

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd - Tlemcen -

Faculté de TECHNOLOGIE



## **MEMOIRE**

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

**En** : Télécommunications

**Spécialité** : Systèmes de Télécommunications

**Par** :

BELKADI Mohammed El Amine et BEHAR Mohammed El Amine

**Sujet**

**MODULATION AVEC CODAGE CONVOLUTIF POUR LES  
SYSTEMES DE COMMUNICATIONS OFDM DANS UN CANAL A  
BRUIT IMPULSIF**

Soutenu publiquement, le **03/07/ 2019** , devant le jury composé de :

Mr S.M.H. IRID	Maître de Conférences	Univ. Tlemcen	Président
Mr S.KAMECHE	Professeur	Univ. Tlemcen	Directeur de mémoire
Melle H. HAMLILI	Doctorante	Univ. Tlemcen	Co-Directeur de mémoire
Mr H. ZERROUKI	Maître de Conférences	Univ. Tlemcen	Examineur

## *Dédicace*

---

*En premier en remercie dieux pour tout.*

*À Nos parents*

*Que nous aimons tant et qui nous ont soutenu ce long  
chemin d'étude Nous les remercions de leur  
confiance et de leur amour.*

*Nous espérons que le fruit de nos efforts leurs apporteront fierté.*

*À Nos sœurs et nos frères*

*Pour leurs encouragements continus et pour toutes nos familles.*

*À la promo systèmes de Télécommunication ST 2018/2019 de  
l'université de Technologie de Tlemcen*

*Nous vous souhaitons une vie pleine de réussite, santé et de bonheur.*

*À nos enseignants dont la liste s'allonge d'une année à un autre*

*À toutes les personnes qui ont participé à l'élaboration de ce travail à tous  
ceux que nous avons oublié de citer.*

**BELKADI Mohammed El Amine et BEHAR Mohammed El Amine**

## Remerciement

---

*Nous remercions Dieu le Tout-Puissant qui nous a donné le courage pour élaborer ce modeste travail. Ce travail a été accompli à l'aide de plusieurs personnes que nous tenons à remercier absolument.*

*Nous remercions tout d'abord notre encadreur Monsieur « Kameche Samir » professeur à l'Université de Tlemcen, d'avoir accepté de nous encadrer dans notre projet de fin d'études, ainsi que pour son soutien, sa disponibilité, ses remarques pertinentes et son encouragement.*

*Nos remerciements vont aussi à Mlle « Hamlili Heyem » doctorante à l'Université de Tlemcen de nous avoir apporté leurs valeureux conseils et soutiens durant la réalisation de ce mémoire.*

*Nous voudrions également remercier les membres de jury d'avoir accepté d'évaluer ce travail et pour toutes leurs remarques et critiques,*

*Monsieur « S.M.H Irid », Maitre de Conférences à l'Université de Tlemcen, qui nous a fait l'honneur de présider notre jury de mémoire,*

*Et Monsieur « H. Zerrouki », Maitre de Conférences à l'Université de Tlemcen, d'avoir accepté d'examiner notre travail.*

*Nos remerciements vont aussi à tous mes professeurs, enseignants et toutes les personnes qui nous ont soutenus jusqu'au bout, et qui n'ont pas cessé de nous donner des conseils très importants en signe de reconnaissance.*

*Finalement, nous remercions tous ceux qui ont participé de près ou de loin dans l'élaboration de ce travail avec un conseil ou autre.*

## Résumé :

Le multiplexage par répartition orthogonale de fréquence (OFDM), avec sa capacité à atténuer les effets de la propagation par trajets multiples, est devenu la technique la plus largement utilisée dans les communications sans fil. La transmission OFDM est détruite par le bruit d'interférence ayant un comportement non gaussien en raison de phénomènes impulsifs.

Dans ce projet, nous discutons les différentes modélisations de bruit impulsif qui existent dans la littérature Middleton classe A, Bernoulli-gaussienne et la distribution  $\alpha$ -Stable Symétrique (SaS). Ensuite, nous simulons le système OFDM et analysons les performances du code convolutif (CC) en termes de BER dans les environnements à bruit impulsif. Le BER a été évalué sous différentes combinaisons de schémas de modulation numérique (BPSK, QPSK, 16-QAM et 64-QAM) et de rendements de code convolutif (CC) 1/2, 2/3 et 3/4.

**Mots clés :** OFDM, Bruit Impulsif, Non-Gaussien, Bernoulli-Gaussien, Middleton Class A, Distribution  $\alpha$ -Stable Symétrique, GSNR, Code Convolutif (CC).

---

## Abstract:

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), with its ability to mitigate the effects of multipath propagation, has become the most widely used technique in wireless communication. OFDM transmission is destroyed by interference noise that has non-Gaussian behavior due to impulsive phenomena.

In this project, we discuss the different impulsive noise models in the literature Middleton Class A, Bernoulli-Gaussian and Symmetric  $\alpha$ -stable. Then we simulate the OFDM system and we analyze the bit-error-rate (BER) performance of the Convolutional Code (CC) in an impulsive noise environment. The BER was evaluated under different combinations of digital modulation (BPSK, QPSK, 16-QAM and 64-QAM) and Convolutional Code (CC) with 1/2, 2/3 and 3/4 rated codes.

**Keywords:** OFDM, Impulsive Noise, Non-Gaussian, Bernoulli-Gaussian, Middleton Class A, Symmetric  $\alpha$ -Stable Distribution, GSNR, Convolutional Code (CC).

# Table des matières

---

Dédicace.....	I
Remerciement .....	II
Résumé.....	III
Table des matières.....	IV
Liste des figures .....	VII
Liste des tableaux .....	IX
Liste des abréviations .....	X
Introduction générale.....	1

## Chapitre I : L'évolution des réseaux cellulaires

I.1 Introduction.....	4
I.2 Principe de base d'un réseau mobile .....	5
I.3 Evolution des systèmes radio cellulaires .....	6
I.3.1 Les réseaux mobiles de première génération (1G) .....	6
I.3.2 Les réseaux mobiles de deuxième génération (2G) .....	6
I.3.2.1 Le réseau GSM.....	7
I.3.2.2 Architecture GSM .....	7
I.3.2.3 Le réseau GPRS .....	8
I.3.2.4 Architecture du GPRS.....	8
I.3.2.5 Le réseau EDGE.....	9
I.3.3 Les réseaux mobiles de la troisième génération (3G) .....	10
I.3.3.1 Le réseau UMTS .....	10
I.3.3.2 L'architecture de l'UMTS .....	10
I.3.3.3 Le HSPA .....	12
I.3.3.4 Le HSPA+.....	13
I.3.4 Les réseaux mobiles de la quatrième génération (4G) .....	13
I.3.4.1 Le réseau LTE.....	13
I.3.4.2 Architecture du réseau 4G.....	14
I.3.4.3 Le réseau LTE-A.....	16
I.3.5 Les réseaux mobiles de la 5ème génération.....	16
I.3.5.1 Architecture de la 5G .....	17
I.3.6 Comparaison entre les 5 générations de communication.....	21
I.4 Conclusion .....	22

# Table des matières

---

## Chapitre II : OFDM et Codage Convolutif

II.1 Introduction .....	24
II.2 Historique .....	24
II.3 Principe de l'OFDM .....	25
II.4 Chaîne de transmission .....	26
II.4.1 Emetteur OFDM .....	26
II.4.2 Canal de propagation .....	27
II.4.3 Récepteur OFDM.....	27
II.5 Implémentation de l'OFDM .....	28
II.5.1 Modulateur OFDM .....	28
II.5.2 Démodulateur OFDM .....	29
II.5.3 Préfixe cyclique .....	30
II.6 Avantages et inconvénients de l'OFDM .....	31
II.7 Codage convolutif.....	32
II.7.1 Description.....	32
II.7.2 Décodeur de Viterbi.....	35
II.8 Conclusion.....	36

## Chapitre III : Les Canaux de Communication

III.1 Introduction .....	38
III.2 Canal à Bruit blanc additif gaussien (AWGN) .....	38
III.2.1 Rapport signal sur bruit moyen (SNR) .....	40
III.2.2 Taux d'erreur sur les bits (BER) .....	40
III.3 Canal de propagation par trajets multiples.....	40
III.3.1 Distribution de Rayleigh.....	43
III.3.2 Distribution de Rice.....	43
III.4 Canal de propagation à bruit impulsif.....	44
III.4.1 Définition .....	45
III.4.2 Densité Spectrale de Puissance (DSP).....	45
III.4.3 Principe de mesures et classement des impulsions (isolée et rafale).....	46
III.4.4 Modélisation du bruit impulsif .....	48
III.5 CONCLUSION .....	55

## Chapitre IV : Résultats de simulation

IV.1 Introduction.....	57
IV.2 Présentation de Matlab .....	57
IV.3 Résultats de simulation.....	58

## *Table des matières*

---

IV.3.1 Simulation de bruit impulsif .....	58
IV.3.2 Simulation de la chaine OFDM .....	60
IV.3.2.1 Résultats de BER en fonction de SNR pour un bruit blanc AWGN .....	60
IV 3.2.2 Résultats de BER en fonction de GSNR pour un bruit impulsif de Middleton .....	62
IV 3.2.3 Résultats de BER en fonction de GSNR pour un bruit impulsif de Bernoulli.....	63
IV 3.2.4 Résultats de BER en fonction de GSNR pour un bruit impulsif de $\delta\alpha\delta$ .....	64
IV.4 Conclusion .....	66
Conclusion générale .....	67
Bibliographie.....	68

## Liste des figures

---

Figure I.1 : Evolution des générations mobiles .....	4
Figure I.2 : Types de cellules .....	5
Figure I.3 : Architecture du réseau GSM.....	7
Figure I.4 : Architecture du réseau GPRS .....	9
Figure I.5 : Architecture du réseau UMTS .....	11
Figure I.6 : Réseau cœur de l'UMTS.....	12
Figure I.7 : Architecture du réseau LTE.....	14
Figure I.8 : Architecture du réseau cœur EPC .....	15
Figure I.9 : Architecture du réseau 5G .....	18
Figure I.10 : Centralisation du plan de contrôle dans un réseau défini par un logiciel (software defined network).....	18
Figure I.11 : Illustration d'une architecture réseau CloudRAN. ....	19
Figure II.1 : Représentation fréquentielle et temporelle d'un signal OFDM.....	25
Figure II.2 : Diagramme en bloc de la chaîne de transmission OFDM.....	26
Figure II.3 : Modulateur OFDM.....	28
Figure II.4 : Occupation de la bande passante .....	29
Figure II.5 : Démodulateur OFDM.....	30
Figure II.6 : Insertion de préfixe cyclique .....	31
Figure II.7 : Un codeur de convolution avec $k = 1$ , $n = 2$ et $R = 1/2$ .....	33
Figure II.8 : Représentation du diagramme d'états du codeur de la Figure II.7.....	33
Figure II.9 : Diagramme en arbre pour le codeur de la Figure II.7 .....	34
Figure II.10 : Diagramme en treillis du codeur de la Figure II.7 .....	35
Figure II.11 : Schéma fonctionnel du décodeur de viterbi.....	35
Figure III.1 : Canal à bruit blanc additif gaussien (AWGN).....	39
Figure III.2 : Propagation par trajets multiples .....	41
Figure III.3 : Propagation multi-trajets NLOS.....	42
Figure III.4 : Propagation multi-trajets LOS.....	42
Figure III.5 : Exemple d'un bruit impulsif .....	45
Figure III.6 : Exemple d'enregistrement de bruit. (a) Fenêtre d'observation de $650 \mu s$ , (b) Impulsion isolée, (c) Rafale .....	47
Figure III.7 : PDF de la classe A de bruit pour des différentes valeurs de $A$ et $\Gamma = 0.001$ .....	50
Figure III.8 : Exemples de réalisations d'échantillons de bruits suivant le modèle MCA.....	51
Figure III.9 : Exemples des PDF des échantillons de bruits suivant le modèle MCA.....	51
Figure III.10 : Deux états de modèle de bruit, Middleton classe A et Bernoulli-Gaussien .....	52

## Liste des figures

---

Figure III.11 : $\mathcal{S}\alpha\mathcal{S}$ distributions de différentes valeurs de $\alpha$ avec $\beta=0$ , $\gamma=1$ et $\delta=0$ .....	54
Figure IV.1 : Logo MATLAB .....	57
Figure IV.2 : Signal de bruit impulsif (modèle de Middleton classe A) .....	58
Figure IV.3 : Signal de bruit impulsif (modèle de Bernoulli-Gaussien) .....	58
Figure IV.4 : Signal de bruit impulsif (modèle de $\mathcal{S}\alpha\mathcal{S}$ ) .....	59
Figure IV.5 : Comparaison de BER pour des différents schémas de modulation et code rate pour un canal AWGN.....	61
Figure IV.6 : BER vs GSNR pour des types de modulation différents avec et sans codage à la présence d'un bruit impulsif modélisé par le modèle de Middleton classe A.....	62
Figure IV.7 : BER vs GSNR pour des types de modulation différents avec et sans codage à la présence d'un bruit impulsif modélisé par le modèle de Bernoulli-Gaussien.....	64
Figure IV.8 : BER vs GSNR pour des types de modulation différents avec et sans codage à la présence d'un bruit impulsif modélisé par le modèle de $\mathcal{S}\alpha\mathcal{S}$ ( $\alpha=1.5$ ) .....	65
Figure IV.9 : BER vs GSNR pour des types de modulation différents avec et sans codage à la présence d'un bruit impulsif modélisé par le modèle de $\mathcal{S}\alpha\mathcal{S}$ ( $\alpha=1.2$ ) .....	66

## *Liste des tableaux*

---

Tableau : I.1 Comparaison entre les 5 générations .....	21
Tableau : III.1 PDFs des cas spéciales de $\alpha$ stables .....	55
Tableau : IV.1 Les paramètres de la simulation du système OFDM.....	60
Tableau : IV.2 Comparaison de SNR pour des différents code rate et schémas de modulations dans un milieu à bruit blanc Gaussien AWGN .....	61
Tableau : IV.3 Comparaison de GSNR pour des différents code rate et des schémas de modulations avec un bruit de Middleton .....	63

## *Liste d'abréviations*

---

<b>1G</b>	Première génération
<b>2G</b>	Deuxième génération
<b>3G</b>	Troisième génération
<b>4G</b>	Quatrième génération
<b>5G</b>	Cinquième génération
<b>ACSU</b>	Add Compare and Select Unit
<b>ADSL</b>	Asynchronous Digital Subscriber Line
<b>AMPS</b>	Advanced Mobile Phone System
<b>API</b>	Interfaces de Programmation d'Application
<b>AUC</b>	Authentication Center
<b>AWGN</b>	Additive White Gaussian Noise
<b>BBAG</b>	Bruit Blanc Additive Gaussien
<b>BER</b>	Bit Error Rate
<b>BG</b>	Border Gateway
<b>BMU</b>	Branch Metric Unit
<b>BPSK</b>	Binary Phase Shift Keying
<b>BSC</b>	Base Station Controller
<b>BSS</b>	Base station Sub-System
<b>BTS</b>	Base Transceiver Station
<b>CDMA</b>	Code Division Multiple Access
<b>CN</b>	Core Network
<b>CS</b>	Circuit Switched
<b>DAB</b>	Digital Audio Broadcasting
<b>DC</b>	Discret Courent
<b>DC-HSDPA</b>	Dual Carrier-HSDPA
<b>DSE</b>	Densité spectrale de puissance
<b>DSP</b>	Densité spectral d'énergie
<b>DSP</b>	Digital Signal Processing

## *Liste d'abréviations*

---

<b>DVB-T</b>	Digital Video Broadcasting terrestrial
<b>EDGE</b>	Enhanced Data Rate for GSM Evolution
<b>ENodeB</b>	Evolved NodeB
<b>EPC</b>	Evolved Packet Core
<b>E-UTRAN</b>	Evolved UTRAN
<b>FDD</b>	Frequency Division Duplex
<b>FDMA</b>	Frequency Division Multiple Access
<b>FFT</b>	Fast Fourier Transform
<b>FSK</b>	Frequency Shift Keying
<b>GGSN</b>	Gateway GPRS Support Node
<b>GMSK</b>	Gaussian Minimum Shift Keying
<b>GPRS</b>	General Packet Radio Service
<b>GSM</b>	Global system for mobile communication
<b>HARQ</b>	Hybrid Automatic Responser Quest
<b>HF</b>	Hautes Fréquences
<b>HLR</b>	Home Location Register
<b>HSDPA</b>	High Speed Downlink Packet Access
<b>HSPA</b>	High Speed Packet Access
<b>HSPA+</b>	High Speed Packet Access+
<b>HSS</b>	Home Subscriber Service
<b>HSUPA</b>	High-Speed Uplink Packet Access
<b>IEP</b>	Interférences Entre Porteuses
<b>IES</b>	Interférences Entre Symboles
<b>IFFT</b>	Transformée de Fourier rapide Inverse
<b>IMS</b>	IP Multimedia Sub-system
<b>IoT</b>	Les services d'Internet des objets
<b>IP</b>	Internet Protocol
<b>LOS</b>	Line Of Sight

## *Liste d'abréviations*

---

<b>LTE</b>	Long Term Evolution
<b>LTE-A</b>	LTE Advanced
<b>MCA</b>	Middleton Classe A
<b>ML</b>	Maximum Likelihood
<b>MME</b>	Mobility Management Entity
<b>MSC</b>	Mobile Services Switching Center
<b>MTC</b>	Multi-Tone Channel
<b>NFV</b>	Network Functions Virtualization
<b>NLOS</b>	Non Line Of Sight
<b>NMC</b>	Network and Management Centre
<b>NSS</b>	Network Sub-System
<b>OFDM</b>	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
<b>OMC</b>	Operations and Maintenance Center
<b>OSI</b>	Open Systems Interconnection
<b>OSS</b>	Operation Sub-System
<b>PCRF</b>	Policy and Charging Rules Function
<b>PDC</b>	Personal Digital Communication
<b>PDF</b>	Probability Density Function
<b>PGW</b>	Packet Switch-GetWay
<b>PLC</b>	Power Line Communication
<b>PLMN</b>	Public Land Mobile Network
<b>PS</b>	Packet Switched
<b>PSK</b>	Phase Shift Keying
<b>QAM</b>	Quadrature Amplitude Modulation
<b>QPSK</b>	Quadrature Phase Shift Keying
<b>RNC</b>	Radio Network Controller
<b>RTC</b>	Réseau téléphonique commuté
<b>SDN</b>	Software Defined Networking

## *Liste d'abréviations*

---

<b>SGSN</b>	Serving GPRS Support Node
<b>SGW</b>	Serving Gateway
<b>SMS</b>	Short Message Service
<b>SMSS</b>	Switching and Management Sub-System
<b>SMU</b>	Survivor Memory Unit
<b>SNR</b>	Signal to Noise Ratio
<b>TACS</b>	Total Access Communication System
<b>TBU</b>	Trace Back Unit
<b>TDMA</b>	Time Division Multiple Access
<b>TFD</b>	Transformée de Fourier Discrète
<b>UE</b>	User Equipment
<b>UIT</b>	Union internationale des telecommunications
<b>UIT</b>	Union International Telecommunications
<b>UMTS</b>	Universal Mobile Telecommunication System
<b>UWB</b>	Ultra Wide Bande
<b>VA</b>	Viterbi Algorithm
<b>VLR</b>	Visitor Location Register
<b>VoIP</b>	Voice over IP
<b>W-CDMA</b>	Wide Band - Code Division Multiple Access

Ces dernières années les systèmes de communications ont beaucoup évolué, en particulier les systèmes sans fil qui ont connu une croissance remarquable grâce aux progrès technologiques réalisés dans plusieurs domaines scientifiques : traitement du signal, micro-électronique, nanoélectronique, logiciels, mathématique. Cette évolution a mené à l'apparition des différentes générations de téléphonie mobile [1].

Les réseaux radio mobiles sont généralement classés en générations, 1G (AMPS) est le système radio mobile analogique dans les années 1980. 2G est le premier système radio mobile numérique et la 3G est le premier système large bande. LTE (Long term Evolution) Rel-8 était le portail vers les réseaux de la 4ème génération (soit 3.9 G), et LTE-Advanced est réellement le premier réseau 4G qui est utilisé actuellement, et ce n'est plus le dernier car bientôt l'apparition de la 5G [2].

Cette évolution s'explique autour de plusieurs aspects, le besoin croissant de débit, le caractère mobile du terminal et le contexte d'encombrement de ressource spectrale. La modulation mono-porteuse ne répond pas d'une façon optimale à ces besoins, en raison de la sélectivité en fréquence des canaux et le problème de trajets multiples [3].

Pour arriver à des performances élevées dans l'environnement à trajets multiples, les réseaux sans fils ont adopté la technique de modulations multi-porteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [4]. Afin de faire face aux problèmes introduits par les canaux de transmission, les concepteurs ont envisagé deux grandes solutions. La première solution est l'augmentation de la puissance de transmission, ce qui rend la communication chère, la deuxième est la détection et la correction des erreurs par des codes correcteurs d'erreur [5] plus précisément l'utilisation de codage convolutif de manière à vaincre les distorsions de transmission [6].

Le travail présenté dans ce projet a pour but d'étude les performances de codage convolutif pour les systèmes de communications OFDM dans un canal à bruit impulsif. De ce fait, nous avons organisé notre plan de projet en 4 chapitres.

Dans le premier chapitre nous allons définir comment le monde est arrivé à la 5G en donnant un aperçu général des différentes normes de téléphonie mobile tel que la 1ère génération (1G) comme l'était, au départ, le GSM (2G) qui donnaient accès au service voix en mobilité, le GPRS (2,5 G), l'EDGE (2,75 G) et l'UMTS (3G) qui permet aux utilisateurs d'avoir accès à un vrai internet mobile avec l'intégration de nouveaux services. Ensuite on va présenter les réseaux mobiles de la 4G LTE et LTE-A et nous finirons par la future génération 5G.

Dans le second chapitre, on a fait l'étude de la technique OFDM et le codage convolutif. L'historique de l'OFDM, son principe de fonctionnement et une explication de la chaîne de

## *Introduction générale*

---

transmission, ensuite l'implémentation et finalement les avantages et les inconvénients de l'OFDM. Nous présenterons aussi les codes convolutifs comme un cas particulier des codes correcteur d'erreur et le Décodeur de Viterbi.

Dans le troisième chapitre, on va donner une vue d'ensemble sur les canaux de communication. Nous commencerons par une description du canal à bruit blanc additif gaussien (AWGN). Par la suite, nous parlerons sur le canal de propagation par trajets multiples ainsi que les distributions Rayleigh et Rice. Finalement, nous nous intéressons au canal de propagation à bruit impulsif.

Le quatrième chapitre comprend les résultats de simulation de la chaîne OFDM à la bande [27,5-28,35] GHz avec un codage de convolution et un décodage de Viterbi dans le canal Rayleigh à la présence de bruit impulsif modélisé par différentes façons.

Enfin, nous finalisons notre mémoire avec une conclusion générale et perspective.

# Chapitre I

## L'évolution des réseaux cellulaires

## I.1 Introduction

Les systèmes de communication sans fil sont de plus en plus présents dans nos jours et ils tendent à remplacer l'utilisation excessive de câbles. Le développement des réseaux mobiles n'a pas cessé d'élargir et plusieurs générations ont apparu (1G, 2G, 3G, 4G et bientôt la 5G qui n'est pas encore mis en œuvre). Ces générations ont connu une évolution remarquable, en apportant un débit exceptionnel qui n'arrête pas d'augmenter, une bande passante de plus en plus large et parmi les avantages d'une telle bande passante est le nombre d'utilisateur pouvant être supportés.

Dans ce chapitre, on va présenter les différentes générations de réseaux mobiles, leurs architectures et d'autres services pouvant être utilisés par chacune de ces générations cellulaires. La figure suivante illustre la succession des technologies vers la 5G [2] :

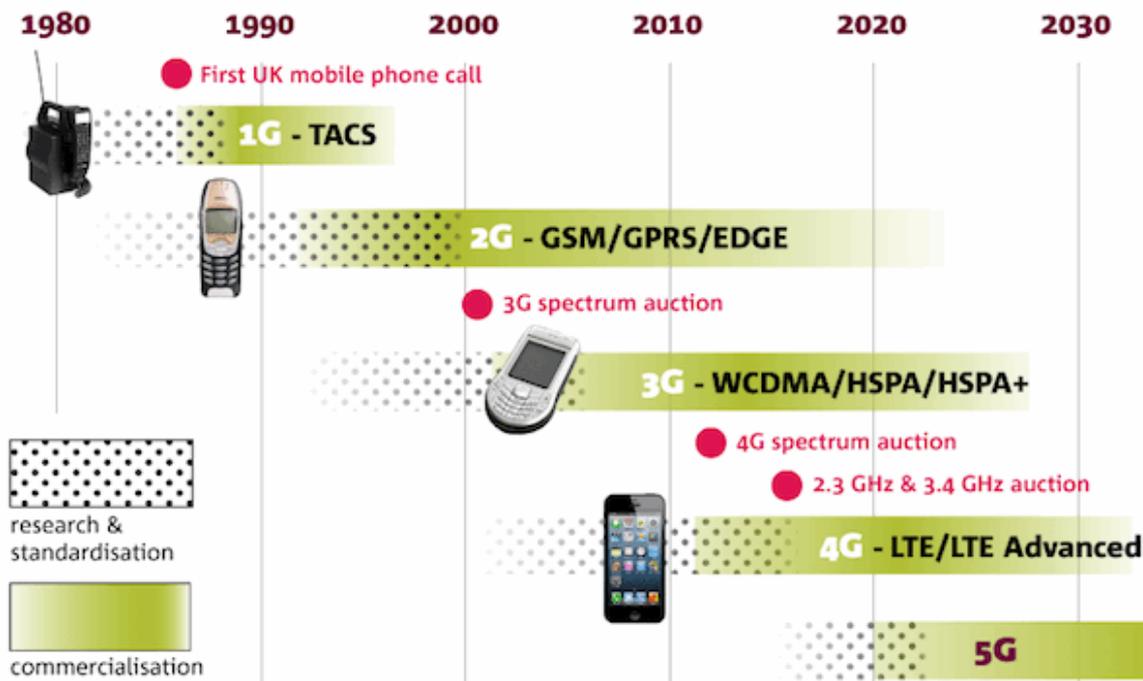


Figure I.1 : Evolution des générations mobiles

## I.2 Principe de base d'un réseau mobile

Le principe de fonctionnement du réseau mobile est basé sur un système cellulaire, c'est-à-dire que les stations de bases sont réparties sur le territoire selon un schéma, qui permet à une cellule d'utiliser plusieurs fréquences qui seront différentes de celles des cellules voisines (Figure I.2), ces mêmes fréquences seront réutilisées par des cellules suffisamment éloignées de façon à éviter les interférences. Le nombre de communications simultanées que peut écouler une station de base est limité à cause du nombre de porteuses (fréquences) disponibles.

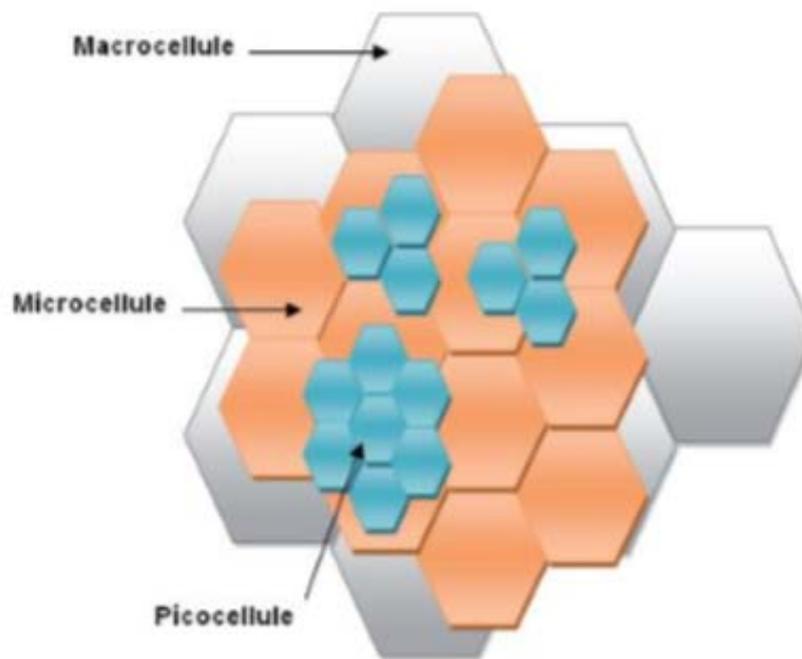


Figure I.2 : Types de cellules

- Dans les zones rurales (faible population), les cellules sont de tailles importantes (jusqu'à 30 Km) et sont appelées des macros cellules.
- Dans les zones urbaines, l'opérateur utilise des microcellules (de quelques centaines de mètres de rayon) pour écouler un trafic important par unité de surface.

Les systèmes de radiotéléphonie cellulaire sont donc adaptés à des environnements très variés (zones urbaines ou rurales, usagers fixes ou mobiles, intérieur et extérieur des immeubles) [7].

## I.3 Evolution des systèmes radio cellulaires

### I.3.1 Les réseaux mobiles de première génération (1G)

La première génération de téléphone mobile appelée (1G) fait son apparition dans les années 1970-1980. Cette génération est caractérisée par une multitude de technologies introduites en parallèle à travers le monde. On peut citer les technologies suivantes :

- **AMPS** (Advanced Mobile Phone System) aux Etats-Unis.
- **TACS** (Total Access Communication System) au Japon et au Royaume-Unis.
- **NMT** (Nordic Mobile Telephone) dans les pays scandinaves.
- **Radiocom 2000** en France.
- **C-NETZ** en Allemagne.

Techniquement, ces systèmes utilisaient un codage et une modulation analogique, avec une technique d'accès multiple appelée FDMA (Frequency Division Multiplex Access) associant une fréquence à un utilisateur d'où une capacité très limitée de l'ordre de quelques appels voix simultanés par cellule [8].

### I.3.2 Les réseaux mobiles de deuxième génération (2G)

La deuxième génération est aussi marquée par des systèmes ayant été définis et déployés à travers le monde. On peut retrouver :

- **GSM** (Global system for mobile communication) en Europe.
- **PDC** (Personal Digital Communication) au Japon.
- **IS-95** aux Etats-Unis.

Ces systèmes permettaient l'accès au service voix en mobilité et message textes courts SMS (Short Message Service) ainsi que le transfert de données à faible débit.

D'un point de vue technique ces systèmes sont basés sur des codages et des modulations de type numérique par ailleurs, les techniques d'accès multiple utilisés sont :

- Le GSM et PDC répartition en fréquences FDMA entre les cellules, combinée à une répartition en temps TDMA (Time Division Multiple Access).
- L'IS-95 utilise une répartition par code appelée CDMA (Code Division Multiple Access) [8].

Les réseaux GSM déployés à travers le monde couvrent plus de 90% de la population mondiale c'est pour cela nous prenons le GSM comme un exemple puisqu'il a le plus large succès.

### I.3.2.1 Le réseau GSM

Le GSM, est le standard le plus utilisé dans les années 1990 en Europe et supporter aux Etats-Unis. Le premier rôle de réseau radiotéléphonie est de permettre la transmission de la voix et des données entre des abonnés mobiles et des abonnés du réseau téléphonique commuté (RTC). Il se distingue par un accès spécifique appelé la liaison radio [2].

- GSM 900 : système radio mobile à vocation urbaine et rurale (macro cellule) et utilisant la fréquence des 900MHz avec des sous bandes de largeur 25MHz : (890-915) MHz et (935-960) MHz.
- DCS 1800 : exploite la fréquence 1800 Mhz avec des sous bandes de largeurs 75 Mhz, destiné pour les réseaux mobiles spécialement dans les zones urbaines (microcellule).

### I.3.2.2 Architecture GSM

Comme on a dit auparavant, le rôle principal de réseau radiotéléphonie est de permettre des communications entre des abonnés mobiles et des abonnés du réseau téléphonique commuté (RTC). La figure I.3 présente l'architecture du réseau GSM. Il est composé de trois sous-ensembles :

#### a) le sous-système BSS

BSS (Base station Sub-System) qui fait l'assurance de la transmission radioélectrique et la gestion de ressource radio. Le BSS comprend les BTS (Base Transceiver Station) qui sont des émetteurs-récepteurs ayant un minimum d'intelligence et les BSC (Base Station Controller) qui contrôlent un ensemble de BTS et permettent une première concentration des circuits [2] [9].

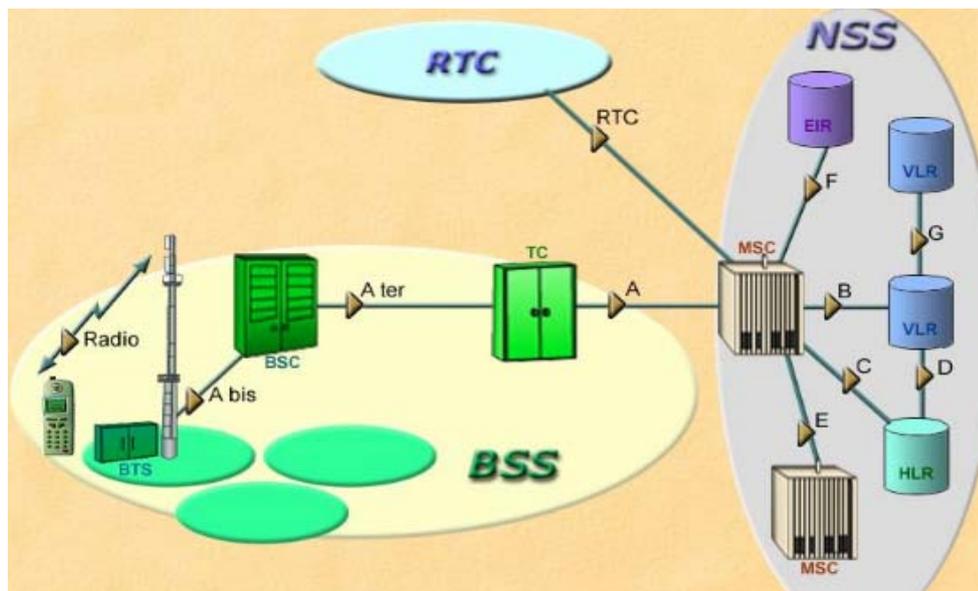


Figure I.3 : Architecture du réseau GSM

**b) Le sous-système NSS :**

Le NSS (Network Sub-System) ou SMSS (Switching and Management Sub-System) qui comprend l'ensemble des fonctions de communication et de routage (l'accès public RTC ou RNIS). En plus des fonctions indispensables de commutation, on y retrouve les fonctions de gestion de la mobilité, de la sécurité et de la confidentialité qui sont implantées dans la norme GSM. Il se compose de plusieurs équipements, en citant quelques-uns [2] [9]:

- **Le MSC** (Mobile Services Switching Center).
- **Le HLR** (Home Location Register).
- **Le VLR** (Visitor Location Register).
- **L'AuC** (Authentication Center).

**c) Le sous-système OSS :**

OSS (Operation Sub-System), c'est un sous-système d'exploitation et de maintenance qui permet à l'opérateur d'exploiter son réseau. C'est la fonction dont l'implémentation est laissée avec le plus de liberté dans la norme GSM.

- **Le NMC (Network and Management Centre):** permet l'administration générale de l'ensemble du réseau par un contrôle centralisé.
- **Les OMC (Operations and Maintenance Center):** permettent une supervision locale des équipements. Par exemple des OMC supervisent des ensembles de BTS et de BSC. D'autres OMC supervisent de MSC et des VLR [8].

**I.3.2.3 Le réseau GPRS**

Le GPRS (General Packet Radio Service) Le réseau GPRS vient ajouter un certain nombre de « modules » sur le réseau GSM sans changer le réseau existant. Il représente une évolution majeure du GSM peut être vu comme un réseau de données qui dispose un accès radio réutilisant une partie du réseau GSM. Les débits proposés par GPRS sont supérieurs au débit de 9,6 Kbits/s offert par GSM pour le transfert de données, GPRS permet d'atteindre un débit théorique maximal de 171,2 Kbits/s, ce qui correspond à débit d'environ 115 Kbits/s pour l'utilisateur final dans des conditions optimales [9] [2].

**I.3.2.4 Architecture du GPRS**

Une architecture de réseaux à commutation par paquet avec la gestion de la mobilité et accès par voie radio est définie par le service GPRS, les recommandations GPRS reprennent l'architecture du BSS mais une architecture différente du NSS (Figure I.4) [2].

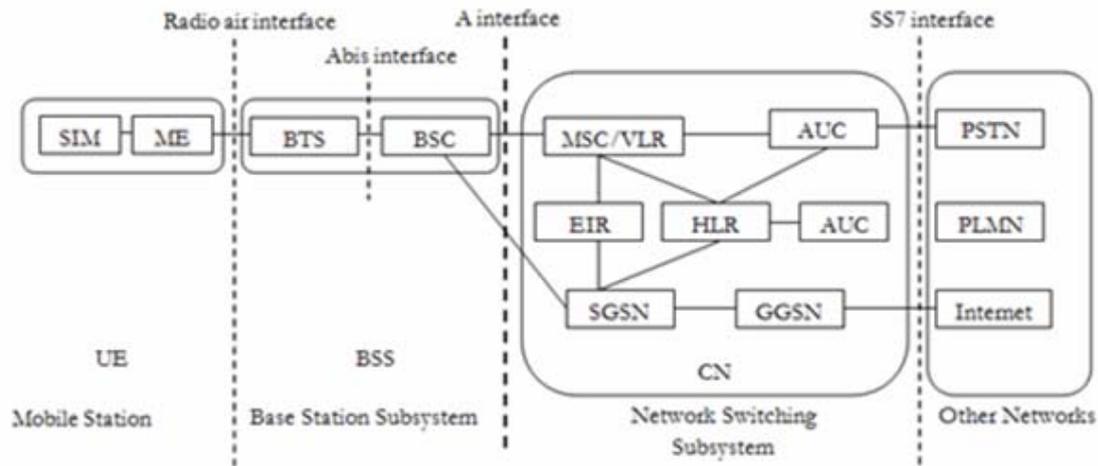


Figure I.4 : Architecture du réseau GPRS

Un réseau GPRS est un réseau IP (Internet Protocol). Qui est donc constitué de routeurs IP. L'introduction de la mobilité nécessite par ailleurs la précision de deux nouvelles entités [9] :

- **SGSN (Serving GPRS Support Node)** : Le nœud de service dénommé SGSN est une passerelle permettant l'acheminement de données dans les réseaux mobiles GPRS. Il gère l'interface avec le réseau de paquets externe (ex : IP) via une autre passerelle, le GGSN [2].
- **GGSN (Gateway GPRS Support Node)** : C'est une passerelle d'interconnexion entre le réseau paquet mobile GPRS et les réseaux IP externes [2].
- **Le module BG pour la sécurité** : On définit le module BG (Border Gateway) comme un nœud passerelle permettant de relier un réseau GPRS via un réseau fédérateur interconnectant différents réseaux GPRS. Ces BG jouent le rôle d'interface avec les autres PLMN (Public Land Mobile Network) permettant ainsi de gérer les niveaux de sécurité entre les réseaux (par exemple entre deux réseaux de deux opérateurs concurrents) [10].

### I.3.2.5 Le réseau EDGE

L'EDGE (Enhanced Data Rate for GSM Evolution) a été développé au cours de l'année 2005, qualifié souvent de 2,75 G, est une évolution du standard de téléphonie mobile GPRS. L'architecture générale d'un réseau EDGE est presque la même d'un réseau GPRS, seules quelques modifications sont à réaliser concernant le sous-système radio.

L'EDGE est caractérisé par une adaptation du schéma de modulation, en fonction de la qualité de la liaison. EDGE utilise la modulation 8-PSK (Eight Phase Shift Keying) dans une liaison de bonne qualité pour offrir une efficacité spectrale supérieure à la modulation utilisée par le GSM et GPRS (GMSK – Gaussian Minimum Shift Keying) et nous permet d'avoir un débit trois fois supérieurs à

celui du GPRS. Dans la liaison de mauvaise qualité, EDGE utilise la modulation GMSK, le débit devient donc identique à celui du GPRS [11].

### I.3.3 Les réseaux mobiles de la troisième génération (3G)

La troisième génération de réseaux mobiles (3G) regroupe deux familles de technologies ayant connu un succès commercial : l'UMTS (Universal Mobile Telecommunication System), issu du GSM et largement déployé autour du monde, et le CDMA2000, issu de l'IS-95, en principe déployé en Asie et en Amérique du Nord. On va parler de l'UMTS, parce que c'est cette famille de technologies qui va donner naissance au LTE (Long Term Evolution) [2].

#### I.3.3.1 Le réseau UMTS

L'Universal Mobile Télécommunications System (UMTS) a été développé en 2004 sous sa première version Release 99 (R99). C'est l'une des technologies de téléphonie mobile de troisième génération la 3G. Elle est basée sur la technologie W-CDMA (Wide Band - Code Division Multiple Access) qui utilise le mode de duplexage FDD (Frequency Division Duplex), standardisée par le 3GPP et constitue l'implémentation dominante, d'origine européenne, des spécifications IMT-2000 de l'UIT (Union International Télécommunications) pour les systèmes radio cellulaires 3G. Elle utilise la bande fréquence de 1900 à 2200 MHz.

Les technologies développées autour de la norme UMTS conduisent à une amélioration significative des vitesses de transmission pouvant atteindre 2 Mbit/s. De tels débits sont significativement supérieurs à ceux permis par les réseaux GSM (9,6 kbit/s) ou par le GPRS.

W-CDMA utilise deux bandes passantes de 5 Mhz, l'une pour le sens montant (Uplink), l'autre pour le sens descendant (Downlink). Le débit maximal supporté par un seul code est de 384 kbit/s. Pour les services à haut débit, plusieurs codes sont nécessaires pour supporter un débit de 2 Mbit/s [12].

#### I.3.3.2 L'architecture de l'UMTS

L'architecture du réseau UMTS, représentée par figure I.5, est constituée de deux parties, la partie radio appelée RNS (Radio Network Sub-system) et la partie réseau de base appelée CN (Core Network).

##### a) Le réseau d'accès

Les éléments du réseau d'accès sont :

- **Le nœud B** : Le premier rôle du nœud B est d'assurer les fonctions de réception et de transmission radio pour une ou plusieurs cellules du réseau d'accès de l'UMTS avec un équipement usager. Le nœud B travaille au niveau de la couche physique du modèle OSI (codage et décodage) [2].

- **Le RNC (Radio Network Controller) :** Le rôle principal du RNC est de router les communications entre le nœud B et le réseau cœur de l'UMTS. Il travaille au niveau des couches 2 et 3 du modèle OSI (contrôle de puissance, allocation de codes).

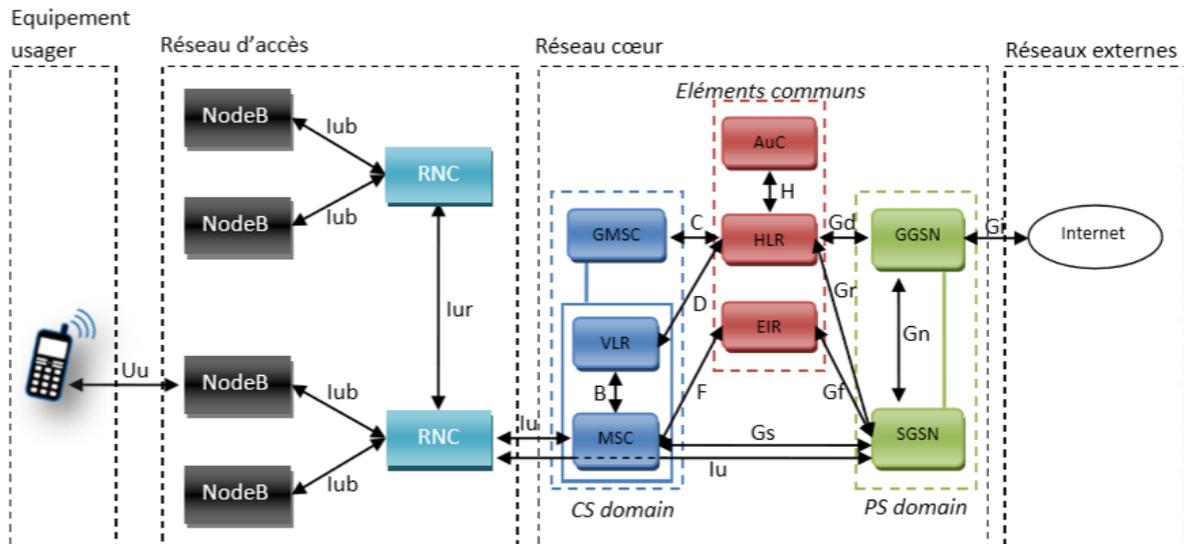


Figure I.5 : Architecture du réseau UMTS

## b) Le réseau cœur

Les éléments du réseau cœur de l'UMTS sont les mêmes que ceux du réseau GSM. Ce réseau gère les services offerts aux utilisateurs, il est responsable de la commutation et du routage des communications (voix et données) vers les réseaux externes (Figure I.6) [2].

Le réseau cœur de l'UMTS est composé de trois parties dont deux domaines :

- Le domaine CS (Circuit Switched) utilisé pour la téléphonie.
- Le domaine PS (Packet Switched) qui permet la commutation de paquets.
- Les éléments communs aux domaines CS et PS.

Ces deux domaines permettent aux équipements usagers de pouvoir gérer simultanément une communication paquets et circuits. Ces domaines peuvent être considérés comme des domaines de service. Ce type d'architecture permet de pouvoir créer ultérieurement d'autres domaines de service.

Le schéma ci-dessous représente l'architecture du réseau cœur de l'UMTS.

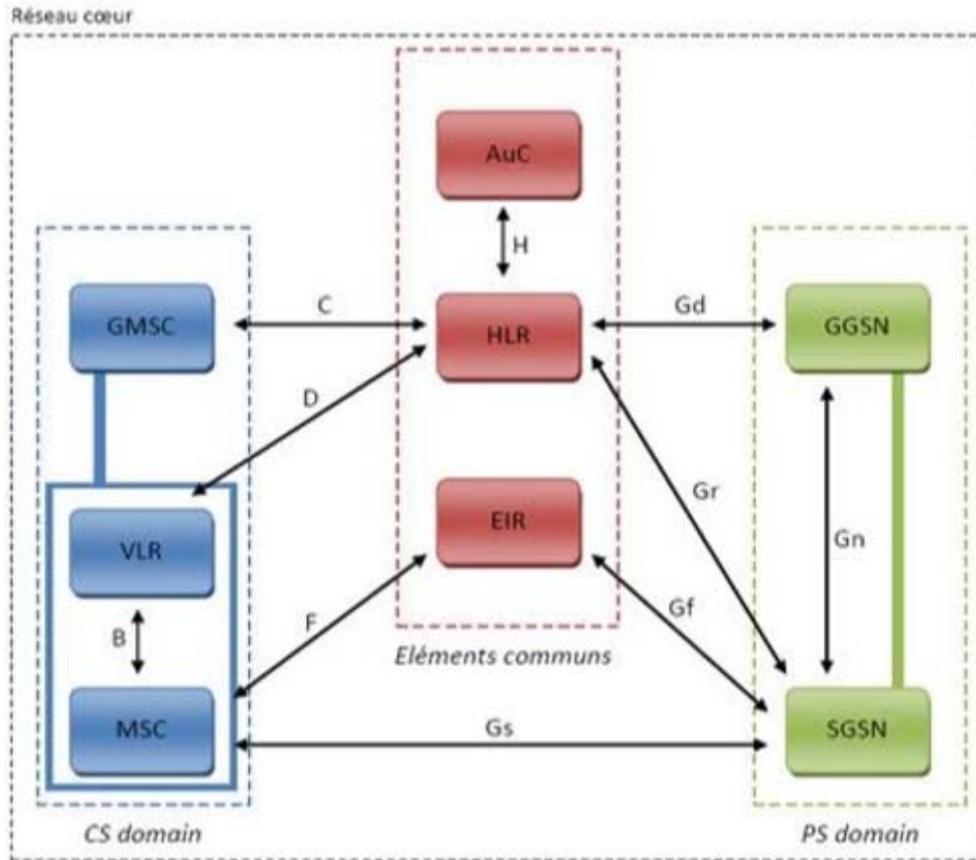


Figure I.6 : Réseau cœur de l'UMTS

- **Le domaine de commutation de circuits (CS, Circuit Switched)**, Ce domaine permet la gestion des services temps réels dédiés aux conversations téléphoniques ((vidéo téléphonie), jeux vidéo, streaming, applications multimédia). Ces applications nécessitent un temps de transfert rapide. Le débit du mode domaine circuit est de l'ordre de 384 Kbits/s [2].
- **Le domaine de commutation de paquets (PS, Packet Switched)**, Il permet de gérer les services non temps réels. De toute façon, il s'agit de la navigation sur l'Internet, de la gestion de jeux en réseaux et de l'accès/utilisation des e-mails [12].

### I.3.3.3 Le HSPA

Le HSPA (High Speed Packet Access), aussi noté 3G+ dans sa dénomination commerciale, est la liaison de deux protocoles utilisés en téléphonie mobile pour l'amélioration des performances obtenues avec la 3G: le High Speed Downlink Packet Access (HSDPA) et le High-Speed Uplink Packet Access (HSUPA). Les opérateurs ont donc procédé en masse à la mise à jour de leurs réseaux 3G vers le HSPA [13].

L'innovation principale du HSPA concerne le passage d'une commutation circuit sur l'interface radio à une commutation par paquets.

L'allocation dynamique des ressources est effectuée par la fonction d'ordonnancement ou scheduling en fonction de la qualité instantanée du canal radio de chaque UE. Le débit instantané étant accru via l'utilisation de modulation à plus grand nombre d'état. Pour la voie descendante une modulation 16-QAM (16 Quadrature Amplitude Modulation) a été introduite et une modulation QPSK pour la voie montante. Afin de réduire la latence du système en cas de perte de paquets, un nouveau mécanisme de retransmission rapide des paquets erronés, appelé HARQ (Hybrid Automatic Resensere Quest), est défini entre l'UE (User Equipment) et la station de base.

Ces évolutions offrent aux utilisateurs des débits maximum de 14,4 Mbit/s en voie descendante et de 5,8 Mbits/s en voie montante, ainsi qu'une latence réduite [8].

#### **I.3.3.4 Le HSPA+**

L'HSPA+ (High Speed Packet Access+), parfois nommée H+ ou 3G++ c'est une norme de téléphonie mobile 3G de la famille UMTS. Cette nouvelle technique est une évolution de la norme HSPA qui permet l'amélioration des débits de la capacité. En voie descendante, la modulation 64-QAM est désormais prise en charge, de même que la modulation 16-QAM en voie montante. En complément, une cellule peut transmettre des données à un utilisateur sur deux porteuses simultanément en voie descendante, à l'aide de la fonctionnalité DC-HSDPA (Dual Carrier-HSDPA). Par conséquent les débits fournis à l'utilisateur sont potentiellement doublés [8].

#### **I.3.4 Les réseaux mobiles de la quatrième génération (4G)**

Après la première génération (1G), la deuxième génération (2G) et la troisième génération (3G), la nouvelle vague de pensée distingue la 4<sup>ème</sup> génération des générations précédentes. Le réseau 4G est venu pour plusieurs buts et son premier objectif c'est d'annuler les frontières de la mobilité. Les débits supposés sont entre 20 et 100 Mb/s à longue portée et en situation de mobilité, et 1 Gb/s à courte portée vers des stations fixes.

Pour bien définir, la 4G assure la convergence de la 3G avec les réseaux de communication radio fondés sur le protocole IP. Quel que soit le mode de couverture, la connexion devra être possible [2].

##### **I.3.4.1 Le réseau LTE**

LTE est le nom d'un projet au sein du 3G++. Cette norme a d'abord été considérée comme une norme de troisième génération « 3.9G » (proche de la 4G), spécifiée dans le cadre des technologies IMT-2000, car dans les « versions 8 et 9 » de la norme, elle ne satisfaisait pas toutes les spécifications techniques imposées pour les normes 4G par l'Union internationale des télécommunications (UIT).

Elle vise à produire les spécifications techniques de la future norme de réseau mobile de quatrième génération (4G) et aussi améliorer l'efficacité spectrale et augmenter la capacité de gestion du nombre de mobiles dans une même cellule [2].

Le LTE propose des débits élevés pour le trafic temps-réel, avec une large portée et théoriquement, il peut atteindre un débit de 50 Mb/s en lien montant et 100 Mb/s en lien descendant [8].

### I.3.4.2 Architecture du réseau 4G

Le réseau LTE comporte deux réseaux, réseau d'accès l'E-UTRAN et un réseau cœur tout-IP, l'architecture est présentée dans la figure I.7 :

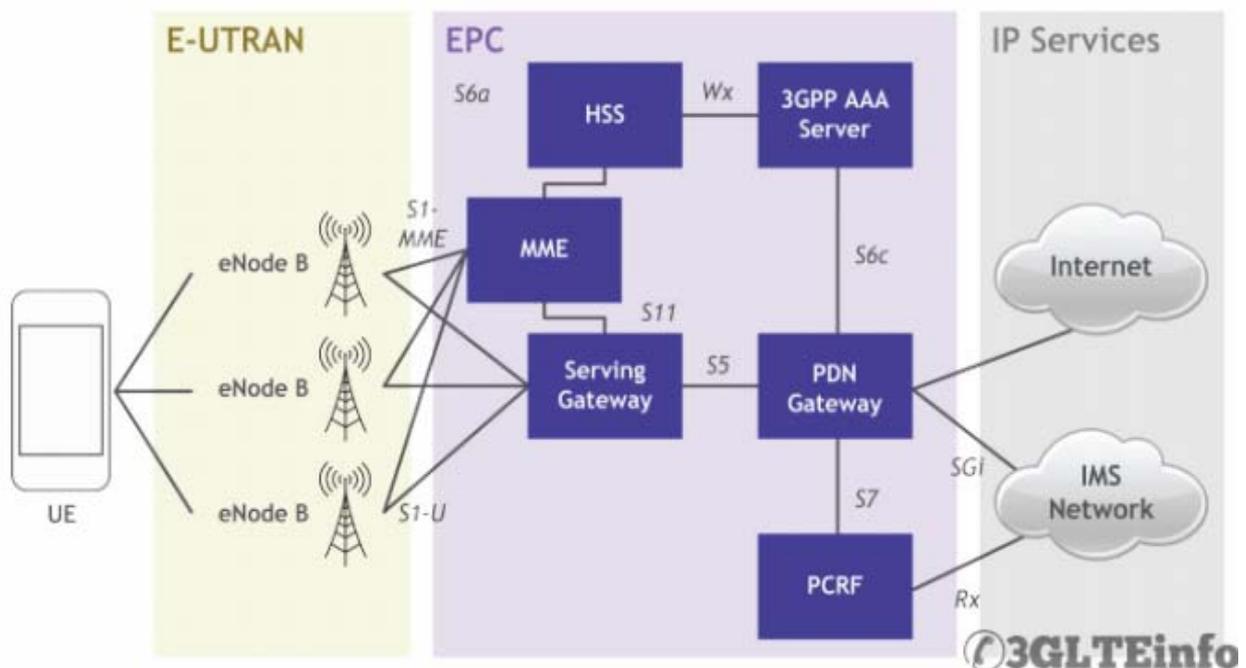


Figure I.7 : Architecture du réseau LTE

#### a) Evolved Packet Core

EPC (Evolved Packet Core) est le cœur de réseau qui utilise des technologies « full IP », c'est-à-dire basées sur les protocoles Internet pour la signalisation qui permet des temps de latence réduits, le transport de la voix et des données. L'EPC permet aussi l'interconnexion via des routeurs avec les autres eNodeB (Evolved NodeB) distants, les réseaux des autres opérateurs mobiles, les réseaux de téléphonie fixe et le réseau Internet. EPC est aussi peut communiquer avec les réseaux 2G/3G, comme il assure la mobilité entre 3GPP based système, et aussi non 3GPP based système par exemple WIMAX et CDMA2000 [9]. Son architecture est simplifiée dans la figure suivante :

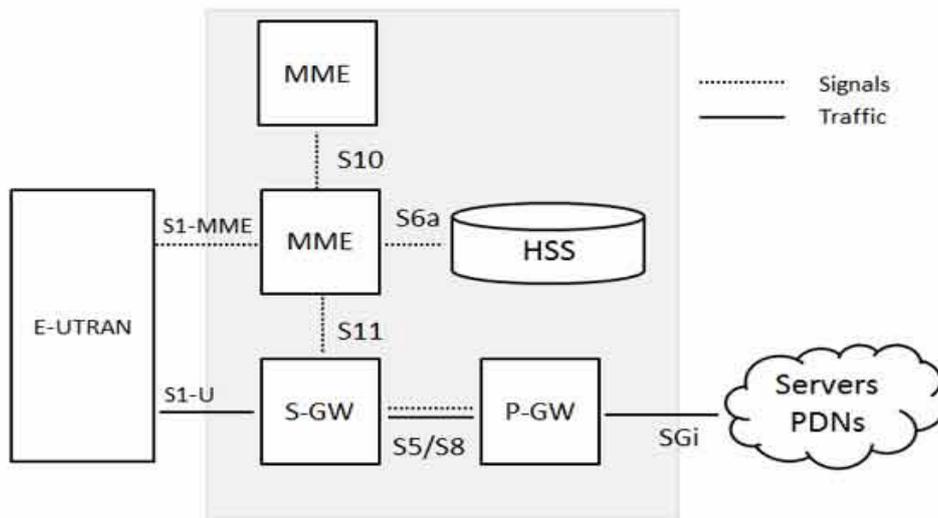


Figure I.8 : Architecture du réseau cœur EPC

-**MME** (Mobility Management Entity) : Cette partie est responsable de savoir la localisation de l'utilisateur, de connaître son état et gérer les procédures d'authentification et de mobilité des UE. Ainsi, elle contrôle le signal entre le UE (Utilisateur Equipment) et le réseau cœur, et assure l'établissement, la maintenance, et l'élargissement de la portée des services radio.

-**HSS** (Home Subscriber Service) : Base de données similaire au HLR en GSM / WCDMA (réseau cœur) qui contient le profil de l'abonné pour les réseaux 2G, 3G et le LTE, et porte l'appel de contrôle et la gestion des sessions.

-**P-GW** (Packet Data Network Gateway) : Est une porteuse du chemin de données entre UE et PDN. Il est responsable du routage, en assignant une adresse IP au mobile au moment de l'attachement au réseau. Le PGW est un point pour faire le filtrage des données. Il participe aussi à l'opération de taxation.

-**SGW** (Serving Gateway) : C'est la jonction principale entre le réseau radio d'accès et le réseau cœur. Le Serving Gateway (SGW) qui fait le transfert d'un relais à un autre, il gère tout l'aspect de la prise en compte des handover inter-eNodeB et effectue ce transfert vers un réseau 2G ou 3G et il réserve le contexte du terminal mobile, comme les paramètres de la porteuse de service et le routage des informations.

### b) La partie radio E-UTRAN

E-UTRAN, c'est la partie radio du réseau. Cette partie est responsable du management des ressources radio, de la porteuse, de la compression, de la sécurité, et de la connectivité vers le réseau cœur évolué. Elle est simplifiée par rapport à celles des réseaux 2G (BSS) et 3G (UTRAN) par l'intégration dans les stations de base « eNodeB » avec des liaisons en fibres optiques et des liens IP reliant les eNodeB entre eux (liens X2). Ainsi que des fonctions de contrôle qui étaient auparavant implémentées dans les RNC (Radio Network Controller) des réseaux 3G UMTS.

L'eNodeB est l'équivalent de la BTS dans le réseau GSM et NodeB dans l'UMTS, la fonctionnalité de Handover est plus robuste dans LTE. Ce sont des antennes qui relient les UE avec le réseau cœur du LTE via les RF air interface. Ses fonctions principales sont les suivantes : Gestion de connexion, Compression et Décompression d'entête, Contrôle d'accès, Ordonnancement, Sécurité, Routage des données utilisateurs, Sélection et maintien de MME pour le UE, etc... [9] [2].

### **c) La partie IMS (IP Multimedia Sub-system)**

L'IP Multimedia Sub-system (IMS) est une architecture standardisée NGN (Next Generation Network) pour les opérateurs de téléphonie, qui permet de fournir des services multimédias fixes et mobiles. Cette architecture utilise la technologie VoIP ainsi qu'une implémentation 3G++ standardisée.

L'objectif d'IMS n'est pas seulement de permettre de nouveaux services, existants ou futurs, proposés sur Internet, les utilisateurs doivent aussi être capables d'utiliser ces services aussi bien en déplacement (situation de roaming) que depuis chez eux. Pour cela, l'IMS utilise les protocoles standards IP. Ainsi, une session multimédia, quelle s'effectue entre deux utilisateurs IMS, entre un utilisateur IMS et un internaute, ou bien encore entre deux internautes, est établie en utilisant exactement le même protocole. De plus, les interfaces de développement de services sont également basées sur les protocoles IP. C'est pour cela qu'IMS fait véritablement converger l'Internet et le monde de la téléphonie cellulaire ; Il utilise les technologies cellulaires pour fournir un accès en tout lieu, et les technologies Internet pour fournir les services [9].

### **I.3.4.3 Le réseau LTE-A**

Le LTE Advanced (LTE-A) est donc une évolution de la norme LTE qui se différencie, pour l'essentiel, par une série d'améliorations indépendantes les unes des autres en gardant une compatibilité ascendante complète avec les normes et les terminaux LTE existants.

LTE Advanced se caractérise par des compléments fonctionnels qui permettent une introduction progressive des nouvelles fonctions dans les réseaux LTE préexistants. Les stations de base eNode-B compatibles avec les normes LTE Advanced restent compatibles avec les terminaux simplement LTE, y compris dans les bandes de fréquences agrégées (utilisées en mode « Carrier Aggregation ») [8].

### **I.3.5 Les réseaux mobiles de la 5ème génération**

La 5G est l'Internet du futur. Elle est considérée par certains comme une « technologie clé » qui pourra permettre à l'horizon fin 2019 / début 2020 des débits de télécommunication mobile de plusieurs gigabits de données par seconde, soit jusqu'à mille fois plus rapides que les réseaux mobiles en 2010 et jusqu'à 100 fois plus rapide que la 4G.

Cette technologie comprendra un réseau d'accès radio et un cœur de réseau convergent combinant accès fixe et accès mobile afin d'augmenter les débits et la capacité des réseaux, mais aussi de préparer l'évènement de « l'internet des objets » [14].

Parmi les principaux objectifs :

- Des forfaits Data plus gros et le volume de données devra être 1000 fois plus élevé.
- Minimiser le nombre d'antennes : le nombre de terminaux pouvant être connectés par antenne devra être 100 fois supérieur, mais le nombre d'antennes dépend surtout des fréquences utilisées.
- Les meilleurs débits (1 Gb par seconde).
- Un temps de « latence » plus court donne l'impression que le réseau est très réactif.
- Plus de batterie, moins de consommation.

### I.3.5.1 Architecture de la 5G

La composition d'architecture 5G est représenté principalement en trois couches horizontales, à savoir « l'activation de service innovante », « la plate-forme d'activation » et « la radio hyper-connectée », qu'on va décrire dans cette partie en détail [14].

#### a) Le service innovant :

Le service innovant est la couche supérieure qui est basée sur des capacités d'infrastructure 5G différenciées, elle comprend des services 5G innovants. Une expérience utilisateur très fiable et immersive est offerte par les services de la 5G. En particulier, le streaming vidéo en ultrahaute définition finira par devenir des services dominants offrant des expériences utilisateur virtuelles à titre d'exemple ; le streaming vidéo multi-view et même les hologrammes. Ensuite, l'émergence de services de contrôle de robots à distance et les services d'Internet des objets (IoT) essentiels à la mission seront plus faciles à cause de la bande passante suffisante et la grande fiabilité offerte par la 5G [14].

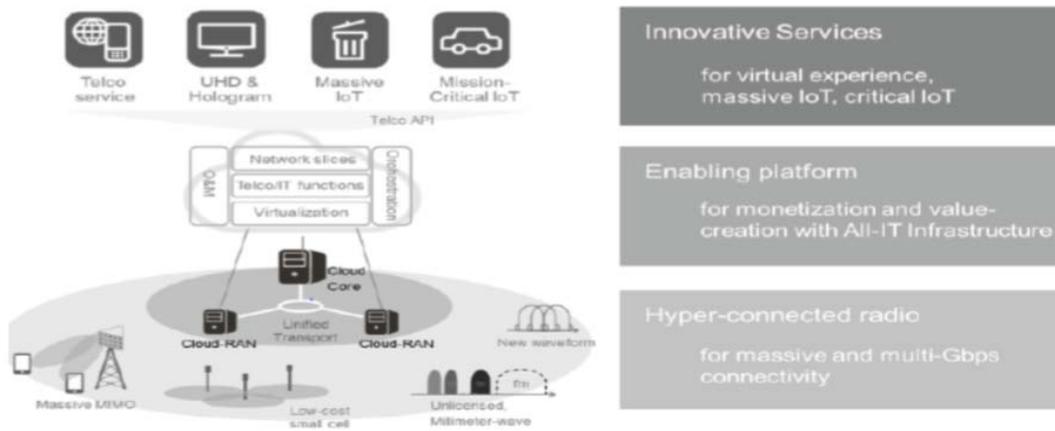


Figure I.9 : Architecture du réseau 5G

**b) La plate-forme de validation : (Architecture réseau)**

C'est une couche intermédiaire qui crée des valeurs significatives et centrées sur le service afin de prendre en charge la couche supérieure de « service innovant » en transformant correctement les éléments mécaniques et disjointes.

Réseaux sous-jacents à une infrastructure orientée services. Il utilise deux activateurs clés pour effectuer cette tâche. Ces deux fonctionnalités virtualisent l'infrastructure et les services pour offrir toujours plus de souplesse, d'intelligence et d'ouverture, sont l'avenir des télécommunications. On les nomme : NFV (Network Functions Virtualization) et le réseau SDN (Software Defined Networking) [14] [15].

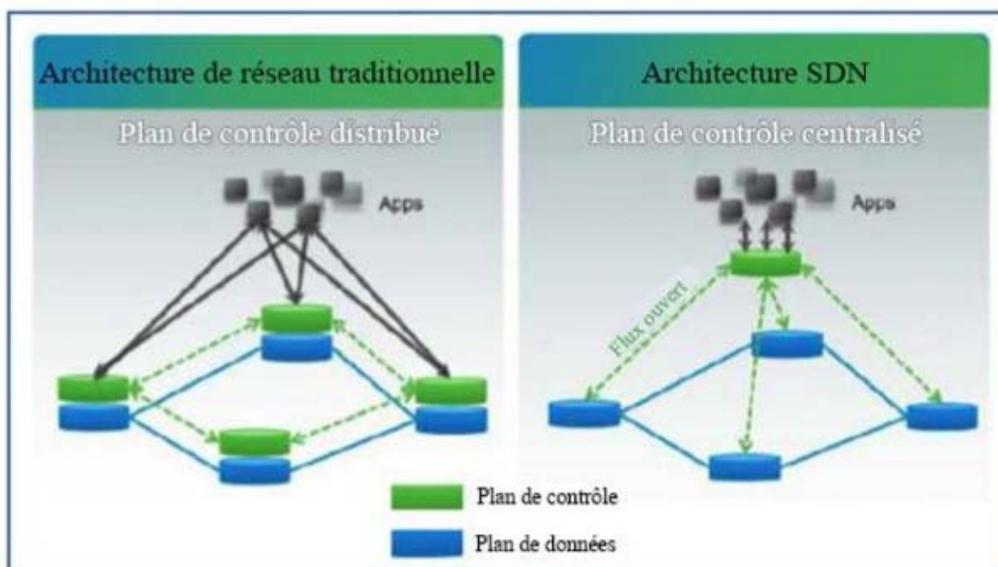


Figure I.10 : Centralisation du plan de contrôle dans un réseau défini par un logiciel (software defined network)

- Le SDN a pour objectif de dissocier la partie contrôle d'un réseau de sa partie opérationnelle, ces deux parties étant traditionnellement liées et distribuées (dernière figée) dans le réseau. Le contrôle du réseau, autrefois dévolu à des composants matériels spécialisés et non évolutif, est centralisé sous forme de logiciel sur des serveurs plus puissants et affranchis (en théorie) des spécifications des équipementiers. Cela permet de déploiement de services à forte valeur ajoutée (équilibrage de charge, routage intelligent, configuration dynamique ...) dans des environnements hétérogènes
- Le NFV, complémentaire du SDN, a pour l'objectif de virtualisation, c'est-à-dire remplacer par du logiciel sur un serveur, le but est d'accélérer les déploiements et permettre des évolutions rapides.
- On a aussi autre architecture réseau très différente de ce qui se fait actuellement c'est CloudRAN connue sous le nom de centralized-RAN c'est une évolution du SDN. Les unités de traitement du signal des stations de base, actuellement placées au niveau de la station elle-même, sont déportées dans le Cloud et centraliser, elles communiquent avec les têtes de réseau, situées au plus proche de l'antenne, via un réseau fibre optique. Cette centralisation permet une vision d'ensemble de toutes les stations déployées et de coordonner le traitement de signal et gestion des interférences entre cellules et terminaux.

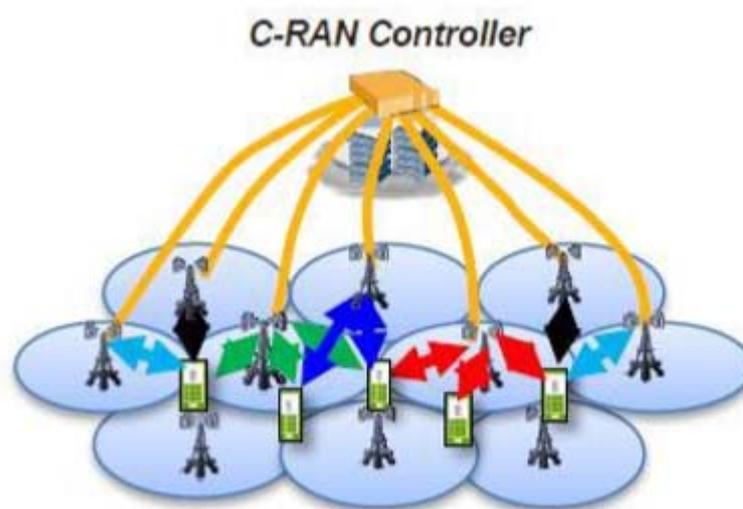


Figure I.11 : Illustration d'une architecture réseau CloudRAN.

L'autre est un ensemble bien défini d'interfaces de programmation d'application (API), qui offre la possibilité d'automatiser le réseau en interne pour un réseau automatisé [14].

### c) La radio Hyper-Connecté

La radio Hyper-Connecté est la couche inférieure qui fournit d'une manière très efficace et transparente une quantité massive de données à la couche "Enabling Platform". Cette couche inclura

non seulement les technologies de réseau radio existantes (à la fois telles quelles et évoluées), mais aussi de nouvelles technologies de réseau radio à cause de l'énorme quantité de données de transmission et des exigences de latence strictes. Il est important de développer une gamme de technologies capables d'améliorer le fractionnement des cellules, l'efficacité spectrale, la bande passante de la fréquence du canal et l'efficacité du fonctionnement du réseau [14].

#### **d) Les défis de la 5G**

La 5G ne devrait ainsi pas échapper à la règle, mais poserait de nouveaux défis au domaine des télécommunications [14].

- Moins de temps de latence et une consommation énergétique minimale.
- Une 5G partout, et à plusieurs vitesses adaptées à un monde ultra-connecté.
- Le principal défi pour 5G est le nombre massif de machines connectées et la croissance de 1000x dans le trafic mobile

**I.3.6 Comparaison entre les 5 générations de communication**

La technologie	1G	2G	3G	4G	5G
Démarrage/ Déploiement	1970-1980	1990-2004	2004-2010	Aujourd'hui	(probablement en 2020)
Les données de la bande passante	2Kbps	64Kbps	2Mbps	1Gbps	Supérieur à 1Gbps
La technologie	Analogique	Numérique	CDMA2000, EDGE, UMTS	Wi-Max, Wi-Fi, LTE	WWWW
Réseau de base	RTC	RTC	Paquet N/W	Internet	Internet
Multiplexage	FDMA	TDMA/CDMA	CDMA	CDMA	CDMA
Commutation	Circuit	Circuit/Paquet	Paquet	Tous les paquets	Tous les paquets
Service téléphonique analogique primaire	Appelle	Appels téléphoniques numériques et messagerie	Les appels téléphoniques, messagerie, données	Service All-IP (y compris les messages vocaux)	Haute vitesse, haute capacité et fournir grande diffusion de données Gbps
Clé différentiateur	Mobilité	Sécurité, l'adoption de masse	Une meilleure expérience Internet	Plus rapide Internet haut débit, inférieur Latence	Une meilleure couverture et aucun appel dropée, la latence beaucoup plus faible, Bonne Performance
La faiblesse	l'efficacité spectrale médiocre, problème majeur de sécurité	débits de données limitées, difficiles à soutenir la demande pour l'Internet et le courrier électronique	Des performances réelles ne correspondent pas le type, l'échec du WAP pour l'accès Internet	Utilisation de la batterie est plus, le matériel compliqué et coûteux requis	///

**Tableau I.1 : Comparaison entre les 5 générations [16]**

## I.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté d'une façon générale les différentes générations de téléphone mobiles et les principales caractéristiques des réseaux cellulaires qui sont utilisés dans notre vie quotidienne. On a commencé par la première génération analogique en suite la deuxième génération GSM et son évolution vers le GPRS qui a préparé l'introduction des réseaux de troisième génération UMTS ainsi que ses deux évolutions HSPA et HSPA+. Après, on a parlé sur le réseau LTE et le LTE Advanced et finalement la technologie à venir qui est la 5G.

## Chapitre II

### OFDM et codage convolutif

## II.1 Introduction

Les techniques qu'on appelle multi-porteuses sont des techniques de multiplexage en fréquence qui existent depuis longtemps dont la fonction est de transmettre les données numériques en les modulant sur un grand nombre de porteuses en même temps. Le multiplexage en fréquence est bénéfique pour les transmissions dans des canaux sélectifs en fréquence qui comportent des trajets multiples, c'est pour cela on trouve cette technique dans les normes de diffusion du son numérique dans des mobiles (DAB Digital Audio Broadcasting), de télévision numérique terrestre (DVB-T Digital Video Broadcasting terrestrial), de communications numériques hauts débits (ADSL Asynchronous Digital Subscriber Line) sur la boucle locale téléphonique, ainsi que dans l'étude des normes de communications pour réseaux locaux à l'intérieur des bâtiments ( Hiperlan 2 BRAN ). Cette dernière se nomme OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ou MTC (Multi-Tone Channel) [17].

Dans ce chapitre nous allons discuter en détail cette technique de modulation, son principe de fonctionnement, le schéma bloc de la chaîne de communication, ainsi que les avantages et les inconvénients de cette technique. Suivie par une présentation de code convolutif et de décodeur basé sur l'algorithme de Viterbi.

## II.2 Historique

A partir des années 60, le concept d'utiliser une transmission de données parallèle au moyen de multiplexage de division des fréquences a été publié. Quelques traces de cette technique étaient déjà présentes dès la fin des années 50 avec la société Collins Radio Co.Kineplex System. Aux Etats-Unis, les recherches d'un système à modulation multi-porteuses robuste aux multi-trajets ont commencé depuis les années 50, où le premier modem HF (Hautes Fréquences) a été proposé. Ce dernier utilise des modulations 2-FSK (Frequency Shift Keying) sur 20 ou 40 voies en parallèle.

L'idée était d'utiliser des chaînes de données en parallèle. Après quelques années le chercheur B.Saltzberg a vu que cette modulation est inutilisable à cause de mauvaises performances et de temps de calcul trop longs. Donc, il fallut attendre 1966 avec la découverte des conditions d'orthogonalités des spectres des sous-porteuses et le dépôt d'un brevet américain pour pouvoir utiliser la modulation OFDM. En effet grâce à S. B. Weinstein et P. M. Ebert qui ont proposé la TFD (Transformée de Fourier Discrète), les temps de calcul ont été nettement réduits. Mais malheureusement cette découverte ne pouvait s'appliquer qu'au domaine militaire à cause de la complexité en termes de réalisation et de mise en œuvre.

En 1979, avec l'apparition des "DSP" (Digital Signal Processing), la TFD pouvait être implémentée sur les circuits numériques rendant alors les systèmes OFDM beaucoup plus souples à réaliser et donc accessibles au monde civil. Le nom d'OFDM n'apparut qu'en 1989.

Aujourd'hui la modulation OFDM est très utilisée dans beaucoup de standards de communications. OFDM a été adopté pour Wi-Fi, les normes 802.11a, 802.11n, 802.11ac et plus encore. Il a également été choisi pour la norme de télécommunications cellulaires LTE / LTE-A et a également été adopté par d'autres normes telles que WiMAX et bien d'autres [18].

### II.3 Principe de l'OFDM

Le principe de l'OFDM est de transmettre les informations sur plusieurs porteuses orthogonales entre elles, ainsi le spectre du signal présente une occupation optimale de la bande allouée [19]. Le canal est découpé par l'OFDM en cellules selon les axes du temps et des fréquences comme le montre la Figure II.1. A chaque cellule fréquence/temps est attribuée une porteuse dédiée. L'information à transmettre est répartie sur l'ensemble de ces porteuses, modulée chacune à faible débit par une modulation du type QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) ou QAM (Quadrature Amplitude Modulation). Un symbole OFDM comprend l'ensemble des informations contenues dans l'ensemble des porteuses à un instant  $t$ .

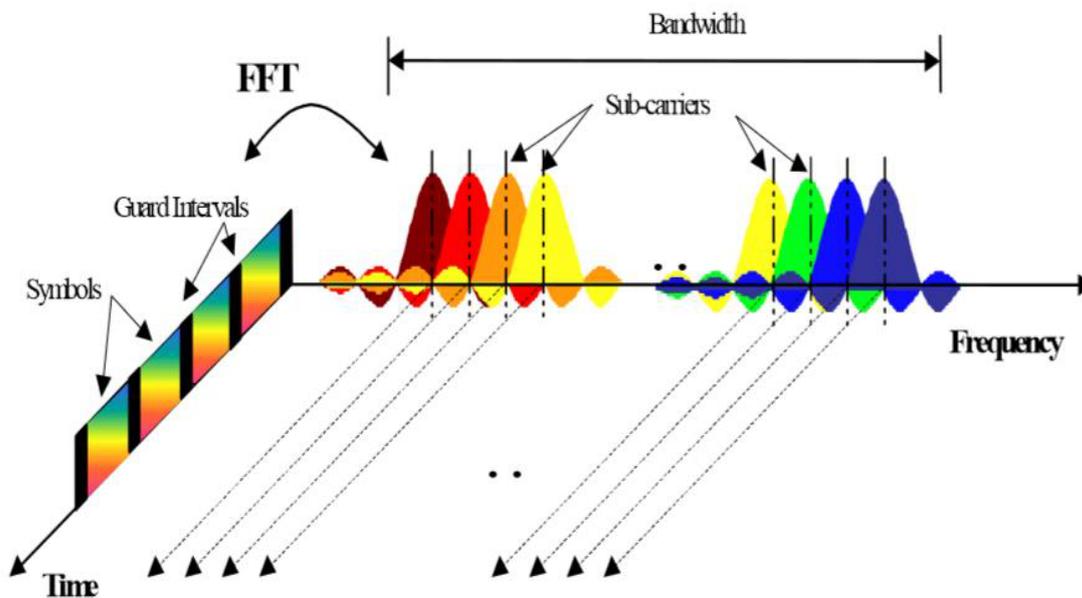


Figure II.1 : Représentation fréquentielle et temporelle d'un signal OFDM

## II.4 Chaîne de transmission

La figure II.2 représente le diagramme en bloc de la chaîne de transmission OFDM :

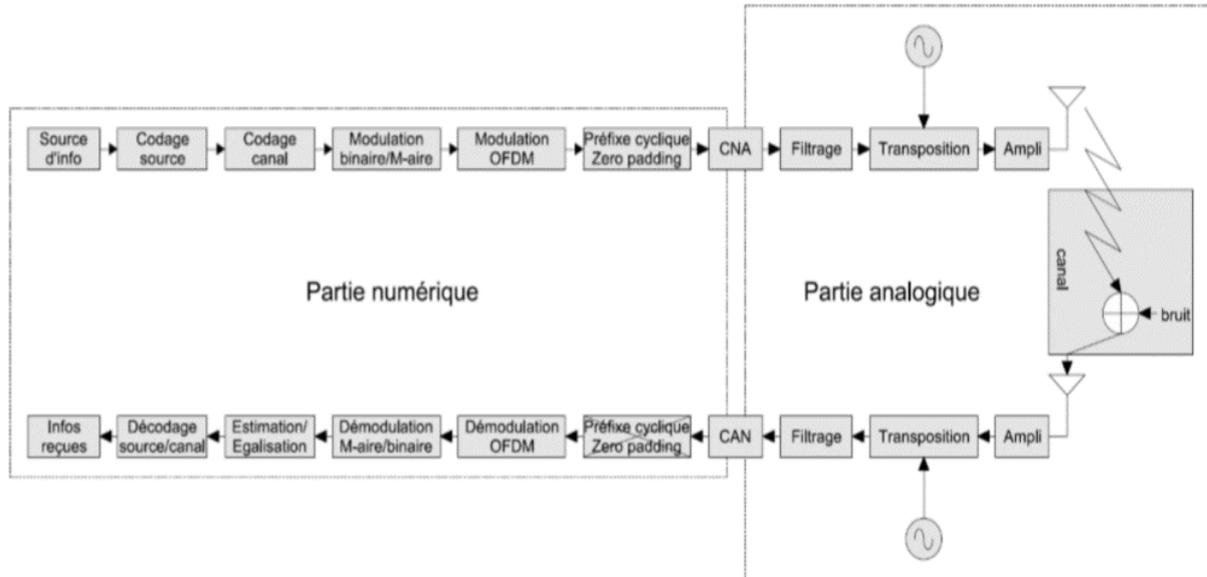


Figure II.2 : Diagramme en bloc de la chaîne de transmission OFDM

Les éléments suivants forment la chaîne de transmission OFDM :

### II.4.1 Emetteur OFDM :

#### A. Partie numérique

- **Source d'information :** à cette étape interviennent des capteurs pour transformer l'information de sa forme physique (onde sonore, lumière, chaleur...) en un signal électrique. Ensuite ce dernier sera transformé en séquences de bits d'information.
- **Codage source :** cette étape consiste à supprimer la redondance dans les bits d'information et effectuer une compression des données.
- **Codage canal :** ce codage est utilisé pour ajouter une redondance afin de protéger les bits d'information contre des éventuels parasites introduits par le canal, on va parler du type de codage dans une partie spéciale pour le détailler bien comme il faut.
- **Modulation binaire/M-aire :** à cette étape des symboles d'information sont générés d'après un alphabet donné (BPSK (Binary Phase Shift Keying), QPSK, M-PSK, QAM-16...etc.), en modifiant l'amplitude et/ou la phase des symboles en fonction des paquets de bits d'information.
- **Modulation OFDM :** Modulation multi-porteuses comprenant une conversion série/parallèle, une IFFT et une conversion parallèle/série.

- **Insertion du préfixe cyclique ou du zero padding** : une redondance ou des zéros seront ajouté à chaque symbole OFDM pour éviter l'interférence entre symboles OFDM utile et une égalisation simple du canal.

### B. Partie analogique

- **Conversion numérique/analogique** : une conversion du signal numérique en signal électrique analogique.
- **Filtrage** : un filtrage du signal électrique bande de base pour enlever les répétitions du spectre obtenues lors de la conversion numérique/analogique.
- **Transposition** : le but de la transposition en fréquence est de porter le signal de la bande de base autour de la fréquence porteuse. Elle est obtenue grâce à des mélangeurs et à un ou plusieurs oscillateurs locaux.
- **Amplificateur de puissance** : la puissance du signal est augmentée pour qu'il puisse résister à l'atténuation du canal.
- **Antenne d'émission** : une transformation du signal électrique en une onde électromagnétique dans un espace libre.

### II.4.2 Canal de propagation :

Correspond à environnement physique dans lequel l'onde du signal se propage. Dans le cas des télécommunications mobiles, ce milieu est l'air.

### II.4.3 Récepteur OFDM :

#### A. Partie analogique

- **Antenne de réception** : une transformation de l'onde électromagnétique en un signal électrique sera effectuée ainsi que l'antenne capte aussi du bruit thermique dont la puissance est proportionnelle à la bande passante de l'antenne.
- **Amplificateur faible bruit** : amplification de signal qui a subi l'atténuation du canal.
- **Transposition** : le spectre du signal qui est centré autour de la fréquence porteuse est ramené en bande de base et grâce à des mélangeurs, cette transposition est obtenue et elle à un ou plusieurs oscillateurs locaux.
- **Filtrage** : lors de l'échantillonnage effectué par la conversion analogique/numérique, le signal électrique bande de base est filtré pour éviter le repliement spectral.
- **Conversion analogique/numérique** : une conversion du signal électrique analogique en signal numérique.

## B. Partie numérique

- **Suppression du préfixe cyclique ou du zero padding.**
- **Démodulation OFDM :** l'opération duale de la modulation est réalisée grâce à la FFT (Fast Fourier Transform).
- **Estimation et égalisation :** une estimation de la dispersion du canal grâce à des symboles connus du récepteur. Les symboles reçus affectés par le canal sont ensuite compensés.
- **Démodulation M-aire/binaire :** une reconversion des symboles reçus en paquets de bits.
- **Décodage canal et décodage source :** à cette étape, les redondances ajoutées à l'émission seront supprimées avec une correction de certaines erreurs. Ensuite les données sont décompressées en insérant les redondances enlevées lors du codage source à l'émission.
- **Informations :** une transformation des données de forme électrique en forme physique [20].

## II.5 Implémentation de l'OFDM

### II.5.1 Modulateur OFDM

Si on pose que le signal modulé en bande de base  $s(t)$  est échantillonné par une période  $T_s/N$ . Appelons  $T_s$  la durée symbole c'est-à-dire le temps qui sépare 2 séquences de  $N$  données. Les échantillons  $S_n$  s'écrivent :

$$S_n = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{kn}{N}} \quad (\text{II.1})$$

Pour réaliser la modulation OFDM il suffit d'appliquer l'algorithme de la FFT sur ces symboles  $c_k$ .

La figure II.3 présente le schéma de principe du modulateur OFDM en utilisant l'algorithme de la transformée de Fourier rapide inverse.

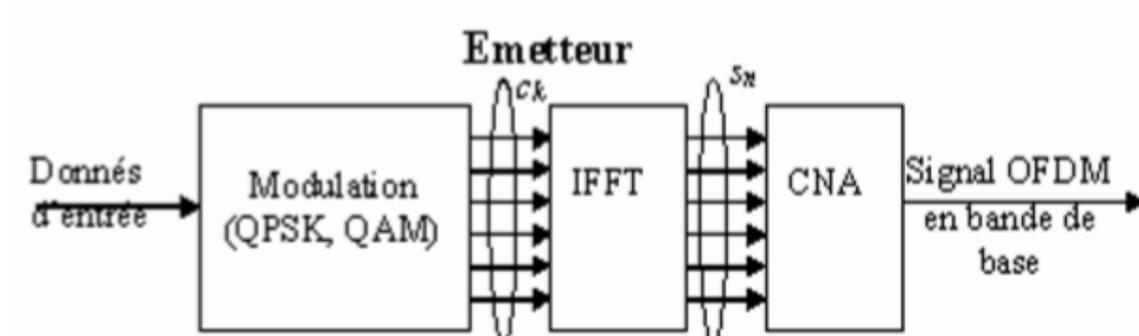
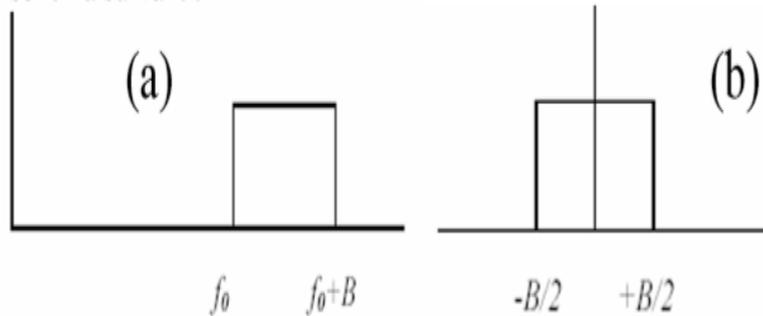


Figure II.3 : Modulateur OFDM

**II.5.2 Démodulateur OFDM**

Le signal OFDM occupe la bande passante  $B$  à partir de la fréquence porteuse  $f_0$  comme le montre le schéma de la Figure II.4 (a).



**Figure II.4 : Occupation de la bande passante**

Pour démoduler, on va d’abord transposer le signal en bande de base, donc effectuer une translation de  $f_0 + B/2$ , fréquence médiane de la bande passante. Le spectre occupera la bande  $[-B/2, B/2]$ , comme on le voit sur le schéma de la Figure II.4 (b). La bande passante du signal étant  $B/2=N/2T_s$ , la fréquence d’échantillonnage doit être supérieure ou égale à  $2B/2$  soit  $N/2T_s$ . L’échantillonnage se fera aux temps  $tn = nT_s$

Où le signal émis est :

$$S(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{K=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{kt}{T_s}} \tag{II.2}$$

Le signal reçu est :

$$y(t) = \sum c_k H_k(t) e^{2j\pi (f_0 + \frac{k}{T_s})t} = e^{2j\pi f_0 t} \sum c_k H_k(t) e^{2j\pi \frac{k}{T_s}t} \tag{II.3}$$

Le signal reçu en bande de base après le décalage en fréquence de  $f_0 + B/2$  est donné par :

$$z(t) = y(t) e^{-2j\pi (f_0 + \frac{N}{2T_s})t} = \sum_{K=0}^{N-1} c_k H_k e^{2j\pi \frac{(k-N)t}{T_s}} \tag{II.4}$$

L’échantillonnage se fait à une période  $T_s/N$ , le signal reçu après échantillonnage sera :

$$z(t_n) = z\left(\frac{nT_s}{N}\right) = (-1)^n \sum_{K=0}^{N-1} c_k H_k e^{2j\pi \frac{kn}{N}} \tag{II.5}$$

On remarque que  $z(t_n)$  est la Transformée de Fourier discrète inverse de  $c_k H_k$ . La démodulation consiste donc à effectuer une Transformée de Fourier rapide. Le schéma de principe du démodulateur OFDM est présenté dans la Figure II.5 [21].

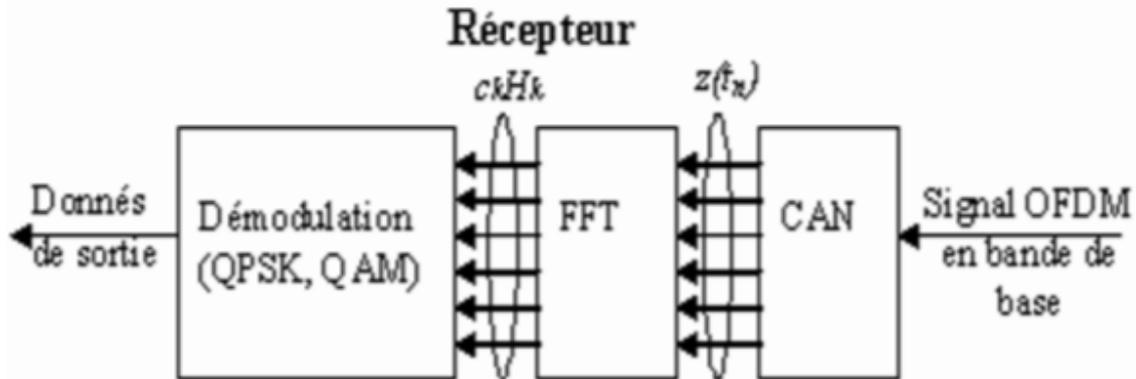


Figure II.5 : Démodulateur OFDM

### II.5.3 Préfixe cyclique

La fonction du préfixe cyclique est de copier les derniers échantillons d'un symbole et les mettre à son début. La continuité dans le symbole sera gardée avec l'utilisation de cette technique.

La méthode du préfixe cyclique est bonne pour combattre les interférences entre symboles IES (Interférences Entre Symboles) et entre porteuses IEP (Interférences Entre Porteuses). La période du symbole est plus longue grâce à cette extension. Précisons que bien que la période soit plus longue, cela n'a aucun incident sur le spectre fréquentiel du signal. Aussi longtemps que le bon nombre d'échantillons est pris en réception n'importe où dans le symbole rallongé. L'orthogonalité est maintenue et des interférences éliminées.

$$T_s = T_u + T_g \quad (\text{II.6})$$

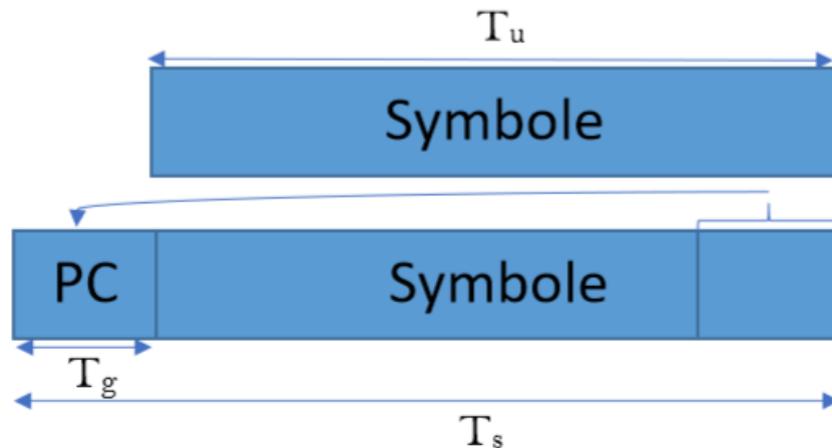


Figure II.6 : Insertion de préfixe cyclique

On doit savoir que la longueur de préfixe doit être défini en fonction des délais maximums de retard prévus dans le canal multi-trajet. En effet, l'idée n'est pas qu'on résolve uniquement le problème d'interférence en utilisant le préfixe, mais aussi d'effectuer une utilisation la plus optimale possible de la bande passante. L'information répétée dans le préfixe crée un gaspillage de bande passante qu'il est important d'amoindrir au maximum [22].

## II.6 Avantages et inconvénients de l'OFDM

OFDM a été utilisé dans de nombreux systèmes sans fil à haut débit en raison des nombreux avantages qu'il offre.

- L'utilisation de la bande de fréquence allouée est optimale par orthogonalisation des porteuses.
- La base de la modulation est la FFT qui est un algorithme bien connu et peu complexe.
- Un codage et entrelacement adapté pour l'amélioration de la qualité de la transmission des données.
- Une égalisation simple est permise par l'OFDM grâce à l'ajout du « préfixe cyclique » ou « zéro padding ».

Bien que l'OFDM ait été largement utilisé, son utilisation présente encore quelques inconvénients qu'il convient de prendre en compte lors de l'examen de son utilisation.

- La clé de la modulation OFDM est représentée à l'orthogonalité des sous-porteuses. Le bruit de phase entre les oscillateurs locaux de l'émetteur et de récepteur implique une perte d'orthogonalité entre sous porteuses et une dégradation des performances du système.
- Quand le récepteur OFDM est mal synchronisé temporelle, un phénomène d'interférences entre symboles OFDM peut intervenir dégradant considérablement les performances du système globale [20].

## II.7 Codage convolutif

Peter Elias a introduit les codes de convolution dans 1955 [23]. Ils peuvent être considérés comme un cas particulier des codes en bloc linéaires. Les codes convolutifs forment une classe extrêmement souple et efficace de codes correcteurs d'erreurs. Ce sont les codes les plus utilisés dans les systèmes de télécommunications fixes et mobiles. Les codes convolutifs sont utilisés dans les applications nécessitant de bonnes performances avec un faible coût de mise en œuvre.

Plusieurs pratiques des procédures ont été développées pour le décodage. Pour notre étude nous avons opté pour un décodage " Viterbi " basé sur le maximum de vraisemblance algorithme.

### II.7.1 Description

La principale différence entre le codage par blocs et le codage par convolution est que le codage par blocs est sans mémoire. Étant donné une chaîne de  $k$  bits, un codeur de bloc produit un bloc de données unique à  $n$  bits. Les codes de convolution ne mappent pas des blocs de bits individuels en blocs de mots de code. Au lieu de cela, ils acceptent un flux continu de bits et les mappent dans un flux de sortie introduisant des redondances dans le processus. L'efficacité ou le débit de données d'un code de convolution est mesuré par le rapport entre le nombre de bits dans l'entrée  $k$  et le nombre de bits dans la sortie  $n$ .

Dans un code de convolution, il y a une "mémoire" qui se souvient du flux de bits par lequel passe. Cette information est utilisée pour encoder les bits suivants. Le nombre de bits précédents utilisés dans le processus de codage est appelé longueur de contrainte  $m$  (similaire à la mémoire du système). Typiquement, les valeurs de  $k$ ,  $n$ ,  $m$  valent 1-2, 2-3 et 4-7 dans les codes de convolution couramment employés.

Un codeur de convolution simple est illustré à la Fig. II.7. Les bits d'information sont introduits par petits groupes de  $k$  bits à la fois dans un registre à décalage. Les bits codés en sortie sont obtenus par addition modulo-2 (opération EXCLUSIVE-OR) des bits d'information d'entrée et du contenu des registres à décalage, qui sont quelques bits d'information précédents [24].

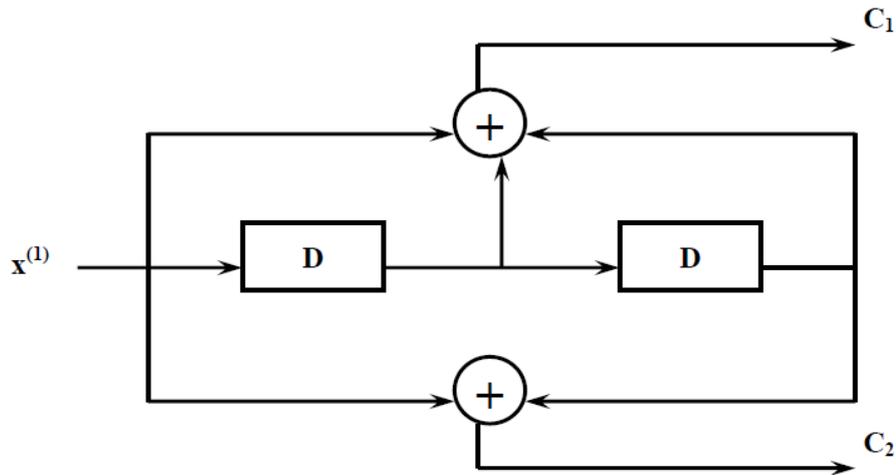


Figure II.7 : Un codeur de convolution avec  $k = 1$ ,  $n = 2$  et  $R = 1/2$

Le fonctionnement d'un codeur convolutif peut être expliqué de plusieurs manières équivalentes, tels que par : A. la Représentation du diagramme d'états, B. Représentation en arborescence et C. représentation du diagramme en treillis.

**A. Représentation de diagramme d'état**

Un codeur convolutif peut être défini comme une machine à états finis. Dans le diagramme d'états, les informations d'état du codeur de convolution sont affichées sous forme de cercles. Ensuite, il est stocké dans les registres à décalage. Ainsi, le codeur de la Figure II.8 a quatre états. La transition d'un codeur d'un état à un autre, provoquée par les bits d'entrée, est décrite dans le diagramme d'états. La Figure II.8 montre le diagramme d'état du codeur de la Figure II.8. Un nouveau bit d'entrée provoque la transition d'un état à un autre. Les informations de chemin entre les états, notées  $b / c_1c_2$ , représentent le bit d'information d'entrée 'b' et les bits de sortie correspondants ( $c_1c_2$ ).

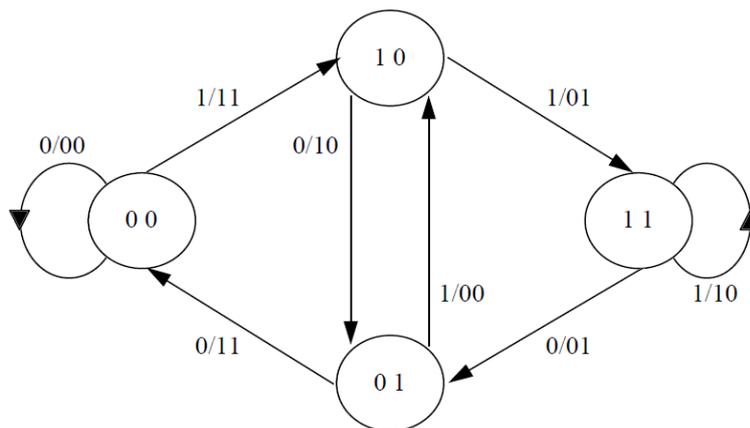


Figure II.8 : Représentation du diagramme d'états du codeur de la Figure II.7

**B. Représentation en arborescence**

La représentation en arborescence montre toutes les informations possibles et les séquences codées pour le codeur convolutif. La Figure II.9 montre l'arborescence du codeur sur la Figure II.7. Les bits codés sont étiquetés sur les branches de l'arbre. Étant donné une séquence d'entrée, la séquence codée peut être lue directement dans l'arborescence.

**C. Représentation du diagramme en treillis**

Le diagramme en treillis d'un code convolutif est obtenu à partir de son diagramme d'états. Toutes les transitions d'état à chaque pas de temps sont explicitement montrées dans le diagramme pour conserver la dimension de temps, comme cela est présenté dans l'arborescence correspondante. Habituellement, les descriptions de support sur les transitions d'état, les bits d'entrée et de sortie correspondants, etc. sont étiquetées dans le diagramme en treillis. La figure II.10 montre le diagramme en treillis du codeur de la figure II.7.

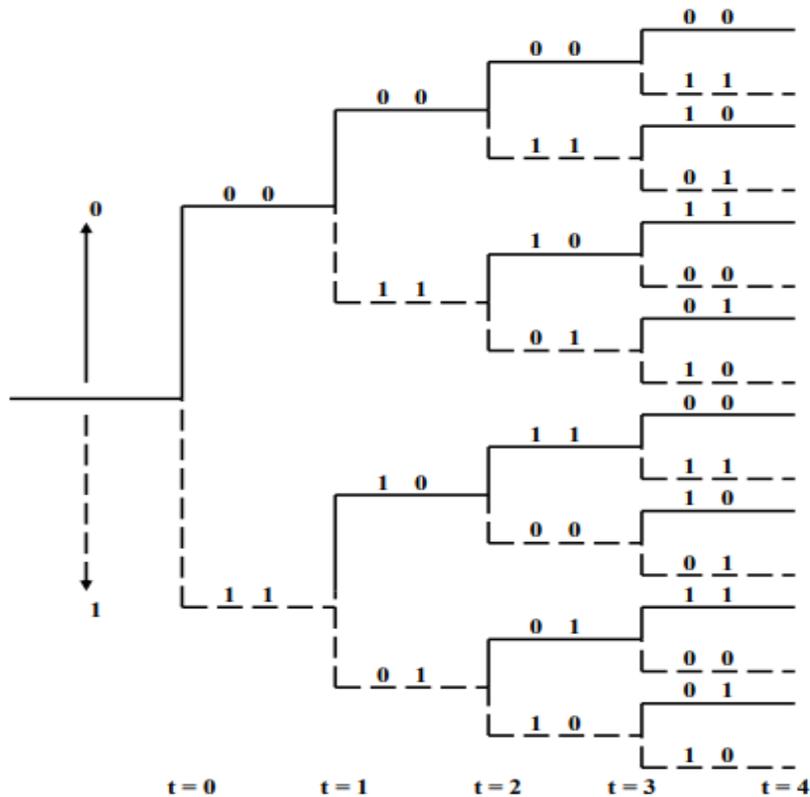


Figure II.9 : Diagramme en arbre pour le codeur de la Figure II.7

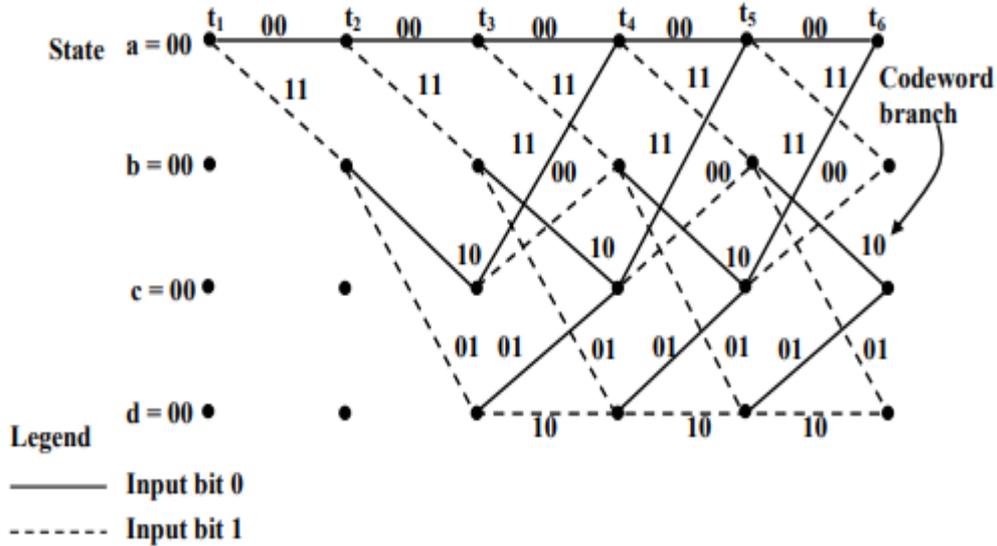


Figure II.10 : Diagramme en treillis du codeur de la Figure II.7

II.7.2 Décodeur de Viterbi

Un décodeur de Viterbi utilise l'algorithme de Viterbi pour décoder un train de bits qui a été codé par un code correcteur d'erreur directe basée sur le code de convolutif. Viterbi est un algorithme de décodage à entrée ferme ou souple mais à sortie ferme (des décisions sont prises sur chaque transition du chemin choisi dans le treillis) qui calcule le chemin dont la vraisemblance est maximale (ML : Maximum Likelihood). Il s'agit donc d'un algorithme de décodage ML par chemin [25]. La figure II.11 montre le bloc schéma du décodeur de Viterbi [26].

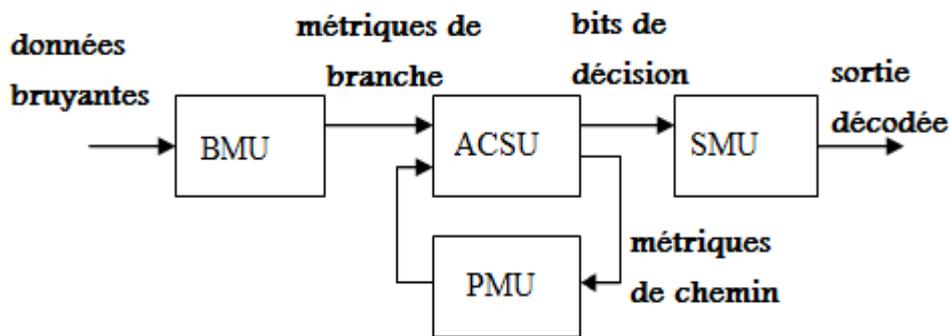


Figure II.11 : Schéma fonctionnel du décodeur de Viterbi

Où :

- BMU : Unité métrique de branche.
- ACSU : Ajouter la comparaison et sélectionner l'unité.
- SMU : Unité de mémoire de survivant.
- PMU : Unité de métrique de chemin.

Soit  $C$  un code convolutif binaire de rendement  $R=k/n$  et de longueur de contrainte  $L$ . Le nombre de bits à l'entrée du codeur (respectivement en sortie) est égal à  $k$  (respectivement à  $n$ ). L'algorithme de Viterbi est le moyen le plus répandu pour le décodage ML lorsque possède un treillis de taille raisonnable, i.e. un nombre d'états inférieur ou égal à 256. L'algorithme de Viterbi est de faible complexité et est simple à implanter.

Le décodage à maximum de vraisemblance correspond à chercher dans le treillis du code  $C$  le chemin le plus proche de la séquence reçue. La distance employée dans l'algorithme est soit la distance euclidienne dans le cas d'entrées souples, soit la distance de Hamming dans le cas d'entrées fermes.

Rappelons que le nombre d'états dans le treillis du code  $C$  est égal à  $2^{k(L-1)}$  et que le nombre de transitions par état est  $2^k$ . Chaque sommet dans le treillis est connecté de part et d'autre par  $2^k$  branches vers les sommets antérieurs et postérieurs donc le nombre total de branches entre deux étapes dans le treillis est  $2^{k(L-1)} \times 2^k = 2^{kL}$  [27].

## II.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé la technique OFDM, son principe de fonctionnement et les principaux blocs qui constituent la chaîne suivie par une présentation des avantages et les inconvénients de cette technique.

Au cours de ce chapitre, nous avons aussi introduit le code convolutif et le décodage par l'algorithme de " Viterbi " qui sont utilisés lors de notre simulation.

## Chapitre III

### Les canaux de communication

### III.1 Introduction

Un canal de communications est un médium physique qui est utilisé pour la transmission d'un signal à partir d'un émetteur jusqu'au récepteur appelé aussi canal de propagation et au cours de transmission l'effet de bruit est considéré comme une perturbation aléatoire qui vient de l'extérieur et de l'intérieur du récepteur [28]. Ce canal peut être présenté sous la forme d'un ensemble des phénomènes contribuant à la dégradation de la qualité du signal lors de son transport entre l'émetteur et le récepteur. L'effet de ces phénomènes peut, plus ou moins, s'accroître en fonction de la nature de l'environnement dans lequel sont placés l'émetteur et le récepteur ainsi que des positions respectives de ces derniers [29].

Dans ce chapitre on va parler sur les canaux de communication et nous présentons les caractéristiques des différents types de canaux de propagation. Commencant par le canal à bruit blanc additif gaussien (BBAG), ensuite canal de propagation par trajets multiples et enfin le canal à bruit impulsif.

### III.2 Canal à Bruit blanc additif gaussien (AWGN)

Le canal de radio mobile le plus simple et le plus classique est le canal à bruit blanc additif gaussien (canal BBAG). En sortie de ce canal, le signal reçu résulte de l'addition du signal émis et d'un bruit blanc. Ce canal s'applique dans un système mobile où les objets mobiles et environnants ne sont pas en mouvement. Si on excepte ce bruit, le signal émis ne subit aucune modification : nous dirons que le canal est sans distorsion. Le bruit additif est indépendant du signal. Il est modélisé par un processus aléatoire stationnaire, blanc, gaussien et centré. Sa densité spectrale bilatérale de puissance est constante [30].

Le signal reçu à l'instant  $t$ ,  $y(t)$  est alors donné par la relation écrite ci-dessous et le système résultant peut être modélisé à l'aide du diagramme de la figure III.1.

$$y(t) = A x(t) + b(t) \quad (\text{III.1})$$

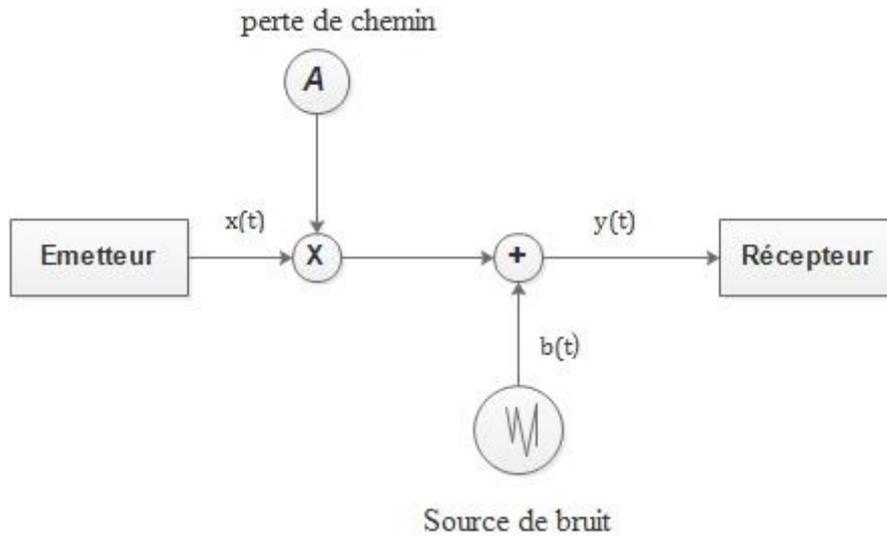


Figure III.1 : Canal à bruit blanc additif gaussien (AWGN)

Où

- $x(t)$  : est le signal modulé
- $A$  : est l'affaiblissement général sur le trajet supposé constant dans le temps.
- $b(t)$  : représente le bruit blanc Gaussien AWGN caractérisé par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle, de variance  $\sigma_b^2$  et de densité spectrale de puissance bilatérale  $N_0 / 2$ , la densité de probabilité :

$$p_{Y/X} \left( \frac{y}{x} \right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_b^2}} e^{-\frac{(y-x)^2}{2\sigma_b^2}} \tag{III.2}$$

En supposant une représentation complexe en bande de base pour tous les signaux, le bruit est composé des composants réels et des composants imaginaires  $x_n(t)$  et  $y_n(t)$  respectivement :

$$b(t) = x_n(t) + j y_n(t) \tag{III.3}$$

$x_n(t)$  Et  $y_n(t)$  sont tous deux des processus gaussiens indépendants de moyenne zéro, chacun avec un écart type de  $\sigma_n$ .

La puissance de bruit moyenne est alors donnée par :

$$\begin{aligned} P_n &= \frac{E[b(t)b^*(t)]}{2} = \frac{E[(x_n(t) + j y_n(t))(x_n(t) + j y_n(t))^*]}{2} \\ &= \frac{E[x^2(t)] + E[y^2(t)]}{2} = \frac{\sigma_b^2 + \sigma_b^2}{2} = \sigma_b^2 \end{aligned} \tag{III.4}$$

### III.2.1 Rapport signal sur bruit moyen (SNR)

Le signal sur bruit (SNR) est probablement la mesure de performance la plus courante et la mieux comprise caractéristique d'un système de communication numérique. Le plus souvent, cela est mesuré à la sortie du récepteur et est donc directement lié au processus de détection de données lui-même. Rapport signal sur bruit est un terme qui désigne le rapport de puissance entre un signal (information utile) et le bruit de fond [31] :

$$SNR = \frac{p_s}{p_n} = \left(\frac{A_s}{A_n}\right)^2 \quad (\text{III.5})$$

Où

- $p_s$  : est la puissance du signal moyenne.
- $p_n$ : est la puissance de bruit moyenne.
- $A$  : est la moyenne quadratique (RMS) amplitude du signal et du bruit.

Comme de nombreux signaux ont une plage dynamique très large, les SNR sont généralement exprimés en termes d'échelle logarithmique de décibels. En décibels, le SNR est par définition 10 fois le logarithme de la puissance rapport, Si le signal et le bruit sont mesurés sur la même impédance, le rapport signal sur bruit peut être obtenu en calculant 20 fois le logarithme en base 10 du rapport d'amplitude :

$$SNR(dB) = 10 \cdot \log\left(\frac{p_s}{p_n}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{A_s}{A_n}\right) \quad (\text{III.6})$$

### III.2.2 Taux d'erreur sur les bits (BER)

Le taux d'erreur sur les bits (BER) est la mesure la plus fondamentale des performances du système. En d'autres termes, c'est une mesure de la qualité avec laquelle les bits sont transférés de bout en bout. Le taux d'erreur sur les bits (BER) est le nombre de bits reçus avec erreur, divisé par le nombre total de bits reçu [31].

$$BER = \frac{\text{Nombre d'erreurs}}{\text{Nombre total de bits envoyés}} \quad (\text{III.7})$$

## III.3 Canal de propagation par trajets multiples

Le canal de propagation est l'endroit de multi trajets à cause des obstacles qui entourent l'émetteur le récepteur (Figure III.2). Dans ce cas, plusieurs répliques du signal émis arrivent au récepteur à travers plusieurs trajets qui possèdent différents états d'atténuation, de déphasage et des retards (dus à la longueur du trajet).

La propagation par trajets multiples dans les communications sans fil repose sur trois mécanismes. Le premier est la réflexion, qui expose de manière constructive ou interférences destructives près du

récepteur, car le signal frappe une grande surface sans friction pouvant être obstruée, peut-être une structure de fabrication humaine sur son chemin et est réfléchi. Le second mécanisme est la diffraction qui se produit lorsque le chemin est obstrué à la circonférence d'une grande surface par rapport à la longueur d'onde de signal entrant. Le dernier mécanisme est la diffusion qui se produit lorsque le signal frappe les bords des structures de fabrication humaine, entraînant la transmission de l'énergie du signal propagé dans de nombreuses directions différentes [32].

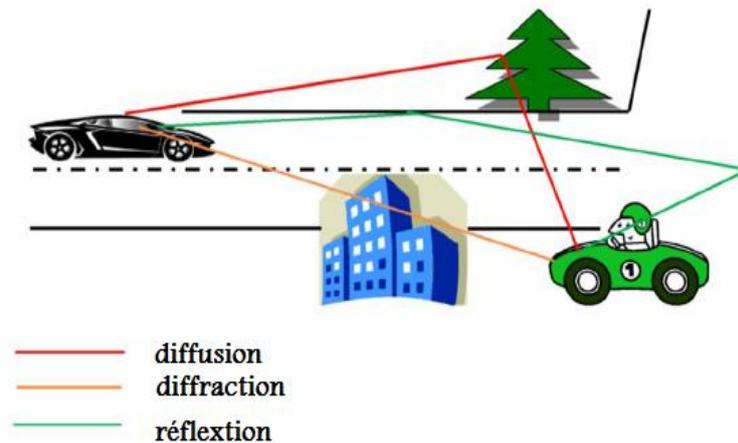


Figure III.2 : propagation par trajets multiples

Principalement, dans le cas où l'émetteur et le récepteur sont en visibilité directe on parlera de situation LOS (Line Of Sight). A l'inverse lorsque la visibilité est obstruée par n'importe quel obstacle on parlera de situation NLOS (Non Line Of Sight) [33].

Un émetteur et un récepteur sont entourés d'objets qui réfléchissent et diffusent l'énergie transmise, provoquant plusieurs vagues pour arriver au récepteur via différentes routes, C'est une propagation par trajets multiples.

Depuis le direct la vague de l'émetteur au récepteur est bloquée, cette situation est appelée non-visibilité directe Propagation (NLOS). Chacune des ondes à une phase différente et cette phase peut être considérée en tant que distribution uniforme indépendante, avec la phase associée à chaque onde étant également susceptibles de prendre n'importe quelle valeur. (Figure III.3) [30].

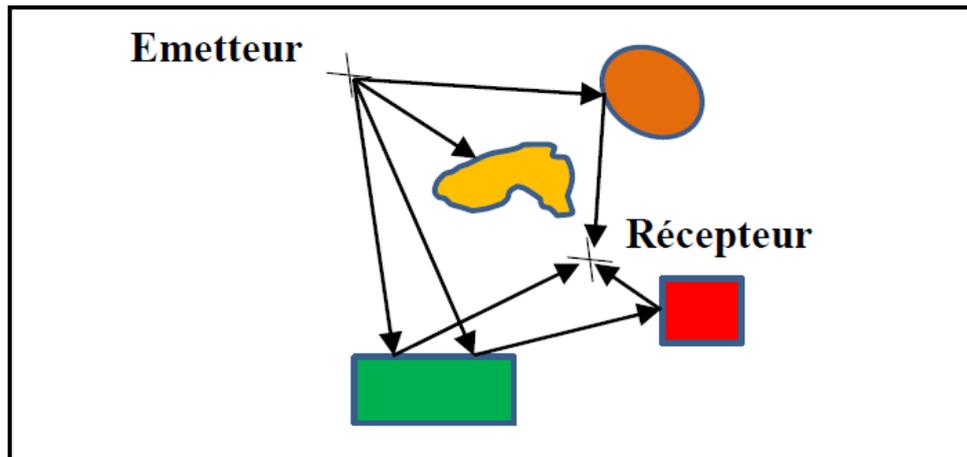


Figure III.3 : Propagation multi-trajets NLOS

En revanche, la figure III.4 illustre le cas de la ligne de vue, où un seul chemin fort est reçu avec l'énergie multi trajets des diffuseurs locaux.

On ne cherche généralement pas à prédire la valeur exacte de la force du signal résultant de l'évanouissement par trajets multiples, comme cela nécessiterait une connaissance très exacte des positions et électromagnétique caractéristiques de tous les diffuseurs. Au lieu de Cela, une description statistique est utilisée qui être très différent pour les cas LOS et NLOS [30].

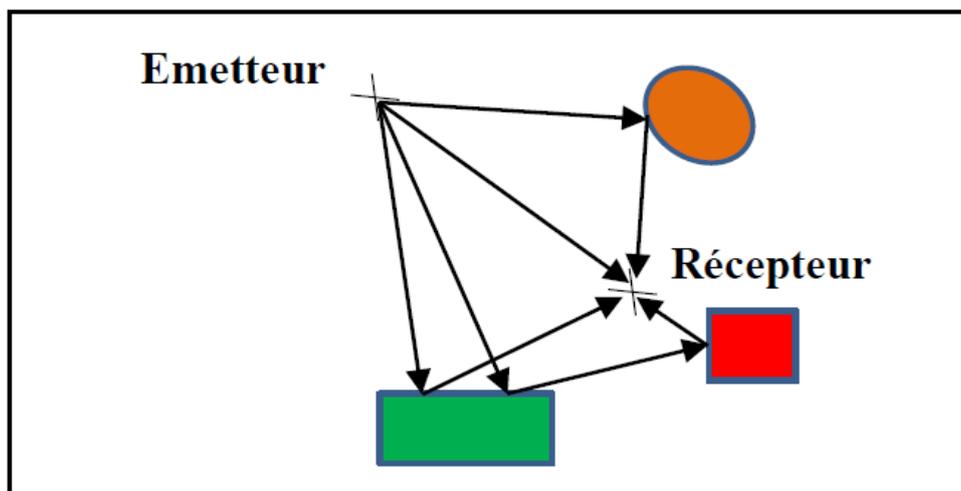


Figure III.4 : Propagation multi-trajets LOS

De nombreux modèles mathématiques pour les canaux à évanouissements existent dans la littérature qui décrit les caractéristiques statistiques, et les distributions les plus utilisées sont : Rayleigh et Rice [32].

### III.3.1 Distribution de Rayleigh

La distribution de Rayleigh est l'une des plus importantes utilisée pour modéliser la propagation par trajets multiples, lorsque les ondes réfléchies et diffusées sont reçues par l'unité mobile. La puissance reçue instantanée telle qu'elle est vue par une antenne en mouvement devient aléatoire à la suite de l'annulation de la vague.

Propagation des signaux de trajets réfractés par les unités mobiles à travers l'ionosphère, liaisons Radioélectriques maritimes, etc., peuvent être modélisés avec Rayleigh Distribution [32].

L'enveloppe de ce signal suit une loi de Rayleigh définie par l'équation suivante :

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), \quad r \geq 0 \quad (\text{III.8})$$

- $r$  : est l'enveloppe du signal complexe reçu.
- $\sigma$  : est l'écart type de la partie réelle (x) ou la partie imaginaire (y).

D'autres propriétés utiles de cette distribution sont données par :

La valeur moyenne :

$$E\{r\} = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \quad (\text{III.9})$$

La valeur quadratique moyenne :

$$E\{r^2\} = 2\sigma^2 \quad (\text{III.10})$$

La variance :

$$E\{r^2\} - E\{r\}^2 = \sigma^2 \left(\frac{4-\pi}{2}\right) \quad (\text{III.11})$$

### III.3.2 Distribution de Rice

La distribution de rician est modélisée par les mêmes ondes réfléchies et dispersées dans la propagation par trajets multiples qui sont dominés par au moins un composant fort dans le signal reçu.

La distribution du Rice est liée au facteur K de Rician ( $n^2 = K$ ). Signaux avec un composant LOS fort et de nombreux composants plus faibles dans des environnements tels que Pico-cellulaires, environnements intérieurs et industriels, terrains micro cellulaires urbains et suburbains mobile, peut être modélisé par la distribution de Rice [32].

La densité de probabilité de l'enveloppe du signal complexe reçu obéit à la distribution de Rice définie telle que :

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2+r_d^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{rr_d}{\sigma^2}\right), r \text{ et } r_d \geq 0 \quad (\text{III.12})$$

Où  $r_d$  est l'amplitude du trajet direct et  $I_0$  représente la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre zéro.

Cette loi possède les caractéristiques suivantes :

La valeur moyenne :

$$E\{r\} = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{r^2}{4\sigma^2}\right) \left[\left(1 + \frac{r^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{r^2}{4\sigma^2}\right) + \frac{r^2}{4\sigma^2} I_1\left(\frac{r^2}{4\sigma^2}\right)\right] \quad (\text{III.13})$$

La valeur quadratique moyenne :

$$E\{r^2\} = 2\sigma^2 + r^2 \quad (\text{III.14})$$

La variance :

$$E\{x^2\} - E\{x\}^2 \quad (\text{III.15})$$

### III.4 Canal de propagation à bruit impulsif

Le bruit impulsif est de plus en plus important dans la transmission des signaux, par le fait qu'il est souvent impossible de considérer le bruit mesuré comme étant un bruit de fond d'origine thermique. Ce dernier, est un bruit généré d'une façon naturelle et il est très bien représenté par une fonction aléatoire gaussienne, stationnaire. Or, la multiplicité des sources de rayonnement non naturelles produit un bruit non stationnaire et non gaussien, que l'on nomme généralement sous la dénomination de « bruit impulsif » [34].

On retrouve ce bruit dans quelques phénomènes de propagation, par exemple le bruit reçu par sonar, dû à la propagation sous-marine, ou le bruit subi à la réception d'un signal radar dû aux échos multiples, et même les perturbations électromagnétiques créées par un orage peuvent également être considérées comme un bruit impulsif [34]. Les manœuvres aléatoires d'enclenchement et déclenchement des appareils électriques qui sont nommés bruit domestiques ou bruit indoor peuvent aussi générer ce bruit, tels que les redresseurs commandés, les moteurs électriques et les appareils de commutation sont connus pour créer des bruits impulsifs [35].

On rencontre aussi plusieurs phénomènes dans les systèmes de communication qui présentent une nature impulsive, à titre d'exemple les bruits rencontrés pendant la transmission sur le réseau électrique, transmission large bande par courant porteur en ligne (Power Line Communication, PLC), les communications haute fréquence, les lignes d'abonnés numériques, les systèmes de transmission mobile (Universal Mobile Transmission System, UMTS), les systèmes à bande ultra large (Ultra Wide Bande, UWB), les interférences dans les systèmes sans fils multi utilisateurs, les interférences dans les réseaux ad hoc... ect [36].

Enfin, la question qui se pose c'est quoi exactement un bruit impulsif ? Donc, c'est ce qu'on va présenter dans la partie suivante.

### III.4.1 Définition

Un bruit de nature impulsive se présente généralement sous forme d'impulsions élémentaires de fortes amplitudes et faibles durées où chaque durée des impulsions peut varier de quelques microsecondes à des milli secondes. Ce type de bruit se caractérise aussi par une faible probabilité d'apparition et une densité spectrale de puissance DSP élevée et une fréquence de répartition à caractère aléatoire. La figure III.5 montre un exemple simple d'un bruit impulsif [35].

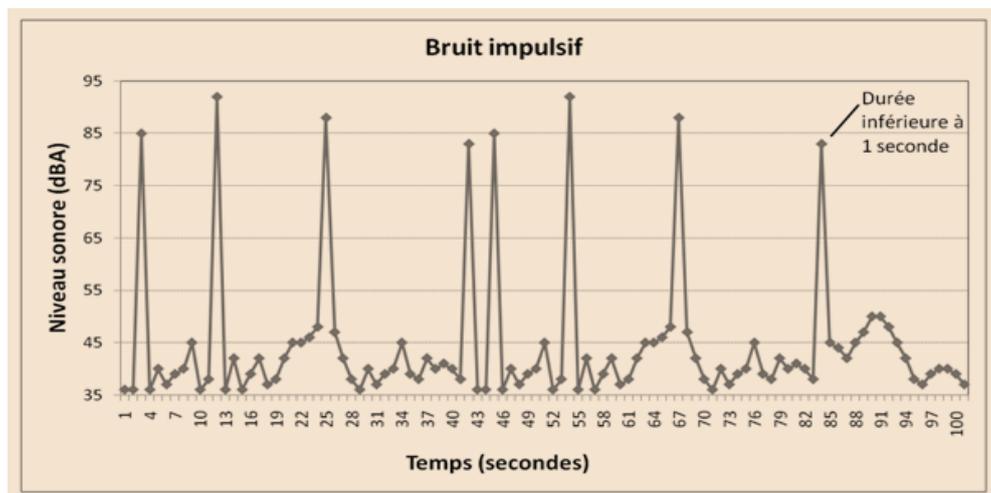


Figure III.5 : Exemple d'un bruit impulsif

### III.4.2 Densité Spectrale de Puissance (DSP)

L'analyse spectrale d'un signal consiste à calculer la quantité d'énergie (ou de puissance) contenue dans les différentes composantes fréquentielles du signal. Pour cela, on associe au signal  $a(t)$  une fonction définie dans le domaine fréquentiel appelée densité spectrale d'énergie (DSE) ou de puissance (DSP) ou PSD en anglais [37]. Cette dernière est définie par la division du carré du module de la transformée de Fourier, sur la largeur de bande spectrale qui égale au même temps à l'inverse du

temps d'intégration  $T$ . Donc, si  $x$  est un signal et  $X$  sa transformée de Fourier, la densité spectrale de puissance vaut :

$$\Gamma_x = |X|^2 * T \quad (\text{III.16})$$

Donc, La densité spectrale de puissance d'un signal est la transformée de Fourier de la fonction d'auto-corrélation. Elle représente la répartition de la puissance sur l'axe des fréquences. Dans la théorie des processus aléatoires, cette définition constitue le théorème suivant :

Théorème de Wiener-Khintchine : la densité spectrale de puissance d'un processus aléatoire dont la valeur moyenne et la fonction d'auto-corrélation sont invariantes dans le temps (stationnarité au sens large) est égale à la transformée de Fourier de sa fonction d'auto-corrélation statistique [38].

Relation de Wiener-Khintchine :

$$S_X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_X(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau = \mathcal{F}\{R_X(\tau)\} \quad (\text{III.17})$$

Où :

$R_X(\tau)$  À désigner la fonction d'auto-corrélation.

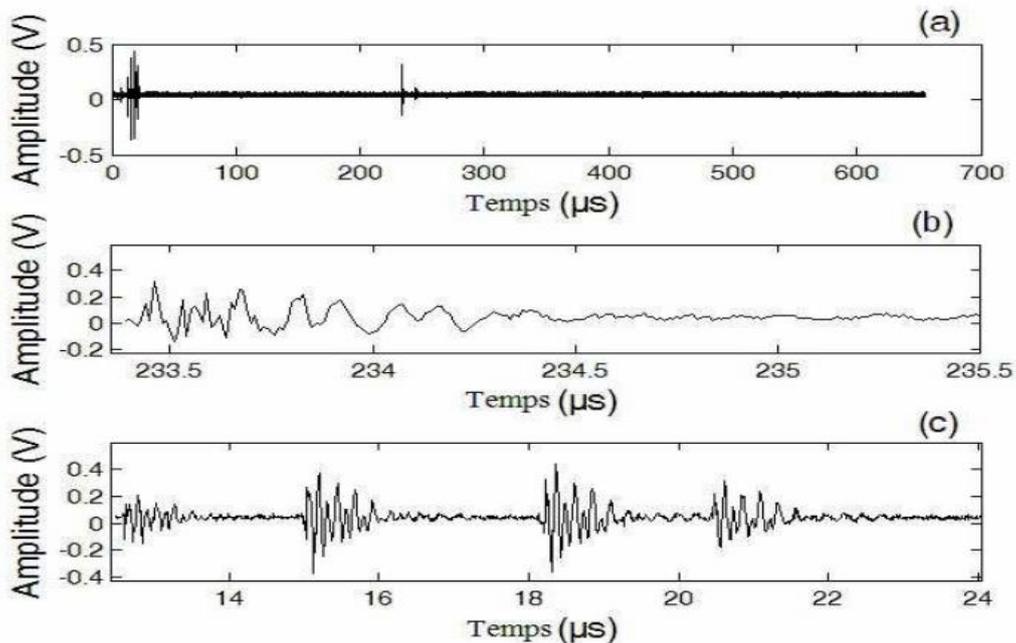
$S_X(f)$  La densité spectrale de puissance du signal aléatoire  $X(t)$ .

On dit que la densité spectrale de puissance est quadratique ça veut dire qu'elle est indépendante de la phase du signal et elle est toujours réelle et positive.

### III.4.3 Principe de mesures et classement des impulsions (isolée et rafale)

Entre le réseau d'énergie et le dispositif d'acquisition, on place un coupleur capacitif qui a une impédance d'entrée et de sortie voisine de  $50 \Omega$  et sa bande passante est entre  $500 \text{ kHz}$  et  $50 \text{ MHz}$ . On limite l'amplitude maximum des acquisitions à  $\pm 15 \text{ V}$  par un appareil de protection. Alors, le résultat des premiers essais montre que le bruit de fond peut être considéré comme blanc avec une densité spectrale de puissance (DSP) de  $-120 \text{ dBm/Hz}$ . Le moment où un bruit impulsif excède un certain seuil, un enregistrement est effectué durant une fenêtre d'observation de  $650 \mu\text{s}$  qui a à sa fin une horloge, son pas temporel est de  $400 \text{ ns}$ . Cette horloge est déclenchée pour connaître les intervalles de temps séparant deux enregistrements successifs. Les signaux échantillonnés à une fréquence de  $100 \text{ MHz}$  sont ensuite stockés en mémoire. Après plusieurs essais, le seuil de déclenchement d'une acquisition a été fixé à  $70 \text{ mV}$ , car cette valeur permet d'enregistrer les

impulsions de faible amplitude, tout en évitant des déclenchements permanents sur le bruit de fond. Le résultat d'un enregistrement est donné sur la Figure III.6.



**Figure III.6 : Exemple d'enregistrement de bruit. (a) Fenêtre d'observation de 650  $\mu\text{s}$ , (b) Impulsion isolée, (c) Rafale**

Pratiquement, dans tous les cas on observe alors que les impulsions ont l'allure de sinusoïdes amorties et se présentent soit sous la forme d'une impulsion isolée (Figure III. 6b.) soit sous la forme des impulsions rafales (Figure III.6 c) [39].

Par la suite, une impulsion isolée peut être exprimée par la relation suivante :

$$b(t) = A \sin(2\pi f_0 t) \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \quad (\text{III.18})$$

Avec les paramètres caractéristiques :

- A : L'amplitude.
- $f_0$  : Le pseudo fréquence.
- $\tau$  : Le facteur d'amortissement de l'impulsion.

Deux autres paramètres complètent la caractérisation de ces impulsions : sa durée et le temps d'inter-arrivé entre deux impulsions successives.

Une rafale est considérée comme une succession d'impulsions élémentaires dont les caractéristiques peuvent varier d'une impulsion à une autre [35].

### III.4.4 Modélisation du bruit impulsif

Dans la littérature récente, de nombreux modèles ont été utilisés pour simuler un phénomène non gaussien qui est d'abord traité par Middleton. Plus tard, la séquence de bruit impulsif a été modélisée par le modèle de Bernoulli-Gaussien où l'amplitude est modélisée par la distribution gaussienne et le taux d'occurrence des impulsions est modélisé par la distribution de Bernoulli [40]. Des années après, les chercheurs ont dit que la modélisation de ce type de bruit par une loi gaussienne n'est pas pertinente à cause de sa grande variabilité. Il convient alors de modéliser ce bruit non pas par une gaussienne mais par une distribution qui n'admet pas forcément une variance finie. Dans le cadre des distributions gaussiennes à variance infinie sont apparues les distributions alpha-stables pour une modélisation précise des environnements d'interférence impulsive. Elles font parties d'une classe riche de distribution de probabilité qui englobe les lois de Gauss de Cauchy et de Lévy [36].

#### A. Middleton classe A

Parmi les travaux idéalistes de modélisation des bruits impulsifs, on cite les travaux de Middleton. Lorsqu'on parle de ce modèle, l'interférence est perçue comme un processus à deux composantes : une composante toujours présente appelée la composante Gaussienne, et une autre composante représente les impulsions nommée composante impulsionnelle [41]. L'équation suivante décrit la formulation mathématique :

$$X(t) = X_p(t) + X_G(t) \quad (\text{III.19})$$

$X_p(t)$  et  $X_G(t)$  sont deux processus indépendants où :

$X_p(t)$  : La composante impulsionnelle.

$X_G(t)$  : La composante Gaussienne.

Dans cette partie, nous décrivons le modèle de bruit de classe A car il est le plus utilisé dans la modélisation du rayonnement impulsif et qu'il a été largement étudié dans la littérature, ce modèle définit la fonction de densité de probabilité PDF d'un échantillon de bruit comme suit :

$$F_m(n_k) = \sum_{m=0}^{\infty} P_m N(n_k; 0; \sigma_m^2) \quad (\text{III.20})$$

Où :  $N(n_k; 0; \sigma_m^2)$  est le PDF gaussien avec moyenne  $\mu = 0$  et une variance  $\sigma_m^2$ .

$$P_m = \frac{A^m e^{-A}}{m!} \quad (\text{III.21})$$

•  $m$  : est le nombre d'interférence active.

•  $A$  : représente la densité des impulsions dans une période d'observation donnée par la relation suivante :

$$A = \frac{(\eta\tau)}{T_0} \quad (\text{III.22})$$

Où :

$T_0$  : est l'unité de temps qui est égale à 1.

$\eta$  : représente le nombre d'impulsions par seconde.

$\tau$  : Est la durée moyenne de chaque impulsion, où toutes les impulsions qui sont prises ont la même durée.

Le paramètre  $A$  décrit le bruit comme suit : Quand  $A$  diminué le bruit devient plus impulsif et contrairement quand  $A$  augmenté le bruit tend vers le bruit AWGN et on peut facilement le voir dans la figure III.7, d'autre part  $\sigma_m$  peut s'écrire comme :

$$\sigma_m = \sigma^2 \frac{m + \Gamma}{1 + \Gamma} \quad (\text{III.23})$$

Où :

$$\sigma = \sigma_G^2 + \sigma_i^2 \quad (\text{III.24})$$

La puissance totale de bruit à deux composantes : une composante de variance gaussienne  $\sigma_G^2$  et une autre composante de variance de bruit impulsif  $\sigma_i^2$ .

Et :

$$\Gamma = \frac{\sigma_G^2}{\sigma_i^2} \quad (\text{III.25})$$

C'est le rapport entre la puissance du bruit gaussien et la puissance du bruit impulsif. On peut observer que pour les valeurs basses de  $\Gamma$ , la composante impulsive prédomine, et pour les valeurs plus élevées, la composante AWGN prédomine.

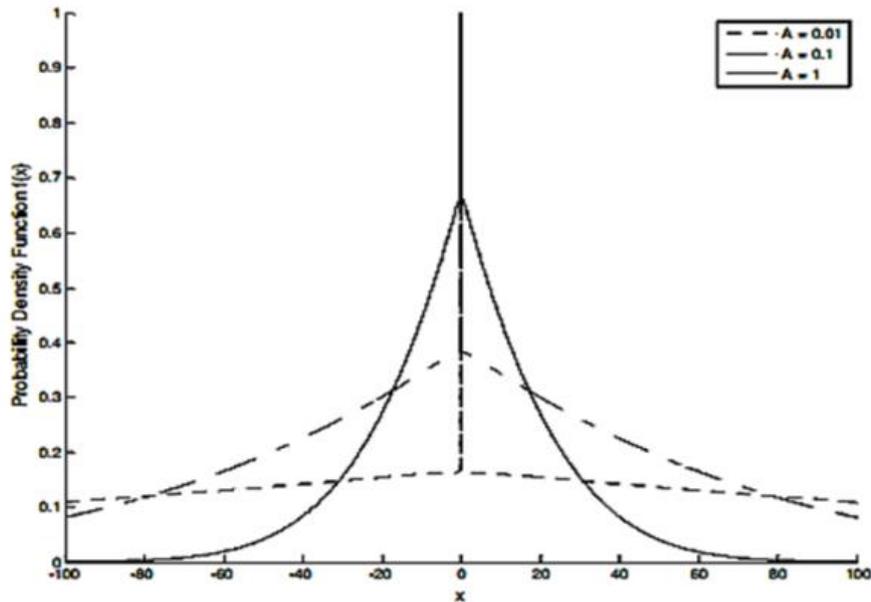


Figure III.7 : PDF de la classe A de bruit pour des différentes valeurs de  $A$  et  $\Gamma = 0.001$

Une des caractéristiques les plus intéressantes du modèle MCA (Middleton Classe A) est qu'il a une forme canonique. Cette forme lui permet de représenter plusieurs variétés de bruits impulsifs avec l'utilisation du même modèle. En ajustant les deux paramètres  $A$  et  $\Gamma$ , la PDF de MCA peut être convenable pour une grande variété de densités de bruits non-Gaussiens. Le bruit généré peut avoir plusieurs degrés d'impulsivité. Il peut varier d'un bruit faiblement impulsif (exemple  $A = 0.5$  et  $\Gamma = 0.1$ ), moyennement impulsif (exemple  $A=0.1$  et  $\Gamma=0.01$ ) ou fortement impulsif (exemple  $A = 0.01$  et  $\Gamma= 0.01$ ) (Saaifan et Henkel, 2013).

Les figures III.8 et III.9 montrent respectivement des exemples des échantillons de bruits obtenus selon le modèle MCA ainsi que les distributions d'amplitudes correspondantes [42].

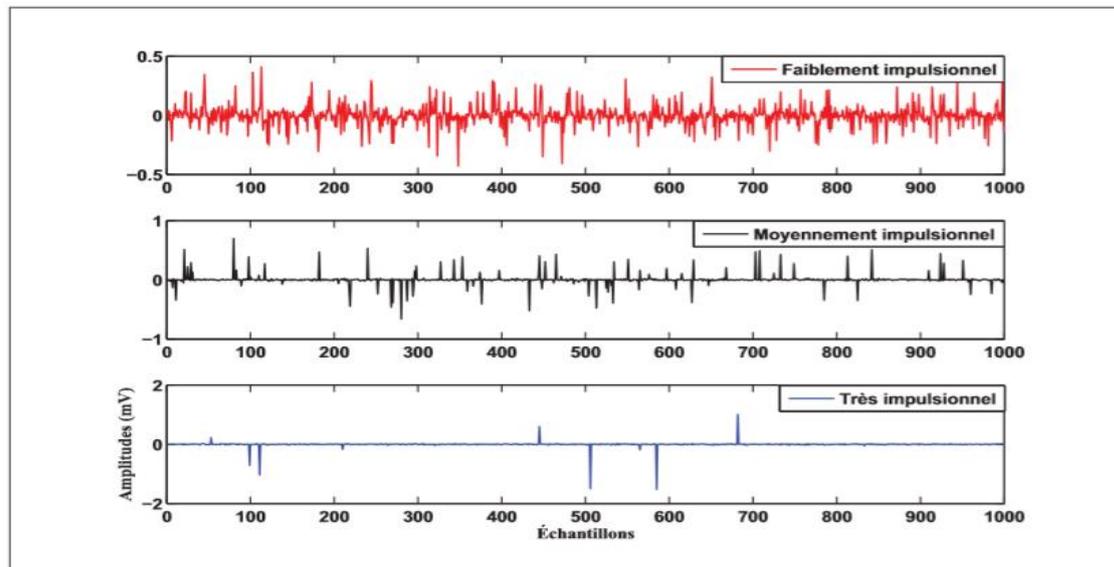


Figure III.8 : Exemples de réalisations d'échantillons de bruits suivant le modèle MCA

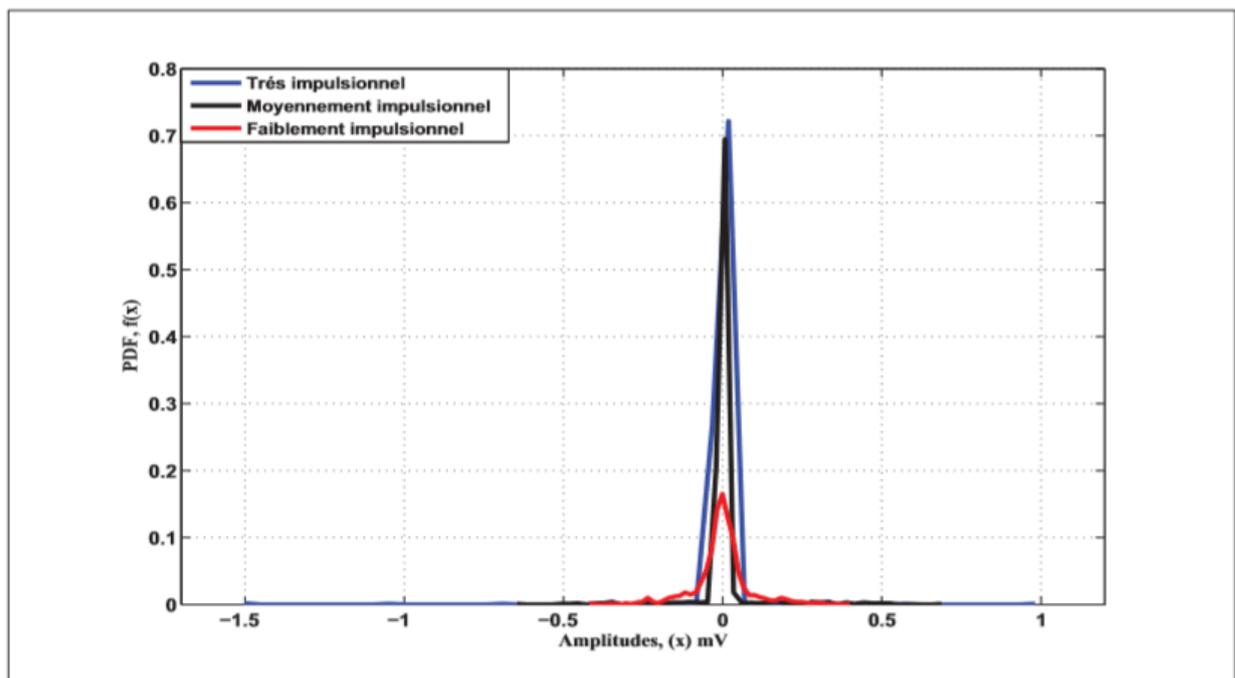


Figure III.9 : Exemples des PDF des échantillons de bruits suivant le modèle MCA

### B. Bernoulli-Gaussien

Après avoir décrit le modèle de bruit de classe A de Middleton dans la section précédente, nous présenterons un autre modèle populaire appelé le modèle de bruit de Bernoulli-Gaussien qui représente la somme de deux fichiers PDF gaussiens pondérés par la distribution de Bernoulli.

Dans un modèle de Bernoulli-Gaussien d'un processus de bruit impulsif, le temps aléatoire d'occurrence des impulsions est modélisé par un processus de Bernoulli binaire  $b(m)$  et l'amplitude des impulsions est modélisée par un processus gaussien  $n(m)$ .

Un processus de Bernoulli  $b(m)$  est un processus à valeur binaire qui prend une valeur de 1 avec une probabilité de  $p$  et une valeur de 0 avec une probabilité de  $1-p$ . Ce modèle de bruit est décrit par la PDF suivante :

$$F_{BG}(n_k) = (1 - p)\mathcal{N}(n_k; 0; \sigma_G^2) + p\mathcal{N}(n_k; 0; \sigma_G^2 + \sigma_I^2) \quad (\text{III.26})$$

Nous utilisons les modèles de canaux de la figure III.7 pour montrer les similarités entre le bruit de Bernoulli-Gaussien (b) et le modèle de bruit de classe A de Middleton (a). Les deux modèles semblent très similaires mais pour la figure III.10. (b), l'échantillon de bruit est ajouté au symbole de données  $D(k)$  dans les deux états, ce qui n'est pas le cas pour la figure III.10. (a).

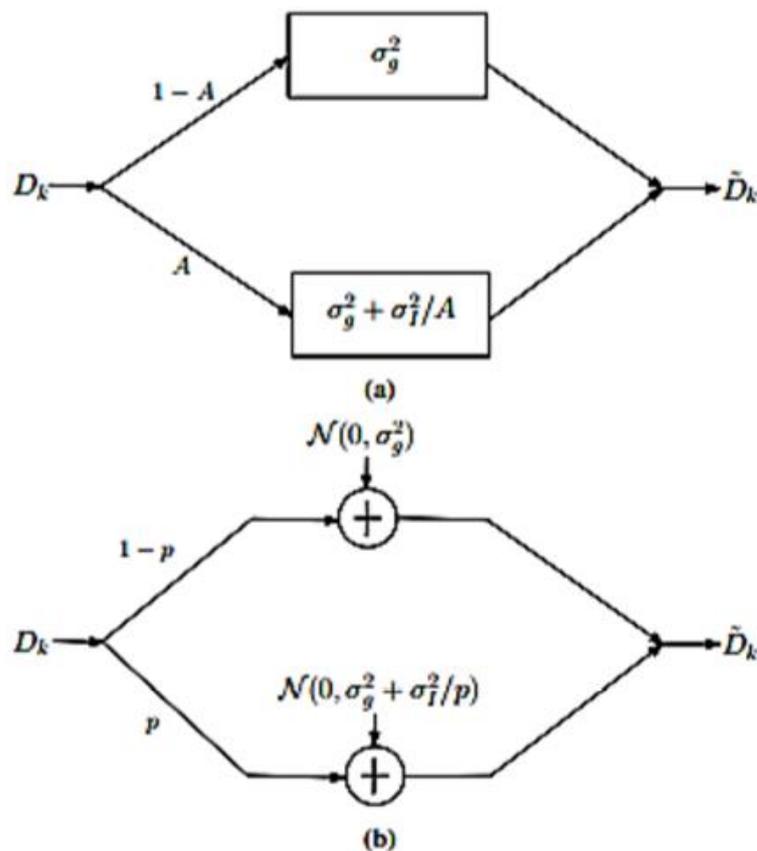


Figure III.10 : Deux états de modèle de bruit, Middleton classe A et Bernoulli-Gaussien

Le modèle de bruit de Bernoulli-Gaussien a été largement adopté dans la littérature, et certains chercheurs préfèrent l'utiliser par rapport au modèle de bruit de classe A car il est plus maniable que le modèle de bruit de classe A. Le modèle de classe A présente l'avantage d'avoir ses paramètres directement liés au canal physique. Si vous le souhaitez, le modèle de classe A peut être ajusté pour se rapprocher du modèle Bernoulli-Gaussien, donnant ainsi au modèle Bernoulli-Gaussien les avantages du modèle de classe A [42].

### C. La distribution alpha-stable

Après les deux modèles qu'on a cités précédemment (le modèle de Middleton classe A et le modèle de Bernoulli-Gaussien), il existe un autre modèle de bruit impulsif qui est de plus en plus courant dans la littérature, il s'appelle la distribution symétrique alpha( $\alpha$ )-stable ( $\mathcal{S}\alpha\mathcal{S}$ ).

En statistique et en traitement du signal, ces distributions ont attiré l'attention de nombreux chercheurs surtout pour deux raisons. La première provient du théorème de la limite centrale généralisé qui stipule que la somme de variables aléatoires indépendantes et identiquement distribuées converge vers une variable  $\alpha$ -stable. Lorsque la variance des variables est finie nous obtenons le cas particulier des variables gaussiennes. L'utilisation de variables à variance infinie permet de modéliser des phénomènes présentant d'importantes variabilités. La deuxième raison est due à la propriété de stabilité qui confirme que toute combinaison linéaire de variables aléatoires  $\alpha$ -stables est également une variable aléatoire  $\alpha$ -stable [36].

Nous disons qu'une vraie variable aléatoire  $X$  qui suit une loi  $\alpha$ -stable de  $\alpha, \beta, \gamma$  et  $\delta$  paramètres de  $X \sim \mathcal{S}_\alpha(\beta, \gamma, \delta)$  si seulement sa fonction caractéristique est de la forme :

$$\psi_\alpha(t) = \exp\{-\gamma^\alpha |t|^\alpha [1 + i\beta \text{sing}(t)\omega(t, \alpha)] + i\delta t\} \quad (\text{III.27})$$

Où :

$$\omega(t, \alpha) = \begin{cases} -\tan\left(\frac{\pi\alpha}{2}\right) \text{si } \alpha \neq 1 \\ \frac{2}{\pi} \ln|t| \text{si } \alpha = 1 \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

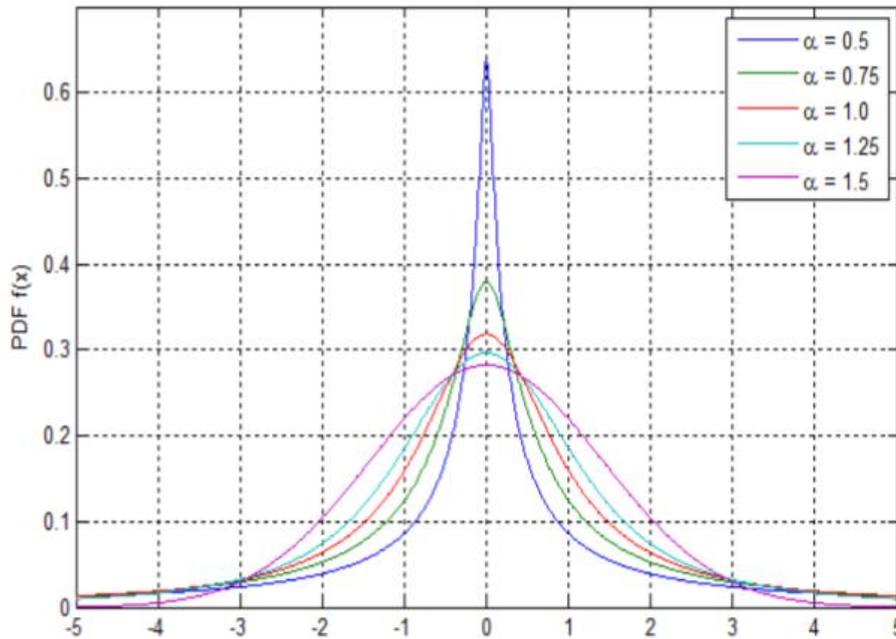
Et :

$$f(x) = \begin{cases} 1 & t > 0 \\ 0 & t = 0 \\ -1 & t < 0 \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

Ainsi, une distribution stable est complètement déterminée par quatre paramètres, l'exposant caractéristique contrôlant la lourdeur des queues ( $\alpha$ ) et peut prendre n'importe quelle valeur dans

l'intervalle  $\alpha \in ]0,2]$ , le paramètre d'échelle  $\gamma > 0$ , le paramètre d'emplacement ( $\delta$ ) et le paramètre de symétrie ( $\beta$ ) ne peuvent prendre que des valeurs dans l'intervalle  $\beta \in [-1,1]$ .

La figure III.11 montre les PDFs des modèles de distribution stable de  $\alpha$ , les autres paramètres restants fixes ( $\beta=0, \gamma=1$  et  $\delta=0$ ).



**Figure III.11 : SaS distributions de différentes valeurs de  $\alpha$  avec  $\beta=0, \gamma=1$  et  $\delta=0$**

Selon la figure III.11, on remarque que quand  $\alpha$  diminue l'impulsion devient plus précise et ça on le voit sur la même figure, l'impulsion prend sa précision lorsque  $\alpha=0.5$ .

Par la transformation inverse de la fonction caractéristique la PDF d'une loi stable à l'exception d'une intégrale écrite comme suite :

$$f_x(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-itx} \psi_\alpha(t) dt \quad (\text{III.30})$$

Le bruit impulsif n'a pas de formule PDF explicite, sauf dans des cas particuliers de la sous-classe de la distribution  $\alpha$ -stable symétrique (SaS) caractérisée par  $\beta = 0$ .

Le tableau III.1 résume d'autres possibilités pour approcher :

Distribution	$\alpha$	PDF
Gaussien	2	$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-\delta)^2}{2\sigma^2}\right)$
Cauchy	1	$f(x) = \frac{\gamma}{\pi} [\gamma^2 + (x-\delta)^2]$
Levy	1/2	$f(x) = \sqrt{\frac{\gamma}{2\pi}} \frac{1}{(x-\delta)^{\frac{3}{2}}} \exp\left(-\frac{\gamma}{2(x-\delta)}\right) \quad \delta < x < \infty$

**Tableau III.1 PDFs des cas spéciaux de  $\alpha$  stables**

Le cas où le bruit est modélisé par les lois alpha-stables est vraiment très intéressant car théoriquement, ceci permet d'apporter ou proposer des solutions au problème de l'interférence dans le cas des distributions  $\alpha$ -stables et pratiquement, ceci permet une circulation fiable de l'information même dans les environnements les plus complexes [36].

### III.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons donné un aperçu général sur les canaux de communication. Ensuite, Les modèles de canaux que nous utiliserons dans ce mémoire ont été décrits, en particulier les canaux à évanouissements qui caractérisent les communications radio-mobiles.

## Chapitre IV

### Résultats de simulation

## IV.1 Introduction

Ce chapitre est consacré aux résultats obtenus lors de notre simulation. Dans la simulation de notre chaîne OFDM nous avons choisi le langage Matlab. Ainsi on débutera la rédaction de ce chapitre par une brève présentation du simulateur, et par la suite nous vous exposerons les différents graphes et figures qui ont résulté de notre partie pratique.

## IV.2 Présentation de Matlab

MATLAB, MATrix LABoratory est un langage technique d'informatique. MATLAB est un logiciel de manipulation de données numériques, de calcul et de programmation dont le champ d'application est essentiellement les sciences appliquées. Il peut être utilisé pour le développement de l'algorithme, l'analyse des données, la visualisation et le calcul numérique. Il est un outil pour la manipulation du calcul mathématique. Son objectif, par rapport aux autres langages, est de simplifier au maximum la transcription en langage informatique d'un problème mathématique, en utilisant une écriture la plus proche possible du langage naturel scientifique.

MATLAB facilite la résolution des problèmes et améliorer le processus d'apprentissage. La résolution des problèmes numériques complexes sont résolus facilement et en une fraction du temps nécessaire avec un langage de programmation tel que Fortran ou ce qui rend donc souhaitable. Le logiciel fonctionne sous Windows et sous Linux. Son interface de manipulation HMI utilise les ressources usuelles du multifenêtrage. MATLAB est discret dans la nature, et donc toutes les entrées et sorties de codes MATLAB sont discrets.



Figure IV.1 : Logo MATLAB

### IV.3 Résultats de simulation

#### IV.3.1 Simulation de bruit impulsif

Premièrement, nous avons commencés par la simulation du bruit impulsif suivant les trois modèles cités auparavant : Middleton classe A, Bernoulli Gaussien, et par la distribution Alpha stable. Les résultats obtenus de bruit impulsif par les trois modèles sont représentés dans les figures IV.2, IV.3 et IV.4.

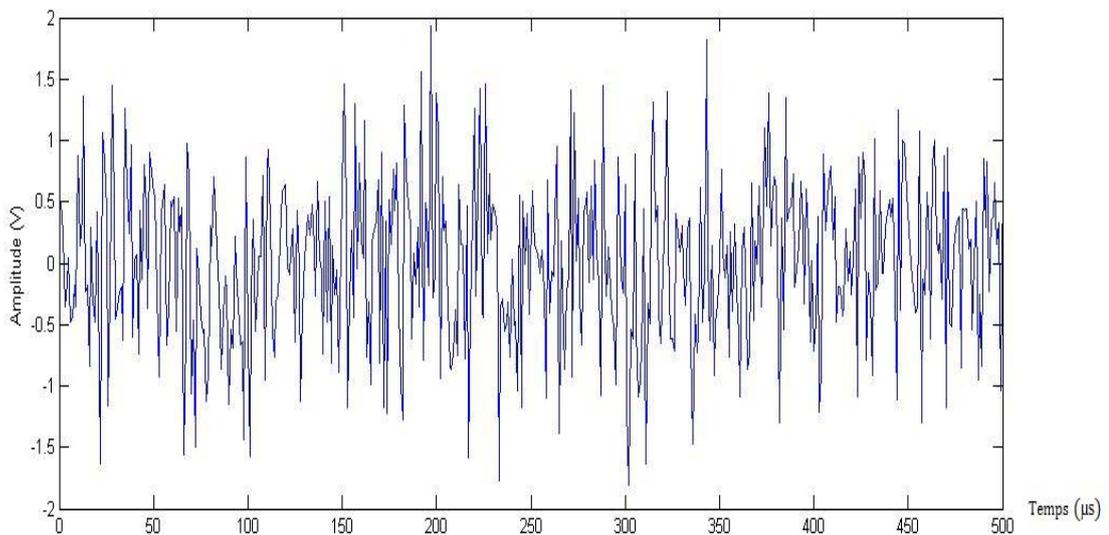


Figure IV.2 : Signal de bruit impulsif (modèle de Middleton classe A)

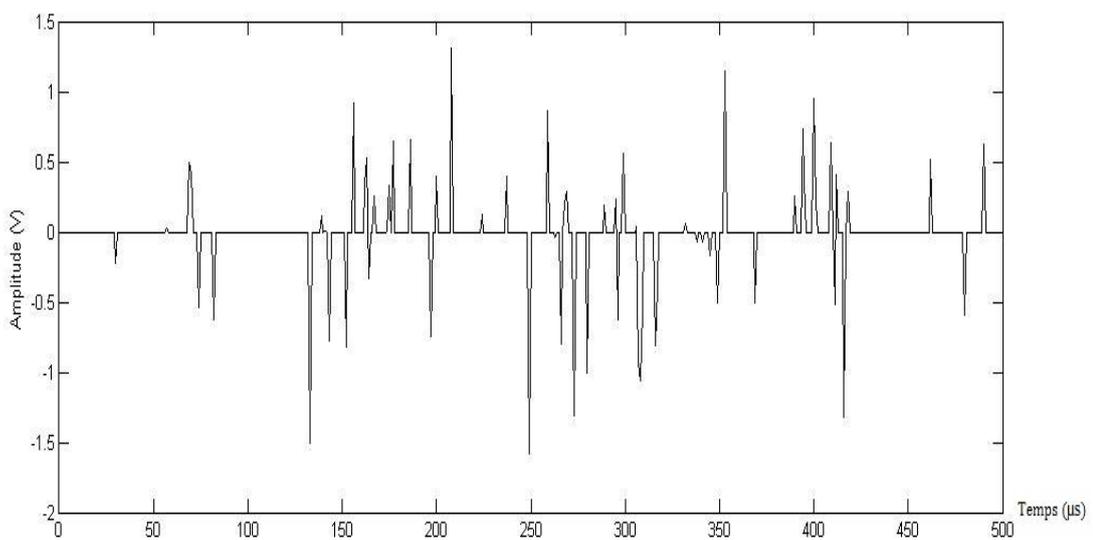
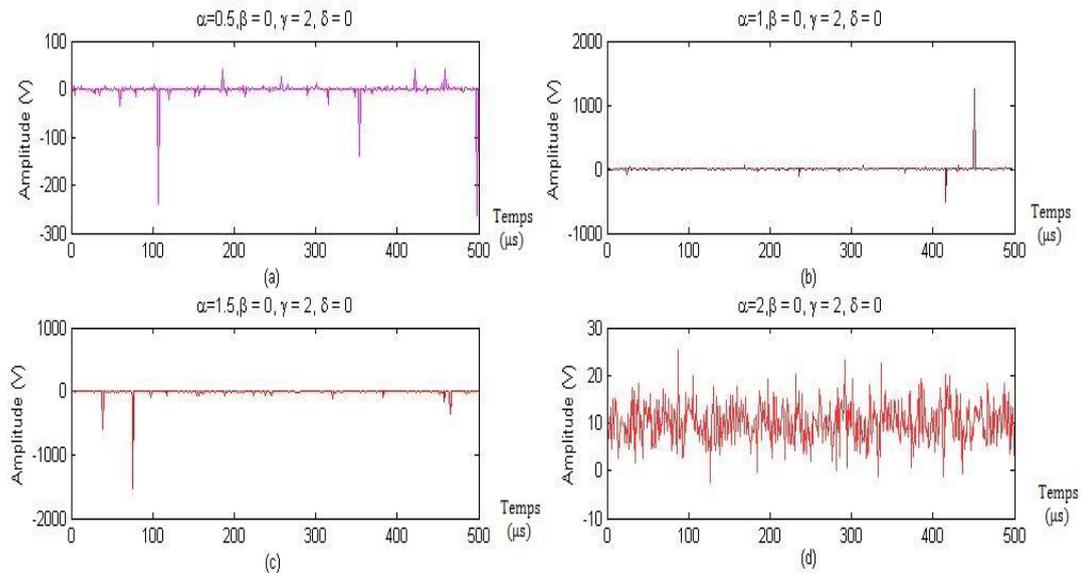


Figure IV.3 : Signal de bruit impulsif (modèle de Bernoulli-Gaussien)



**Figure IV.4 : Signal de bruit impulsif (modèle de  $S\alpha S$ )**

Pour Middleton classe A (Figure IV.2), on note la présence de plusieurs impulsions d'amplitudes faibles d'environ 2V. Pour la modélisation de Bernoulli Gaussien (Figure IV.3), on voit la présence de plusieurs impulsions de Dirac réparties sur toute la durée d'observation avec des amplitudes toujours faibles et aléatoires.

Un simple coup d'œil sur la figure IV.4 nous permet de remarquer que plus  $\alpha$  est petit plus le tracé présente une impulsivité avec des fortes amplitudes et une précision des impulsions, ce qui est montré nettement dans le cas où  $\alpha=0.5$  contrairement au cas de  $\alpha=2$  où les caractéristiques de bruit généré approchent celles du Gaussien. Donc plus  $\alpha$  tend vers 0, plus le signal devient très impulsif et inversement.

D'après cette comparaison, on constate que les distributions  $\alpha$ -stables présentent plusieurs propriétés intéressantes qui les rendent adaptées pour la modélisation des bruits impulsifs.

### IV.3.2 Simulation de la chaîne OFDM

Dans cette partie, nous avons fait une simulation de la chaîne OFDM dans un canal de Rayleigh à bruit impulsif pour la bande de fréquence [27,5-28,35] GHz qui a été loué et licencié par US pour la cinquième génération et les paramètres sont présentés dans le tableau suivant :

Paramètres	Valeurs
Technique de modulation	BPSK, QPSK, M-QAM
Nombres de sous-porteuses	16
Longueur de préfix cyclique	128
Nombres d'FFT	512
Bande de fréquence	[27,5-28,35] GHz
Codage	Convolutif
Longueur de contrainte	7
Modèle de Canal	Canal de Rayleigh

**Tableau IV.1 : Les paramètres de la simulation du système OFDM**

#### IV.3.2.1 Résultats de BER en fonction de SNR pour un bruit blanc AWGN

Le BER du système à codage convolutif est comparé à celui du système non codé pour le canal à bruit blanc AWGN en utilisant différents schémas de modulations et codes rate figure IV.5. Les résultats sont présentés au tableau IV.2. D'après les résultats, nous observons une diminution de SNR pour toutes les modulations dans le système codé. Si nous prenons  $BER=10^{-3}$  comme un exemple, pour le BPSK, 1/2, on a une diminution de SNR d'environ 3dB et pour  $BER=10^{-5}$  pour 64 QAM, 2/3 nous obtenons un gain de SNR d'environ 2 dB. Dans ce cas nous pouvons dire que notre codage convolutif est fiable dans le cas du bruit blanc.

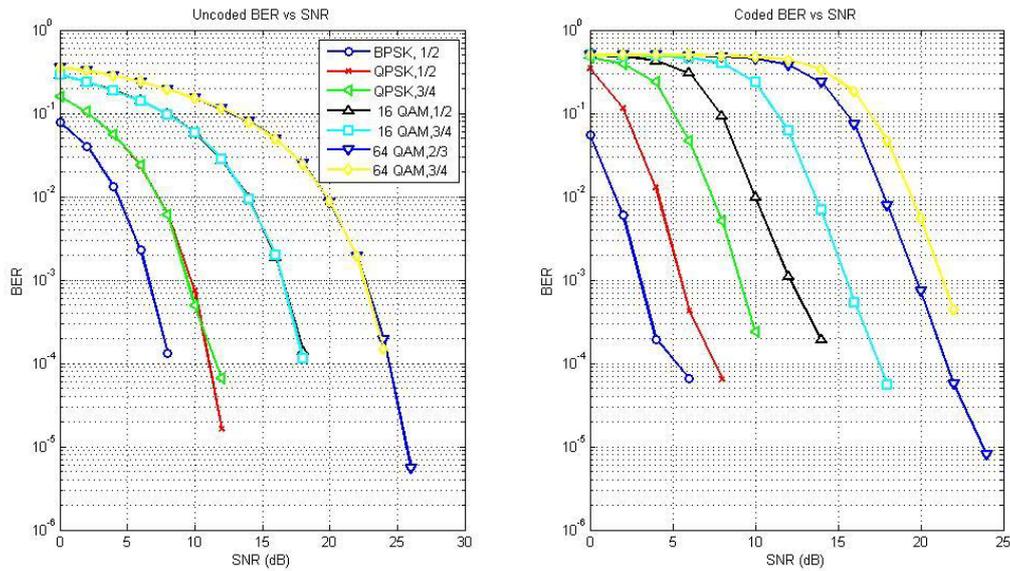


Figure IV.5 : Comparaison de BER pour des différents schémas de modulation et code rate pour un canal AWGN

Type de modulation	Code rate	Sans codage		Avec codage	
		SNR pour BER $10^{-2}$ (db)	SNR pour BER $10^{-3}$ (db)	SNR pour BER $10^{-2}$ (db)	SNR pour BER $10^{-3}$ (db)
<b>BPSK</b>	1/2	4.7	7	1.8	2.8
<b>QPSK</b>	1/2	7.5	9.5	4.3	5.5
<b>QPSK</b>	3/4	7.5	9	7.5	8.7
<b>16 QAM</b>	1/2	14	16.2	10	12
<b>16 QAM</b>	3/4	14	16.2	13.5	15.5
<b>64 QAM</b>	2/3	20	22.5	17.8	19.8
<b>64 QAM</b>	3/4	20	22.5	19.4	21.8

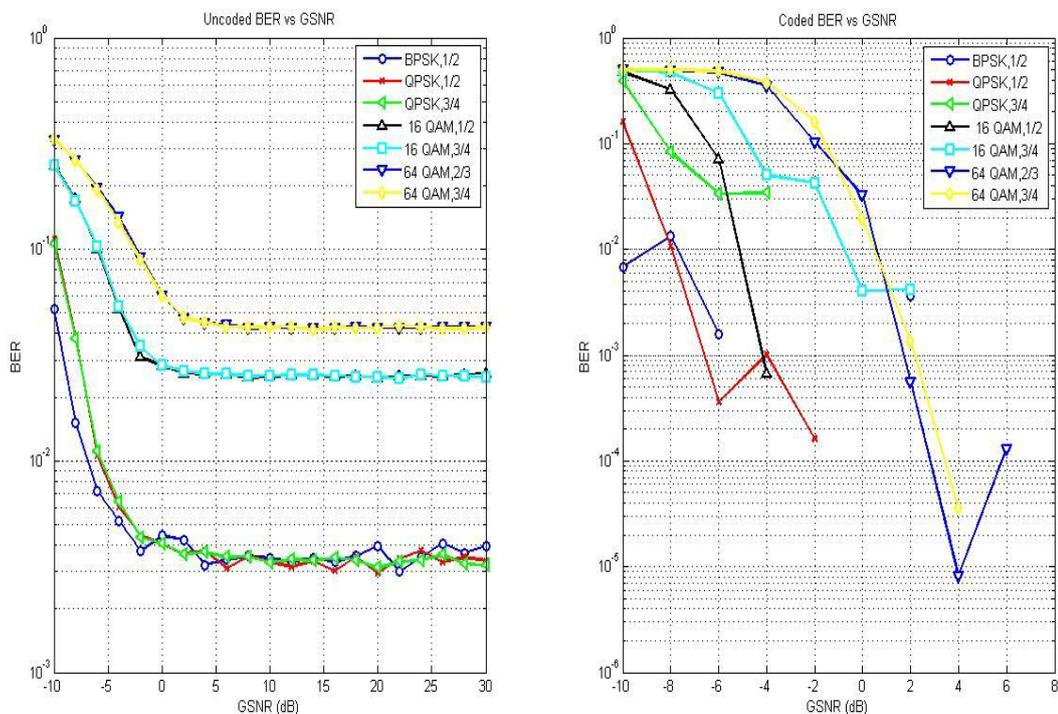
Tableau IV.2 : Comparaison de SNR pour des différents code rate et schémas de modulations dans un milieu à bruit blanc Gaussien AWGN

**IV.3.2.2 Résultats de BER en fonction de GSNR pour un bruit impulsif de Middleton**

La figure IV.6 montre une comparaison de BER entre un système codé(codage convolutif) et un autre non codé pour le canal de Rayleigh à bruit impulsif modélisé par Middleton classe A pour des différents schémas de modulations et code rates. On présente les résultats sur le tableau IV.3.

D'après les résultats, nous remarquons que le GSNR pour le système codé diminue par rapport au système non codé où on voit clairement que pour le système codé nous avons atteint un BER de  $10^{-5}$  pour un GSNR égale à 4 dB dans un système sans codage. Contrairement au système non codé où à GSNR de 30dB on est toujours à un BER d'environ  $10^{-2,5}$  pour QPSK et moins pour les autres types de modulation ;

Si nous faisons une comparaison du système codé, nous remarquons que la modulation QPSK avec  $R=1/2$  atteint un BER de  $10^{-4}$  pour GSNR= -2 le temps où le BER de la même modulation avec  $R=3/4$  ne dépasse pas  $10^{-1,5}$ . La modulation 64 QAM nous offre le meilleur résultat pour  $R=2/3$  et  $R=3/4$ . Nous pouvons dire alors que dans ce cas, les résultats ne dépendent pas du type de modulation choisi ou bien de la valeur de code rate seulement mais du couple.



**Figure IV.6 : BER vs GSNR pour des types de modulation différents avec et sans codage à la présence d'un bruit impulsif modélisé par le modèle de Middleton classe A**

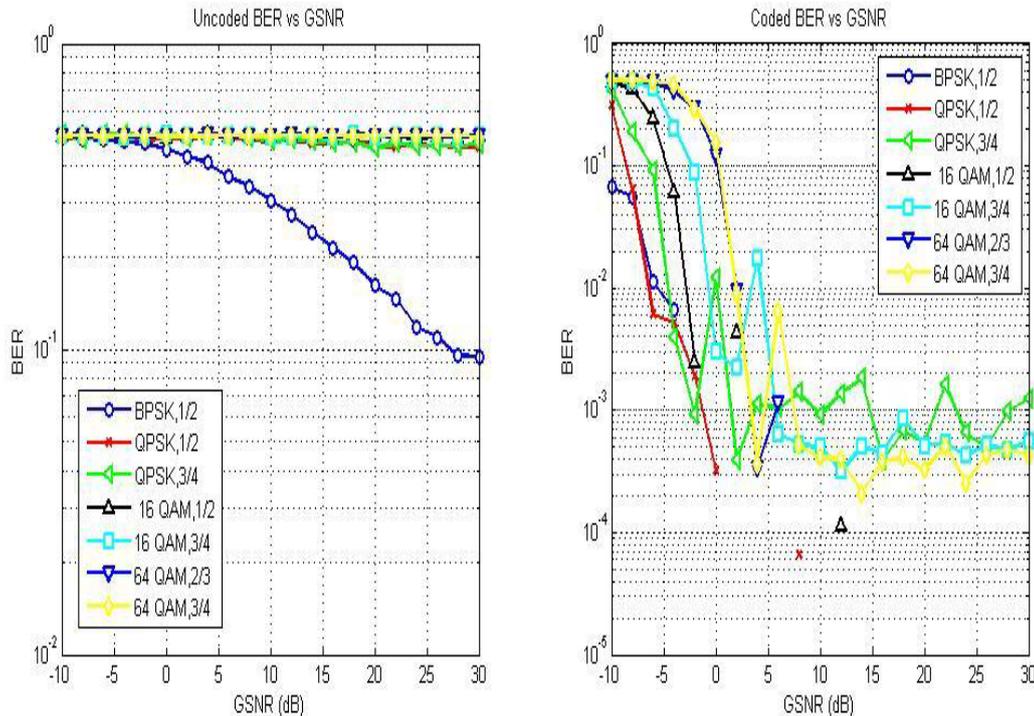
Type de modulation	Code rate	Sans codage		Avec codage	
		GSNR pour BER $10^{-1}(\text{db})$	GSNR pour BER $10^{-2}(\text{db})$	GSNR pour BER $10^{-1}(\text{db})$	GSNR pour BER $10^{-2}(\text{db})$
<b>BPSK</b>	1/2	/	-7	/	-9
<b>QPSK</b>	1/2	-10	-5.8	-9.5	-8
<b>QPSK</b>	3/4	-10	-5.8	-8.2	/
<b>16 QAM</b>	1/2	-6	/	-6.4	-5.2
<b>16 QAM</b>	3/4	-6	/	-4.8	-0.9
<b>64 QAM</b>	2/3	-6	/	-2	0.7
<b>64 QAM</b>	3/4	-6	/	-1.5	0.6

**Tableau IV.3 : Comparaison de GSNR pour des différents code rate et des schémas de modulations avec un bruit de Middleton**

### IV.3.2.3 Résultats de BER en fonction de GSNR pour un bruit impulsif de Bernoulli

Les résultats de comparaison de BER pour les deux systèmes, sans codage et avec codage convolutif sont représentés dans la figure IV.7 avec des différents schémas de modulations et code rates en présence de bruit impulsif (modèle de Bernoulli-Gaussien).

Pour un système non codé, on voit que le BER est le même pour tous les schémas de modulation, il est presque de  $10^0$  et il reste constant pour toutes valeurs de GSNR sauf pour le BPSK, 1/2, où le BER à diminuer jusqu'à  $10^{-1}$  au GSNR=27.5 dB. Cependant, on remarque une diminution des GSNR accompagnée d'une diminution significative de BER au système codé pour les différents schémas de modulation, par exemple on observe que pour le schéma de QPSK avec R=1/2, le BER excède  $10^{-4}$ , pour le 16 QAM avec R=1/2, le BER est égal à  $10^{-4}$  pour un GSNR=12dB. Pour les autres modulations le BER atteint  $10^{-3}$  pour GSNR=5 et il reste presque constant même avec l'augmentation de ce dernier.



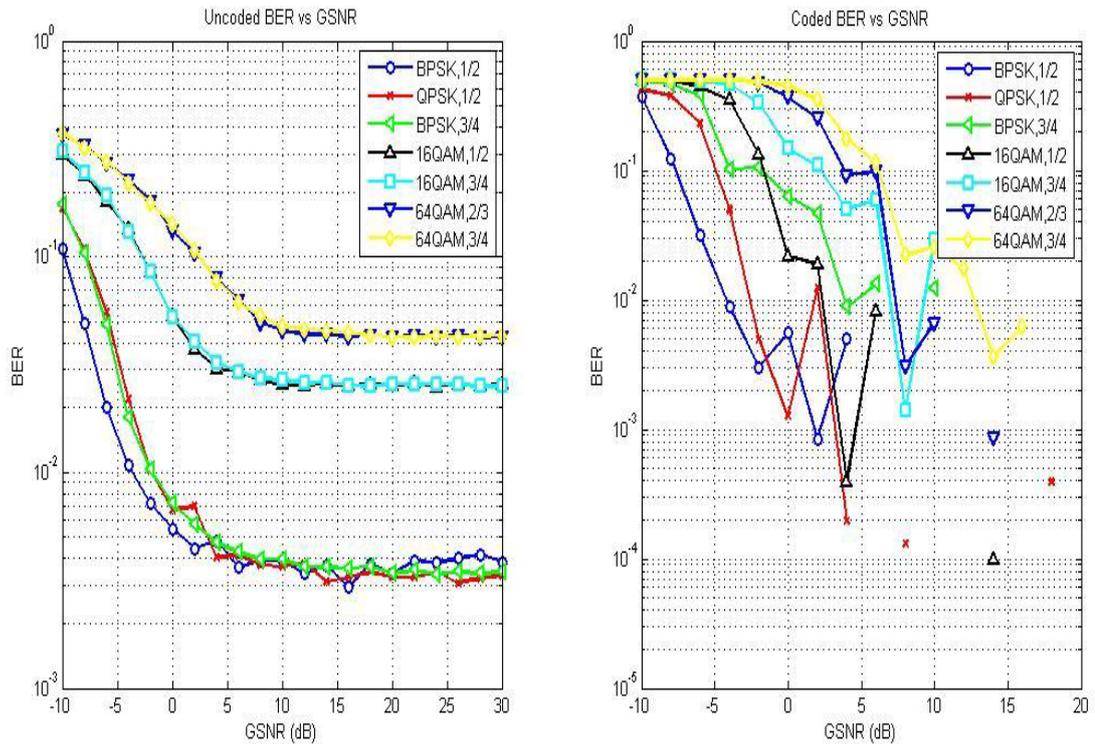
**Figure IV.7 : BER vs GSNR pour des types de modulation différents avec et sans codage à la présence d'un bruit impulsif modélisé par le modèle de Bernoulli-Gaussien**

#### IV.3.2.4 Résultats de BER en fonction de GSNR pour un bruit impulsif de $S\alpha S$

Nous comparons le BER du système à codage convolutif et celui du système non codé pour des différents schémas de modulations et codes rates en présence de bruit impulsif modélisé par les distributions  $\alpha$ -stables. Les figures IV.8 et IV.9 montrent les résultats de la comparaison pour  $\alpha=1.5$  et  $\alpha=1.2$  respectivement.

Dans un environnement moins impulsif  $\alpha=1.5$  et pour un système codé, nous pouvons voir une diminution importante de BER par rapport au système non codé. Où nous arrivons à  $BER=10^{-3}$  pour  $GSNR=2dB$  en utilisons la modulation BPSK avec  $R=1/2$ . Pour de QPSK, 1/2, lorsque le GSNR est d'environ 8 dB le BER approche de  $10^{-4}$  et il atteint cette valeur avec la modulation 16 QAM, 1/2, pour  $GSNR=14dB$ .

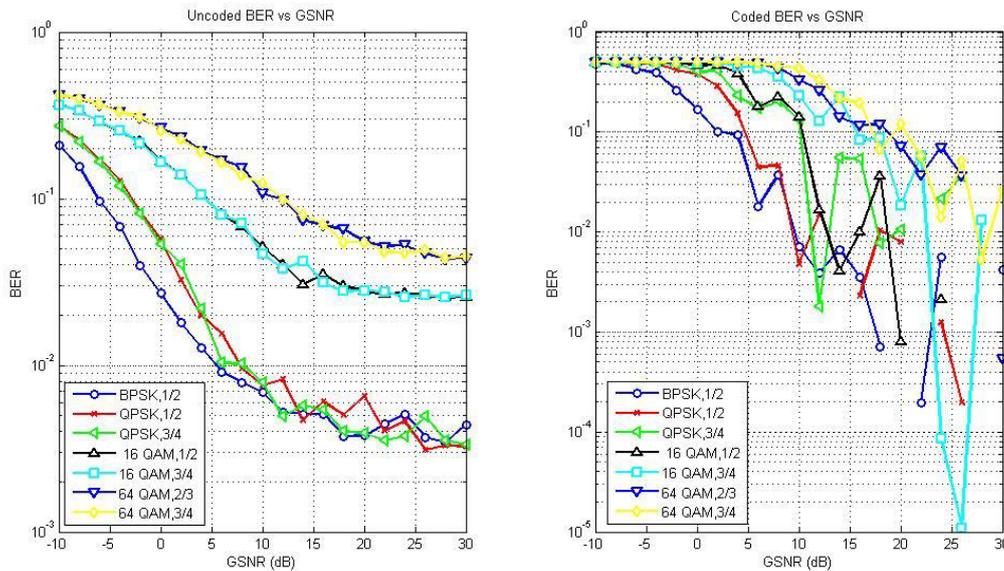
Si nous prenons le cas des schémas de modulation 64QAM et 16QAM avec  $R=3/4$ , nous remarquons que le BER n'atteint même pas  $10^{-3}$  quel que soit le GSNR. Donc nous pouvons dire que pour des environnements similaires la modulation 64 QAM est déconseillé.



**Figure IV.8 : BER vs GSNR pour des types de modulation différents avec et sans codage à la présence d'un bruit impulsif modélisé par le modèle de  $\delta\alpha\delta$  ( $\alpha=1.5$ )**

Dans un environnement très impulsif avec  $\alpha=1.2$ , comme une première remarque, nous pouvons atteindre un BER de  $10^{-3}$  ou moins si et seulement si la valeur de notre GSNR est supérieure à 10 dB. Nous obtenons cette résultat de BER pour des valeurs de GSNR de 18dB, 20 dB, 24 dB et de 26 dB en utilisons les couples (types de modulation, code rates) (BPSK,1/2), (16QAM,1/2), (16QAM,3/4) et (QPSK,1/2) respectivement.

L'exemple le plus intéressant est celui de schéma de modulation 16QAM avec R=3/4, où on a un BER= $10^{-5}$  pour un GSNR=26 dB.



**Figure IV.9 : BER vs GSNR pour des types de modulation différents avec et sans codage à la présence d'un bruit impulsif modélisé par le modèle de  $S\alpha S$  ( $\alpha=1.2$ )**

En comparons les résultats de  $\alpha=1.2$  et  $\alpha=1.5$ , nous pouvons dire que l'efficacité de notre codage convolutif a été largement changée en partons d'un milieu moins impulsif à un milieu très impulsif où les performances en termes de BER ont dégradé.

#### IV.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons analysé les performances du code convolutif en termes de BER pour une communication OFDM dans la présence de bruit impulsif. Pour cela nous avons modélisé le bruit impulsif en utilisons les différents modèles trouvés dans la littérature Middleton class A, Bernoulli-Gaussien et les distributions alpha-stables. Nous avons fourni une comparaison du BER entre différents schémas de modulation et de code rates, ce qui nous a permis de constater que notre codage améliore la qualité de la transmission à la présence de bruit impulsif quel que soit la modélisation.

## *Conclusion générale*

---

Le progrès du monde des télécommunications est de plus en plus rapide. Aujourd'hui un abonné est susceptible non seulement d'établir une connexion en tout moment et n'importe où mais aussi de bénéficier d'une multitude de services à travers le même réseau. C'est le principe de la convergence des réseaux auxquels répondent les réseaux des nouvelles générations. Ce qui pousse les chercheurs à améliorer sans cesse les systèmes de communications existants et à trouver de meilleures solutions pour les futurs standards.

Le principal objectif de ce projet était d'étudier les performances de codage convolutif dans la transmission OFDM dans un milieu à bruit impulsif qui est devenue de plus en plus un grand obstacle devant les exigences d'une transmission fiable et sans erreur par ce que le modèle Gaussien devient inapproprié pour les systèmes de communication où le bruit est de nature impulsif.

Ce projet était l'occasion pour connaître ce type de bruit, son comportement, sa modélisation et les différentes techniques développées pour l'éliminer. Et c'était l'occasion pour approfondir nos connaissances sur les réseaux mobiles, la modulation OFDM, le codage convolutif ainsi que les canaux de transmission.

Nous avons fait une simulation sur MATLAB d'une chaîne OFDM dans la bande 28 GHz dédiée à la cinquième génération avec un codage convolutif et un décodage de Viterbi dans un canal de Rayleigh à la présence du bruit impulsif que nous avons généré avec plusieurs modélisations trouvées dans la littérature et les résultats de simulation montrent qu'on a pu minimiser le taux d'erreur et par la suite améliorer la qualité de transmission.

Nous souhaiterons dans des travaux futurs élargir notre étude pour diminuer encore plus le BER avec des nouvelles solutions afin de perfectionner la qualité de communication en étudiant d'autres codages ou bien ajoutant par exemple des méthodes de détection et de filtrage.

## *Bibliographie*

---

- [1]. LADHEM Bouchra, MAHDAD Latifa, « Etude l'association des antennes MIMO à Maximisation du rapport signal sur bruit avec la technique Multi-porteuses OFDM », Pour l'obtention du diplôme de MASTER, Université de Tlemcen Faculté de technologie département de télécommunication, Juin 2015.
- [2]. HAMLILI Heyem, « Conception et développement d'un outil d'aide à la planification et dimensionnement de l'E-UTRAN d'un réseau LTE-Advanced », Pour l'obtention du diplôme de MASTER, Université de Tlemcen Faculté de technologie département de télécommunication, 2016.
- [3]. DAOUD Khedidja, « Simulation comparative des techniques FBMC et OFDM pour les réseaux 5G », Pour l'obtention du diplôme de MASTER, Université de Tlemcen Faculté de technologie département de télécommunication, Juin 2016.
- [4]. Farhi Nabila, Helaimia Souhaila, « Etude et Simulation d'une Transmission de Type OFDM Pour Les Communications Sans Fil », Mémoire de fin d'études pour l'obtention de diplôme de master en Réseaux et Communications, Faculté des sciences et technologies département de génie électrique université Larbi Tebessi, Année Universitaire 2015 / 2016.
- [5]. CHAIBI Hasna, « Développement de décodeurs à base des algorithmes génétiques pour les codes LDPC et caractérisation du canal ULB », Thèse pour obtenir le grade de Docteur en informatique et réseaux et télécommunications, Université Mohammed V, le 3 juin 2016.
- [6]. Hanène Trichili, Mohamed Salim Bouhleb, Bassel Solaiman, « Modification du schéma d'insertion par codage de la signature lors d'un Tatouage hybride d'images », 3rd International Conference: Sciences of Electronic, Technologies of Information and Telecommunications, SETIT 2005 IEEE, March 17-21, 2005 – Tunisi
- [7]. MESSAOUI. M. M, « Développement d'un outil d'aide à la gestion des capacités des équipements BSS en MapBasic sous le SIG MapInfo », Projet de fin d'études pour l'obtention du diplôme de licence appliquée en sciences et techniques de l'information et de communications (LASTIC), Université Virtuelle de Tunis, 2011.
- [8]. Yannick Bouguen, EricHardouin, François-Xavier Wolff, « LTE et les réseaux 4G », édition groupe Eyrolles, 2012, ISBN : 978-2-212-12990-8.

## *Bibliographie*

---

- [9]. Bouchentouf Hadjer, Boudghene Stambouli Riyad, « Etude des performances des réseaux 4G (LTE) », Université AboubakrBelkaid Tlemcen, 2013.
- [10]. Ghafir Mohamed El Amine, « Planification, ingénierie des réseaux de nouvelle génération - NGN », Mémoire de Magister en Systèmes et Réseaux de Télécommunication, Ecole doctorale des Sciences et Technologies de l'Information et Télécommunication, Université de Tlemcen, 2013.
- [11]. AJGOU.R, ABDESSELAM.S, « Evolution de réseau GSM (GPRS, EDGE) », Cour (E-learning) en collaboration de l'université d'El Oued avec l'université de Biskra, janvier 2014.
- [12]. H. Holma, Toskala, « UMTS, les réseaux de 3 générations », Edition EYROLLES 2, 2001.
- [13]. Four Imane, Guellil Bochra Asma, « Planification et optimisation d'un réseau Wi-Fi pour la gestion de trafic et le contrôle de congestion d'un réseau HSPA(3G+) », Université AboubakrBelkaid Tlemcen, 23 mai 2016.
- [14]. Bendahmane Amira Meriem, Ghermoul Rania, « Etude de méthodes de beamforming maximisation du rapport signal sur bruit pour des systèmes FBMC », Université AboubakrBelkaid Tlemcen, 2013.
- [15]. Arcep, « Les enjeux de la 5G », De l'Agence Nationale des Fréquences concernant la 5G. Autorité de régulation des communications électroniques et des postes, Le 23 mars 2017.
- [16]. Ms. Lopa, J. Vora, «Evolution of mobile generation technology: 1G to 5G and review of upcoming Wireless technology 5G», International journal of modern trends in engineering and research IJMTER, 2015.
- [17]. Annick Le Glaunec, Version à approfondir, « Modulations multi-porteuses ».Virtual University of Tunisia, Wireless 1, Winter 2017, pp.1-17, consulté le 15/04/19.
- [18]. Mathilde Brandon, « Optimisation Conjointe de méthodes de linéarisation de l'émetteur pour des modulations multi-porteuses », Ecole Doctorale Sciences et Ingénierie de l'Université de Cergy-Pontoise France.

## Bibliographie

---

- [19]. P. Moose, « A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction », IEEE Transactions on Communications, Vol. 42, No. 10, Octobre 1994, pp. 2908 – 2914.
- [20]. Sylvain Traverso, « Transposition de fréquence et compensation du déséquilibre IQ pour des systèmes multiporteuses sur canal sélectif en fréquence », Université de Cergy-Pontoise École Nationale Supérieure de l'Électronique et de ses Applications, Le 16 novembre 2007.
- [21]. Helmi BEN HNIA, Abdennaceur KACHOURI, Ossama BEN BELGHITH, Lotfi KAMOUN, « Etude des performances de la modulation OFDM pour l'utilisation dans les systèmes de communication sans fils de la 4G », International Conférence : Sciences of Electronic, Technologies of Information and Télécommunications March, 15-20, 2004 – TUNISIA.
- [22]. Yong Soo Cho, Jaekwon Kim, Won Young Yang, Chung G. Kang, « MIMO-OFDM WIRELESS COMMUNICATIONS WITH MATLAB », IEEEPRESS, John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd, 2 Clementi Loop, # 02-01, Singapore 129809, 2010.
- [23]. Madhu Vamshi Malladi, « Reconfigurable Viterbi Decoder », the University of New Brunswick, Canada, 2005.
- [24]. Saswat Chakrabarti, Module #6 « Channel Coding », the University of Southern California , Le 15/03/2007, consulté le 25/04/19.
- [25]. HEMA.S, SURESH BABU.V, RAMESH P, « FPGA Implementation of Viterbi Decoder », Proceedings of the 6th WSEAS Int. Conf. on Electronics, Hardware, Wireless and Optical Communications, Corfu Island, Greece, February 16-19, 2007.
- [26]. Yan Sun, Zhizhong Ding, « FPGA Design and Implementation of a Convolutional Encoder and a Viterbi Decoder Based on 802.11a for OFDM », Wireless Engineering and Technology, 2012, 3, pp. 125-131, doi:10.4236/wet.2012.33019 Published Online July 2012.
- [27]. Course Hero, O. Pothier, « Codage de canal et turbo-codes ». Aristotle University of Thessaloniki on Electronic, Le 13/10/2000, pp. 1-12, consulté le 02/05/19.
- [28]. Assia .Lila, « Etude et simulation de system Mimo à multiplexage spatial associe à la technique MC-CDMA », Laboratoire de Télécommunications, Université Abou bekr Belkaid, Tlemcen, 13 février 2014.

## Bibliographie

---

- [29]. J. D. Parsons, « The Mobile Radio Propagation Channel », vol. 2. Wiley, October 2000, consulté le 27/05/19.
- [30]. Simon R. Saunders and Alejandro Aragon-Zavala, « Antennas and propagation for wireless communication systems », second edition.
- [31]. ATM Shafiul Alam, « Effect of Additive White Gaussian Noise (AWGN) on the Transmitted Data », Faculty of Engineering Science and the Built Environment, Department of Electrical Computer and Communications Engineering, Le 3 Dec 2008.
- [32]. Shodhganga, « Fading channel Models ». <https://Shodhganga.inflibnet.ac.in/bitstream>, consulté le 28/04/19.
- [33]. Tesseroult Guillaume, « modélisation multi-fréquences du canal de propagation », Thèse pour l'obtention du Grade de docteur, Faculté des sciences fondamentales et appliquées Université de Poitiers, le 11 Décembre 2008.
- [34]. M.J. DE REFFYE, « Modélisation générale du bruit impulsif, Huitième colloque sur le traitement du signal et ses applications », Nice du 1<sup>er</sup> au 5 juin 1981.
- [35]. Farah Fayad, « Apprentissage et annulation des bruits impulsifs sur un canal CPL indoor en vue d'améliorer la QoS des flux audiovisuels », Université Blaise Pascal - Clermont-Ferrand II, 2012.
- [36]. Nouha Jaoua, « Estimation Bayésienne non Paramétrique de Systèmes Dynamiques en Présence de Bruits Alpha-Stables », Ecole Centrale de Lille, 2013.
- [37]. RACHEDI Mohammed, « Génération Conditionnelle De Signaux Sismiques Artificiels Variables Dans L'espace Et Compatibles Aux Spectres De Réponse Sans Le Problème De L'intégrabilité », Mémoire soumis à La faculté de Technologie En vue de l'obtention de Diplôme de Magister.
- [38]. [https://www-n.oca.eu/vigouroux/chp3/subsection2\\_1\\_2\\_3.html](https://www-n.oca.eu/vigouroux/chp3/subsection2_1_2_3.html), consulté le 22/02/2019 à 19 :30.
- [39]. Virginie Degardin, Marc Heddebaut, Martine Lienard, Virginie Deniau, Pierre Degauque, Communications numériques intra véhicule : Caractérisation des bruits des interférences, Comité national français de radioélectricité scientifique.

## *Bibliographie*

---

- [40]. Heyem Hamlili, Samir Kameche, Abdelhafid Abdelmalek, « A Survey on Impulsive Noise Models Removal Techniques Based on Adaptive Filter in ECG Signal », Laboratoire STIC, Département de Télécommunications, Université Abou Baker Belkaid Tlemcen.
  
- [41]. Ismail BEN SIK ALI, « Traitement du bruit impulsionnel dans des postes électriques pour les systèmes de communication sans fil », École de technologie supérieure université du Québec Montréal, 20 novembre 2015.
  
- [42]. Thokozani Shongwe, A.J.Han Vinck, Hendrik C.Ferreira, « On Impulse Noise and its Models », In Proceedings of the 2014 IEEE International Symposium on Power Line Communications, 2014, pp. 12–17, consulté le 26/02/19.