

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

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

جامعة سعد دحلب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

Tlidjani Zakaria Daiea Eddine

&

Bourelaf Nour El Islam

pour l'obtention du diplôme Master en Électronique option

(Traitement de l'Information & Systèmes Electronique)

Thème

Etude et simulation des modèles des canaux à évanouissement du système LTE

Proposé par : AIT SAADI Hocine & GUESSOUM Abderrezak

Année Universitaire 2016-2017

الحمد لله

Allah le Tout Puissant, Créateur des cieux et de la terre, qui m'a accordé le souffle de vie pour accomplir et pouvoir présenter ce modeste travail, que l'honneur et la gloire Lui soient rendus.

Remerciements

En ce moment qui marque la fin de nos études, un mot de remerciement et de reconnaissance mérite d'être prononcé.

Nos plus profonds remerciements s'adressent à Monsieur Ait Saadi pour son encadrement, son soutien, ses conseils et ses orientations, tout au long de la préparation de notre mémoire. Nous le remercions vivement pour sa gentillesse et son dynamisme. Nous espérons de tout cœur que notre collaboration ne s'arrêtera pas ici.

On s'exprime toute nos gratitude à l'égard de Monsieur Guessoum de sa qualité d'encadrement et sa disponibilité sans parler de ses connaissances inépuisables sur le domaine, qu'il a bien voulu partager avec nous, nous lui avons reconnaissant pour tout le temps.

On tient également à remercier tous les membres du jury d'avoir accepté de consacrer une partie de leur temps à la lecture de ce modeste travail, à son évaluation et de contribuer à sa discussion.

Dédicace

Je remercie très sincèrement Ma Mère Ma sœur et Mes frères MOHAMED et HAMZA, et tous ceux qui, de loin ou de près, d'une manière ou d'une autre, ont contribué à la réalisation de ce mémoire.

Zakaria

ملخص : يتعلق هذا المشروع بدراسة النماذج الإحصائية والتجريبية لقناة راديو متنقلة تستخدم LTE. ويستند نظام التطور الطويل الأجل (LTE) إلى تقنية تعدد الإرسال بتقسيم التردد المتعامد (OFDM). ويعني التنقل والمسارات المتعددة ومعدل الإرسال العالي المستخدم أن القناة الراديو التي تنتشر فيها الإشارة صعبة للغاية مع تشتت التردد والوقت. كما نهتم بدراسة الخصائص الإحصائية والتجريبية لهذه القناة، والنماذج المستخدمة، وكيفية محاكاتها.

كلمات المفاتيح : قناة راديو متنقلة ; LTE ; OFDM.

Résumé : Ce projet se rapporte à l'étude des modèles statistiques et empiriques d'un canal radio mobile utilisé pour LTE. Le système LTE (Long Term Evolution), est basé sur la technique de transmission multi-porteuse OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). La mobilité, les trajets multiples et le débit de transmission élevé utilisés font que le canal radio dans lequel se propage le signal est extrêmement difficile avec des dispersions fréquentielles et temporelles. Nous nous sommes intéressés également à la façon de simuler les différents modèles du canal radio du système LTE notamment avec le modèle de Jakes.

Mots clés : Canal radio mobile ; LTE ; OFDM.

Abstract: This project relates to the study of statistical and empirical models of a mobile radio channel used for LTE. The Long Term Evolution (LTE) system is based on the Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) technology. Mobility, multipath and high transmission rate are used as the radio channel in which the signal propagates is extremely difficult with frequency and temporal dispersions. We are also interested in how to simulate the various models of the radio channel of the LTE system, especially with the Jakes model.

Keywords : Mobile radio channel ; LTE ; OFDM.

Listes des acronymes et abréviations

3GPP	Third Generation Partnership Project.
4G	4 ^{ième} génération.
AWGN	Additive White Gaussian Noise.
BER	Bit Error Rate.
BPSK	Binary phase-shift keying.
BS	Base Station.
CDMA	Code Division Multiple Access.
CNA	Canal Numérique Analogique.
DFT	Discrete Fourier Transform.
DL	Downlink.
DSP	La Densité Spectrale de Puissance.
DwPTS	Downlink Pilote Time Slot.
E-UTRA	Evolved Universal Terrestrial Radio Access.
eNodeB	Evolved Node B (base station).
EPA	Extended Pedestrian A.
ETU	Extended Typical Urban.
EVA	Extended Vehicular A.
FDD	Frequency Division Duplex.
FDMA	Frequency Division Multiple Access.
FFT	Fast Fourier Transform.
FIR	Réponse Impulsionnelle Finie.
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform.
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers.
IEP (ICI)	Interférence Entre Porteuses (Inter Carrier Interference).
IES (ISI)	Interférence Entre Symboles (Inter Symbol Interference).
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform.
GP	Guard Period.
LOS	Line Of Sight.
LTE	Long Term Evolution.
MIMO	Multiple Input Multiple Output.

NLOS Non Line Of Sight.

OFDM Orthogonal Frequency Division Multiple.

OFDMA Orthogonal Frequency Division Multiple Access.

OOB Out Of Band.

P/S Parallèle à Série.

PAPR Peak-to-Average Power Ratio.

PC Préfixe cyclique.

PDP Power Delay Profile.

PRB Physical Resource Blocks.

PS Pulse shaping.

QAM Quadrature Amplitude Modulation.

QPSK Quadrature phase-shift keying.

RF Radio Frequency.

RMS L'écart-type du retard.

S/P Série à Parallèle.

SC-FDMA Single Carrier - Frequency Division Multiple Access.

SEM Spectrum Emissions Mask.

SNR Signal-to-Noise Ratio.

UE User Equipment.

UIT International Telecommunication Union.

UL Uplink.

UpPTS Uplink Pilote Time Slot.

TDD Time Division Duplex.

TDL Tapped-Delay Line.

TDMA Time Division Multiple Access.

TF La transforme de Fourier.

TFI La transforme de Fourier inverse.

Notions mathématiques

$e(t)$: Le signal électrique émis.

$s(t)$: Le signal électrique reçus.

τ_n : Le retard du propagation de la n^{ieme} trajet.

α_n : L'atténuation du propagation de la n^{ieme} trajet.

ϕ_n : La phase de la n^{ieme} trajet.

$h(\tau)$: La réponse impulsionnelle.

τ : Le retard de propagation.

$h(t, \tau)$: La réponse Impulsionnelle variant dans le temps.

t : Le temps en secondes.

$N(t)$: le nombre de trajets existant sur le canal.

$\alpha_n(t)$: le facteur d'atténuation du n^{ieme} trajet.

$\tau_n(t)$: le retard de propagation du n^{ieme} trajet.

$\phi_n(t)$: la phase du n^{ieme} trajet.

$r(t)$: Le signal reçu.

$s(t)$: Le signal émis.

$n(t)$: le bruit blanc Gaussien complexes.

$*$: représente le produit de convolution linéaire.

$H(t, f)$: La réponse fréquentielle du canal.

f : Fréquence.

Δt : L'écart entre deux instant.

$P_h(\tau)$: Puissance.

E : L'énergie.

τ_{RMS} : L'écart-type du retard.

T_C : Le temps de cohérence.

B_D : La bande Doppler.

$f_{d_{max}}$: La fréquence Doppler maximale.

B_C : La bande de cohérence.

τ_{max} : Le retard maximum.

f_d : La fréquence Doppler.

f_r : La fréquence reçue.

f_E : La fréquence émise.

v_m : La vitesse du récepteur.

θ : L'angle d'arrivée de l'onde émise.

c : Célérité de l'onde radioélectrique.

f_{d_n} : La fréquence Doppler associée au n^{ieme} trajet.

θ_n : L'angle d'arrivée de l'onde émise de la n^{ieme} trajet.

$s(t)$: Le signal d'entrée.

$r(t)$: Le signal de la sortie.

$h(t, \tau)$: Fonction d'étalement des retards.
 $T(\tau, \nu)$: La fonction d'étalement retard-Doppler.
 $F(\nu, f)$: La fonction d'étalement Doppler où ν est la variable du décalage Doppler.
 $S(f)$: Le spectre du signal d'entrée.
 $R(f)$: Le spectre du signal de la sortie.
 ν : Le décalage Doppler.
 T_S : Le temps symbole.
 B_S : La bande spectrale.
 $S(t)$: Le signal d'entrée.
 $L(t)$: L'atténuation récepteur.
 $y(t)$: Le signal complexe reçu.
 $b(t)$: Bruit aditif.
 $\emptyset(t)$: Variable aléatoire uniformément répartie dans $[-\pi; +\pi]$.
 $\alpha(t)$: Variable de Rayleigh.
 $x(t)$: Variable gaussienne.
 $y(t)$: Variable gaussienne.
 σ : L'écart type de la partie réelle $x(t)$ ou la partie imaginaire (t) .
 $\mathcal{N}(0, \sigma^2)$: normally distributed vectors.
 $P(\alpha)$: La densité de probabilité suit une loi de Rayleigh.
 α_d : L'amplitude du trajet direct.
 $J_0(\cdot)$: La fonction Bessel de première espèce d'ordre zéro.
 N : Nombre de sous-porteuses orthogonales.
 f_k : Le fréquence centrale espacée.
 f_p : La fréquence de travail.
 X : Symbole complexe.
 R : Débit binaire initial.
 M : La taille de la constellation.
 b : Bruit additif blanc gaussien.
 σ^2 : Variance de bruit.
 l : Nombre de trajets.
 τ_l : Les retards relatifs à chaque trajet l .
 λ_l : Les atténuations relatifs à chaque trajet l .
 D : La taille de préfixe cyclique.
 T_b : Le durée d'un symbole (bloc) OFDM.
 T_{pc} : Le durée du préfixe cyclique.
 $c_{n,k}$: Les symboles à émettre.
 $\psi_{n,k}(t)$: Réponse impulsionnelle du filtre de réception.
 f_0 : La fréquence de la porteuse originale.
 f_n : La fréquence de la porteuse d'indice n .
 $(\cdot)^*$: Opérateur de conjugaison.
 Δf : Espacement entre sous-porteuses.

$g(t)$: La forme d'onde de la modulation.
 $\delta_{m,n}$: désigne le symbole de Kronecker.
 E_{ψ} : L'énergie de la fonction ψ .
 T_u : La durée de symbole utile.
 T_{slot} : La durée d'un slot.
 T_{trame} : La durée d'une trame.
 $T_{\text{sous-trame}}$: La durée d'une sous-trame.
 f_e : Fréquence d'échantillonnage.
 N_{sym} : Nombre de symboles OFDM/SC-FDMA.
 $D_s/2$: La distance entre la position initiale du train et la position A.
 D_{min} : La distance de chemin BS-Railway, en mètres.
 v : La vitesse du train en m/s .
 $R_{h_l}(\Delta t)$: La fonction d'auto-corrélation du canal.
 σ_l^2 : La variance du bruit affectant chaque trajet l .
 $S_{h_l}(f)$: Le spectre Doppler de canal.
 f_c : La fréquence porteuse maximale.
 N_{RB} : Nombre de ressource block.
 N : Nombre de ondes planes.
 θ_n : L'angle d'arrivée pour la $n^{\text{ième}}$ onde plane.
 N_0 : Nombre de sorties d'oscillateur complexes.
 $h_l(t)$: La partie réelle.
 $h_Q(t)$: La partie imaginaire.
 ϕ_n : La phase initiale de la $n^{\text{ième}}$ sinusoïde de décalage Doppler.
 ϕ_N : La phase initiale de la fréquence Doppler maximale f_m .
 E_0 : L'amplitude moyenne.
 E_0^2 : L'énergie moyenne de.
 $E_0^2/2$: La puissance moyenne.
 N_D : Le nombre des trajets dans le filtre FIR.
 t_s : La période d'échantillonnage.

Table des matières

Introduction générale.....	1
Chapitre1 Canal radio mobile.....	3
1.1 Introduction	3
1.2 Canal de propagation.....	3
1.2.1 Les modèles de canaux de propagations	4
a Modèle déterministe.....	4
b Modèle statistique (stochastique).....	4
1.3 Représentation du canal de propagation.....	5
1.3.1 Modélisation mathématique du canal.....	5
a Canal invariant.....	5
b Canal variant dans le temps	5
1.4 Phénomènes physiques de la propagation radioélectrique.....	7
1.4.1 Le bruit radioélectrique	7
1.4.2 Les mécanismes de la propagation	7
a La réflexion et la réfraction	8
b Transmission.....	8
c Diffraction.....	9
d Diffusion	9
e Guidage d'ondes.....	9
1.5 Paramètres et caractéristiques de canal de propagations	10
1.5.1 Le profil de retard en puissance (PDP).....	10
1.5.2 Temps de cohérence (cohérence time) <i>TC</i>	11
1.5.3 Bande de cohérence (cohérence bandwidth) <i>BC</i>	11
1.5.4 Effet Doppler	12
1.5.5 Les fonctions de Bello	12
a La représentation du canal en temps-retard	13
b La représentation du canal en temps-fréquence	13
c La représentation du canal en retard-Doppler.....	14
d La représentation du canal en Doppler-fréquence	14
1.6 Les types d'évanouissements (fading)	15
1.6.1 Évanouissements temporels	16
a Évanouissements rapides.....	16
b Évanouissements lents.....	16
1.6.2 Évanouissements fréquentiels	16
a Canal sélectif en fréquence	16
b Canal à évanouissements plats (uniforme)	16
1.6.3 Évanouissements spatiaux.....	16
a Les évanouissements à grande échelle	17
b Les évanouissements à petite échelle.....	18
1.7 Les canaux de Rayleigh et Rice	18
1.7.1 Canal de Rayleigh	19
1.7.2 Canal de Rice.....	20

1.8	Conclusion.....	21
Chapitre 2		22
Technique multi-porteuses.....		22
2.1	Introduction	22
2.2	Systèmes mono-porteuses et systèmes multi-porteuses	22
2.2.1	Systèmes mono-porteuse	22
2.2.2	Systèmes multi-porteuses.....	23
2.3	Les différents types d'interférence entre porteuses	24
2.3.1	L'interférence entre symboles (IES)	24
2.3.2	L'interférence entre porteuses (IEP)	24
2.4	Les systèmes OFDM (pour les liaisons descendants)	25
2.4.1	Génération des symboles OFDM	25
2.4.2	Préfixe cyclique	27
2.4.3	Notion d'orthogonalité	28
2.5	Les systèmes SC-FDMA (pour les liaisons montantes)	30
2.5.1	Principe de la modulation SC-FDMA	30
2.5.2	Principe de la démodulation SC-FDMA	31
2.6	interface Air (radio)	32
2.6.2	L'accès SC-FDMA	33
a	Principe d'accès SC-FDMA	34
2.7	Structure de la trame LTE.....	35
2.7.1	Le bloc de ressource physique PRB (Physical Resource Blocks).....	36
2.8	Les modes de duplexage	37
2.8.1	En mode FDD	38
2.8.2	En mode TDD	38
2.9	Émissions de spectre RF de sortie.....	39
2.9.1	La bande passante occupée	40
2.9.2	Emission hors bande OOB " Out of band "	41
a	Masque d'émission spectrale de UE pour LTE : "Spectrum emissions mask"	41
b	Spécification d'exigence d'un SEM pour UE :	42
2.10	Mobilité	43
2.11	Conclusion.....	44
Chapitre 3		45
: Simulation des canaux à évanouissement du système LTE		45
3.1	Introduction	45
3.2	Les types de canaux LTE.....	45
3.3	Simulation d'un canal radio mobile "LTE" type Rayleigh	48
3.3.1	Canal sélectif en fréquence et variant dans le temps (sélectif en temps)	48
3.3.2	Fonction d'auto-corrélation temporelle du canal et Spectre Doppler.....	49
3.3.3	Le modèle TDL (Tapped Delay Line).....	50
	Les canaux générés par cette méthode sont illustrés par les figures suivantes :	52
a	Environnement rural (EPA).....	52

b	Environnement urbain (EVA).....	53
c	Environnement dense urbain (ETU)	54
3.3.4	Modèle Jakes.....	55
Conclusion générale		58
Bibliographie		59

Liste des figures

<i>Figure 1.1.</i> Schéma synoptique d'une chaîne de communication.	3
<i>Figure 1.2.</i> Techniques modélisations.....	4
<i>Figure 1.3.</i> Modèle du canal radio mobile.	6
<i>Figure 1.4.</i> Exemple de fonction de transfert d'un canal multi-trajets.....	6
<i>Figure 1.5.</i> Principaux phénomènes de propagation.	8
<i>Figure 1.6.</i> Le profil de retard en puissance (PDP).....	10
<i>Figure 1.7.</i> Bande de cohérence du canal radio [11].	11
<i>Figure 1.8.</i> Paramètres de l'effet Doppler.....	12
<i>Figure 1.9.</i> Les fonctions caractéristiques de Bello.....	15
<i>Figure 1.10.</i> Les variations de la puissance reçue en fonction de la distance.	17
<i>Figure 1.11.</i> Principe du shadowing.....	17
<i>Figure 1.12.</i> Principe de l'évanouissement à petite échelle.	18
<i>Figure 1.13.</i> Propagation multi-trajets NLOS.....	18
<i>Figure 1.14.</i> Propagation multi-trajets LOS.....	19
<i>Figure 1.15.</i> Courbe de distribution de Rayleigh.....	20
<i>Figure 1.16.</i> Courbe de distribution de Rice.	21
<i>Figure 2.1</i> La modulation mono-porteuse.	23
<i>Figure 2.2.</i> La modulation multi-porteuses.....	24
<i>Figure 2.3.</i> Spectres de quatre porteuses orthogonales.....	25
<i>Figure 2.4.</i> Schéma de principe du modulateur OFDM.....	26
<i>Figure 2.5.</i> Principe du préfixe cyclique.	28
<i>Figure 2.6.</i> Schéma d'un système OFDM.	28
<i>Figure 2.7.</i> Sous-porteuse orthogonale dans le système OFDM.....	29
<i>Figure 2.8.</i> Émetteur SC-FDMA.	31
<i>Figure 2.9.</i> Récepteur SC-FDMA.....	32
<i>Figure 2.10.</i> Émetteur/Récepteur des systèmes OFDM et SC-FDMA.	32
<i>Figure 2.11.</i> Technique d'accès OFDMA.	33
<i>Figure 2.12.</i> Comparaison des modes de transmission parallèle OFDMA/ SC-FDMA.	34
<i>Figure 2.13.</i> Structure de la trame LTE de type 1 (mode FDD).	35
<i>Figure 2.14.</i> Structure de la trame LTE de type 2 (mode TDD).	35
<i>Figure 2.15.</i> Structure du bloc de ressource.	36
<i>Figure 2.16.</i> Répartition des voies montante et descendante pour le duplexage FDD.	38
<i>Figure 2.17.</i> Répartition des voies montante et descendante pour le duplexage TDD.	38
<i>Figure 2.18.</i> Émetteur spectre RF.	39
<i>Figure 2.19.</i> La bande passante occupée.	40
<i>Figure 2.20.</i> Définition de la bande passante du canal et de la configuration de la bande passante de transmission.....	41
<i>Figure 2.21.</i> Définie la gamme de fréquences pour SEM avec un exemple de porteuse RF et la forme de masque apparentée.	42

<i>Figure 3.1.</i> Les différentes positions du canal LTE.	46
<i>Figure 3.2.</i> Fonction d'auto-corrélation continue d'un canal de Jakes pour fréquence Doppler $f_d=300$ Hz.	49
<i>Figure 3.3.</i> Spectre de Jakes pour une fréquence Doppler f_d	50
<i>Figure 3.4.</i> Model tapped-delay line.	51
<i>Figure 3.5.</i> PDP et la réponse fréquentielle d'un canal EPA.	52
<i>Figure 3.6.</i> PDP et la réponse fréquentielle d'un canal EVA.	53
<i>Figure 3.7.</i> PDP et la réponse fréquentiel d'un canal ETU.	54
<i>Figure 3.8.</i> Implémentation de modèle Jakes.	55
<i>Figure 3.9.</i> Canal variant dans le temps avec le modèle Jakes.	57

Liste des tableaux

<i>Tableau 2.1.</i> Paramètres OFDM et SC-FDMA du LTE.....	37
<i>Tableau 2.2.</i> Bande passante de canal occupé.....	40
<i>Tableau 2.3.</i> Définition du domaine hors bande.....	42
<i>Tableau 2.4.</i> Fréquences Doppler de la liaison montante et la vitesse d'UE correspondante... ..	44
<i>Tableau 2.5.</i> Fréquences Doppler de la liaison descendante et la vitesse d'UE correspondante.	44
<i>Tableau 3.1.</i> Environnement rurale (EPA).....	47
<i>Tableau 3.2.</i> Environnement urbain (EVA).....	47
<i>Tableau 3.3.</i> Environnement dense urbain (ETU).....	47
<i>Tableau 3.4.</i> Profils de retard pour les modèles de canaux E-UTRA.....	48

Introduction générale

Les réseaux de communications sans fil, est un domaine émergent qui fait l'objet d'une course contre la montre. Suite à la concurrence solide des entreprises et aux exigences des clients qui ne cessent d'accroître. Au cours de cette dernière décennie, ces technologies ont donc connu un développement remarquable touchant la qualité de service offert ainsi que sa diversité.

La technologie 4G/LTE (Long Term Evolution) est l'équivalent anglais du terme français l'évolution à long terme, est une extension de la 3G, et la norme technologique la plus récente en matière de réseaux mobiles. Comme pour toutes les technologies mobiles elle utilise des bandes de fréquences hertziennes d'une largeur pouvant varier de 1.4 MHz à 20 MHz. Elle est la solution mise au point par la 3GPP (Third Generation Partnership Project) pour augmenter les débits et les applications prise en charge par ces réseaux mais encore de construire un cadre permettant leur interopérabilité.

Cette technologie est basée sur les techniques radios telles que l'OFDMA et MIMO que permettent de d'atteindre de très bonne performance en terme de débit, de latence et de capacité. Elle emploie deux différents régimes d'accès entre la liaison descendante et montante : l'OFDMA est utilisée dans le sens descendant tandis que SC-OFDMA est utilisé dans le sens montant.

Ce mémoire est divisé en trois chapitres :

Le premier chapitre présente des généralités sur le canal radio mobile en explicitant ces Phénomènes physique de propagation et les paramètres et les caractéristiques ainsi que les types évanouissement.

Le deuxième chapitre est consacré aux techniques de modulation et aux procédés d'accès dans la technologie 4G/LTE (Long Term Evolution).

Quand au troisième chapitre nous présentons les modèles de canal LTE avec leurs environnements ainsi que les paramètres statistiques, et nous réalisons une simulation de canal LTE sur MATLAB (programmation) en utilisant différents paramètres.

Enfin nous terminons ce mémoire par une conclusion générale et ainsi que des futures perspectives dans ce domaine, puis une bibliographie qui a permis cette rédaction.

Chapitre1 Canal radio mobile

1.1 Introduction

Dans le domaine des réseaux sans fil, le canal caractérisant la propagation de l'onde électromagnétique dans l'espace présente une importance distinctive. Il est donc essentiel d'avoir une connaissance des mécanismes en jeu sur le canal de propagation et de ses interactions avec l'environnement pour pouvoir prédire les chances et les conditions d'établissement d'une liaison radio entre l'émetteur et le récepteur.

1.2 Canal de propagation

Un système de transmission radioélectrique permet de transformer un signal électrique émis $e(t)$ en signal électrique reçus $s(t)$ par l'intermédiaire d'ondes électromagnétiques. Le canal de propagation est l'endroit qui transforme les ondes électromagnétiques lors de leur propagation. A ce stade, il est important de différencier le canal de propagation, qui ne tient en compte que des interactions du signal émis avec l'environnement traversé et le canal de qui inclut en plus les effets induits par les antennes émettrice et réceptrice comme le montre la Figure 1.1.

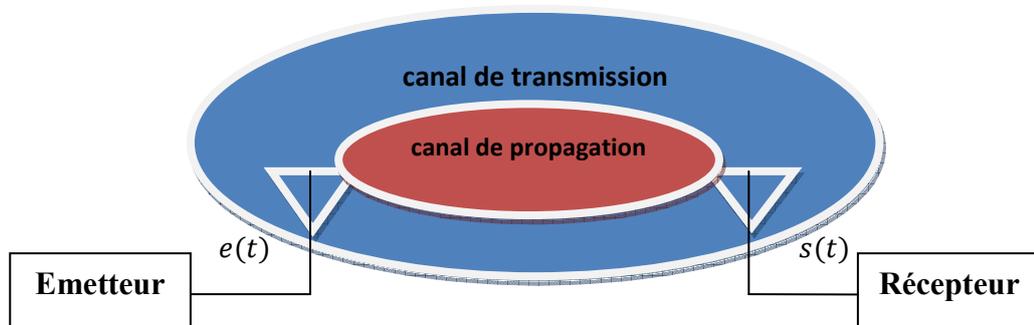


Figure 1.1. Schéma synoptique d'une chaîne de communication.

1.2.1 Les modèles de canaux de propagations

La conception d'un système de communication performant dépend en grande partie de la précision de la représentation du canal réel. Selon les différents types d'environnements indoor (intérieur) et outdoor (extérieur), il est utile de modéliser le canal par différentes techniques. Plusieurs méthodes de classification des modèles de canaux sont proposées [1]. Une classification possible est celle de la figure 1.2 où on distingue les modèles déterministes, les modèles statistiques (appelés aussi stochastiques) :

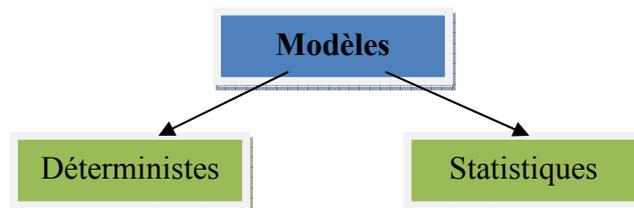


Figure 1.2. Techniques modélisations.

a **Modèle déterministe**

Les modèles déterministes sont basés sur une description précise de l'environnement de propagation, comme les propriétés diélectriques de l'environnement à travers lequel se propage le signal, ainsi que la position des obstacles. Afin de prendre en compte l'influence des obstacles sur la propagation des ondes. Ces modèles ne sont valables que pour des sites où le canal est invariant dans le temps, sauf si le mouvement perturbateur est parfaitement connu, de ce fait le modèle déterministe n'est pas privilégiée.

b **Modèle statistique (stochastique)**

Les modèles statistiques (stochastiques) sont obtenus à partir des mesures de réponses du canal. Les modèles statistiques visent à décrire l'évolution des paramètres du canal par des lois statistiques pour obtenir la représentation la plus réaliste possible du canal. On peut extraire par calcul quelques paramètres caractéristiques, pour ensuite, déterminer les lois statistiques qui caractérisent au mieux la variation de ces paramètres. Citons, par exemple, les lois de Rice ou de Rayleigh qui régissent les variations des amplitudes des trajets ou la loi de Poisson qui décrit la variation des retards.

1.3 Représentation du canal de propagation

1.3.1 Modélisation mathématique du canal

Il y a deux types de canaux [2], celui qui ne tient pas compte des variables spatiales ou temporelles "canal invariant", le 2^{ieme} type de canal qui tient en compte les variables temporelles "canal variant".

a Canal invariant

Dans cette partie, il n'y a pas de variabilités temporelles, cela traduit bien que chaque trajet (n) de l'onde est affecté d'un retard de propagation (τ_n) et d'une atténuation (α_n). En effet, chaque trajet a subi des interactions électromagnétiques telles que des réflexions, diffractions, réfractions. Chacune de ces interactions induit donc une phase (ϕ_n) pour chaque trajet. La réponse impulsionnelle complexe du canal de propagation devient :

$$h(\tau) = \sum_{n=1}^{N(t)} \alpha_n \delta(\tau - \tau_n) e^{-j\phi_n} \quad (1.1)$$

b Canal variant dans le temps

D'après Phillip A. Bello, un canal de propagation radio variant aléatoirement dans le temps (canal dynamique) correspond à un filtre linéaire variable dans le temps et de réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ qui s'exprime de la manière suivante :

$$h(t, \tau) = \sum_{n=1}^N \alpha_n(t) \delta(\tau - \tau_n(t)) e^{-j\phi_n(t)} \quad (1.2)$$

Avec :

$N(t)$: le nombre de trajets existant sur le canal.

$\alpha_n(t)$: le facteur d'atténuation du n^{ieme} trajet.

$\tau_n(t)$: le retard de propagation du n^{ieme} trajet.

$\phi_n(t)$: la phase du n^{ieme} trajet.

Le signal reçu $r(t)$ (Figure 1.3) est alors relié au signal émis $s(t)$ par la relation suivante :

$$r(t) = s(t) * h(t, \tau) + n(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) s(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (1.3)$$

Avec : - $n(t)$ est le bruit blanc Gaussien complexes.

- * est représenté le produit de convolution linéaire.

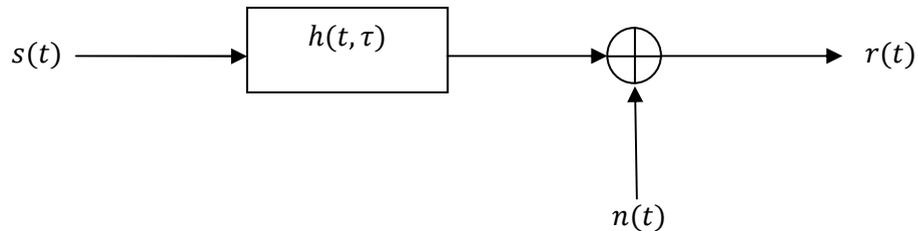


Figure 1.3. Modèle du canal radio mobile.

On peut définir alors la réponse fréquentielle du canal qu'est la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle :

$$H(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau = \sum_{n=1}^{N(t)} \alpha_n(t) \delta(\tau - \tau_n(t)) e^{-j(2\pi f \tau_n(t) + \phi_n(t))} \quad (1.4)$$

D'après cette expression on peut constater que la réponse fréquentielle n'est pas plate ce qui risque d'engendrer un déformement du signal émis à la réception (Figure 1.4).

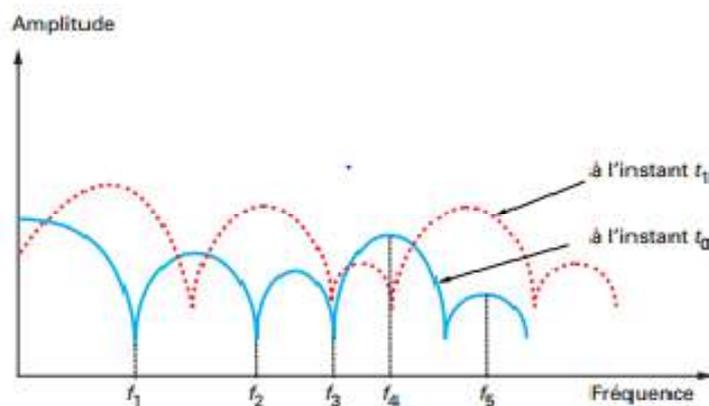


Figure 1.4. Exemple de fonction de transfert d'un canal multi-trajets.

1.4 Phénomènes physiques de la propagation radioélectrique

Nous avons deux sortes de phénomène radioélectrique [3]: les distorsions de l'onde électromagnétique et la superposition des signaux indésirables, appelé bruit. L'interaction de l'onde avec l'environnement sont régis par cinq principaux mécanismes sont expliqués dans les paragraphes suivants. D'autre part, les distorsions dues à l'interaction de l'onde avec le milieu sont observées à deux niveaux distincts, selon que leur impact est visible à grande ou à petite échelle.

1.4.1 Le bruit radioélectrique

Le bruit regroupe l'ensemble des signaux ne transportant pas d'information utile et venant perturber le signal désiré. Il s'agit d'une perturbation dont les origines sont le canal de propagation (bruit externe) et les dispositifs électroniques utilisés dans le récepteur (bruit interne) [4].

1.4.2 Les mécanismes de la propagation

Dans une système de communication sans fil, la propagation radio dépend du comportement des ondes radio. Lorsqu'elles se propagent à partir de l'émetteur vers le récepteur. Dans un environnement où des obstacles sont présents, l'environnement du système de transmission interfère avec l'onde transmise selon différents mécanismes. On parle alors de propagation à trajets multiples, Les principaux phénomènes régissant l'interaction de l'onde avec l'environnement sont les phénomènes physiques bien connus de la réflexion (réfraction), la transmission, la diffraction, la diffusion et le guidage d'onde [5], qui ont un impact direct sur la propagation du signal. Ils sont considérés comme les mécanismes physiques de base de la propagation dans le contexte des communications sans-fil et sont illustrés par la figure 5.

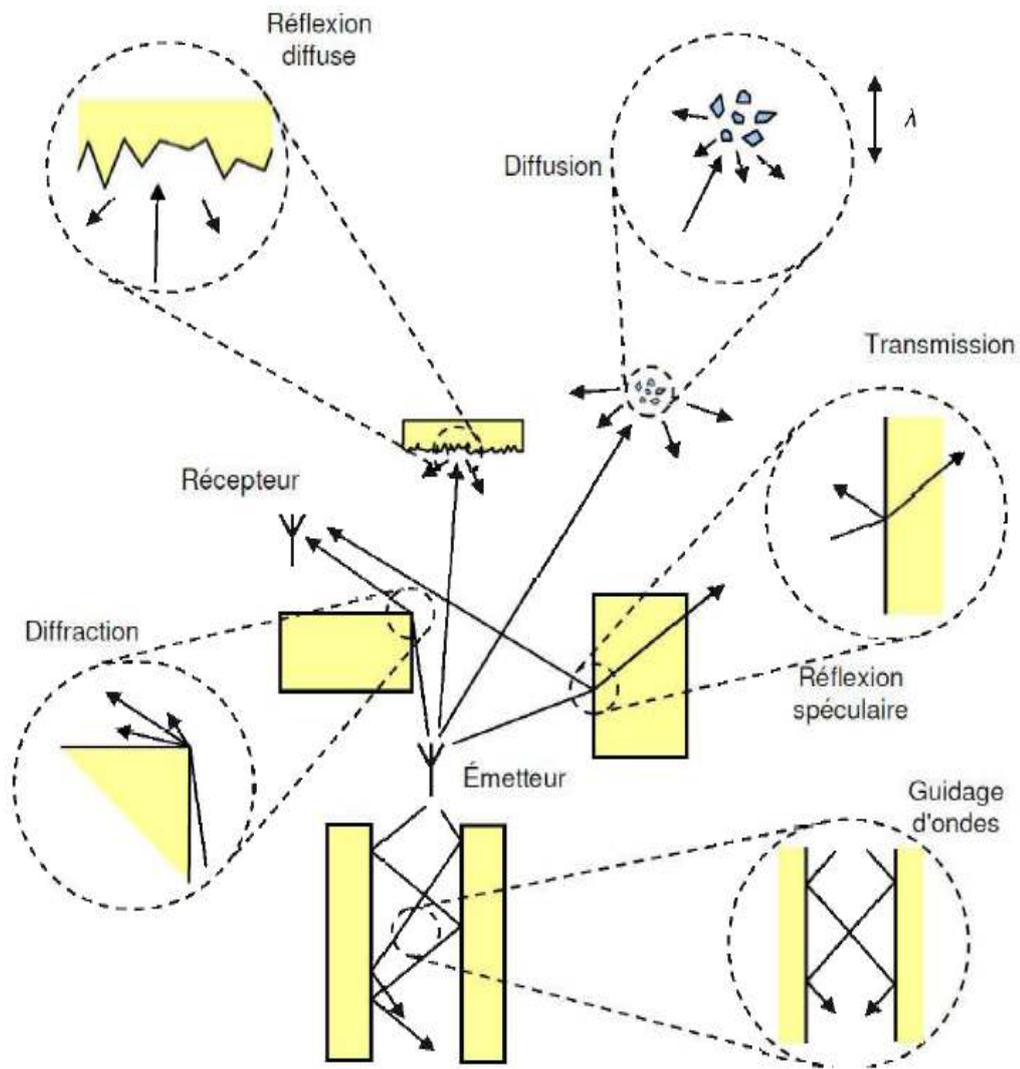


Figure 1.5. Principaux phénomènes de propagation.

a La réflexion et la réfraction

C'est le phénomène physique qui se produit lorsque l'onde électromagnétique interagit avec un obstacle dont les dimensions sont très grandes et les irrégularités très petites devant la longueur d'onde [6], par exemple, la surface de la terre et des bâtiments. Une partie ou toute l'onde électromagnétique repart vers son origine.

b Transmission

Si le milieu où intervient la réflexion n'est pas totalement radio-opaque, une partie de l'onde incidente traverse le matériau selon un mécanisme de transmission. Pour la plupart des matériaux de construction présents dans les environnements d'intérieur, l'onde transmise subit alors un affaiblissement assez important. On peut noter que

pour un matériau donné, l'affaiblissement et la direction du signal transmis dépendent de la longueur d'onde, en raison de la variation de l'indice de réfraction du matériau. Enfin, pour un matériau de type cloison, des réflexions multiples peuvent se produire à l'intérieur du matériau [7].

c Diffraction

La diffraction se produit Lorsque la liaison entre l'émetteur et le récepteur est obstruée par une surface possédant des irrégularités pointues comme les sommets, les collines et les bâtiments, il y a diffraction, c'est-à-dire que les ondes radio subissent une déviation. La déviation est plus importante près de l'obstacle et s'amenuise avec la distance de celui-ci.

d Diffusion

La diffusion est la dispersion des ondes électromagnétiques. Lorsqu'une onde électromagnétique rencontre un groupe dense d'obstacles dont les dimensions sont de même ordre de grandeur ou petites par rapport à la longueur d'onde. Dans ce cas, l'onde est redirigée dans toutes les directions avec différentes atténuations. Ce phénomène, le plus souvent observé en extérieur au contact de feuillages (les arbres) par exemple, peut se produire en intérieur sur un ensemble d'objets domestiques de petite taille.

e Guidage d'ondes

Nous avons deux sortes de phénomènes de guidage d'ondes : intérieur et extérieur. A l'intérieur, le phénomène de guidage d'ondes peut se produire entre deux murs, dans un couloir par exemple. Les réflexions successives sur deux obstacles parallèles provoquent un déplacement global des ondes électromagnétiques selon la direction de guidage a l'extérieur dans une environnement urbain. Ce phénomène se produit également en raison des immeubles bordant les rues étroites [8].

1.5 Paramètres et caractéristiques de canal de propagations

1.5.1 Le profil de retard en puissance (PDP)

Le profil de retard en puissance ou Power Delay Profile (PDP) $P_h(t)$, est défini comme L'auto- corrélation [9] : $\Delta t = 0$ et $P_h(\tau) = P_h(0; \tau)$ (1.5)

Pour deux retard différents , on a :

$$P_h(\Delta t; \tau_1, \tau_2) = E[h^*(\tau_1, t)h(\tau_2; t + \Delta t)] \quad (1.6)$$

Généralement pour les canaux radio mobile :

$$P_h(\Delta t; \tau_1, \tau_2) = P_h(\Delta t; \tau_1)\delta_{\tau_1, \tau_2} \quad (1.7)$$

Donc, indépendance entre les réponses sur les différents trajets puissance moyenne du canal, pour : $\Delta t = 0$ $P_h(0; \tau) = P_h(\tau)$ (1.8)

Donc : $P_h(\tau) = E[|h(t; \tau)|^2]$ (1.9)

Le profil de retard en puissance (Figure 1.6) représente la puissance moyenne de signal reçu associée à un retard de trajets multiples donné en fonction de temps ,il est facile de mesurer empiriquement. Le retard moyenne (Mean Excess delay) et l'écart type de retard (RMS delay) est défini en fonction de PDP par [10] :

$$\tau_m = \frac{1}{P_T} \sum_{k=0}^{+\infty} P_k \tau_k \quad (1.10)$$

Avec : $\begin{cases} P_T = \sum_{k=0}^{+\infty} P_k \\ P_k(\tau) = E[|h(t; \tau_k)|^2] \end{cases}$

Et pour l'écart-type du retard τ_{RMS} défini par :

$$\tau_{RMS} = \left[\frac{1}{P_T} \sum_{k=0}^{+\infty} P_k (\tau_k - \tau_m)^2 \right]^{1/2} \quad (1.11)$$

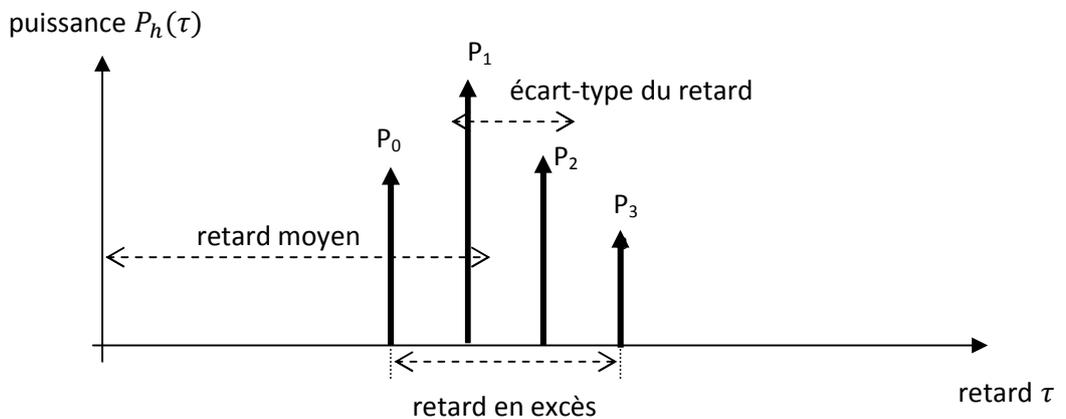


Figure 1.6. Le profil de retard en puissance (PDP).

1.5.2 Temps de cohérence (cohérence time) T_C

La cohérence temporelle T_C est le paramètre dual de l'étalement Doppler dans le domaine temporel. Le temps de cohérence T_C du canal de propagation représente la durée pendant laquelle le canal est considéré comme invariant. Le temps de cohérence T_C et la dispersion Doppler sont inversement proportionnels et par la suite, ils seront approximés par [11] :

$$T_C \approx \frac{1}{B_D} \quad (1.12)$$

avec : $B_D = 2f_{d_{max}}$

B_D : La bande D'oppler.

1.5.3 Bande de cohérence (cohérence bandwidth) B_C

On définit la bande de cohérence B_C d'un canal comme étant le plus grand intervalle fréquentiel dans lequel la réponse fréquentielle du canal peut être considérée constante. Plus la dispersion temporelle du canal est importante plus le canal est sélectif et plus la bande de cohérence est étroite.

La figure 1.7 montre un exemple de la réponse fréquentielle d'un canal radio. À cause des trajets multiples pris par le signal, des évanouissements peuvent avoir lieu induisant une variation importante de l'atténuation en fonction de la fréquence. La bande de cohérence B_C est définie comme l'intervalle fréquentiel sur lequel la réponse du canal est quasi constante [11]:

$$B_C \approx \frac{1}{\tau_{max}} \quad (1.13)$$

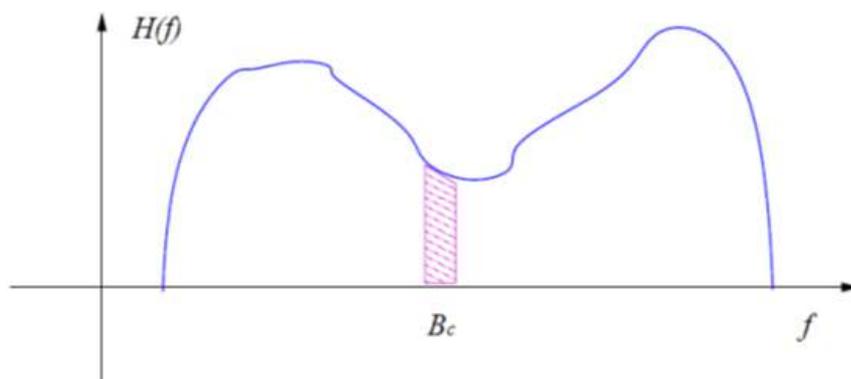


Figure 1.7. Bande de cohérence du canal radio [11].

1.5.4 Effet Doppler

Dans le cas d'une propagation à trajet unique avec une distance entre l'émetteur et le récepteur varie au cours du temps, avec f_E la fréquence émise, f_r la fréquence reçue, c la vitesse de la lumière, v_m est la vitesse du récepteur que l'on considère mobile et l'angle d'arrivée θ de l'onde émise, comme illustré à la figure 1.8, l'expression de la fréquence Doppler f_d est [12]:

$$f_d = f_E \frac{v_m}{c} \cos(\theta) \quad \text{et on a :} \quad f_r = f_E + f_d \quad (1.14)$$

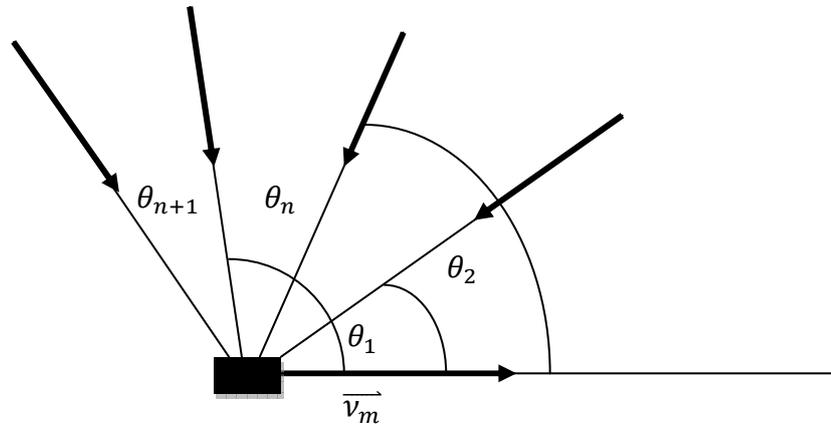


Figure 1.8. Paramètres de l'effet Doppler.

Lorsque le mobile récepteur se déplace vers l'émetteur, avec une angle $\theta = 0$, donc on a une fréquence Doppler maximale.

$$f_{d_{max}} = f_E \frac{v_m}{c} \quad (1.15)$$

Dans le cas d'une propagation à trajets multiples, on reçoit plusieurs fréquences de décalage Doppler selon les différents angles d'arrivée θ_n des n trajets considérés. Chaque fréquence Doppler f_{d_n} associée au n^{ieme} trajet est calculée par :

$$f_{d_n} = f_E \frac{v_m}{c} \cos(\theta_n) \quad (1.16)$$

1.5.5 Les fonctions de Bello

D'après les fonctions caractéristiques de Bello, la représentation entre les signaux à l'entrée et à la sortie du canal peut être décrite en quatre fonctions de transfert par des propriétés de dualité expriment le canal de propagation. Ces variables duales

consistent d'une part, de l'instant de réception t et le décalage Doppler ν et d'autre part du retard de propagation τ et la fréquence f . La figure 1.9 illustre les relations entre ces fonctions reliées par la transformation de Fourier et la transformation de Fourier inverse [13].

a La représentation du canal en temps-retard

Les signaux de l'entrée $s(t)$ et de la sortie du canal $r(t)$ sont reliés par un produit de convolution suivante :

$$r(t) = s(t) * h(t, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) s(t - \tau) d\tau \quad (1.17)$$

$h(t, \tau)$ est la réponse impulsionnelle du canal variant dans le temps (ou fonction d'étalement retard) pour une impulsion émise à $t - \tau$. Elle permet d'identifier les différents trajets arrivant au récepteur, ainsi que leur temps de retard.

b La représentation du canal en temps-fréquence

Le signal reçu $r(t)$ est relié au spectre $S(f)$ du signal d'entrée dans le domaine fréquentiel est donnée par :

$$R(f) = H(t, f).S(f) \quad (1.18)$$

Et dans le domaine temporel :

$$r(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f)H(t, f)e^{j2\pi ft} df \quad (1.19)$$

$H(t, f)$ représente la réponse fréquentielle du canal variant dans le temps du canal de propagation "La fonction de transfert" est la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ par rapport à τ :

$$H(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau)e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (1.20)$$

Elle permet d'étudier l'évolution dans le temps des différents effets que provoque la propagation multi-trajets. On peut relier $H(t, f)$ à $h(t, \tau)$ par une simple transformée de Fourier inverse.

c La représentation du canal en retard-Doppler

Le signal de sortie $r(t)$ au signal d'entrée $s(t)$ s'exprime par la relation suivante :

$$r(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} s(t - \tau) T(\tau, \nu) e^{j2\pi\nu t} d\nu d\tau \quad (1.21)$$

$T(\nu, \tau)$ représente la fonction d'étalement retard-Doppler est la transformation de Fourier de $h(t, \tau)$ par rapport à t .

$$T(\nu, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi\nu t} dt \quad (1.22)$$

Le signal reçu peut être représenté comme une somme des répliqués décalés du signal émis, chacune subissant un effet Doppler.

d La représentation du canal en Doppler-fréquence

Le spectre du signal reçu $R(f)$ est relié au spectre du signal émis $S(f)$ selon la relation suivante :

$$R(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f - \nu) F(\nu, f) d\nu \quad (1.23)$$

$F(\nu, f)$ représente la fonction d'étalement Doppler du canal de propagation est la transformée de Fourier de $T(\nu, \tau)$ par rapport à la variable τ :

$$F(\nu, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} T(\nu, \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (1.24)$$

Elle permet d'observer le phénomène de décalage Doppler introduit par le canal. C'est la fonction duale de $h(t, \tau)$ dans le domaine fréquentiel.

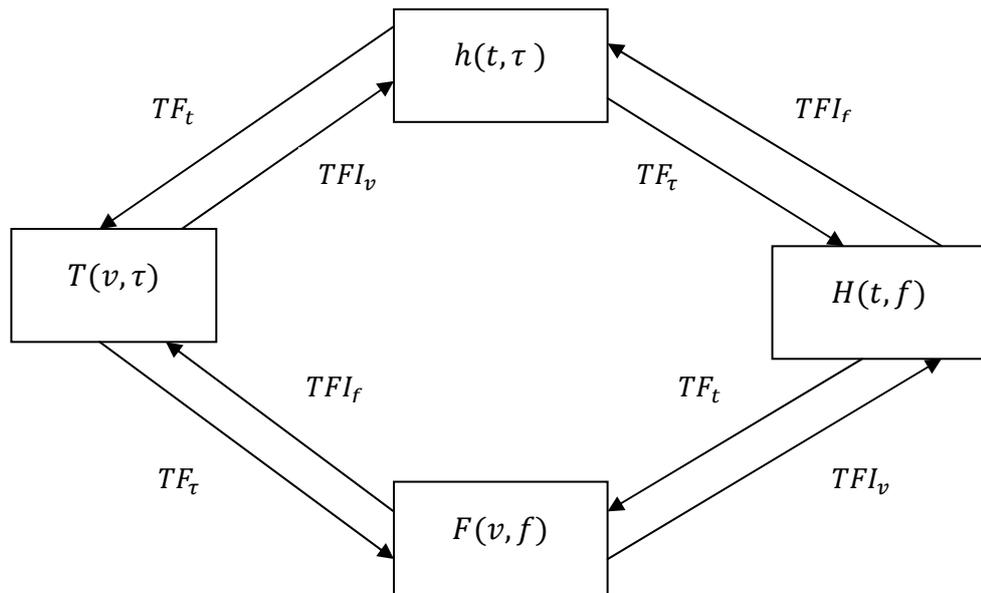


Figure 1.9. Les fonctions caractéristiques de Bello.

Avec :

- TF est la transforme fe Fourier.
- TFI est la transforme fe Fourier inverse.

1.6 Les types d'évanouissements (fading)

L'évanouissement que connaît une communication sans-fil est en fait une atténuation de la puissance du signal perceptible dû à diverses causes selon le type d'évanouissement.

Une caractérisation approfondie du canal de propagation permet d'améliorer la qualité d'un système de transmission numérique. Ainsi, il est intéressant de présenter le lien existant entre les paramètres caractéristiques du canal et l'information transmise. Cette information peut être représentée par deux paramètres [14] :

- Le temps symbole T_S , qui correspond à la durée d'un symbole.
- La bande B_S , qui est l'occupation spectrale de l'information transmise.

1.6.1 Évanouissements temporels

Les évanouissements temporels du canal peuvent être classés en deux catégories :

a Évanouissements rapides

Si $T_S \gg T_C$, alors le canal est dit à évanouissements rapides. Avec cette condition, la réponse impulsionnelle du canal varie de façon significative " fluctuations " pendant la durée d'un symbole T_S . Le canal est alors sélectif en temps.

b Évanouissements lents

Si $T_S \ll T_C$, alors le canal est dit à évanouissements lents. Avec cette condition, la réponse impulsionnelle du canal ne varie pas pendant la durée d'un symbole. Le canal est alors non sélectif en temps.

1.6.2 Évanouissements fréquentiels

a Canal sélectif en fréquence

Si $B_S \gg B_C$, alors le canal est dit sélectif en fréquence. et la dispersion temporelle τ_{max} est supérieure à la durée du symbole émis T_S " $\tau_{max} \gg T_S$ ". Dans ce cas, on peut considérer que le spectre de signal reçu est décorrélé.

b Canal à évanouissements plats (uniforme)

Dans le cas où $B_S \ll B_C$, et la dispersion temporelle τ_{max} est inférieure à la durée du symbole émis T_S " $\tau_{max} \ll T_S$ ", toutes les fréquences du spectre du signal émis subissent les mêmes amplifications ou atténuations. Dès lors, le canal est considéré comme non sélectif en fréquence et donc à évanouissements plats.

1.6.3 Évanouissements spatiaux

Les évanouissements à l'origine peuvent décomposer en deux catégories des variations à petite et grande échelle sont respectivement les pertes dues à la distance et les effets de masquage comme présentés sur la figure 1.10.

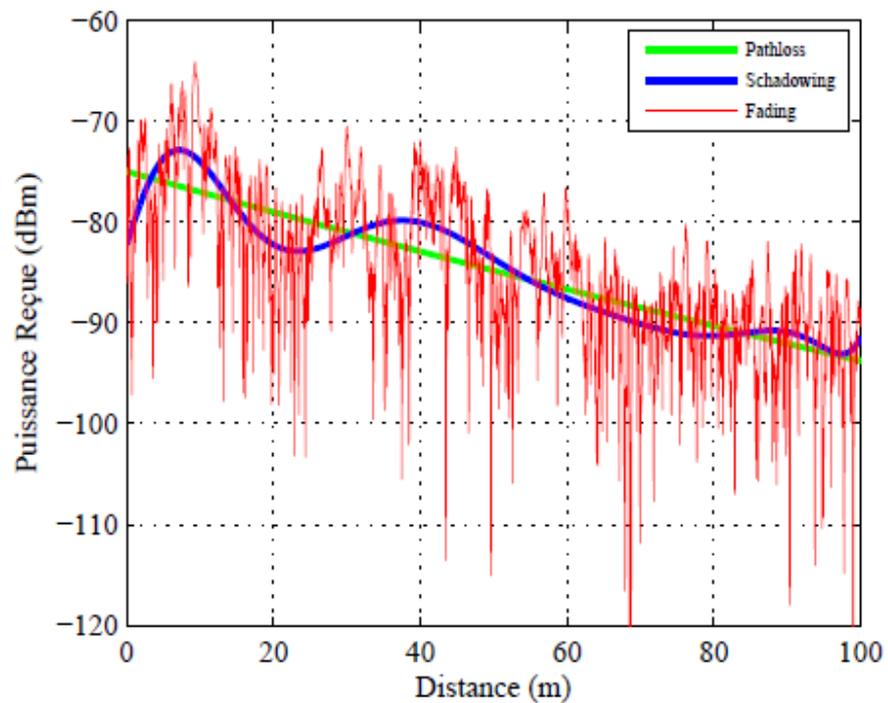


Figure 1.10. Les variations de la puissance reçue en fonction de la distance.

a Les évanouissements à grande échelle

Comme l'atténuation et le shadowing, traduisent l'atténuation de la puissance du signal due à la distance entre l'émetteur et le récepteur (de l'ordre de la dizaine de la longueur d'onde) ou à cause des obstacles rencontrés (Figure 1.11).

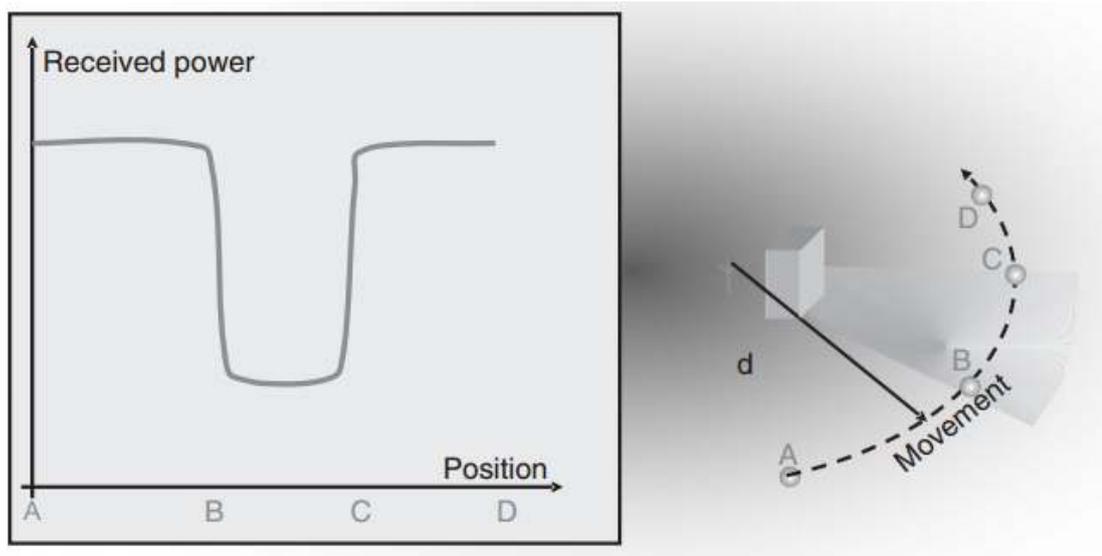


Figure 1.11. Principe du shadowing.

b Les évanouissements à petite échelle

Les évanouissements à petite échelle interviennent lorsque le mobile se déplace sur des distances proches de la longueur d'onde (Figure 1.12). Ils correspondent à des interférences constructives ou destructives au niveau du récepteur. Ainsi, il est possible de recevoir une puissance quasi nulle au niveau du récepteur, ou inversement de recevoir un niveau de puissance supérieur à celui émis.

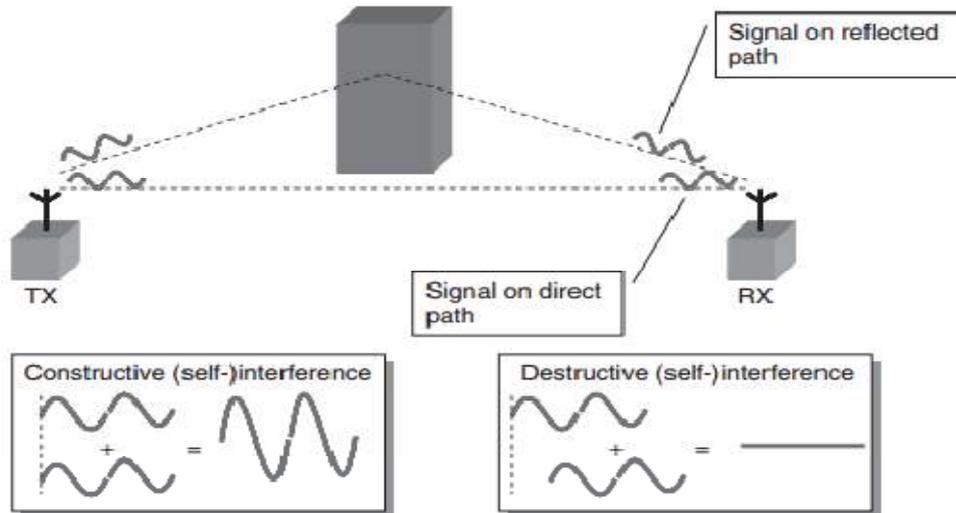


Figure 1.12. Principe de l'évanouissement à petite échelle.

1.7 Les canaux de Rayleigh et Rice

En général, l'environnement de propagation d'un canal sans fil peut être soumis à NLOS (Non Line Of Sight) ou LOS (Line-of-Sight). Une fonction de densité de probabilité du signal reçu dans l'environnement LOS suit la distribution de Rice, tandis que dans l'environnement NLOS suit la distribution de Rayleigh[15].

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

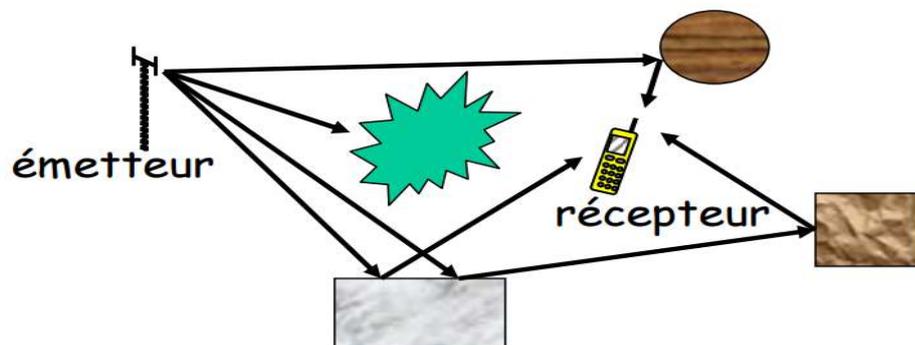


Figure 1.13. Propagation multi-trajets NLOS.

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

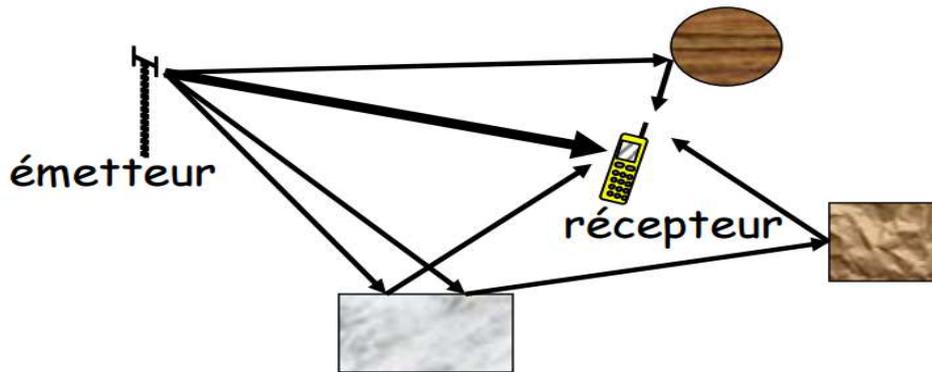
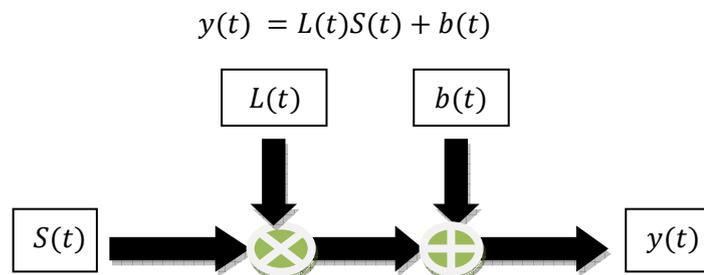


Figure 1.14. Propagation multi-trajets LOS.

1.7.1 Canal de Rayleigh

La distribution de Rayleigh (Figure 1.15) est fréquemment utilisée dans le modèle multi trajet avec la non visibilité du trajet multiple, il correspond à un cas idéal. Dans ce cas, le signal complexe reçu est constitué d'un grand nombre de trajets indirects (NLOS) issu de réflexions multiples ayant des amplitudes et phases aléatoires, indépendants et uniformément distribués.



$b(t)$: bruit aditif.

L'atténuation récepteur est modélisé autour du par :

$$L(t) = \alpha(t)e^{j\phi(t)} \quad (1.25)$$

$\phi(t)$: variable aleatoire uniformement répartie dans $[-\pi; +\pi]$.

$\alpha(t)$: variable de Rayleigh.

$$\text{Avec : } \alpha(t) = \sqrt{x(t)^2 + y(t)^2} \quad (1.26)$$

Où $x(t)$ et $y(t)$ deux variables gaussiennes : $\begin{cases} x(t) \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2) \\ y(t) \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2) \end{cases}$

$\alpha(t)$ de densité de probabilité suit une loi de Rayleigh définie par l'équation suivante :

$$P(\alpha) = \begin{cases} \frac{\alpha}{\sigma^2} e^{\left(-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}\right)} & \text{si } \alpha \geq 0 \\ 0 & \text{si } \alpha < 0 \end{cases} \quad (1.27)$$

σ est l'écart type de la partie réelle $x(t)$ ou la partie imaginaire (t) .

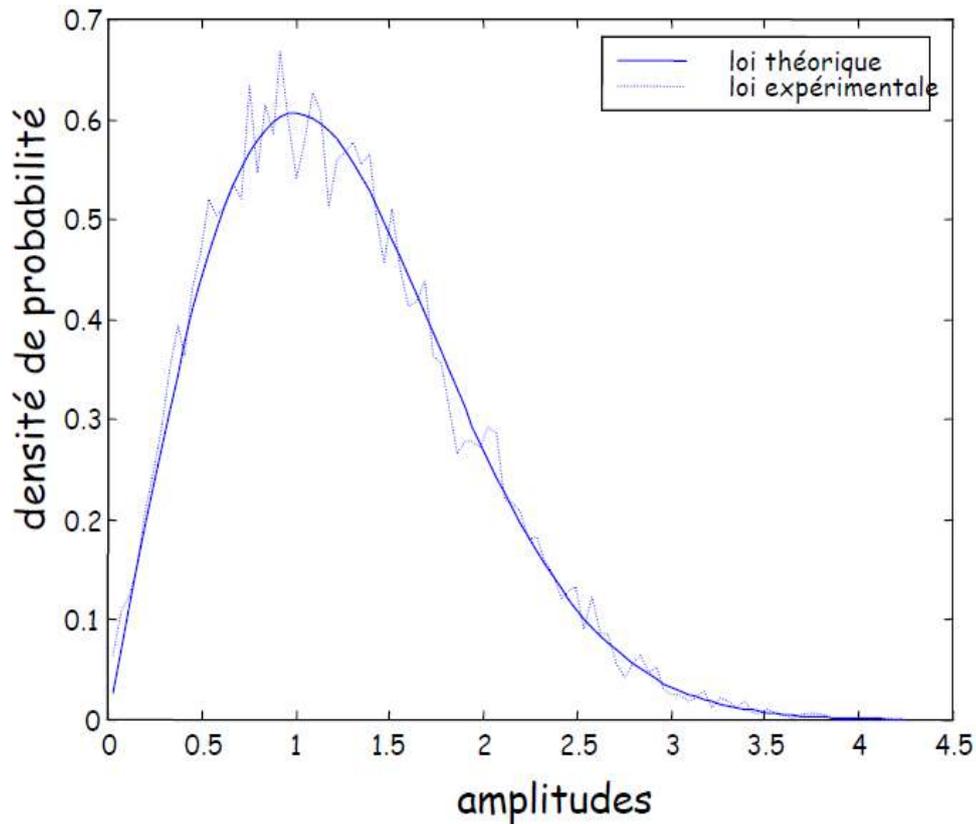


Figure 1.15. Courbe de distribution de Rayleigh.

1.7.2 Canal de Rice

Dans d'autres situations, un canal de propagation est caractérisé par plusieurs trajets indirects et un trajet direct (LOS). De ce fait, la densité de probabilité de l'enveloppe du signal complexe reçu obéit à la distribution de Rice (Figure 1.16) définie telle que :

$$P(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} e^{\left(-\frac{\alpha^2 + \alpha_d^2}{2\sigma^2}\right)} J_0\left(\frac{\alpha\alpha_d}{\sigma^2}\right), \alpha \text{ et } \alpha_d \geq 0. \quad (1.28)$$

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

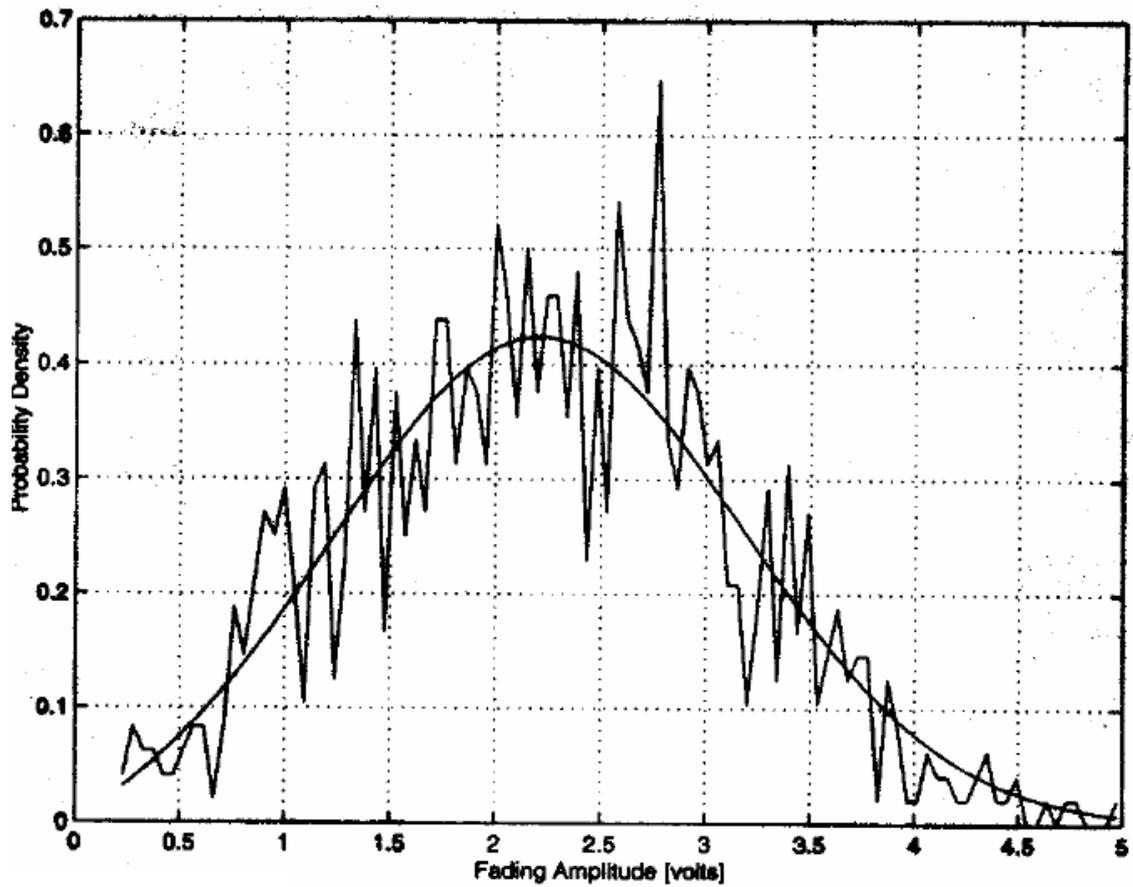


Figure 1.16. Courbe de distribution de Rice.

1.8 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté les généralités d'un canal de propagation. Nous avons présenté les modèles de propagation dans la littérature pour caractériser un canal. En suite, Les phénomènes physiques affectant la propagation de l'onde radio ont également été définis, ainsi que les caractéristiques de propagation. Enfin, nous avons donné une description brève des distributions statistiques d'amplitude de signal.

Chapitre 2 Technique multi-porteuses

2.1 Introduction

Après l'évolution des interfaces radios, il est devenu plus clair que l'architecture du système devrait être aussi évoluée. La LTE a introduit des nouvelles technologies par rapport aux systèmes cellulaires précédents afin d'exploiter le spectre de fréquences dédié d'une façon optimale et aussi pour obtenir des débits plus élevés et d'améliorer la fiabilité des liaisons de transmission.

Tous ces avantages qui caractérisent la LTE introduisent plusieurs problèmes, en rencontre parmi ces problèmes, l'interférence entre symboles (L'IES) qui est dû à la propagation multi-trajet. En effet, si la durée du symbole est inférieure à l'étalement maximale du signal, les symboles arrivant simultanément au récepteur.

Dans ce chapitre nous allons introduit brièvement la technique du modulation OFDM qui propose pour le problème d'IES un intervalle de garde (PC). Ensuite nous décrièrent les méthodes d'accès OFDMA dans la liaison descendante et SC-FDMA dans la liaison montant.

2.2 Systèmes mono-porteuses et systèmes multi-porteuses

2.2.1 Systèmes mono-porteuse

Les systèmes de transmission mono-porteuse sont des systèmes qui transmettent les données de façon séquentielle sur une seule bande de fréquence ou canal physique, autour d'une seule porteuse (Figure 2.1). Cette technique est certes très simple à mettre en œuvre mais nécessite l'utilisation de techniques élaborées d'estimation et d'égalisation de canal au niveau récepteur, lorsque nous sommes en présence de canaux multi-trajets très sélectifs. En effet, les multiples trajets du canal introduisent

une interférence entre symboles (IES) qui affecte la qualité de la transmission et qui ne saurait apporter de la diversité lorsqu'elle n'est pas compensée en réception. Des techniques d'estimation et d'égalisation de canal s'imposent donc au niveau récepteur. D'autres part, chaque symbole de ce système, occupant toute la bande passante de communication, va subir la sélectivité fréquentielle du canal. Ce phénomène sera d'autant plus probable que la bande passante du système est importante c'est à dire lorsque le temps symbole est faible. Au regard de ces deux phénomènes on comprend mieux pourquoi cette technique de transmission n'est pas adaptée aux nouveaux systèmes de communication qui requièrent une largeur de bande passante plus importante pour véhiculer plus de débit. Ainsi, d'autres systèmes de transmissions plus adaptés, doivent être pensés pour supporter les exigences actuelles en termes de débit [16].

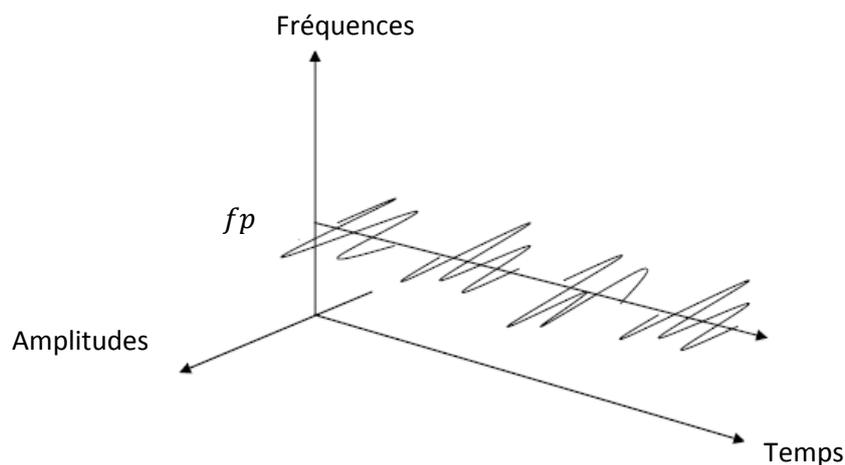


Figure 2.1 La modulation mono-porteuse.

2.2.2 Systèmes multi-porteuses

Les systèmes multi-porteuses [17] comme l'OFDM « Orthogonal Frequency Division Multiplexing », sont beaucoup utilisés entre autre pour leur robustesse par rapport aux canaux sélectifs, permettant ainsi d'atteindre des débits importants. Cette technique de transmission a pour principe de répartir le train de symboles à transmettre sur un grand nombre de porteuses orthogonales (Figure 2.2) chacune ayant une bande passante beaucoup plus faible. Le débit sur chacune des porteuses est alors une fraction du débit total du système. Par ailleurs, ce système est plus robuste à la sélectivité fréquentielle du canal puisqu'un symbole n'occupe qu'une faible bande

passante. Les systèmes multi-porteuses permettent donc de supporter des communications à hauts débits tout en garantissant une bonne qualité de transmission.

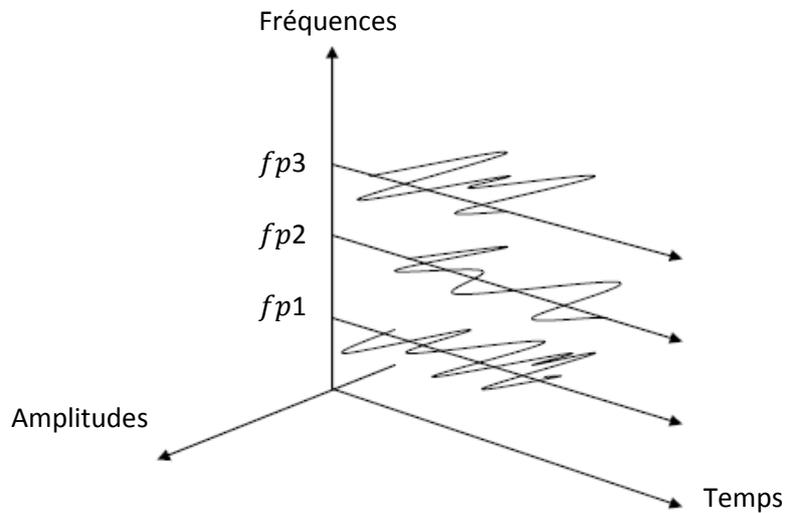


Figure 2.2. La modulation multi-porteuses.

2.3 Les différents types d'interférence entre porteuses

2.3.1 L'interférence entre symboles (IES)

Les signaux OFDM sont transmis à des intervalles égaux, et ils doivent parcourir un certain trajet pour atteindre le récepteur. Dans le cas d'un canal multi-trajets, un symbole transmis prend différents retards pour arriver au récepteur à cause des différents chemins de propagation, ce qui cause des étalements temporels. La prolongation de la durée des symboles fait chevaucher les symboles entre eux, ce qui donne naissance à l'interférence entre symboles (IES) [18].

2.3.2 L'interférence entre porteuses (IEP)

L'orthogonalité dans un système OFDM signifie qu'au maximum de chaque spectre d'une sous-porteuse, tous les spectres des autres sous-porteuses sont nuls et les spectres des sous-porteuses se recouvrent mais demeurent orthogonaux entre eux. L'interférence entre porteuses (IEP) est causée par la perte de l'orthogonalité et donc par la présence des symboles de données d'une sous-porteuse sur les sous-porteuses adjacentes [19].

2.4 Les systèmes OFDM (pour les liaisons descendants)

En OFDM, les porteuses sont conçues de manière à ce qu'elles soient orthogonales entre elles [20]. Le spectre relatif à chaque porteuse voit, alors, ses zéros correspondre aux fréquences centrales des autres porteuses. Cela permet alors à ses porteuses d'être placées très proches les unes des autres sans interférence. De plus, chacune de ces porteuses (Figure 2.3) opère sur une bande très étroite dans laquelle le canal est plat (Flat Fading).

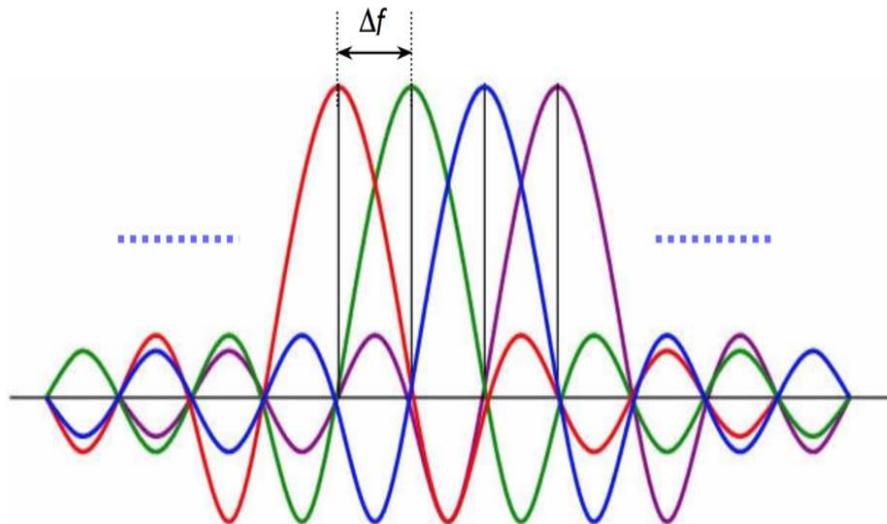


Figure 2.3. Spectres de quatre porteuses orthogonales.

De part sa structure, l'OFDM permet, également, d'améliorer l'efficacité spectrale d'un système de communication. D'autres avantages, entre autres, qui justifient l'intérêt qu'on lui porte actuellement, sont la simplicité de sa mise en place (utilisation des fonctions duales IFFT-FFT) et l'utilisation d'un intervalle de garde pour lutter contre l'IES.

2.4.1 Génération des symboles OFDM

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 $\Delta f = 1/N \cdot T_s$. 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 BPSK, QPSK ou QAM. Cela entraîne une réduction du débit binaire initial R à une quantité égale à $R/\log_2(M)$ où M représente la taille de la constellation.

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 (ou IFFT) accomplit cette transformation en préservant l'orthogonalité entre les différentes sous-porteuses. Cette étape caractérise la modulation OFDM. Le schéma de principe du modulateur OFDM est présenté sur la figure 2.4.

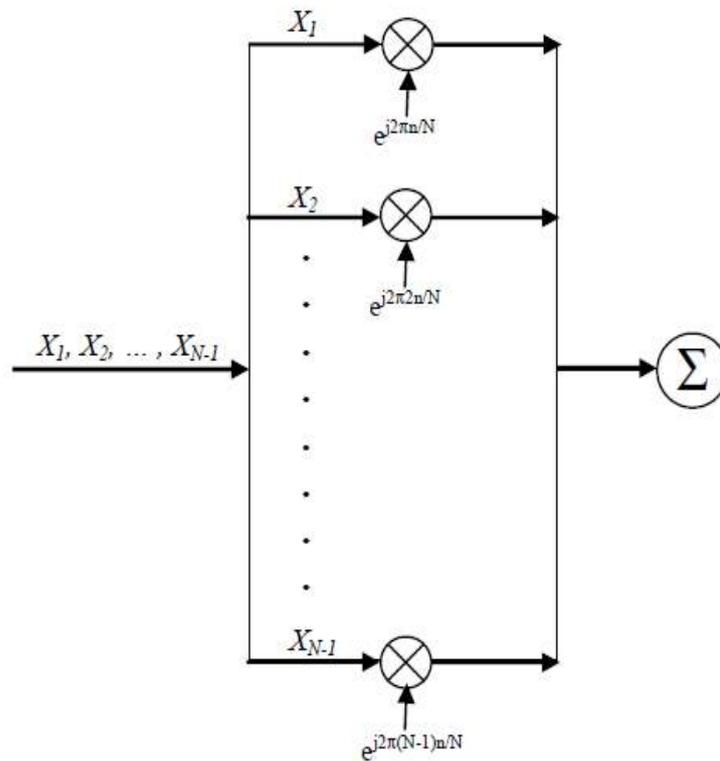


Figure 2.4. Schéma de principe du modulateur OFDM.

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

$$x_{m,n} = \text{IDFT}\{X_{m,k}\} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi k \frac{n}{N}} \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (2.1)$$

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 $t = n.T_s/N$, avec $n = 0, \dots, N$.

$$x_m(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi k \frac{t}{T_s}} \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (2.2)$$

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 . De là, $y_{m,n}$ s'écrit de la façon suivante :

$$y_{m,n} = h * x_{m,n} + b \quad (2.3)$$

Avec b un bruit additif blanc gaussien.

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

2.4.2 Préfixe cyclique

Considérons que h comporte L trajets se caractérisant, respectivement, par τ_l et λ_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 [21, 22], est utilisée dans les systèmes OFDM actuels dans le but d'éliminer ce phénomène d'IES.

Le but est d'introduire de la redondance et de structurer celle-ci afin de transformer le produit de convolution classique de l'équation (2.3) 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 (Figure 2.5). Les durées d'un symbole (bloc) OFDM et du préfixe cyclique sont notées respectivement T_b et T_{pc} .

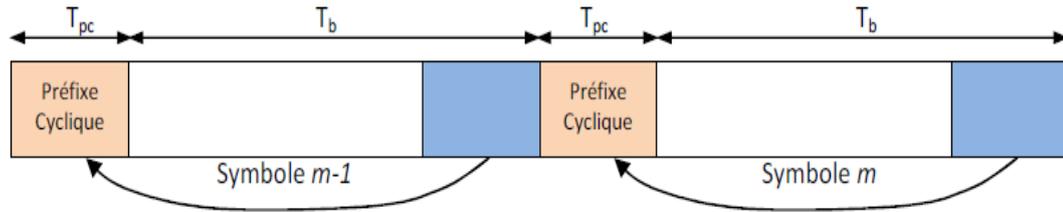


Figure 2.5. Principe du préfixe cyclique.

Le bloc temporel se transforme, alors, de :

$$\{x_{m,0} \ x_{m,1}, \dots, x_{m,N-1}\} \text{ à } \{x_{m,N-d+1}, \dots, x_{m,N-1}, x_{m,0} \ x_{m,1}, \dots, x_{m,N-1}\}.$$

La figure 2.6 représente le schéma d'un système OFDM.

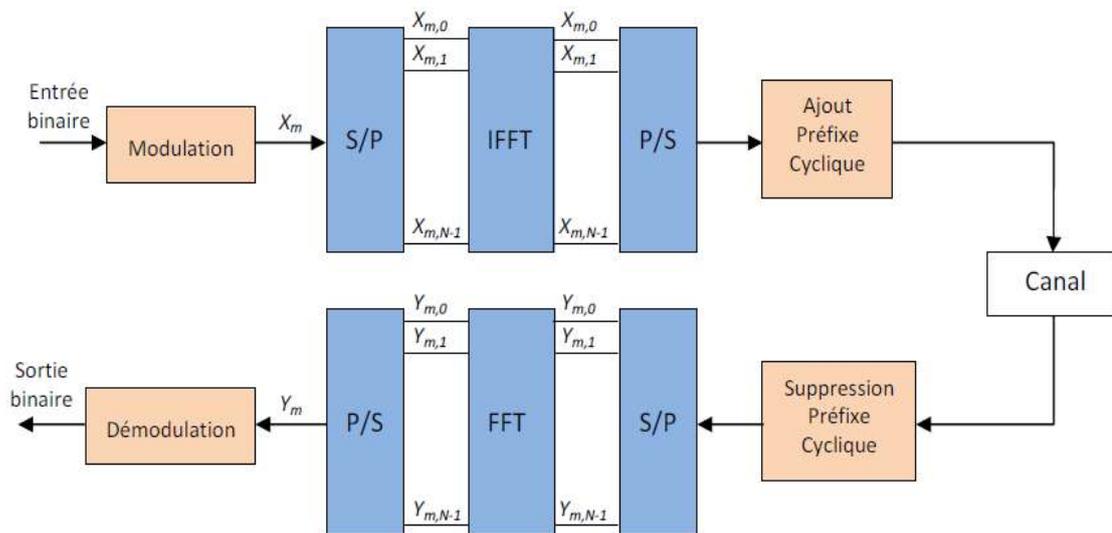


Figure 2.6. Schéma d'un système OFDM.

En LTE deux longueurs différentes de préfixe cyclique sont prévues pour s'adapter à des temps différents de propagation du canal de transmission qui dépendent de la taille de la cellule radio et de l'environnement : un préfixe cyclique normal de $4,7 \mu s$ et un préfixe cyclique étendu de $16,6 \mu s$ (ces préfixes cycliques représentent de 7 à 25 de la durée d'un symbole).

2.4.3 Notion d'orthogonalité

Le système OFDMA est simplement défini comme une forme de systèmes à porteuses multiples, où l'espacement des porteuses est soigneusement choisi de façon que chaque sous-porteuse soit orthogonale aux autres sous-porteuses. Deux signaux;

multiplier ensemble et si leur intégrale sur un intervalle est nul, alors les deux signaux sont orthogonaux dans cet intervalle.

L'orthogonalité peut être obtenue en choisissant soigneusement l'espacement de sous-porteuse, telle que de laisser l'espacement de sous-porteuse soit égale à l'inverse de la période de symbole utile. Comme les sous-porteuses sont orthogonales, le spectre de chaque sous-porteuses a une valeur nulle à la fréquence centrale de chacune des autres sous-porteuses dans le système, comme le montre la figure 2.7, il en résulte aucune interférence entre les sous-porteuses qui leur permet d'être espacées de plus près théoriquement possible [23].

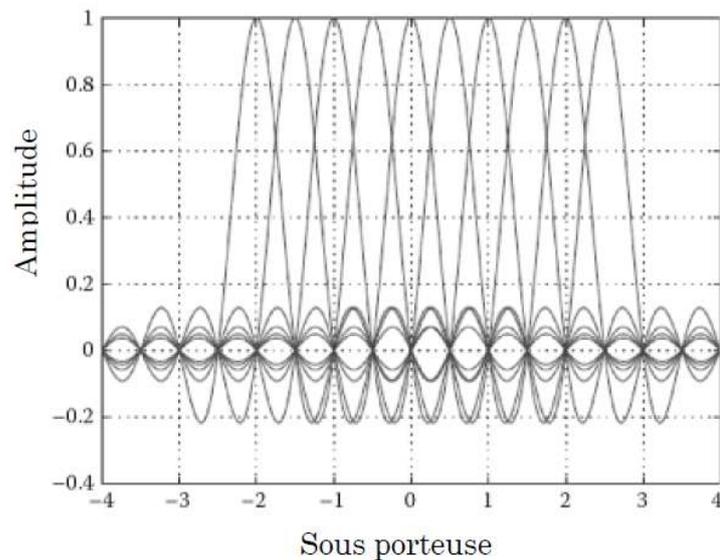


Figure 2.7. Sous-porteuse orthogonale dans le système OFDM.

En considérant tout d'abord le signal OFDM comme un simple multiplexage en fréquence, on peut l'écrire sous la forme [24]:

$$s(t) = \sum_k \sum_{n=0}^{N-1} c_{n,k} \cdot e^{2i\pi f_n t} \cdot g(t - kT_s) \quad (2.4)$$

Avec : $f_n = f_0 + n\Delta f$

Où les éléments $c_{n,k}$ sont les symboles à émettre, f_0 est la fréquence de la porteuse originale et f_n la fréquence de la porteuse d'indice n , Δf représente l'écart entre deux porteuses voisines, N le nombre de porteuses, T_s la durée d'un symbole OFDM et $g(t)$ la forme d'onde de la modulation. Pour simplifier l'expression, on pose tout d'abord.

$$\psi_{n,k}(t) = g(t - kT_s) e^{2i\pi f_n t} \quad (2.5)$$

Afin de discriminer les porteuses à la fois en temps et en fréquence, on impose la contrainte suivante:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \psi_{n,k}(t) \psi_{m,l}^*(t) dt = E_\psi \delta_{m,n} \delta_{k,l} \quad (2.6)$$

Où E_ψ est l'énergie de la fonction ψ et $\delta_{m,n}$ désigne le symbole de Kronecker :

$$\delta_{m,n} = \begin{cases} 1 & \text{si } m = n \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

Cette contrainte est une condition d'orthogonalité pour les fonctions . En choisissant judicieusement et les fonctions forment une base orthogonale de l'espace temps-fréquence, ce qui permet de retrouver facilement les symboles et autorise donc un recouvrement spectral sans perte de l'information [25].

2.5 Les systèmes SC-FDMA (pour les liaisons montantes)

2.5.1 Principe de la modulation SC-FDMA

La modulation SC-FDMA est une technique de transmission mono-porteuse mais très proche de la modulation OFDM. Cette technique consiste à répartir sur un grand nombre de porteuses, non pas directement les symboles source comme en OFDM, mais leur représentation fréquentielle après les avoir réparties sur la bande du système selon un certain mode que nous présenterons. La Figure 2.8 montre la chaîne de transmission d'un tel système. Elle est constituée de trois parties principales. On a d'abord un modulateur DFT « Discrete Fourier Transform » dont l'entrée, constitue

$$D_Q^a(n) = \{d_q^{n,a}\}_{0 \leq q \leq Q-1} \quad (2.7)$$

le bloc de symboles source de la modulation MAQ de l'utilisateur a à l'instant n et prenant ses valeurs dans un alphabet fini. Ce modulateur transforme le bloc $D_Q^a(n)$ en Q symboles fréquentiels qui viennent ensuite moduler un ensemble de Q sous-porteuses choisies parmi N tel que ($N \geq Q$).

$$U_Q^a(n) = \{u_q^{n,a}\}_{0 \leq q \leq Q-1} \quad (2.8)$$

Cette répartition des symboles fréquentiels a pour objectif l'étalement spectral du signal et le multiplexage fréquentiel des signaux des différents utilisateurs. Nous décrivons plus en détails par la suite les différents modes de multiplexages de ce

système. La sortie du multiplexeur est enfin ramenée dans le domaine temporel par un modulateur IDFT (« Inverse DFT ») pour donner les symboles de sortie.

$$S_Q^a(n) = \{s_q^{n,a}\}_{0 \leq q \leq Q-1} \quad (2.9)$$

On peut remarquer que cette dernière partie de la chaîne n'est rien d'autre que le modulateur classique OFDM. Dès lors, on peut considérer le système SC-FDMA comme un système OFDM avec un pré-codage DFT et une allocation de ressources particulière [17].

Les deux autres parties de la chaîne de transmissions sont toutes aussi importantes. Il s'agit d'une part de l'insertion de l'intervalle de garde ou préfixe cyclique (PC), et le filtre de mise en forme qui jouent des rôles importants sur le signal transmis.

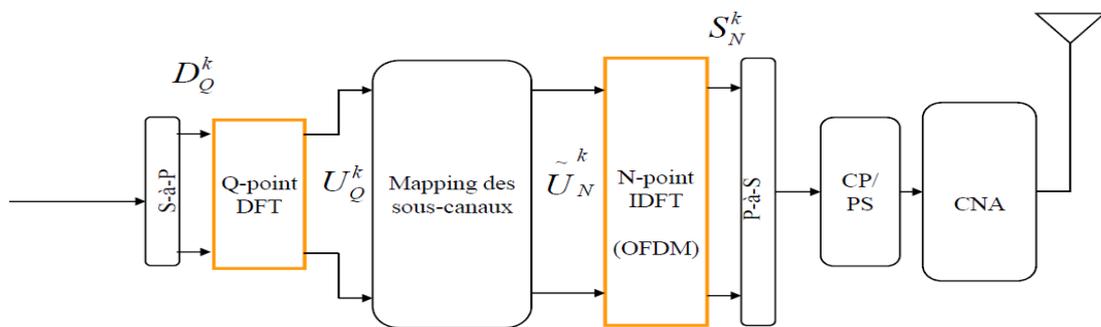


Figure 2.8. Emetteur SC-FDMA.

P-à-S: Parallèle à Série.

CP: Préfixe Cyclique.

PS: Pulse shaping (filtre de mise en forme).

2.5.2 Principe de la démodulation SC-FDMA

Le principe de la démodulation du système SC-FDMA consiste à démoduler le signal sur chacune des sous-porteuses du système. En effet, le signal reçu $y^a(t)$ est d'abord ramené en bande de base, avant d'être échantillonné pour le traitement numérique du signal. Après suppression de l'intervalle de garde, un démodulateur DFT permet d'obtenir les symboles modulant chaque porteuse. Un égaliseur est ensuite mis en œuvre, comme dans la technique SC/FDE, dans le but de supprimer la contribution du canal sur chaque sous-porteuse du signal, et de récupérer ainsi les symboles fréquentiels $\{u_q^{n,a}\}_{0 \leq q \leq Q-1}$. Un démodulateur IDFT permet ensuite de récupérer les

symboles sources $\{s_q^{n,a}\}_{0 \leq q \leq Q-1}$ du système. La Figure 2.9 illustre ce principe de démodulation.

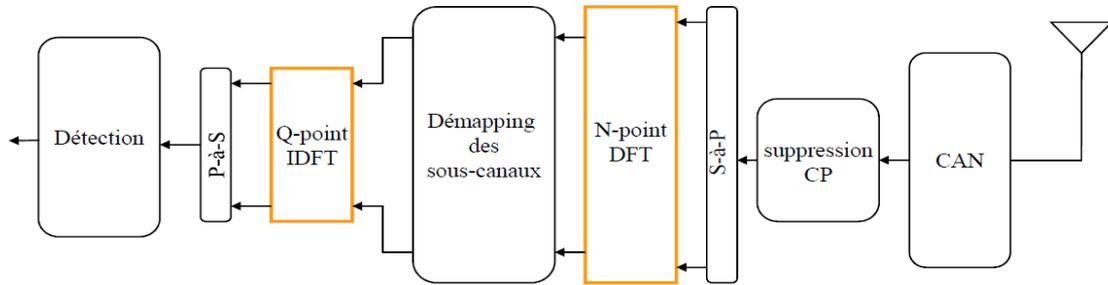


Figure 2.9. Récepteur SC-FDMA.

P-à-S: Parallèle à Série.

CP: Préfixe Cyclique.

PS: Pulse shaping (filtre de mise en forme).

La figure 2.10 illustre la différence entre les systèmes OFDM et les systèmes SC-FDMA :

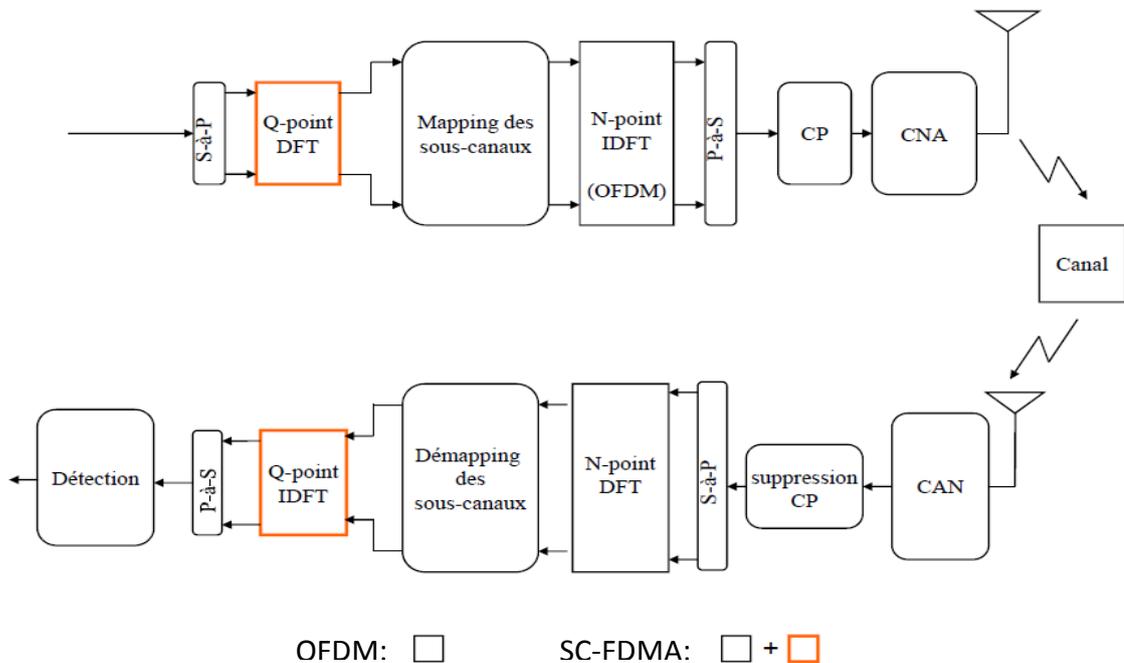


Figure 2.10. Émetteur/Récepteur des systèmes OFDM et SC-FDMA.

2.6 interface Air (radio)

Dans mobiles ou sans fil de communication, l'interface de l'air est la liaison de communication radio entre la station mobile et station de base. C'est une point-à-point entre la station mobile et station de base. Elle est caractérisée par deux techniques d'accès différentes pour le lien montant (SC-FDMA) et le lien descendant (OFDMA).

2.6.1 L'OFDMA

L'OFDMA est utilisée dans les liaisons descendant, c'est-à-dire de la station de base vers le mobile. En associant à l'OFDM un découpage en temps et en fréquence, on obtient la technique d'accès OFDMA. La bande passante sera subdivisée en sous-porteuses multiples (Figure 2.11) [26].

Le principe de l'OFDMA est de répartir sur un grand nombre de sous-porteuses les données numériques que l'on veut transmettre, ce qui induit pour un même débit global, un débit binaire beaucoup plus faible sur chacun des canaux de transmission, la durée de chaque symbole est ainsi beaucoup plus longue ($66,7 \mu s$ pour le LTE) que s'il n'y avait qu'une seule porteuse.

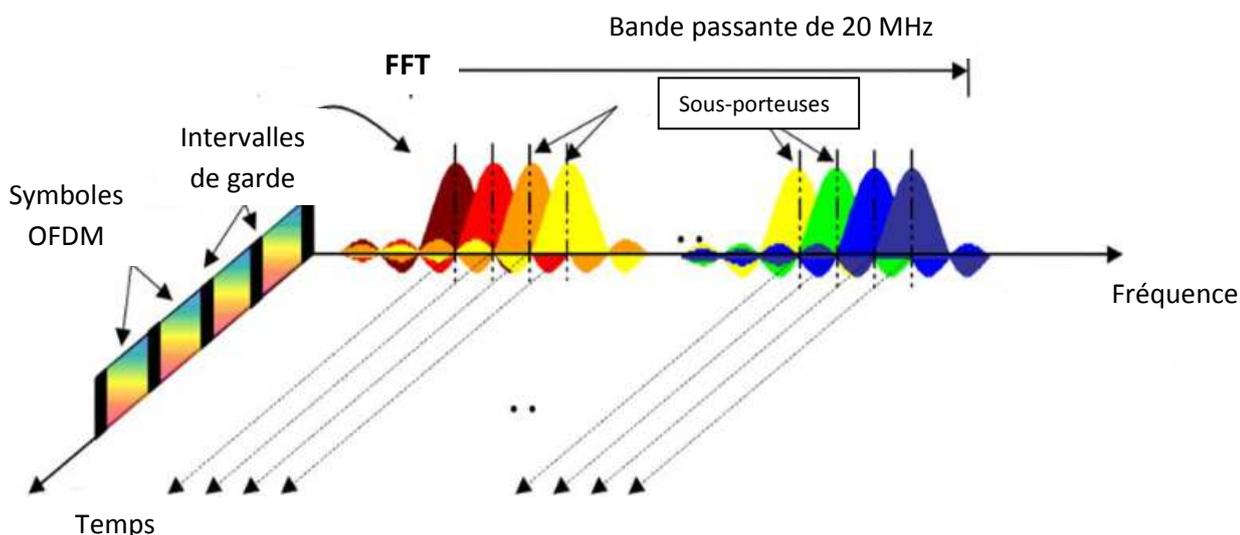


Figure 2.11. Technique d'accès OFDMA.

2.6.2 L'accès SC-FDMA

La superposition de plusieurs sous-porteuses ainsi que l'utilisation d'ordres élevés induisent une forte puissance, ceci ne présente pas un problème pour la station de base mais influe immédiatement sur la durée de vie de la batterie des mobiles, d'où l'utilisation de la méthode d'accès SC-FDMA qui utilise une seule porteuse pour transmettre les données avec un découpage dans le temps utilisant une faible énergie. La SC-FDMA est une nouvelle technologie d'accès qui utilise simultanément les techniques de multiplexages de type d'accès multiple à répartition en fréquence et celui d'accès multiple à répartition dans le temps (multiplexages fréquentiel et

temporel), cette technique comme l'OFDMA se base sur la répartition de signal numérique sur un grand nombre de sous-porteuses orthogonale qui permet l'accès simultané de plusieurs utilisateurs attachés au réseau sauf que la SC-FDMA se caractérise par son facteur de crête PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) plus faible que celui de l'OFDMA qui permet de diminuer la puissance crête d'émission pour le terminale mobile, pour cette raison la SC-FDMA est adoptée pour les liaisons montantes (dans le sens terminal mobile vers station de base) de certaines norme 3GPP, plus particulièrement pour la partie radio des réseaux mobiles LTE.

a Principe d'accès SC-FDMA

Comme pour d'autre technique à schéma d'accès multiples (TDMA, FDMA, CDMA, OFDMA), le but est l'attribution et le partage d'une ressource radio (bande de fréquence) entre plusieurs utilisateurs [27].

La SC-FDMA peut être considéré comme une variante linéaire des codages OFDM et OFDMA, dans le sens où il consiste aussi à répartir sur un grand nombre de sous-porteuses le signal numérique impose aussi un écart fréquence entre les sous-porteuses égal à la fréquence des symboles ce qui garantit l'orthogonalité des sous-porteuses et permet une plus grande efficacité spectrale, mais utilise en plus, une "DFT" (transformation de Fourier discrète du signal) pour pré-coder l'OFDMA conventionnel.

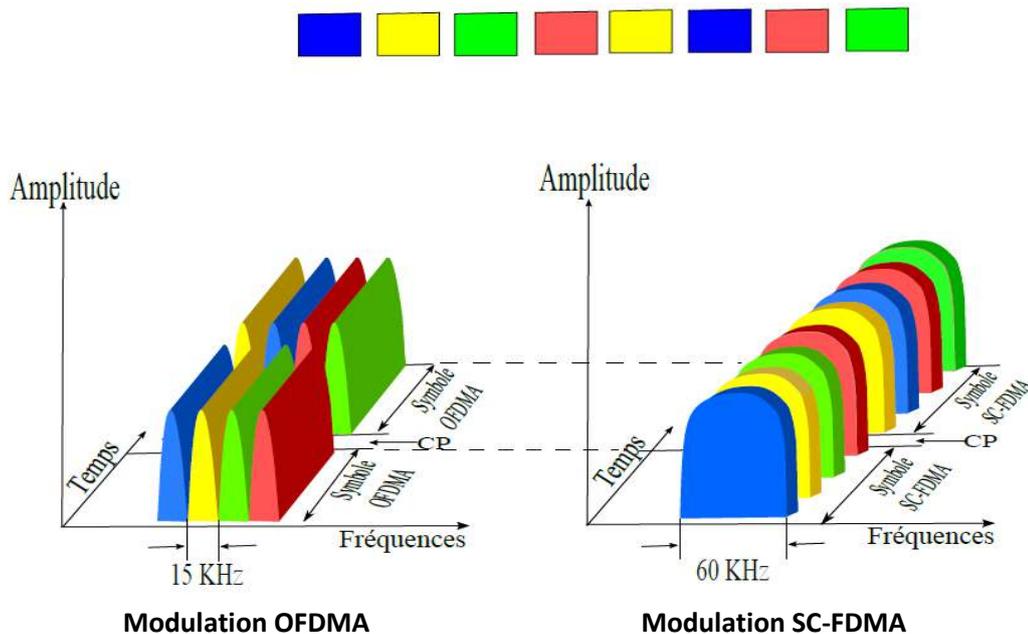


Figure 2.12. Comparaison des modes de transmission parallèle OFDMA/ SC-FDMA.

2.7 Structure de la trame LTE

Il existe deux types de structure de la trame dans le système LTE :

La structure de la trame radio de type 1 (Figure 2.13) qui est utilisé pour la transmission en mode FDD (Full Duplex et Half Duplex), et qui dure 10 ms. Elle est découpée en 10 sous trames d'une durée de 1 ms. Chaque sous trame est découpée en 2 slots de 0.5 ms pendant laquelle 7 symboles sont transmis par bande OFDM. Comme il ya 12 bands, 7 symboles *12 bands permettent de transmettre 84 symboles en 0.5 ms.

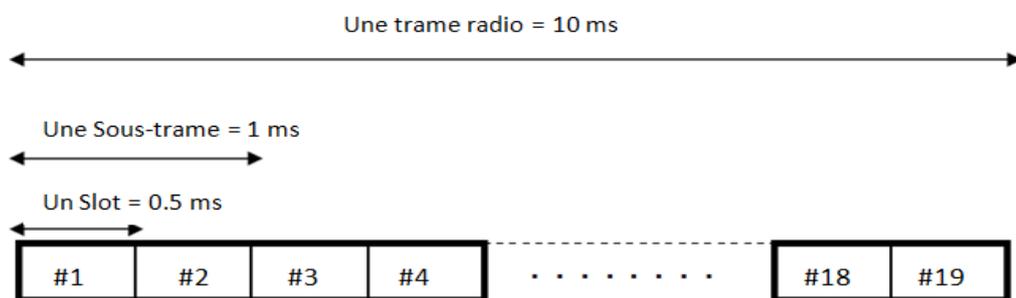


Figure 2.13. Structure de la trame LTE de type 1 (mode FDD).

La structure de trame radio de type 2 (Figure 2.14) est utilisée pour la transmission en mode TDD. Elle se compose de deux demi-trames d'une durée de 5 ms. Chacune contenant 8 slots d'une durée de 0.5 ms et trois champs spéciaux (DwPTS¹, GP² et UpPTS³) qui ont une longueur totale de 1 ms, la sous-trame est constituée de deux slots adjacents, sauf pour les sous-trames 1 et 6, qui sont constituées de DwPTS, GP et UpPTS. De plus amples détails sur la structure de trame LTE sont définis dans [28]:

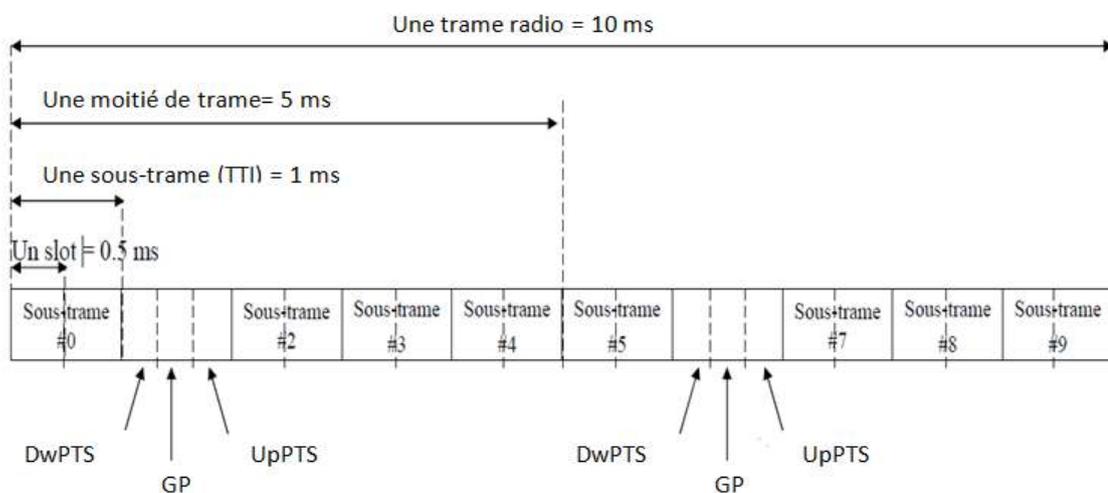


Figure 2.14. Structure de la trame LTE de type 2 (mode TDD).

¹ Downlink Pilote Time Slot.

² Guard Period.

³ Uplink Pilote Time Slot.

2.7.1 Le bloc de ressource physique PRB (Physical Resource Blocks)

La totalité des ressources (espace/ temps/ fréquence) d'un slot sont divisées en blocs de ressources physique PRB (Figure 2.15), contenant chacun 12 sous-porteuses avec une largeur de bande de 15 KHz pas sous-porteuse ou 24 sous-porteuse de bande de 7.5 KHz par sous-porteuse chacun pour un slot (0.5 ms). Un PRB est le plus petit élément d'allocation des ressources affectées par le planificateur de l'eNodeB, et le nombre de PRBs varie en fonction de la largeur de bande spectrale allouée voir tableau 2.1.

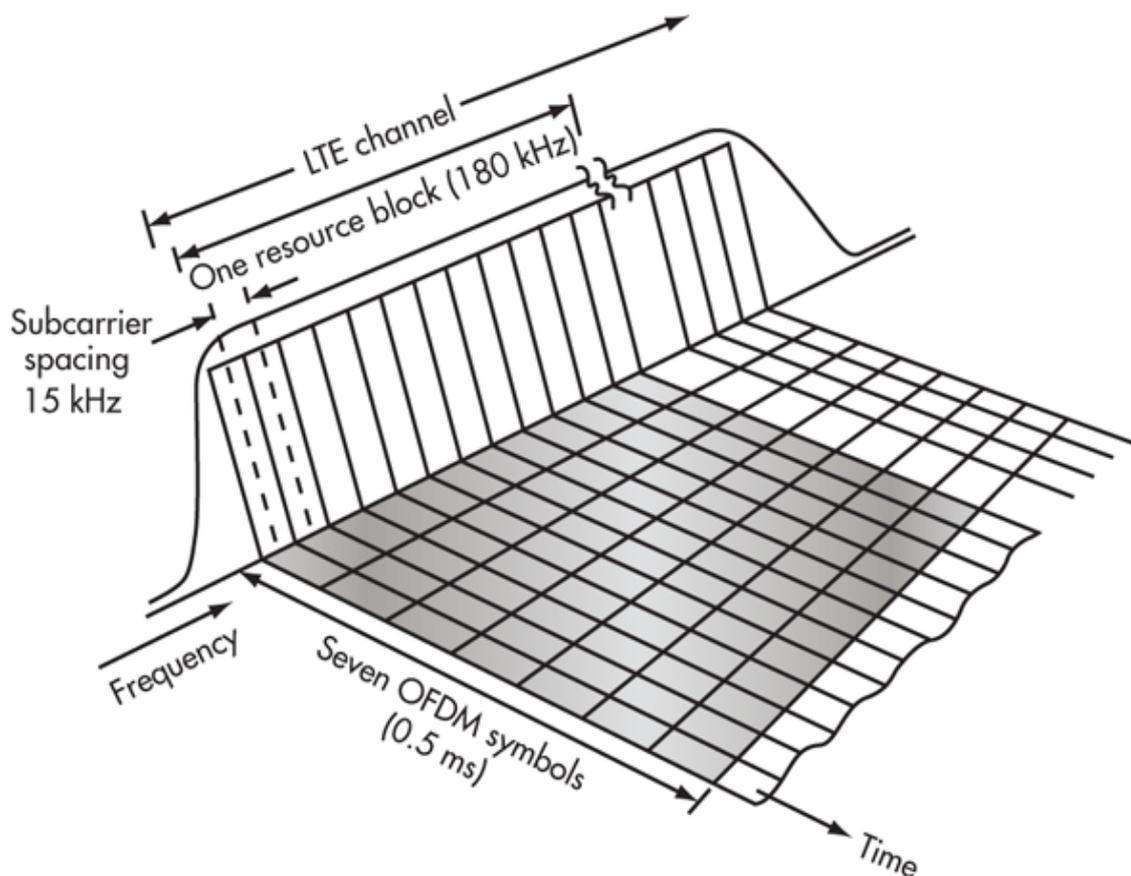


Figure 2.15. Structure du bloc de ressource.

Largeur de bande du canal	1.4 MHz	3 MHz	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20 MHz
Durée d'un trame	$T_{\text{trame}} = 10 \text{ ms}$					
Durée d'une sous-trame	$T_{\text{sous-trame}} = 1 \text{ ms}$					
Durée d'un slot	$T_{\text{slot}} = 0.5 \text{ ms}$					
Durée d'un symbole	$T_u \sim 66.7 \mu\text{s}$					
Espacement entre sous-porteuses Δf	15 KHz					
Fréquence d'échantillonnage f_e	1.92 MHz	3.84 MHz	7.68 MHz	15.36 MHz	20.04 MHz	30.72 MHz
Taille de FFT/FFT	128	256	512	1024	1536	2048
Nombre de sous-porteuses	72	180	300	600	900	1200
Nombre de blocs de ressources N_{RB}	6	15	25	50	75	100
	CP normal			CP étendu		
Nombre de symboles OFDM/SC-FDMA	$N_{\text{sym}} = 7$			$N_{\text{sym}} = 6$		
Durée du PC	$T_{pc} = 5.21 \mu\text{s}$ pour le symbole 0 $T_{pc} = 4.69 \mu\text{s}$ pour les symboles 1_6			$T_{pc} = 16.7 \mu\text{s}$ pour tout les symboles		

Tableau 2.1. Paramètres OFDM et SC-FDMA du LTE.

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

2.8.1 En mode FDD

les voies montante et descendante opèrent sur deux fréquences porteuses séparées par une bande de garde. Cette séparation confère à ce mode une grande immunité vis-à-vis des interférences et simplifie ainsi le déploiement du réseau [29].

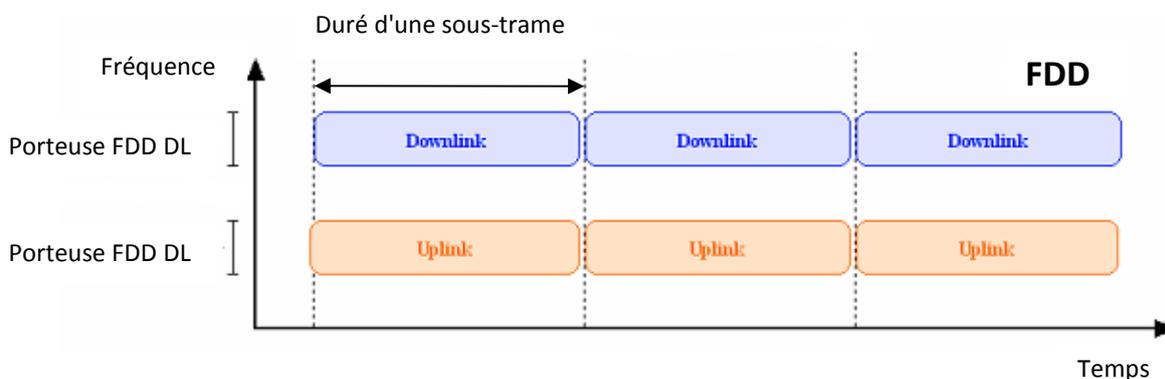


Figure 2.16. Répartition des voies montante et descendante pour le duplexage FDD.

2.8.2 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, comme illustré sur la figure suivante. Certains intervalles de temps de transmission sont réservés à la voie montante, tandis que les autres sont réservés à la voie descendante. Un temps de garde est nécessaire aux changements de direction de transmission, notamment pour laisser aux équipements le temps de basculer d'émission à réception [29]. En LTE, l'intervalle de temps élémentaire pouvant être dédié à l'un des sens de transmission est appelé la sous-trame.

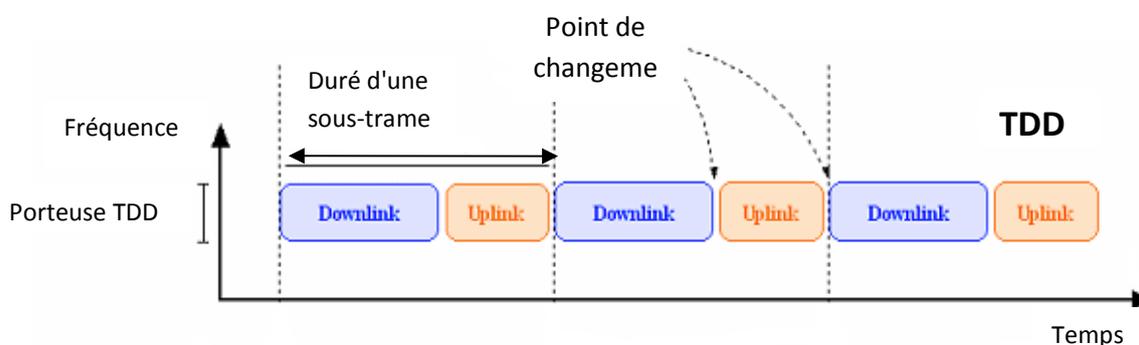


Figure 2.17. Répartition des voies montante et descendante pour le duplexage TDD.

Le choix du mode de duplexage dépend principalement de la disponibilité du spectre : le FDD requiert deux bandes de spectre appariées, séparées par une bande de garde de taille suffisante pour éviter les interférences. En revanche, le TDD permet de déployer un système de communication dans une bande isolée.

2.9 Émissions de spectre RF de sortie

Les émissions indésirables sont divisées en «émission hors bande» et «émissions parasites» dans les spécifications RF 3GPP.

L'UIT définit:

Émission hors bande : Emission sur une fréquence ou des fréquences immédiatement en dehors de la bande passante nécessaire qui résulte du processus de modulation, mais excluant les émissions parasites.

Émission parasite : Emission sur une fréquence, ou des fréquences, qui sont en dehors de la bande passante nécessaire et dont le niveau peut être réduit sans affecter la transmission d'informations correspondante.

L'émission de spectre de l'émetteur (EU) est constitué des trois composants; La bande passante occupée (bande passante de canal), les émissions Out Of Band (OOB) et le domaine des émissions parasites lointaines.

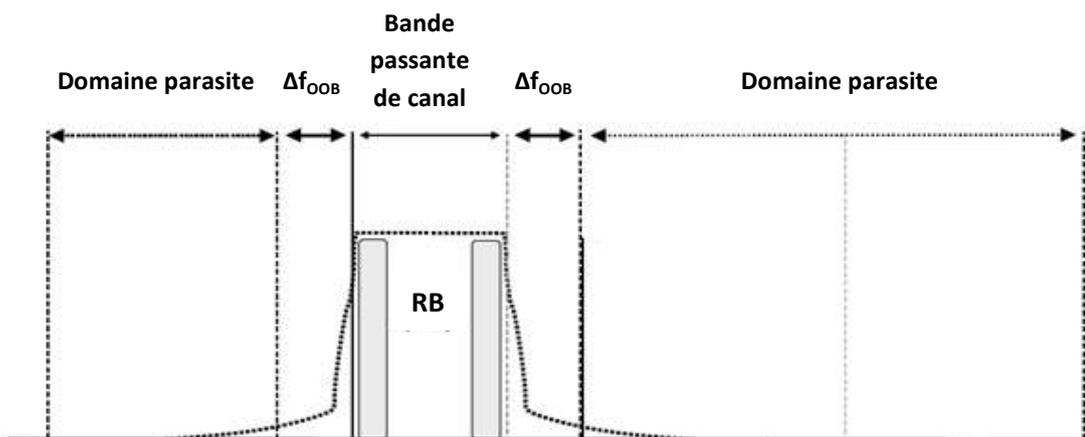


Figure 2.18. Émetteur spectre RF.

2.9.1 La bande passante occupée

La bande passante occupée est la largeur d'une bande de fréquences, mesurée en hertz, entre la fréquence de coupure haute d'un système et la fréquence de coupure basse. La bande passante occupée est une mesure de la bande passante contenant 99% de la puissance moyenne totale intégrée du spectre transmis sur le canal assigné.

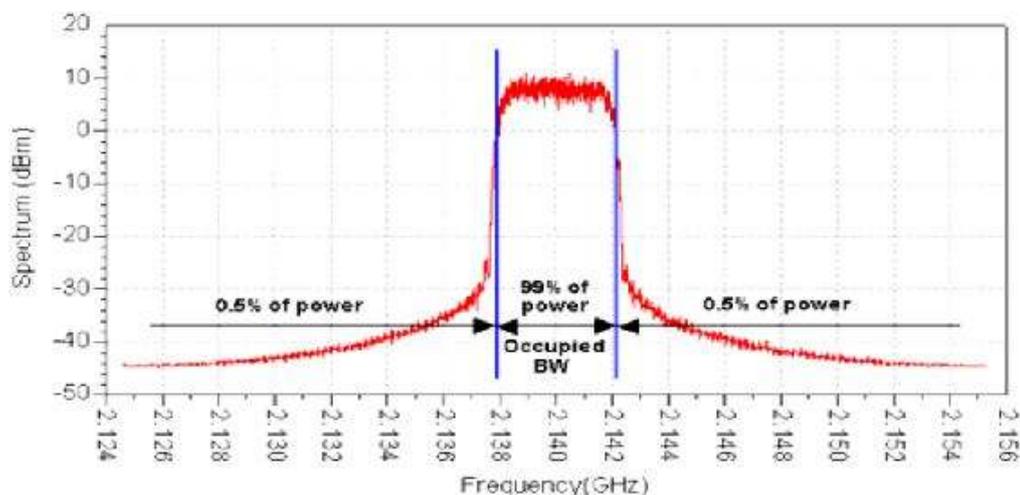


Figure 2.19. La bande passante occupée.

La bande passante du canal occupé pour toutes les configurations de bande passante de transmission (blocs de ressources) doit être inférieure à la bande passante du canal spécifiée dans le tableau 2.2 [30].

L'occupation bande passante du canal /Bande passante du canal								
Bande passante du canal [MHz]	1.4	1.6	3	3.2	5	10	15	20
[Number of resource blocks (N_{RB})]	6	7	15	16	25	50	75	100

Tableau 2.2. Bande passante de canal occupé.

La figure 2.20 montre la relation entre la bande passante du canal et la configuration de la bande passante de transmission. Les bords des canaux sont définis comme les fréquences les plus basses et les plus hautes de la fréquence porteuse, séparé par la bande passante du canal.

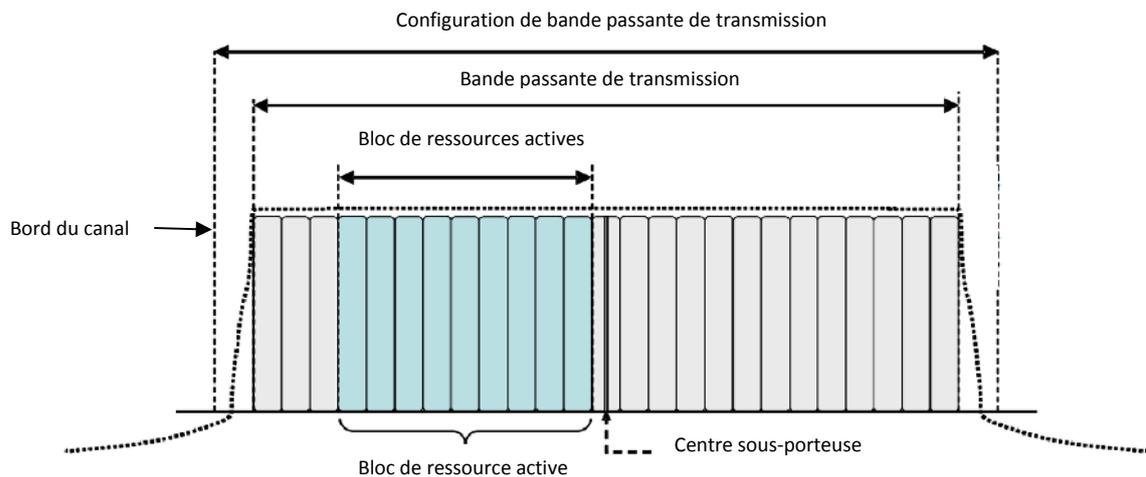


Figure 2.20. Définition de la bande passante du canal et de la configuration de la bande passante de transmission.

2.9.2 Emission hors bande OOB " Out of band "

Cette limite d'émission hors bande est spécifiée en termes de masque d'émission de spectre et le rapport fuite de puissance dans le canal adjacent [30].

a Masque d'émission spectrale de UE pour LTE : "Spectrum emissions mask"

LTE devrait avoir des exigences de masque d'émission spectrale (SEM) définies pour l'UE, en fonction des conditions préalables suivantes :

- La SEM devrait être définie avec une bande passante de référence de [100 kHz].
- La limite SEM doit également être définie pour permettre certaines variations en raison de l'allocation de puissance variable entre les blocs de ressources.
- Pour une plus grande bande passante de porteuse, le domaine OOB s'étendra à l'extérieur de la bande d'exploitation. Les limites d'émission doivent être réglées attentivement puisque il existe des bandes adjacentes.
- Des définitions de SEM différentes sont nécessaires pour chaque bande passante LTE Radio Fréquence.
- Les masques doivent être illustrés par une figure commune illustrant la forme et les points de rupture du masque, chaque point de rupture identifié A, B, etc.
- Le SEM s'applique aux fréquences (Δf_{OOB}) à partir du bord de la bande passante assignée du canal. Pour des fréquences supérieures à (Δf_{OOB}) pour chaque bande passante de canal, les exigences parasites sont applicables.

b Spécification d'exigence d'un SEM pour UE :

Les exigences relatives au masque d'émission spectrale s'appliqueront aux fréquences proches de f_k que 250% de la bande passante nécessaire de LTE. Les fréquences qui sont séparées de la fréquence porteuse f_k par plus de 250% de la bande passante nécessaire font partie du domaine parasite.

Le principe du SEM est illustré à la figure 2.21. Le masque complet sera dans le domaine hors bande.

RF Bande passante	Domaine hors bande
20 MHz	$f_k - 50$ MHz à $f_k + 50$ MHz
15 MHz	$f_k - 37.5$ MHz à $f_k + 37.5$ MHz
10 MHz	$f_k - 25$ MHz à $f_k + 25$ MHz
5 MHz	$f_k - 12.5$ MHz à $f_k + 12.5$ MHz
[Y MHz]	$[f_k - 2.5Y$ MHz à $f_k + 2.5Y$ MHz]
[X MHz]	$[f_k - 2.5X$ MHz à $f_k + 2.5X$ MHz]
[1.6 MHz]	$[f_k - 4.0$ MHz à $f_k + 4.0$ MHz]
Note: f_k Est la fréquence centrale du porteuse	

Tableau 2.3. Définition du domaine hors bande.

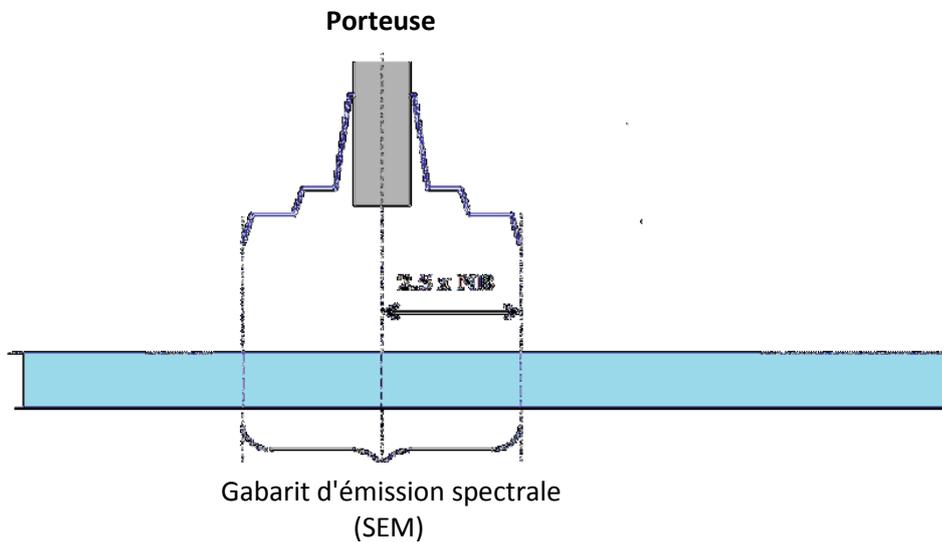


Figure 2.21. Définie la gamme de fréquences pour SEM avec un exemple de porteuse RF et la forme de masque apparentée.

2.10 Mobilité

Les exigences LTE pour la mobilité stipulent que "La mobilité sur le réseau cellulaire doit être maintenue à des vitesses allant de 120 km / h à 350 km / h (ou même jusqu'à 500 km / h, selon la bande de fréquences)" [31].

- La fréquence porteuse maximale sur toutes les bandes de fréquence est $f_k = 2690$ MHz et la fréquence Doppler maximale correspondante à $v = 350$ km/h est de $f_d = 843$ Hz. En fonction de cela, la fréquence Doppler élevée est sélectionnée comme 900 Hz.
- Une fréquence Doppler intermédiaire peut être réglée à la moyenne "logarithmique" des 5 et 900 Hz, soit 67 Hz. En fonction de cela, la fréquence Doppler moyenne est sélectionnée comme 70 Hz.
- Pour des fins de test, des vitesses mobiles trop faibles ne sont pas attrayantes, car les temps de test peuvent être très longs. La fréquence Doppler la plus basse dans les conditions de propagation UTRA est de 5,4 Hz, ce qui correspond à entre 2,3 et 7 km/h dans les bandes de fréquences existantes. En fonction de cela, la fréquence Doppler faible est sélectionnée comme 5 Hz.

La vitesse de l'UE à laquelle correspondent les fréquences Doppler variera entre les bandes d'exploitation, comme le montrent les tableaux 2.4 et 2.5, où les fréquences porteuses au centre de chaque bande de liaison montante et de liaison descendante sont utilisées pour dériver les vitesses d'UE correspondantes.

Bande d'exploitation	Les fréquences montantes	Condition de propagation (Doppler) vitesse de l'UE correspondante [km/h]		
		Faible (5 Hz)	Moy (70 Hz)	Haut (900 Hz)
I	1920 - 1980 MHz	2.8	39	498
II	1850 - 1910 MHz	2.9	40	517
III	1710 - 1785 MHz	3.1	43	556
IV	1710 - 1755 MHz	3.1	44	561
V	824 - 849 MHz	6.5	90	1162
VI	830 - 840 MHz	6.5	91	1164
VII	2500 - 2570 MHz	2.1	30	383
VIII	880 - 915 MHz	6.0	84	1083
IX	1749.9 - 1784.9 MHz	3.1	43	550
X	1710 - 1770 MHz	3.1	43	559

Tableau 2.4. Fréquences Doppler de la liaison montante et la vitesse d'UE correspondante.

Bande d'exploitation	Les fréquences descendantes	Condition de propagation (Doppler) vitesse de l'UE correspondante [km/h]		
		Faible (5 Hz)	Moy (70 Hz)	Haut (900 Hz)
I	2110 - 2170 MHz	2.5	35	454
II	1930 - 1990 MHz	2.8	39	496
III	1805 - 1880 MHz	2.9	41	528
IV	2110 - 2155 MHz	2.5	35	456
V	869 - 894 MHz	6.1	86	1103
VI	875 - 885 MHz	6.1	86	1105
VII	2620 - 2690 MHz	2.0	28	366
VIII	925 - 960 MHz	5.7	80	1031
IX	1844.9 - 1879.9 MHz	2.9	41	522
X	2110 - 2170 MHz	2.5	35	454

Tableau 2.5. Fréquences Doppler de la liaison descendante et la vitesse d'UE correspondante.

2.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un aperçu sur les différents composants de réseau LTE et ces caractéristiques. Tout d'abord, les systèmes mono-porteuses et les systèmes multi-porteuses, après, nous avons présentés les différents types d'interférence entre porteuses et le multiplexage et les différentes techniques de modulations, de transmissions, d'accès. Enfin, nous avons donné une description des modes de duplexage utilisés dans cette technologie et un descriptif sur les exigences en terme de puissance d'émission le masque spectral.

Chapitre 3 : Simulation des canaux à évanouissement du système LTE

3.1 Introduction

Le canal radio mobile joue un rôle très important pour les systèmes de transmission sans fil. Si le canal a un effet positif sur le signal grâce aux réflexions en permettant d'atteindre des points qui ne sont pas en visibilité directe avec l'émetteur, il a également un effet négatif à cause des pertes de puissance, des distorsions sur le signal et des interférences entre symboles causées par les trajets multiples.

Dans un canal de communication sans fil, le signal transmis peut passer de l'émetteur au récepteur sur de multiples voies réfléchissantes ou être obstrué par des obturations sur le chemin. Cela provoque des fluctuations d'amplitude, de phase et d'angle de transmission du signal reçu. Par exemple, le signal transmis du BTS (station de base) peut subir de multiples réflexions à partir des bâtiments à proximité, avant d'atteindre la station mobile. L'évanouissement provoque des fluctuations du signal à mesure qu'il se déplace sur le milieu.

3.2 Les types de canaux LTE

Nous avons eu l'occasion au chapitre 1 de définir plusieurs caractéristiques du canal radio mobile, comme le phénomène de trajets multiples, la notion du PDP, l'étalement temporel et l'étalement fréquentiel. Généralement les caractéristiques du canal dépendent principalement de l'environnement dans lequel se propage le signal, de la fréquence porteuse du signal, la vitesse de déplacement et de la période symbole utilisée. Ainsi en LTE, plusieurs modèles ont été adoptés [32]:

- Le modèle ETU (Enhanced Typical Urban) utilisé pour l'environnement urbain et les grandes cellules, possède 9 trajets, une sélectivité fréquentielle et une forte sélectivité temporelle (une fréquence Doppler de 300 Hz).
- Le modèle EVA (Enhanced Vehicular A) est pour l'environnement urbain et grandes cellules : 9 trajets, sélectif en fréquence et étalement temporel intermédiaire.
- Le modèle EPA (Enhanced Pedestrian A) est pour un environnement rurale ou intérieur et les petites cellules : 7 trajets, sélectif en fréquence et un étalement temporel faible.

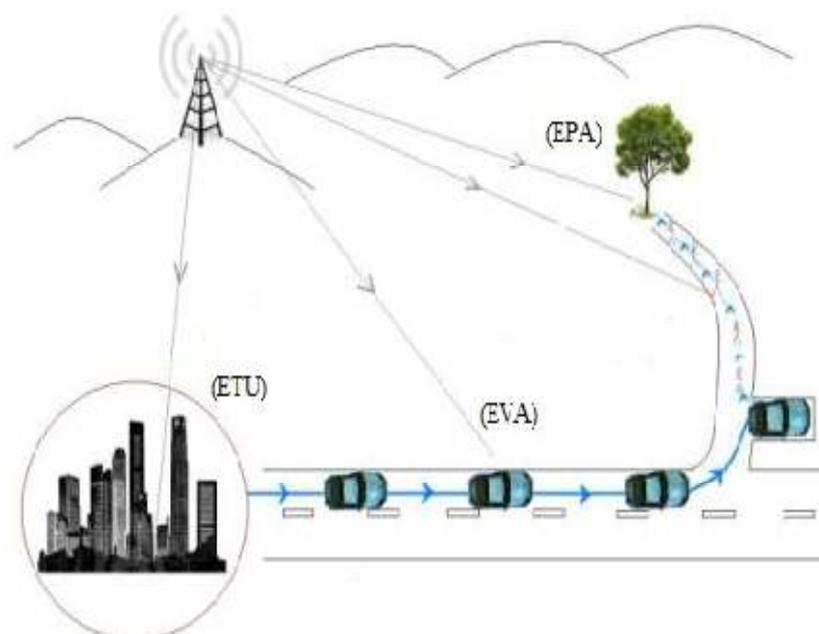


Figure 3.1. Les différentes positions du canal LTE.

Le signal peut prendre un trajet direct "LOS", ou bien des différents trajets "NLOS". Quand les copies du même signal arrivent au récepteur, il sont retardés et atténués due au longueur du trajet qu'ils l'ont poursuites et selon d'autres facteurs. Une technique bien connue pour modeler un tel canal sans-fil est de le modeler comme filtre FIR (Réponse Impulsionnelle Finie). C'est comme ça que le canal sans-fil performe l'opération de convolution sur le signal transmit. Voici les profiles des différents modèles du canal en LTE [33].

Trajet	Retard trajet excès [ns]	Puissance relative [dB]
1	0	0.0
2	30	-1.0
3	70	-2.0
4	90	-3.0
5	110	-8.0
6	190	-17.2
7	410	-20.8

Tableau 3.1. Environnement rurale (EPA).

Trajet	Retard trajet excès [ns]	Puissance relative [dB]
1	0	0.0
2	30	-1.5
3	150	-1.4
4	310	-3.6
5	370	-0.6
6	710	-9.1
7	1090	-7.0
8	1730	-12.0
9	2510	-16.9

Tableau 3.2. Environnement urbain (EVA).

Trajet	Retard trajet excès [ns]	Puissance relative [dB]
1	0	-1.0
2	50	-1.0
3	120	-1.0
4	200	0.0
5	230	0.0
6	500	0.0
7	1600	-3.0
8	2300	-5.0
9	5000	-7.0

Tableau 3.3. Environnement dense urbain (ETU).

- On peut résumer les paramètres des différents modèles dans le tableau suivant :

Modèle	Nombre des trajets de canal	Écart de retard (rms)	Retard maximum de trajet (ns)
Environnement rurale (EPA)	7	45 ns	410 ns
Environnement urbain (EVA)	9	357 ns	2510 ns
Environnement dense urbain (ETU)	9	991 ns	5000 ns

Tableau 3.4. Profils de retard pour les modèles de canaux E-UTRA.

3.3 Simulation d'un canal radio mobile "LTE" type Rayleigh

Les retards associés à différents chemins du signal transmis sur un canal multi-trajets à évanouissement changent d'une manière imprévisible et ne peuvent être caractérisés que statistiquement. Lorsqu'il y a un grand nombre de chemins, le théorème de limite centrale peut être appliqué pour modéliser la réponse impulsionnelle du canal variant dans le temps en tant que processus aléatoire gaussien à valeur complexe. Lorsque la réponse impulsionnelle est modélisée en tant que processus Gaussien complexe à moyenne nulle, on dit que le canal est un canal à évanouissement de Rayleigh.

Le modèle Rayleigh est supposé avoir seulement deux composants $X(t)$ et $Y(t)$. Alors le canal de Rayleigh peut être obtenu à partir de processus Gaussiens complexes à moyenne zéro ($X(t)$ et $Y(t)$). En ajoutant simplement les deux variables aléatoires gaussiennes et en prenant la racine carrée (enveloppe), vous disposez d'un seul processus réparti Rayleigh. La phase de cette variable aléatoire suit la loi uniforme. Pour générer un canal de Rayleigh et sélectif en fréquence le modèle **TDL** peut être utilisé.

3.3.1 Canal sélectif en fréquence et variant dans le temps (sélectif en temps)

La simulation d'un canal radio mobile est une tâche difficile et il existe plusieurs méthodes. Généralement pour les environnements outdoor, le canal radio mobile est variant dans le temps à cause de la mobilité, si le modèle EPA présente une faible mobilité alors il est considéré comme un canal statique. Par contre les deux autres modèles sont des canaux dynamiques ou variant dans le temps, on dit aussi canaux sélectifs en temps.

Pour générer un canal sélectif en temps et en fréquence, il faut générer à chaque entrée du modèle TDL, un canal plat selon le modèle de Jakes.

Selon la vitesse mobile, la variation en temps du gain de canal est régie par le spectre Doppler, qui détermine la corrélation du domaine temporel dans le gain de canal. Prenons le cas du modèle ETU avec une fréquence Doppler de 300Hz.

3.3.2 Fonction d'auto-corrélation temporelle du canal et Spectre Doppler

Les gains d'un tel canal continu et stationnaire au sens large sont corrélés temporellement d'après la fonction d'auto-corrélation du canal donnée par :

$$R_{h_l}(\Delta t) \stackrel{\text{def}}{=} E\{h_l(t)h_l(t - \Delta t)^*\} = \sigma_l^2 J_0(2\pi f_d \Delta t) \quad (3.1)$$

La figure 3.2 montre cette fonction d'auto-corrélation.

$$f_d(t) = f_{d_{max}} \cos \theta(t) \quad (3.2)$$

Où $f_d(t)$ est le décalage Doppler.

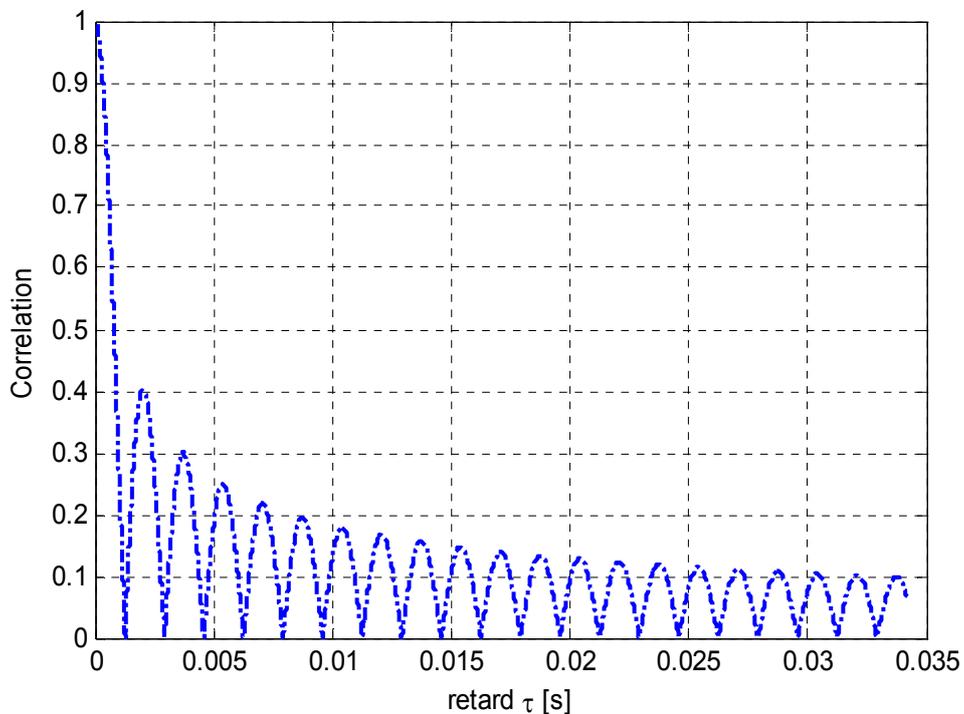


Figure 3.2. Fonction d'auto-corrélation continue d'un canal de Jakes pour fréquence Doppler $f_d=300$ Hz.

Le spectre Doppler de ce canal, ou autrement dit la densité spectrale de puissance (DSP) est défini comme la transformée de Fourier de la fonction d'auto-corrélation $R_{h_l}(\Delta t)$, où le module de h_l est une loi de Rayleigh, mais la phase de h_l est uniformément distribuée entre 0 et 2π [34]. On associe un spectre Doppler du type Jakes à chaque trajet p qui peut se déduire par transformée de Fourier de la fonction d'auto-corrélation $S_{h_l}(f)$:

$$S_{h_l}(f) = TF_{\Delta t}[R_{h_l}(\Delta t)] = TF_{\Delta t}[\sigma_l^2 J_0(2\pi f_d \Delta t)] = \begin{cases} \frac{\sigma_l^2}{\pi f_d \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_d}\right)^2}} & , si |f| < f_d \\ 0 & , si |f| \geq f_d \end{cases} \quad (3.3)$$

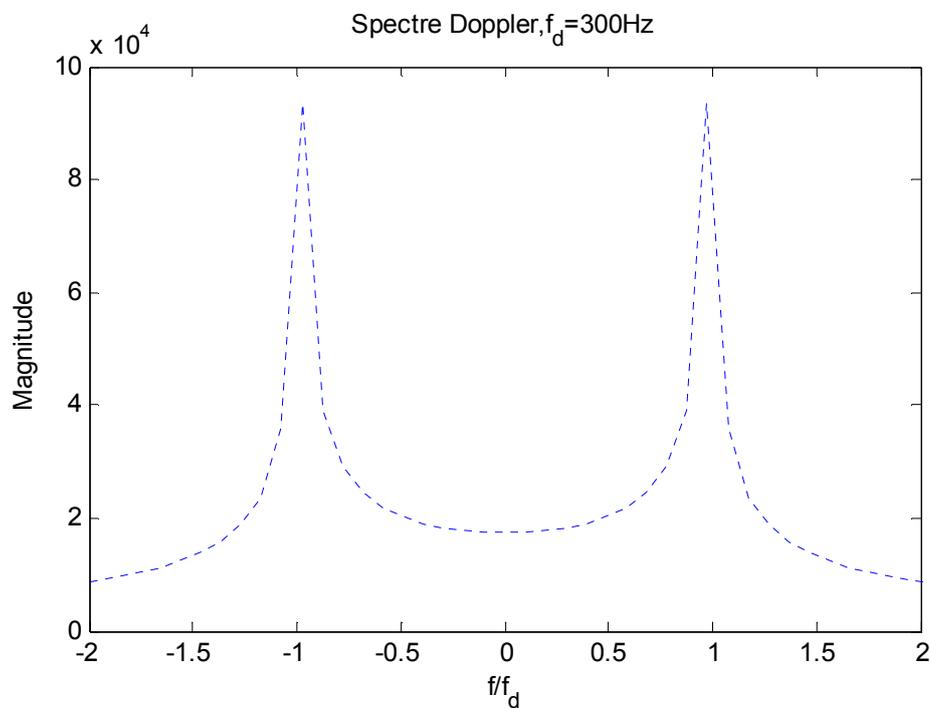


Figure 3.3. Spectre de Jakes pour une fréquence Doppler f_d .

Le spectre Doppler obtenu à une forme de « U » dit de Jakes. La condition de propagation est basée sur une fréquence Doppler maximale et non sur une vitesse spécifique de l'UE.

3.3.3 Le modèle TDL (Tapped Delay Line)

Un modèle TDL est généralement utilisé pour simuler un canal à trajets multiples sélectif en fréquence et variant dans le temps selon la fréquence Doppler. Il emploie

un nombre multiple de générateurs de canaux non sélectif (plat) (par exemple, en utilisant le modèle Jakes) qui sont indépendants les uns des autres, chacun avec la puissance moyenne de 1. Comme le montre la figure 3.4, la sortie de chaque générateur indépendant à évanouissement est multipliée par la puissance de chaque trajet, de manière à générer un coefficient de modèle TDL. En fait, il est implémenté comme un filtre FIR.

$$y(n) = \sum_{d=0}^{N_D-1} h_d(n)x(n-d) \quad (3.4)$$

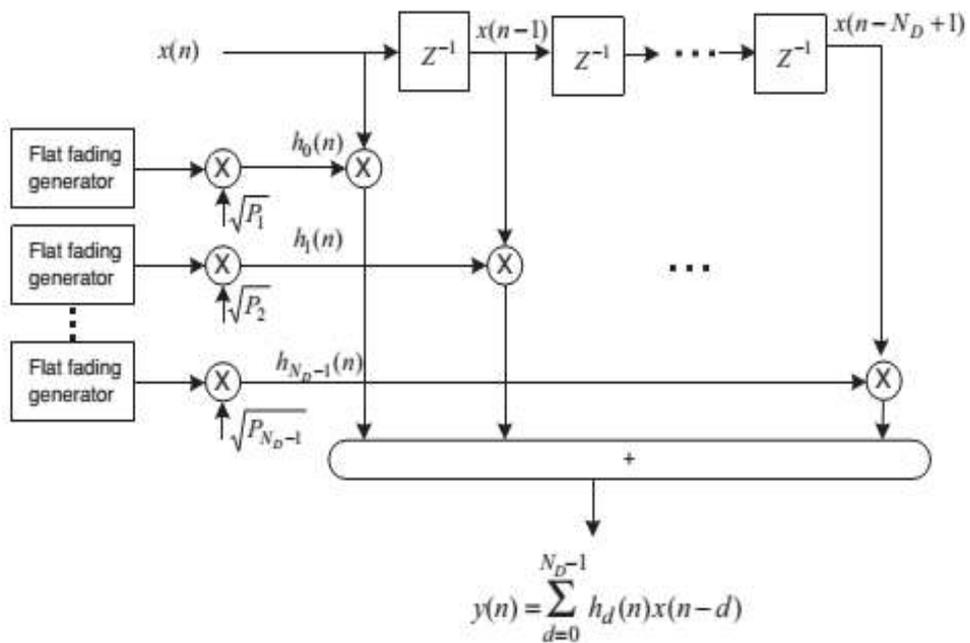


Figure 3.4. Model tapped-delay line.

Dans un premier temps, on suppose que chaque générateur à l'entrée du TDL génère une variables aléatoire de Rayleigh indépendante et de variance unitaire.

On rappelle que les PDP du modèle de canal général est basé sur les mesures réelles dans les environnements spécifiques (urbain, dense urbain ...), il peut ne pas coïncider avec les multiples entiers de la période d'échantillonnage T_s qui dans notre cas est donnée par :

$$T_s = \frac{1}{\Delta f \cdot \text{taille}_{FFT}} \sim 32,6 \text{ ns} \quad (3.5)$$

Sachant que :

T_s est la durée d'un symbole LTE.

$\Delta f = 1500$ Hz est l'espacement entre sous-porteuse.

$taille_{FFT} = 2048$.

Le PDP doit être ajusté pour la mise en œuvre du simulateur de canal à temps discret.

Pour régler ce problème nous utilisons une fonction d'arrondi donnée par :

$$\hat{T}_d = \text{floor}(T_d/T_s + 0.5) \cdot T_s \quad (3.6)$$

Avec T_s période d'échantillonnage, T_d est le retard du trajet et \hat{T}_d est le nouveau retard calculé.

Les canaux générés par cette méthode sont illustrés par les figures suivantes :

a Environnement rural (EPA)

Dans cette simulation nous avons utilisées le 1^{er} tableau qui concerne l'environnement rural (EPA).

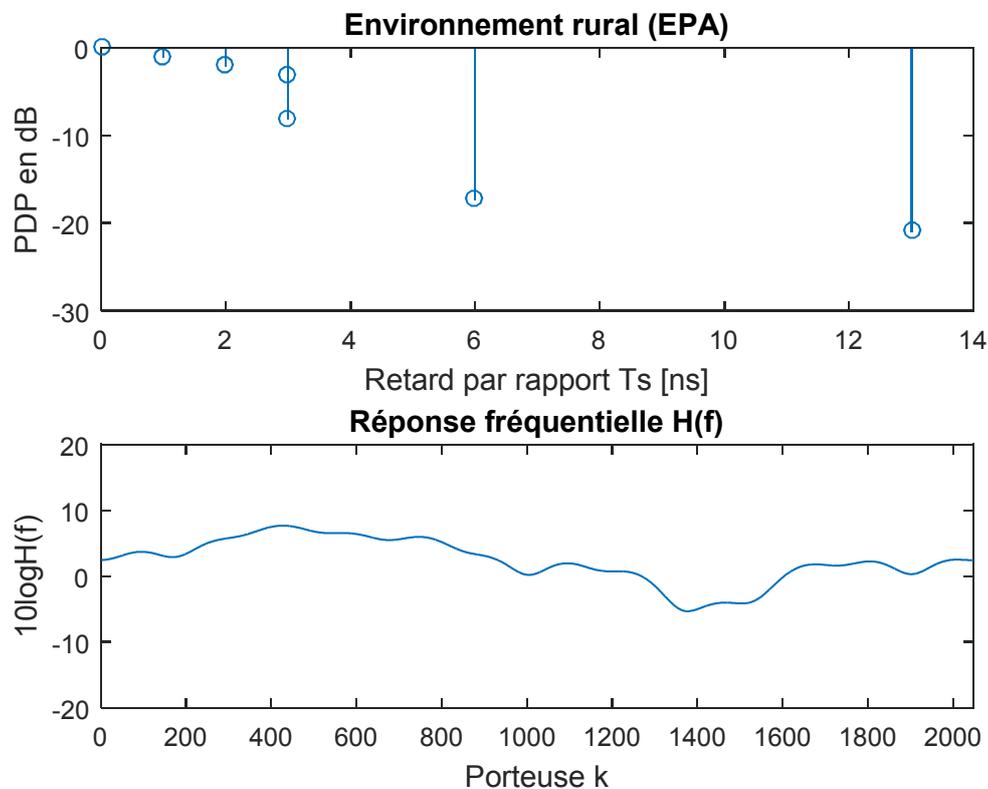


Figure 3.5. PDP et la réponse fréquentielle d'un canal EPA.

Remarque :

La figure 3.5 représente deux graphes PDP et la réponse fréquentiel d'un canal EPA. Le 1^{er} graphe (PDP) qui signifie le PDP en fonction de chaque retard. On remarque que chaque retard a son propre PDP et a chaque augmentation de retard nous avons des diminutions de PDP, ces retards sont dus à la distance parcouru par le signal, et dans cette enivrement rurale le retard maximal peut atteindre une valeur de 410 ns. Le 2^{eme} graphe représente la réponse fréquentiel $H(f)$ en fonction de fréquence, nous avons bien vus que le canal est plat, il n'y a pas de sélectivité en fréquence

b Environnement urbain (EVA)

Dans cette simulation nous avons utilisées le 2^{er} tableau qui concerne l'environnement urbain (EVA).

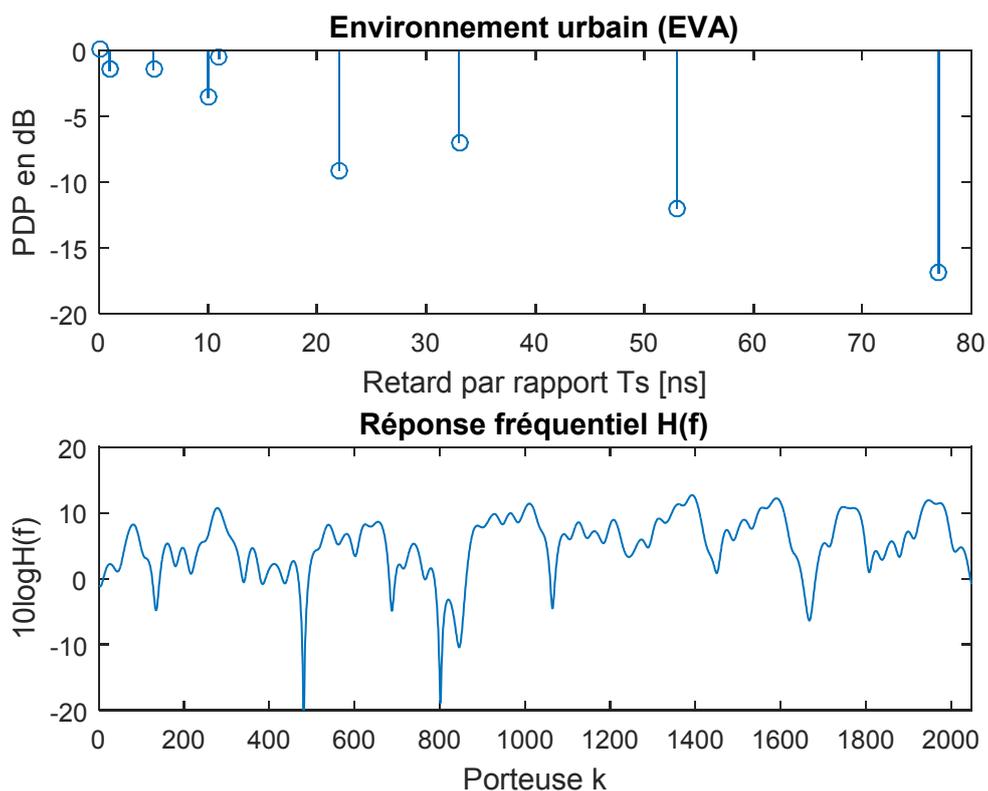


Figure 3.6. PDP et la réponse fréquentielle d'un canal EVA.

Remarque :

La figure 3.6 représente deux graphes PDP et la réponse fréquentiel d'un canal EVA. Le 1^{er} graphe (PDP) qui signifie le PDP en fonction de chaque retard. On remarque que chaque retard a son propre PDP et a chaque augmentation de retard nous avons des

diminutions de PDP, ces retards sont dus à la distance parcouru par le signal, et dans cette envirement urbain le retard maximal peut atteindre une valeur de 2510 ns. Le 2^{eme} graphe représente la réponse fréquentiel $H(f)$ en fonction de fréquence, nous avons bien vus que le canal est sélectivité en fréquence.

c Environnement dense urbain (ETU)

Dans cette simulation nous avons utilisées le 3^{er} tableau qui concerne l’environnement dense urbain (ETU).

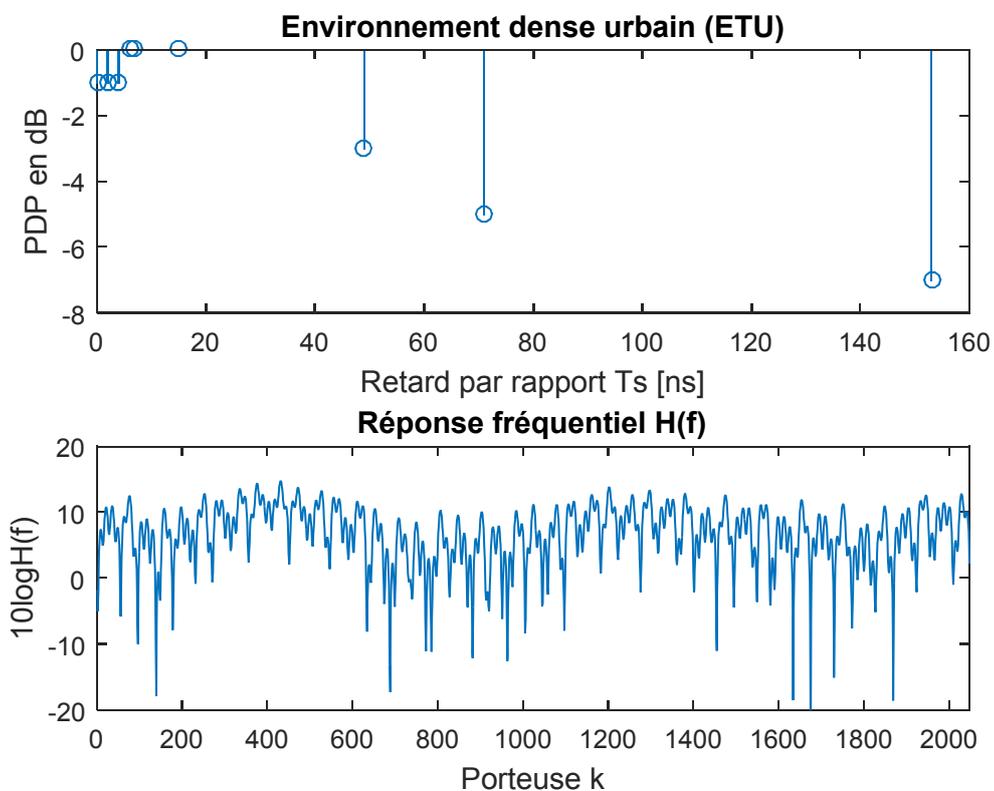


Figure 3.7. PDP et la réponse fréquentiel d'un canal ETU.

Remarque :

La figure 3.7 représente deux graphes PDP et la réponse fréquentiel d'un canal ETU. Le 1^{er} graphe (PDP) qui signifie le PDP en fonction de chaque retard, On remarque que chaque retard a son propre PDP et a chaque augmentation de retard nous avons des diminutions de PDP, ces retards sont dus à la distance parcouru par le signal, et dans cette envirement dense urbain le retard maximal peut atteindre une valeur de 5000 ns.

le 2^{ème} graphe représente la réponse fréquentiel $H(f)$ en fonction de fréquence, nous avons bien vus que le canal est très forte sélectivité en fréquence.

3.3.4 Modèle Jakes

Un canal à évanouissement de Rayleigh variable dans le temps est soumis à un spectre Doppler donné peut être généré en synthétisant les sinusoïdes complexes. Le nombre de sinusoïdes à ajouter doit être assez grand pour rapprocher l'amplitude de Rayleigh. En outre, chacun des générateurs sinusoïdaux doit être pondéré pour générer le spectre Doppler désiré.

Il s'agit du modèle Jakes qui a été développé à l'origine pour la simulation matérielle, mais maintenant utilisé dans la simulation de logiciels [35].

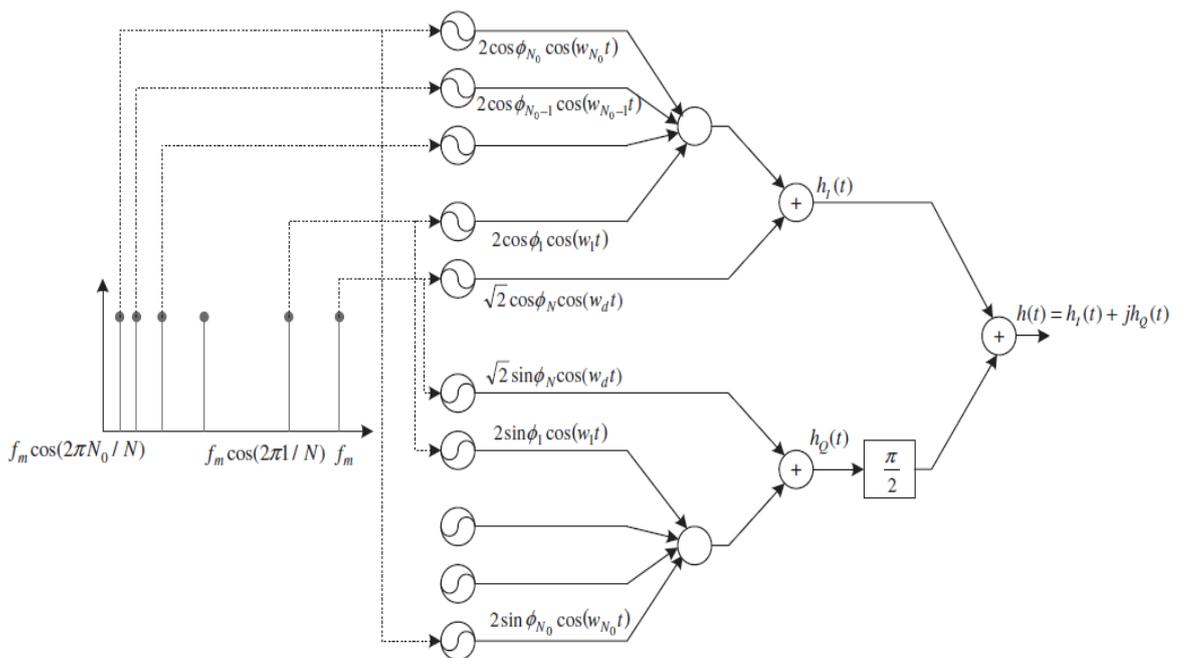


Figure 3.8. Implémentation de modèle Jakes.

La figure 3.8 illustre la façon dont le modèle est mis en œuvre Jakes. On a supposé que tous les rayons des composants dispersés arrivant dans les directions uniformes sont approximés par N ondes planes. Définir $N_0 = (N/2 - 1)/2$ où $N/2$ est limité à un nombre impair. Soit θ_n un angle d'arrivée pour la n ^{ième} onde plane, qui est modélisé comme $\theta_n = 2\pi n / N$, $n = 1, 2, \dots, N_0$. Comme le montre la figure 3.8, une somme de N_0 sorties d'oscillateur complexes avec les fréquences de $w_n = w_d \cos \theta_n$, $n =$

1,2, ... , N_0 , chacun correspondant à différents décalages Doppler, est ajouté à la sortie d'un oscillateur complexe avec une fréquence de $w_d = 2\pi f_m$. Les parties réelles et imaginaires, $h_I(t)$ et $h_Q(t)$, dans la somme totale des oscillateurs complexes peuvent être représentés respectivement comme :

$$h_I(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} (\cos \phi_n \cos w_n t) + \sqrt{2} \cos \phi_N \cos w_d t \quad (3.7 a)$$

Et

$$h_Q(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} (\sin \phi_n \cos w_n t) + \sqrt{2} \sin \phi_N \cos w_d t \quad (3.7 b)$$

Où ϕ_n et ϕ_N sont les phases initiales de la $n^{\text{ième}}$ sinusoïde de décalage Doppler et de la fréquence Doppler maximale f_m respectivement. La phase initiale doit être définie pour donner une distribution uniforme pour la phase du canal d'évanouissement [36]. Par exemple, la phase initiale peut être configurée pour :

$$\begin{aligned} \phi_N &= 0 \\ \phi_n &= \pi n / (N_0 + 1), \quad n = 1, 2, \dots, N_0 \end{aligned} \quad (3.8)$$

La sortie complexe du modèle Jakes peut être représentée comme :

$$h(t) = \frac{E_0}{\sqrt{2N_0 + 1}} \{h_I(t) + jh_Q(t)\} \quad (3.9)$$

Où E_0 est la moyenne du canal d'évanouissement.

Notez que la fréquence de la sinusoïde de décalage Doppler $\{w_n\}_{n=1}^{N_0}$ peut être exprimé comme :

$$w_n = w_d \cos \theta_n = 2\pi f_m \cos(2\pi n / N), \quad n = 1, 2, \dots, N_0 \quad (3.10)$$

Le nombre des sinusoïdes de décalage Doppler N_0 , doit être suffisamment large pour rapprocher l'amplitude du canal d'évanouissement avec une distribution de Rayleigh. On sait que $N_0 = 8$ est assez grand. Notez que les propriétés suivantes peuvent être affichées pour l'équation (3.7) :

$$E \left\{ \left(\frac{E_0 h_I(t)}{\sqrt{2N_0 + 1}} \right)^2 \right\} = E \left\{ \left(\frac{E_0 h_Q(t)}{\sqrt{2N_0 + 1}} \right)^2 \right\} = \frac{E_0^2}{2} \quad (3.11)$$

$$E\{h^2(t)\} = E_0^2 \quad (3.12)$$

$$E\{h(t)\} = E_0 \quad (3.13)$$

$$E\{h_I(t)h_Q(t)\} = 0 \quad (3.14)$$

L'équation (3.12) et l'équation (3.13) confirment que le modèle Jake génère le signal d'évanouissement avec l'amplitude moyenne de E_0 et l'énergie moyenne de E_0^2 . De plus, l'équation (3.11) et l'équation (3.14) montrent que les parties réelles et imaginaires du canal sont statistiquement indépendantes avec la puissance moyenne de $E_0^2/2$.

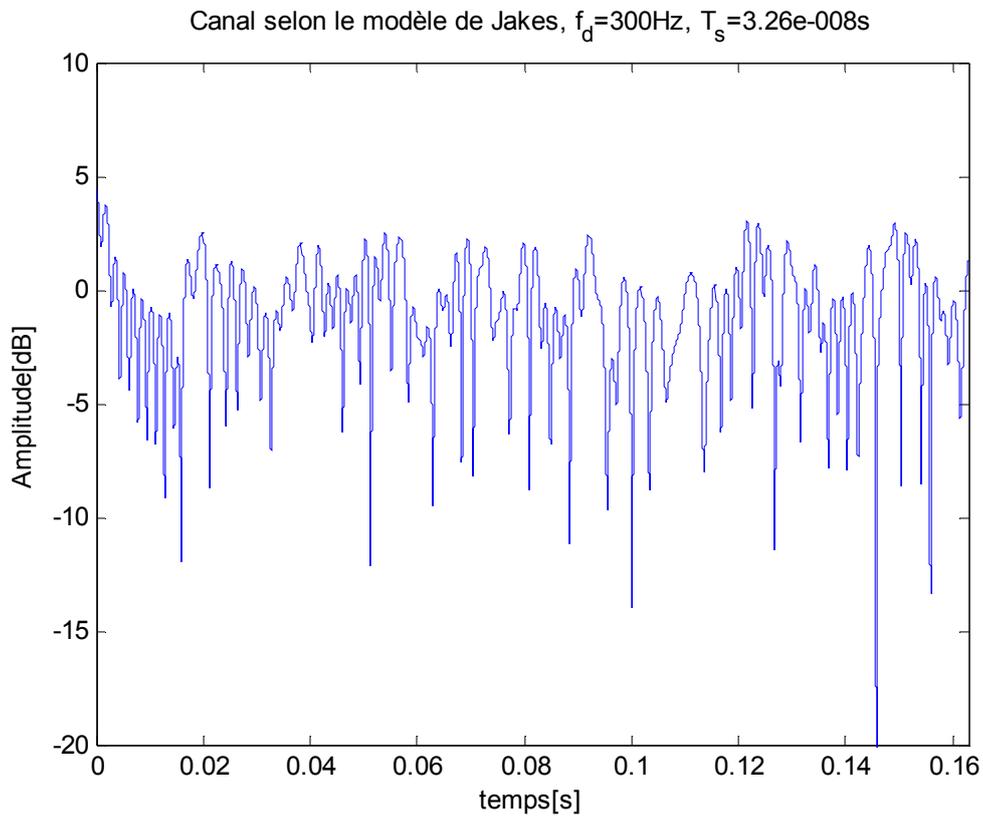


Figure 3.9. Canal variant dans le temps avec le modèle Jakes.

On remarque sur la figure 3.9 qu'il ya beaucoup de variations, on dit que le canal est très sélectif en temps et ça après l'utilisation de fréquence doppler plus élevé dans un environnement ETU par le model de Jakes.

Conclusion générale

Le but de ce projet est d'étudier le modèle statistique et empirique du canal pour un système LTE, ce canal se distingue par des variations fréquentielles et des variations temporelles de ses paramètres.

La fréquence Doppler est à l'origine des variations temporelles tandis que les trajets multiples sont à l'origine des variations fréquentielles. Statistiquement parlant, la fonction d'auto-corrélation temporelle du canal pour une fréquence donnée, dépend de la fréquence Doppler et donc de la mobilité, elle permet de connaître les corrélations entre les réponses impulsionnelles du canal à chaque instant. Pour une fréquence Doppler nulle, cette fonction d'auto-corrélation est maximale, ce qui veut dire que le canal est statique (exemple du modèle EPA). Lorsque la fréquence Doppler est grande, la corrélation est petite et elle est de plus en plus faible avec le temps (exemple du modèle ETU), donc la réponse du canal varie fortement d'un instant à un autre. Pour un instant donné, la fonction d'auto-corrélation du canal en fonction des retards permet de connaître le profile retard-puissance (PDP) calculé empiriquement pour différents environnements.

Simuler correctement ces phénomènes et se rapprocher du vrai canal n'est pas une tâche facile à faire. Le modèle de Jakes est le modèle le plus utilisé pour simuler un canal sélectif en fréquence et variant dans le temps. Nous espérons avoir contribué à donner une idée sur la difficulté d'étudier le canal radio mobile, et la difficulté de simulation et nous espérons que d'autres travaux vont s'intéresser d'avantage à ce sujet et étudier plus profondément toutes les autres techniques et pourquoi pas s'intéresser aux canaux pour le futur mobile de la 5ème génération (5G).

Bibliographie

- [1] M. Chaabi et M. Boutegui : 'Etude et simulation d'un système de communication MIMO/OFDM', Université Houari Boumediene, chapitre1, page 3, 2015.
- [2] Y. Chartois : 'Etude paramétrique avancée de canaux SISO et MIMO en environnements complexes : Application au système HiperLAN/2', Université de RENNES 1, chapitre 1, page 24, 2005.
- [3] P. Sylvie : 'Conception et réalisation de la partie numérique d'un simulateur matériel pour les canaux de propagation MIMO', Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, chapitre 1, page 7, 2017.
- [4] C. Ronan : 'Conception d'un sondeur de canal MIMO caractérisation du canal de propagation d'un point de vue directionnel et doublement directionnel', Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, chapitre 1, page 14, 2004.
- [5] C. Hamou : 'ÉTUDE ET CARACTÉRISATION D'UN CANAL DE PROPAGATION POUR LES RÉSEAUX V ANET', UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN ABITIBI-TÉMISCAMINGUE, chapitre 3, page 15, 2014.
- [6] M. Chaabi et M. BOUTEGUI : 'Etude et simulation d'un système de communication MIMO/OFDM', Université Houari Boumedienne, chapitre1, page 2, 2015.
- [7] P. Nuttapol : ' Modélisation et étude de la capacité du canal pour un système multi-antennes avance exploitant la diversité dépolarisation', Université Joseph-Fourier - Grenoble I, chapitre 1, page 23, 2009.
- [8] P. Nuttapol : 'Modélisation et étude de la capacité du canal pour un système multi-antennes avance exploitant la diversité dépolarisation', Université Joseph-Fourier Grenoble I, chapitre 1, page 25, 2009.
- [9] C. Berrou : ' Codes et turbo codes', Springer-Verlage, France, 2007.
- [10] C. Martial : 'Canal de Propagation', INPNSSEIHT Toulouse, chapitre 6, page 59, 2007/2008.
- [11] C. Hamouda : 'Estimation de canal très sélectif en temps et en fréquence pour les systèmes OFDM', Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, chapitre 1, page 15, 2009.
- [12] A. EL Khettabi : 'CONCEPTION DU SYSTEME DE TRANSMISSION OFDM CODE POUR LES APPLICATIONS À HAUT DÉBIT', ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE UNIVERSITÉ DU QUÉBEC, chapitre 1, page 16.17, 2008.
- [13] G. Tesserault : 'Modélisation multi-fréquences du canal de propagation', Université de Poitiers, chapitre 1, page 18.19, 2008.
- [14] Y. Chartois : 'Etude paramétrique avancée de canaux SISO et MIMO en environnements complexes : Application au système HiperLAN/2', Université de RENNES 1, chapitre 1, page 32, 2005.
- [15] A. Choumane : 'Synthèse d'un canal de propagation par système multi-antennes pour la caractérisation de terminaux mobiles à diversité', UNIVERSITE DE LIMOGES, chapitre 1, page 17, 2011.

- [16] Yvon Sosthène Yameogo, "Etudes de nouvelles techniques d'estimation et d'égalisation de canal adaptées au système SC-FDMA", Thèse doctorat, Université Rennes 1, France, 2011.
- [17] J. A. C. Bingham. Multicarrier modulation for data transmission : an idea whose time has come. IEEE J. Communications Magazine, 28(5) :5–14, 1990.
- [18] J. G. Proakis, "Digital communications", McGraw-Hill, 4e édition, 2001.
- [19] R. Van Nee et R. Prasad, "OFDM for Wireless Multimedia Communications", Artech House Publishers, 4e édition, 2000.
- [20] Y. G. Li and G. Stuber, "Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications." Springer, Science + Business Media, Inc, 2006.
- [21] M. Debbah, "Introduction aux principes de l'OFDM (orthogonal frequency division multiplexing)".
- [22] A. Goldsmith, "Wireless Communications." Cambridge University Press, 2005.
- [23] Fathi E. Abd El-Samie, Faisal S. Al-kamali, Azzam Y. Al-nahari, Moawad I. Dessouky, "SC-FDMA for Mobile Communications", Livre, CRC Press, Version électronique, 2013.
- [24] Benyarou Mourad, "Optimisation des systèmes multi-antennes appliqués aux systèmes MC-CDMA", Thèse de doctorat, Université Abou Bakr Belkaid, Algérie, 2013.
- [25] Olivier Berder, "Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes", Thèse doctorat, Université de Bretagne Occidentale, France, 2002.
- [26r] 3GPP TR 25.892; Feasibility Study for Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) for UTRAN enhancement (Release 6)
- [27] C. Gessner : " UMTS Long Term Evolution (LTE) Technology Introduction ", Rohde & Schwarz Products, 2008.
- [28] 3GPP TS 36.211 : " Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA), Physical channels and modulation ".
- [29] Y. Bouguen & É. Hardouin & X. Wolff : " LTE et les réseaux 4G ", ÉDITIONS EYROLLES, 2012.
- [31] 3GPP TR 25.913 : 'Requirements for Evolved UTRA and UTRAN'.
- [39] 3GPP TR 36.803 V1.1.0 : ' Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA)'.
- [30] 3GPP TS 36.141 version 8.9.0 Release 8 : 'Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA)'.
- [32] I. EL Mourabit, A. Badri : " Modeling Approach of LTE Mobile Positioning Simulator for OTDOA Measurements ", " International Journal of Advanced Research in Computer Science and Software Engineering ", 5 pages, November 2015.
- [33] P. Balasundaram, N. Chakraborty : ' Performance Analysis of Extended Channel Models for MIMO LTE SC-FDMA Uplink Systems ', 11 pages, 2014.
- [34] S. Ghandour : 'Estimation de canal à évanouissements lents pour les communications radio-mobiles', 2010.
- [35] Jakes, W.C. (1974) Microwave Mobile Communications, John Wiley & Sons, Inc., New York.
- [36] Smith, J.I. (1975) A computer generated multipath fading simulation for mobile radio. IEEE Trans. Veh. Technol., 24(3), 39–40.