

## TABLE DES MATIERES

|                                                                       |      |
|-----------------------------------------------------------------------|------|
| REMERCIEMENTS.....                                                    | i    |
| TABLE DES MATIERES .....                                              | ii   |
| NOTATIONS.....                                                        | vi   |
| ABREVIATIONS .....                                                    | viii |
| INTRODUCTION GENERALE.....                                            | 1    |
| CHAPITRE 1 PRESENTATION DU SYSTEME LTE ET DE SA COUCHE PHYSIQUE ..... | 3    |
| 1.1 Introduction.....                                                 | 3    |
| 1.2 Architecture générale de LTE .....                                | 3    |
| 1.2.1 Réseau cœur.....                                                | 3    |
| 1.2.2 Réseau d'accès.....                                             | 4    |
| 1.3 Les couches de l'interface radio.....                             | 6    |
| 1.3.1 Layer 1 : Couche PHY.....                                       | 7    |
| 1.3.2 Layer 2 : Sous couches MAC, RLC, PDCP.....                      | 7    |
| 1.3.3 Layer 3 : Couche RRC.....                                       | 7    |
| 1.4 Couche physique de LTE .....                                      | 8    |
| 1.4.1 Grandes fonctions de la couche physique.....                    | 8    |
| 1.4.2 Les modes de duplexage .....                                    | 9    |
| 1.4.3 OFDM .....                                                      | 10   |
| 1.4.4 Structure de trame .....                                        | 15   |
| 1.4.5 Bloc de ressources .....                                        | 16   |
| 1.4.6 Les canaux LTE.....                                             | 17   |
| 1.4.7 Les signaux physiques .....                                     | 18   |
| 1.5 Conclusion .....                                                  | 19   |
| CHAPITRE 2 CARACTERISTIQUES ET MODELES DU CANAL DE PROPAGATION.....   | 20   |
| 2.1 Introduction.....                                                 | 20   |
| 2.2 Phénomènes physiques de la propagation radio .....                | 20   |
| 2.2.1 Phénomènes à grande échelle.....                                | 20   |
| 2.2.2 Phénomènes à petite échelle.....                                | 21   |

|                                                    |                                                                   |           |
|----------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>2.3</b>                                         | <b>Caractérisation des canaux à évanouissements</b>               | <b>23</b> |
| 2.3.1                                              | <i>Sélectivité en fréquence et trajets multiple du canal</i>      | 23        |
| 2.3.2                                              | <i>Canal à évanouissement rapide et à évanouissement lent</i>     | 25        |
| <b>2.4</b>                                         | <b>Modèle du canal à trajets multiples variable dans le temps</b> | <b>27</b> |
| 2.4.2                                              | <i>Distribution de Rayleigh</i>                                   | 27        |
| 2.4.3                                              | <i>Relations temps-fréquence du canal</i>                         | 28        |
| <b>2.5</b>                                         | <b>Modélisation des canaux MIMO</b>                               | <b>29</b> |
| 2.5.1                                              | <i>Les principes du MIMO</i>                                      | 30        |
| 2.5.2                                              | <i>Modèle du canal MIMO</i>                                       | 31        |
| 2.5.3                                              | <i>Configurations MIMO dans LTE</i>                               | 32        |
| <b>2.6</b>                                         | <b>Modèles de canal multi-trajets de l'ITU</b>                    | <b>33</b> |
| <b>2.7</b>                                         | <b>Conclusion</b>                                                 | <b>35</b> |
| <b>CHAPITRE 3 TECHNIQUES D'ESTIMATION DE CANAL</b> |                                                                   | <b>36</b> |
| <b>3.1</b>                                         | <b>Introduction</b>                                               | <b>36</b> |
| <b>3.2</b>                                         | <b>Techniques d'estimation supervisées</b>                        | <b>36</b> |
| 3.2.1                                              | <i>Principes</i>                                                  | 36        |
| 3.2.2                                              | <i>Disposition des symboles pilotes</i>                           | 37        |
| <b>3.3</b>                                         | <b>Estimation LS</b>                                              | <b>39</b> |
| <b>3.4</b>                                         | <b>Estimation LMMSE</b>                                           | <b>39</b> |
| <b>3.5</b>                                         | <b>Estimation ACA-LMMSE</b>                                       | <b>40</b> |
| 3.5.1                                              | <i>Principe</i>                                                   | 41        |
| 3.5.2                                              | <i>Paramètres du canal virtuel G</i>                              | 42        |
| 3.5.3                                              | <i>Choix des paramètres de G</i>                                  | 44        |
| 3.5.4                                              | <i>Complexité de ACA-LMMSE</i>                                    | 44        |
| <b>3.6</b>                                         | <b>Techniques d'interpolations</b>                                | <b>44</b> |
| 3.6.1                                              | <i>Interpolation nearest-neighbor</i>                             | 45        |
| 3.6.2                                              | <i>Interpolation linéaire</i>                                     | 45        |
| 3.6.3                                              | <i>Interpolation par spline cubique</i>                           | 46        |

|                                                                               |           |
|-------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>3.7 Estimation de canal dans le système LTE.....</b>                       | <b>46</b> |
| 3.7.1 <i>Positionnement des signaux de références</i> .....                   | 46        |
| 3.7.2 <i>Puissance d'émission des signaux de références</i> .....             | 48        |
| 3.7.3 <i>Principe</i> .....                                                   | 49        |
| <b>3.8 Optimisation de l'estimation pour LTE.....</b>                         | <b>50</b> |
| <b>3.9 Les techniques d'égalisation .....</b>                                 | <b>51</b> |
| 3.9.1 <i>L'égaliseur par « zero forcing »</i> .....                           | 51        |
| 3.9.2 <i>Égaliseur MMSE</i> .....                                             | 51        |
| <b>3.10 Conclusion .....</b>                                                  | <b>51</b> |
| <b>CHAPITRE 4 SIMULATION.....</b>                                             | <b>52</b> |
| <b>4.1 Introduction.....</b>                                                  | <b>52</b> |
| <b>4.2 Paramètres de simulation.....</b>                                      | <b>52</b> |
| 4.2.1 <i>Paramètres généraux de simulation</i> .....                          | 52        |
| 4.2.2 <i>Egaliseur et symboles pilotes</i> .....                              | 52        |
| 4.2.3 <i>Chaîne de transmission utilisée dans la simulation</i> .....         | 53        |
| <b>4.3 Critères d'évaluation .....</b>                                        | <b>53</b> |
| 4.3.1 <i>Mean Square Error</i> .....                                          | 53        |
| 4.3.2 <i>Bit Error Rate</i> .....                                             | 54        |
| 4.3.3 <i>Diagramme de constellation</i> .....                                 | 54        |
| 4.3.4 <i>Signal-to-Noise Ratio</i> .....                                      | 54        |
| <b>4.4 Outils de simulation .....</b>                                         | <b>55</b> |
| 4.4.1 <i>MATLAB</i> .....                                                     | 55        |
| 4.4.2 <i>Présentation des résultats des simulations</i> .....                 | 55        |
| <b>4.5 Résultats et analyses.....</b>                                         | <b>57</b> |
| 4.5.1 <i>Comparaison des estimateurs</i> .....                                | 57        |
| 4.5.2 <i>Estimation traditionnelle de LTE</i> .....                           | 59        |
| 4.5.3 <i>Performances de LS-LTE et taille des fenêtres de moyennage</i> ..... | 61        |
| 4.5.4 <i>Performances de ACA-LMMSE</i> .....                                  | 66        |

|                                                                       |    |
|-----------------------------------------------------------------------|----|
| 4.5.5 Comparaison des performances avec les paramètres optimisés..... | 68 |
| 4.6 Conclusion .....                                                  | 69 |
| CONCLUSION GENERALE .....                                             | 70 |
| ANNEXE 1 .....                                                        | 71 |
| ANNEXE 2 .....                                                        | 72 |
| ANNEXE 3 .....                                                        | 73 |
| BIBLIOGRAPHIE .....                                                   | 74 |
| FICHE DE RENSEIGNEMENT .....                                          | 76 |
| RESUME.....                                                           | 77 |
| ABSTRACT .....                                                        | 77 |

## NOTATIONS

### 1.1 Minuscules latines

|           |                                                         |
|-----------|---------------------------------------------------------|
| $C$       | Célérité de la lumière                                  |
| $dB$      | Décibel                                                 |
| $dBm$     | Decibel-milliwatt                                       |
| $f_d$     | Fréquence Doppler                                       |
| $f_e$     | Fréquence d'émission                                    |
| $f_k$     | Fréquence centrale de la $k^{\text{ème}}$ sous-porteuse |
| $f_p$     | Fréquence porteuse                                      |
| $f_r$     | Fréquence de réception                                  |
| $H$       | Réponse impulsionnelle du canal                         |
| $n_w$     | Bruit blanc additif gaussien                            |
| $p(x)$    | Densité de probabilité de Rayleigh                      |
| $T$       | Temps                                                   |
| $V$       | Vitesse de déplacement du récepteur                     |
| $x_{m,n}$ | Signal relatif au $m^{\text{ème}}$ symbole OFDM         |
| $y_{m,n}$ | Signal reçu après filtrage de $x_{m,n}$ à la réception  |

### 1.2 Majuscules latines

|              |                                        |
|--------------|----------------------------------------|
| $B_c$        | Bande de cohérence                     |
| $\mathbb{C}$ | Ensemble des nombres complexes         |
| $D$          | Nombre de trajets du filtre G          |
| $F$          | Matrice de la DFT                      |
| $G$          | Réponse fréquentielle du canal virtuel |
| Gbps         | Giga Bits par seconde                  |
| $H$          | Réponse fréquentielle du canal         |
| $H$          | Matrice du canal MIMO                  |
| $(.)^H$      | Opérateur transposé conjugué           |

|            |                                                                    |
|------------|--------------------------------------------------------------------|
| $Hz$       | Hertz                                                              |
| $K$        | Réponse fréquentielle du canal hybride                             |
| $L$        | Nombre de trajets du canal                                         |
| $N$        | Taille de la FFT                                                   |
| $N_c$      | Nombre de sous-porteuses                                           |
| $N_R$      | Nombre d'antennes à la réception                                   |
| $N_T$      | Nombre d'antennes à l'émission                                     |
| $R_{(.)}$  | Matrice de corrélation fréquentielle du canal                      |
| $SNR_{dB}$ | Rapport signal à bruit en dB                                       |
| $T_c$      | Temps de cohérence                                                 |
| $T_s$      | Temps d'échantillonnage                                            |
| $(.)^T$    | Opérateur transposé                                                |
| $X$        | Symbole complexe de constellation M-PSK ou M-QAM                   |
| $X$        | Matrice diagonale contenant les symboles transmis sur sa diagonale |
| $Y$        | Symboles observés à la sortie de la DFT                            |

### 1.3 Minuscules grecques

|                     |                                                                          |
|---------------------|--------------------------------------------------------------------------|
| $\alpha_l$          | Atténuation relatif au trajet $l$                                        |
| $\theta$            | Angle d'arrivée de l'onde émise                                          |
| $\theta_l$          | Déphasage du $l^{\text{ème}}$ trajet                                     |
| $Ms$                | Microseconde                                                             |
| $\sigma_n^2$        | Variance du bruit                                                        |
| $\sigma_\alpha^2$   | Variance de la variable aléatoire représentant les coefficients $\alpha$ |
| $\bar{\tau}$        | Valeur moyenne des retards                                               |
| $\overline{\tau^2}$ | Retard quadratique moyen                                                 |
| $\tau_l$            | Retard relatif au trajet $l$                                             |
| $\tau_{max}^{(G)}$  | Délai maximum du filtre $G$                                              |
| $\tau_{rms}$        | Ecart type des retards                                                   |

## 1.4 Majuscules grecques

|              |                                                                     |
|--------------|---------------------------------------------------------------------|
| $\Delta f$   | Écart de fréquence entre deux sous-porteuses consécutives           |
| $\Delta f_d$ | Étalement Doppler                                                   |
| $\Delta f_p$ | Espacement optimal des symboles pilotes dans le domaine fréquentiel |
| $\Delta n_p$ | Espacement optimal des symboles pilotes dans le domaine temporel    |
| $\Gamma_d$   | Profil d'intensité du filtre $G$                                    |

## ABREVIATIONS

|            |                                                           |
|------------|-----------------------------------------------------------|
| 2G, 3G, 4G | Second, Third, Fourth Generation                          |
| 3GPP       | Third Generation Partnership Project                      |
| ACA-LMMSE  | Artificial Channel Aided-Linear Minimum Mean Square Error |
| AMC        | Adaptive Modulation and Coding                            |
| AS         | Access Stratum                                            |
| BER        | Bit Error Rate                                            |
| CDMA       | Code Division Multiple Access                             |
| CP         | Cyclic Prefix                                             |
| CRS        | Cell specific Reference Signal                            |
| DFT        | Discrete Fourier Transform                                |
| DL         | DownLink                                                  |
| DRS        | Demodulation Reference Signals                            |
| DwPTS      | Downlink Pilot Time Slot                                  |
| EDGE       | Enhanced Data rate for GSM Evolution                      |
| eNode B    | evolved Node B                                            |
| EPA        | Extended Pedestrian A                                     |
| EPC        | Evolved Packet Core                                       |
| EQM        | Erreur Quadratique Minimale                               |
| ETU        | Extended Typical Urban                                    |
| EUTRAN     | Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network        |
| EVA        | Extended Vehicular A                                      |

|         |                                             |
|---------|---------------------------------------------|
| FDD     | Frequency Division Duplex                   |
| FFT     | Fast Fourier Transform                      |
| GP      | Guard Period                                |
| GPRS    | General Packet Radio Service                |
| GSM     | Global System for Mobile Communications     |
| HARQ    | Hybrid Automatic Repeat reQuest             |
| HLR     | Home Location Register                      |
| HSPA    | HighSpeed Packet Access                     |
| HSS     | Home Subscriber Server                      |
| IDFT    | Inverse Discrete Fourier Transform          |
| IES     | Interférences entre symboles                |
| IFFT    | Inverse Fast Fourier Transform              |
| IMS     | IP Multimedia Subsystem                     |
| IP      | Internet Protocol                           |
| ITU     | International Telecommunication Union       |
| LMMSE   | Linear Minimum Mean Square Error            |
| LS      | Least Square                                |
| LTE     | Long Term Evolution                         |
| MAC     | Medium Access Control                       |
| MATLAB  | MATrix LABoratory                           |
| MIMO    | Multiple Input Multiple Output              |
| MISO    | Multiple Input Single Output                |
| MME     | Mobility Management Entity                  |
| MMSE    | Minimum Mean Square Error                   |
| MSE     | Mean Square Error                           |
| MU-MIMO | Multiple User multiplexing MIMO             |
| NAS     | Non Access Stratum                          |
| OFDM    | Orthogonal. Frequency Division Multiplexing |
| OSI     | Open Systems Interconnection                |
| PCI     | Physical Cell Identity                      |
| PDCP    | Packet Data Convergence Protocol            |



|         |                                            |
|---------|--------------------------------------------|
| PGW     | Packet Data Network Gateway                |
| PHY     | physical layer                             |
| PRB     | Physical Resource Block                    |
| PSS     | Primary Synchronization Signal             |
| QAM     | Quadrature Amplitude Modulation            |
| QPSK    | Quadrature Phase Shift Keying              |
| RB      | Resource Block                             |
| RLC     | Radio Link Control                         |
| RNC     | Radio Network Controller                   |
| RRC     | Radio Ressource Control                    |
| SAE     | System Architecture Evolution              |
| SGW     | Serving Gateway                            |
| SIMO    | Single Input Multiple Output               |
| SISO    | Single Input Single Output                 |
| SNR     | Signal-to-Noise Ratio                      |
| SSS     | Secondary Synchronization Signal           |
| SU-MIMO | Single User multiplexing                   |
| TDD     | Time Division Duplex                       |
| TTI     | Transmission Time Interval                 |
| UE      | User Equipment                             |
| UL      | UpLink                                     |
| UMTS    | Universal Mobile Telecommunications System |
| UpPTS   | Uplink Pilot Time Slot                     |
| UTRAN   | Universal Terrestrial Radio Access Network |

## INTRODUCTION GENERALE

Le monde de la téléphonie mobile a connu une évolution spectaculaire lors de la dernière décennie. Face à la demande croissante en communications mobiles et en débits, les organismes de normalisation n'arrêtent pas de proposer des évolutions aux systèmes existants. Les générations de réseaux mobiles se succèdent et se développent de la technologie GSM (Global System for Mobile Communications) vers un système de paquets tout IP (Internet Protocol) optimisé dénommé LTE (Long Term Evolution).

LTE représente la quatrième génération des normes de téléphonie mobile après la première génération (Radiocom 2000), la deuxième (GSM/GPRS ou General Packet Radio Service /EDGE ou Enhanced Data rate for GSM Evolution) et la troisième (UMTS ou Universal Mobile Telecommunications System /HSPA ou HighSpeed Packet Access). L'objectif de LTE est un système de radiocommunication mobile performant pouvant atteindre jusqu'à 1 Gbps de débit descendant. Pour ce faire, LTE utilise des technologies avancées telles que MIMO (Multiple Input Multiple Output), OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) et des techniques adaptatives de codage et modulation ou AMC (Adaptive Modulation and Coding).

Dans un tel système, la qualité de la transmission est un point important. De plus, en liaison descendante, le débit utilisé par la station de base en dépend. Cette qualité n'est pas uniquement fonction du rapport signal/bruit, elle est également influencée par le traitement du signal dans le terminal de l'utilisateur. L'égalisation est une des parties importantes du traitement du signal en réception. Celle-ci consiste à utiliser des estimations des gains du canal pour récupérer les symboles émis. Ainsi, la qualité de l'égalisation est directement liée à la précision de l'estimation de canal. Cette dernière a donc un rôle clef dans la performance du système de communication et c'est pourquoi on trouve un grand nombre de publications sur le sujet.

Ce mémoire s'intitulant : « Optimisation de l'estimation de canal dans LTE » a pour but d'étudier les techniques d'estimations LS (Least Square), LMMSE (Linear Minimum Mean Square Error), ACA-LMMSE (Artificial Channel Aided-Linear Minimum Mean Square Error) et la technique d'estimation utilisée dans LTE pour ensuite proposer quelques solutions d'optimisation pour l'estimation de canal dans le sens descendant du système.

Pour cela, nous allons structurer notre travail en quatre chapitres :

- Le premier chapitre sera une brève présentation du système LTE suivie d'une description de sa couche physique, la partie du système dans laquelle l'estimation de canal s'opère.
- Le second chapitre sera consacré à l'état de l'art sur le canal de propagation radio et les modèles de canal de teste et de vérification pour LTE.
- Le troisième chapitre abordera le principe général de l'estimation de canal et les principes des techniques d'estimations citées plus haut. Une étude d'optimisation d'estimation de canal dans LTE sera aussi développée dans cette partie.
- En dernier chapitre, nous allons présenter et analyser les résultats des simulations avant et après optimisations des paramètres des estimateurs. Ces expériences seront effectuées sur un simulateur que nous avons développé sous Matlab R2014a.

# CHAPITRE 1

## PRESENTATION DU SYSTEME LTE ET DE SA COUCHE PHYSIQUE

### 1.1 Introduction

Dans les années 2000, l'UMTS s'avérait limité en termes de débit, de latence et de capacité, du fait de sa transmission basée sur le CDMA (Code Division Multiple Access) et de la complexité de son architecture. Un groupe de travail a alors été lancé par le 3GPP (Third Generation Partnership Project) pour des évolutions à long terme de l'interface radio des systèmes de 3<sup>ème</sup> génération. Le travail de ce groupe a conduit à la spécification d'un réseau d'accès totalement nouveau appelé LTE et a déclenché un travail analogue de refonte complète de l'architecture des réseaux cœurs.

Dans ce chapitre, nous allons présenter l'architecture générale, les couches de l'interface radio et la couche physique du LTE tout en insistant déjà sur certains éléments nécessaires à l'estimation de canal, afin de situer progressivement notre zone d'étude dans le système.

### 1.2 Architecture générale de LTE

#### 1.2.1 Réseau cœur

En technologie LTE, le réseau cœur s'appelle EPC (Evolved Packet Core). Comme on le voit sur la figure 1.01, il est constitué [1] :

- d'un ou plusieurs nœuds de contrôle principal appelés MME (Mobility Management Entity).
- d'une base de données centrale appelée HSS (Home Subscriber Server).
- de passerelles en plus grand nombre appelées SGW (Serving Gateway).
- d'une ou plusieurs passerelles d'accès vers les réseaux tiers appelées PGW (Packet Data Network Gateway).

##### 1.2.1.1 Mobility Management Entity

MME est le nœud de contrôle principal de l'accès au réseau LTE. Il gère l'ensemble des procédures telles que l'authentification, le chiffrement, la mobilité des équipements usagers. Pour ce faire, il communique avec HSS.

La MME inclut aussi l'User Plane Entity qui enregistre les profils utilisateurs, met fin aux échanges lorsque l'équipement usager est en veille. Les interfaces S1-MME, S11 et S6a permettent au MME de communiquer avec l'eNode B (evolved Node B), le SGW et le HSS respectivement.

#### 1.2.1.2 Home Subscriber Server

Avec la technologie LTE, le HLR (Home Location Register) est réutilisé et renommé HSS. Le HSS est un HLR évolué et contient l'information de souscription pour les réseaux GSM, GPRS, 3G, LTE et IMS (IP Multimedia Subsystem). Le HSS est une base de données qui est utilisée simultanément par les réseaux 2G, 3G, LTE/SAE et IMS appartenant au même opérateur.

#### 1.2.1.3 Serving Gateway

Le Serving Gateway aussi appelé Ancre 3GPP (3GPP Anchor) effectue le routage et le transfère local des paquets de données à l'utilisateur, et permet la connexion entre des réseaux LTE et d'autres réseaux 3GPP. SGW est connecté à l'eNode B grâce à l'interface S1-U et au PGW par S5/S8.

#### 1.2.1.4 Packet Data Network Gateway

Aussi appelé Ancre SAE (SAE Anchor), il est le point d'entrée et de sortie du trafic d'un équipement usager et permet une connexion entre les réseaux 3GPP et non-3GPP. Il représente une interface entre l'utilisateur LTE et les réseaux IP tels Internet ou IMS (IP Multimedia Subsystem). De plus, il est responsable de l'allocation des adresses IP, des politiques d'accès.

### 1.2.2 *Réseau d'accès*

Le réseau d'accès est simplement constitué de stations de base appelées eNode B ou eNB et le terminal est appelé UE (User Equipment).

#### 1.2.2.1 User Equipment

L'UE est le dispositif permettant à l'abonné d'accéder aux services du réseau. Dans LTE, le débit maximal auquel peut prétendre un utilisateur est dépendant de la catégorie de l'UE qu'il utilise.

Cette catégorie détermine sa complexité et donc son coût.

Différentes catégories d'UE ont ainsi été définies ; plus précisément, elles se différencient par [3] :

- les modulations supportées en voie descendante et en voie montante : QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) ou X-QAM (Quadrature Amplitude Modulation);
- le nombre d'antennes;
- la capacité de traitement au niveau de l'UE pour mettre en œuvre les traitements nécessaires à la démodulation et au décodage du signal reçu, dont la complexité est conditionnée par le débit maximal supporté ;
- les quantités de mémoire nécessaires à la mise en œuvre de la combinaison HARQ (Hybrid Automatic Repeat reQuest) et de l'opération de la couche RLC (Radio Link Control).

Il existe cinq catégories d'UE en Release 8, dont les caractéristiques sont présentées dans le tableau suivant.

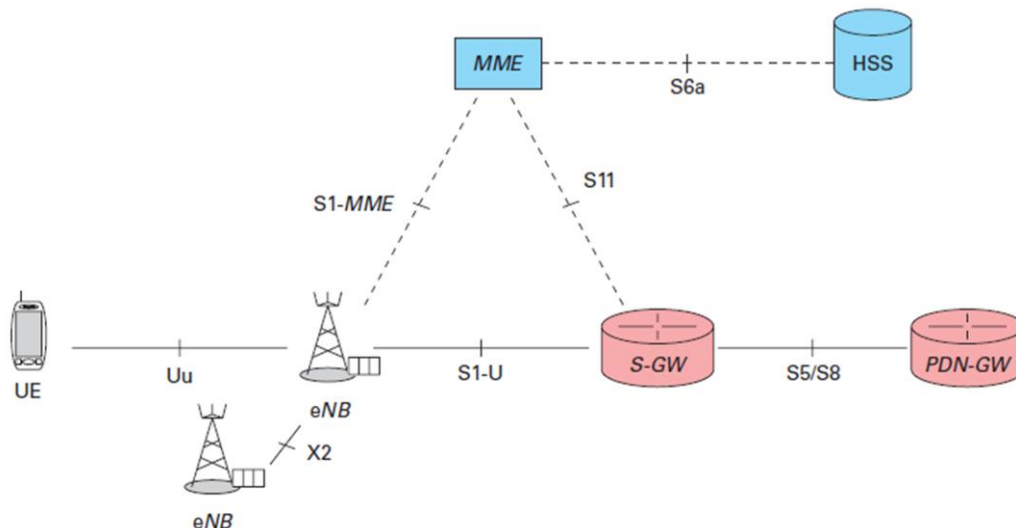
| Catégorie d'UE | Débit crête (Mbit/s) |    | Modulations        |                    | Nombre d'antennes de réception | Nombre maximal de couches spatiales en DownLink |
|----------------|----------------------|----|--------------------|--------------------|--------------------------------|-------------------------------------------------|
|                | DL                   | UL | DL (DownLink)      | UL (UpLink)        |                                |                                                 |
| 1              | 10                   | 5  | QPSK, 16QAM, 64QAM | QPSK, 16QAM        | 2                              | 1                                               |
| 2              | 50                   | 25 |                    |                    | 2                              | 2                                               |
| 3              | 100                  | 50 |                    |                    | 2                              | 2                                               |
| 4              | 150                  | 50 |                    |                    | 2                              | 2                                               |
| 5              | 300                  | 75 |                    | QPSK, 16QAM, 64QAM | 4                              | 4                                               |

**Tableau 1.01:** *Caractéristiques des catégories d'UE LTE*

#### 1.2.2.2 Evolved NodeB

L'eNode B est responsable de la transmission et de la réception radio avec l'UE.

A la différence de l'UTRAN 3G (Universal Terrestrial Radio Access Network Third Generation) où sont présentes les entités NodeB et RNC (Radio Network Controller), l'architecture EUTRAN (Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network) ne présente que des eNode B. Les fonctions supportées par le RNC ont été réparties entre l'eNode B et les entités du réseau cœur MME/SGW. Les eNode B sont connectés entre eux par l'interface X2 et à l'UE par Uu.



**Figure 1.01 : Architecture du réseau LTE**

### 1.3 Les couches de l'interface radio

La pile de protocoles de l'interface Uu est représentée à la figure 1.02. On distingue, comme pour l'UMTS, deux strates :

- la strate d'accès AS (Access Stratum) concerne l'ensemble des protocoles permettant le transport de messages entre le terminal et la station de base et la gestion des ressources radios. Elle est utilisée par la strate de non accès NAS (Non Access Stratum) ;
- la strate de non accès NAS prend à sa charge l'ensemble des fonctions qui ne sont pas strictement liées à une technologie radio :
  - gestion de la mobilité,
  - gestion de la sécurité,
  - établissement de sessions

Tous les messages passent par la station de base eNode B, mais cette dernière n'interprète en aucun cas les messages NAS. Elle se contente de les relayer vers le MME.

### 1.3.1 *Layer 1 : Couche PHY (physical layer)*

La couche physique comprend la définition :

- du mécanisme de transmission OFDM ;
- des techniques multi-antennaires utilisables ;
- des combinaisons de modulations et de codage correcteur d'erreurs;
- de la structure de multiplexage ;
- du principe de l'accès paquet.

Afin de permettre des échanges entre le terminal et le réseau, elle spécifie différents canaux physiques permettant, par exemple, au terminal de se synchroniser correctement sur une station de base. Le service principal fourni par la couche physique est la transmission de bloc de données.

### 1.3.2 *Layer 2 : Sous couches MAC, RLC, PDCP*

La couche 2 est constituée de trois sous-couches :

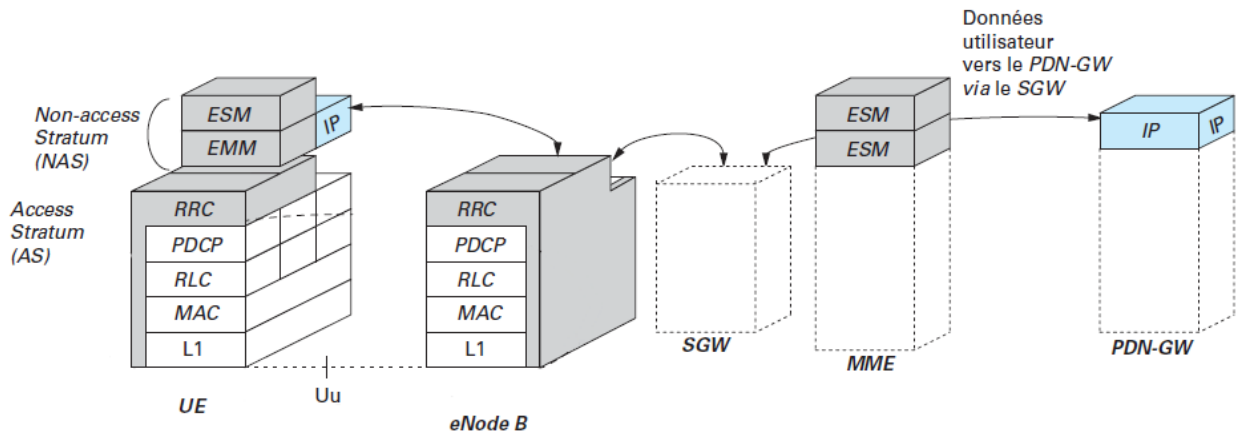
- PDCP ou Packet Data Convergence Protocol;
- RLC ou Radio Link Control;
- MAC ou Medium Access Control.

Ces sous-couches interviennent pour le transfert des données, du plan usager comme du plan de contrôle. Seule la sous-couche PDCP est conçue pour traiter différemment les données de ces deux plans. Pour RLC et MAC, c'est la configuration qui détermine les éventuelles différences de traitement à appliquer aux flux.

### 1.3.3 *Layer 3 : Couche RRC*

La couche RRC, pour Radio Ressource Control, sert au contrôle de l'interface radio. On peut en effet constater sur le schéma modélisant la structure de l'interface radio, que la couche RRC est connectée aux quatre autres couches, via des points d'accès de contrôle : RRC est responsable de la configuration et du contrôle des couches de niveau 1 (PHY) et 2 (MAC, RLC et PDCP). C'est la spécificité de cette couche, véritable chef d'orchestre de l'interface radio.





**Figure 1.02 :** Architecture en couches de l'interface radio de LTE

## 1.4 Couche physique de LTE

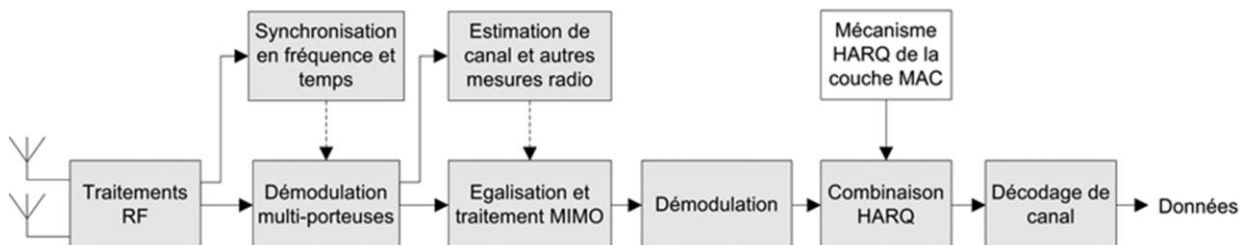
A part les fonctions citées dans 1.3.1, la couche physique est aussi l'environnement dans lequel s'opèrent les procédures relatives à l'estimation de canal. Ainsi, nous allons donner dans cette section un aperçu des caractéristiques clés de la couche physique du LTE.

### 1.4.1 Grandes fonctions de la couche physique

Les figures suivantes représentent schématiquement les grandes fonctions de la couche physique. Les fonctions de la chaîne de réception indiquées à la figure 1.04 ne sont pas spécifiées, bien qu'étant en grande partie déterminées par les traitements d'émission. La norme spécifie cependant les outils indispensables à leur mise en œuvre comme les signaux physiques nécessaires à l'estimation du canal et la synchronisation.



**Figure 1.03 :** Principales fonctions mises en jeu en émission



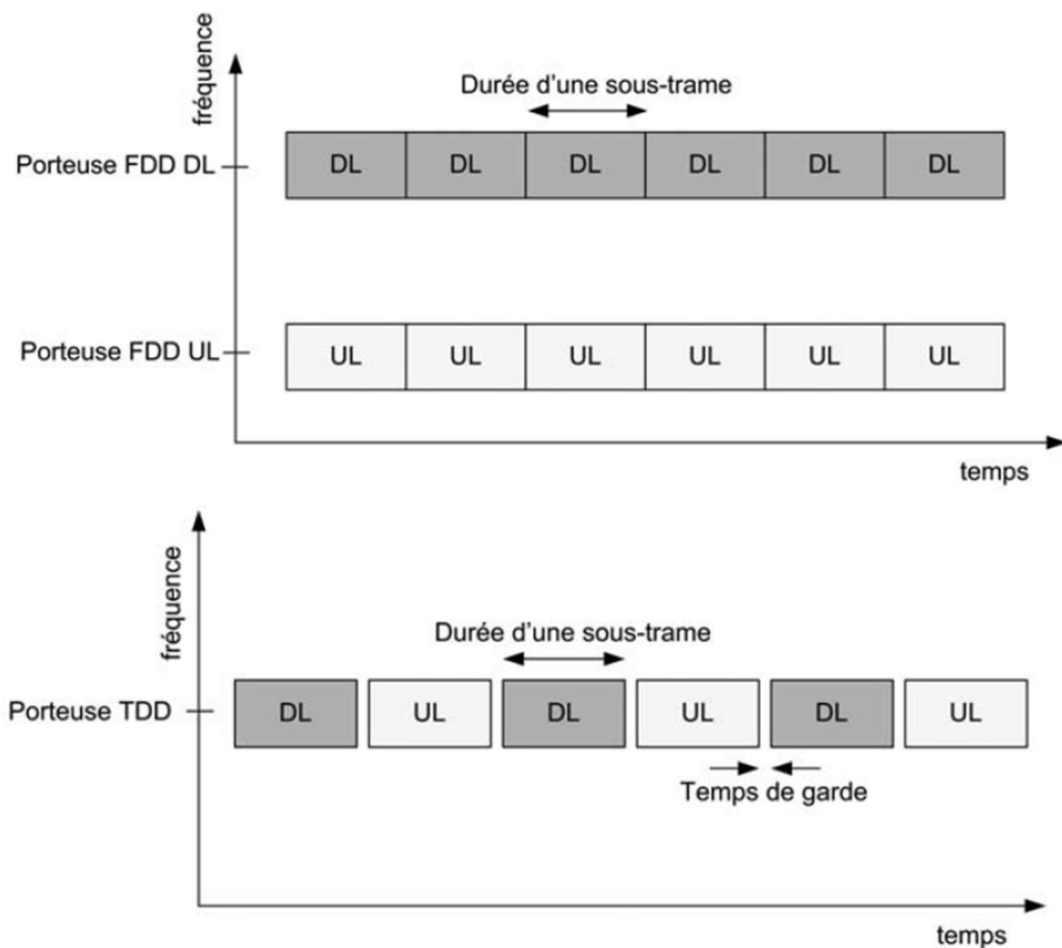
**Figure 1.04 :** Principales fonctions mises en jeu en réception

### 1.4.2 Les modes de duplexage

Le duplexage définit la manière dont sont séparées les transmissions sur la voie descendante et sur la voie montante. La voie descendante, aussi appelée DownLink (DL), correspond à la transmission de la station de base vers l'UE. La voie montante, aussi appelée UpLink (UL), correspond à la transmission de l'UE vers la station de base. Il existe deux principaux modes de duplexage, tous deux gérés par l'interface radio du LTE :

- le duplexage en fréquence ou FDD (Frequency Division Duplex) ;
- le duplexage en temps ou TDD (Time Division Duplex).

En mode FDD, les voies montante et descendante opèrent sur deux fréquences porteuses séparées par une bande de garde. En mode TDD, les voies montante et descendante utilisent la même fréquence porteuse.



**Figure 1.05 :** Répartition des voies montante et descendante en temps et en fréquence pour les modes de duplexage TDD et FDD

#### 1.4.2.2 Le mode FDD

En mode FDD, les voies montante et descendante opèrent sur deux fréquences porteuses séparées. Cette séparation confère à ce mode une grande immunité vis-à-vis des interférences et simplifie ainsi le déploiement du réseau. La séparation des voies montante et descendante en fréquence permet aux UE et stations de base d'émettre et de recevoir simultanément en FDD. Cette caractéristique aide à tirer le meilleur parti des mécanismes qui exploitent un échange rapide d'informations de contrôle entre émetteur et récepteur. En contrepartie, une bande de garde est nécessaire entre les porteuses dédiées aux voies montante et descendante afin d'éviter l'interférence de canal adjacent de la bande d'émission sur la bande de réception. De plus, un duplexeur est requis au sein du terminal ainsi qu'à la station de base, afin d'isoler la partie du modem dédiée à l'émission de celle dédiée à la réception, puisque toutes deux partagent les mêmes antennes.

#### 1.4.2.3 Le mode TDD

En mode TDD, les voies montante et descendante utilisent la même fréquence porteuse, le partage entre les deux directions s'effectuant dans le domaine temporel. Le TDD permet d'optimiser le système pour une éventuelle asymétrie du trafic entre les deux voies. L'utilisation de la même bande pour les voies montante et descendante offre l'avantage que le canal de propagation entre la station de base et l'UE est identique sur les deux voies. La station de base peut ainsi acquérir la connaissance du canal vu par l'UE sans que ce dernier ait à lui transmettre cette information. Cette propriété, appelée réciprocité du canal, est particulièrement utile pour mettre en œuvre des traitements de précodage à l'émission en transmission MIMO. De plus aucun duplexeur n'est nécessaire, ce qui conduit à des terminaux moins coûteux qu'en FDD. Cependant, la dépendance temporelle du mode TDD impose des contraintes au système, tout d'abord, les stations de base d'une même zone géographique doivent être synchronisées en temps et la synchronisation en temps est plus complexe à fournir que la synchronisation en fréquence, l'alternance entre voie descendante et voie montante implique d'établir un temps de garde entre une sous-trame descendante et une sous-trame montante.

#### 1.4.3 *OFDM*

Sur la voie descendante, la transmission se fait en OFDM, une technique consistant à transmettre des données numériques en les modulant sur un grand nombre de porteuses en même temps.

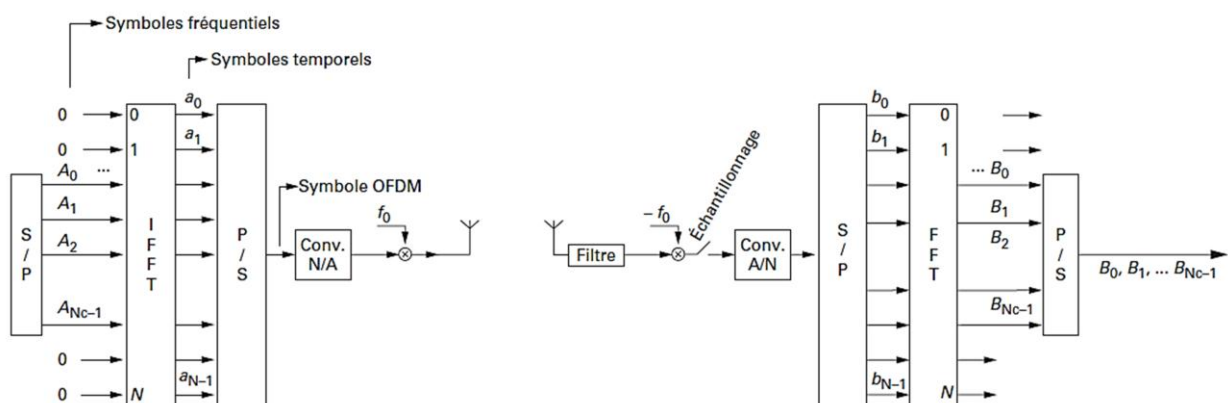
L'intérêt de ce procédé réside dans l'amélioration apportée pour augmenter l'efficacité spectrale en orthogonalisant les porteuses ce qui permet d'implémenter la modulation et la démodulation à l'aide de circuits performants de transformée de Fourier rapide.

#### 1.4.3.1 Principe [4]

À l'émission, la première étape consiste à faire une transformation série-parallèle. On ajoute habituellement un certain nombre de symboles forcés à la valeur 0, de façon à avoir un nombre de sous-porteuses  $N$  qui soit une puissance de 2 ( $N = 2^n$  où  $n$  est un entier) : cela permet de simplifier l'opération suivante qui est une transformée de Fourier inverse. Il est possible alors d'utiliser la technique de transformée de Fourier rapide IFFT (Inverse Fast Fourier Transform).

Une transformation parallèle-série permet de disposer d'une succession de symboles temporels qui sont émis successivement après une conversion numérique-analogique, puis une transposition en fréquence.

À la réception, la première opération consiste à filtrer le signal pour éliminer les parties hors de la bande considérée, puis à le transposer en bande de base. On procède ensuite à un échantillonnage à la fréquence  $N/T_s$ , ce qui donne un échantillon tous les  $T_s/N$  secondes. Chaque échantillon est quantifié et donne un symbole complexe. Les  $N$  symboles successifs obtenus passent par une transformation série-parallèle, puis par une opération de transformée de Fourier rapide FFT (Fast Fourier Transform) qui délivre  $N$  symboles fréquentiels. En l'absence de bruit, on retrouve exactement les symboles émis.

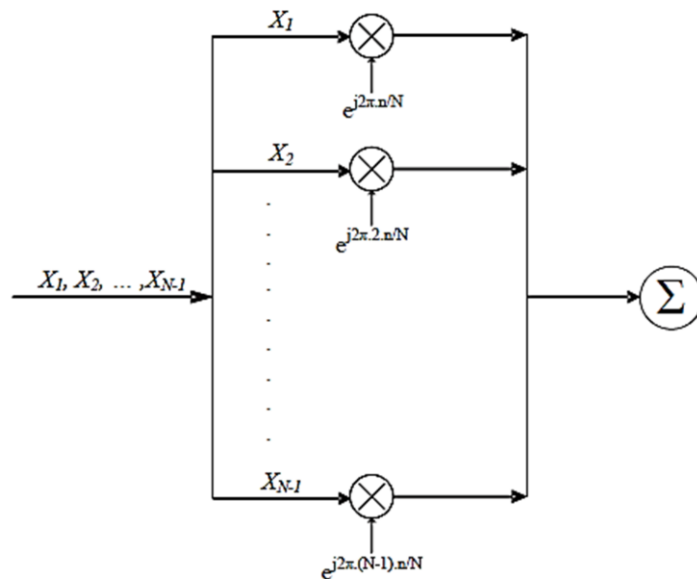


**Figure 1.06 :** Principe d'une chaîne de transmission OFDM

### 1.4.3.2 Génération des symboles OFDM [22]

Les systèmes OFDM transmettent les données par blocs (symboles OFDM). Chaque bloc comporte un ensemble de  $N$  sous-porteuses orthogonales dont les fréquences centrales  $f_k$  sont espacées d'un multiple de l'inverse de la période symbole  $\Delta f = 1/NT_s$ . L'ensemble est centré autour de  $f_p$  la fréquence de travail.

Les données d'entrée d'un système OFDM sont sous la forme d'un flux binaire mis en série. Des symboles complexes  $X$  sont, ensuite, définis à partir de ces éléments binaires selon une constellation typiquement de modulation M-PSK ou M-QAM. Les données passent dans un buffer permettant de les convertir de série en parallèle. Après cela, elles sont converties au domaine temporel à l'aide d'une transformée de Fourier inverse discrète (IDFT) ou rapide (IFFT). La IDFT accomplit cette transformation en préservant l'orthogonalité entre les différentes sous-porteuses. Cette étape caractérise ce qu'on appelle la modulation OFDM. Le schéma de principe du modulateur OFDM est présenté sur la figure suivante.



**Figure 1.07 :** Schéma de principe du modulateur OFDM

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

$$x_{m,n} = IDFT\{X_{m,k}\} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi k \frac{n}{N}} \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (1.01)$$

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

$$x_m = F^H [X_{m,0} \ X_{m,1} \ \dots \ X_{m,N-1}]^T \quad (1.02)$$

Avec  $F = \frac{1}{\sqrt{N}} [e^{-j2\pi k \frac{n}{N}}]_{n,k=0 \dots N-1}$  et  $(.)^H$  l'opérateur transposé conjugué.

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

$$x_m(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi k \frac{t}{T_s}} \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (1.03)$$

La forme des données est ensuite convertie de parallèle en série. A la réception, le signal reçu  $y_{m,n}$  est le résultat de filtrage du signal émis  $x_{m,n}$  par un canal  $h$  (cf. Chapitre 2). De là,  $y_{m,n}$  s'écrit de la façon suivante :

$$y_{m,n} = h * x_{m,n} + n_w \quad (1.04)$$

Avec  $n_w$  un bruit additif blanc gaussien et  $*$  le produit de convolution.

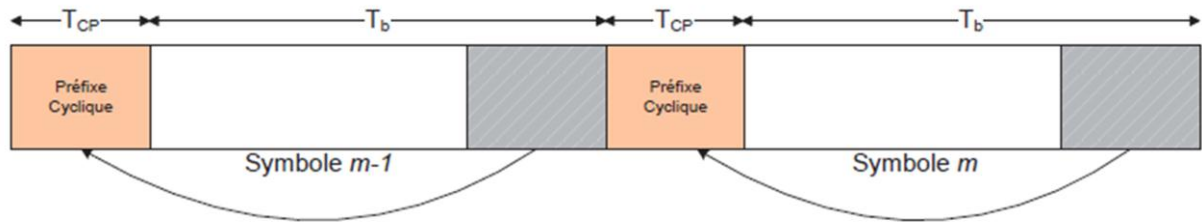
A la réception, les données passent dans un buffer les convertissant de série en parallèle pour pouvoir les transformer, à nouveau, dans le domaine fréquentiel. Cette transformation est effective en utilisant une transformée de Fourier discrète DFT (Discrete Fourier Transform) ou rapide FFT.

### 1.4.3.3 Préfixe cyclique

Considérons que  $h$  comporte  $L$  trajets se caractérisant, respectivement, par  $\tau_l$  et  $\alpha_l$  les retards et les atténuations relatifs à chaque trajet  $l$ . A cause de la mémoire du canal, les  $L$  dernières composantes du bloc OFDM  $x_{m-1}$  interfèrent avec les  $L$  premières composantes du bloc OFDM  $x_m$ . Cela donne naissance à un phénomène d'IES qui vient dégrader la qualité de la liaison.

Une astuce, appelée préfixe cyclique [19] [20], est utilisée dans les systèmes OFDM actuels dans le but d'éliminer ce phénomène d'IES (Interférences entre symboles). Le but est d'introduire de la redondance et de structurer celle-ci afin de transformer le produit de convolution classique de l'équation (1.04) en un produit de convolution circulaire. Elle consiste, alors, à ajouter un espace entre les symboles OFDM d'une durée supérieure à l'étalement des délais. Ainsi les derniers échos du symbole OFDM d'indice  $m$  auront lieu durant cet intervalle dit de garde, et le symbole OFDM suivant d'indice  $m+1$  ne sera plus perturbé par le précédent. En pratique, ajouter un préfixe cyclique de taille  $D$ , telle que  $D \geq L-1$ , consiste à étendre le symbole OFDM en copiant les  $D$  dernières composantes et les placer à l'avant de ce même symbole (cf. figure 1.08).

Le bloc temporel se transforme, alors, de  $\{x_{m,0}, x_{m,1}, \dots, x_{m,N-1}\}$  à  $\{x_{m,N-D+1}, \dots, x_{m,N-1}, x_{m,0}, x_{m,1}, \dots, x_{m,N-1}\}$ .



**Figure 1.08 :** Principe du préfixe cyclique

#### 1.4.3.4 Principaux paramètres OFDM pour LTE

Le nombre de sous-porteuses dépend de la largeur de bande dont dispose l'opérateur. En revanche, quelle que soit la configuration, chaque sous-porteuse occupe 15 kHz de bande. Le nombre de sous-porteuses utiles peut varier de 72 (avec une sous-porteuse centrale nulle supplémentaire sur la voie descendante) à 1200 suivant la bande spectrale disponible (de 1,4 à 20 MHz).

L'ensemble des configurations est représenté dans le tableau 1.02.

|                                                    |                                                    |      |        |        |        |        |
|----------------------------------------------------|----------------------------------------------------|------|--------|--------|--------|--------|
| <b>Bande spectrale occupée (en MHz)</b>            | 1,4                                                | 3    | 5      | 10     | 15     | 20     |
| <b>Largeur d'une sous-porteuse (en kHz)</b>        | 15                                                 |      |        |        |        |        |
| <b>Nombre de sous-porteuses (en N<sub>c</sub>)</b> | 72                                                 | 180  | 300    | 600    | 900    | 1200   |
| <b>Nombre de blocs de ressources</b>               | 6                                                  | 15   | 25     | 50     | 100    | 200    |
| <b>Taille de la FFT (en N)</b>                     | 128                                                | 256  | 512    | 1 024  | 1536   | 2048   |
| <b>Fréquence d'échantillonnage (en MHz)</b>        | 3,84/2                                             | 3,84 | 2×3,84 | 4×3,84 | 6×3,84 | 8×3,84 |
| <b>Taille d'un symbole sans CP (en μs)</b>         | 66,67                                              |      |        |        |        |        |
| <b>CP (Préfixe cyclique), cas normal</b>           | 5,21 μs pour le premier symbole et 4,67 μs ensuite |      |        |        |        |        |
| <b>CP (Préfixe cyclique) étendu (en μs)</b>        | 16,67μs                                            |      |        |        |        |        |

**Tableau 1.02:** Principaux paramètres OFDM pour LTE

La transmission OFDM nécessite l'insertion d'un préfixe cyclique à chaque symbole OFDM. Le principe est de recopier la fin du symbole en début de transmission. La durée du préfixe cyclique doit être supérieure à l'étalement (dans le temps) maximal des retards. Dans les milieux les plus courants (urbains, semi-urbains), les retards sont de quelques microsecondes. En revanche, dans des milieux montagneux, on peut constater des retards supérieurs à 5μs.

Les recommandations ont donc prévu deux configurations :

- le préfixe cyclique normal qui dure  $5,21 \mu\text{s}$  pour le premier symbole d'un slot et  $4,69 \mu\text{s}$  pour les symboles suivants;
- le préfixe étendu qui dure  $16,67 \mu\text{s}$  pour chaque symbole;

Le préfixe du premier symbole est légèrement plus long, car il permet d'absorber de légers décalages de synchronisation sur la voie montante non compensés par le mécanisme d'avance en temps.

#### 1.4.4 Structure de trame [3]

L'opération de l'interface radio dans le domaine temporel est découpée en trames radio consécutives de 10 ms. Une trame radio est divisée en dix sous-trames de 1 ms chacune, numérotées de 0 à 9. 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.

Il existe deux types de structures de trame, illustrés sur les deux figures suivantes :

- Le type 1 est adapté au FDD.
- Le type 2 est adapté au TDD.

##### 1.4.4.1 Trame de type 1

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.

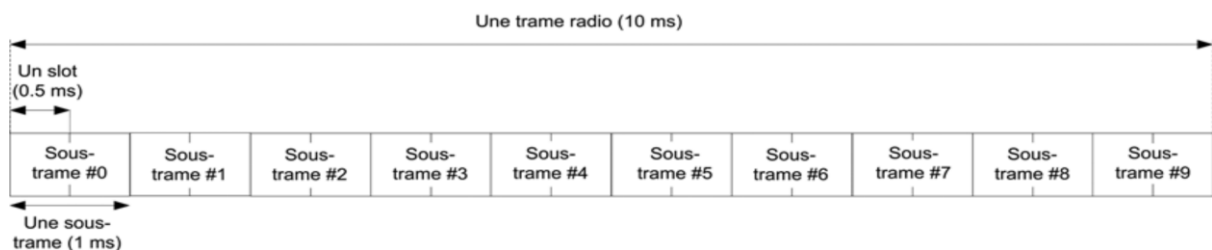
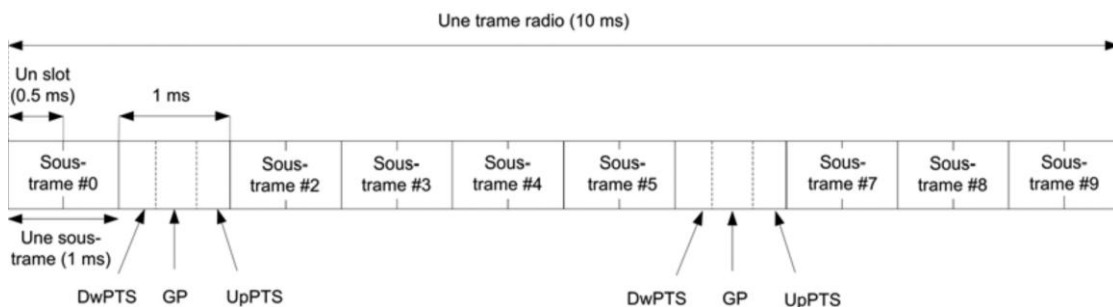


Figure 1.09 : Trame de type 1



#### 1.4.4.2 Trame de type 2

En TDD, certaines sous-trames sont réservées pour la voie montante tandis que d'autres le sont pour la voie descendante. Il existe de plus une sous-trame spéciale, qui contient notamment un temps de garde nécessaire au basculement entre la voie descendante et la voie montante. Ce temps de garde est noté GP (Guard Period) sur la figure suivante. Le temps de garde nécessaire au basculement de l'eNode B entre la réception d'une sous-trame montante et l'émission d'une sous-trame descendante est créé par l'eNode B en avançant dans le temps les sous-trames montantes par rapport aux sous-trames descendantes. L'UE est informé de ce décalage par une commande d'avance de temps, qui lui indique de démarrer sa transmission un peu plus tôt (ou un peu plus tard). Une avance de temps par défaut de 20  $\mu$ s est ainsi spécifiée en TDD, car cette durée est attendue comme la valeur maximale potentiellement nécessaire aux équipements pour basculer de réception à émission. Au plus, deux sous-trames spéciales sont présentes par trame, afin de limiter la perte d'efficacité du système due au temps de garde.

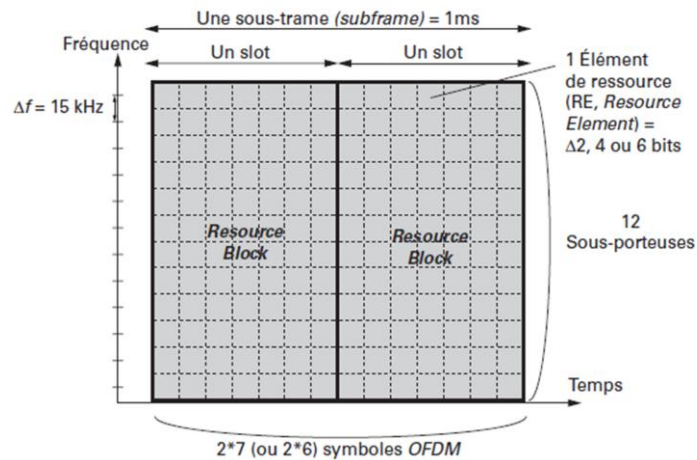


**Figure 1.10 :** Trame de type 2

#### 1.4.5 Bloc de ressources [1]

La transmission est organisée en blocs de ressources ou RB (Resource Block). Un bloc de ressources est défini sur un ensemble de 12 sous-porteuses contiguës comme indiqué à la figure 1.11. Il y a plusieurs configurations possibles, mais le bloc de ressources dure toujours 0,5ms. Dans la configuration la plus courante, un bloc est constitué de 7 transmissions successives et contient donc  $7 \times 12$  symboles fréquentiels appelés « éléments de ressource » ou Resource Element. Le bloc de ressource occupe une bande égale à 180 kHz. Un bloc de ressources n'est jamais transmis seul mais toujours par paire. Une paire dure, par conséquent, 1 ms et représente la période fondamentale en LTE : cette dernière est appelée sous-trame ou Sub-frame.

Une paire de bloc de ressources peut être vue comme l'atome de base de LTE. On peut voir dans le tableau 1.02 le nombre de RBs disponibles selon la largeur de bande occupée par l'opérateur.



**Figure 1.11 :** Concept de bloc de ressources ou RB (Resource Block)

#### 1.4.6 Les canaux LTE

Le système LTE, de manière similaire à l'UMTS, utilise le concept de canal afin d'identifier les types des données transportées sur l'interface radio, les caractéristiques de qualité de service associées, ainsi que les paramètres physiques liés à la transmission. Les canaux de l'interface radio sont des points d'accès aux services proposés par une couche N : ils permettent à la couche N+1 de délivrer à cette couche N des données qui devront être traitées (et éventuellement marquées) selon les spécificités du canal.

On distingue trois classes de canaux, selon les couches du modèle OSI (Open Systems Interconnection) auxquelles ils sont attachés :

- les canaux logiques, qui opèrent entre les couches RLC et MAC et sont définis selon le type d'information qu'ils transportent (par exemple : signalisation du plan de contrôle ou données du plan usager) ;
- les canaux de transport, qui opèrent entre la couche MAC et la couche physique et sont définis par la manière et les caractéristiques selon lesquelles les données sont transportées par l'interface radio (par exemple la méthode d'accès aux ressources radio) ;
- les canaux physiques qui sont utilisés par la couche physique et sont définis par les caractéristiques physiques de leur transmission (par exemple leur placement dans la trame).

Dans une configuration donnée de l'interface radio (déterminée par le protocole RRC), un canal logique ne peut être porté que par un seul canal de transport, mais ce dernier peut transporter plusieurs canaux logiques. La même règle s'applique pour les canaux de transport et les canaux physiques. Enfin, certains canaux physiques ne sont associés à aucun canal de transport ni canal logique, car ils portent uniquement des informations relatives à la couche physique.

#### 1.4.7 *Les signaux physiques*

Outre les canaux physiques, la couche physique utilise également des signaux physiques, qui ne portent pas d'information issue des couches supérieures (c'est-à-dire de canaux de transport) mais sont nécessaires aux opérations de la couche physique. 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 Signals;
- les signaux de synchronisation.

Les signaux de référence portent des séquences de symboles prédéfinies et connues du récepteur, qui lui permettent notamment d'estimer le canal de transmission.

Cette information est cruciale pour de nombreuses fonctions de la couche physique : l'estimation de la qualité du canal pour le scheduling, l'adaptation de lien et la détermination des paramètres MIMO, la démodulation cohérente, ainsi que les mesures nécessaires à la mobilité.

On peut distinguer les CRS (Cell specific Reference Signal), les DRS (Demodulation Reference Signals ou UE-specific Reference Signals) pour voie descendante. Les signaux de synchronisation permettent au mobile de se synchroniser à la cellule et sont présents en voie descendante uniquement. Chaque cellule émet un signal de synchronisation qui l'identifie de manière unique dans une zone donnée. Dans la voie descendante, on a les PSS (Primary Synchronization Signal) et les SSS (Secondary Synchronization Signal).

Le tableau suivant récapitule les différents signaux physiques possibles, dans la voie descendante.

| <b>Signal physique</b> | <b>Caractéristiques</b>               | <b>Caractéristiques Usage</b>                                                                                                                                             |
|------------------------|---------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| CRS                    | Sont communs à la cellule             | Pour la démodulation cohérente à l'UE, la mesure de la qualité du canal, la détermination des paramètres MIMO, le maintien de la synchronisation, les mesures de mobilité |
| DRS                    | Sont spécifiques à un UE particulier. | Pour la démodulation cohérente                                                                                                                                            |
| PSS, SSS               | Sont communs à la cellule.            | Pour la synchronisation initiale, la détection et l'identification de cellule                                                                                             |

**Tableau 1.03:** *Signaux physiques pour la voie descendante*

## 1.5 Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'avoir une vision générale du système LTE et des fonctions de sa couche physique. On a ainsi pu faire un état des lieux sur l'environnement technique dans lequel l'estimation de canal s'opère. Les éléments techniques relatifs à l'estimation de canal tels que les symboles de références ont aussi été abordés.

Après avoir vu ces préliminaires de l'estimation de canal, nous allons passer au prochain chapitre afin d'étudier les caractéristiques de l'objet à estimer : le canal de propagation.

## CHAPITRE 3

### CARACTERISTIQUES ET MODELES DU CANAL DE PROPAGATION

#### 3.1 Introduction

Dans les systèmes de télécommunication sans fil, l'information est transportée par une onde électromagnétique se propageant à travers un canal de propagation. La propagation des ondes radios dans les canaux sans fils terrestres est un phénomène compliqué caractérisé par une multitude d'effets qui font varier la puissance du signal mesurée.

L'étude du canal de propagation est nécessaire car l'estimation consiste à donner une approximation de certaines caractéristiques de ce dernier. Ainsi, avoir une idée préalable du comportement général de l'espace hertzien lors d'une transmission nous est indispensable.

Dans ce chapitre, nous allons détailler ces effets rencontrés dans la propagation, puis donner les modélisations mathématiques de la propagation et des canaux MIMO et enfin, on va parler des modèles de canal pour les tests et les vérifications définis par l'ITU.

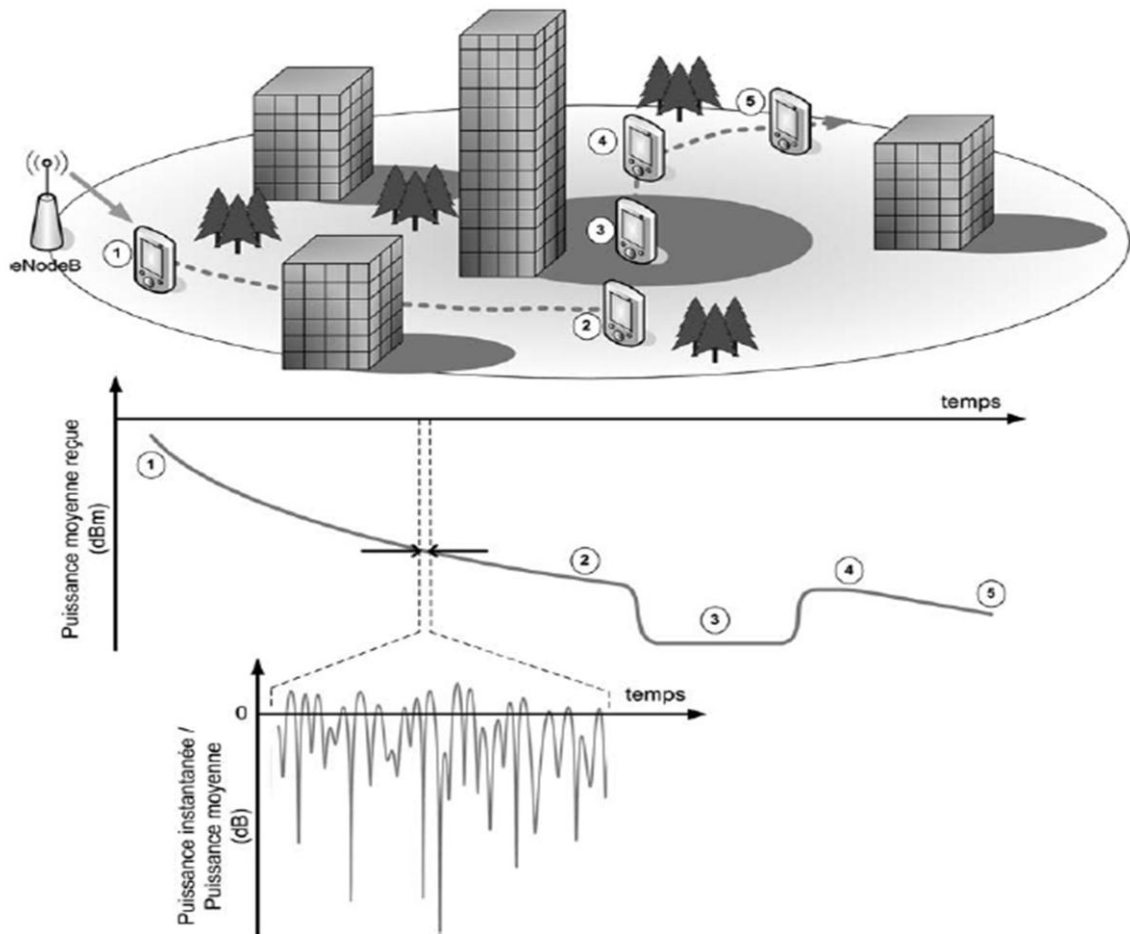
#### 3.2 Phénomènes physiques de la propagation radio [3, 15, 16, 17]

Les phénomènes physiques qui altèrent la transmission au cours d'une propagation radio peuvent se classer en deux catégories. Selon la durée d'observation des événements on rencontre des phénomènes dits à grande et à petite échelle.

##### 3.2.1 *Phénomènes à grande échelle*

Les phénomènes à grande échelle sont les phénomènes qui influencent la transmission depuis l'émetteur jusqu'au récepteur et durant l'intégralité de l'émission.

On rencontre, en premier lieu l'affaiblissement du signal dû à la propagation en espace libre causée par la dispersion isotrope de l'énergie et qui croît suivant la fréquence et la distance, une illustration du phénomène d'affaiblissement en fonction de la distance peut être observée à la figure 2.0.1. En second lieu, il y a l'affaiblissement appelé «effet de masquage» ou «Shadowing» qui est dû à la présence d'obstacles tels que les bâtiments, forêts entre l'émetteur et le récepteur. Pour ce dernier, l'affaiblissement varie suivant la nature du matériau traversé.



**Figure 3.01 :** *Évolution de la puissance reçue en fonction du déplacement dans l'environnement*

### 3.2.2 Phénomènes à petite échelle

Les variations de la puissance à petite échelle, que l'on appelle évanouissements, sont mesurées sur un intervalle de temps suffisamment court pour négliger une variation des phénomènes à grande échelle. Les variations de puissance observées ont pour origine la présence d'objets dans l'environnement qui engendrent plusieurs répliques du signal transmis pouvant s'additionner de manière constructive ou destructive au niveau du récepteur. Il y a trois principaux mécanismes qui caractérisent les interactions de l'onde électromagnétique avec son environnement.

#### 3.2.2.1 Réflexion/Réfraction

La réflexion et la réfraction interviennent lorsque l'onde interagit avec un obstacle dont les dimensions sont très grandes et les irrégularités très petites devant la longueur d'onde. Lorsque l'objet est parfaitement conducteur, toute l'énergie incidente est réfléchi. Dans le cas contraire, une partie de l'énergie pénètre dans l'objet, selon le phénomène de réfraction.

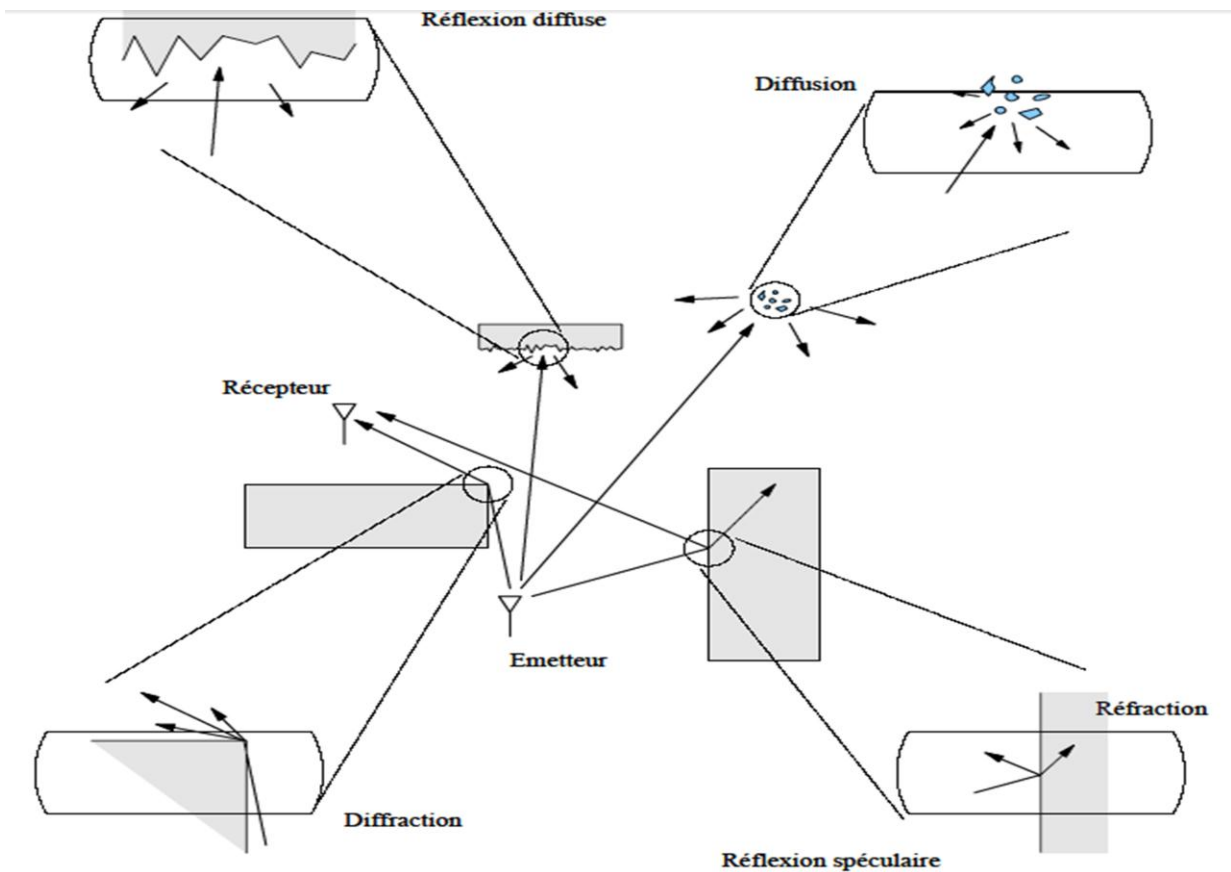
La quantité d'énergie transportée par l'onde réfractée dépend de la capacité d'absorption des matériaux. Pour une surface plane, les angles d'incidence, de réflexion et de réfraction sont reliés par la loi de Snell-Descartes et, en particulier, les angles d'incidence et de réflexion sont égaux. Dès lors que la surface présente une certaine rugosité par rapport à la longueur d'onde, l'onde incidente est réfléchiée dans plusieurs directions et l'on parle de réflexion diffuse.

#### 3.2.2.2 Diffraction

La diffraction se produit lorsque le chemin de propagation est obstrué par un obstacle présentant des dimensions faibles devant la longueur d'onde ou possédant des arêtes vives. Selon le principe de Huyghens, chaque point du front d'onde se comporte comme une source secondaire. L'énergie transmise par ces sources permet au signal de se propager dans les zones qui seraient considérées comme zones d'ombre par l'optique géométrique, expliquant ainsi que les ondes radio arrivent au niveau du récepteur en l'absence de visibilité directe ou de l'intervention d'autres types d'interaction.

#### 3.2.2.3 Diffusion

La diffusion d'une onde apparaît s'il existe sur le trajet de l'onde un paquet très dense d'objets de dimensions du même ordre de grandeur ou inférieures à la longueur d'onde. Dans ce cas, l'onde est redirigée dans toutes les directions avec différentes atténuations. Le même phénomène est observé avec une surface rugueuse présentant des aspérités de dimensions proches de la longueur d'onde. L'effet sur un obstacle pris séparément relève de la diffraction, mais lorsqu'on l'étudie dans une zone à forte densité d'obstacles, on préférera utiliser une approche statistique débouchant sur le mécanisme de diffusion. Nous retrouvons ce type de phénomènes lors de la propagation des ondes en présence d'arbres, par exemple. Ces mécanismes de propagation expliquent ainsi la possibilité de communication pour des liaisons radiomobiles où l'émetteur et le récepteur ne sont pas nécessairement en visibilité directe comme dans la figure 2.02.



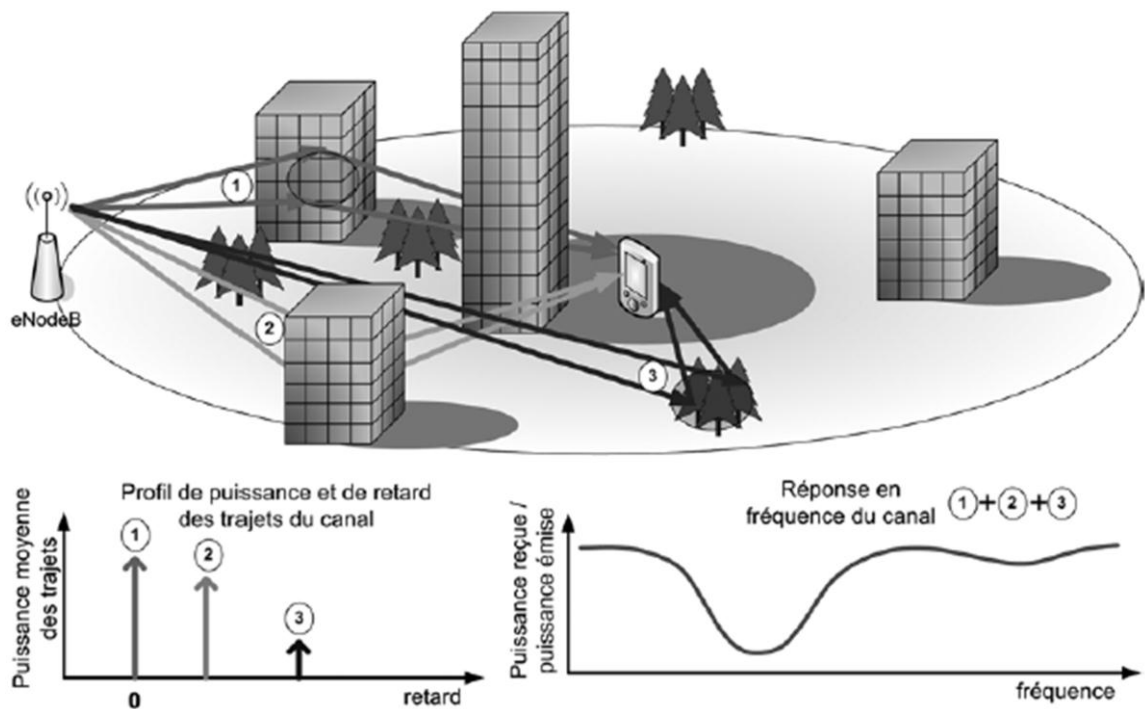
**Figure 3.02 :** *Propagation radioélectrique - Nature des interactions de l'onde électromagnétique avec le milieu*

### 3.3 Caractérisation des canaux à évanouissements

#### 3.3.1 Sélectivité en fréquence et trajets multiple du canal

Un canal est sélectif en fréquence lorsque sa réponse fréquentielle présente des variations dans la bande de fréquences considérée. Dans le domaine temporel, cela se traduit par une série d'échos plus ou moins retardés provenant des différents chemins pris par le signal. A un instant donné, l'atténuation du signal sur un trajet distinguable dépend donc de la somme des phases des rayons qui le composent. Ces dernières peuvent s'additionner en phase pour donner des évanouissements constructifs, on parle alors de combinaison cohérente, ou en opposition de phase pour donner alors des évanouissements destructifs.





**Figure 3.03 :** Trajets multiples et sélectivité en fréquence du canal

La sélectivité fréquentielle est caractérisée par deux paramètres : l'écart type des retards et la bande de cohérence.

### 3.3.1.2 Ecart type des retards

L'écart type des retards  $\tau_{rms}$  (root mean square delay spread) traduit l'étalement des retards des trajets formant la réponse impulsionnelle et est défini par :

$$\tau_{rms} = \sqrt{\overline{\tau^2} - \bar{\tau}^2} \quad (3.01)$$

Où  $\bar{\tau}$  est la valeur moyenne des retards et  $\overline{\tau^2}$  le retard quadratique moyen.

Selon la modulation choisie, un symbole émis peut correspondre à un bit ou à un nombre de bits. Si  $\tau_{rms}$  est largement inférieur ( $< 10\%$ ) à la durée d'un symbole transmis alors le canal est non-sélectif (ou plat) en fréquence. En revanche, si  $\tau_{rms}$  est supérieur à la durée d'un symbole transmis, alors le canal est sélectif en fréquence et il existe des évanouissements fréquentiels du signal. L'interférence entre symboles est alors plus forte, il y a donc plus d'erreurs et la qualité de la liaison est alors moins bonne.

### 3.3.1.3 Bande de cohérence

La bande de cohérence  $B_c$  représente la plage de fréquence sur laquelle la réponse du canal est considérée comme étant à-peu-près constante. La bande de cohérence est inversement proportionnelle à l'étalement temporel statistique du canal  $\tau_{rms}$  :

$$B_c \propto \frac{k_1}{\tau_{rms}} \quad (3.02)$$

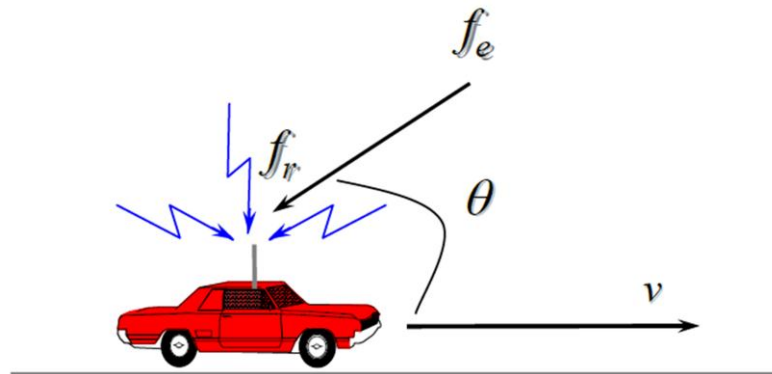
où  $k_1$  est une constante dépendant de l'environnement.

Si l'amplitude et la phase de toutes les composantes spectrales d'un signal sont affectées de la même manière par le canal (la bande du signal est inférieure ou égale à la bande de cohérence), celui-ci est considéré comme non sélectif en fréquence, également dénommé canal plat. Dans le cas contraire, lorsque les composantes spectrales du signal sont affectées de façon inhomogène par le canal de propagation, celui-ci est dit sélectif en fréquence : certaines composantes fréquentielles subissent des atténuations et des distorsions de phase différentes d'une fréquence à l'autre.

### 3.3.2 Canal à évanouissement rapide et à évanouissement lent

#### 3.3.2.1 Effet Doppler

Dans le cas d'un système radio-mobile, le mouvement de la source, du récepteur ou de l'environnement entraîne ce que l'on appelle l'effet Doppler, qui se traduit par un décalage entre la fréquence de l'onde émise et celle de l'onde reçue lorsque l'émetteur et le récepteur sont en mouvement l'un par rapport à l'autre.



**Figure 3.04 :** Illustration du phénomène Doppler

Lorsqu'on considère une propagation à trajet unique avec  $f_e$  la fréquence émise,  $f_r$  la fréquence reçue,  $v$  est la vitesse du récepteur que l'on considère mobile et  $\theta$  l'angle d'arrivée de l'onde émise, comme illustré à la figure 2.04, l'expression de la fréquence Doppler  $f_d$  est :

$$f_d = f_e \frac{v}{c} \cos \theta \quad (3.03)$$

Et on a :

$$f_r = f_e + f_d \quad (3.04)$$

Avec  $c$  la célérité de la lumière.

Les phénomènes qui provoquent le décalage Doppler sont très répandus dans le contexte radio-mobile puisque l'émetteur, le récepteur ou les obstacles alentours sont susceptibles d'être en mouvement, ce qui implique l'évolution du canal de propagation dans le temps. Ces variations temporelles, induisant des fréquences de décalage Doppler  $f_d$  dans le domaine fréquentiel, sont caractérisées également en fonction de deux paramètres : l'étalement Doppler et le temps de cohérence.

### 3.3.2.2 Etalement Doppler

L'étalement Doppler  $\Delta f_d$  représente la différence entre le plus grand et le plus petit décalage en fréquence. L'étalement est le décalage en fréquence de l'onde reçue, à cause du déplacement du récepteur (ou de l'émetteur).

### 3.3.2.3 Temps de cohérence

Le temps de cohérence  $T_c$  est l'équivalent dans le domaine temporel de la bande Doppler. C'est l'écart de temps au-delà duquel les évanouissements temporels sont suffisamment décorrélés. Le temps de cohérence est inversement lié à la bande Doppler.

$$T_c \propto \frac{k_2}{\Delta f_d} \quad (3.05)$$

où  $k_2$  est une constante dépendant de l'environnement.

Un canal est dit à évanouissement rapide si la durée d'un symbole transmis  $T_s$  est égale ou plus grande que le temps de cohérence du canal. La réalisation du canal change donc d'un symbole à l'autre voir même durant le temps symbole. Un canal est dit à évanouissement lent si le temps de cohérence du canal est beaucoup plus grand que la durée d'un symbole.

### 3.4 Modèle du canal à trajets multiples variable dans le temps

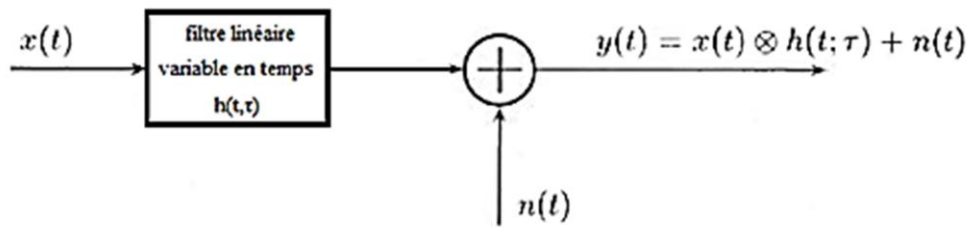
Soit un canal radio mobile caractérisé par  $L$  trajets et par des retards associés à ces trajets.

On peut donc considérer ce canal comme un filtre linéaire ayant une réponse impulsionnelle  $h(t, \tau)$  qui est une fonction du temps et des retards des trajets.

La réponse impulsionnelle d'un canal à multi-trajets large bande peut être exprimée par :

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) e^{j\theta_l(t)} \delta(\tau - \tau_l(t)) \quad (3.06)$$

avec  $\alpha_l(t)$ ,  $\theta_l(t)$  et  $\tau_l(t)$  sont respectivement l'amplitude complexe, le déphasage et le retard du  $l^{\text{ème}}$  trajet à l'instant  $t$ .



**Figure 3.05 :** Canal à trajets multiples variable dans le temps

Généralement,  $\alpha_l(t)$  suit une distribution de Rayleigh, de Rice ou de Nakagami.  $\theta_l(t)$  est souvent considérée uniformément distribuée sur l'intervalle  $[0, 2\pi]$  et  $\tau_l(t)$  est approximé par un processus de Poisson.

Pour un signal d'entrée  $x(t)$ , la sortie devient :

$$\begin{aligned} y(t) &= x(t) * h(t, \tau) + n_w(t) \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) x(t - \tau) d\tau + n_w(t) \\ &= \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) e^{j\theta_l(t)} x(t - \tau_l(t)) + n_w(t) \end{aligned} \quad (3.07)$$

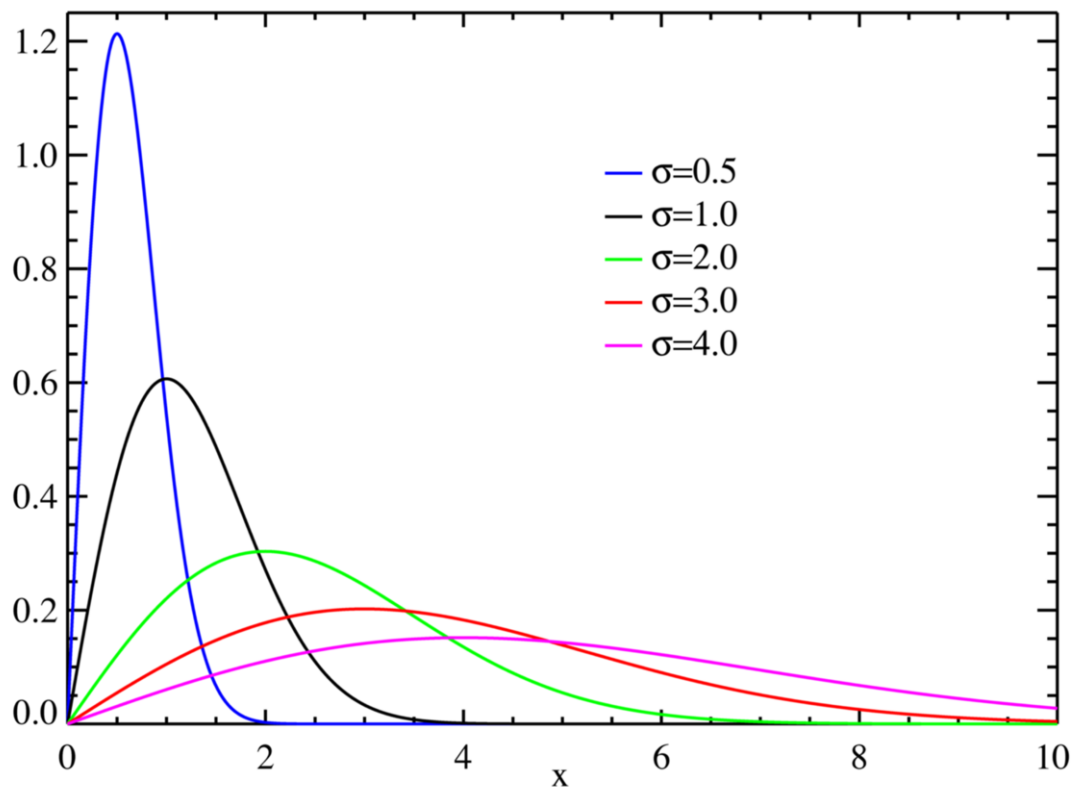
#### 3.4.2 Distribution de Rayleigh

Si le nombre d'éléments d'un trajet est important, on peut utiliser le théorème de la limite centrale et approximer le comportement dans le temps des différents trajets par une variable complexe dont les composantes en quadrature  $I$  et  $Q$  ont une distribution gaussienne. Quand le signal reçu se compose de multiples rayons réfléchis plus un composant significatif (trajet direct), l'amplitude

d'enveloppe due à l'évanouissement à petite échelle suit une densité de Rice. Quand l'amplitude du trajet direct approche zéro, la densité de Rice approche une densité de Rayleigh. La densité de Rayleigh résulte de n'avoir aucun trajet dominant dans le signal.

Dans ce travail, nous allons utiliser la loi de distribution de Rayleigh pour l'amplitude, alors que la phase est en général une variable aléatoire uniformément distribuée sur  $[0, 2\pi]$ . De plus, nous allons supposer que les trajets sont indépendants. Donc, l'amplitude  $\alpha_i(t)$  suit une loi de Rayleigh avec une variance  $\sigma_\alpha^2$  et sa densité de probabilité à la forme suivante :

$$p(x) = \frac{x}{\sigma_\alpha^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_\alpha^2}\right) \quad \text{pour } x > 0 \quad (3.08)$$



**Figure 3.06 :** Densités de probabilité des distributions de Rayleigh pour différentes valeurs de la variance

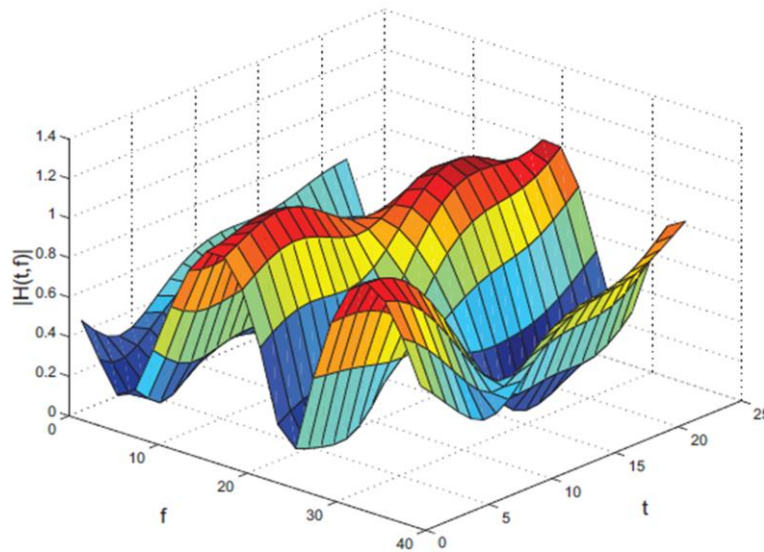
### 3.4.3 Relations temps-fréquence du canal

Dans un grand nombre d'applications, il est plus intéressant (car plus simple) d'étudier le canal dans le domaine fréquentiel. La réponse fréquentielle du canal  $H(t, f)$  est obtenue en appliquant une transformée de Fourier à la réponse impulsionnelle (2.06). On obtient alors :

$$H(t, f) = \sum_{l=1}^L h_l(t) e^{-j2\pi f \tau_l} \quad (3.09)$$

Où  $h_l(t) = \alpha_l(t) e^{j\theta_l(t)}$

On remarque que la réponse fréquentielle s'obtient en appliquant la transformée de Fourier sur la variable de retard  $\tau$ . La réponse fréquentielle  $H(t, f)$  est donc une fonction pouvant varier dans le temps  $t$ , comme l'illustre la figure. Quand la variation du canal est très lente, on dit qu'il est quasi-statique, s'il ne varie pas au cours du temps, le canal est dit statique. [6]



**Figure 3.07 :** Réponse fréquentielle du canal  $H(t, f)$

On définit aussi deux fonctions très utilisées dans le traitement du signal, car elles caractérisent statistiquement le canal dans les domaines temporels et fréquentiels :

- le profil d'intensité du canal  $\Gamma(\tau)$  le modèle couramment répandu est le profil exponentiel décroissant. [23-24]
- la fonction de corrélation fréquentielle du canal  $R_{HH}$ .

Ces deux fonctions sont reliées par une transformée de Fourier. Pour plus de précisions sur l'expression de la corrélation fréquentielle, on peut se référer à [23].

### 3.5 Modélisation des canaux MIMO

La technologie MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) permet des transferts de données de plus longue portée et à plus grande vitesse. Elle se base sur le principe qu'une information peut être envoyée et reçue par plusieurs antennes à la fois, contrairement à la technologie SISO (Single-Input Single-Output).

### *Les principes du MIMO [22]*

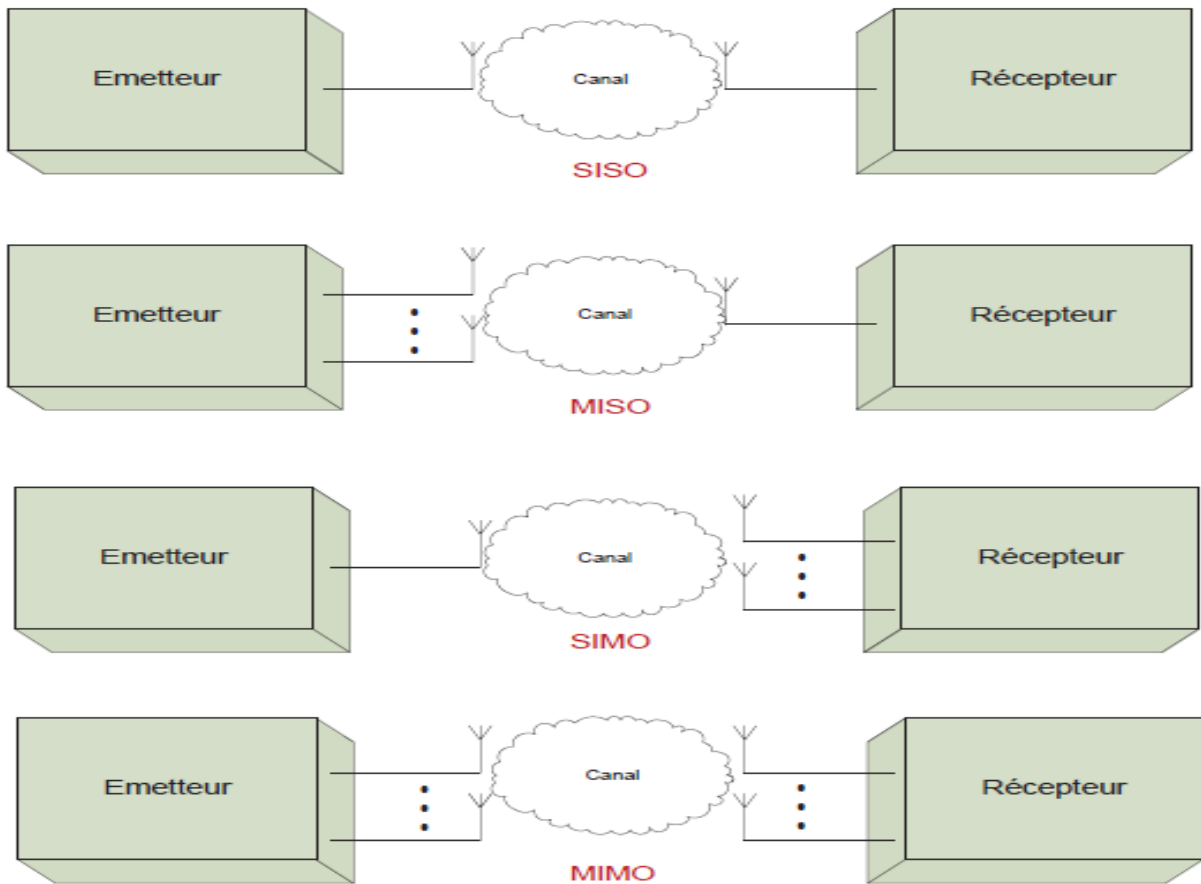
Comme cela a été expliqué précédemment, la principale source des perturbations, que subit un signal lors de sa propagation, est le canal. En effet, à cause des phénomènes de propagation multi-trajets, le signal subit des évanouissements, des décalages fréquentiels ou même temporels.

Contrairement aux systèmes classiques, les systèmes à diversité prennent avantage de ces types de propagation pour améliorer les performances du système. Pour mettre en place ces améliorations, les systèmes MIMO exploitent les technique de :

- diversité d'espace : Aussi connue sous le nom de diversité d'antenne
- diversité fréquentielle : Cette technique demande l'envoi du même signal sur des fréquences différentes. Il faut toutefois faire attention à la largeur de bande cohérente et à l'étendue fréquentielle due aux multi-trajets et aux distances à franchir par la transmission.
- diversité temporelle : Lorsque l'on sépare l'envoi du même signal par le temps cohérence du canal, il est possible de profiter de la diversité temporelle. Tout dépend également de la vitesse de déplacement du mobile et de la fréquence porteuse.

On peut aussi utiliser la technique MIMO pour transmettre simultanément plusieurs données vers un même utilisateur ou pour transmettre simultanément des données vers différents utilisateurs, On parle alors, respectivement, de SU-MIMO ou Single User multiplexing MIMO et de MU-MIMO ou Multiple User multiplexing MIMO.

Suivant le nombre d'antennes en entrée et en sortie du canal de transmission, on obtient plusieurs configurations possibles (Figure 2.08) [21]. Un système MIMO se caractérise par l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission ainsi qu'à la réception. Lorsqu'un tel système comprend, seulement, une seule antenne à l'émission et plusieurs antennes à la réception, il est nommé SIMO (Single Input Multiple Output). De même, lorsqu'il comprend plusieurs antennes à la réception et une seule antenne à l'émission, il est nommé MISO (Multiple Input Single Output). Finalement, si les deux côtés comptent une antenne chacun, le système est dit SISO (Single Input Single Output).



**Figure 3.08** : Schémas représentatifs du SISO, MISO, SIMO et MIMO

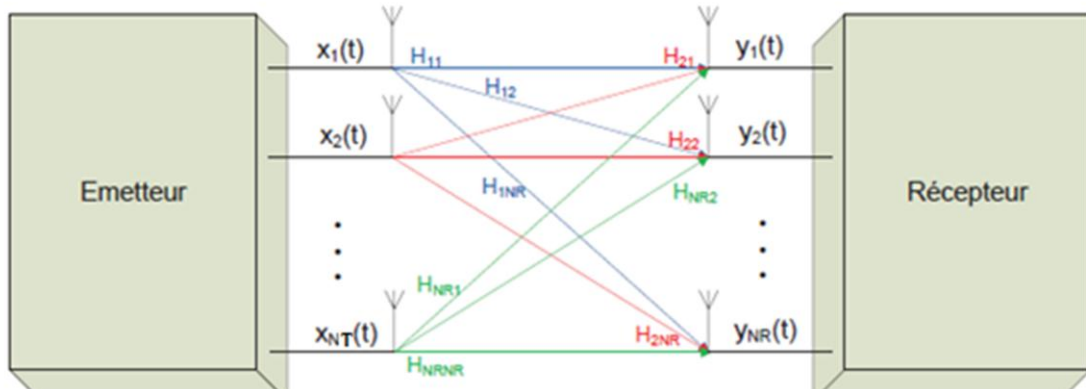
### 3.5.2 Modèle du canal MIMO

Considérons un système MIMO composé de  $N_T$  antennes à l'émission et  $N_R$  antennes à la réception. L'information est émise par les  $N_T$  antennes à la fois. Lors de sa propagation, elle est portée par plusieurs canaux reliant chacun une antenne d'émission à une autre en réception. A la réception on détecte un signal  $y(t) \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$  qui s'écrit :

$$y(t) = Hx(t) + n_w(t) \quad (3.10)$$

Avec  $H \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$  la matrice du canal,  $x(t) \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$  le signal émis et  $n_w(t) \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$  un bruit blanc additif gaussien.





**Figure 3.09 :** *Système MIMO*

Les équations (2.11) et (2.12) comportent l'écriture matricielle des éléments composant le système de la figure 2.09.

$$\begin{aligned} x(t) &= [x_1(t) \ x_2(t) \ \dots \ x_{N_T}(t)] \\ y(t) &= [y_1(t) \ y_2(t) \ \dots \ y_{N_R}(t)] \end{aligned} \quad (3.11)$$

Avec  $x_i(t)$  et  $y_j(t)$  représentent, respectivement, le signal relatif à la  $i^{\text{ème}}$  antenne d'émission et celui relatif à la  $j^{\text{ème}}$  antenne de réception.

$$H = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} & \dots & H_{1N_T} \\ H_{21} & H_{22} & \dots & H_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{NR1} & H_{NR2} & \dots & H_{NRN_T} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Avec  $H_{ij}$  le coefficient complexe du canal entre la  $i^{\text{ème}}$  antenne d'émission et  $j^{\text{ème}}$  antenne de réception. En fonction de l'environnement de propagation, de l'espacement entre les antennes ou même de leurs polarisations, ces coefficients peuvent être plus ou moins corrélés entre eux.

### 3.5.3 Configurations MIMO dans LTE [1]

La norme LTE définit une architecture de transmission permettant une présentation harmonisée de toutes les configurations possibles avec, en particulier, une notion de couches. Une configuration est définie par :

- le nombre de blocs de transports qu'on peut transmettre par unité de temps (1 le plus couramment, 2 en configuration MIMO, éventuellement 4 dans le futur) ;
- le nombre de couches spatiales, c'est-à-dire le nombre de symboles (du signal) différents qu'on peut transmettre simultanément ;
- le nombre d'antennes, appelées, dans ce contexte, ports.

Les configurations possibles sont présentées dans le tableau 2.01.

| Configuration             | Technique<br>Nom usuel   | Nombre de blocs<br>de transports | Nombre<br>de couches | Nombre<br>d'antennes |
|---------------------------|--------------------------|----------------------------------|----------------------|----------------------|
| Diversité de transmission | Space Frequency          | 1                                | 2                    | 2                    |
|                           | Block Coding             |                                  | 4                    | 4                    |
| Formation de faisceaux    | Codebook-based Precoding | 1                                | 1                    | 2<br>4               |
| Multiplexage spatial      | SU-MIMO                  | 2                                | 2                    | 2                    |
|                           | Precoding                |                                  | 2, 3 ou 4            | 4                    |

**Tableau 3.01:** *Différentes configurations pour les systèmes d'antennes à la station de base*

### 3.6 Modèles de canal multi-trajets de l'ITU

Les modèles de canal LTE développé par le 3GPP sont basés sur les modèles de canal du 3GPP et de l'ITU. Ces modèles pour LTE portent les noms EPA (Extended Pedestrian A), EVA (Extended Vehicular A) et ETU (Extended Typical Urban). On propose de catégoriser ces modèles en termes d'étalement des retards, on a ainsi les modèles à faible étalement des retards (low delay spread ou LD), à étalement des retards moyen (medium delay spread ou MD) et à étalement des retards élevé (high delay spread ou HD) [13,14]. Le modèle à faible étalement des retards est utilisé pour représenter les environnements indoor et les cellules de petite taille tandis que les étalements moyens et élevés représentent le milieu urbain et les cellules de grande taille [18].

Les paramètres de ces modèles tels que le nombre de trajets, l'écart type des retards et le retard maximal sont données dans les tableaux suivants [13]:

| <b>Model</b>                       | <b>Number of channel taps</b> | <b>Delay spread (r.m.s.)</b> | <b>Maximum excess tap delay (span)</b> |
|------------------------------------|-------------------------------|------------------------------|----------------------------------------|
| Extended Pedestrian A (EPA)        | 7                             | 45 ns                        | 410 ns                                 |
| Extended Vehicular A model (EVA)   | 9                             | 357 ns                       | 2510 ns                                |
| Extended Typical Urban model (ETU) | 9                             | 991 ns                       | 5000 ns                                |

**Tableau 3.02:** *Delay profiles for E-UTRA channel models*

| <b>Excess tap delay [ns]</b> | <b>Relative power [dB]</b> |
|------------------------------|----------------------------|
| 0                            | 0.0                        |
| 30                           | -1.0                       |
| 70                           | -2.0                       |
| 90                           | -3.0                       |
| 110                          | -8.0                       |
| 190                          | -17.2                      |
| 410                          | -20.8                      |

**Tableau 3.03:** *Extended Pedestrian A model*

| <b>Excess tap delay [ns]</b> | <b>Relative power [dB]</b> |
|------------------------------|----------------------------|
| 0                            | 0.0                        |
| 30                           | -1.5                       |
| 150                          | -1.4                       |
| 310                          | -3.6                       |
| 370                          | -0.6                       |
| 710                          | -9.1                       |
| 1090                         | -7.0                       |
| 1730                         | -12.0                      |
| 2510                         | -16.9                      |

**Tableau 3.04:** *Extended Vehicular A model*

| <b>Excess tap delay [ns]</b> | <b>Relative power [dB]</b> |
|------------------------------|----------------------------|
| 0                            | -1.0                       |
| 50                           | -1.0                       |
| 120                          | -1.0                       |
| 200                          | 0.0                        |
| 230                          | 0.0                        |
| 500                          | 0.0                        |
| 1600                         | -3.0                       |
| 2300                         | -5.0                       |
| 5000                         | -7.0                       |

**Tableau 3.05:** *Extended Typical Urban model*

Comme pour les étalements des retards, une approche similaire a été adoptée pour les fréquences Doppler. Les fréquences Doppler faibles, moyennes, et élevées pour LTE sont 5Hz, 70Hz et 300Hz respectivement. Le tableau suivant donne des combinaisons possibles de profils et de fréquences Doppler.

| <b>Model</b> | <b>Maximum Doppler frequency</b> |
|--------------|----------------------------------|
| EPA 5Hz      | 5 Hz                             |
| EVA 5Hz      | 5 Hz                             |
| EVA 70Hz     | 70 Hz                            |
| ETU 30Hz     | 30 Hz                            |
| ETU 70Hz     | 70 Hz                            |
| ETU 300Hz    | 300 Hz                           |

**Tableau 3.06:** *Channel model parameters*

### **3.7 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principes fondamentaux du canal de propagation radio, des modélisations mathématiques de ce dernier ainsi que des antennes multiples. Le modèle de canal décrit ci-dessus représente la grande majorité des canaux physiques rencontrés dans la pratique. En dernier lieu, nous avons vu les modèles et les caractéristiques des canaux LTE développés par le 3GPP.

Dans notre travail, nous allons étudier des techniques d'estimations des canaux précédemment modélisés. Ainsi, le prochain chapitre sera consacré au problème d'estimation des coefficients de canal à l'aide de différents critères.

## CHAPITRE 4

### TECHNIQUES D'ESTIMATION DE CANAL

#### 4.1 Introduction

Les performances des systèmes cohérents sont directement liées à la qualité de l'estimation du canal de propagation. On distingue dans la littérature trois grandes catégories d'estimation de canal [5] : Les techniques supervisées basées sur l'insertion de symboles connus du récepteur dans la trame, les techniques aveugles basées sur la connaissance de certaines propriétés statistiques du signal reçu et les techniques semi-aveugles avec retour de décision qui réalise l'estimation non seulement grâce aux symboles pilotes mais aussi grâce aux signaux émis estimés.

Les techniques les plus utilisées car offrant un bon compromis performance/complexité sont basées sur l'insertion de symboles connus dans la trame, dans notre travail, nous allons nous intéresser à ces techniques.

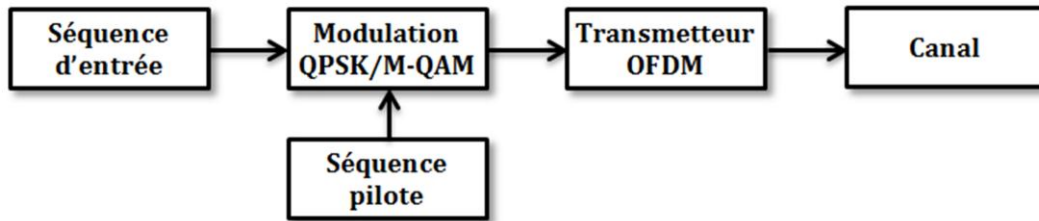
Dans ce chapitre, nous allons parler des techniques d'estimations LS, LMMSE, ACA-LMMSE et de la méthode d'estimation utilisée dans LTE, nous allons aussi proposer des solutions d'optimisation de l'estimation de canal pour LTE.

#### 4.2 Techniques d'estimation supervisées

La technique supervisée est généralement utilisée car simple à mettre en œuvre à l'émission et en réception. L'inconvénient majeur de cette technique est une perte d'efficacité spectrale due à l'insertion des symboles pilotes, donc de données connues parmi le flux de données transmises.[5]

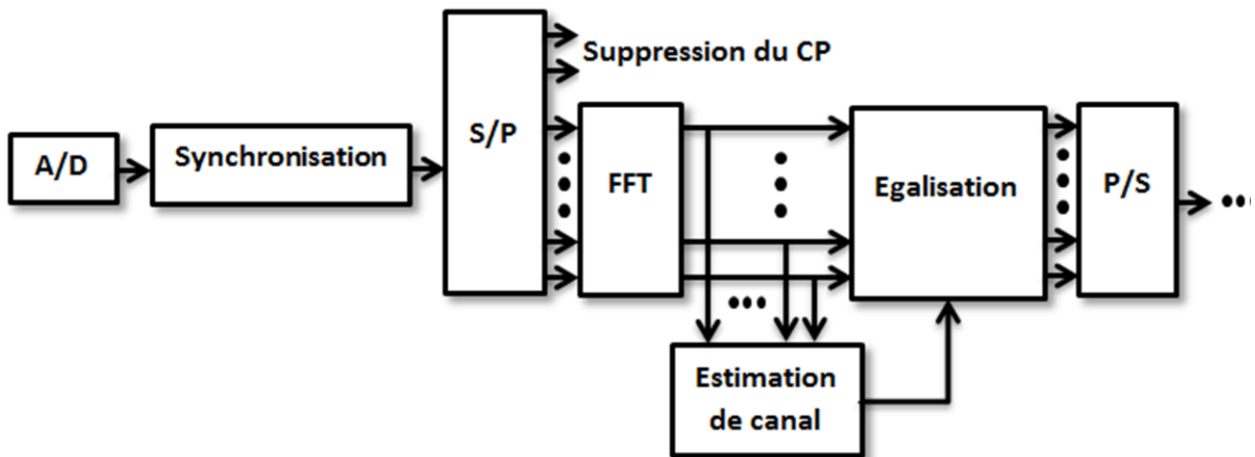
##### 4.2.1 Principes

Dans un contexte multi-porteuses, une trame est représentée dans les dimensions fréquentielle et temporelle. La dimension fréquentielle correspond aux sous-porteuses et la dimension temporelle aux symboles OFDM successifs. Les symboles pilotes peuvent être insérés dans ces deux dimensions. Cette insertion est classiquement effectuée dans le domaine fréquentiel, c'est-à-dire avant la modulation OFDM i.e. dans le flux des données utiles (Figure 3.01).



**Figure 4.01 :** Insertion des symboles pilotes dans une transmission OFDM

A la réception, l'atténuation des symboles pilotes est mesurée et les atténuations des symboles de données entre ces symboles pilotes sont interpolées.



**Figure 4.02 :** Estimation et égalisation d'un canal dans un récepteur OFDM

#### 4.2.2 Disposition des symboles pilotes

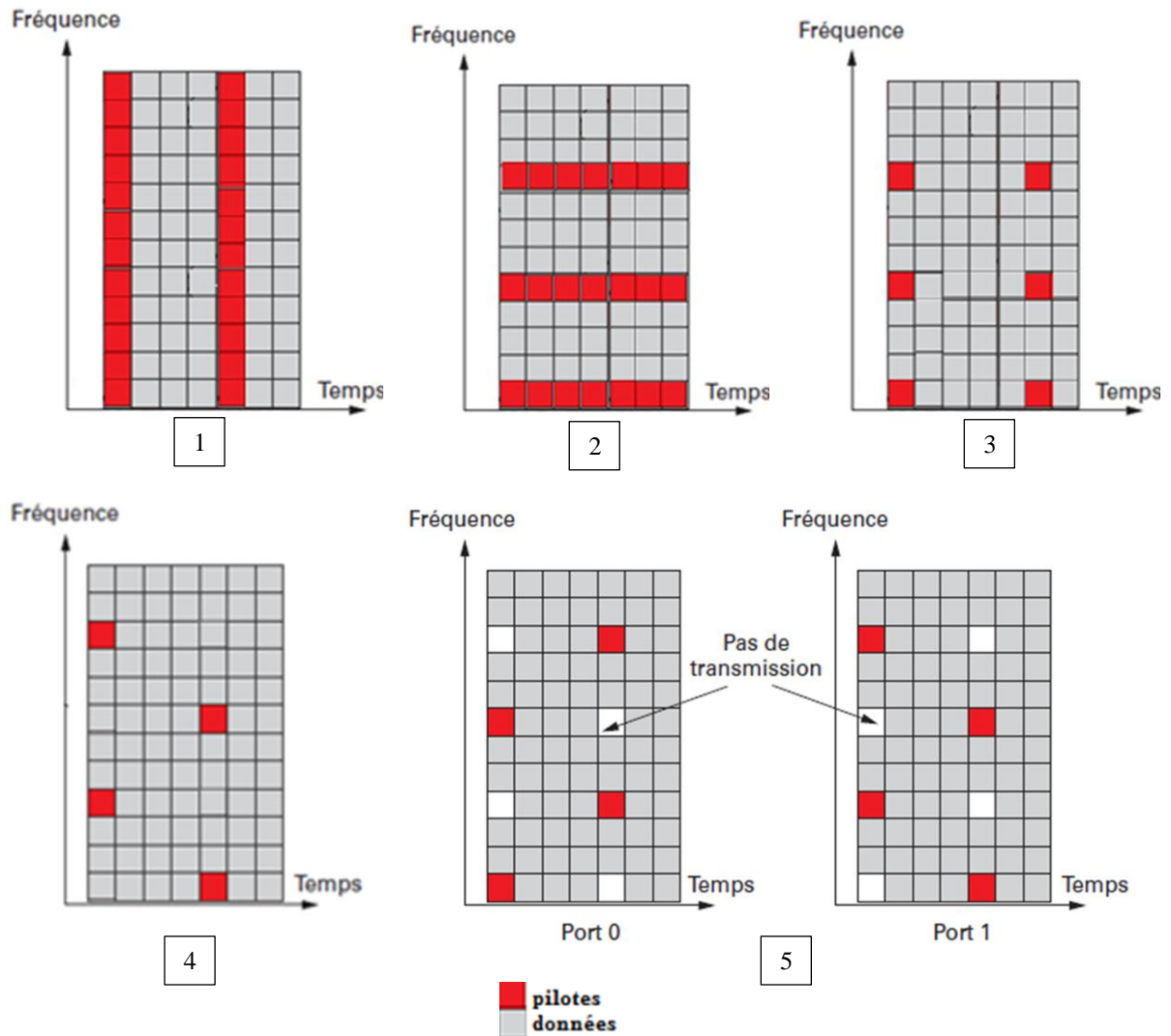
Un symbole connu de l'émetteur et du récepteur émis sur une sous-porteuse est appelé « symbole pilote » ou « signal de référence », la sous-porteuse associée étant la sous-porteuse pilote. Un symbole OFDM est dit symbole OFDM pilote quand l'ensemble de ses sous-porteuses modulées est dédiée à l'estimation de canal. Une séquence d'apprentissage ou "training sequence" est constituée d'un ensemble de symboles pilotes pouvant être répartis sur plusieurs symboles OFDM consécutifs. Enfin, un préambule désigne un symbole OFDM pilote ou une succession de symboles OFDM pilotes émis.

On peut avoir plusieurs dispositions de symboles pilotes différentes, le choix optimal des motifs de répartition des symboles pilotes dans la trame de transmission dépend des caractéristiques du canal de propagation. Dans la littérature, les espacements optimaux  $\Delta f_p$ , dans le domaine fréquentiel, et  $\Delta n_p$  dans le domaine temporel sont tels que décrits dans les formules (3.01) et (3.02).

$$\Delta f_p \leq \frac{B_c}{2} \quad (4.01)$$

$$\Delta n_p \leq \frac{T_c}{2} \quad (4.02)$$

avec  $T_c$  et  $B_c$  respectivement le temps de cohérence et la bande de cohérence définis dans le chapitre 2. Dans la figure 3.03, on peut voir plusieurs exemples de répartitions de symboles pilotes.



**Figure 4.03 :** Représentation de différents motifs de répartition de symboles pilotes pour des systèmes multi-porteuses

Dans 1, on a un symbole OFDM pilote ou encore un préambule, c'est une disposition idéale pour les canaux très sélectifs en fréquence tandis que dans 2, on a des préambules dans le domaine temporel, adaptés pour les canaux à forte variation dans le temps.

3 et 4 sont des exemples de séquences d'apprentissages répartis sur plusieurs symboles OFDM. 5 est un exemple d'arrangement pour le cas des transmissions multi-antennaires, si on utilise plus d'une antenne de transmission, il faut que le symbole de référence émis par un port d'antenne ne soit pas perturbé par les émissions des autres ports. Ainsi, lorsqu'un symbole de référence est émis sur un élément de ressource, l'ensemble des autres ports ne transmettent plus sur cet élément de ressource.

### 4.3 Estimation LS

L'estimateur de canal à moindres carrés LS 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 qu'au récepteur, les symboles observés à la sortie de la DFT sont :

$$Y = XH + N \quad (4.03)$$

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

L'estimateur LS minimise le paramètre  $(Y - XH)^H (Y - XH)$ . Les coefficients de l'estimateur LS sont donnés par la formule suivante [7] :

$$\hat{H}_{LS} = X^{-1}Y = \left[ \frac{Y_0}{X_0}, \frac{Y_1}{X_1}, \dots, \frac{Y_{N-1}}{X_{N-1}} \right]^T \quad (4.04)$$

L'avantage principal de cet estimateur est sa simplicité. Il exige seulement une simple division par sous-porteuse. L'inconvénient principal est qu'il a une grande erreur quadratique moyenne.

### 4.4 Estimation LMMSE

L'estimateur linéaire à erreur quadratique moyenne minimale (LMMSE) minimise l'erreur quadratique moyenne entre le canal réel et estimé en utilisant la corrélation fréquentielle du canal. Ceci est réalisé par une transformation linéaire optimale appliquée à l'estimateur LS dans 3.3.

On dénote par  $R_{hh}$ ,  $R_{HH}$  et  $R_{yy}$  les matrices d'autocovariances de  $h$ ,  $H$  et  $y$ , respectivement, et par  $R_{hy}$  la matrice de covariance croisée entre  $h$  et  $y$ . On dénote en outre par  $\sigma_n^2 = E \{|n|^2\}$  la variance du bruit. On suppose que le vecteur de la réponse impulsionnelle du canal  $h$  et le bruit gaussien  $n$  sont non-corrélés. On a alors :



$$R_{HH} = E\{HH^H\} = E\{(Fh)(Fh)^H\} = FE\{hh^H\}F^H = FR_{hh}F^H \quad (4.05)$$

$$R_{hy} = E\{hy^H\} = E\{h(XFh + n_w)^H\} = R_{hh}F^HX^H \quad (4.06)$$

$$R_{yy} = E\{yy^H\} = XFR_{hh}F^HX^H + \sigma_n^2 I_N \quad (4.07)$$

On suppose que  $R_{hh}$  (ainsi que  $R_{HH}$ ) et  $\sigma_n^2$  sont connus au récepteur à l'avance. De la théorie des filtres adaptatifs, la solution optimale en termes d'erreur quadratique moyenne qui donne l'estimateur LMMSE de la réponse impulsionnelle du canal est :

$$\hat{h}_{LMMSE} = R_{hy}R_{yy}^{-1}Y \quad (4.08)$$

Enfin, on a :

$$\begin{aligned} \hat{H}_{LMMSE} &= F\hat{h}_{LMMSE} \\ &= FR_{hh}R_{yy}^{-1}Y \\ &= FR_{hh}F^HX^H(XFR_{hh}F^HX^H + \sigma_n^2 I_N)^{-1}Y \\ &= FR_{hh}F^H(XFR_{hh}F^H + \sigma_n^2 I_N(X^H)^{-1})^{-1}Y \\ &= FR_{hh}F^H(FR_{hh}F^H + \sigma_n^2(X^H)^{-1}(X)^{-1})^{-1}X^{-1}Y \\ &= R_{HH}(R_{HH} + \sigma_n^2(XX^H)^{-1})^{-1}\hat{H}_{LS} \end{aligned} \quad (4.09)$$

L'estimateur LMMSE donne de meilleure performance par rapport à l'estimateur LS, particulièrement dans le cas de faibles SNR (Signal-to-Noise Ratio). L'inconvénient principal de cet estimateur est qu'il a une complexité très élevée. L'évaluation de l'inverse de  $R_{HH}$  et de  $XX^H$  implique l'inversion de matrices de dimension  $N \times N$  qui complique le calcul de cet estimateur chaque fois que les données dans  $X$  changent.

#### 4.5 Estimation ACA-LMMSE

Dans cette partie, on propose une méthode d'estimation de canal basée sur l'estimation LMMSE, mais qui est réalisée sans la connaissance a priori de la matrice de covariance du canal. De plus, dans le contexte d'un canal variant rapidement dans le temps, la méthode proposée permet de réduire la complexité de l'estimation LMMSE.

Dans la littérature, la matrice de covariance  $R_{HH}$  utilisée pour l'estimation LMMSE est souvent supposée connue.

Dans ACA-LMMSE on propose de masquer le canal par un filtre  $G$  ayant les caractéristiques d'un canal de transmission pour effectuer une estimation LMMSE du canal physique et du filtre en utilisant seulement les propriétés statistiques du filtre  $G$ .

#### 4.5.1 Principe [6]

A la réception, un signal artificiel composé uniquement de pilotes et filtré par  $G$  est additionné au signal physique  $X$ . Les pilotes du signal artificiel ont les mêmes gains, phases, et positions que ceux du signal physique. Le filtre  $G$  est parfaitement connu et maîtrisé par le récepteur. De plus, comme il agit comme un canal, on emploiera la terminologie du canal de transmission pour le caractériser, et on nommera  $G$  ce canal artificiel. Ainsi, du point de vue du récepteur, les porteuses pilotes reçues sont affectées par la somme des canaux réels et artificiels :

$$\tilde{Y} = (H + G)X + W \quad (4.10)$$

On note  $K_{m,n} = H_{m,n} + G_{m,n}$  les échantillons du canal hybride formé du canal physique et du filtre. Ensuite, une estimation LS puis LMMSE du canal hybride  $K_{m,n}$  sont effectuées.

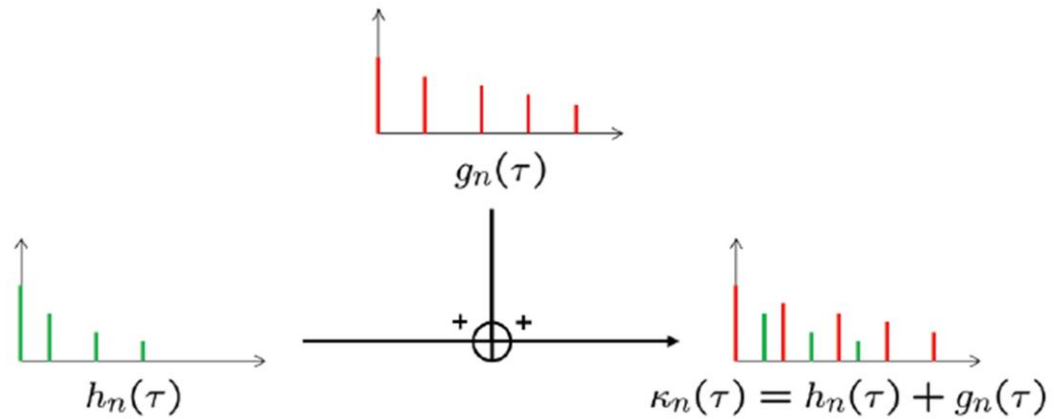
$$\hat{K}_{LMMSE} = R_{KK}(R_{KK} + \sigma_n^2(XX^H)^{-1})K_{LS} \quad (4.11)$$

Comme les coefficients du filtre sont connus, on peut les soustraire de (3.11) pour obtenir l'estimation ACA-LMMSE du canal physique :

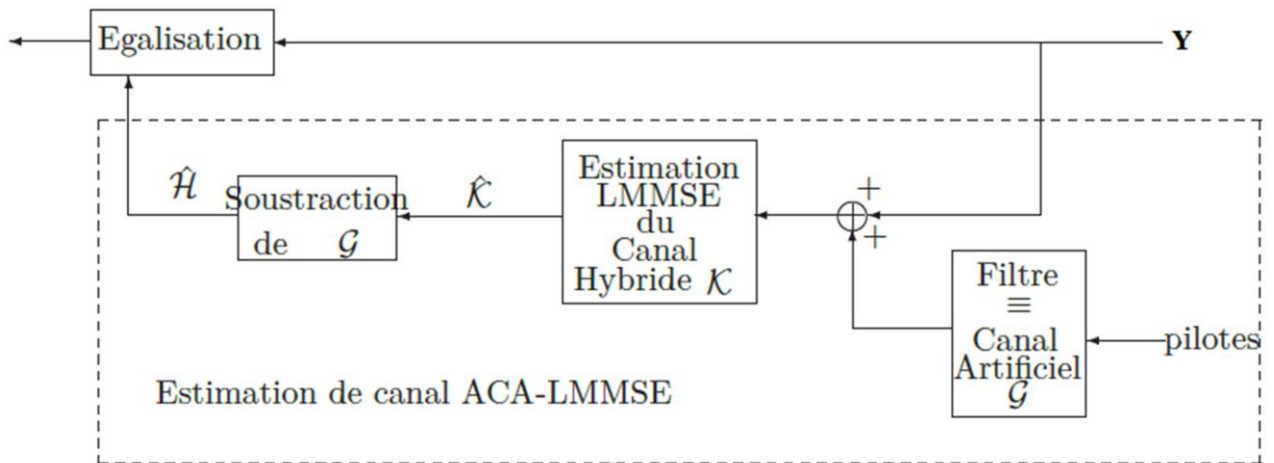
$$\hat{H}_{ACA-LMMSE} = \hat{K}_{LMMSE} - G \quad (4.12)$$

Comme le canal physique est supposé inconnu, on ne pourra pas en pratique utiliser  $R_{KK}$  dans (3.11). Le but d'ACA-LMMSE est donc de masquer les statistiques de  $H$  par celles de  $G$  et n'utiliser que la matrice  $R_{GG}$  pour estimer  $\hat{K}_{LMMSE}$ . Cet effet de masquage se traduit par :

$$R_{GG} \approx R_{KK} \quad (4.13)$$



**Figure 4.04 :** Illustration de l'effet de masquage de  $H$  par  $G$



**Figure 4.05 :** Schéma-bloc de l'estimation ACA-LMMSE dans une chaîne de réception simplifiée

#### 4.5.2 Paramètres du canal virtuel $G$ [6]

Les paramètres qui caractérisent le canal  $G$  sont :

- son délai maximum  $\tau_{max}^{(G)}$  ;
- son nombre de trajets  $D$  ;
- son profil d'intensité  $\Gamma_d$ .

Le profil d'intensité peut varier suivant une fonction exponentielle décroissante (dep), une fonction constante ou une fonction exponentielle croissante (gep). Un modèle couramment répandu est le profil exponentiel décroissant (cp). Les formules suivantes montrent les expressions des paramètres du canal virtuel  $G$ .

$$\Gamma_{dep}(\beta) = \begin{cases} C e^{\frac{-\beta}{\beta_{max}}} & \text{si } \beta \in [0, \beta_{max}] \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (4.14)$$

$$\Gamma_{cp}(\beta) = \begin{cases} C & \text{si } \beta \in [0, \beta_{max}] \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (4.15)$$

$$\Gamma_{gep}(\beta) = \begin{cases} C e^{\frac{\beta}{\beta_{max}}} & \text{si } \beta \in [0, \beta_{max}] \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (4.16)$$

Selon ces modèles de profil d'intensité, on a différentes expressions des éléments de  $R_{GG}$ .

$$(R_{GG})_{u,v}^{dep} = DC \frac{1 - e^{-2j\pi \frac{(u-v)}{M} \beta_{max}} e^{-1}}{1 + 2j\pi \frac{(u-v)}{M} \beta_{max}} \quad (4.17)$$

$$(R_{GG})_{u,v}^{cp} = DC \frac{1 - e^{-2j\pi \frac{(u-v)}{M} \beta_{max}}}{2j\pi \frac{(u-v)}{M} \beta_{max}} \quad \text{si } u \neq v \quad (4.18)$$

$$(R_G)_{u,v}^{cp} = DC \quad \text{sinon}$$

$$(R_{GG})_{u,v}^{gep} = DC \frac{1 - e^{-2j\pi \frac{(u-v)}{M} \beta_{max} + 1}}{1 - 2j\pi \frac{(u-v)}{M} \beta_{max}} \quad (4.19)$$

Avec  $C$  la constante de normalisation tel que :

$$C_{dep} = 1/(D(1 - e^{-1})) \quad (4.20)$$

$$C_{gep} = 1/(D(1 - e^1)) \quad (4.21)$$

$$C_{cp} = 1/DC \quad (4.22)$$

Et

$$\beta_{max} = \frac{\tau_{max}}{T_s} \quad (4.23)$$

$T_s$  : Fréquence d'échantillonnage.

### 4.5.3 Choix des paramètres de $G$

Les valeurs de ces paramètres seront choisies de manière à masquer le canal réel  $H$  par le canal virtuel  $G$  en réalisant (3.13). Pour cela, les choix sont guidés par les paramètres de transmission d'un signal OFDM, comme il est montré dans [8, 9] :

- Comme le système est supposé être bien conçu, la longueur du CP (Cyclic Prefix) est plus grande que le délai maximum du canal, i.e.  $\beta_{max}^{(H)}T_s \leq T_{cp}$ . Nous pouvons donc choisir  $\beta_{max}^{(G)}T_s = T_{cp}$ .
- Pour assurer l'effet de masquage, il faut que  $D > L$ . Or, comme  $L$  est inconnu, il faut donc fixer une valeur  $D$  arbitrairement grande. Comme on est dans un formalisme discret, la longueur de la réponse impulsionnelle du canal artificiel est limitée par  $\beta_{max}^{(G)}$ . On sait alors qu'on peut fixer une limite supérieure  $D \leq \tau_{max}^{(G)} / T_s$ .
- Le profil d'intensité  $\Gamma_d(\beta)$  peut être n'importe quelle fonction intégrable sur  $[0, \beta_{max}^{(G)}]$ . Cependant, on sait qu'un grand nombre de canaux a un profil exponentiel décroissant. On choisira donc ce profil pour  $\Gamma_d(\beta)$ .

### 4.5.4 Complexité de ACA-LMMSE

Pour LMMSE,  $R_{HH}$  doit être mise à jour régulièrement et donc  $B = R_{HH}(R_{HH} + \sigma_n^2(XX^H)^{-1})^{-1}$  aussi. Pour ACA-LMMSE  $B = R_{KK}(R_{KK} + \sigma_n^2(XX^H)^{-1})^{-1}$  ne doit être calculée qu'une seule fois en début de transmission. Ainsi, si on note  $M$  le nombre de mises à jour nécessaires pendant la transmission, on résume dans le Tableau 3.01 les complexités totales de LMMSE et d'ACA-LMMSE. On remarque bien qu'ACA-LMMSE est moins complexe que LMMSE, ce qui est d'autant plus sensible si  $N$  devient grand, i.e. si le canal varie rapidement et si la transmission dure longtemps.

| Opérations | B      | $R_H$ ou $R_G$     | Mise à jour | Total                        |
|------------|--------|--------------------|-------------|------------------------------|
| LMMSE      | $2N^3$ | $\frac{N(N+1)}{2}$ | $M$         | $M(2N^3 + \frac{N(N+1)}{2})$ |
| ACA-LMMSE  | $2N^3$ | $N$                | -           | $2N^3 + N^2$                 |

**Tableau 4.01:** Comparaison de la complexité entre LMMSE et ACA-LMMSE

## 4.6 Techniques d'interpolations

L'estimation LS permet d'obtenir la réponse fréquentielle (bruitée) sur les porteuses pilotes.

Dans un grand nombre de cas, il est alors nécessaire d'effectuer une interpolation pour estimer le canal sur l'ensemble du réseau temps-fréquence.

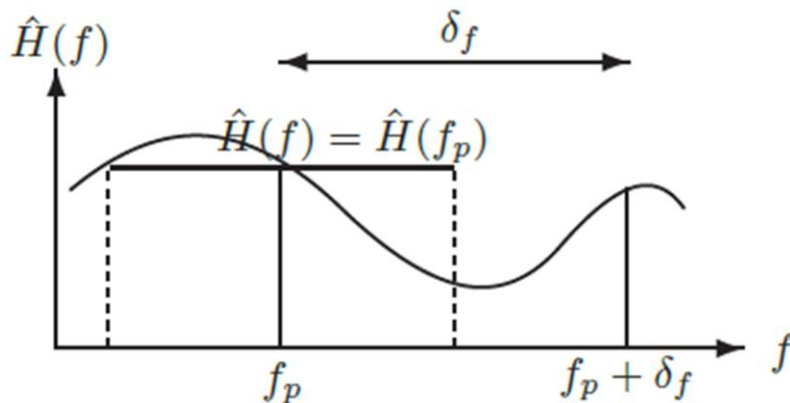
Les techniques d'estimations que nous allons présenter ici sont basées uniquement sur des polynômes interpolateurs, et n'ont besoin d'aucune caractéristique du canal ou du signal. On suppose dans la suite que P porteuses pilotes sont régulièrement distribuées dans chaque symbole OFDM. Ainsi, on va décrire des méthodes d'interpolations sur l'axe fréquentiel mais ces méthodes resteront valables dans le domaine temporel.

#### 4.6.1 *Interpolation nearest-neighbor [6]*

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

$$\hat{H}(f) = \hat{H}(f_p) \quad (4.24)$$

où  $\hat{H}(f_p)$  est l'estimation de canal LS au niveau du pilote, il est évident que cette interpolation n'est adaptée que pour des canaux très peu sélectifs.

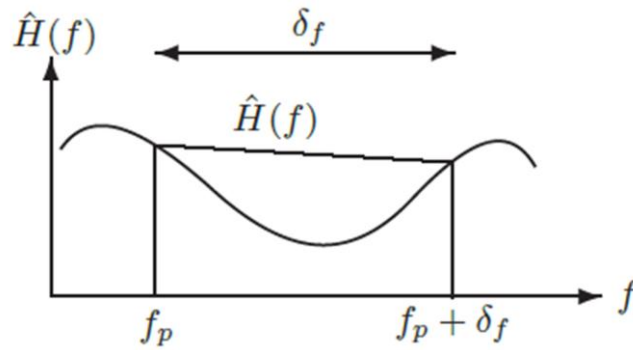


**Figure 4.06 :** *Interpolation nearest-neighbor*

#### 4.6.2 *Interpolation linéaire [6]*

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

$$\hat{H}(f) = \hat{H}(f_p) + (f - f_p) \frac{\hat{H}(f_p + \delta_f) - \hat{H}(f_p)}{f_p + \delta_f - f_p} \quad (4.25)$$



**Figure 4.07 :** *Interpolation linéaire*

#### 4.6.3 *Interpolation par spline cubique [6]*

Le principe de l'interpolation polynomiale est d'approximer  $H_f$  par un polynôme de degré  $P - 1$ , où  $P$  est le nombre de pilotes par symbole OFDM. L'interpolation cubique spline consiste à découper l'ensemble des points de contrôle par paquets de quatre points consécutifs et d'appliquer une interpolation par un polynôme de degré trois sur chacun des intervalles. Elle utilise comme base les polynômes d'Hermite qui assure la continuité en chaque point de contrôle en ajoutant une condition sur la dérivée première du polynôme en chacun des points de contrôle.

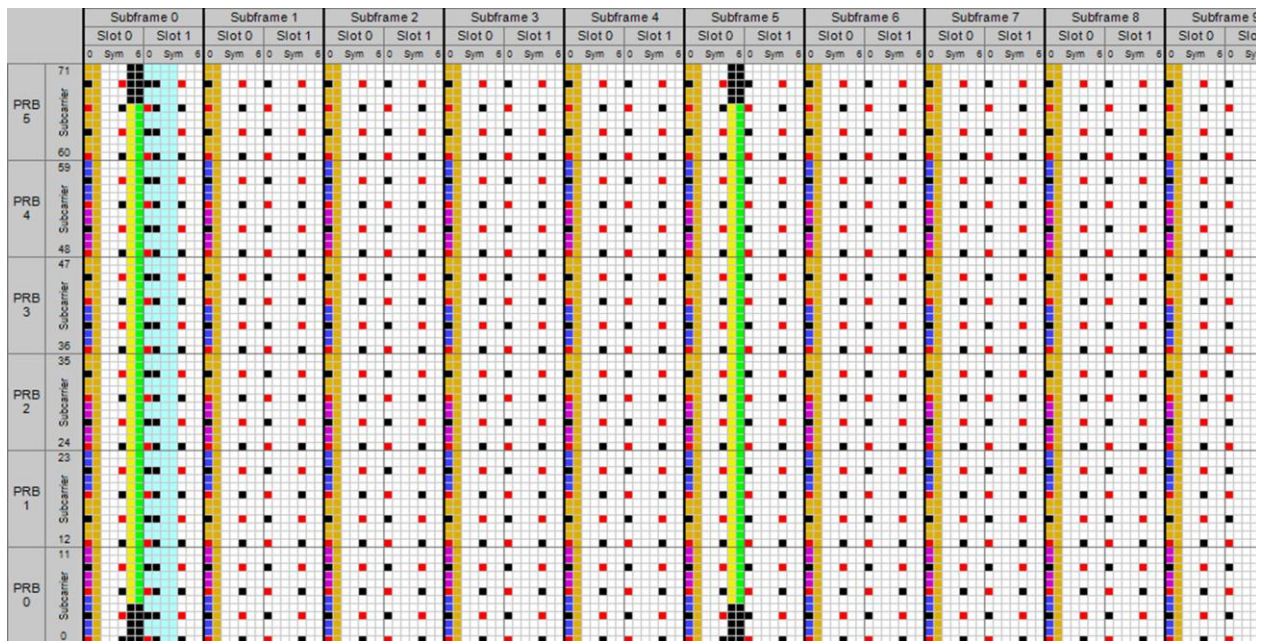
### 4.7 Estimation de canal dans le système LTE

Dans le système LTE, on utilise la technique supervisée pour l'estimation de canal. On se sert ainsi des signaux de référence abordés dans 1.4.5 afin de retrouver les estimées LS du canal avant d'entamer des techniques de réduction de bruits et d'interpolations.

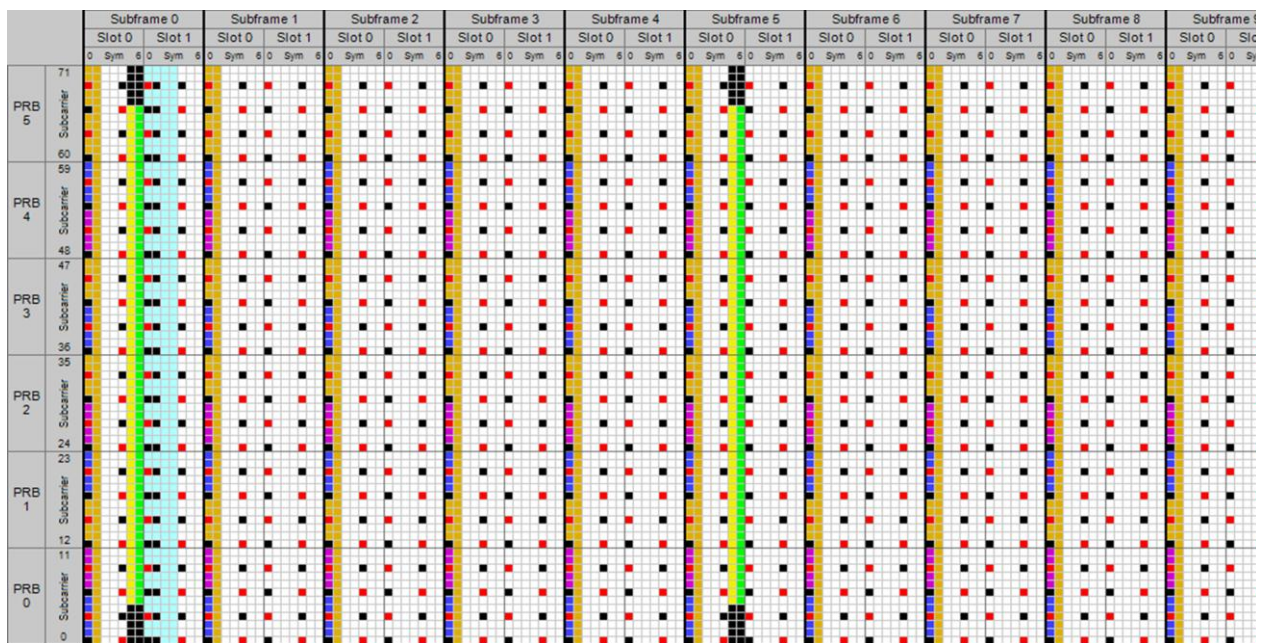
Dans la suite de notre travail, LS-LTE désignera la technique d'estimation utilisée dans LTE.

#### 4.7.1 *Positionnement des signaux de références*

Le positionnement des signaux de références dépend du PCI (Physical Cell Identity) et du port d'antenne sur lequel ils sont transmis [11]. Cette disposition unique permet d'éviter les interférences et donc d'avoir une estimation fiable. Dans la figure suivante, on montre un exemple de disposition de signaux de références pour le cas de deux ports d'antennes et une PCI égale à 0.



port n°0



port n°1

- PSCH (Primary Synchronization Channel)
- SSCH (Secondary Synchronization Channel)
- PBCH (Physical Broadcast Channel)
- RS (cell-specific Reference Signal) for selected Tx antenna port
- Reserved for TDD uplink
- Unused by selected Tx antenna port, or undefined for all ports
- MBSFN (Multicast/Broadcast over Single Frequency Network) region - available for PMCH (Physical Multicast Channel)
- PCFICH (Physical Control Format Indicator Channel)
- PHICH (Physical Hybrid ARQ (Automatic Repeat reQuest) Indicator Channel)
- PDCCH (Physical Downlink Control Channel)
- Available for PDSCH (Physical Downlink Shared Channel)
- TDD guard period in special subframe

**Figure 4.08 :** Grille de ressources en mode FDD, largeur de bande 1.4MHz, 2 ports d'antenne, préfixe cyclique normal

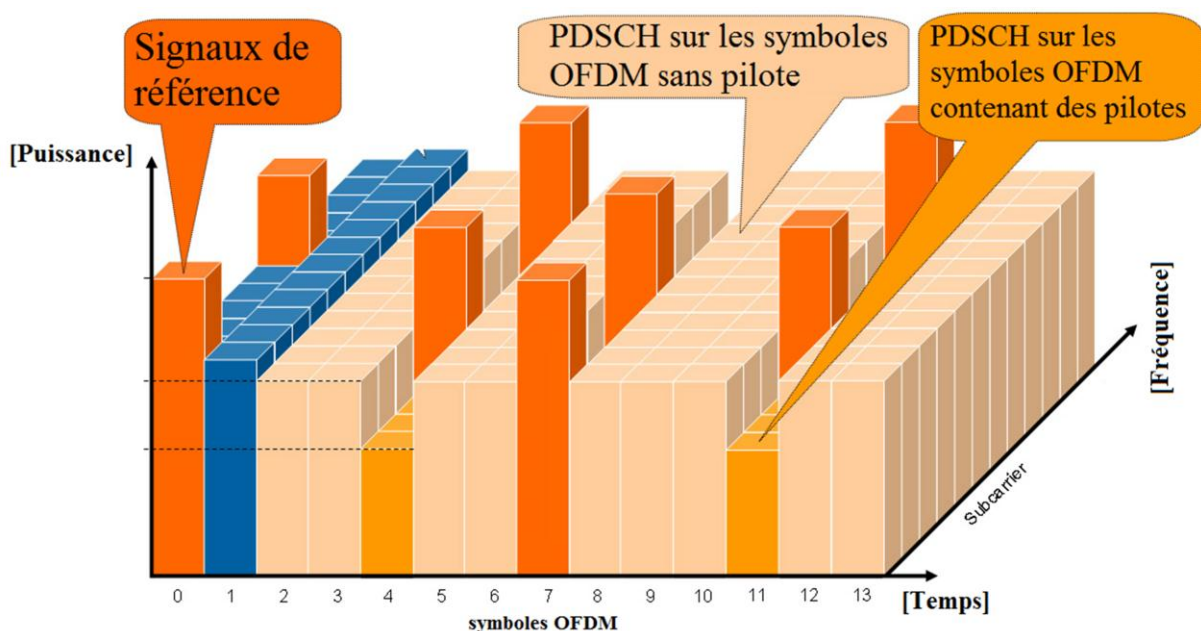


Les signaux de références sont colorés en rouge, les cases noires sont des éléments de ressources non utilisés sur le port d'antenne qui transmet la grille. On peut voir que les cases utilisées comme support des signaux de référence sur un port sont inutilisées sur l'autre port, c'est ainsi qu'on évite les interférences entre les signaux des deux antennes.

Pour un PCI égale à  $n$ , le positionnement de ces signaux de références sera décalé de  $n$  cases vers le haut pour les deux ports. Ici, notre PCI est 0, alors, sur le port 0, les premiers signaux de références sont rencontrés (verticalement) à la première sous porteuse (PRB 0, Subcarrier 0). C'est ainsi que l'on évite les interférences entre les cellules.

#### 4.7.2 Puissance d'émission des signaux de références

De façon à améliorer l'estimation, il est intéressant de transmettre les signaux de référence à plus forte puissance que les autres symboles. Cependant, si on considère deux stations de base synchronisées qui transmettent les signaux de référence au même instant sur les mêmes sous-porteuses, accroître la puissance des signaux de référence conduit à augmenter l'interférence et n'apporte donc aucun gain en rapport signal sur bruit. Il est donc possible, de définir un décalage de 1 à 6 sous-porteuses, afin de faire en sorte que les signaux de référence de cellules voisines ne rentrent pas en collision avec ceux de la cellule considérée. Ce décalage est calculé à partir de la PCI.



**Figure 4.09 :** Allocation de puissance pour les signaux de référence dans le sens descendant LTE

### 4.7.3 Principe [10]

Après avoir effectué la transformation FFT de tous les symboles OFDM contenus dans la trame reçue, le résultat obtenu est un tableau de 140 échantillons dans l'axe du temps et  $n$  échantillons dans l'axe de la fréquence,  $n$  dépend de la largeur de bande (voir Tableau 1.02).

Soient  $\tilde{\alpha}(f)$  et  $\tilde{\theta}(f)$  les coefficients à déterminer, dans notre style de notation, on a donc :  $\hat{H}(f) = \tilde{\alpha}(f)e^{j\tilde{\theta}(f)}$  le coefficient estimé du canal sur la sous porteuse de fréquence  $f$ .

La première étape de l'estimation consiste à déterminer les estimés LS à l'aide des symboles pilotes dans la sous trame reçue. Si  $Y(t, f)$  est l'élément du symbole reçu au temps  $t$  sur la porteuse pilote de fréquence  $f$  et  $X(t, f)$  le symbole pilote correspondant, alors on a :

$$\alpha(t, f)e^{j\theta(t, f)} = \frac{Y(t, f)}{X(t, f)} \quad (4.26)$$

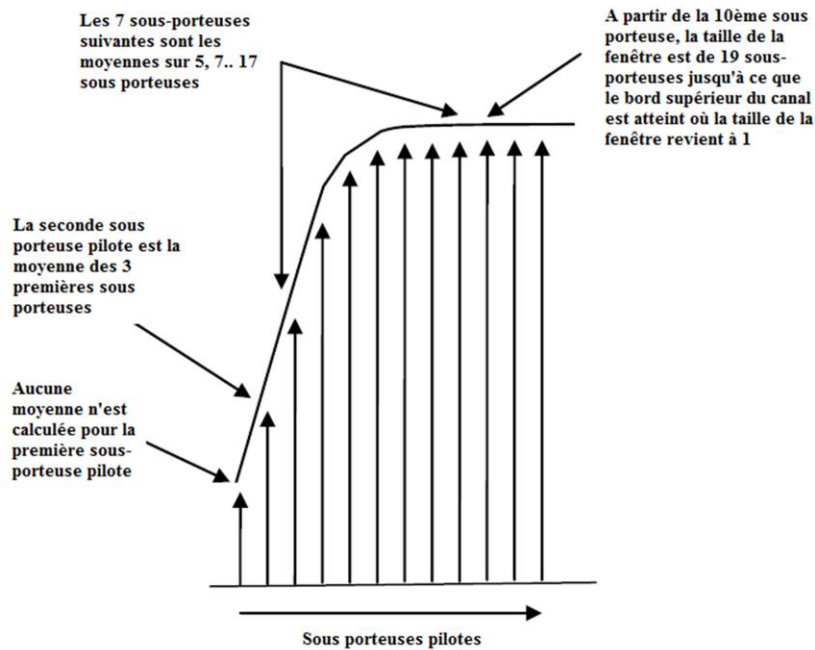
Ensuite, on calcule la moyenne des valeurs trouvées dans (3.26) dans l'axe du temps, c'est à dire sur chaque sous porteuse contenant des symboles pilotes. La moyenne s'effectue sur 10 sous-frames (140 éléments de ressources dans le domaine temporel).

$$\alpha(f) = \frac{\sum_{i=1}^N \alpha(t_i, f)}{N} \quad (4.27)$$

$$\theta(f) = \frac{\sum_{i=1}^N \theta(t_i, f)}{N} \quad (4.28)$$

Où  $N$  est le nombre de symboles pilotes sur la sous porteuse  $f$ .

Puis, on effectue la moyenne de chaque coefficient dans le domaine fréquentielle sur chaque sous-porteuse pilote. Ce calcul s'effectue à l'aide d'une fenêtre mobile dont la taille s'étend sur 19 sous-porteuses (55 éléments de ressources dans le domaine fréquentiel). Pour les symboles pilotes se trouvant près ou sur la périphérie du canal, la taille de la fenêtre sera réduite selon la figure 3.10. On obtient ainsi les coefficients  $\hat{\alpha}(f)$  et  $\hat{\theta}(f)$ . Enfin, une interpolation linéaire des coefficients  $\hat{\alpha}(f)$  et  $\hat{\theta}(f)$  sera effectuée pour obtenir les coefficients  $\tilde{\alpha}(f)$  et  $\tilde{\theta}(f)$  pour chaque sous porteuse.



**Figure 4.10 :** *Lissage des coefficients des sous porteuses pilotes dans le domaine fréquentiel*

#### 4.8 Optimisation de l'estimation pour LTE

Afin d'améliorer l'estimation de canal dans LTE, nous proposons les solutions suivantes :

- Comme le canal de propagation varie en fréquence et en temps (cf. Chapitre 2) et que le moyennage des coefficients uniformise les coefficients du canal malgré les variations.

On propose de modifier la taille des fenêtres de moyennage en fonction des vitesses de variations du canal pour que le changement des valeurs des coefficients estimés du canal puisse mieux approximer l'évolution du canal réel en temps et en fréquence.

ou

- Appliquer une estimation de type LMMSE sur les grilles de symbole OFDM contenant des symboles pilotes. Afin d'avoir les estimations sur les grilles ne contenant pas de pilote, nous allons appliquer une interpolation dans le domaine temporel sur chaque sous-porteuse.

En ce qui concerne les signaux de référence, nous allons garder les mêmes dispositions et techniques d'allocation de puissance précédemment définies dans 3.7.1 et 3.7.2.

## 4.9 Les techniques d'égalisation [12]

L'égalisation est la procédure qui essaye de compenser les distorsions introduites par le canal. Elle consiste à filtrer le signal reçu par un filtre inverse à celui du canal. C'est l'opération complémentaire à l'estimation de canal pour une meilleure détection.

Nous allons dans cette partie présenter quelques techniques d'égalisations.

### 4.9.1 *L'égaliseur par « zero forcing »*

Le zero forcing est un filtre qui tente d'inverser exactement la fonction de transfert du canal, ce qui est a priori précisément le but recherché, idéalement, par l'égalisation. Ce faisant, l'interférence entre symboles est exactement compensée, et l'on dit que l'interférence entre symboles est forcée à zéro.

L'inconvénient principal d'une telle méthode est quand le coefficient du canal est tout près de zéro, le filtre réciproque sera très grand, ce qui amplifiera nettement le bruit ou les erreurs d'approximations.

### 4.9.2 *Égaliseur MMSE (Minimum Mean Square Error)*

Alors que l'égaliseur à zero forcing résout le problème en faisant abstraction du bruit d'observation, l'idée de l'égaliseur à erreur quadratique minimale (EQM ou MSE en anglais) est de minimiser l'erreur quadratique entre la séquence d'entrée et la sortie de l'égaliseur. Le bruit est ainsi pris en compte dans le critère. Ici, l'égalisation obtenue est clairement de meilleure qualité que celle fournie par un zero forcing, en raison de la prise en compte effective du bruit.

## 4.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons détaillé les techniques d'estimation supervisées, les techniques d'interpolation et l'arrangement des symboles pilotes. Nous nous sommes aussi intéressés aux procédures d'estimation, à l'allocation de puissance des symboles pilotes ainsi qu'à la construction des séquences d'apprentissages dans LTE. Après avoir proposé des solutions d'optimisation de l'estimation pour LTE, on a brièvement parlé des techniques d'égalisation. Afin d'évaluer les performances des techniques abordées dans ce chapitre, on va passer au chapitre suivant qui concerne la simulation et l'analyse des résultats obtenus.

## CHAPITRE 5 SIMULATION

### 5.1 Introduction

Dans le but d'améliorer la qualité de l'estimation de canal dans le système LTE, plusieurs techniques d'optimisations ont été proposées dans le précédent chapitre. Cependant, ces solutions ne pourront être jugées efficaces que lorsqu'une démonstration de leurs performances a été effectuée.

Dans ce chapitre, nous allons comparer les performances des techniques d'estimations abordées dans le chapitre 3. Une étude d'optimisation sera ensuite effectuée pour les estimations LS-LTE et ACA-LMMSE. Enfin, on comparera les techniques d'estimations avec les paramètres optimisés.

### 5.2 Paramètres de simulation

#### 5.2.1 Paramètres généraux de simulation

Les paramètres généraux de simulation sont présentés dans le tableau suivant :

| Paramètres                              | Valeurs              |
|-----------------------------------------|----------------------|
| Modele de canal                         | ITU (EPA, EVA, ETU)  |
| Fréquence Doppler maximale (Hz)         | 5, 70, 300           |
| Largeur de bande (MHz)                  | 1.4                  |
| Nombre de sous porteuses                | 72                   |
| Nombres d'antennes ( $N_R \times N_T$ ) | 1x1                  |
| Durée                                   | 10 sous trames       |
| Constellation                           | QPSK / 16QAM / 64QAM |

**Tableau 5.01:** Paramètres de simulation

Des informations plus détaillées sur le modèle de canal et des fréquences Doppler peuvent être consulté dans le second chapitre. Les paramètres OFDM accompagnant la largeur de bande de 1.4MHz sont détaillés dans le tableau 1.02.

#### 5.2.2 Egaliseur et symboles pilotes

Pour l'égalisation, nous allons utiliser la technique MMSE (cf Chapitre 3). En ce qui concerne la disposition des symboles pilotes, nous allons garder l'agencement défini pour LTE, nous allons aussi garder la même technique d'allocation de puissances.

### 5.2.3 Chaîne de transmission utilisée dans la simulation

Notre simulation sera structurée selon la chaîne de transmission suivante :

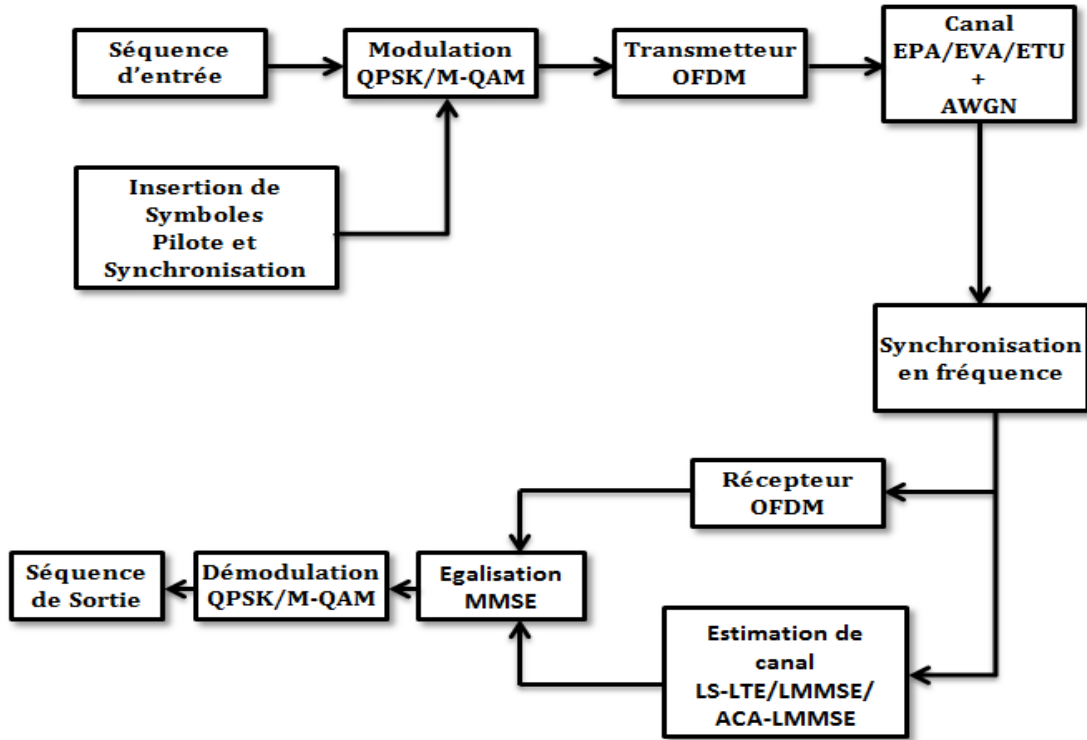


Figure 5.01 : Chaîne de transmission de la simulation

## 5.3 Critères d'évaluation

Les performances des techniques d'estimations étudiées dans ce travail seront évaluées par les MSE (Mean Square Error) entre les coefficients réels et estimés du canal, les BER (Bit Error Rate) et les diagrammes de constellation. Ces critères seront, dans les simulations, fonction du SNR.

### 5.3.1 Mean Square Error

La MSE ou EQM (Erreur Quadratique Moyenne) est une mesure de l'erreur moyenne pondérée par le carré de l'erreur. Elle permet de répondre à la question, « quelle est la magnitude de l'erreur de l'estimation », mais n'indique pas la direction des erreurs. Parce qu'il s'agit d'une quantité au carré, l'EQM est influencée plus par les grandes erreurs que par les petites erreurs. Sa portée est de 0 à l'infini, un score de 0 étant un score parfait. Dans notre cas, la MSE est définie par :

$$MSE = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M (\hat{h}_i - h_i)^2} \quad (5.01)$$

Où  $\hat{h}_i$  et  $h_i$  sont les coefficients estimés et réels sur la porteuse  $i$ .

### 5.3.2 *Bit Error Rate*

Le taux d'erreur binaire (BER) représente le pourcentage d'erreurs sur les bits qui se produisent dans un flux de données numériques. Les erreurs sur les bits sont dues à du bruit ou une distorsion dans la transmission qui provoque la réception d'un "1" au lieu d'un "0" ou vice versa. L'existence d'erreurs binaires nécessite l'intégration des méthodes de vérification des erreurs dans les systèmes de communication pour détecter ces problèmes. La qualité de la transmission des flux numériques peut être évaluée par le BER. La surveillance continue du BER reste une tâche importante dans le maintien de communications numériques de haute qualité. Le BER est défini par :

$$BER = \frac{\text{nombre de bits erronés}}{\text{nombre de bits transmis}} \quad (5.02)$$

### 5.3.3 *Diagramme de constellation*

Pour décrire les très nombreuses modulations existantes, on a recours à un diagramme appelé constellation, sur lequel on représente l'ensemble des symboles (groupes de 1 ou plusieurs bits), ou éléments de la constellation. Pour chaque symbole, la distance par rapport au centre indique l'amplitude du signal modulé, et sa position angulaire représente la phase [25]. Le diagramme de constellation évolue en fonction du signal. Si le signal est perturbé, le diagramme de constellation est alors déformé. Suivant la déformation, il est possible d'identifier le type d'interférences qui pollue l'information [26]. Un exemple sur un signal QPSK peut être vu en annexe 1.

### 5.3.4 *Signal-to-Noise Ratio [27]*

Le Signal-to-Noise Ratio ou rapport signal à bruit est le rapport des puissances du signal,  $P_S$ , et du bruit,  $P_B$ . Le SNR mesure donc la qualité du signal. Le SNR est souvent représenté avec une échelle logarithmique.

$$SNR = \frac{P_S}{P_B} \quad (5.03)$$

ou en  $dB$

$$SNR_{dB} = 10 \log_{10} \left( \frac{P_S}{P_B} \right) \quad (5.04)$$

## 5.4 Outils de simulation

Pour la réalisation de notre simulateur, nous avons utilisé le logiciel MATLAB R2014a. Dans cette partie, on va effectuer une brève description du logiciel et de la manière dont on va présenter notre simulation.

### 5.4.1 *MATLAB*

MATLAB (MATrix LABoratory) est un logiciel interactif basé sur le calcul matriciel. Il est utilisé dans les calculs scientifiques et les problèmes d'ingénierie parce qu'il permet de résoudre des problèmes numériques complexes en moins de temps requis par les langages de programmation courant, et ce grâce à une multitude de fonctions intégrées et à plusieurs programmes outils testés et regroupés selon usage dans des dossiers appelés boîtes à outils ou "toolbox" [28].

Pour notre part, nous allons utiliser LTE System Toolbox. LTE System Toolbox est un outil qui permet de réaliser, dans le respect de la norme, la simulation, la vérification et l'analyse de systèmes et dispositifs de communication sans fil LTE et LTE-Advanced. Il s'agit d'une extension de MATLAB et de Communications System Toolbox. Elle est par ailleurs destinée aux ingénieurs qui doivent concevoir des systèmes sans fil et/ou en vérifier la conformité par rapport à la norme LTE.

### 5.4.2 *Présentation des résultats des simulations*

Pour un meilleur confort d'utilisation, on a équipé notre simulateur d'une interface graphique à partir de laquelle, on pourra :

1. Comparer les performances des différents estimateurs du chapitre 3
2. Comparer les comportements d'un estimateur donné selon la modulation utilisée
3. Comparer les comportements d'un estimateur selon différents paramètres introduits par l'utilisateur.

Tout cela dans une chaîne de transmission LTE. Modulation et type de canal choisi par l'utilisateur.

Les résultats de la simulation seront présentés sous forme de courbes et de diagrammes des critères d'évaluation cités dans 4.3.

Les figures suivantes présentent l'interface et quelques explications sur son utilisation, les fonctionnalités citées et numérotées en haut seront, dans la figure 4.03, représentées par leurs numéros.



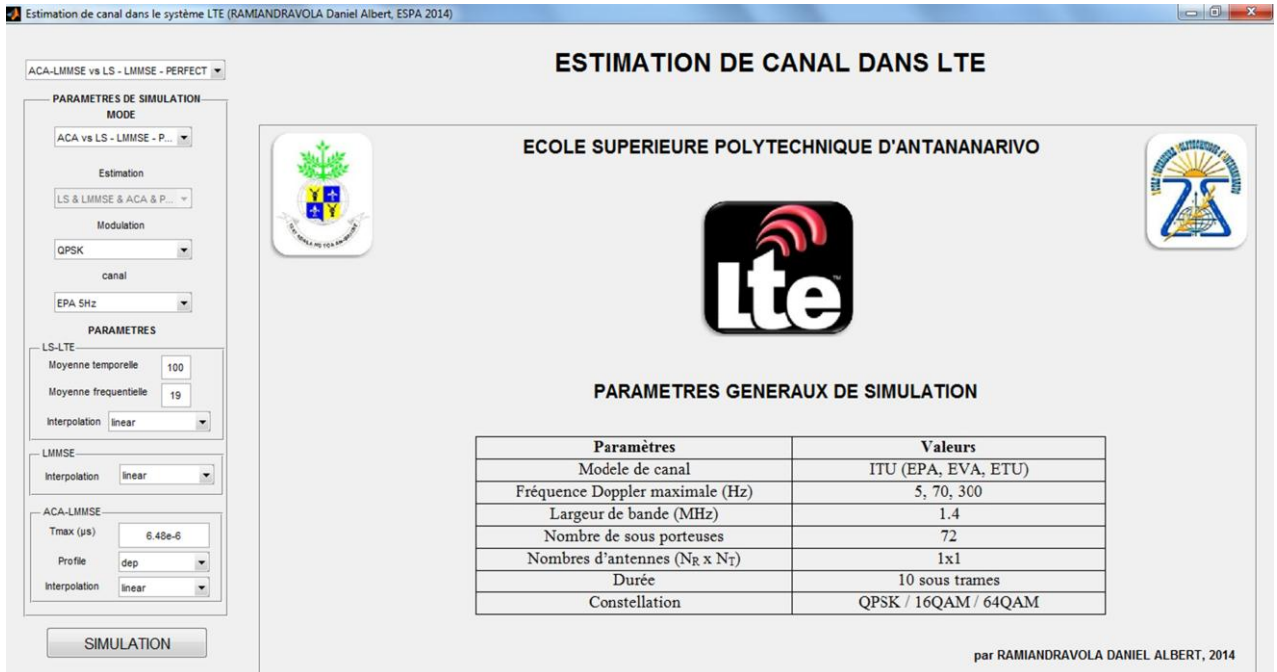


Figure 5.02 : Fenêtre à l'ouverture du simulateur

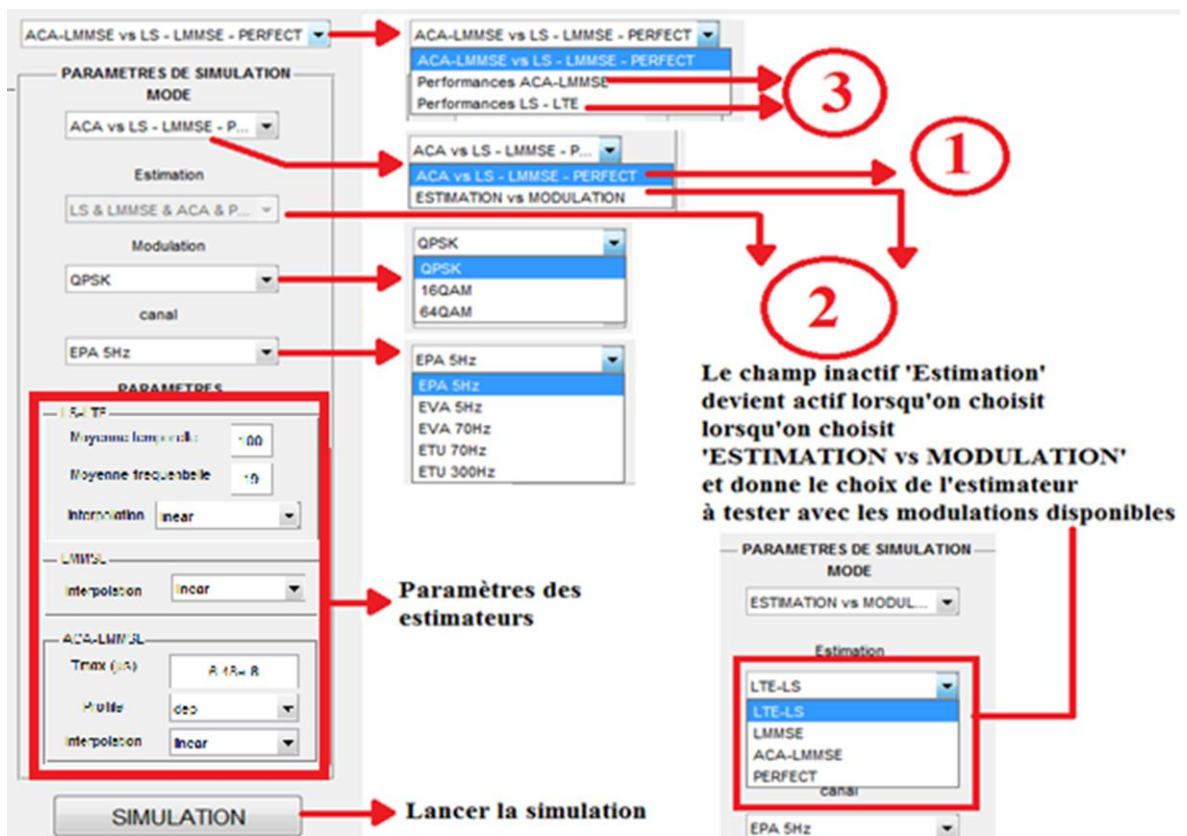
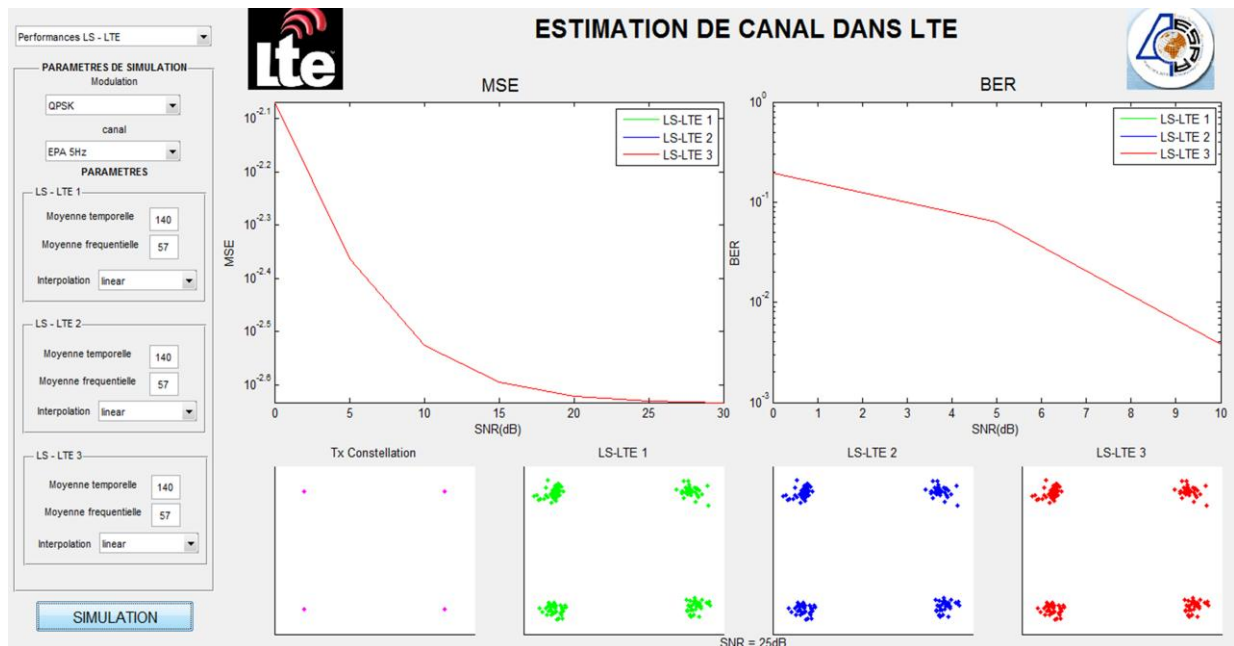


Figure 5.03 : Explications générales de l'utilisation du simulateur

Des explications additionnelles sur l'utilisation du simulateur sont disponibles dans l'annexe 2.



**Figure 5.04 :** *Présentation des résultats dans l'interface utilisateur*

La figure 4.04 montre le résultat d'une estimation traditionnelle dans LTE, donc ici, les tailles des fenêtres de moyennage sont de 140 (une trame) et 55 (19 sous porteuses pilotes dans le domaine fréquentiel) dans le domaine temporel et fréquentiel respectivement et l'interpolation dans le domaine fréquentiel est linéaire. La modulation utilisée est la QPSK et le canal de propagation est le EPA 5Hz. A gauche en haut, on peut voir la courbe de la MSE tandis qu'à droite le BER, en bas les constellations envoyée et reçue pour chaque paramétrage de LS-LTE 1 à 3. On peut voir sur le panneau des paramètres à gauche que l'on a utilisé les mêmes paramètres pour tous le LS-LTE 1 à 3, on aura donc des courbes qui se superposent et les mêmes constellations.

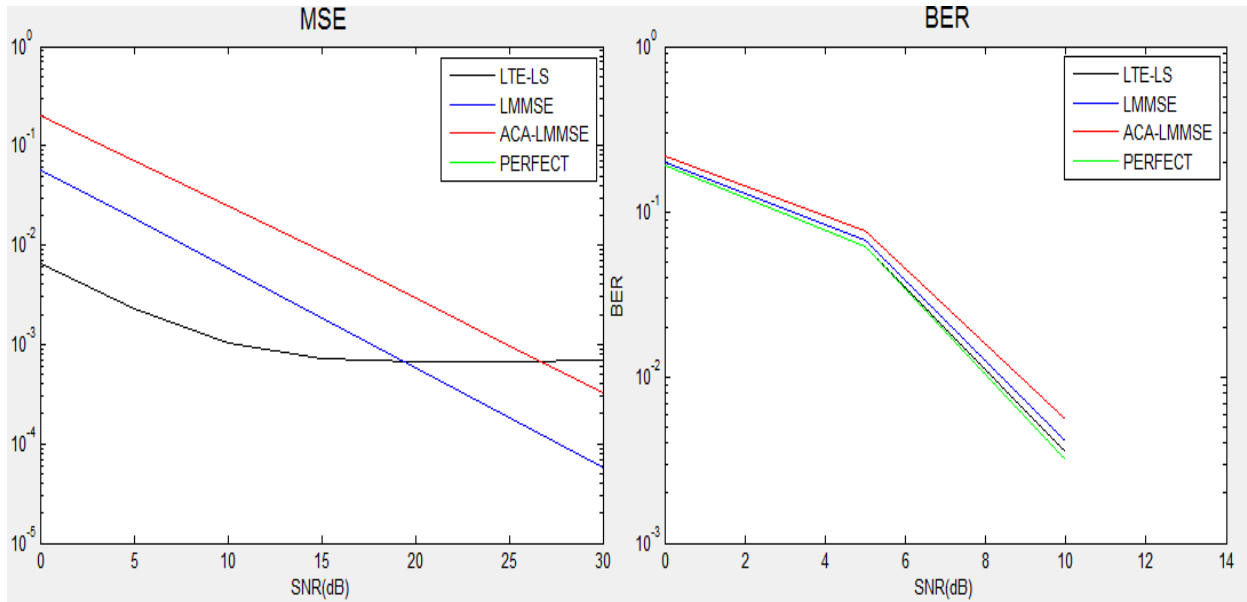
## 5.5 Résultats et analyses

Dans cette partie, nous allons visualiser et analyser les résultats des simulations. Dans toutes les simulations, si les techniques d'interpolations et/ou de modulations ne sont pas mentionnées, l'interpolation linéaire et la modulation QPSK sont l'interpolation et la modulation par défaut.

### 5.5.1 Comparaison des estimateurs

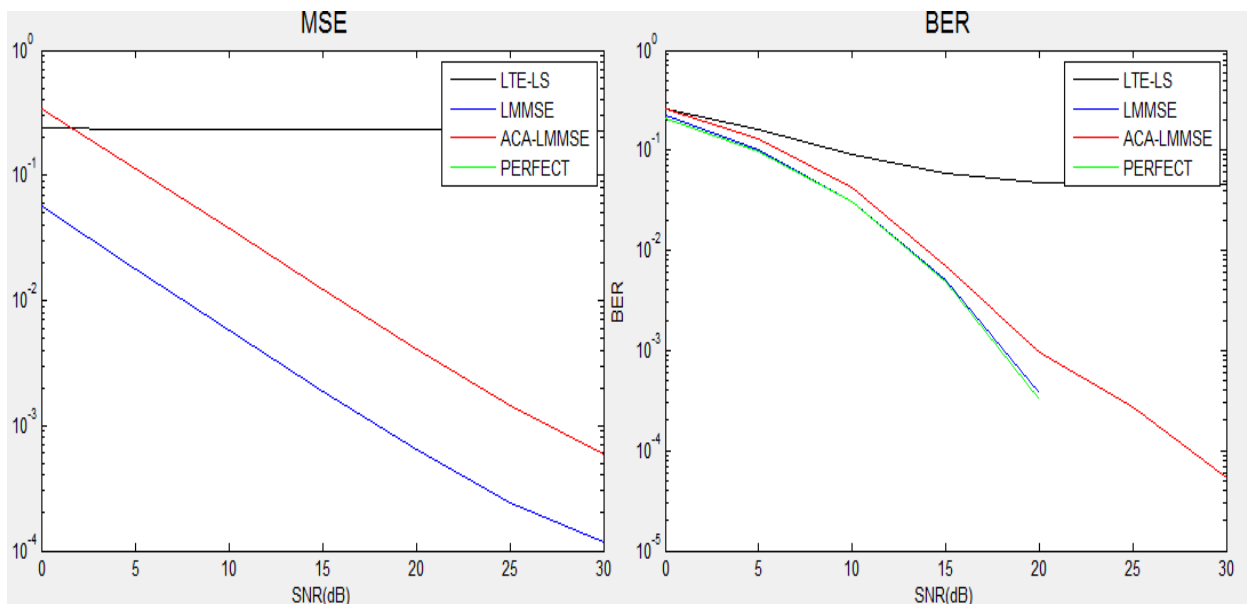
Dans cette partie nous allons comparer les performances de la technique LMMSE, LS-LTE, ACA-LMMSE avec l'estimation parfaite du canal. Ici, les configurations de LS-LTE sont celles qui sont utilisées dans LTE d'après les descriptions dans 3.7.3.

Quant à ACA-LMMSE, nous allons prendre comme durée maximale du canal virtuel  $5,21\mu s$ , la durée d'un préfixe cyclique du premier symbole OFDM dans un cas normal selon le tableau 1.02. Le nombre de trajets sera calculé automatiquement par la formule  $D = \tau_{max} / T_s$  et le profil de puissance suit une décroissance exponentielle pour toutes les simulations de ACA-LMMSE.



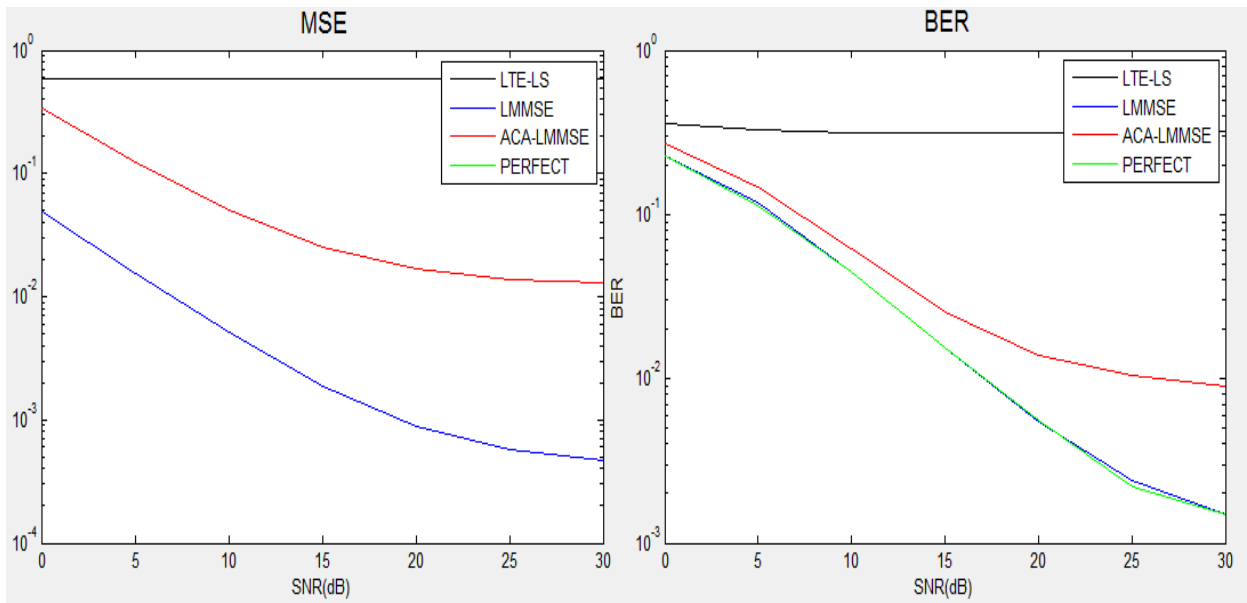
**Figure 5.05 :** Performances dans un canal EPA 5Hz

La courbe de la MSE montre que LTE-LS donne de très bons résultats, mais admet une limite à partir de 15dB de SNR tandis que LMMSE et ACA-LMMSE montrent une progression continue.



**Figure 5.06 :** Performances dans un canal EVA 70Hz

LMMSE montre un comportement proche de l'estimation parfaite en termes de BER et ACA-LMMSE donne d'assez bons résultats par rapport à LTE-LS. Les mauvais résultats de LS-LTE sont dus à la technique de réduction de bruit utilisée, nous allons expliquer cela plus bas dans l'étude des performances de LS-LTE (4.5.3).



**Figure 5.07 :** Performances dans un canal EVA 300Hz

Ces résultats nous montrent que dans un canal à faibles variations, LS-LTE donne de très bons résultats. Lorsque la vitesse de variation du canal augmente, la qualité d'estimation de LS-LTE se dégrade largement. LMMSE donne des performances proches de l'estimation parfaite. ACA-LMMSE est un assez bon estimateur par rapport à LS-LTE surtout dans les fréquences Doppler élevées.

Maintenant, nous allons étudier de près la technique LS-LTE afin d'en améliorer les performances.

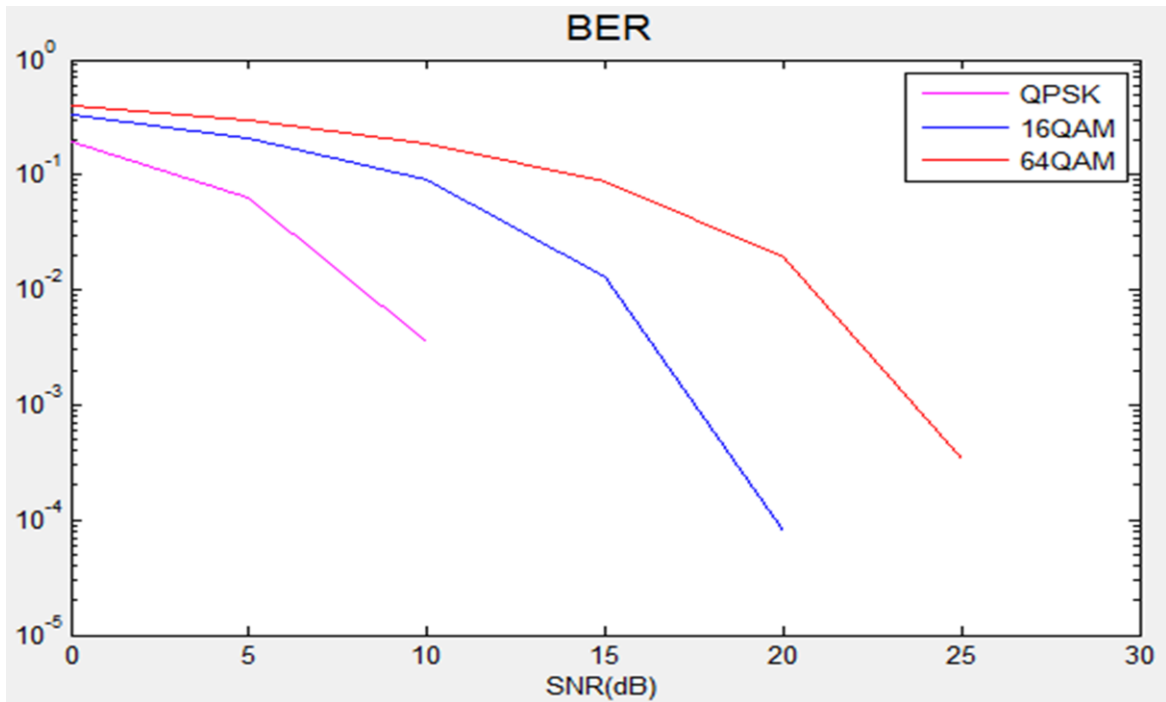
### 5.5.2 Estimation traditionnelle de LTE

Pour l'estimation traditionnelle dans LTE, les résultats sont visibles dans la figure 4.04. La courbe de la MSE montre que plus le SNR augmente, plus la différence entre le canal réel et le canal estimé diminue. En bas, la courbe du BER affiche un taux d'erreur binaire décroissant avec la diminution de l'erreur quadratique moyenne.

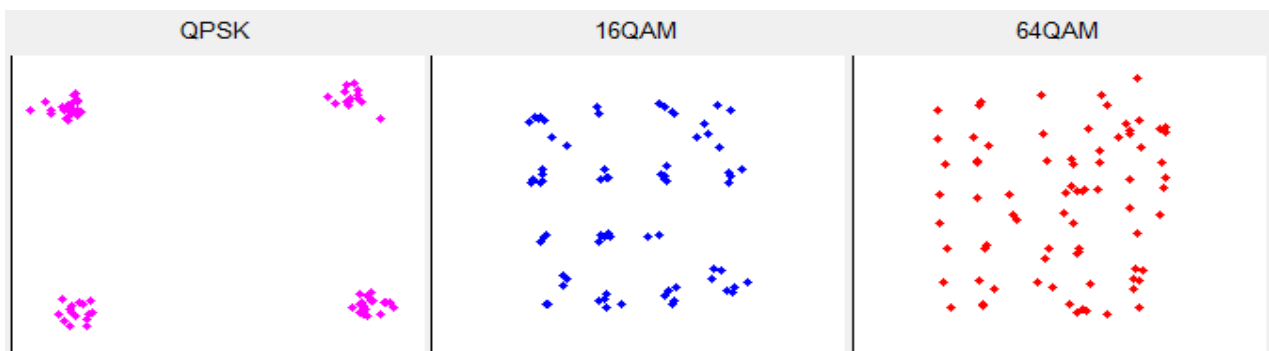
Cela est tout à fait normal, car plus l'approximation du canal réel est bonne, mieux on compense les distorsions introduites par le canal et donc meilleure est la détection.

### 5.5.2.1 LS-LTE selon la modulation

Dans les précédentes simulations, la modulation utilisée est la QPSK, dans la figure suivante, on visualisera le comportement de l'estimateur LS-LTE avec les autres modulations.



**Figure 5.08 :** BER de LS-LTE pour les différentes modulations : fenêtre de moyennage 140 et 55 dans le domaine temporel et fréquentiel respectivement, canal : EPA 5Hz



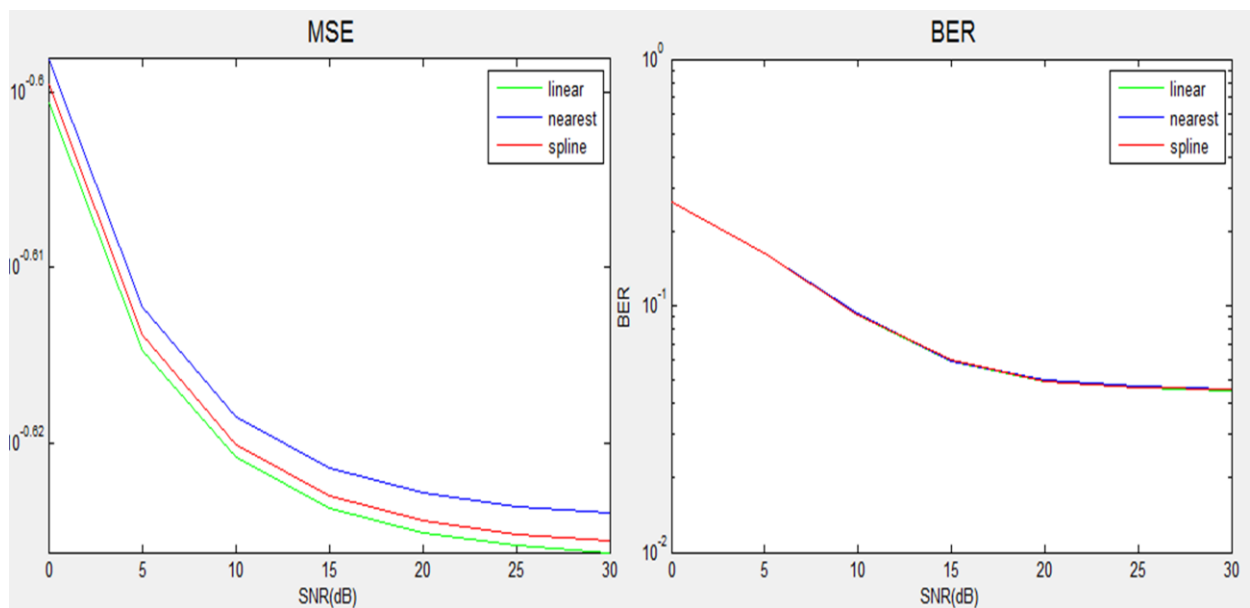
**Figure 5.09 :** Diagrammes de constellation à la réception

Comme tous les systèmes de communication, LTE ne fait pas exception à la règle, plus la taille de la constellation augmente, plus la probabilité d'erreur en réception s'en trouve affectée. Cela est due au fait qu'à puissance d'émission fixée, les symboles émis ont des valeurs de plus en plus proches, il est alors difficile au niveau du récepteur de discriminer deux valeurs bruitées.

Avec les autres techniques d'estimations les résultats similaires, le BER augmente toujours avec la taille de la constellation.

### 5.5.2.2 Choix de l'interpolation

Dans les figures précédentes, on a utilisé une interpolation linéaire, c'est d'ailleurs l'interpolation utilisée dans l'estimation pour LTE. Nous allons faire de même pour toutes les simulations LS-LTE qui vont suivre. Afin de justifier notre choix, on comparera la MSE et le BER selon l'interpolateur utilisé, dans un canal EVA 70Hz les différences sont déjà très palpables.



**Figure 5.10 :** MSE et BER de LS-LTE selon l'interpolation utilisée canal : EVA 70Hz

On constate d'après ces figures que l'interpolation linéaire (en vert) est la plus performante. Les résultats pour les canaux EPA et ETU peuvent être consultés dans l'annexe 3.

### 5.5.3 Performances de LS-LTE et taille des fenêtres de moyennage

Maintenant, faisons varier les paramètres de LS-LTE dans différents types de canal. Ce qui suit est donc une étude de la première solution d'optimisation proposée au chapitre 3.

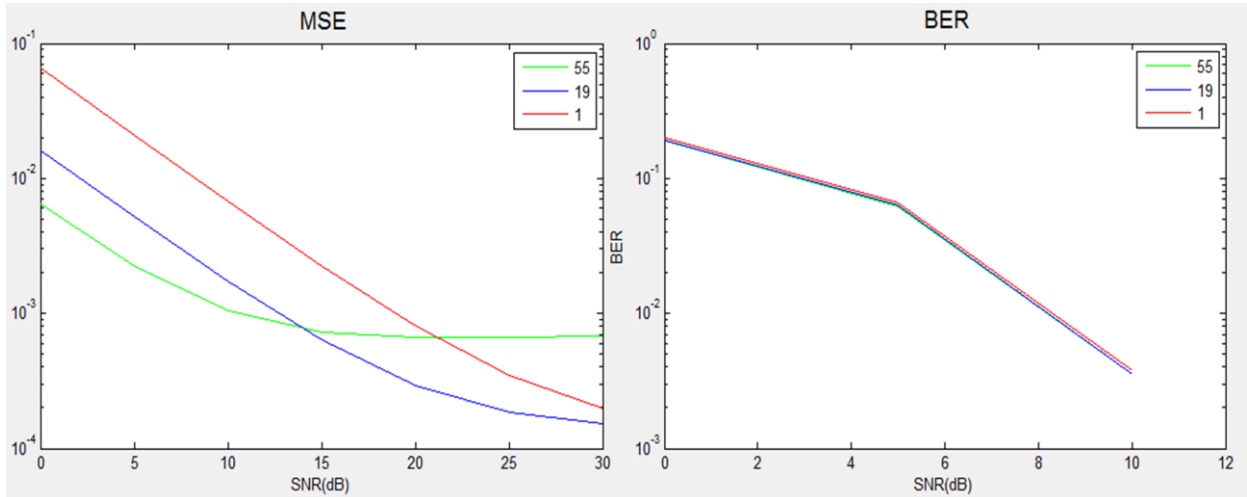
Pour cela, nous allons faire varier la taille de la fenêtre de la dimension fréquentielle ensuite celle de la dimension temporelle.

Remarque : Dans tout ce qui suit, en ce qui concerne la taille des fenêtres de moyennage, on raisonnera en termes d'éléments de ressources.

### 5.5.3.1 Dans le domaine fréquentiel

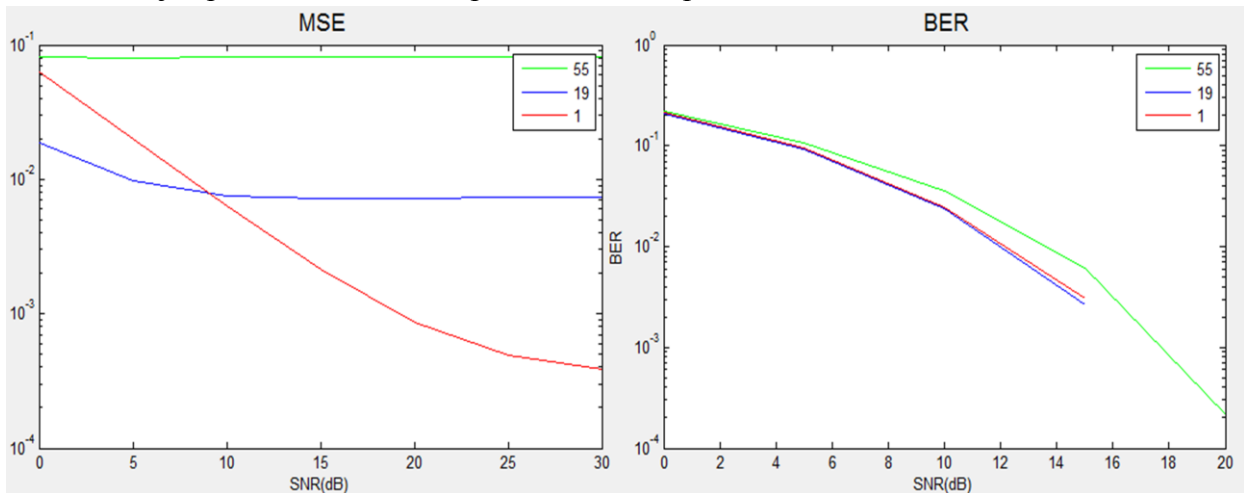
Pour faciliter l'analyse des résultats, nous allons d'abord varier la taille du fenêtrage de 3 à 55 dans le domaine fréquentiel et garder celle du domaine temporel à 140.

La modulation utilisée dans les figures suivantes est la QPSK, on expérimentera chaque configuration avec les profils de canal EPA, EVA et ETU, la fréquence Doppler maximale pour tous les profils sera fixée à 5Hz.



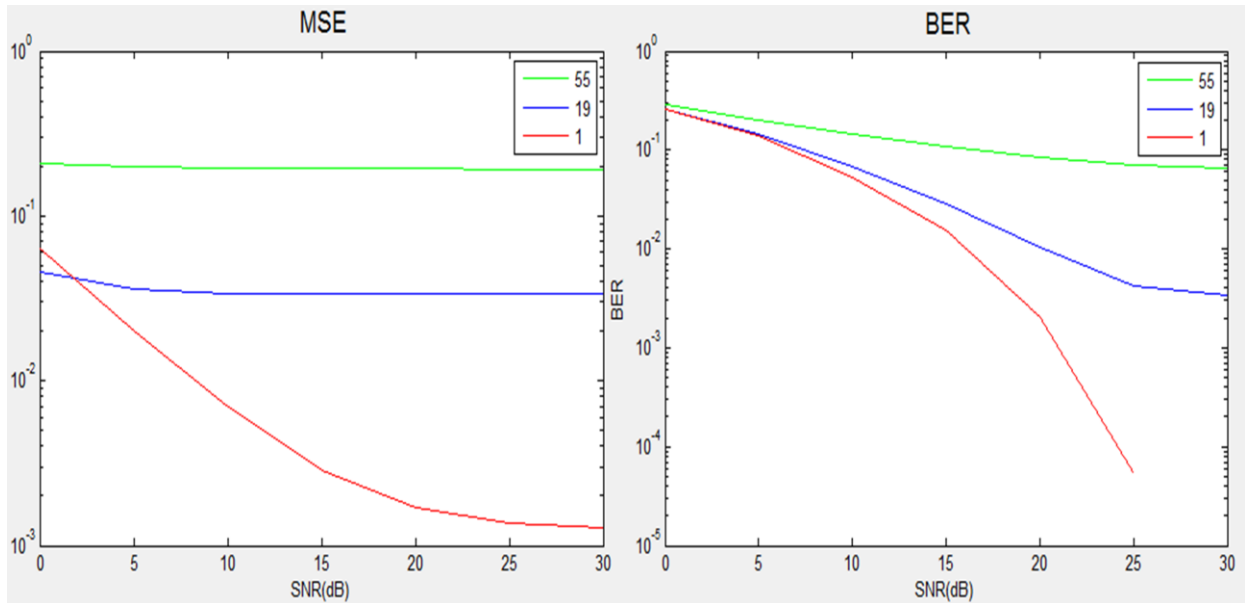
**Figure 5.11 :** *MSE et BER pour différentes tailles de la fenêtre de moyennage dans le domaine fréquentiel, canal : EPA 5Hz*

Pour un canal EPA, la plus grande taille de la fenêtre (courbe verte) présente une meilleure qualité d'estimation jusqu'à 15dB de SNR, après la courbe représentant la fenêtre de taille 19 la devance.



**Figure 5.12 :** *MSE et BER pour différentes tailles de la fenêtre de moyennage dans le domaine fréquentiel, canal : EVA 5Hz*

Pour EVA, le même phénomène que pour EPA se passe entre la courbe bleu et rouge à partir de 13dB du SNR.



**Figure 5.13 :** *MSE et BER pour différentes tailles de la fenêtre de moyennage dans le domaine fréquentiel, canal : ETU 5Hz*

Dans ETU, la plus petite taille de la fenêtre (courbe rouge) s'avère être la plus performante relativement aux autres surtout à partir de 5dB de SNR. Toutefois, les résultats se dégradent avec l'augmentation du retard maximal du canal même avec une taille optimale de la fenêtre de moyennage.

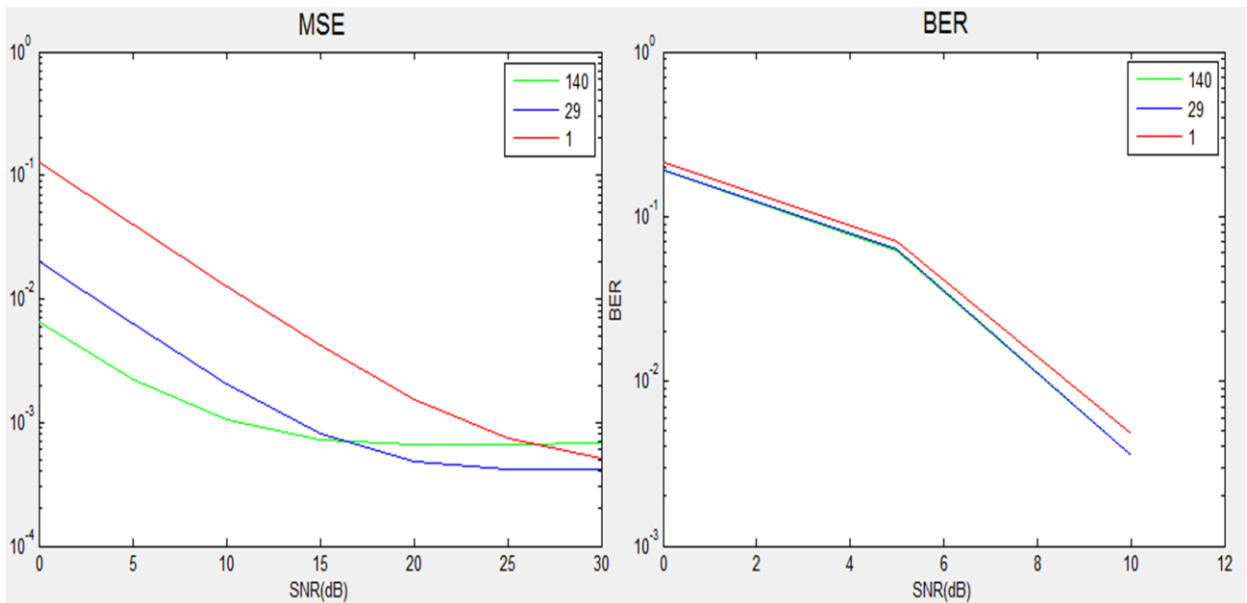
De tels résultats s'expliquent par le fait que le moyennage régularise la valeur des coefficients estimés du canal. En conséquence, lorsque le canal présente des variations relativement élevées dans le domaine fréquentiel, la ressemblance entre les coefficients estimés puis moyennés et les coefficients réels diminue. En réduisant la taille de la fenêtre de moyennage, on imite mieux les variations du canal mais les coefficients qui en résultent sont entachés d'erreurs à cause du bruit faiblement réduit surtout dans les faibles niveaux du SNR. Dans les plages supérieures de SNR, les bruits sont moins influents et les fenêtres de tailles réduites deviennent plus performantes.

### 5.5.3.2 Dans le domaine temporel

Effectuons la même expérience dans le domaine temporel, ici, la taille du fenêtrage est de 1 à 140 dans le domaine temporel et garder celle du domaine temporel à 55.

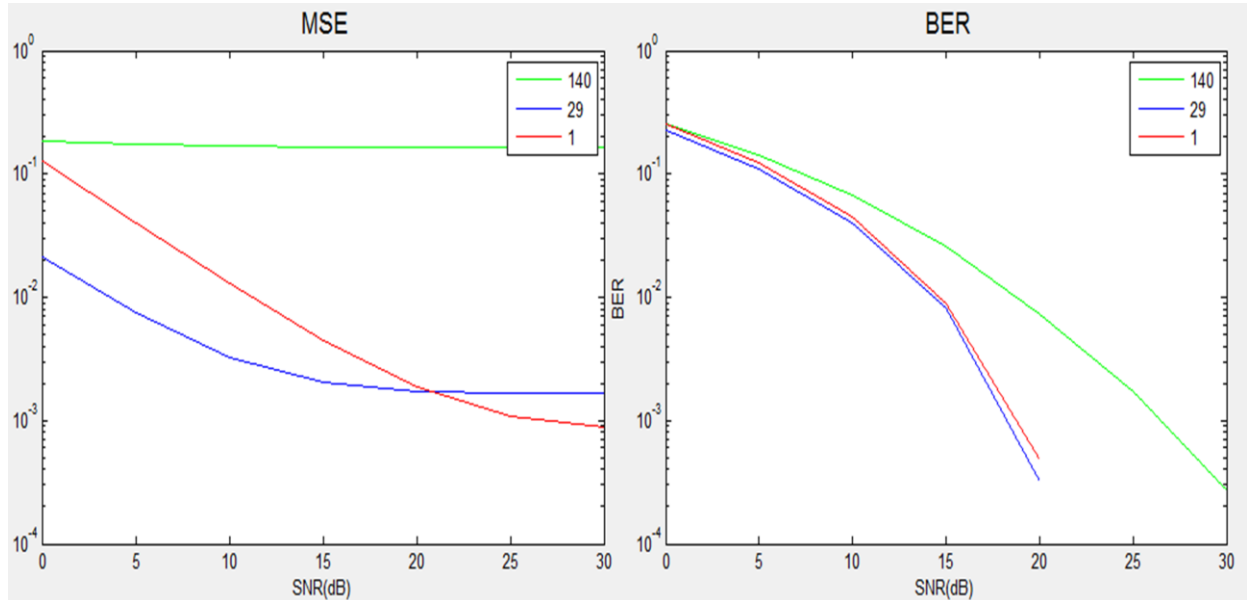


Nous allons utiliser la modulation QPSK et un canal EPA, fréquence Doppler variable de 5Hz à 300Hz.



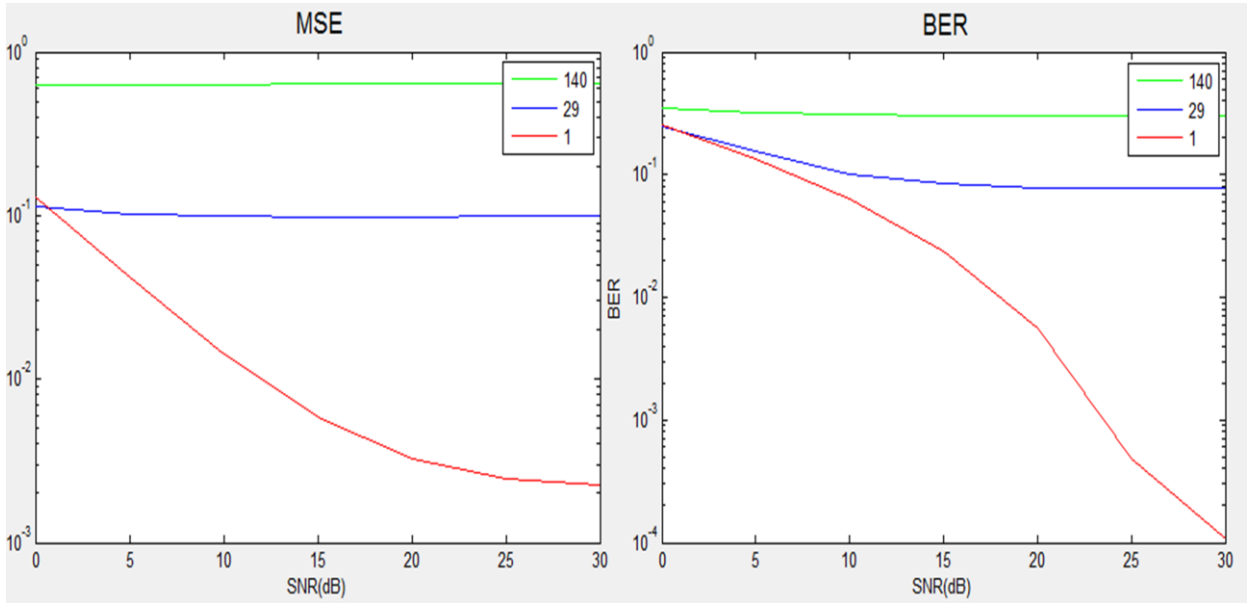
**Figure 5.14 :** *MSE et BER pour différentes tailles de la fenêtre de moyennage dans le domaine temporel, canal : EPA 5Hz*

Ici, les résultats sont similaires à ceux de la variation fréquentielle pour EPA 5Hz (Figure 4.11).



**Figure 5.15 :** *MSE et BER pour différentes tailles de la fenêtre de moyennage dans le domaine temporel, canal : EPA 70Hz*

Le moyennage par fenêtre de taille 29 (en bleu) est efficace sur une petite plage de SNR mais au-delà de 6dB, la courbe rouge est la plus performante.



**Figure 5.16 :** *MSE et BER pour différentes tailles de la fenêtre de moyennage dans le domaine temporel, canal : EPA 300Hz*

La plus petite de la taille de la fenêtre donne les meilleurs résultats pour toutes les valeurs du SNR. Les résultats sont très similaires à ceux de la section 4.5.3.1.

La taille des fenêtres de moyennage joue un rôle très important dans les résultats de l'estimation. D'après les résultats obtenus dans cette section, on conclut que plus les variations du canal sont élevées, plus on doit réduire la taille des fenêtres de moyennage.

Le choix de ces paramètres dépend aussi de la valeur du SNR. Pour les faibles SNR, un bon équilibre entre réduction de bruits et approximation des variations du canal devrait être atteint grâce à un choix judicieux de la taille des fenêtres, dans les SNR élevés, les tailles des fenêtres peuvent être minimisées. Ces règles sont valables dans les domaines temporel et fréquentiel. Les paramètres optimaux obtenus par les expériences sont résumés dans le tableau 4.02.

| <b>Profils</b>                                         | <b>EPA</b> | <b>EVA</b>  | <b>ETU</b>   |
|--------------------------------------------------------|------------|-------------|--------------|
| <b>Taille de la fenêtre (nombre de sous porteuses)</b> | 55         | 19          | 1            |
| <b>Fréquences Doppler maximale</b>                     | <b>5Hz</b> | <b>70Hz</b> | <b>300Hz</b> |
| <b>Taille de la fenêtre (nombre de symboles OFDM)</b>  | 127        | 29          | 1            |

**Tableau 5.02:** *Tailles optimales des fenêtres pour LS-LTE*

Ici, la difficulté de la solution réside dans la nécessité de connaître l'état du canal à tout instant pour en dériver les paramètres adéquats de l'estimateur.

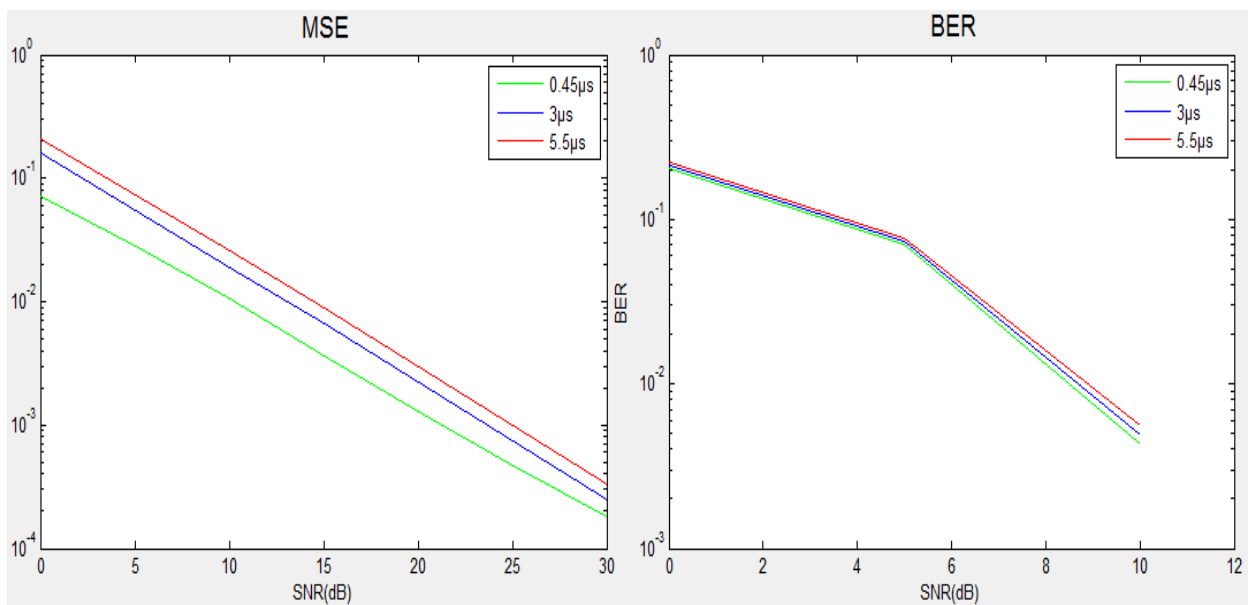
Pour remédier à cela, on peut paramétrer la station de base à envoyer à tous les terminaux dans sa zone des informations sur le canal pour que ces derniers puissent paramétrer l'estimation en fonction de ces informations. Le paramétrage de la station de base consiste dans ce cas à introduire des informations concernant l'environnement dans lequel elle se trouve.

#### 5.5.4 Performances de ACA-LMMSE

Dans cette partie, nous allons étudier les paramètres nécessaires à ACA-LMMSE pour obtenir les meilleures qualités d'estimations pour cet estimateur.

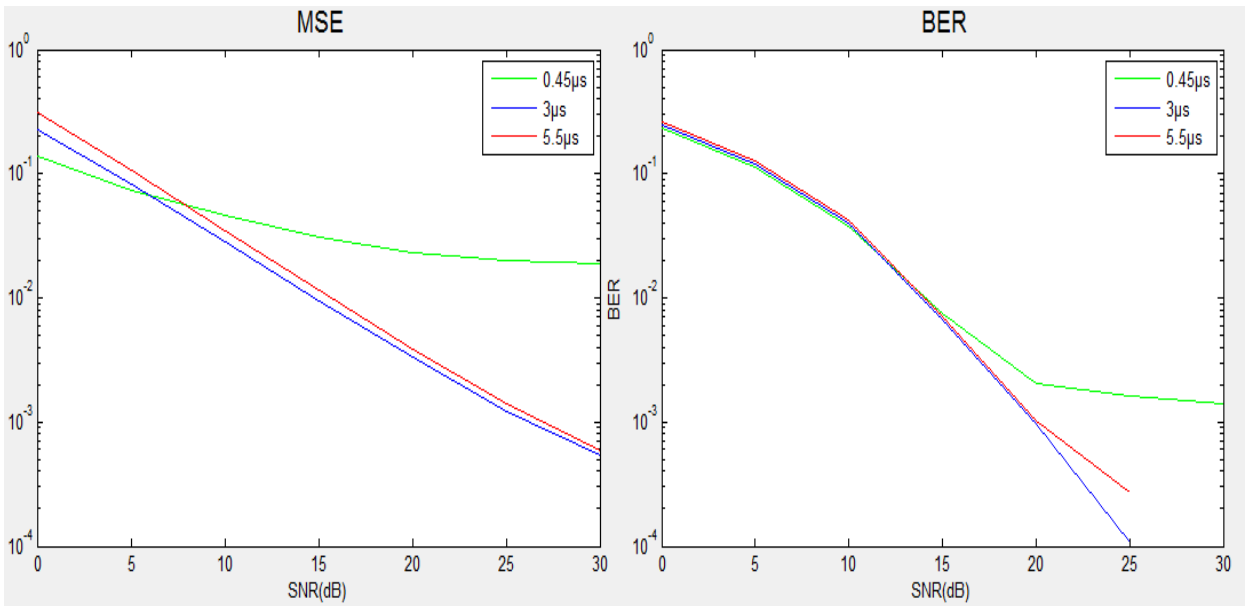
##### 5.5.4.1 Durée maximale du canal virtuel

Pour les simulations suivantes, nous allons tester ACA-LMMSE avec différentes valeurs de la durée maximale du canal virtuel. On choisira des valeurs légèrement supérieures à la durée du canal réel afin d'obtenir l'effet de masquage (d'après 3.5.2). On va donc prendre des valeurs proches de  $0.41\mu\text{s}$ ,  $2.51\mu\text{s}$  et  $5\mu\text{s}$ .



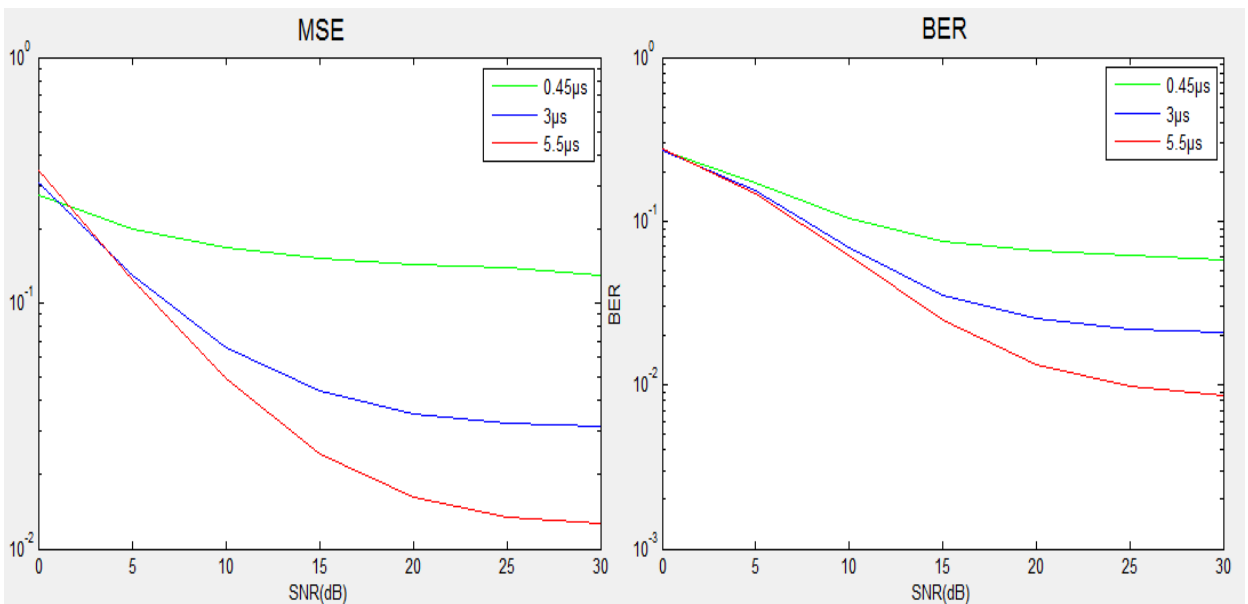
**Figure 5.17 :** ACA-LMMSE dans un canal EPA 5Hz

On voit ici que la durée maximale de  $0.45\mu\text{s}$  (proche de  $0.41\mu\text{s}$  durée maximale de EPA) donne les meilleurs résultats. Pour des durées plus grandes comme  $3\mu\text{s}$  et  $5.5\mu\text{s}$ , l'approximation est moins bonne.



**Figure 5.18 :** *ACA-LMMSE dans un canal EVA 70Hz*

3 $\mu$ s est ici la valeur la plus proche de 2.51 $\mu$ s, la durée maximale de EVA, c'est la valeur qui donne la meilleure performance. Les durées 0.45 $\mu$ s et 5.5 $\mu$ s donnent des résultats moins bons.

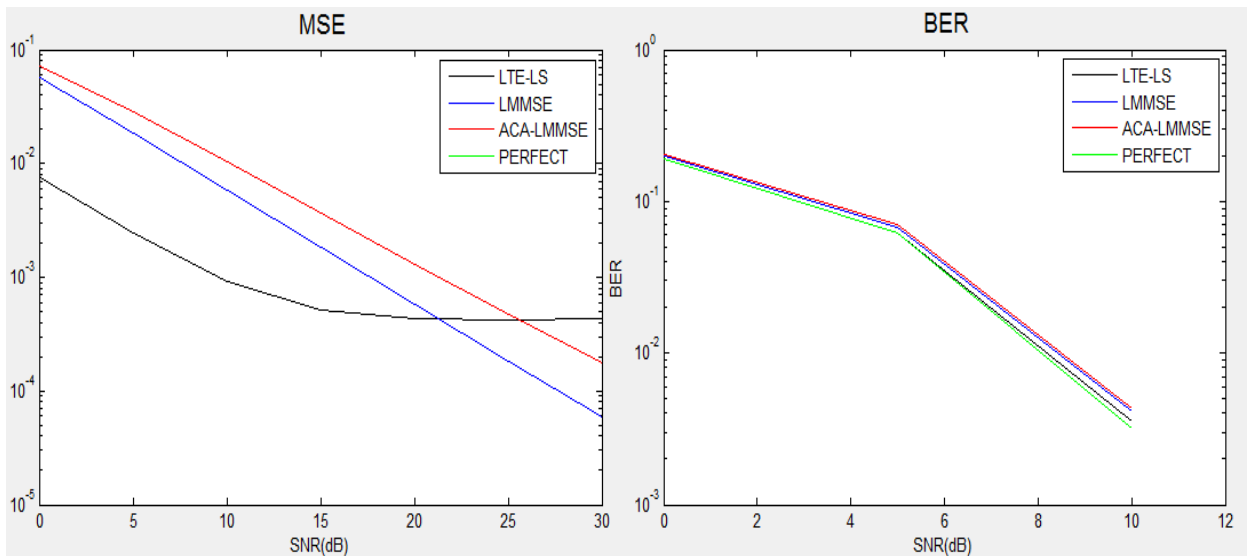


**Figure 5.19 :** *ACA-LMMSE dans un canal ETU 300Hz*

D'après ces résultats, la qualité de l'estimation est optimale si la durée maximale est légèrement grande par rapport à la durée du canal réel. Avec une durée trop petite on n'obtient pas l'effet de masquage du canal réel.

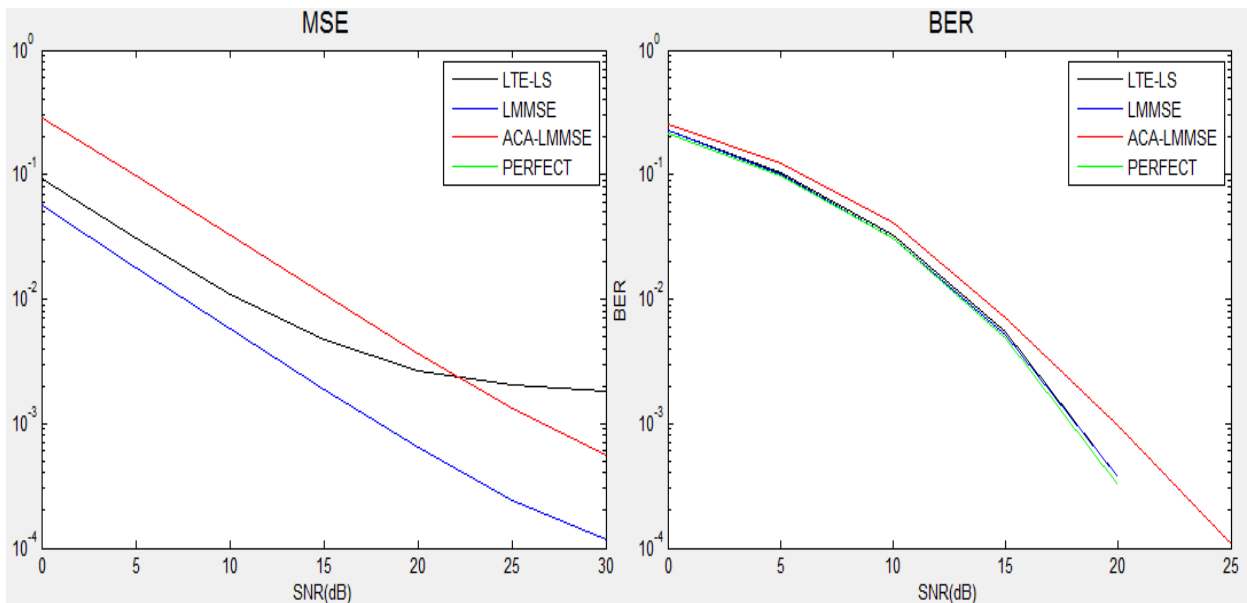
### 5.5.5 Comparaison des performances avec les paramètres optimisés

Cette partie est consacrée à la comparaison des performances de tous les estimateurs étudiés précédemment. LS-LTE et ACA-LMMSE seront configurés selon leurs paramètres optimaux pour chaque canal.



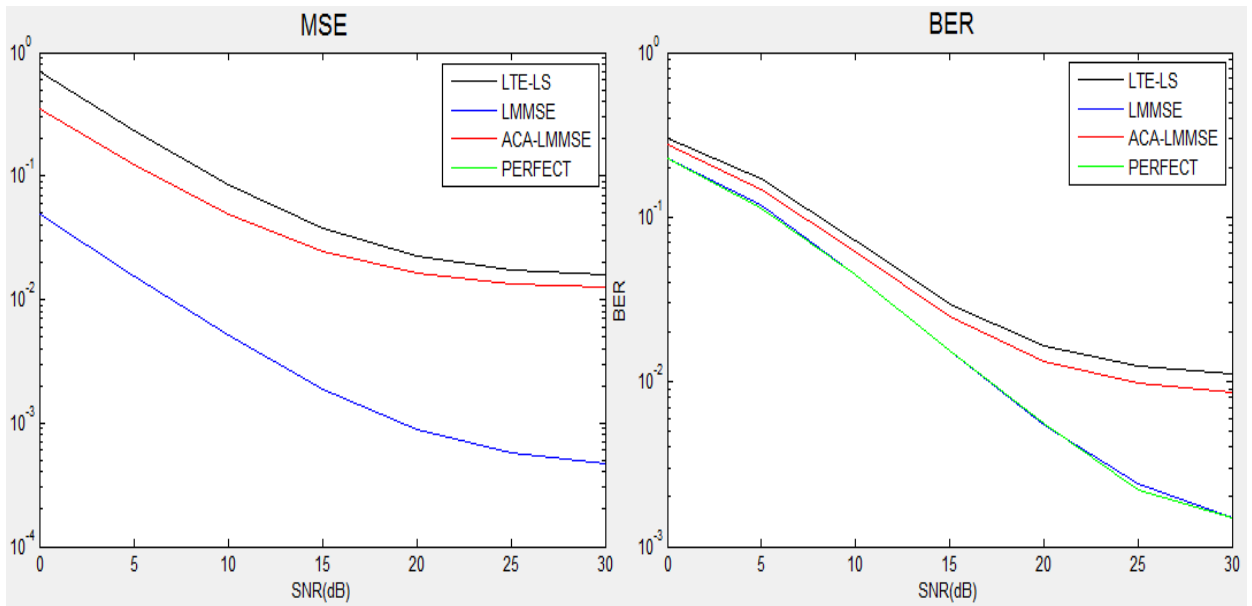
**Figure 5.20 :** Performances dans un canal EPA 5Hz

Avec des paramètres optimisés, LS-LTE s'approche encore plus du canal réel.



**Figure 5.21 :** Performances dans un canal EVA 70Hz

Malgré l'optimisation des paramètres, LS-LTE ne surpasse pas LMMSE dans un canal à variation rapide. Cependant, il donne de bons résultats par rapport à ACA-LMMSE.



**Figure 5.22 :** Performances dans un canal ETU 300Hz

L'optimisation de la configuration de LTE-LS pour chaque canal a beaucoup amélioré ses performances. ACA-LMMSE est la moins performante, c'est à 300Hz de fréquence Doppler maximale qu'il donne un bon résultat par rapport à LS-LTE. Ceci est dû au fait que LS-LTE donne des estimations très bruitées à cause d'une grande réduction de la fenêtre de moyennage.

## 5.6 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, on a comparé les différentes techniques d'estimations avec et sans l'optimisation des paramètres. On a constaté que l'utilisation d'ACA-LMMSE améliore déjà la qualité de l'estimation dans LTE surtout pour les fréquences Doppler maximales de 70Hz et 300Hz. En réduisant les fenêtres de moyennages de LS-LTE avec l'augmentation de la vitesse de variation du canal, on améliore grandement la précision de l'estimation. Avec ces optimisations LS-LTE fait preuve d'une très bonne performance et supplante l'estimateur ACA-LMMSE optimisé sauf à 300Hz de fréquence Doppler. L'estimateur LMMSE idéal est dans tous les cas celui qui approxime le mieux le canal mais celui-ci requiert une connaissance préalable des propriétés de corrélations du canal. Ce dernier chapitre nous a permis de confirmer l'amélioration que pourrait apporter les solutions proposées au chapitre trois.

## CONCLUSION GENERALE

Pour une meilleure qualité de la transmission dans LTE, ce mémoire a pour but de proposer des solutions d'optimisation de la technique d'estimation. Pour ce faire, on a commencé par situer notre zone d'études par une description de la couche physique du système LTE. Ensuite, un état de l'art sur le canal de propagation nous a permis d'acquérir les notions nécessaires à l'étude des techniques d'estimation de canal et à apporter des propositions d'améliorations de l'estimation dans LTE. En quatrième chapitre, l'ensemble a été concrétisé par une simulation et a débouché à des résultats et des conclusions.

Les résultats obtenus nous ont montrés que sans optimisation, ACA-LMMSE est généralement plus efficace que LS-LTE. Après modification de la taille de ses fenêtres de moyennage selon la variabilité du canal, l'estimateur LS-LTE donne de très bonnes performances et surpasse ACA-LMMSE sauf dans le cas d'une très haute variation temporelle du canal de propagation. L'estimation avec LMMSE est de loin la meilleure, cependant, sa réalisation est difficile à cause de la nécessité de la matrice de corrélation du canal et de sa complexité.

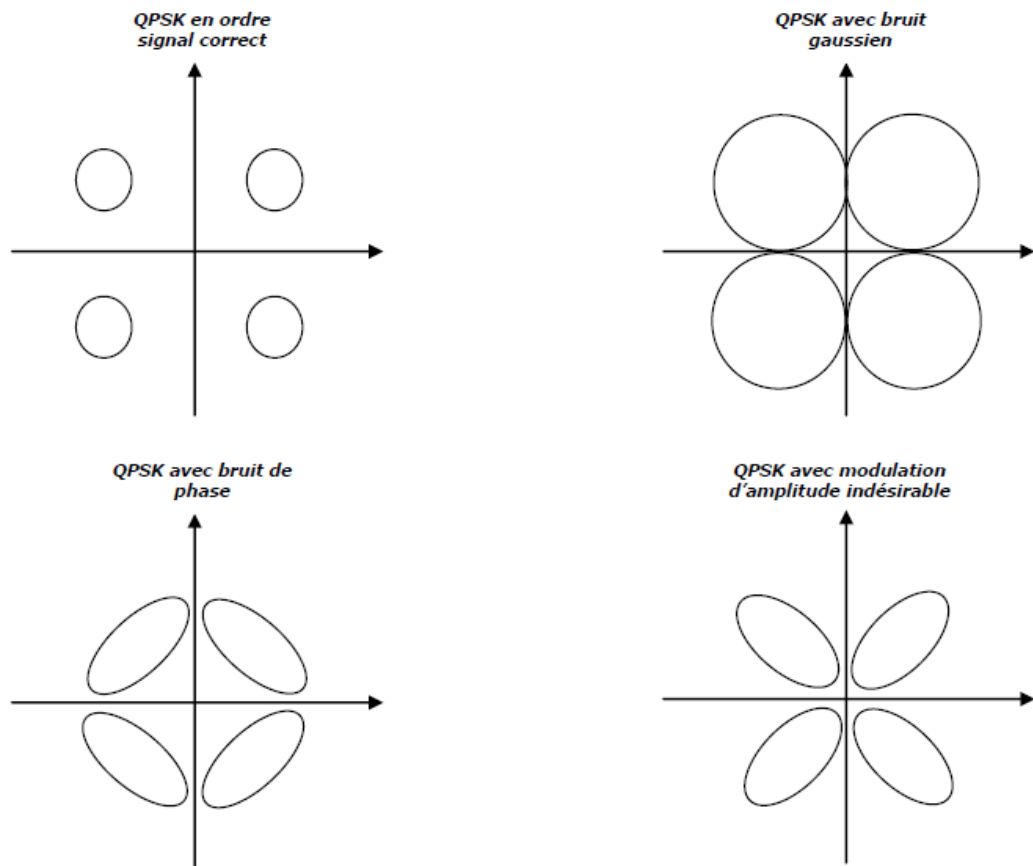
L'optimisation de l'estimation dans LTE peut donc se faire par l'utilisation d'ACA-LMMSE ou par l'optimisation des paramètres de LS-LTE en fonction de l'environnement de propagation.

Les travaux faits dans ce mémoire ont permis l'obtention des tailles de fenêtrage en adéquation avec les différents modèles de canal pour LS-LTE. Une solution d'optimisation de faible complexité pour l'estimation de canal dans le système LTE a aussi été définie après l'étude et l'implémentation en simulation d'ACA-LMMSE. Enfin, nous avons validé nos travaux de recherche par la création d'un simulateur répliquant l'environnement de transmission dans LTE et implémentant les estimateurs du chapitre 3. Cet outil peut servir à des fins pédagogiques ou de recherches.

Les études menées dans le cadre de ce mémoire ouvrent de nombreuses perspectives. Le simulateur peut être amélioré en ajoutant d'autres fonctionnalités comme le codage canal, la transmission multi-antenne, etc. On peut aussi compléter les études d'optimisation de LS-LTE et d'ACA-LMMSE par la définition des techniques qui permettront la connaissance des propriétés du canal pour ensuite concevoir une version adaptative de ces techniques d'estimations.

## ANNEXE 1

### INTERPRETATION DU DIAGRAMME DE CONSTELLATION



**Figure A1.01 :** *Interprétations du diagramme de constellation*



## ANNEXE 2

### EXPLICATIONS ADDITIONNELLES SUR L'UTILISATION DU SIMULATEUR

En cliquant sur le pop-up menu le plus haut, on peut choisir entre comparer les différents estimateurs : « ACA-LMMSE vs LS - LMMSE- PERFECT » ou comparer ACA-LMMSE avec différents paramètres : « Performances ACA-LMMSE » ou comparer LS-LTE selon la taille des fenêtres : « Performances LS - LTE ».

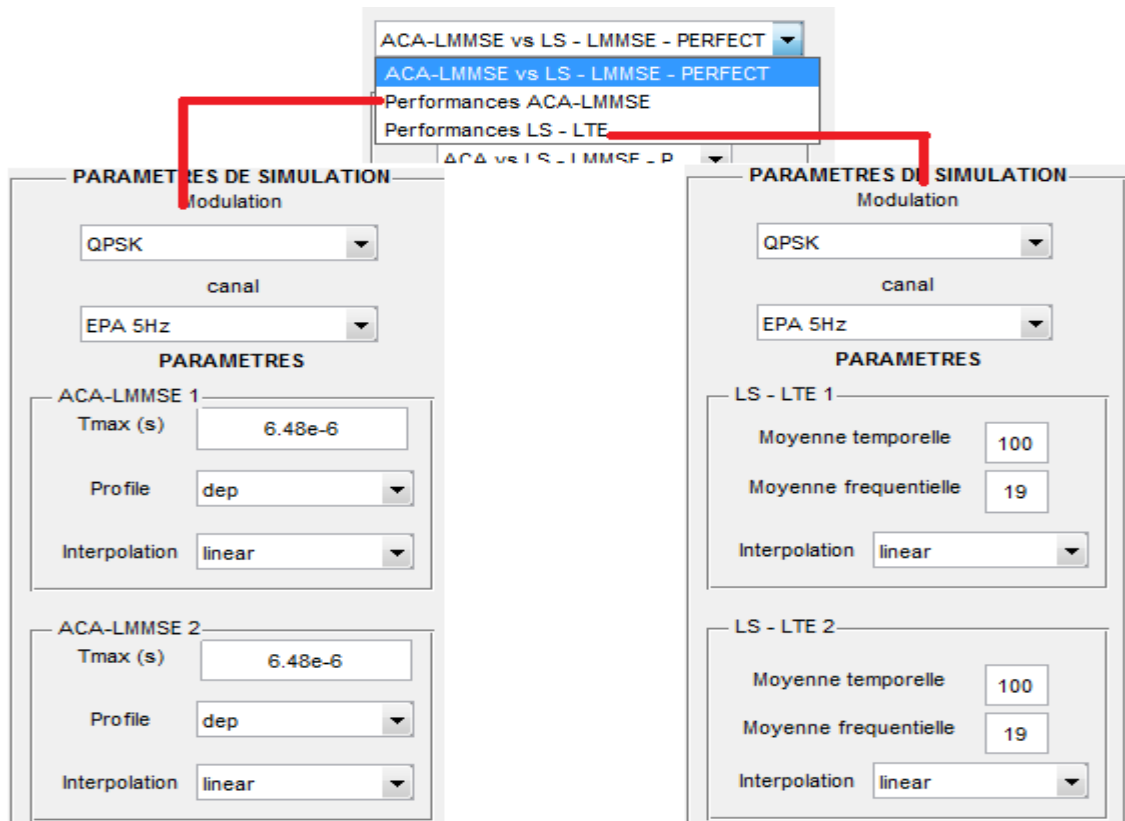


Figure A2.01 : Utilisation du simulateur

Le pop-up menu «MODE » permet de choisir entre comparer les estimateurs (Modulation fixe) : « ACA vs LS - LMMSE – PERFECT » ou comparer le comportement d'un estimateur selon les différentes modulations : « ESTIMATION vs MODULATION ».

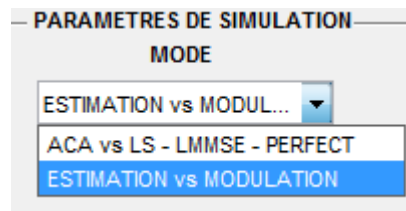
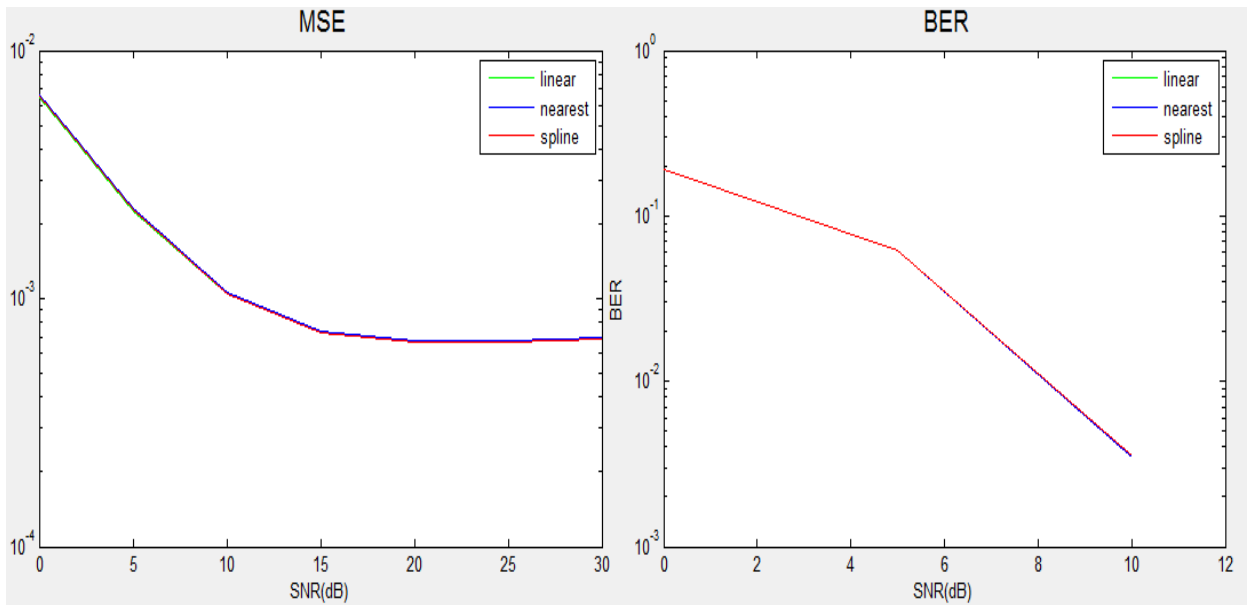


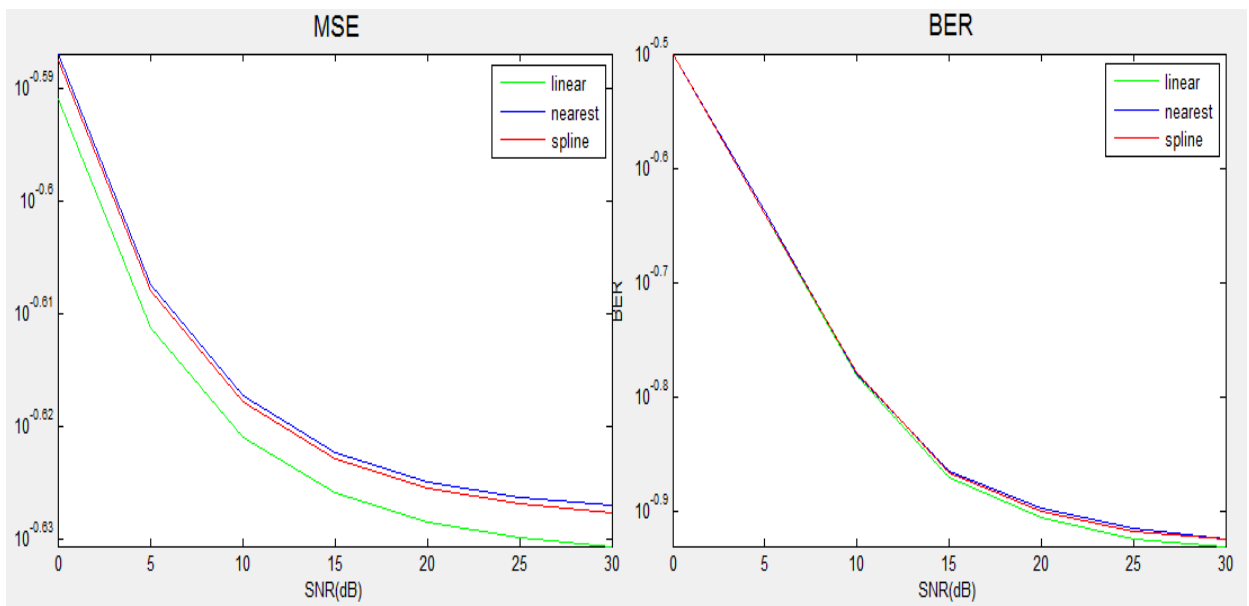
Figure A2.02 : Choix de comparaison estimateur ou modulation

### ANNEXE 3

#### COMPORTEMENT DE LS-LTE SELON L'INTERPOLATION



**Figure A3.01 :** *Différents interpolateur dans un canal EVA 5Hz*



**Figure A3.02 :** *Différents interpolateur dans un canal ETU 300Hz*

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] X. Lagrange, “*Principes de fonctionnement de l’interface radio LTE*”, Technique de l’ingénieur, 2013.
- [2] EFORT, “*LTE + SAE = EPS Principes et Architecture*”, 2009.
- [3] Y. Bouguen, E. Hardouin, F. X. Wolff, “*LTE et les réseaux 4G*”, Editions Eyrolles, 2012
- [4] X. Lagrange “*Principe de la transmission OFDM - Utilisation dans les systèmes cellulaires*”, Technique de l’ingénieur, 2012.
- [5] B. Le Saux, “*Estimation de canal pour systèmes multi-antennes multi-porteuses*”, INSA DE RENNES, 2013.
- [6] V. Savaux, “*Contribution à l’estimation de canal multi-trajets dans un contexte de modulation OFDM*” SUPELEC, 2013.
- [7] J. J. Van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson et O. P. Borjesson, “*On Channel Estimation in OFDM Systems*”, IEEE Vehicular Technology Conférence, Vol. 2, pp. 815-819. juillet 1995.
- [8] V. Savaux, Y. Louet, M. Djoko-Kouam, and A. Skrzypczak, “*Artificial channel aided LMMSE estimation for time-frequency selective channels in OFDM context*”, Signal Processing, Elsevier, vol. 93, no. 9, pp. 2369 - 2380, September 2013.
- [9] V. Savaux, A. Skrzypczak, Y. Louët, and M. Djoko-Kouam, “*Near LMMSE Channel Estimation Performance with Artificial Channel at Receiver for OFDM Systems,*” in SPAWC 2012, Cesme, Turkey, June 2012.
- [10] 3GPP TS 36.141. “*Base Station (BS) conformance testing.*” 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA), 2014.
- [11] S. Ahmadi “*LTE-Advanced A Practical Systems Approach to Understanding the 3GPP LTE Releases 10 and 11 Radio Access Technologies*” WILEY, 2014.
- [12] G. Baudoin, “*Radiocommunications numériques*” Dunod, 2002.
- [13] 3GPP TS 36.101. “*User Equipment (UE) Radio Transmission and Reception.*” 3GPP, Technical Specification Group Radio Access Network, E-UTRA, 2014.
- [14] 3GPP TS 36.104. “*Base Station (BS) radio transmission and reception.*” 3GPP, Technical Specification Group Radio Access Network, E-UTRA, 2014.

- [15] A.N. Andriamanalina, N.M. Ravonimanantsoa, P.A. Randriamitantsoa, “*Modélisation statistique des différents canaux des systèmes de communication numérique via un canal à évanouissement*” Ecole Supérieure Polytechnique Antananarivo, 2013.
- [16] S. Picol, “*Conception et réalisation de la partie numérique d’un simulateur matériel pour les canaux de propagation MIMO*” INSA, 2007.
- [17] P. Mary, “*Etude analytique des performances des systèmes radio-mobiles en présence d’évanouissements et d’effet de masque*” ISAL, 2008.
- [18] L. Song, J. Shen, “*Evolved Cellular Network Planning and Optimization for UMTS and LTE*”, CRC Press, 2010.
- [19] M. Debbah, “*Introduction aux principes de l’OFDM (orthogonal frequency division multiplexing)*”, 2005.
- [20] A. Goldsmith, “*Wireless Communications*”, Cambridge University Press, 2005.
- [21] F. Kaltenberger and S. Yang, “*MIMO-algorithms for wireless LAN.*” Wireless Congress, Novembre 2005.
- [22] A. Belhouji, “*Etudes théoriques et expérimentales de systèmes de transmissions MIMO-OFDM Mesures actives en environnements réels et maîtrisés dans un contexte WiMAX*”, UNIVERSITÉ DE LIMOGES, 2009.
- [23] O. Edfors, M. Sandell, J.-J. van de Beek, S. K. Wilson, and P. O. Börjesson, “*OFDM Channel Estimation by Singular Value Decomposition,*” IEEE Trans. on Communications, vol. 46, no. 7, pp. 931 – 939, July 1998.
- [24] J. R. Foerster, “*The Effects of Multipath Interference on the Performance of UWB Systems in an Indoor Wireless Channel,*” in Vehicular Technology Conference Spring, vol. 2, Rhodes, pp. 1176 – 1180, May 2001.
- [25] R. Sporken, J.L. Longueville, “*Physique des Télétransmissions*” Université de Namur, 2004.
- [26] SEFRAM Instruments & Systèmes “*Diagramme de constellation sur 7865*”, 2009.
- [27] C. Jutten, “*Théorie du signal*” Université Joseph Fourier - Polytech’ Grenoble, 2009.
- [28] A. Seghir, “*Cours : Méthode des éléments finis*” Département de Génie Civil, Université A. Mira de Béjaia , 2003.

## FICHE DE RENSEIGNEMENT

**Nom :** RAMIANDRAVOLA

**Prénoms :** Daniel Albert

**Adresse de l'auteur :** Lot II H 83 A Soavimasoandro  
Antananarivo 101 – Madagascar  
Tel : +261 33 06 982 76  
e-mail: dramandravola@yahoo.fr



**Titre du mémoire :**

« OPTIMISATION DE L'ESTIMATION DE CANAL DANS LTE »

**Nombre de pages :** 70

**Nombre de tableaux :** 12

**Nombre de figures :** 53

**Mots clés :** LTE, LS, LMMSE, ACA-LMMSE, Estimation, Canal, Matlab

**Directeur de mémoire :**

**Nom :** RAKOTONDRAINA

**Prénoms :** Tahina Ezéchiél

**Grade :** Maître de conférences

## **RESUME**

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

Le vif de ce mémoire est l'amélioration de la qualité de la transmission dans LTE par l'optimisation de l'estimation de canal. Pour cela, on y aborde les notions théoriques nécessaires à l'élaboration des solutions. On suggère d'améliorer la technique d'estimation existante dans LTE ou d'utiliser d'autres techniques rencontrées dans la littérature. L'efficacité de ces propositions est vérifiée en simulation.

## **ABSTRACT**

Channel estimation is an important part for the design of receivers in mobile communication systems. In order to recover the transmitted information correctly, the effect of the channel on the transmitted signal must be correctly estimated.

This thesis aims to improve the transmission quality in the LTE by optimizing channel estimation. For this, we will point out the theoretical concepts needed to develop solutions. It is suggested to improve the existing estimation technique in LTE or use other techniques found in the literature. The effectiveness of these proposals is verified by simulation.