plus précise. La modélisation micro cellulaire repose sur une dualité liée aux faibles distances considérées (quelques centaines de mètres tout au plus) : un calcul en visibilité (LOS, Line Of Sight) et un calcul en non-visibilité (NLOS, Non Line of Sight).

- **Milieu indoor(femto-cellule)** : Les cellules femto sont de petites cellules d'une dizaine de mètres de rayon, principalement destinées à couvrir une habitation ou un étage de bureaux. Elles sont associées à des puissances faibles, de l'ordre d'une centaine de mW (20 dBm), et sont généralement déployées à l'intérieur des bâtiments, où la propagation se fait par réflexion le long des couloirs (similaire à une propagation guidée), de diffraction contre les ouvertures de portes, de passage à travers les cloisons ou les dalles (atténuation importante)

2.4.2 Types des modèles de propagation

Un modèle de propagation permet de déterminer la perte de propagation L , qui relie la puissance reçue P_R et la puissance émise P_E , à partir de la fréquence et de la distance, des hauteurs h_E et h_R des émetteurs et des récepteurs et des caractéristiques de l'environnement de propagation (absorption des matériaux, prise en compte d'obstacles. . .)

$$P_R = P_E - L(f, d, h_r, h_r, \text{environnement}) \quad (2.9)$$

2.4.2.1 Les modèles empiriques

L'élaboration de ces modèles repose sur la collecte de données concernant des mesures. Par une analyse statistique de ces données on tire les équations donnant une valeur moyenne d'affaiblissement à une distance donnée, parmi les modèles empiriques on distingue :

- **Le modèle Okumura-Hata** : Le choix du modèle de propagation est un compromis entre la précision de la prévision et l'efficacité de calcul. C'est le modèle le plus utilisé. Il tient compte de la fréquence, de la radiosité, de la distance entre l'émetteur et le récepteur et de la hauteur de la station de base et du mobile. Il prend en considération

également la nature de l'environnement en qualifiant son degré d'urbanisation (urbain, suburbain ou rural) [18].

- **Le modèle de COST 231-Hata** : Le modèle COST 231-Hata a les mêmes conditions que le modèle d'Okumara-Hata sauf qu'il est développé pour étendre l'utilisation de ce modèle pour les bandes de 1500 à 2000 MHz. Dans le déploiement LTE, pour une meilleure performance, de hautes antennes doivent être utilisées, tandis que le modèle COST-231 Hata doit être utilisé comme modèle de propagation radio puisqu'il présente de meilleurs résultats. Le modèle ne donne pas de bons résultats pour une hauteur de l'antenne moins que 50m.

2.4.2.2 Les modèles déterministes

Les modèles déterministes donnent des résultats beaucoup plus précis mais requièrent une quantité importante d'informations sur la zone où ils vont être appliqués. De plus ils demandent beaucoup de temps de calcul. Ils sont généralement réservés à des lieux particuliers où les autres modèles ne peuvent être utilisés.

2.4.2.3 Les modèles semi-empiriques

L'idée principale de ce modèle est de combiner les avantages de chacun des deux modèles précédents. Ils allient à la fois des aspects théoriques et des mesures. Ils prennent en compte la topologie de la zone à couvrir. Ces types de modèles se révèlent généralement plus légers, en terme de calcul, que les modèles théoriques et plus performants en terme d'estimation de l'atténuation de puissance induit par un site de propagation. Leur usage pour la validation d'une solution sans fil pour un site de propagation tel qu'en indoor, reste relativement peu fréquent en raison de son degré de complexité [18].

2.5 Modèle de propagation standard

Le modèle de propagation standard est un modèle (déduit de la formule Hata) particulièrement adapté pour la prédiction dans la bande allant de (150MHz à 3500MHz) sur de

longues distances (1Km à 20 km),il utilise le profil du terrain, les mécanismes de diffraction (calculé de plusieurs façons) et de prendre en compte les classes d'encombrement et les hauteurs d'antenne efficaces afin de calculer la perte de chemin[19]. Le modèle peut être utilisé pour toute technologie.

2.5.1 Modèles ITU à trajet multiples

Les modèles de l'UIT (proposés par L'union international des télécommunication) ont été utilisés dans le développement de la troisième génération "IMT-2000" des systèmes d'accès radio, utiliser pour les milieux indoor, outdoor et pour l'environnement piétons et des véhicules. Les paramètres clés pour décrire chaque modèle de propagation comprend le temps de retard et sa variabilité statistique, les pertes de trajet et les évanouissements. L'évanouissement peut suivre une distribution de Rayleigh ou de Rice selon la position de UE. L'environnement des véhicules est classé par les grandes cellules macro avec une plus grande capacité, un spectre limité et une grande puissance d'émission. Le signal reçu est composé de répliques de trajets multiples, sans composante LOS.

Le tableau 2.5.1 représente les conditions de propagation utilisé pour l'évaluation des performances dans les différents environnement multi-trajets du modèle ITU :

2.5.2 Le modèle ITU étendu

Les modèles UIT étendus pour les réseaux LTE ont reçu le nom de Extended Pedestrian A et B,et Extended Vehicular A (EVA) et Extended typical urban (ETU). Ces modèles de canal sont classés sur la base de bas, moyen et haut retard de propagation où un faible étalement des retards est utilisé pour modéliser des environnements intérieurs avec des cellules de petites tailles tandis que moyenn et haut étalement des retards sont utilisés pour modéliser des environnements urbains avec grandes cellules. Les modèles avec un étalement des retards haut sont selon le modèle urbain typique utilisés en GSM [20] . Les caractéristiques de ce modèle sont données dans le tableau 2.2 : De plus amples détails concernant ces différents modèles peuvent être retrouvés dans la littérature [21].

TABLE 2.1 – Conditions de propagation pour un modèle ITU multi trajet

Chemin	Ped A		Ped B		Veh A	
	Retard(ns)	$P_{relative}$ (db)	Retard(ns)	$P_{relative}$ (db)	Retard(ns)	$P_{relative}$ (db)
1	0	0	0	0	0	0
2	110	-9.7	200	-0.9	310	-1.0
3	190	-19.2	800	-4.9	710	-9.0
4	410	-22.8	1200	-8.0	1090	-10.0
5			2300	-7.8	1730	-15.0
6			3700	-23.9	2510	-20.0

TABLE 2.2 – Profils de la puissance des retards pour le modèle ITU étendu

Chemin	EPA		EVA		ETU	
	Retard(ns)	$P_{relative}$ (db)	Retard(ns)	$P_{relative}$ (db)	Retards(n)	$P_{relative}$ (db)
1	0	0	0	0	0	-1.0
2	30	-1.0	30	-1.5	50	-1.0
3	70	-2.0	150	-1.4	120	-1.0
4	80	-3.0	310	-3.6	200	-0.0
5	110	-8.0	370	-0.6	230	-0.0
6	190	-17.2	710	-9.1	500	-0.0
7	410	-20.8	1090	-7.0	1600	-3.0
8			1730	-12.0	2300	-5.0
9			2510	-16.9	5000	-7.0

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons revu les éléments essentiels qui fondent les modèles de propagation pour des communications dans un environnement sans fil en général. Après avoir décrit les paramètres de propagation nous avons donné les modèles mathématiques qui décrivent le comportement de ces canaux de transmission selon l'environnement de calcul. Finalement, nous avons décrit les modèles standardisés et qui sont utilisés dans les situations réelles de communications radio mobiles.

3.1 Introduction

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

3.2 Représentation mathématique du signal OFDM

L'OFDM rend le canal plat en fréquence sur chaque sous-porteuse, de sorte qu'il est suffisant de représenter le canal entre une antenne d'émission et une antenne de réception par un seul coefficient complexe dans le domaine fréquentiel. Ce coefficient varie au cours du temps en fonction des déplacements de l'UE, mais peut être considéré comme constant sur

l'intervalle de temps correspondant à la transmission d'un symbole OFDM [1]. L'équation globale du système OFDM est :

$$Y_{(n)} = H_{(n)}X_{(n)} + W_{(n)} \quad (3.1)$$

où $x_{(n)}$ est le n^{ieme} symbole OFDM transmis, $y_{(n)}$ est le n^{ieme} symbole OFDM reçu, $w_{(n)}$ est le bruit complexe durant le n^{ieme} symbole OFDM et $H_{(n)}$ est la matrice du canal durant le n^{ieme} symbole OFDM. $x_{(n)}$, $y_{(n)}$ et $w_{(n)}$ sont des vecteurs de tailles $N \times 1$ et $H_{(n)}$ est une matrice de taille $N \times N$. Dans le cas d'un symbole OFDM l'équation 3.1 devient plus simple [22] :

$$Y = HX + W \quad (3.2)$$

La réponse fréquentielle du canal (CFR : Channel Frequency Response) peut être représentée en fonction de la réponse impulsionnelle (CIR : Channel Impulse Response) par $H = Fh$ ce qui nous permet d'obtenir :

$$Y = XFh + W \quad (3.3)$$

où F représente la matrice de la transformée de Fourier ($N \times L$) qui est donnée par :

$$\begin{bmatrix} f_{(1,1)} & \cdots & f_{(1,N_{IFFT})} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ f_{(N_{IFFT},1)} & \cdots & f_{(N_{IFFT},N_{IFFT})} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Avant d'introduire les méthodes d'estimation de canal on considère quelques simplifications dans la structure du signal pour réduire la complexité de l'estimateur. Seules les prises de canal avec beaucoup d'énergie sont considérées, alors on considère les L premières colonnes (où L représente la longueur du canal) de la matrice F correspondant au retard maximal au niveau du chemin $L - 1$. Seules les lignes de la matrice F correspondant à la position des symboles de référence sont pris en considération pour la matrice diagonale X . Donc l'équation devient :

$$Y = X_r T_r h + W_r \quad (3.5)$$

où $X_r \in C^{N_r N_r}$ est une matrice diagonale contenant des symboles de référence. Le vecteur Y est la sortie et $W_r \in C^{N_r \times L}$ est le bruit blanc gaussien. Le vecteur $h \in C^{N_r \times L}$ représente les coefficients inconnus de la CIR qu'on veut estimer, la matrice $T_r \in C^{N_r \times L}$ est une matrice de Fourier associée aux symboles de référence transmis qui peuvent être écrits comme suit :

$$T_r = \frac{1}{\sqrt{N_{DFT}}} \begin{bmatrix} e^{-j\omega(i_r)(0)} & e^{-j\omega(i_r)(1)} & \dots & \dots & e^{(i_r)(L-1)} \\ e^{-j\omega(i_r+1)(0)} & e^{-j\omega(i_r+1)(1)} & \dots & \dots & e^{-j\omega(i_r+1)(L-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ e^{-j\omega(i_r+N_r-1)(0)} & e^{-j\omega(i_r+N_r-1)(1)} & \dots & \dots & e^{-j\omega(i_r+N_r-1)(L-1)} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

où i_r est l'indice de symbole de référence et ω peut être spécifié comme $\frac{2\pi}{N_{DFT}}$ avec N_{DFT} étant la taille de DFT .

Pour les symboles de données transmis on peut écrire :

$$Y = X_d T_d h + W_d \quad (3.7)$$

Avec :

$$T_d = \frac{1}{\sqrt{N_{DFT}}} \begin{bmatrix} e^{-j\omega(i_d)(0)} & e^{-j\omega(i_d)(1)} & \dots & \dots & e^{(i_d)(L-1)} \\ e^{-j\omega(i_d+1)(0)} & e^{-j\omega(i_d+1)(1)} & \dots & \dots & e^{-j\omega(i_d+1)(L-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ e^{-j\omega(i_d+N_d-1)(0)} & e^{-j\omega(i_d+N_d-1)(1)} & \dots & \dots & e^{-j\omega(i_d+N_d-1)(L-1)} \end{bmatrix}$$

3.3 Méthodes d'estimation basées sur l'insertion de symboles OFDM pilotes

La conception d'un estimateur de canal repose fondamentalement sur deux problèmes qui sont la quantité de symboles pilotes devant être transmise et la complexité de l'estimateur devant poursuivre correctement le canal. Ces deux problèmes sont bien évidemment liés puisque les performances de l'estimateur dépendent de la quantité de données pilotes émises. Pour cela on utilise des méthodes statistiques estimant la réponse fréquentielle du canal aux

fréquences des différentes sous-porteuses pilotes, en utilisant les critères à moindres carrés (*LS*) et à erreur quadratique moyenne (*MMSE*). La réponse du canal aux sous-porteuses de données est ensuite déterminée par interpolation qui est basée sur l'interpolation linéaire, l'interpolation du second ordre, l'interpolation passe-bas et l'interpolation par spline cubique [8]. Dans ce chapitre, nous essayons de donner un aperçu de ces techniques d'estimation adaptées à la voie descendante des réseaux LTE.

3.4 L'estimateur à moindres carrés LS

c'est le modèle le plus simple puisqu'il consiste en une division du signal reçu sur le signal d'entrée, qui devrait être des symboles pilotes connus. On rappelle que à la réception, les symboles observés à la sortie de la DFT sont :

$$Y = XH + W$$

où la matrice diagonale X contient les symboles transmis sur sa diagonale, et le vecteur H contient la réponse fréquentielle.

L'estimateur LS minimise le paramètre $(Y - XH)^H(Y - XH)$. Les coefficients de l'estimateur LS sont donnés par la formule 3.8 [23] :

$$\hat{H}_{LS} = \left[\frac{Y_r(1)}{X_r(1)}, \frac{Y_r(2)}{X_r(2)}, \dots, \frac{Y_r(N)}{X_r(N)} \right] \quad (3.8)$$

Cette équation représente l'estimation de la réponse fréquentielle du canal aux sous porteuses qui contiennent des signaux de référence, cette réponse peut être interpolée (dans le domaine fréquentiel ou temporel) pour obtenir la réponse fréquentielle de canal pour les sous-porteuses transportant des symboles de données.

Dans le domaine fréquentiel le signal reçu est représenté par :

$$Y_r = F^H A_r F_L h + W \quad (3.9)$$

Avec la résolution de équation 3.9, nous obtenons l'expression de la réponse impulsion-

nelle estimée par la méthode à moindres carrés :

$$\hat{h} \approx (F_L^H A_r^H A_r F_L)^{-1} F_L^H A_r^H F^H Y_r \quad (3.10)$$

Le terme $(F_L^H A_r^H A_r F_L)^{-1} F_L^H$ est constant et peut être calculé quelque soit les variations de canal, ce qui nous permet de conclure que l'estimateur à moindre carré est simple à calculer, il exige seulement une simple division par sous-porteuses, par contre son inconvénient principal est qu'il a une grande erreur quadratique moyenne. Ceci est dû à l'utilisation d'un modèle de canal trop simplifié et que cet algorithme ne se sert pas des corrélations fréquentielles et temporelles du canal.

3.5 L'estimateur MMSE

Une autre méthode pour estimer la réponse impulsionnelle du canal est l'estimateur à erreur quadratique moyenne minimale, qui est plus performante que LS, mais avec complexité de calcul. Dans cette section nous allons discuter de l'estimateur linéaire à erreur quadratique moyenne minimale (LMMSE). Le principe de cette méthode est de minimiser l'erreur quadratique moyenne entre la RIC exacte et estimée en utilisant la corrélation fréquentielle du canal. Ceci est réalisé par une transformation linéaire optimale appliquée à l'estimateur LS décrit dans la section précédente. La RIC est calculée de la façon suivante :

$$\hat{h} = R_{h,Y_r} R_{Y_r Y_r}^{-1} Y_r \quad (3.11)$$

On dénote par $R_{Y_r Y_r}$ la matrice d'autocovariance de vecteur Y_r , et par R_{h,Y_r} la matrice de covariance croisée entre h et Y_r . ces matrices de covariance sont calculées par :

$$R_{Y_r Y_r} = E[Y_r Y_r^H] \quad (3.12)$$

$$= E[(X_r T_r h + W_r)(X_r T_r h + W_r)^H] \quad (3.13)$$

$$= E[(X_r T_r h + W_r)(X_r^H T_r^H h^H + W_r^H)]$$

$$= X_r T_r E[h h^H] X_r^H T_r^H + E[W_r W_r^H] + X_r T_r [h W_r^H] + [W_r h^H] X_r^H T_r^H$$

$$= X_r T_r R_{hh} X_r^H T_r^H + \sigma_{W^2} I_{N_r}$$

$$R_{hY_r} = E[hY_r^H] \quad (3.14)$$

$$= E[hh^H Y_r^H T_r^H + W_r h^H X_r^H T_r^H] \quad (3.15)$$

$$= R_{hh} X_r^H T_r^H$$

$$= X_r^H T_r^H$$

A partir de ces equations, la RIC estimé est :

$$\hat{h} = X_r^H T_r^H (X_r T_r R_{hh} X_r^H T_r^H + \sigma_W^2 I_{N_r})^{-1} Y_r \quad (3.16)$$

où $\sigma_W^2 = E[|W|^2]$ est la variance de bruit.

3.6 Égalisation

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

Cette operation peut ainsi être réalisée simplement dans le domaine fréquentiel, en multipliant l'échantillon reçu sur chaque sous-porteuse par un scalaire complexe [1]. Dans l'OFDM, tant que le préfixe cyclique demeure assez long par rapport à la réponse impulsionnelle du canal pour maintenir l'orthogonalité entre les sous-porteuses, l'égalisation peut être réalisée simplement par l'égaliseur ZF. L'égaliseur ZF minimise la distorsion maximale entre les symboles à la sortie de l'égaliseur [9]. Cependant, une prolongation cyclique plus longue que la réponse impulsionnelle de canal peut supprimer l'IES et l'IEP. Dans l'OFDM, l'égaliseur ZF aura lieu dans le domaine fréquentiel. donc, le rôle de l'égaliseur devient juste une opération d'ajustement de gain et de phase sur chaque sous-porteuse.

Dans le domaine temporel l'égaliseur ZF supprime les échos du signal. En présence de bruit et/ou d'interférence, le forçage à zéro peut cependant conduire à amplifier significativement la puissance du bruit et de l'interférence, et ainsi à masquer les bénéfices de la compensation de la sélectivité en fréquence. On emploie donc généralement plutôt un critère de conception de l'égaliseur appelé la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (Minimum Mean Square Error, MMSE), qui réalise un compromis entre la compensation de la sélectivité en fréquence et l'augmentation de la puissance de bruit et d'interférence.

Dans le domaine fréquentiel on considère l'équation 3.17 :

$$Y = X_d T_d h' + W_d' \quad (3.17)$$

Où X_d est la matrice diagonal qui contient les symboles de donnée, T_d et W_d' est un bruit blanc additif gaussien. Alors pour la i^{iem} sous-porteuse de donnée :

$$Y_d(i) = X_d(i)E_d(i) + W_d' \quad (3.18)$$

Dans cette équation $E_d(i)$ est le i^{iem} élément de $T_d h'$.

Finalement on peut estimer des donnée reçues sous le critère LMMSE sous la forme suivante :

$$\hat{X}_d(i) = (E_d(i)^* / \| E_d(i) \|^2 + \sigma_n^2) Y_d(i) \quad (3.19)$$

3.7 Conclusion

Nous avons passé en revue dans ce chapitre deux méthodes pour l'estimation de canal à savoir les algorithmes LS et LMMSE. L'estimateur LMMSE s'exécute mieux que l'estimateur basé sur le critère à moindres carrés (LS) mais sa complexité de calcul est l'un des inconvénients principaux pour des implémentations pratiques. En effet, les estimateurs LMMSE exigent la connaissance des statistiques de canal qui sont habituellement inconnue dans les environnements sans fil, et à cause de l'effet de ce dernier sur le signal, une égalisation de canal est nécessaire après l'estimation de canal.

4.1 Introduction

Ce chapitre est un exposé des résultats des simulations que nous avons faites dans le cadre de ce mémoire. Dans les simulations réalisées sous MATLAB nous avons proposé une analyse des performances d'estimation en terme d'erreur quadratique moyenne (EQM) et en terme de taux d'erreur par bit qui sont obtenus théoriquement et par simulations. Les paramètres utilisés sont choisis selon les spécification de [24]. Mais avant de présenter les résultats des simulations nous allons définir les critères d'évaluation que nous allons utiliser par la suite.

4.2 Critères d'évaluation

Pour effectuer l'évaluation des performances des estimateurs de canal, on tient compte des critères suivants :

1. *Taux d'erreur par bit* :

On peut calculer le taux d'erreur par bit (BER pour bit erreur rate) avec la relation suivante :

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

2. L'erreur quadratique moyenne :

$$EQM = \frac{1}{N} \sum_{K=1}^N E|\hat{H}(k) - H(K)|^2 \quad (4.1)$$

où \hat{H} est le vecteur de canal estimé et H est le vecteur des atténuations de canal.

3. Rapport signal sur bruit :

Les courbes de performance sont généralement exprimées en fonction du Rapport Signal à Bruit (RSB) obtenu après la démodulation OFDM, c'est à dire en sortie de la TFD. Il est cependant utile de pouvoir relier ce SNR à la puissance du bruit AWGN donné par $\frac{E_b}{N_0}$:

$$(SNR)_{db} = \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{db} + 10\log_{10}(N_b) \quad (4.2)$$

4.3 Comparaison des performances

Afin d'analyser les performances des algorithmes LS et LMMSE, nous avons retenu deux critères de mesure, à savoir l'erreur quadratique moyenne (Mean Square Error : MSE) et le rapport signal sur bruit (SNR).

La figure 4.1 montre la comparaison des performances des estimateurs LS et LMMSE pour différentes valeurs de SNR, où on remarque que EQM de l'estimateur LS est supérieur à celle de LMMSE soit pour toutes les valeurs de SNR. On remarque aussi que pour les petites valeurs de SNR cette approximation est faible mais elle devient dominante aux valeurs supérieures de SNR.

La figure 4.2 illustre le comportement du taux d'erreur par bit en fonction de SNR. Dans cette figure on compare les performances des deux critères d'estimation LS et LMMSE à travers le canal, où on remarque que le TEB diminue avec l'augmentation de SNR. Les courbes discontinues en bleu et en rose se réfèrent à l'estimation dans laquelle la matrice de lissage est impliquée et à la technique dans laquelle la covariance de canal est ignorée dans l'estimation.

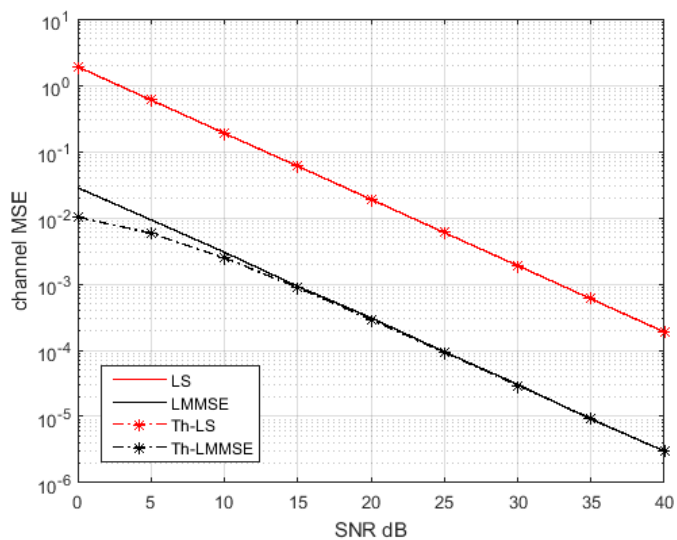


FIGURE 4.1 – L'EQM de LS et LMMSE en fonction de SNR

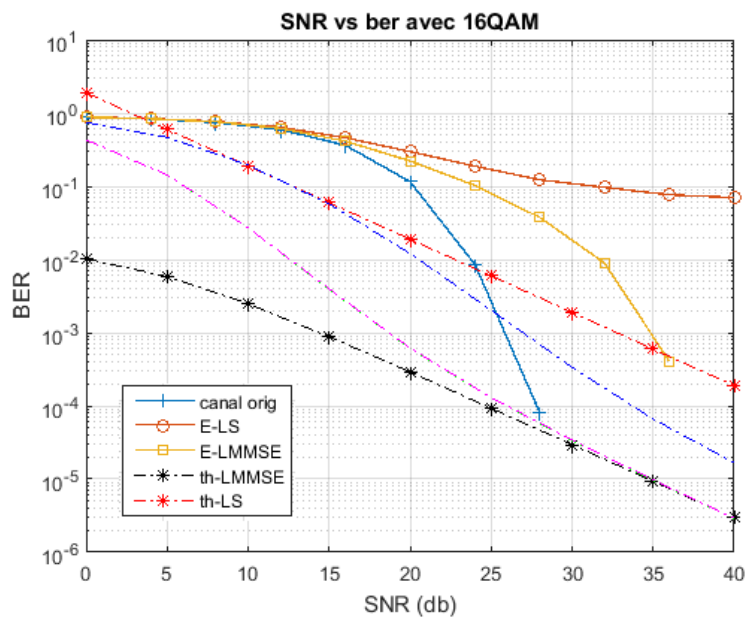


FIGURE 4.2 – TEB en fonction de SNR

4.3.0.1 Effet du type de modulation

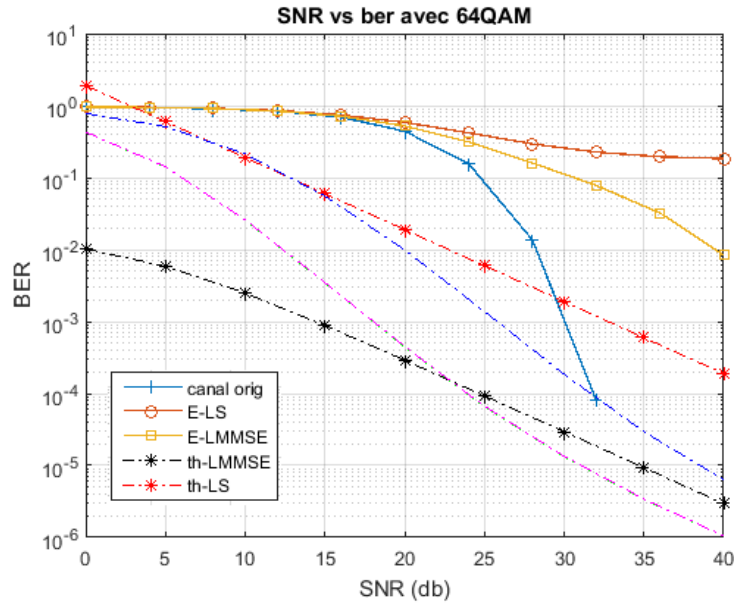


FIGURE 4.3 – Le TEB en fonction de SNR pour 64QAM

La figure 4.3 montre le taux d'erreur binaire pour une modulation 64QAM dont l'efficacité spectrale est de 6 bits/symbole, tandis que la figure 4.4 montre le taux d'erreur pour une modulation de QPSK. Notons que 64QAM et QPSK sont toutes deux utilisées dans LTE. D'après les figures 4.3 et 4.4, on constate une dégradation du taux d'erreur par bit (TEB) quand le nombre d'états dans la constellation augmente.

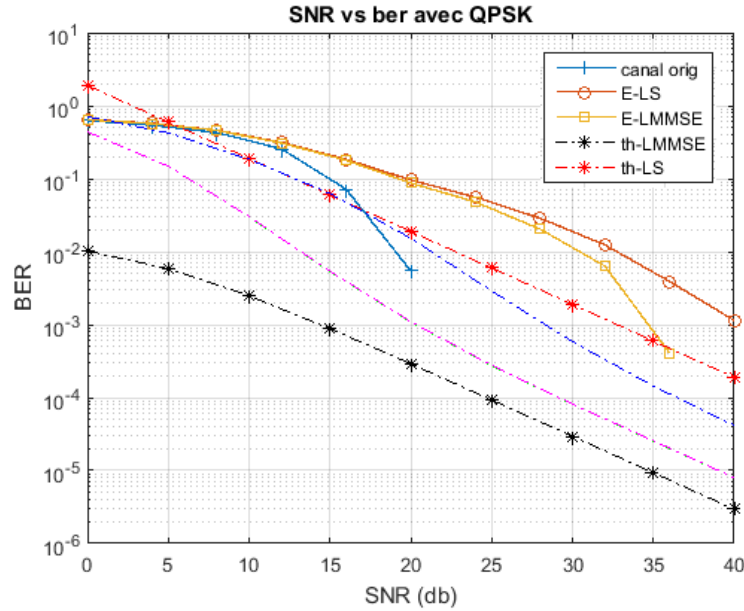


FIGURE 4.4 – Le TEB en fonction de SNR pour QPSK

4.3.0.2 Le préfixe cyclique

- $1^{er} cas : L \leq L_{cp}$: La figure 4.1 et 4.2 sont des exemples qui montrent le cas où la longueur de canal est inférieure à la longueur du préfixe cyclique, où les IES (interférences entre symboles) et IEP (interférences entre porteuses) sont supprimées et les performances de LMMSE sont mieux que LS.
- $2^{eme} cas : L > L_{cp}$ Dans ce cas là des IES entre IEP sont introduites, comme présentée dans les figures 4.5 et 4.6, plus la longueur du canal augmente par rapport à L_{cp} plus les performances en termes de TEB de LMMSE diminuent.

L'estimateur LMMSE donne de bonnes performances pour la voie descendante des systèmes LTE, mais seulement pour des petites valeurs de SNR, car les performances de LMMSE diminuent en termes de MSE (figure 4.5) pour des valeurs de SNR supérieures où LS devient plus performant dans ce cas. Le préfixe cyclique inséré au début de chaque symbole OFDM est habituellement supérieur ou égal à la longueur de canal pour éliminer les IES et IEP.

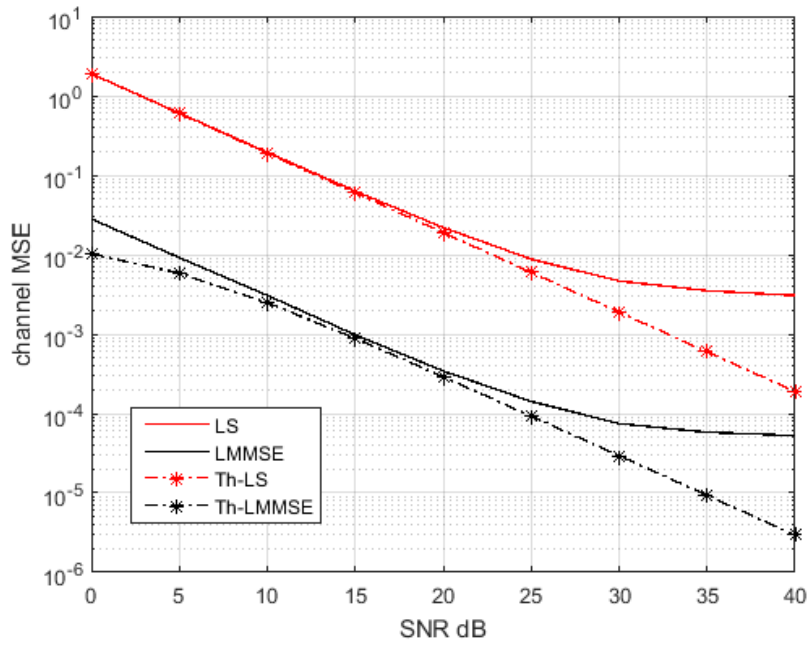


FIGURE 4.5 – EQM en fonction de SNR pour L=10

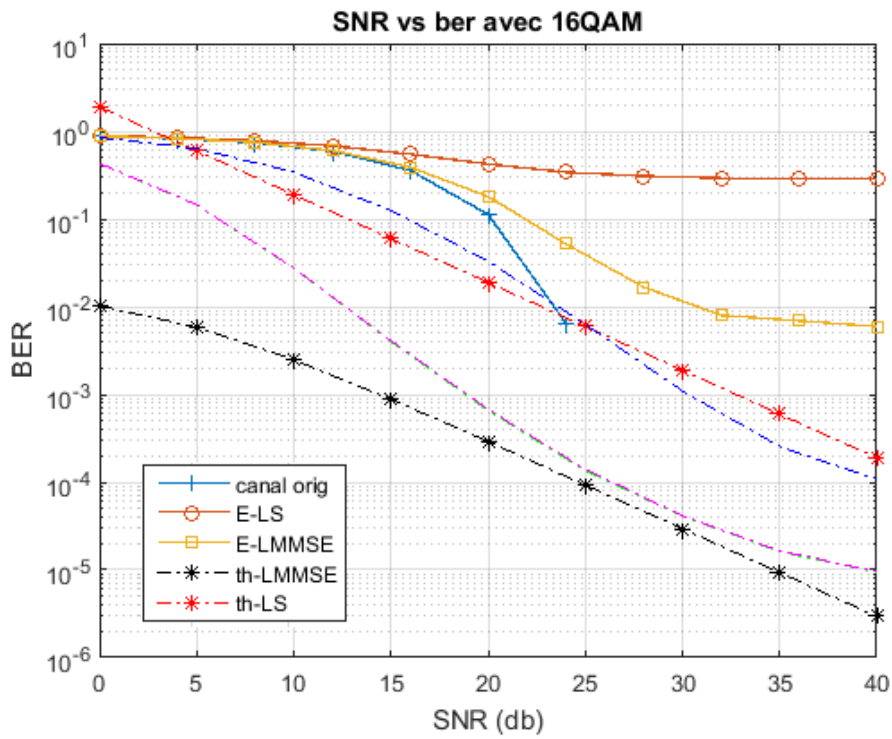


FIGURE 4.6 – TEB en fonction de SNR pour L=10

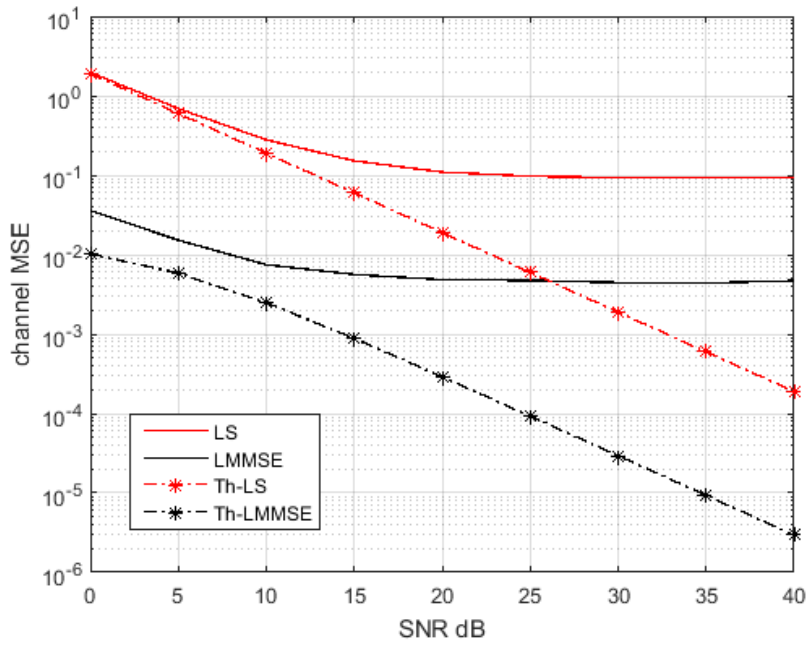


FIGURE 4.7 – EQM en fonction de SNR pour L=20

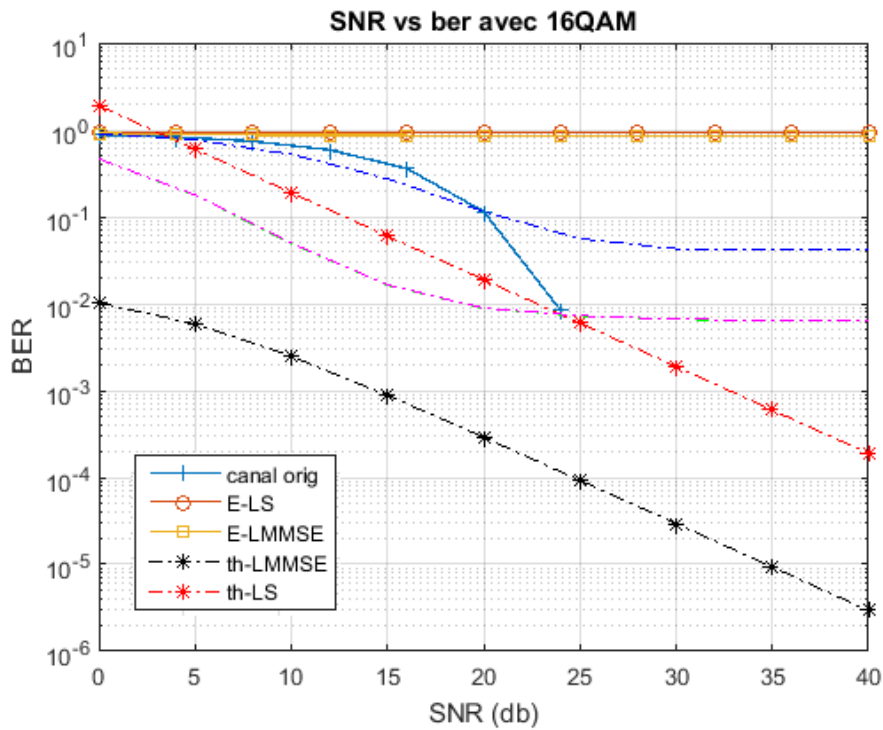


FIGURE 4.8 – TEB en fonction de SNR pour L=20

4.3.1 Indicateur de qualité de canal

Le CQI est un facteur très important dans le réseau LTE, cet indicateur est principalement évalué sur le lien descendant dans une communication pour tester la qualité du canal de transmission. Le CQI est calculé par l'UE en utilisant le SINR reçu, afin de le renvoyer à la station de base eNodeB.

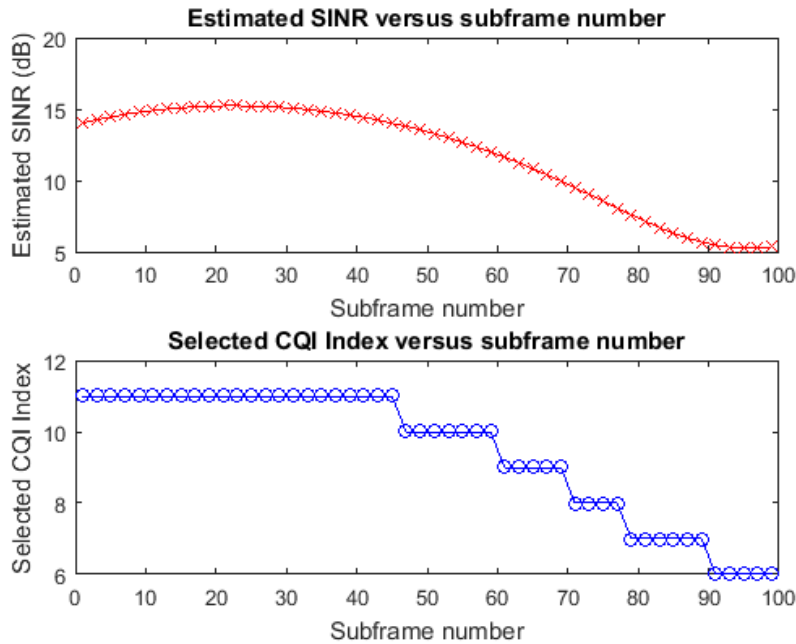


FIGURE 4.9 – Le SINR estimé pour chaque sous trame et le CQI correspondant pour un canal EPA.

Les figures 4.8 et 4.9 représentent le CQI (channel quality indicator) correspondant au SINR (signal to interference and noise ratio) estimé pour chaque sous trame pour un canal EPA (Extended Pedestrian A) et EVA (Extended Vehicular A) respectivement. On observe que la grande valeur de CQI correspondant aux plus grandes valeur de SINR entre un certain nombre de sous trames, le SINR de canal EVA est supérieur à celui de EPA, ce qui implique un CQI pour EVA supérieur a celui de EPA. Nous pouvons conclure que le CQI determine la voix descendente la plus efficace pour effectuer une transmission des données.

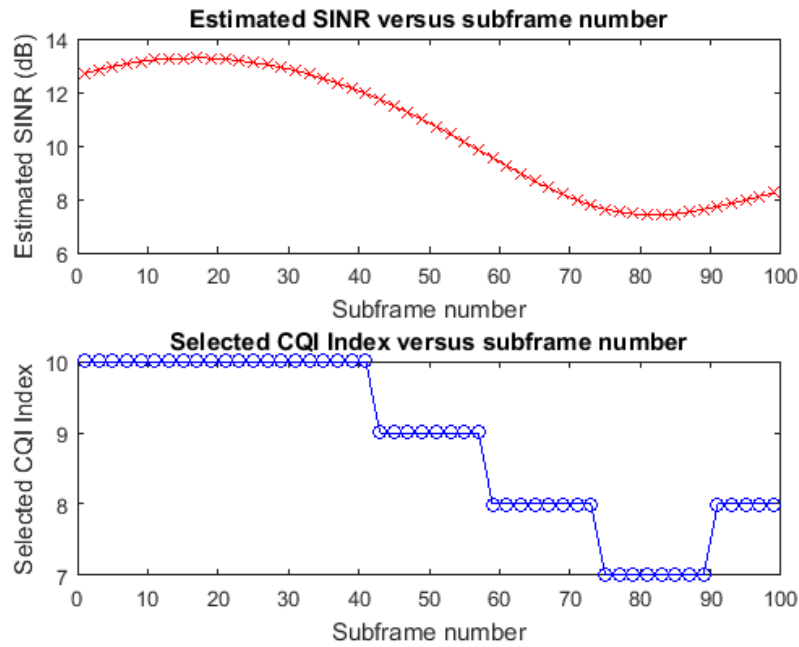


FIGURE 4.10 – Le SINR estimé pour chaque sous trame et le CQI correspondant pour un canal EVA.

4.3.2 Egalisation

Dans cette simulation nous avons utilisé les paramètres représentés dans le tableau 4.1.

Paramètre	Spécification
nombre de DLRB	15
CP	7
Mode de duplexage	FDD
Fréquence doppler	120 km/h
Retard(delay spread)	EVA
modèle de canal	Rayleigh
Estimation	Symboles pilotes
Interpolation	Spline cubique
Critère d'égalisation	MMSE

TABLE 4.1 – Paramètres de simulation

La figure 4.11 montre le calcul de l'erreur entre la grille de ressource transmise et reçue et la figure 4.12 montre le calcul de l'erreur entre la grille de ressource transmise et la grille égalisée. L'erreur dans la première figure est grande, cela est due à l'influence du canal sur le signal. Dans la figure 4.12 l'erreur est réduite et les effets de canal sont éliminés. Nous pouvons conclure donc que la réalisation de l'égalisation de canal basée sur le critère MMSE réduit considérablement l'erreur dans la grille de ressource reçue.

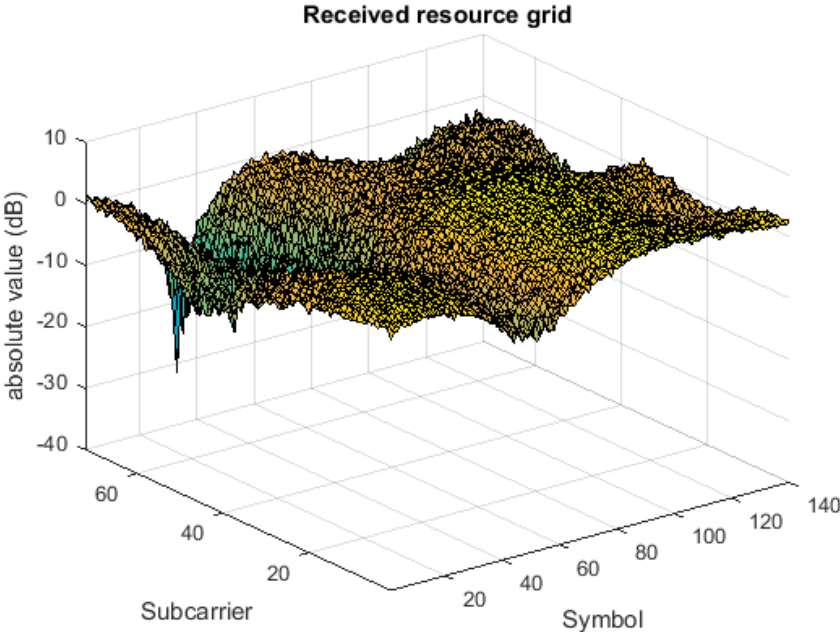


FIGURE 4.11 – La grille de ressource reçue avant l'égalisation

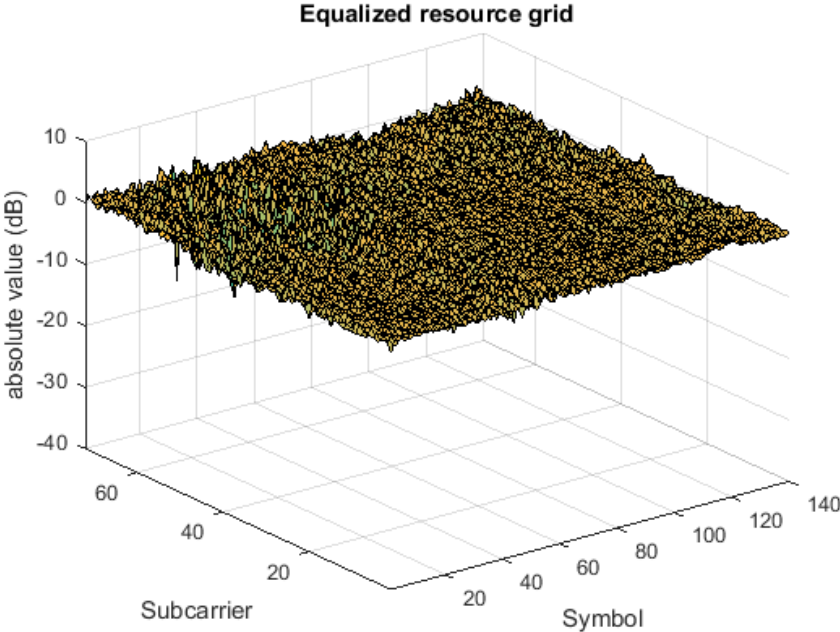


FIGURE 4.12 – Après égalisation

4.4 Conclusion

Les simulations que nous avons présenté dans ce travail se sont focalisée sur L'estimation de canal pour la voie descendante à l'aide des symboles pilotes insérés dans la grille temps-fréquence soit par les méthodes d'estimation classiques soit par le CQI correspondant à un SINR calculé au niveau de l'équipement usager. Les résultats obtenus montrent les performances des estimateurs. La complexité et le temps de calcul de LMMSE sont reduites par l'utilisation de TDD LMMSE et TD Qabs. Les IES et IEP seront supprimées lorsque le préfixe cyclique est supérieur à la longueur de canal, l'influence des variations de canal sur l'information transmise introduit des erreurs qui seront éliminées par l'égalisation tout ça pour que l'information transmise soit reconstituée avec le moins d'erreurs possible.

CONCLUSION

Les générations successives de téléphonie mobile ont été développées pour garantir des performances de plus en plus élevées et donc offrir une meilleure qualité de service pour les utilisateurs. De nouvelles technologies ne cessent donc de se développer. Pour les communications mobiles, l'OFDM a suscité des intérêts croissants en raison de sa robustesse aux évanouissements par trajets multiples et sa capacité à réaliser une efficacité élevée de transmission. Les excellentes performances de l'OFDM ont justifié son adoption dans les systèmes LTE. L'efficacité de l'OFDM est due principalement aux techniques d'égalisation et d'estimation de canal qui ont été conjointement développées. Cependant, dans les systèmes OFDM, les techniques robustes d'estimation de canal basées sur les symboles pilotes exigent typiquement un nombre relativement grand de symboles pilotes pour une estimation précise. De tels estimateurs de canal doivent pouvoir suivre les variations du canal en temps et en fréquence pour que le système fonctionne avec succès dans divers environnements radio.

Durant ce travail nous avons d'abord effectuée une étude des principes de fonctionnement du système LTE. Nous avons en particulier organisé cette étude en une description de l'aspect système d'abord, puis nous nous avons considéré l'aspect logique et fonctionnel en considérant l'architecture protocolaire. L'étude de la couche physique du système LTE nous a permis alors d'identifier la nature et la structure des signaux servant à l'estimation de canal. Par la suite, nous avons donné un aperçu des méthodes d'estimation. C'est ainsi, que

nous avons considéré les méthodes appelées méthodes à moindre carrée et les méthodes à erreur quadratique moyenne. Nous avons aussi abordé la notion de l'indicateur de qualité de canal qui est une information retournée par les équipements utilisateurs et exploitée par la station de base.

Les techniques proposées ont été modélisées sur le plan mathématique puis implémentées sur le plan algorithmique. Nous avons utilisé un algorithme qui calcule l'erreur quadratique moyenne (EQM) des estimateurs *least squares* (LS) et *linear minimum mean squared error* (LMMSE) puis nous avons utilisé un algorithme qui minimise la complexité de LMMSE par l'utilisation des fonctions qui calculent le taux d'erreur par bit en fonction de SNR. Nous avons alors observé que l'estimateur LS est simple et convenable pour des valeurs élevées de SNR, alors que l'algorithme LMMSE est caractérisé par des calculs complexes mais avec des performances meilleures que celle de LS.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] F. W. Y. Bouguen, E. Hardouin, *LTE et les réseaux 4G*. Edition Eyrolles, 2013.
- [2] A. Pérez, “La voix sur LTE : Réseau 4g et architecture IMS.” [Online]. Available : <http://www.youscribe.com/catalogue/livres/savoirs/la-voix-sur-lte-reseau-4g-et-architecture-ims-2393361>
- [3] O.-A. Diby, “Etude de l’évolution du coeur paquet vers l’EPC,” Institut national polytechnique de Côte d’Ivoire, Tech. Rep., 2014.
- [4] S. Germine, “Planification d’un réseau de quatrième génération à partir d’un réseau de troisième génération,” Université de Montréal., Tech. Rep., 2011.
- [5] J. S. E. Dahlman, S. Parkvall, *4G-LTE-LTE-Advanced for Mobile Broadband*. Edition Elsevier, 2011.
- [6] Vu Dinh Dau, “Utilisation de la compression des entêtes dans les réseaux cellulaires de type 4G (LTE/SAE),” CESSON-S2VIGNE, France, Tech. Rep., 2009.
- [7] S. A. R. Ajgou, “Réseaux UMTS.” [Online]. Available : <http://elearning.univ-eloued.dz/courses/AJ01/document/Cours/Chap4ReseauUMTS.pdfidReq:AJ01>
- [8] H. Hijazi, “Estimation de canal radio-mobile dans les systèmes à évolution rapide à modulation OFMD. traitement du signal et de l’image,” Ph.D. dissertation, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG. France, 2008.

-
- [9] A. Ahriche, “Étude comparative des méthodes d’estimation de canal à l’aide des pilotes dans les systèmes OFDM à travers un canal multi-trajets,” Université Laval, Tech. Rep., 2008.
- [10] A. Rachini, “Étude de la synchronisation temporelle dans les systèmes MIMO-OFDM appliqués aux réseaux mobiles,” Ph.D. dissertation, INSA DE RENNES 02, 2014.
- [11] K. Z. H. Mouachi, I. Knadel, “Étude et simulation de la norme LTE par 3GPP,” mémoire de Projet de semestre, ENSA Marrakech, Tech. Rep., 2012.
- [12] R. Moray, *LTE and the Evolution to 4G Wireless Design and Measurement Challenges*. Wiley, 2013.
- [13] D. Konkoh, “Système 4g : Étude et simulation de l’interface radio lte-advanced dans un environnement monocellulaire et multicellulaires,” Tech. Rep., 2013.
- [14] I. Dioum, “Conception de systèmes multi-antennes pour techniques de diversité et MIMO- Application aux petits objets nomades communicants,” Ph.D. dissertation, 2013.
- [15] H. Merah, “Conception d’un MODEM de la quatrième génération (4G) des réseaux de mobiles à base de la technologie MC-CDMA,” Université Ferhat Abbas–SETIF, Tech. Rep., 2012.
- [16] S. Ferouani, “Étude et implémentation d’un système MIMO dans un contexte OFDM,” Ecole Doctorale des Technologies et Applications Spatiales, Tlemcen, Tech. Rep., 2010.
- [17] “La propagation des ondes radioélectriques à l’intérieur et à l’extérieur des bâtiments.” [Online]. Available : <http://famille.menot.free.fr/boulot/gsm/propa~20indoor.htm>
- [18] M. H. Ben Terdayet, “Calibration de modèle de propagation pour les réseaux GSM, WCDMA et LTE,” Tunisie télécom, Tech. Rep., 2012-2013.
- [19] “Modèles de propagation standard,” 2010. [Online]. Available : www.teltopix.org
- [20] B. M. S. Stefania, T. Issam, *LTE - The UMTS Long Term Evolution from Theory to Practice*. Eddition Wiley, 2011.
- [21] International Telecommunication Union, “Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000.”

- [22] M. S. S. K. W. Jan-Jaap van Beek, Ove Edfors and P. O. Börjesson, “On channel estimation in OFDM Systems,” *In proceedings of Vehicular Technology Conference (VTC'95)*, vol. 2, pp. 815–819, 1995.
- [23] C. B. Andrea Ancora and D. T. Slock, “Down-sampled impulse response least-square channel estimation for LTE OFDMA,” *32nd IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing Honolulu, USA*, 2007.
- [24] A. A. Borovkov., “Physical channels and modulation,” 3GPP , TR 36.211 V8.7.0. Release 8, Tech. Rep., 2009.