

Notations

c_k Symbole numérique

f_k Fréquence du signal

f_s Fréquence d'échantillonnage

h_{ij} Coefficient du canal entre une antenne de réception i et émission j

n_R Nombre d'antenne de réception MIMO

n_T Nombre d'antenne d'émission MIMO

$s(t)$ Signal total émis

$x(n)$ Signal à échantillonner

BER rapport d'erreur par bits

B le double de la bande passante du signal

CP Cyclic Prefix

E énergie du signal transmis par symbole

E_{av} Valeur moyenne de l'énergie de symbole transmis en QAMM-aire

E_b Énergie par bit

F_{clock} Fréquence horloge F_{clock} du système SC-FDMA

$H(k)$ Fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_k et au temps t

M nombre de symbole

N nombre de séquences des symboles numériques

N Nombre de points FFT

N_0 Densité spectrale de puissance de bruit du canal AWGN

P_e Probabilité d'erreur

$P_{xx}(m)$ Puissance totale dans la bande de fréquence du signal périodique de période N

SNR rapport entre énergie par bit

s_n Signal modulé en bande de base $s(t)$

T_{symp} Durée d'un symbole SC-FDMA

T_{symp}^{air} Nouvelle grandeur après le rallongement du système par l'insertion du CP

T_s La durée d'un symbole

$Y(t)$ Signal OFDM au niveau du récepteur

Abréviations

1G : Première Génération
2G : Deuxième Génération
3G : Troisième Génération
3GPP : 3rd Generation Partnership Project
4G : Quatrième Génération
16-QAM : 16-Quadrature Amplitude Modulation
64-QAM : 64-Quadrature Amplitude Modulation
ACK: Acknowledgment
AMPS: Advanced Mobile Phone System
AUC: Authentication Center
AWGN: Additive White Gaussian Noise
BCCH: Broadcast Control Channel
BCH: Broadcast Channel
BER: Bit Error Rate
BSC: Base Station Controller
BTS: .Base Transceiver Station
BSS: Base Station Subsystem
CCCH: Common Control Channel
CDMA: Code Division Multiple Access
CP: Cyclic Prefix
DAMPS: Digital Advanced Mobile Phone System
DCCH: Dedicated Control Chanel
DFT:Discreet Fourier Transform
DL: DownLink
DL-SCH: Downlink Shared Channel
DTCH:Dedicated Traffic Channel
EDGE: Enhanced Data rates for GSM Evolution
EIR: Equipment Identity Register

EPC: Evolved Packet Core
EPS: Evolved Packet System
ETSI: European Telecommunications Standards Institute
E-UTRAN: Evolved-UMTS Terrestrial Access Network
FDD: Frequency Division Duplex
FFT: Fast Fourier Transform
FTP: File Transfer Protocol
GP: Guard Period
HARQ: Hybrid Automatic Repeat Request
HLR: Home Location Registration
HSS: Home Subscriber Service
HSPA: High Speed Downlink Packet Access
IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT: Inverse Fast Fourier Transform
IMS: Internet Protocol Multimedia Subsystem
IP: Internet Protocol
GERAN: GSM EDGE Radio Access Network
GGSN: Gateway GPRS Support Node
GSM: Global System for Mobile communication
GMSK: Gaussian Modulation Shift Keying
GPRS: General Packet Radio Service
LTE: Long Term Evolution
MCH: Multicast Channel
MCCH: Multicast Control Channel
MIMO: Multiple Input Multiple Output
MME: Mobile Management Entity
MSC Mobile Switching Center
MTCH: Multicast Traffic Channel
MU-MIMO: Multi User - Multiple Input Multiple Output
NACK: Negative Acknowledgment

NMT: Nordic Mobile Telephone

NSS: Network and Switching Subsystem

OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing

OFDMA: Orthogonal Frequency Division Multiple Access

OMC: Operation Maintenance Center

OSI: Open Systems Interconnection

OSS: Operations Support System

PAPR: Peak-to-Average Power Ratio

PBCH: Physical Broadcast Channel

PC: Paging Channel

PCCH: Paging Control Channel

PCFICH: Physical Control Format Indicator Channel

PCRF: Policy and Charging Rules Function

PC: Packet Control Unit

PDC: Personal Digital Communication

PDCCH: Physical Downlink Control Channel

PDSCH: Physical Downlink Shared Channel

P-GW: Packet Data Network Gateway

KeT: Data Network Gateway

PHICH: Physical Hybrid

PLMN: Public Land Mobile Network

PRACH: Physical Random Access Channel

PRB: Physical Resource Block

PSK: Phase Shift Keying

PSS: Primary Synchronization Sequence

PUCCH: Physical Uplink Control Channel

PUSCH: Physical Uplink Shared Channel

QAM: Quadrature Amplitude Modulation

QoS: Quality of Service

QPSK: Quadrature Phase Shift Keying

RACH: Random Access Channel

RNC: Radio Network Controller

RNIS : Réseau Numérique à intégration de service

RTC : Réseau Téléphonique Commuté

RTCP : Réseau Téléphonique Commuté P

SAE: System Architecture Evolution

SC-FDMA: Single Carrier Frequency Division Multiple Access

SGSN: Serving GPRS Support Node

SGW: Serving Gateway

SNR: Signal Noise Ratio

SU-MIMO: Single User - Multiple Input Multiple Output

TACS: Total Access Communication System

TDD: Time Division Duplex

TTI: Transmission Time Interval

VLR: Visitor Location Register

VoIP: Voice over IP

UE User: Equipment

UL-SCH: Uplink Shared Channel

UMTS: Universal Mobile Telecommunication System

UP: Unitary Precoding

UTRA: Universal Terrestrial Radio Access

UTRAN: UMTS Terrestrial Access Network

WAP: Wireless Application Protocol

WCDMA: Wideband Code Division Multiple Acces

LISTE DES FIGURES

Figure 1. Architecture du réseau GSM	3
Figure 2. Architecture du réseau GPRS.....	6
Figure 3. Architecture du réseau UMTS.....	8
Figure 4. Architecture LTE	11
Figure 5. Architecture de 5G.....	13
Figure 6. Architecture de 5G.....	15
Figure 7. Architecture d'EPC	18
Figure 8. Schéma de duplexage en LTE	19
Figure 9. Technique OFDM	21
Figure 10. Schéma d'un principe d'un modulateur	22
Figure 11. Constellations des modulations utilisées par la LTE	22
Figure 12. Schéma de modulation OFDM	23
Figure 13. Spectres des différentes porteuses	24
Figure 14. Spectre du signal OFDM pour 8 porteuses.....	24
Figure 15. Différence entre OFDM et OFDMA	26
Figure 16. Emetteur/Récepteur des systèmes OFDMA et SC-FDMA.....	27
Figure 17. Modulation SC-FDMA	28
Figure 18. Mode localisé et mode distribué.....	28
Figure 19. Spectre du mode localisé (choix retenu par le LTE par sa robustesse)	28
Figure 20. Spectre du mode distributé	28
Figure 21. Trame et Slot du système SC-FDMA.	29

Figure 22. Absorption de l'interférence entre symboles IES.....	30
Figure 23. Le mode de transmission TDD.....	31
Figure 24. Modèle de transmission OFDMA	32
Figure 25 .Modèle de transmission SC-FDMA.....	32
Figure 26. Exemple de caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance.	41
Figure 21. Bilan simplifié des différentes puissances d'un amplificateur.....	43
Figure 22. Calcul de l'ACPR.....	49
Figure 23. Calcul du NPR.....	50
Figure 24. Calcul de l'EVM.....	51
Figure 25. Schéma simplifié de la chaîne de transmission.....	52
Figure 26. Schéma simplifié d'une chaîne de transmission intégrant un module de réduction du PAPR.	54
Figure 27. Calcul du gain en réduction du PAPR à une valeur particulière de la CCDF.....	55
Figure 28. Schéma d'un modulateur "Selective Mapping"	58
Figure 29. Schéma d'un modulateur "Partial Transmit Sequences".	59
Figure 30. Exemple de partitionnement d'un symbole en sous-blocs pour application de la technique PTS.	59
Figure 31. Schéma d'un modulateur Random Phasor (RP).....	61
Figure 32. Schéma conceptuel d'un système de réduction du PAPR par codage.	63
Figure 33. BER et SNR pour OFDMA avec modulation adaptative.....	66
Figure 34. BER et SNR pour SC-FDMA avec modulation adaptative	67
Figure 35. Densité Spectrale de Puissance de l'OFDMA.....	68

Figure 36. Densité Spectrale de Puissance de SC-FDMA.....	68
Figure 37. PAPR de l'OFDMA et SC-FDMA pour BPSK	69
Figure 37.PAPR de l'OFDMA et SC-FDMA pour QPSK.....	70
Figure 39.PAPR de l'OFDMA et du SC-FDMA pour 16-QAM	70
Figure 38.PAPR de l'OFDMA et du SC-FDMA pour 64-QAM	71
Figure 39.Diagramme de block de SLM	72
Figure 40.Diagramme de block de PTS.....	72
Figure 41.Techniques de réduction de PAPR : PTS, SLM, CLIPPING	73
Figure 42. Comparaison de techniques de réduction de PAPR : PTS, SLM, CLIPPIN .	73

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.Critères des bases de téléphones mobiles.....	10
Tableau 2.Spécifications des différentes générations de systèmes cellulaires	12
Tableau 3. Paramètres choisis aux simulations	33
Tableau 4.BER et SNR de l'OFDMA	66
Tableau 5.BER et SNR de SC-FDMA	67

SOMMAIRE

REMERCIEMENTS	III
Notations et abréviations	Erreur ! Signet non défini.
ABREVIATIONS	Erreur ! Signet non défini.
LISTE DES FIGURES	VIII
INTRODUCTION GENERALE.....	1
Chap I. GENERALITE SUR LES RESEAUX MOBILES	2
I.1 Introduction.....	2
I.2 Les évolutions des réseaux.....	2
Chap II. LTE et OFDM.....	Erreur ! Signet non défini.
II.1. Introduction.....	14
II.2. L'architecture d'un réseau LTE	14
II.3. Procédés de Modulation OFDM	19
II.4. Critères d'évaluation des performances	34
Chap III. AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE ET SIGANUX A ENVELOPPE NON CONSTANTE	38
III.1. Introduction.....	38
III.2. Généralités sur les amplificateur de puissance.....	39
III.3. Influence des non-linéarités de l'amplificateur dans un système de communication 51	
III.4. Conclusion	52
Chap IV. ETAT DE L'ART DES TECHNIQUES DE LA REDUCTION DU PAPR	54
IV.1. Les différentes techniques de réduction de PAPR	54
Chap V. SIMULATIONS ET RESULTATS SOUS MATLAB.....	65
V.1. Introduction.....	65
V.2. Outils de simulation	65
V.3. Simulation	65
V.4. Réduction de PAPR	68
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES	75
PERSPECTIVES.....	77
ANNEXE	78
BIBLIOGRAPHIE	81
TABLE DES MATIERES	85

INTRODUCTION GENERALE

Les systèmes de télécommunications et plus particulièrement les systèmes de communication sans fil ont connu une évolution spectaculaire au cours de ces deux dernières décennies. Cette évolution est allée de pair avec les prouesses réalisées en électronique numérique. Les systèmes de communication sans fil sont devenus presque omniprésents dans nos vies. Dans nos poches, on peut trouver des téléphones, agendas électroniques, systèmes de positionnement par satellite, tous communiquant entre eux et avec l'extérieur.

Toutes les communications sans fil, impliquant libertés, disponibilité et confort, peuvent s'établir grâce au transfert d'informations par ondes hertziennes et ces évolutions visent à améliorer la qualité de service en termes de débit dans le cas d'échange de trafic temps-réel sensible au temps de latence par les abonnés et à augmenter la capacité de gestion du nombre de mobiles dans une même cellule. L'un de spécification de LTE est le basculement sur l'utilisation de tout IP et permet d'avoir des débits élevés jusqu'à 300 Mbps en liaison descendante et 100 Mbps en liaison montante.

Pour mieux cerner le travail, nous allons étudier les qualités des performances de la couche physique radio de LTE, tout d'abord ceux qui se passe en commençant sur la théorie jusqu'à une simulation pour voir les performances de LTE.

Dans le premier chapitre, nous allons voir les généralités sur les réseaux mobiles. Ce chapitre traitera les évolutions successives du réseau cellulaire et les spécifications et les exigences de LTE, les services offerts et ainsi que les débits de LTE.

Le deuxième chapitre va se pencher sur les techniques radios LTE ainsi que la modulation OFDM ce qui va permettre de savoir sur l'architecture, les modes de duplexage, les canaux et l'OFDM, les principes, fonctionnement, le multiplexage OFDMA et le SC-OFDMA, il nous permet de faire la première simulation, qui nous permettons d'évaluer la performance de LTE. Le troisième chapitre traitera l'état de l'art concernant la réduction de PAPR en question ce qui va permettra la deuxième simulation de notre projet parce qu'il existe différentes techniques pour réduire les PAPR.

Enfin, nous allons faire les simulations sous MATLAB à savoir les performances du réseau LTE par certaines valeurs du SNR, PAPR, BER, Probabilité d'erreur, Densité Spectrale de Puissance des deux techniques et ses interprétations ainsi que les techniques de réduction de PAPR comme PTS, SLM et Clipping.

Chap I. GENERALITE SUR LES RESEAUX MOBILES

I.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous aborderons la présentation de LTE, mais on va survoler les évolutions de la technologie mobile et celui de la téléphonie mobile, voir aussi les services offerts par LTE, comprendre le LTE en termes de technicité.

I.2 Les évolutions des réseaux

Avant d'expliquer l'état actuel de la technologie mobile, il est intéressant de voir les trois premières générations réseau mobiles leur interface air et leurs technologies de transport. L'avantage de savoir de quoi nous sommes partis afin de mieux se positionner à l'heure actuelle.

I.2.1. La première génération des téléphones mobiles 1G

Dans les années 70/80, la première génération des téléphones mobiles est apparue, c'était le premier réseau sans fil.

Ils font leur apparition dans les voitures mais vraiment énormes et limitée en termes de couverture. C'est la première utilisation et usage du concept de la téléphonie mobile cellulaire, qui a utilisé la technique de modulation radio. A cette époque, la confidentialité de la communication n'est pas garantie et vite saturées.

La 1G aussi a autant des défauts comme les incompatibilités des normes de région à une autre, Une transmission analogique non sécurisée c'est-à-dire les écoutes des appels, l'absence de roaming vers l'international.

I.2.2. La deuxième génération des téléphones mobiles 2G

Pour la norme 2G, on a dit aussi GSM, il est apparu dans les années 90. Son principe, est de passer des appels téléphoniques, s'appuyant sur les transmissions numériques permettant une sécurisation des données (avec cryptage), il a connu un succès et a permis de susciter le besoin de téléphoner en tout lieu avec la possibilité d'émettre des minimessages (SMS, limités à 80 caractères). Ainsi qu'il autorise le roaming entre pays exploitant le réseau GSM.

Il a fallu proposer de nouvelles fréquences aux opérateurs pour acheminer toutes les communications, et de nouveaux services sont aussi apparus, comme le MMS.

Il a comme débit de 9.6 kbps proposé par le GSM qui est insuffisant, et pour palier à ce faible débit, ils ont créé des nouvelles techniques de modulations et de codages qui ont permis d'accroître le débit pour la nouvelle génération.

I.2.2.1. Le réseau GSM

L'architecture du réseau mobile peut être subdivisée en 3 parties en regardant la Figure 1.01 : station mobile ou MS ; le sous-système radio ou BSS ou Base Station Subsystem ; le sous-système réseau ou NSS.

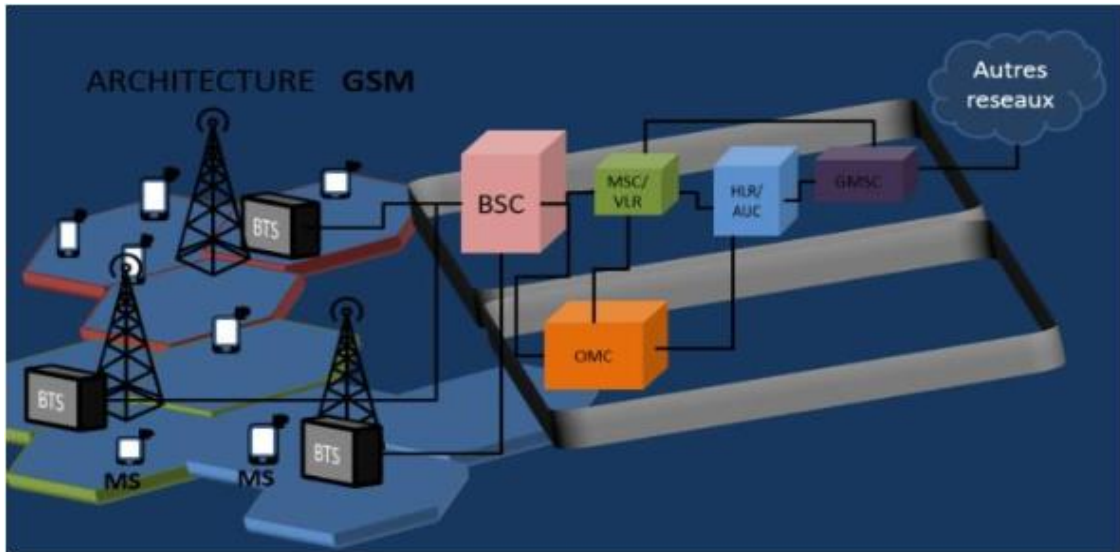


Figure 1.1. Architecture du réseau GSM

Ainsi le réseau GSM est composé de trois sous-ensembles :

a. Le sous-système radio - BSS

BSS ou base station Subsystem, c'est un sous-système de l'architecture GSM qui assure les transmissions radioélectriques et gère la ressource radio. Il comprend les BTS qui sont des émetteurs-récepteurs ayant un minimum d'intelligence et les BSC qui contrôlent un ensemble de BTS et permettent une première concentration des circuits.

b. Le sous-système d'acheminement -NSS

Il a comme rôle d'assurer les fonctions de commutations et de routage. C'est lui qui permet l'accès au réseau public RTCP 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 :

c. Fonctions du HLR

Le HLR est une base de données de localisation et de caractéristiques des abonnés. Un réseau peut posséder plusieurs HLR selon des critères de capacité de machines, de fiabilité et d'exploitation. Le HLR est un enregistreur de localisation nominale par opposition au VLR nommé l'enregistreur de localisation des visiteurs.

Une base de données qui conserve des données statiques sur l'abonné et qui administre des données dynamiques sur le comportement de l'abonné.

Les informations sont ensuite exploitées par l'OMC. L'AUC est une base de données associée au HLR.

d. Fonctions du VLR

L'enregistreur de localisation des visiteurs est une base de données associé un Commutateur MSC. Le VLR a pour mission d'enregistrer des informations dynamiques relatives aux abonnés de passage dans le réseau, ainsi un opérateur peut savoir tout instant dans quelle cellule se trouve chacun de ses abonnés. Les données mémorisées par le VLR sont similaires aux données du HLR mais concernent les abonnés présents dans la zone concernée. A chaque déplacement d'un abonné le réseau doit mettre jour le VLR du réseau visité et le HLR de l'abonné afin d'être en mesure d'acheminer un appel vers l'abonné concerné ou d'établir une communication demandée par un abonné visiteur.

e. Fonction du MSC

Les MSC sont des commutateurs de mobiles généralement associés aux bases de données VLR. Il assure une interconnexion entre le réseau mobile et le réseau fixe public et gère l'établissement des communications entre un mobile et un autre MSC, la transmission des messages courts et exécution du handover si le MSC concerné est impliqué.

(Le handover est un mécanisme grâce auquel un mobile peut transférer sa connexion d'une BTS vers une autre (handover inter BTS) ou, sur la même BTS d'un canal radio vers un autre (handover intra BTS). On parle de transfert automatique inter/intra cellule.

Le commutateur est un nœud important du réseau, il donne un accès vers les bases de données du réseau et vers le centre d'authentification qui vérifie les droits des abonnés. En connexion avec le VLR le MSC contribue à la gestion de la mobilité des abonnés (la localisation des abonnés sur le réseau) mais aussi la fourniture de toutes les télé services offerts par le réseau : voix, données, messageries... Le MSC possède aussi une fonction de passerelle, GMSC

(Gateway MSC) qui est activée au début de chaque appel d'un abonné fixe vers un abonné mobile.

Un couple MSC/VLR gère généralement une centaine de milliers d'abonnés. Les commutateurs MSC sont souvent des commutateurs de transit des réseaux téléphoniques fixes sur lesquels ont été implantés des fonctionnalités spécifiques au réseau GSM.

f. Fonctions de l'AUC

Le centre d'authentification AUC (Authentication Center) mémorise pour chaque abonné une clé secrète utilisée pour authentifier les demandes de services et pour crypter les communications. L'AUC de chaque abonné est associé au HLR pourtant autant le HLR fait partie du « sous-système fixe » alors que l'AUC est attaché au « sous-système d'exploitation et de maintenance ».

g. Le sous-système d'exploitation et de maintenance - OSS

OSS (Operation Sub-System) permet à l'opérateur d'exploiter son réseau. La mise en place d'un réseau GSM (en mode circuit) va permettre à un opérateur de proposer des services de type « Voix » à ses clients en donnant accès à la mobilité tout en conservant un interfaçage avec le réseau fixe RTC existant.

I.2.2.2. Le réseau GPRS (2.5G)

Le réseau GPRS vient ajouter un certain nombre de « modules » sur le réseau GSM sans changer le réseau existant. Ainsi son but est de conserver l'ensemble des modules de l'architecture GSM, nous verrons par ailleurs que certains modules GSM seront utilisés pour le fonctionnement du réseau GPRS. La mise en place d'un réseau GPRS va permettre à un opérateur de proposer de nouveaux services de type "Data" à ses clients. Le GPRS est en mode paquets. La figure 1.02 présente l'architecture du réseau GPRS.

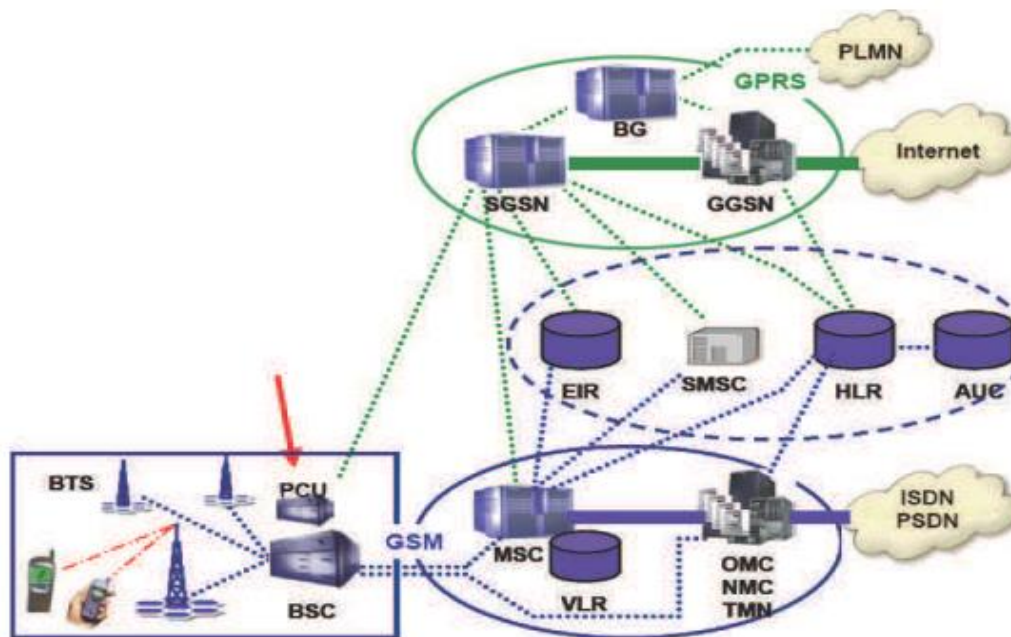


Figure 1.2 Architecture du réseau GPRS

I.2.2.3. Le réseau 2.75G

Une autre évolution de la norme GSM est en passe d'être déployée notamment dans l'Hexagone : l'EDGE (Enhanced Data Rate for GSM Evolution). Étape intermédiaire entre le GPRS et l'UMTS, ses débits pourraient, en théorie, atteindre 250 kbps. Certains voient en ce standard un concurrent de l'UMTS, d'autres un complément.

I.2.3. La troisième génération de système cellulaire ou 3G

À l'automne 2004, la téléphonie mobile de troisième génération fait son apparition en France. Ce n'est pas une révolution de la même ampleur que la 2G dans les années 90, mais elle pourrait grandement faire évoluer les usages : accès haut débit à l'internet sans fil, visiophonie et messages vidéo ainsi que la réception de la télévision sur le téléphone...UMTS : le haut débit mobile Après de nombreux attermoissements, le déploiement de la téléphonie de troisième génération en Europe a enfin débuté. La norme UMTS/W-CDMA a été retenue sur le Vieux Continent par l'association 3GPP (Third Generation Partnership Project) regroupant les principaux acteurs des télécommunications. Elle implique, pour chaque opérateur mobile qui souhaite se lancer dans l'aventure, l'achat d'une licence émise par l'État et la mise en place d'infrastructures en parallèle du réseau GSM/GPRS. Ce qui représente une facture de plusieurs milliards d'euros.

Les débits de l'UMTS laissent la part belle au multimédia. La norme UMTS exploite le nouveau protocole de communication W-CDMA et de nouvelles bandes de fréquences situées entre 1900 et 2200 MHz. À la différence du GSM qui fait passer les données par une cellule (antenne) divisée en canaux de fréquences différentes, elles-mêmes réparties selon des créneaux de temps, Le W-CDMA permet d'envoyer simultanément toutes les données, par paquets et dans le désordre (sur n'importe quelle fréquence), reste au téléphone à réceptionner les paquets de données et les rassembler. Cette technologie permet de faire transiter davantage de données simultanément et offre un débit bien supérieur à ceux permis par les GSM et GPRS. En théorie, il peut atteindre 2 Mbps à partir d'un lieu fixe et 384 kbps en mouvement. Bien qu'on soit encore loin de la promesse initiale, le maximum en Europe a été fixé à 384 kbps (kilobits par seconde) : soit 64 à 128 kbps en émission et 128 à 384 kbps en réception, même en mouvement (train, voiture). Ce "haut débit" mobile n'est pas si éloigné des vitesses de transmission proposées dans le cadre des premières offres d'accès à l'internet par l'ADSL ou le câble. L'UMTS présente des avantages qui s'appliquent autant aux communications vocales qu'aux transferts de données. Comme la technologie exploite une bande de fréquences plus large, elle permet de passer trois fois plus d'appels.

En théorie, l'UMTS devrait donc remédier à la saturation des réseaux existants et proposer des services de meilleure qualité. Le débit cinq à dix fois plus rapide laisse apparaître le développement de nouvelles applications, notamment dans le domaine du multimédia (visiophonie, diffusion de contenu vidéo et audio, MMS vidéo ou audio, etc.). Le haut débit mobile facilite aussi l'accès aux données, web et e-mails, en situation de mobilité.

I.2.3.1 Architecture du réseau UMTS et LTE

a. Architecture du réseau UMTS

Comme toute architecture de réseau mobile, celle de l'UMTS est cadrée dans trois domaines tels que le domaine de l'équipement usager, le domaine du réseau d'accès et le domaine du réseau cœur selon la Figure 3.

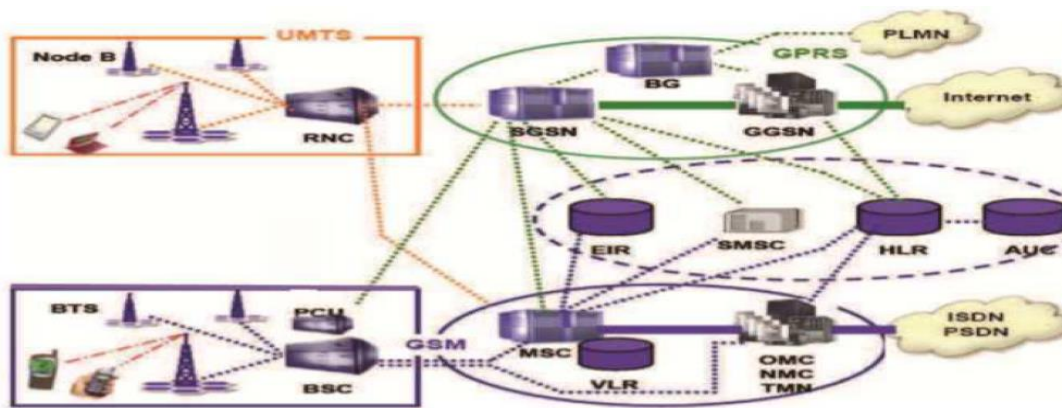


Figure 1. 3 Architecture du réseau UMTS

A côté de l'évolution d'accès radio E-UTRAN ; il existe une évolution d'architecture du cœur du réseau connu sous le nom de SAE. Ce dernier ne propose qu'un domaine de paquet fondé sur l'IP appelé l'EPC qui est un cœur du réseau paquet tout IP (Evolved Packet System). Il représente l'ensemble du réseau à savoir le LTE et le SAE. Les principales fonctions de l'EPS sont : le contrôle d'accès réseau ; la gestion de la mobilité ; la fonction de gestion de session ; la fonction de routage de paquet et de transfert ; la fonction de gestion de ressource.

C'est un réseau IP qui est constitué par des routeurs IP. L'introduction de la mobilité nécessite par ailleurs la précision de deux nouvelles entités :

b. Le nœud de service (SGSN) :

Le nœud de service dénommé SGSN (Serving GPRS Support Node) est relié au BSS du réseau GSM. Il est en connexion avec l'ensemble des éléments qui assurent et gèrent les transmissions radio : BTS, BSC, HLR ...

C'est un routeur car il gère les terminaux GPRS présents dans une zone donnée et aussi un « contrôleur » des terminaux GPRS présents dans sa zone de surveillance.

c. Le nœud de passerelle (GGSN)

Le réseau cœur de l'UMTS s'appuie sur les éléments de base du réseau GSM et GPRS. Il est en charge de la commutation et du routage des communications (voix et données) vers les réseaux externes. Dans un premier temps le réseau UMTS devrait s'appuyer sur le réseau GPRS.

Il vient se combiner aux réseaux GSM et GPRS qui sont d'ores et déjà existées et apportent des fonctionnalités respectives de Voix et de Données. Ce dernier apporte ensuite les fonctionnalités Multimédia. Le réseau cœur se décompose en deux parties : le domaine circuit dans un premier temps et le domaine paquet.

d. Les fréquences de l'UMTS

Pour l'UMTS, les fréquences allouées sont de l'ordre de 1885-2025 MHz et 2110-2200 MHz.

L'UIT a désigné des bandes de fréquences pour les différents systèmes de l'UMTS qui sont :
Duplex temporel TDD (Time Division Demultiplexed) : 1885 – 1920 MHz (uplink bande de 35Mz) et 2010 2025 MHz (DownLink bande de 15 MHz).

Duplex fréquentiel FDD (Frequency Division Demultiplexed) 1920 – 1980 MHz (uplink bande de 60 MHz) et 2110 2170 MHz (DownLink bande de 60 MHz).

Bandes satellites : 1980 2010 MHz (uplink de 30 MHz) et 2170 – 2200 MHz (DownLink de 30 MHz).

e. Le débit de l'UMTS

L'UMTS permet théoriquement des débits de transfert de 1,920 Mbit/s, mais fin 2004 les débits offerts par les opérateurs dépassent rarement 384 Kbit/s. Néanmoins, cette vitesse est nettement supérieure au débit de base GSM qui est de 9,6 kbit/seconde. Le débit est différent suivant le lieu d'utilisation et la vitesse de déplacement de l'utilisateur :

- En zone rurale : 144 kbit/s pour une utilisation mobile (voiture, train, etc.) ;
- En zone urbaine : 384 kbit/s pour une utilisation piétonne.

Grâce à son débit, l'UMTS ouvre la porte des applications et services nouveaux.

L'UMTS permet en particulier de transférer dans des temps relativement courts des contenus Multimédia tels que les images, les sons et la vidéo.

Les nouveaux services concernent surtout l'aspect vidéo : Visiophonie, MMS Vidéo, Vidéo à la demande, Télévision.

I.2.3.2 Le mode de transmission dans le réseau UMTS

Ce réseau repose sur deux modes :

a. Le mode circuit

Le domaine circuit permettra de gérer les services temps réels dédiés aux conversations téléphoniques (vidéo-téléphonie, jeux vidéo, applications multimédia). Ces applications nécessitent un temps de transfert rapide. Lors de l'introduction de l'UMTS le débit du mode domaine circuit sera de 384 Kbits/s.

L'infrastructure s'appuie alors sur les principaux éléments du réseau GSM : MSC/VLR (Bases données existantes) et le GMSC afin d'avoir une connexion directe vers le réseau externe.

b. Le mode paquet

Le domaine paquet permettra de gérer les services non temps réels. Il s'agit principalement de la navigation sur Internet, de la gestion de jeux en réseaux ainsi que l'accès et l'utilisation des e-mails. Ces applications sont moins sensibles au temps de transfert, c'est la raison pour laquelle les données transiteront en mode paquet. Le débit du domaine paquet sera sept fois plus rapide que le mode circuit, environ 2Mbits/s.

L'infrastructure s'appuie alors sur les principaux éléments du réseau GPRS : SGSN (bases de données existantes en mode paquet GPRS, équivalent des MSC / VLR en réseau GSM) et le GGSN (équivalent du GMSC en réseau GSM) qui jouera le rôle de commutateur vers le réseau Internet et les autres réseaux publics ou privés de transmission de données.

I.2.4. La quatrième génération des téléphones mobiles 4G(LTE)

La norme LTE-Advanced impose des critères de base sur le débit et sur la latence, comme le résume le tableau suivant :

Tableau 1.1.Critères des bases de téléphones mobiles [5]

		LTE	LTE-advanced
Débits crêtes maximums	DownLink	300 Mb/s	1 Gb/s
	UpLink	75 Mb/s	500 Mb/s
Bandes de fréquence		1.4 à 20 MHz	100 Mhz
Latence	Données	10 ms	10ms (RTT)
	Session	100 ms	50ms
Efficacité spectrale DL/UL	Max	5.0/2.5 b/s/Hz	30/15 b/s/Hz
	Moyen	1.8/0.8 b/s/Hz	2.6/0.2 b/s/Hz
	En limite	0.04/0.02 b/s/Hz	0.009/0.07 b/s/Hz

Actuellement, l'industrie mondiale des télécommunications se plongent à la quatrième génération de téléphonie mobile. Les implémentations sont d'ores et déjà sur une toute la plateforme ainsi que la technologie intitulée OFDM (Orthogonal Fréquence Division Multiplexant) permettant d'atteindre des pics de débits de 300 mégabits/s.

Architecture de Réseau 4G

En termes de vocabulaire informatique, le futur réseau s'appelle EPS. Il est combiné du nouveau réseau appelé LTE et du nouveau réseau central appelé SAE (System Architecture Evolution.)

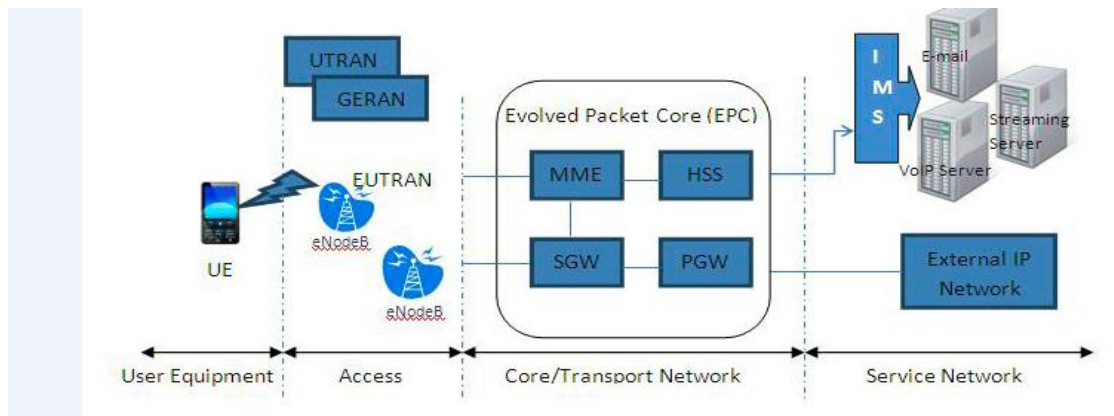


Figure 1.4. Architecture LTE

A côté de l'évolution d'accès radio E-UTRAN ; il existe une évolution d'architecture du cœur du réseau connu sous le nom de SAE. Ce dernier ne propose qu'un domaine de paquet fondé sur l'IP appelé l'EPC qui est un cœur du réseau paquet tout IP (Evolved Packet System).

Il représente l'ensemble du réseau à savoir le LTE et le SAE. Les principales fonctions de l'EPS sont : le contrôle d'accès réseau ; la gestion de la mobilité ; la fonction de gestion de session ; la fonction de routage de paquet et de transfert ; la fonction de gestion de ressource.

Le nœud de passerelle dans le GPRS dénommé GGSN (Gateway GPRS Support Node) est relié à un ou plusieurs réseaux de données (Internet, autre réseau GPRS...). C'est un routeur aussi qui permet la gestion des transmissions de paquets de données :

Paquets entrants d'un réseau externe, acheminés vers le SGSN du destinataire.

- Paquets sortants vers un réseau externe, émanant d'un destinataire interne au réseau.

I.2.5. La cinquième génération des téléphones mobiles (5G mobiles)

Le système cellulaire 5G devrait être normalisé et déployé au début des années 2020. La normalisation des nouvelles interfaces aériennes pour le 5G devrait prendre de l'ampleur après la réunion de l'Union internationale des télécommunications - Secteur des radiocommunications (UIT-R) à la prochaine Conférence mondiale des radiocommunications (CMR) qui se tiendra en 2015. Le tableau 2 résume l'année de lancement Ainsi que les exigences des télécommunications mobiles internationales (IMT) pour le pic et les débits moyens pour différentes générations du système cellulaire. Bien que les exigences IMT pour 5G sont encore à définir, le consensus commun des chercheurs universitaires et de l'industrie est qu'en principe, il devrait offrir une fibre de l'expérience Internet mobile avec des pics de taux jusqu'à 10 Gbps dans des conditions statiques / Gbps couverture pour les utilisateurs très mobile / bord de la cellule (avec des vitesses > 300 km / h). La latence du temps d'aller-retour de l'état de l'art 4G.

Tableau 1. 2.Spécifications des différentes générations de systèmes cellulaires [1]

Generation	Rollout year	IMT requirement for data rate	
		Mobile users	Stationary users
1G	1981	–	–
2G	1992	–	–
3G	2001	384 Kbps	>2 Mbps
4G	2011	100 Mbps	1 Gbps
5G	2021	1 Gbps	10 Gbps

Architecture de 5G

Le réseau mobile 5G sera un système véritablement convergé prenant en charge un large éventail d'applications, depuis la voix mobile et l'Internet mobile multi-Giga-bit par seconde jusqu'à D2D et V2X (Véhicule-to-X ; (V2V) ou Infrastructure (V2I)), ainsi que le support natif des applications MTC et de sécurité publique. 3D-MIMO sera incorporé aux BS pour améliorer encore le débit de données et la capacité au niveau des macrocellules. Les performances du système en termes de couverture, de capacité et d'EE seront encore améliorées dans les points morts et chauds utilisant des stations relais, des déploiements de cellules hyperdenses ou le déchargement Wifi ; Les liens directionnels mmWave seront exploités pour le backhauling du relais et / ou des BS de petite cellule. La grille intelligente est une autre application intéressante envisagée pour 5G, permettant au réseau électrique de fonctionner de manière plus fiable et plus efficace. Le Cloud Computing peut être appliqué au RAN. La figure ci-dessous nous montre l'architecture de 5G mobile :

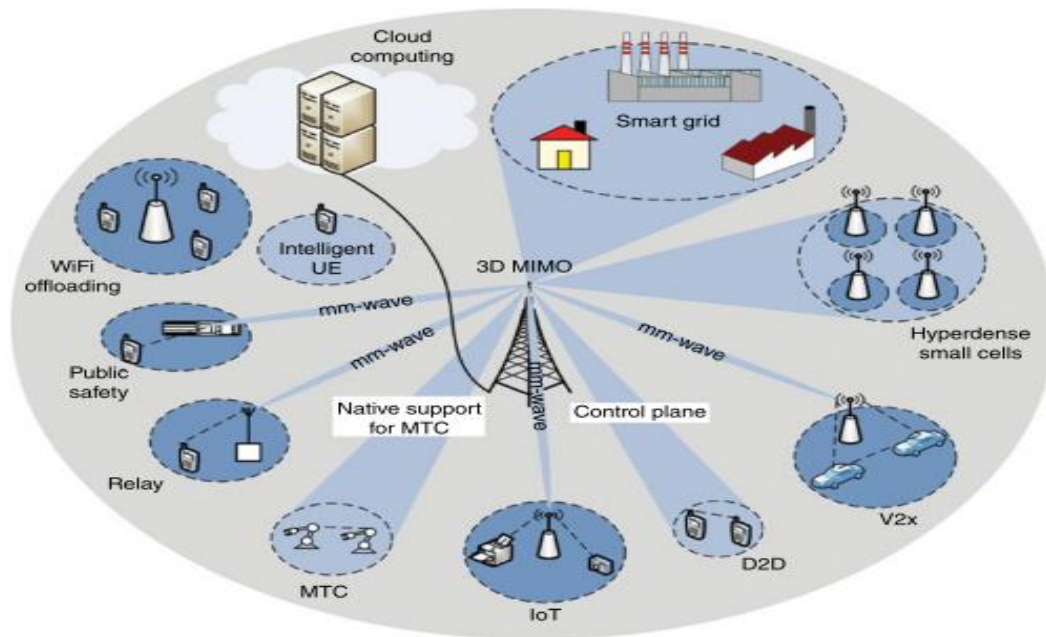


Figure 1.5. *Architecture de 5G*

Le réseau mobile 5G devrait être déployé vers 2020, fournissant une connectivité omniprésente avec l'expérience 'fibre-like' pour les utilisateurs mobiles. Outre le débit de données estimé de 10 Gbit / s, le défi majeur pour 5G est le nombre massif de machines connectées et la croissance de 1000x dans le mobile.

Chap II. TECHNOLOGIE LTE, SYSTEME OFDM

II.1. Introduction

La croissance des données intensive les services mobiles et des applications telles que la navigation sur le Web, les réseaux sociaux, le streaming vidéo et de la musique est devenue une force motrice pour le développement du réseau mobile. Ainsi, les nouvelles normes qui sont d'ores et déjà mises en œuvre pour fournir les débits de données et le réseau nécessaire des capacités pour appuyer la prestation mondiale de ces sortes de riches applications multimédia. LTE ont été développés pour répondre aux exigences de cette génération et pour atteindre le but de réaliser des communications mobiles à large bande mondiale.

Ce nouveau chapitre traitera le réseau LTE ainsi le système OFDM. On va voir successivement le mode de duplexage, les techniques d'accès, les canaux, la structure de Trame et la technique MIMO employée par LTE. Mais tout d'abord on va voir l'architecture d'un réseau LTE. Ce chapitre présente un intérêt pratique afin de savoir en quoi la technologie LTE bénéficie d'autres avantages face aux autres générations antérieures des radios mobiles et après ce qu'on attend par OFDM.

II.2. L'architecture d'un réseau LTE

Les réseaux LTE sont des réseaux cellulaires constitués de milliers de cellules radio qui utilisent les mêmes fréquences hertziennes. Pour cette technologie, la voie descendante utilise l'OFDMA ou (Orthogonal Frequency Demux Multiple Acces), tandis que la voie montante utilise le SC-FDMA. Ceci permet d'affecter à chaque cellule une largeur spectrale plus importante qu'en 3G, variant de 3 à 20 MHz et donc d'avoir une bande passante plus importante et plus de débit dans chaque cellule. Le réseau est constitué de deux parties : une partie radio (E-UTRAN) et un cœur de réseau « EPC » (Evolved Packet Core).

La partie radio ou réseau d'accès E-UTRAN (Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network) qui est composé de :

- L'User Equipment (UE),
- L'Evolved Node B (eNode B).

La partie radio du réseau est simplifiée comparée à celles des réseaux 2G (GERAN) ou 3G (UTRAN), par l'intégration dans les stations de base eNode B des fonctions de contrôle qui étaient auparavant localisées dans les RNC (Radio Network Controller) des réseaux 3G UMTS. La partie radio d'un réseau LTE se compose donc des eNode B, d'antennes locales ou distantes,

de liaisons en fibres optiques vers les antennes distantes (liens CPRI) et des liaisons IP reliant les eNode B entre eux (liens X2) et avec le cœur de réseau (liens S1) via un réseau de backhaul.

Le réseau cœur EPC, appelé aussi System Architecture Evolution (SAE) utilise des technologies full IP, c'est-à-dire basées sur les protocoles Internet pour la signalisation, le transport de la voix et des données. Ce cœur de réseau permet l'interconnexion via des routeurs avec les eNodeB distants, les réseaux des autres opérateurs mobiles, les réseaux de téléphonie fixe et le réseau Internet. L'EPC d'un opérateur LTE est principalement constitué de Serving Gateway (SGW) qui transportent le trafic de donnée (plan utilisateur) et concentrent le trafic de plusieurs eNodeB, de MMEs qui gèrent la signalisation (plan de contrôle) et donnent l'accès aux bases de données (HSS / HLR) contenant les identifiants et les droits des abonnés. Un (ou plusieurs) PGW servent de passerelles vers le réseau Internet ; le PGW a aussi pour rôle d'attribuer les adresses IP aux terminaux LTE.

L'utilisation du protocole IP de bout-en bout dans le cœur de réseau permet, par rapport aux réseaux 3G, des temps de latence réduits pour l'accès internet et les appels vocaux LTE.

L'EPC se compose de 5 principaux éléments :

- Mobile Management Entity (MME),
- Serving Gateway (SGW),
- Packet Data Network Gateway (PGW),
- Home Subscriber Service (HSS),
- Policy and Charging Rules Function (PCRF).

Ainsi l'architecture globale du réseau LTE est illustrée par la figure 2.1 ci-dessous :

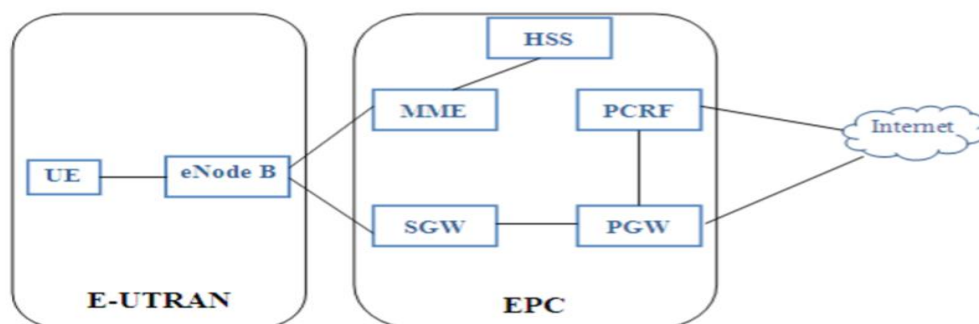


Figure 2.1. Architecture de 4G

II.2.1. Réseau d'accès

Le réseau d'accès de LTE avec ce nouveau réseau EPS a les caractéristiques suivantes :

- Débit sur l'interface radio : Il est prévu d'obtenir un débit descendant de 100 Mbps et un débit montant maximal de 50Mbps sur une bande passante de 20MHz. Mais en théorie, le débit descendant peut atteindre 300 Mbps avec 4 antennes, et le débit montant peut atteindre 80 Mbps sur la bande passante de 20MHz.
- Les technologies utilisées sont OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) pour le sens descendant et SC-FDMA (Single Carrier - Frequency Division Multiple Access) pour le sens montant
- Connexion permanente : Principe des accès haut débit où la connectivité est permanente pour l'accès à Internet.
- Délai pour la transmission de données : Moins de 5 ms entre l'UE et l'Access Gateway, ceci dans une situation de non-charge où un seul terminal est actif sur l'interface radio. La valeur moyenne du délai devrait avoisiner les 25 ms en situation de charge moyenne de l'interface radio. Ceci permet de supporter les services temps réel IP nativement, comme la voix sur IP et le streaming sur IP.
- Mobilité : assurée à des vitesses comprises entre 120 et 350 km/h. Le handover pourra s'effectuer (la LTE ne permet que le hard handover et non pas le soft handover) dans des conditions où l'utilisateur se déplace à grande vitesse.
- Coexistence et Interfonctionnement avec la 3G : Le handover entre E-UTRAN (LTE) et UTRAN (3G) doit être réalisé en moins de 300 ms pour les services temps-réel et 500 ms pour les services non temps-réel.
- Flexibilité dans l'usage de la bande : E-UTRAN doit pouvoir opérer dans des allocations de bande de fréquence de différentes tailles incluant 1.25, 2.5, 5, 10, 15 et 20MHz.
- Support du multicast notamment pour les applications multimédia telles que la télévision en broadcast.
- Couverture de cellule importante dans les zones urbaines et rurales : Comme la LTE pourra opérer sur des bandes de fréquences diverses et notamment basses comme celle des 700 MHz, il sera possible de considérer des cellules qui pourront couvrir un large diamètre.

II.2.2. Réseau cœur

SAE est le nom du projet, EPC est le nom du réseau cœur évolué. EPC est un réseau cœur paquet tout IP. Les principaux éléments de l'EPC sont :

II.2.2.1. MME

MME est responsable de la gestion de la mobilité et l'authentification des utilisateurs. Elle est responsable aussi du Paging lorsque l'utilisateur est en état inactif. Elle sélectionne les composants dédiés aux types de la communication de l'utilisateur. Elle gère le Handover inter-domaines et inter-réseaux. Et enfin elle s'occupe de la signalisation.

II.2.2.2. SGW

SGW joue le rôle d'une passerelle lors du Handover inter-domaines et inter-réseaux. C'est le SGW qui est le responsable du routage des paquets.

II.2.2.3. PGW

PGW est le point d'entrée et de sortie du trafic d'un UE et permet une connexion entre les réseaux 3GPP et non-3GPP. De plus, il est responsable de l'allocation des adresses IP pour l'UE, le filtrage des paquets pour chaque utilisateur, et le support de la tarification d'une session. P-GW peut se connecter avec le Public Switched Telephone Network (PSTN) grâce à l'Internet Protocol Multimedia Subsystem (IMS, architecture fournissant des services multimédias fixes ou mobiles).

II.2.2.4. HSS

HSS est une base de données, évolution du Home Location Register (HLR) introduits dans les réseaux deuxième génération (2G) et 3G. Elle contient les informations de souscriptions pour les réseaux Global System for Mobile Communications (GSM), General Packet Radio Service (GPRS), 3G et LTE.

II.2.2.5. PCRF

PCRF fournit au PGW les règles de la taxation.

L'architecture d'EPC est:

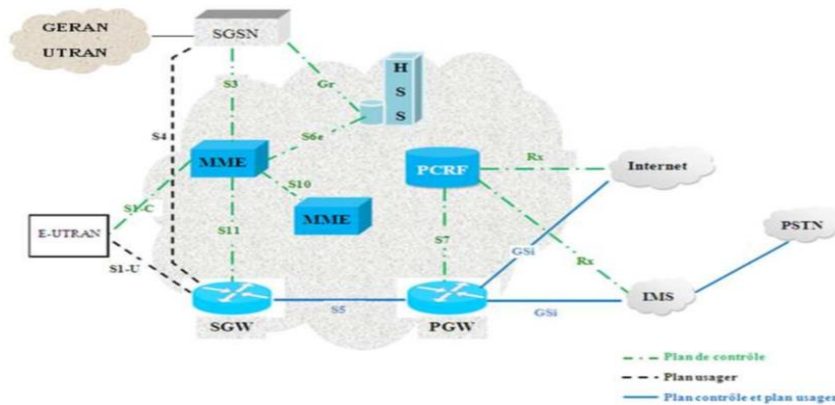


Figure 2.2. Architecture d'EPC

GERAN: GSM EDGE Radio Access Network

SGSN: Serving GPRS Support Node

EDGE: Enhanced Data Rate for GSM Evolution

GPRS General Packet Radio Service

II.2.3. Mode de duplexage

Les interfaces de LTE sont :

S1-C : entre l'eNodeB et le MME

S1-U : entre l'eNodeB et le SGW

S3 : entre MME et SGSN

S4 : entre SGW et SGSN

S5 : entre SGW et PDW

S6e : entre MME et HSS

S7 : entre PGW et PCRF

S10 : entre deux MME

S11 : entre MME et SGW

GSi : entre PGW et IMS

Gr : entre HSS et SGSN

Rx : entre PCRF et IMS

Le duplexage définit la manière pour la séparation des transmissions sur la voie descendante appelées (DownLink, DL), et sur la voie montante (Uplink, DL).

LTE utilise deux principaux modes de duplexage :

FDD : Le duplexage en fréquence ou Frequency Division Duplex

TDD : Le duplexage en temps ou Time Division Duplex.

En mode FDD, les voies montante et descendante opèrent sur deux fréquences porteuses séparées par une bande de garde alors qu'en mode TDD, les voies montante et descendante utilisent la même fréquence porteuse, le partage s'effectuant dans le domaine temporel, comme illustré sur la figure 2.0. 3. Notons qu'avec la méthode FDD une communication réellement « full duplex » est possible.

Cependant, avec la méthode TDD, la même bande de fréquences est utilisée pour l'émission et pour la réception. Le signal émis n'interfère pas avec le signal reçu car l'émission et la réception ont lieu à des intervalles de temps différents.

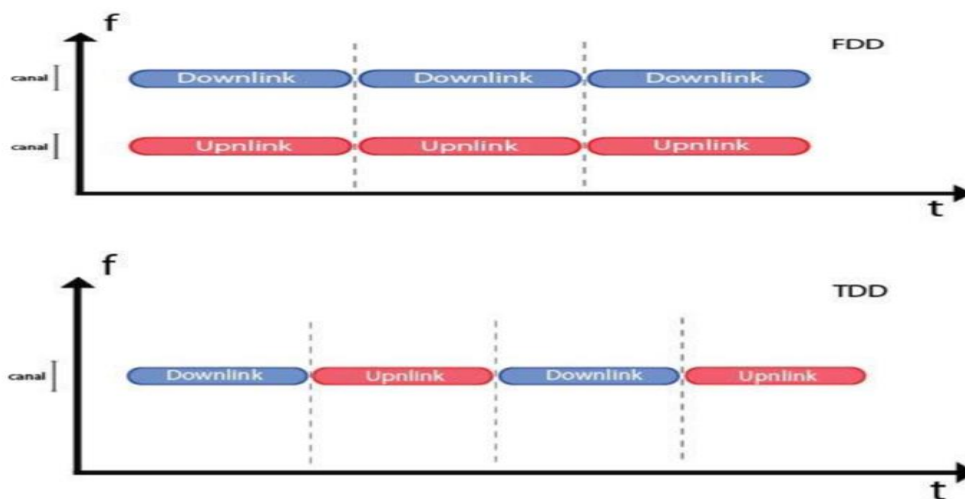


Figure 2.3. Schéma de duplexage en LTE

II.2.4. Technique d'accès

LTE utilise la technique qui se base sur les systèmes d'accès multiples OFDM qui transmettent des données par blocs. Il existe deux types d'accès pour la LTE :

L'OFDMA : technique d'accès pour la voie descendante

Le SC-FDMA : technique d'accès pour la voie montante

II.3. Procédés de Modulation OFDM

II.3.1. Introduction

Actuellement, nous aborderons le principe des systèmes multiporteuse ainsi les éléments composant une chaîne de transmission OFDM. Nous terminerons en citant les avantages et inconvénients de la modulation OFDM.

II.3.2. Principes et fonctionnement de l'OFDM

Les modulations multiporteuse comme l'OFDM consistent à répartir les symboles sur un grand nombre de porteuses à bas débit à l'opposé des systèmes conventionnels qui transmettent les symboles en série ou chaque symbole occupant alors toute la bande passante disponible.

Il divise une bande de fréquence en plusieurs sous-canaux espacés par des zones libres de tailles fixes. Le but est d'exploiter au maximum la plage de fréquence allouée tout en minimisant l'impact du bruit grâce aux espaces libres séparant chaque canal. C'est une solution pour les canaux qui présentent des échos.

Un grand débit impose une grande bande passante et si ce dernier couvre une partie du spectre comportant des creux (dus aux trajets multiples), il y a perte totale de l'information pour la fréquence correspondante et c'est pour cela qu'on a le canal sélectif en fréquence.

Pour pallier à ce problème il faut répartir l'information sur un grand nombre de porteuses, afin de créer des sous-canaux très étroits pour lesquels la réponse fréquentielle du canal peut être considérée constante.

Ainsi, pour ces sous canaux, le canal est non sélectif en fréquence, et s'il y a un creux, il n'affectera que certaines fréquences. L'idée est d'utiliser la diversité apportée pour lutter contre la sélectivité fréquentielle et temporelle du canal. En diffusant l'information sur un nombre important de porteuses, on s'affranchit alors de la sélectivité du canal.

Nous savons que la technologie LTE, se subdivise en deux canaux : le SC FDMA qui est utilisé en voie montante tandis que le canal OFDMA en voie descendante. SC FDMA a été introduit sur le fait de sauver la puissance en voie montante. Nous allons voir une approche mathématique des performances de l'OFDMA et celui de SC-FDMA.

Tout d'abord, on va voir ce que l'OFDMA et SC FDMA, la modélisation mathématique pour mieux évaluer les performances des canaux de transmission sont notre paragraphe suivant.

II.3.3. Les techniques OFDM, OFDMA, SC-FDMA

II.3.3.1. La modulation OFDM

Une technique de transmission très performante pour les réseaux sans fil à haut débits numériques, qui s'adapte parfaitement aux communications mobiles, et semble incontournable pour les futurs standards de troisièmes et quatrièmes générations.

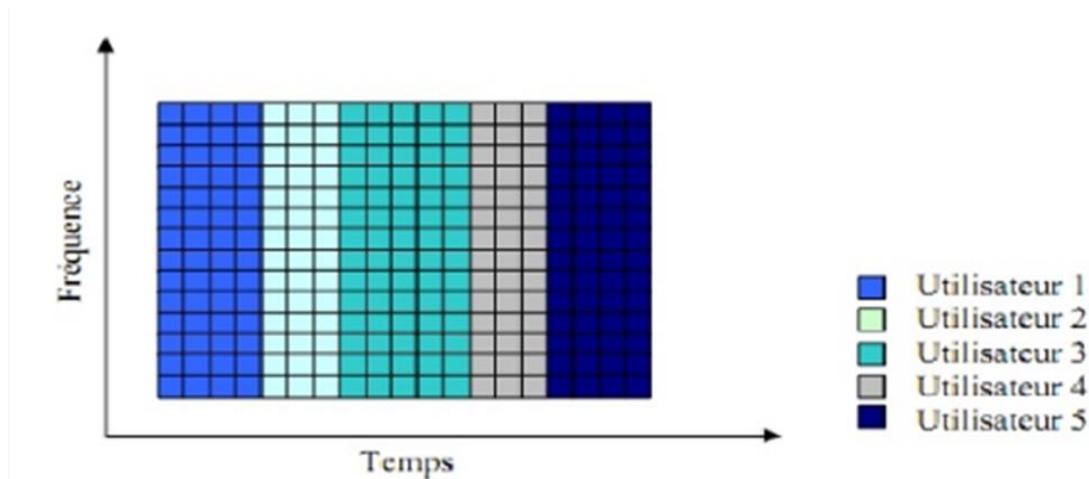


Figure 2.4. Technique OFDM

a. Principe

La technique de multiplexage OFDM consiste à subdiviser la bande de transmission en plusieurs sous canaux, conduisant à une augmentation de la durée symbole. Cela revient à diviser le flux de données à transmettre en plusieurs sous flux de données parallèles, qui seront modulés et transmis sur des sous bandes orthogonales différentes. Par la suite, la transformée de Fourier Rapide Inverse (IFFT) véhicule le signal par le biais des différents sous canaux et s'occupe de la recomposition du message chez le récepteur. L'augmentation de la durée symbole accroît la robustesse de l'OFDM face au temps de propagation du aux trajets multiples. L'utilisation de cette modulation permet de solutionner aux problèmes de trajet multiple, Effet Doppler parce qu'un canal multi trajet présente une réponse fréquentielle qui n'est pas plate mais comportant des creux et des bosses (trajets constructifs et destructifs), dus aux échos et réflexions entre l'émetteur et le récepteur. Un très grand débit impose une grande bande passante et si cette bande passante couvre une partie du spectre comportant des creux, il y a perte totale de l'information pour la fréquence correspondante. Le canal est alors dit sélectif en fréquence. Pour remédier à ce désagrément, l'idée est de repartir l'information sur un grand nombre de porteuses, créant ainsi des sous canaux très étroits pour lesquels la réponse fréquentielle du canal peut être considérée comme constante.

Ainsi, pour ces canaux le canal est non sélectif en fréquence et s'il y a un creux, il n'affectera que certaines fréquences qui pourront être récupérés grâce à un codage astucieux.

b. Modulation

Génération conceptuelle d'un signal OFDM

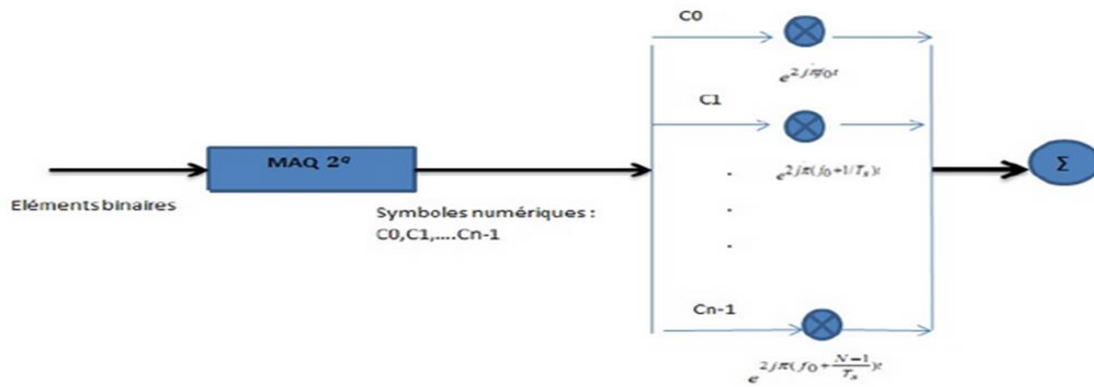


Figure 2.5. Schéma d'un principe d'un modulateur

Considérons :

Une séquence de N donnée $c_0, c_1, \dots, c_{N-1}$

T_s la durée symbole

f_k la fréquence du signal

Le signal individuel est donc sous la forme complexe :

$$C_k e^{2j\pi f_k t} \quad (1)$$

Par la suite le signal total émis :

$$S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi f_k t} \quad (2)$$

Les données numériques c_k sont des nombres complexes définis à partir d'éléments binaires par une constellation de modulation d'amplitude en quadrature QAM à plusieurs états (4, 16, 64). Ces données sont des symboles q-aires formés par groupement de q bits.

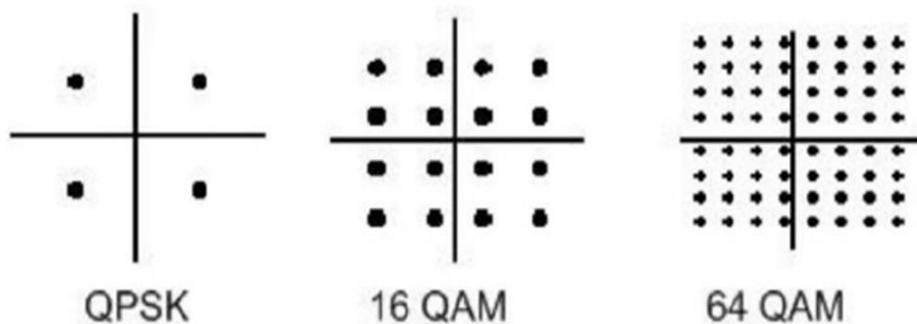


Figure 2.6. Constellations des modulations utilisées par la LTE

c. Génération pratique d'un signal OFDM

Un signal OFDM est généré en utilisant l'IFFT (Transformé de Fourier Inverse) : Le signal modulé en bande de base $s(t)$ est discrétisé :

$$: S_n = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi f_k t}$$

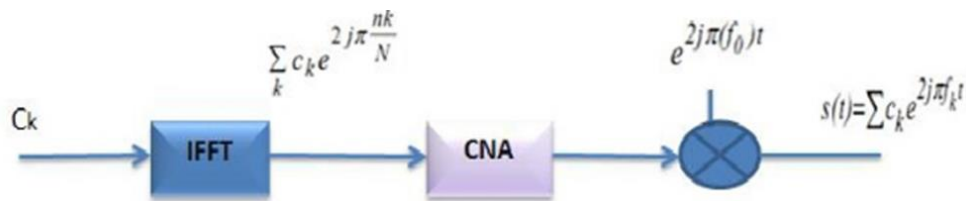


Figure 2.6. Schéma de modulation OFDM

Si l'espace entre les fréquences est $1/T_s$, alors le multiplexage est orthogonal.

Dans ce cas :

$$f_k = f_0 + \frac{K}{T_s}$$

On a alors :

$$S(t) = e^{2j\pi t f_0} \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi \frac{kt}{T_s}} \quad (3)$$

d. La condition d'orthogonalité

- L'espace inter-porteuse $1/T_s$ permet, lorsque le spectre d'une sous-porteuse est maximal, d'annuler les spectres de toutes les autres. Ainsi, les spectres des sous-porteuses peuvent se recouvrir sans engendrer d'interférences.
- Dans la bande occupée par les sous-porteuses, le spectre est presque plat, ce qui démontre une efficacité spectrale optimale.

Cette orthogonalité vient du fait que le spectre d'une sous-porteuse, modulant une donnée pendant une fenêtre de temps T_s est la transformée de Fourier de cette fenêtre. Pour plusieurs porteuses, on obtiendra donc les spectres suivants (condition 1 d'orthogonalité).

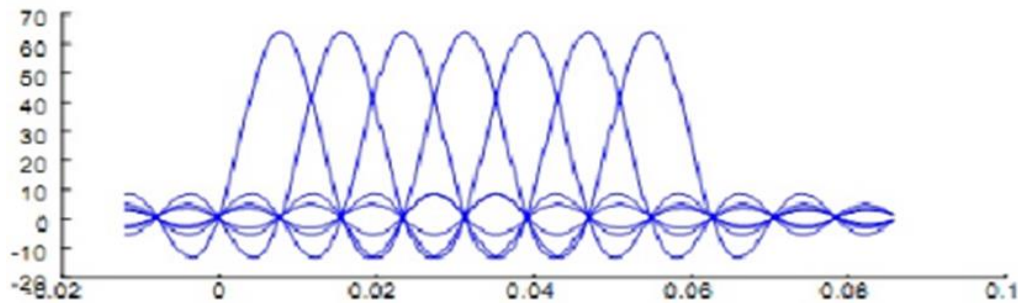


Figure 2.7. Spectres des différentes porteuses

Le spectre du signal OFDM est la somme des spectres de chacune des sous-porteuses (condition 2 d'orthogonalité)

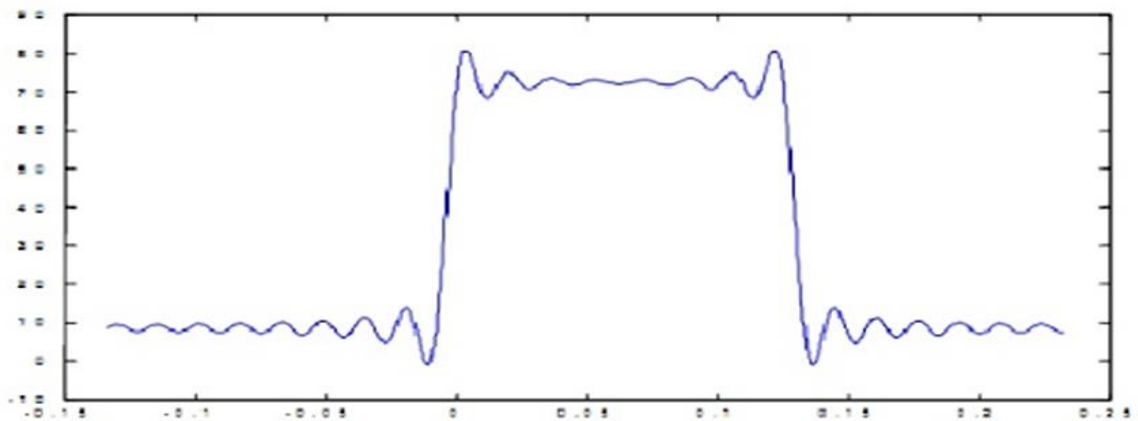


Figure 2.8. Spectre du signal OFDM pour 8 porteuses

II.3.3.2. Démodulation

Reconstitution d'un signal OFDM :

Au niveau du récepteur :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k(t) e^{2j\pi\left(f_0 + \frac{k}{T_s}\right)t} \quad (4)$$

$H_k(t)$: Fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_k et au temps t

La condition d'orthogonalité nous montre que :

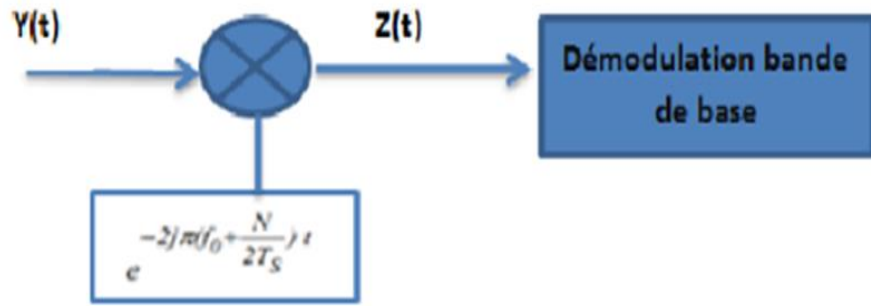
$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} y(t) e^{-2j\pi f_i t} dt = \frac{1}{T_s} \sum_{k=0}^{N-1} \int_0^{T_s} C_k H_k e^{2j\pi(k-i)\frac{t}{T_s}} dt = c_i H_i \quad (5)$$

Car :

$$\frac{1}{T_s} \sum_{k=0}^{N-1} \int_0^{T_s} C_k H_k e^{2j\pi(k-i)\frac{t}{T_s}} dt = \begin{cases} 0, & k \neq i \\ 1, & k = i \end{cases}$$

La bande passante du signal étant $\frac{B}{2} = \frac{2}{2T_s}$, la fréquence d'échantillonnage doit être supérieure ou égale à $\frac{2*B}{2}$ soit $\frac{N}{T_s}$.

L'échantillonnage se fera aux temps : $t_n = n * \frac{T_s}{N}$



Le signal reçu en bande de base après le décalage en fréquence de $f_0 + B/2$ s'écrit alors :

$$z(t) = y(t) e^{-2j\pi\left(f_0 + \frac{N}{2T_s}\right)t} = \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k e^{2j\pi(k-N)\frac{t}{T_s}} \quad (6)$$

II.3.4. L'OFDMA

L'OFDMA est une technique qui dérive de l'OFDM en utilisant le même principe de division de la bande passante en plusieurs sous-porteuses.

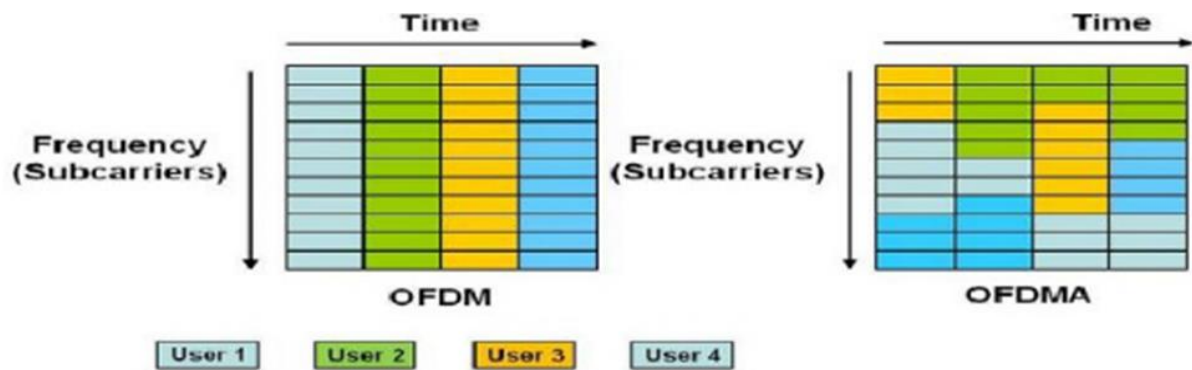


Figure 2.10. Différence entre OFDM et OFDMA

L'OFDM peut servir un usager dans un intervalle de temps, par contre OFDMA elle peut être servir plusieurs usagers dans un même intervalle de temps, comme montrer dans la figure ci-dessus.

La norme LTE a choisi comme écart entre les sous-porteuses 15 kHz ce qui donne une vitesse de modulation pour chacune des porteuses 15 bauds.

Comme précisé dans le paragraphe précédent l'écart entre les sous-porteuses est égal à $1/T_s$.

Alors la durée du symbole transporté : $T_s = 1/15000 = 66.66 \mu s$.

II.3.4.1. Débit théorique maximal

LTE nous propose de choisir entre les trois types de modulation que ce soit en DL qu'en UL. :

QPSK (2bits/symbole),

QAM-16 (4bits/symbole)

QAM-64 (6bits/symbole)

On va calculer le débit descendant maximal, alors les paramètres à choisir sont :

Modulation QAM-64 => 6 bits/symbole ;

Bande passante 20 MHz => 1200 sous-porteuses.

D'où $D_{max} = 15000 * 1200 * 6 = 108,09$ Mbits/s. (15000 est la bande passante de chaque sous-porteuse)

II.3.4.2. Les PRB

Les utilisateurs se voient attribuer un nombre précis de sous-porteuses pour un time slot prédéterminé, appelées dans les spécifications LTE les blocs de ressources physiques PRBs (Physical Ressource Blocks).

Les PRBs ont chacun une dimension temps et fréquence, et leur répartition est gérée par une fonction de planification à la station de base 3GPP (eNodeB).

Chaque PRB est composé de 12 sous-porteuses avec 6 ou 7 symboles OFDM selon le préfixe cyclique utilisé.

II.3.5. Le SC-FDMA

II.3.5.1. Principe

L'un des grands inconvénients de l'OFDMA est le PAPR qui est trop élevé, pour la LTE il est très critique car il ne faut pas oublier que le but de cette technologie est de permettre aux usagers d'utiliser des applications de plus en plus développées. Alors en utilisant l'OFDMA en uplink, on va perdre dans l'autonomie du mobile. Pour cela LTE a opté pour un autre type de multiplexage en Uplink qui est le SC-FDMA. SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access) a le même principe que l'OFDMA, la différence existe sur un seul point. Autrement dit, le SC-FDMA n'est rien d'autre que de l'OFDMA avec un précodage DFT suivi d'un multiplexage particulier dans le domaine fréquentiel. La différence majeure entre elles, réside dans le fait que l'OFDMA est une technique de transmission multiporteuse tandis que le SC-FDMA est quant à elle une technique mono-porteuse.

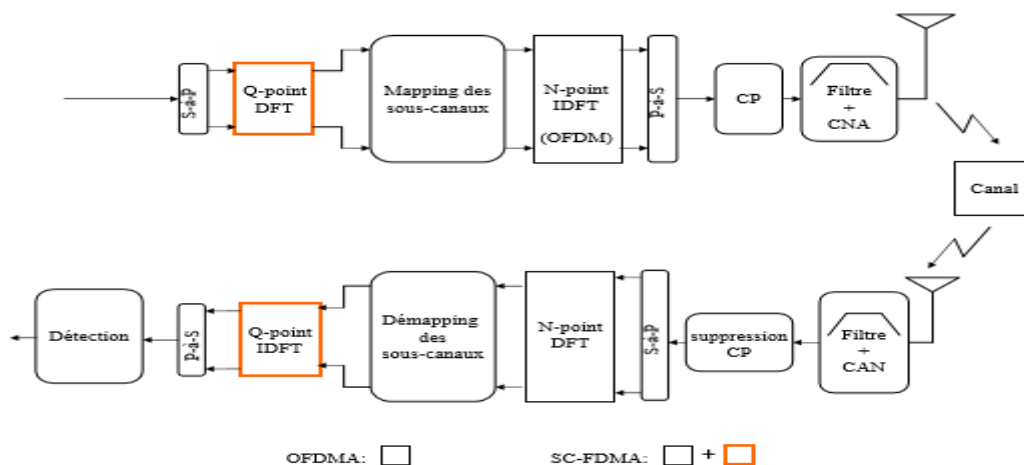


Figure 2.11. Emetteur/Récepteur des systèmes OFDMA et SC-FDMA

Dans la modulation SC-FDMA, le multiplexage des utilisateurs du système est effectué dans le domaine fréquentiel. Pour supporter un grand nombre d'utilisateurs simultanés, le système utilise la technique de l'étalement spectral permettant d'augmenter la ressource spectrale à partager. Ainsi chaque utilisateur se voit allouée une portion de la largeur de bande totale du système, de manière à éviter toute interférence avec un autre.

Au lieu de mapper les symboles sur les sous-porteuses, on mappe leur DF

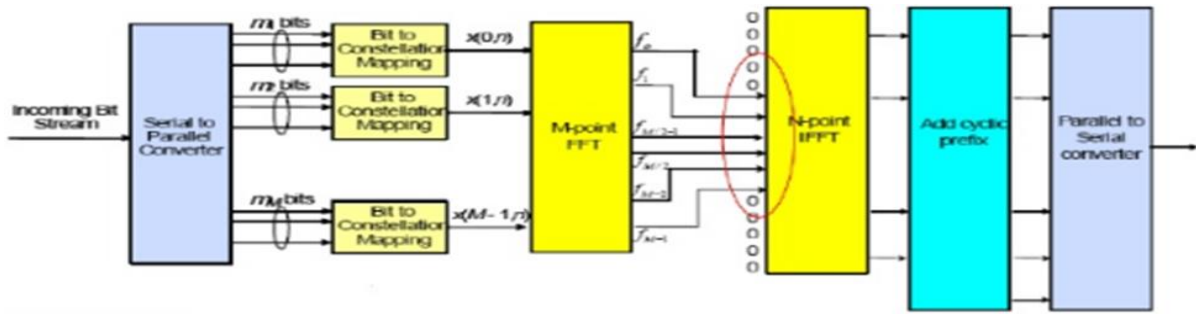


Figure 2.12. Modulation SC-FDMA

A la sortie du DFT on peut mapper selon deux manières soit :

- Localisée
- Distribué

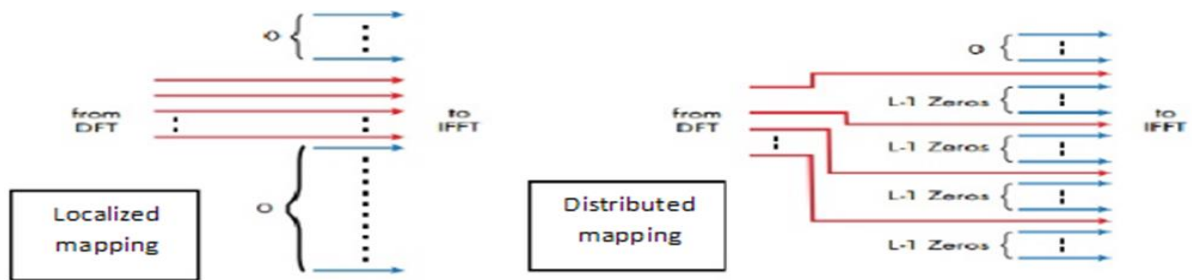


Figure 2.13. Mode localisé et mode distribué

Ainsi deux types de spectres peuvent exister dans le seul UL suivant le choix effectué :



Figure 2.14..Spectre du mode localisé (choix retenu par le LTE par sa robustesse)



Figure 2.15. Spectre du mode distributes

II.3.5.2. SC-FDMA dans le LTE

Trames et Slots [10]

En LTE, les systèmes de transmission sont organisés en deux modes qui sont :

- Les trames
- Les slots

Selon la figure 21. Ci-après, une trame est constituée de 20 slots et chacune ayant 6 ou 7 symboles SC-FDMA selon le type d'intervalle de garde utilisé.

On sait que la durée d'une trame est de 10 ms, soit 0.5 ms par slot. Alors que le système LTE dispose six canaux de largeur de bande allant de 1.4 à 20 MHz et que chaque canal est subdivisé en plusieurs sous-canaux (sub-carriers) de largeur $\Delta f = 15$ KHz chacun. D'où la durée d'un symbole SC-FDMA est donnée par :

$$T_{\text{symb}} = \frac{1}{\Delta f} = \frac{1}{15 \times 10^3} \approx 44 \mu s$$

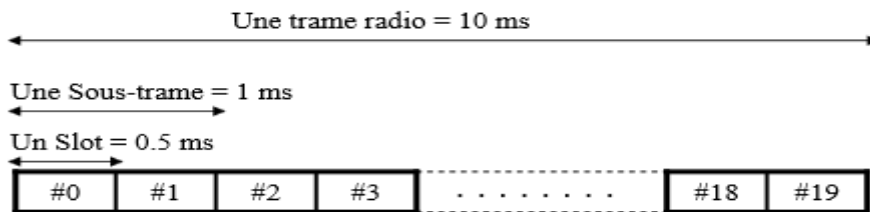


Figure 2.16..Trame et Slot du système SC-FDMA.

Pour pallier à l'interférence entre symbole, il est nécessaire d'utiliser un IG (Intervalle de Garde) ou CP (Cyclic Prefix) sur chaque paquet transmis dans le canal. Il s'agit uniquement de copier la fin de chaque paquet que l'on rajoute au début de celui-ci (Voir Figure 3.1.4 ci-dessous). Noter que l'intervalle de garde joue un second rôle qui est de périodiser le signal émis. L'avantage c'est de rendre circulaire la convolution du canal afin d'obtenir une égalité entre la DFT du signal reçu après suppression de l'intervalle de garde et le produit de la transformée de Fourier du signal émis et de la fonction de transfert du canal de transmission.

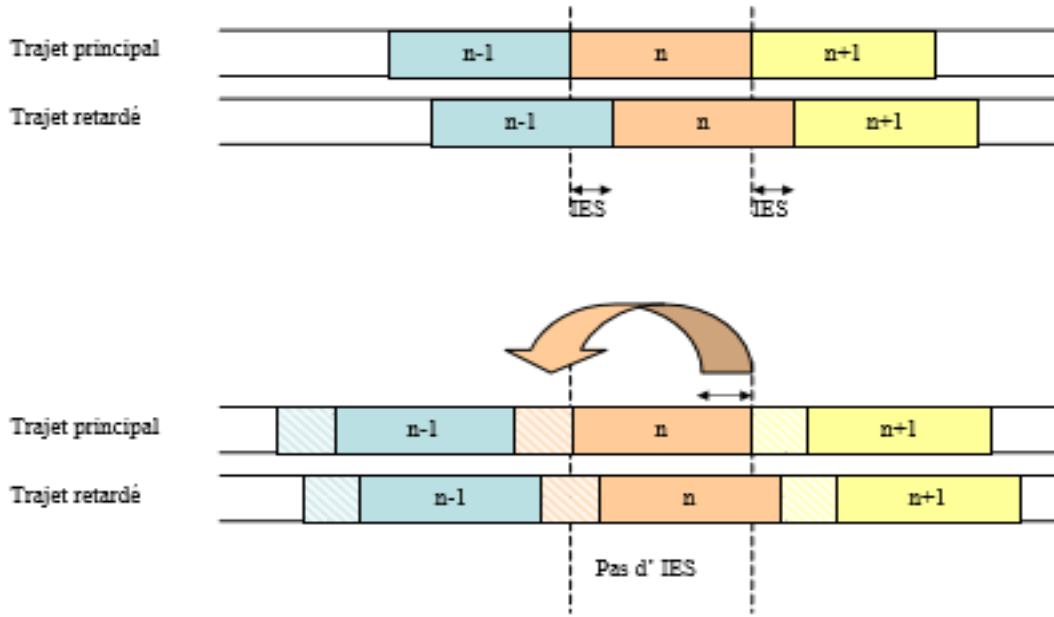


Figure 2.17..Absorption de l'interférence entre symbole IES

L'insertion de l'intervalle de garde (CP ou « Cyclic Prefix »), utilisé dans ce système rallonge la durée symbole. On définit ainsi une nouvelle grandeur T_{symb}^{air} qui intègre cette modification.

$$T_{symb}^{air} = (1 + CP).T_{symb}$$

Deux types d'intervalles de garde existent pour ce système : L'intervalle de garde normal ou « Normal-CP » dont la durée $T_{Norm-CP}$ correspond à $T_{symb} 14$, et l'intervalle de garde étendu ou « Extended-CP » dont la durée T_{Ext-CP} correspond à $T_{symb} 4$. La norme utilise l'intervalle de garde étendu lorsque l'utilisateur se trouve sur une cellule de grande taille dans laquelle il est susceptible d'obtenir des interférences très sévères dues aux multi-trajets du canal. Le système est alors sous dimensionné et le nombre de symboles SC-FDMA dans un slot est réduit à 6. Par contre l'intervalle de garde normal qui est plus utilisé est adapté pour les cellules de taille moyenne, le nombre de symboles SC-FDMA par slot est de 7. La fréquence horloge F_{clock} du système, a été dimensionnée par rapport à la capacité maximale du système correspondant au canal de largeur de bande de 20 Mhz. C'est la fréquence d'échantillonnage du système à 20 MHz permettant d'obtenir 2048 échantillons SC-FDMA :

$$F_{clock} = 15\text{KHz} \times 2048 = 30.72\text{MHz} \quad (7)$$

Les fréquences d'échantillonnages des systèmes utilisant les autres largeurs de bande correspondent à des diviseurs de F_{clock} pour des raisons de simplicité. Par exemple le système à 10 Mhz de largeur de bande a une fréquence d'échantillonnage de 15.36 Mhz soit $F_{clock} \times 2$, Table. 1.1. Les slots sont regroupés deux à deux en sous-trame de 1 ms. Chaque sous-trame constitue un intervalle de temps de transmission LTE (TTI « Transmission Time interval »).

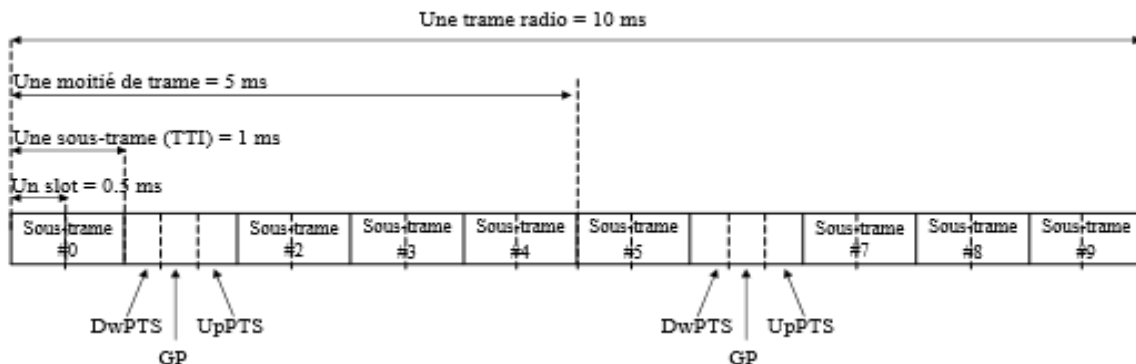


Figure 2.18. Le mode de transmission TDD.

Deux modes de transmissions Uplink-DownLink, ont été spécifiés pour le LTE : Le Mode FDD « Frequency Division Duplex » dans lequel les transmissions en voix montante et descendante utilisent des bandes de fréquence différentes, et le mode TDD « Time Division Duplex » où les ressources fréquentielles sont les mêmes pour le uplink et le DownLink. La Figure 1.24 représente la structure de chaque trame dans le mode TDD.

Pour ce type de transmission, les sous-trames N°1 et N°6 sont réservées pour préciser le sens de transmission de la trame. Les canaux DwPTS et UpPTS véhiculent cette information. Un autre canal, GP, est utilisé comme intervalle de garde pour bien isoler les canaux précédemment cités.

Modèle de transmission OFDMA et SC FDMA

Les schémas de principe OFDMA et SC-FDMA sont donnés à la figure 24 et la figure 24 respectivement :

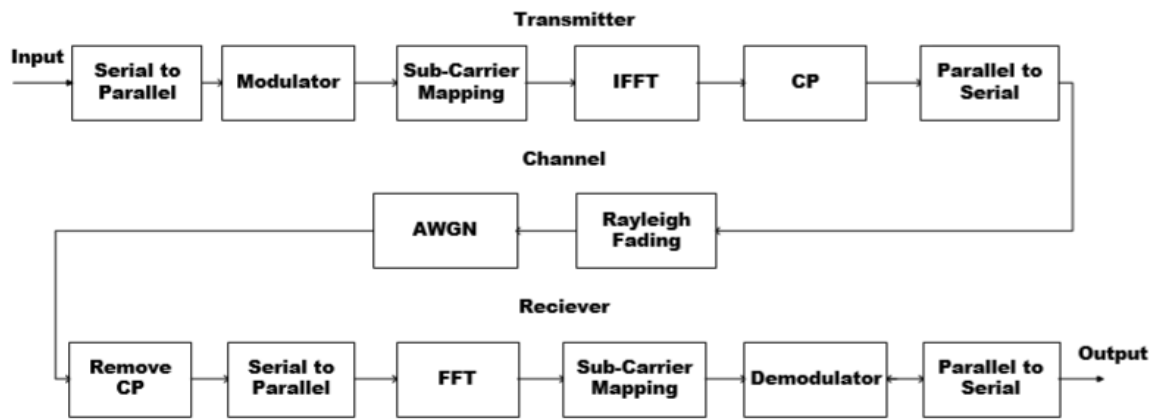


Figure2. 19..Modèle de transmission OFDMA

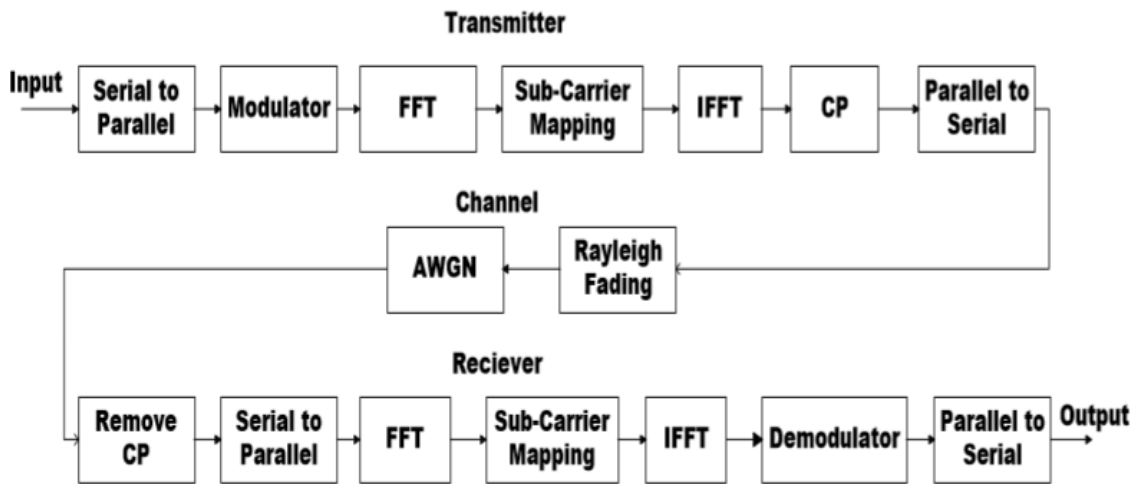


Figure 2.20. Modèle de transmission SC-FDMA

En pratique, il existe des pertes dans le système par rapport aux valeurs théoriques, on utilise donc le canal à bruit blanc gaussien additif(AWGN), qui est couramment utilisé pour simuler le bruit de la chaîne de fond. On utilise la fonction Matlab **awgn** dans laquelle le niveau de bruit est décrit par exemple par SNR, qui est le paramètre d'entrée à la fonction réelle AWGN. Nous introduisons également la sélection de fréquence (trajets multiples) dans le canal et utilisons le modèle de Rayleigh qui est un modèle d'évanouissement statistique raisonnable pour la situation de trajets multiples dans les absences de LOS. Nous utilisons une fonction **rayleighchan** pour l'évanouissement de Rayleigh et les paramètres utilisés pour qui sont donnés ci-dessous dans le tableau 3 :

Afin d'analyser nous utilisons suivant des schémas de modulation adaptative qui sont :

Le PAPR (Peak to Average Power Ratio),

Le BER (Bit Error Rate)

Le SNR (Rapport signal sur bruit)

La PE (Probabilité d'Erreur)

La DSP (densité spectrale de puissance)

Pour la simulation, on va voir les différentes modulations avec les OFDMA et SC-FDMA :

BPSK: Binary Phase Shift Keying

QPSK: Quadrature Phase Shift Keying

16-QAM : 16-Quadrature Amplitude Modulation

64-QAM : 64-Quadrature Amplitude Modulation

Les paramètres choisis pour les simulations ont été donnés dans le *Tableau 3*.

Tableau 2.1. Paramètres choisis aux simulations

PARAMETRES	VALEURS
Nombre de sous-canaux	512 (Longueur FFT)
Longueur CP	64
Rang de SNR en Db	0 à 30
Modulation	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Taille de block de données	16 (Nombre de symboles)
Canaux	AWGN (SNR= 100dB)
Système de bande passante	5MHz
Intervalle utilisée	32 frames
Fading	Rayleigh (fréquence)
Rayleigh fading paramètres	Input sample period = $1.00e^{-3}$ sec Maximum Doppler shift = 100 Hz Vector path delays=[0 $2.00e^{-5}$] sec Average path gain vector=[0–9]Db

II.4. Critères d'évaluation des performances

L'analyse des performances de l'OFDMA et SC-FDMA dans le LTE est caractérisée par les valeurs des paramètres suivants :

II.4.1. PAPR

Le PAPR ou Économie d'énergie dans la transmission est une question vaste pour les techniques d'accès multiples utilisés dans la technologie LTE, par conséquent, nous considérons ici une importante PAPR du facteur de transmission à la fois à l'OFDMA et au SC-FDMA. Le PAPR est calculé en représentant un CCDF (Complementary Cumulative Distribution Function) de PAPR. Le FCDC de PAPR est la probabilité que le PAPR est supérieure à une certaine valeur de PAPR0 PAPR ($\text{PAPR} \Pr \{>\} \text{PAPR0}$). Il s'agit d'une mesure importante qui est largement utilisé pour la description complète des caractéristiques de puissance de signaux.

II.4.2. BER

Le BER ou le rapport d'erreur par bits est le nombre total de bits transmis pendant l'intervalle de temps donné.

$$\text{BER} = \text{Erreur Bits} / \text{nombre de bits transmis} (8)$$

II.4.3. SNR

Le SNR est le rapport entre énergie par bit (E_b) sur la densité spectrale de puissance de bruit (N_0) et il est exprimé en dB.

$$\text{SNR} = E_b / N_0 \quad (9)$$

La qualité de service (taux d'erreur binaire) est liée au rapport signal à bruit E_b / N_0 .

II.4.4. BER vs SNR Processus :

Pour tout schéma de modulation, le BER est exprimé en termes de SNR. Il se mesure en comparant le signal émis et le signal reçu, et calculer le nombre d'erreurs sur le nombre de bits transmis.

II.4.5. Probabilité d'erreur

La probabilité d'erreur (P_e) est le taux d'erreurs qui se produit dans le signal reçu. Pour la détection cohérente, la probabilité d'erreur par symbole de M-aire PSK et QAM M-aire dans le canal AWGN est déterminée en suivant les expressions ; pour M-aire PSK, la P_e est donnée par l'expression suivante [13] :

$$P_e \cong 2Q \left[\sqrt{\frac{2E_b \log_2 M}{N_0}} \sin \left(\frac{\pi}{M} \right) \right]$$

Avec

$E_b \log_2 M = E$ (énergie du signal transmis par symbole)

N_0 = Densité de bruit du canal AWGN

Q = Q-Fonction

D'où

$$P_e \cong 2Q \left[\sqrt{\frac{2E}{N_0}} \sin \left(\frac{\pi}{M} \right) \right] \quad (10)$$

Dans notre simulation, on utilise la fonction d'erreur complémentaire (erfc) à la place de Q . Par conséquent, la probabilité d'erreurs de symboles en fonction de erfc est donnée par [14] ;

$$P_e \cong \text{erfc} \left[\sqrt{\frac{2E}{N_0}} \sin \left(\frac{\pi}{M} \right) \right]$$

Et la relation entre erfc et Q est

$$Q(x) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{x}{\sqrt{2}} \right) \quad (11) \quad []$$

Ainsi pour M aire QAM ,on a comme Probabilité d'erreur la formule ci dessous :

$$P_e \cong 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left[\sqrt{\frac{3E_{av}}{(M-1)N_0}} \right]$$

Et le résultat de P_e exprimé en erfc est :

$$P_e \cong 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{3E_{av}}{2(M-1)N_0}} \right) \quad (12)$$

Avec E_{av} = Valeur moyenne de l'énergie de symbole transmis en QAMM-aire

II.4.6. Densité spectrale de puissance :

La densité spectrale de puissance(DSP) est une fonction importante qui décrit la distribution de puissance d'un signal par rapport à la fréquence. Dans la communication mobile, pour effectuer la décision correcte de la gestion des ressources radio (RRM), à la station de base et le DSP joue un rôle essentiel, notamment pour l'affectation de format de modulation et de transmission, y compris la largeur de bande. Dans le terminal de station de base, si DSP est inconnue, il peut causer de la bande passante de transmission élevée dépensée par rapport aux capacités de puissances maximales.

Dans notre simulation, on utilise un spectre de fonction Matlab qui est utilisé pour estimer les caractéristiques du spectre d'un signal, avec psd (décrit les caractéristiques de puissance d'un signal). La puissance moyenne d'un signal dans une bande de fréquence donnée est déterminée par l'intégrale de PSD sur cette bande de fréquence. Il existe différents types de méthodes d'estimation spectrale utilisée avec densité spectrale de puissance. En simulation, nous utilisons périodogramme méthode d'estimation du spectre qui est une approche valable pour les signaux sinusoïdaux discrets. Dans notre cas, nous analysons la distribution de puissance moyenne en OFDMA et symboles SC-FDMA sur une bande passante de 5 MHz.

Cette largeur de bande de 5 MHz peut exister dans une bande de fréquence porteuse LTE (900 MHz, 1800MHzet2600MHz). Pour la modulation en bande de base, on estime les caractéristiques de puissance d'OFDMA et SC-FDMA symboles sur une fréquence d'échantillonnage qui est égale au double de la bande passante (10 MHz). La puissance totale dans la bande de fréquence du signal périodique de période Nserait :

$$P_{xx}(m) = \frac{1}{f_s} \frac{1}{N} [DFT_N\{x(n)\}]^2 \quad (13)$$

Avec,

f_s =Fréquence d'échantillonnage (10 Mhz)

N=.Nombre de points FFT (512=sous-porteuses totales) Nous calculons le PSD à la sortie du bloc IFFT dans l'émetteur des deux OFDMA et SC-FDMA

II.4.7. Les avantages et limites de l'OFDM

II.4.7.1. Les avantages de l'OFDM

Les avantages de l'OFDM sont nombreux :

- Une utilisation efficace des ressources fréquentielles en comparaison avec les solutions classiques de multiplexage fréquentiel. Ceci est dû au fait que dans l'OFDM, les sous-porteuses se chevauchent tout en gardant une orthogonalité parfaite.

- Une égalisation numérique et un décodage simple et optimal grâce à l'utilisation de l'intervalle de garde (au prix d'une diminution du débit). De plus, l'utilisation de différents systèmes de codage correcteur d'erreur associés à un entrelacement entre fréquences permet d'atteindre les performances d'un canal sans écho. Cette technique qui est le COFDM est employée notamment par la norme DVB-T utilisée pour la Télévision Numérique Terrestre (TNT) comme exemple en France.
- Les techniques multi porteuses sont robustes au bruit impulsif puisque chaque sous-porteuse est affectée d'un bruit indépendant des autres sous-porteuses. Contrairement aux modulations mono porteuses où le bruit peut affecter un certain nombre de symboles transmis, la perte d'un symbole dû à un bruit important n'affecte pas les autres symboles.
- Enfin, il est à noter que l'estimation du canal dans le contexte OFDM est facilitée par l'envoi de séquences d'apprentissage dans le domaine fréquentiel. L'Identification des coefficients du canal se fait sans inversion de systèmes d'équations.

II.4.7.2. Les limites de l'OFDM

La modulation OFDM n'a pas que des avantages, elle a aussi des inconvénients :

- Après la transformée de Fourier inverse discrète du bloc de symboles fréquentiels, l'OFDM peut engendrer des symboles temporels à fortes variations d'amplitude (PAPR élevé) en comparaison avec des techniques monoporteuses. Pourtant, pour des rendements élevés, les amplificateurs de puissance doivent fonctionner dans une zone dite non-linéaire (ou de saturation), malheureusement, c'est dans cette zone que se présentent les non-linéarités qui créent des distorsions (intermodulation, remontée spectrale, etc.) des signaux à transmettre. Ces effets sont d'autant plus gênants quand les signaux à amplifier sont à PAPR élevées.
- L'OFDM est également très vulnérable aux problèmes de décalage en fréquence (Frequency offset) et de synchronisation. Dans le premier cas, le « Frequency offset » engendre de l'interférence entre sous-porteuses qui peut détruire l'orthogonalité des sous-porteuses. Dans le second cas, les erreurs de synchronisation induisent un déphasage sur les symboles reçus. Les techniques de compensation qui existent pour les modulations monoporteuses sont mal adaptées aux modulations multiporteuse et de nouvelles approches sont à l'étude. Dans les nouveaux standards, les débits plus élevés accentuent ces difficultés.

II.4.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous étudions en détails les techniques d'accès utilisées par LTE. L'OFDMA et le SC-FDMA sont des techniques très utilisées par la norme 3GPP qui sont tous basés sur l'OFDM. Ce chapitre aussi est important pour la simulation car il fera l'un de l'objet de la dernière partie de la recherche afin de prouver en quels points ces techniques sont performantes.

Chap III. AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE ET SIGANUX A ENVELOPPE NON CONSTANTE

III.1. Introduction

Dans les systèmes de télécommunications, le signal, après les différentes étapes de codage, de modulation et de transposition en fréquence porteuse, est amplifié pour résister aux atténuations causées par la propagation en espace libre. Un amplificateur de puissance est un dispositif électronique qui permet la conversion d'un signal d'entrée en un signal de sortie de puissance nettement plus élevée. La puissance de sortie requise dépend de la distance entre l'émetteur et le récepteur. En termes de consommation d'énergie, l'amplificateur de puissance est l'élément qui consomme le plus d'énergie parmi tous les éléments de l'émetteur. Il est donc primordial de le faire fonctionner avec le plus grand rendement possible, surtout pour des terminaux mobiles où la consommation est un facteur énergétique décidant de leur autonomie.

Cependant, pour un rendement élevé, l'amplificateur de puissance doit fonctionner dans une zone dite non-linéaire (ou de saturation), malheureusement, c'est dans cette zone que se présentent les non-linéarités de l'amplificateur, sources de distorsions (intermodulation, remontée spectrale, etc....) des signaux à transmettre. Ces effets sont d'autant plus gênants que les signaux à amplifier sont à fort PAPR. Bien souvent, on est obligé de surdimensionner l'amplificateur (prendre du recul) pour éviter ces effets, perdant du même coup l'objectif du rendement maximal.

Avant d'envisager toutes techniques pour combler les exigences de linéarité et de rendement, il nous a paru utile et même indispensable de préciser les caractéristiques de l'amplificateur de puissance.

Dans ce chapitre, nous exposerons les caractéristiques de l'amplificateur de puissance.

De façon plus vaste, nous traiterons des généralités sur l'amplificateur de puissance à savoir, la caractéristique de transfert qui traduit les relations entrées / sorties, des notions de gain, de rendement (rendement en puissance et rendement en puissance ajoutée), de classe de fonctionnement. Nous parlerons également dans ce chapitre des effets mémoires dans l'amplificateur de puissance.

Par la suite, nous caractériserons l'amplificateur de puissance à travers sa modélisation

Comportementale. Pour chiffrer les effets des non-linéarités, nous définirons les facteurs de mérite ACPR (Adjacent Channel Power Ratio), NPR (Noise Power Ratio), EVM (Error Vector Modulation). Nous clôturons le chapitre par une présentation des effets des non-linéarités de l'amplificateur de puissance sur la constellation, le TEB.

III.2. Généralités sur les amplificateur de puissance

III.2.1. Définition

Pour assurer correctement l'acheminement des informations, les émetteurs ont besoin d'amplificateur de puissance pour fournir une certaine puissance aux signaux (radiofréquence) pour éviter qu'ils ne s'affaiblissent fortement lors de leur propagation dans l'espace libre [35]. L'amplificateur puise alors la puissance nécessaire utile au signal dans une source de courant continue qu'il injecte ensuite dans le signal.

En général, on distingue deux catégories d'amplificateur de puissance qui sont utilisés dans les systèmes de télécommunications :

- L'amplificateur à tubes à ondes progressives (TOP, TWTA pour « Travelling WaveTube Amplifier ») plus utilisé dans les transmissions par satellites pour transmettre de fortes puissances,
- L'amplificateur à semi-conducteur (SSPA pour « Solid State Power Amplifier ») utilisés dans les transmissions radio terrestres comme dans le cas des téléphones portables ou de la boucle radio. Cependant, même dans les applications spatiales, les TOP sont abandonnées de plus en plus au bénéfice des SSPA vu les avantages qu'ils présentent (masse plus faible, encombrement plus réduit, flexibilité d'utilisation).

III.2.2. Les non-linéarités d'amplitude et de phase : les conversions ou caractéristiques de transferts AM/AM et AM/PM

Les relations entrées-sorties AM/AM (pour "Amplitude/Amplitude") et AM/PM (pour Amplitude/Phase) appelées aussi caractéristiques de transfert ou conversions AM/AM et AM/PM, ont une allure typique pour tous les amplificateur de puissance à l'état solide. La Figure 20 représente la variation de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée, appelée aussi la caractéristique AM/AM.

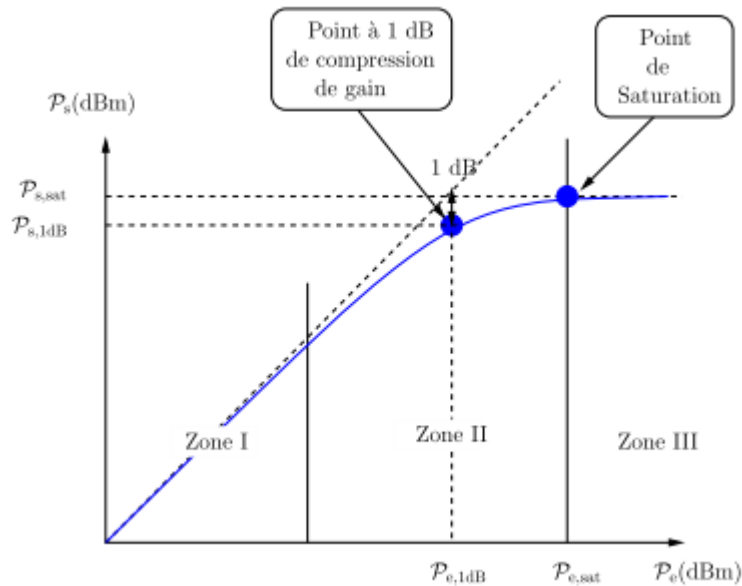


Figure 3.1. Exemple de caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance.

La caractéristique AM/AM de l'amplificateur de puissance se divise en trois zones :

Zone linéaire : l'amplificateur a un comportement linéaire. La puissance de sortie est proportionnelle à la puissance d'entrée selon un rapport appelé gain de l'amplificateur. Les puissances d'entrée sont faibles. Dans cette zone, les distorsions engendrées sont quasi inexistantes. Lorsqu'on prend du recul pour éviter les distorsions, c'est dans cette zone que fonctionne l'amplificateur.

Zone de compression : dans cette zone, la sortie n'est plus proportionnelle à la puissance d'entrée. La courbe commence à s'incurver (par rapport à la droite linéaire). On amorce la plage de la non-linéarité. Les distorsions du signal apparaissent et sont de plus en plus importantes. Le gain de l'amplificateur diminue pour de fortes puissances d'entrées. On parle de zone de compression du gain. Le point à 1 dB de compression de gain est situé dans cette zone ; il est défini comme étant le point où l'écart entre la courbe de gain et le gain linéaire vaut 1 dB. Ce point est une caractéristique de l'amplificateur de puissance.

Zone de saturation : dans cette zone, la puissance de sortie est quasi constante quelle que soit la puissance d'entrée. On parle alors de puissance de saturation. C'est également une caractéristique de l'amplificateur de puissance.

La courbe traduisant le déphasage, en fonction de l'amplitude en entrée, entre la sortie et l'entrée est appelée la caractéristique de transfert AM/PM, ou aussi conversion AM/PM.

Elle n'a pas d'allure de référence. Elle varie suivant la technique de conception et les conditions de fonctionnement de l'amplificateur .

III.2.3. Le recul d'entrée et le recul de sortie

Un signal traversant un amplificateur de puissance subit alors à la fois la compression AM/AM et la conversion AM/PM. Il est nécessaire de présenter les notions de « Input Back-Off » (IBO) et de « Output Back-Off » (OBO) qui traduisent le Recul en Entrée et le Recul en Sortie respectivement. Soit P_e la puissance d'entrée d'un signal et P_s sa puissance de sortie, $P_{s, 1dB}$ la puissance de sortie au point de compression 1 dB et $P_{e, 1dB}$ la puissance d'entrée correspondante. La grandeur IBO généralement exprimée en dB, est le rapport entre la puissance de saturation ramenée à l'entrée (ou de la puissance d'entrée au point de compression 1 dB) et la puissance d'entrée du signal.

$$IBO = 10 \log_{10} \frac{P_{e, sat}}{P_e}, [\text{dB}] \quad (14)$$

Ou encore :

$$IBO = 10 \log_{10} \frac{P_{e, 1dB}}{P_e}, [\text{dB}]$$

De la même façon, on défini le paramètre OBO qui est le rapport entre la puissance de saturation (ou de la puissance de sortie au point de compression 1 dB) et la puissance moyenne de sortie du signal.

$$OBO = 10 \log_{10} \frac{P_{s, sat}}{P_s}, [\text{dB}] \quad (15)$$

Ou encore

$$OBO = 10 \log_{10} \frac{P_{s, 1dB}}{P_s}, [\text{dB}]$$

A partir de ces relations, on peut constater effectivement que plus le recul d'entrée (ou de sortie) est élevé, plus l'amplificateur est surdimensionné par rapport au signal à amplifier, et par conséquent moins il y a des distorsions dû à la non-linéarité. Ainsi donc pour s'éloigner de la zone de compression, de nombreux systèmes fonctionnent avec un IBO (ou OBO) élevé. On verra par la suite que le rendement de l'amplificateur est faible dans cette zone qui correspond à la zone linéaire.

III.2.4. Notion de rendement

Un amplificateur de puissance est un dispositif transformateur d'énergie, présentant deux entrées et une sortie : les entrées d'alimentation et de signal à amplifier, et une sortie pour le

signal amplifier. L'alimentation de l'amplificateur fournit une puissance totale P_{dc} , qui idéalement devrait être entièrement convertie en puissance utile, P_s , sans perte de conversion.

Malheureusement, en réalité, il faut aussi considérer une puissance de pure perte P_{diss} dissipée au sein de l'amplificateur, comme indique par sur le schéma de bilan de puissance

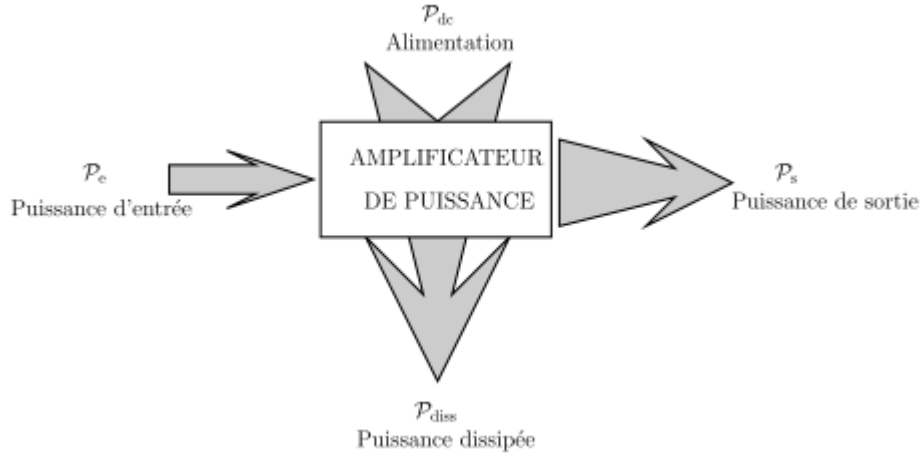


Figure 3.2. Bilan simplifié des différentes puissances d'un amplificateur.

On parle de rendement énergétique ou rendement de puissance pour donner une mesure de la quantité de P_{dc} qui a été effectivement convertie en P_s . Les valeurs de rendement fournissent une information à propos des pertes P_{diss} , un aspect extrêmement important

Pour la conception et le dimensionnement des systèmes d'évacuation de la chaleur ou de refroidissement. Parmi les mesures possibles de rendement, la plus répandue, est celle du rendement DC, défini comme le rapport entre la puissance P_s fournie à la charge, l'antenne en l'occurrence, et la consommation DC de l'amplificateur :

$$\eta_{DC} = \frac{P_s}{P_{dc}} \quad (16)$$

D'autres mesures du rendement, également bien connues et le rendement nommé "Power Added Efficiency" (PAE), défini par l'équation :

$$\eta_{total} = \frac{P_s}{P_e + P_{dc}}$$

$$\eta_{PAE} = \frac{P_s - P_e}{P_{dc}} \quad (17)$$

Avec P_e représentant la puissance en entrée de l'amplificateur. Ces mesures permettent de donner une idée du rendement et du gain en même temps, contrairement au rendement DC. Plus généralement, il est bien sur possible de définir de la même manière des rendements totaux pour l'émetteur :

$$\eta_{TX} = \frac{P_s}{\sum P_{dc,i}} \quad (18)$$

qui prennent en compte des contributions $P_{dc,i}$ à la consommation autres que la puissance de l'alimentation de l'amplificateur.

III.2.5. Les classes d'opération de l'amplificateur de puissance

III.2.5.1. Généralités

Les définitions des classes d'opération de l'amplificateur s'appliquent indépendamment de la technologie des semi-conducteurs utilisés pour la conception de l'amplificateur mais plutôt par rapport à l'angle de conduction 2θ du courant de drain. Il existe de nombreuses classes d'opération de l'amplificateur de puissance. Les amplificateurs sont classés dans les catégories A, B, AB et C pour les amplificateurs analogiques, et D, E et F pour les amplificateurs à découpage. Les classes des amplificateurs les plus couramment utilisées sont les classes A, B, AB, et C.

- L'amplificateur de classe-A a une caractéristique linéaire, et les signaux amplifiés subissent des distorsions faibles au prix d'un rendement faible. En effet, le rendement maximal théorique d'un amplificateur de classe-A est de 50%, mais à cause des exigences en linéarité des applications, le rendement est plutôt limité à 25%. Son angle de conduction vaut $2\theta = 2\pi$.
- L'amplificateur de classe-B est généralement utilisé pour des applications qui n'ont pas un besoin strict en linéarité. Le rendement d'un amplificateur de classe-B est sensiblement meilleur que celui d'un amplificateur de classe-A, il atteint 78%, tout en fournissant un certain niveau de linéarité. Il a un angle de conduction de $2\theta = \pi$.
- Dans un amplificateur de classe-AB, l'angle de conduction 2θ est compris entre π et 2π . L'amplificateur de classe-AB est un compromis entre la classe-A et la classe-B. La distorsion de la classe AB est supérieure à celle de la classe-A, mais inférieure à celle de la classe-B. En revanche, un amplificateur de classe-AB a un rendement qui est inférieur au

rendement maximal théorique de la classe-B, mais a un rendement supérieur à celui de la classe-A, c'est-à-dire un rendement compris entre 50% et 78%.

L'amplificateur de classe-AB est, en général, le plus fréquemment utilisé.

- L'amplificateur de classe-C dont l'angle de conduction 2θ est inférieur à π , a une caractéristique non-linéaire très prononcées. Il en résulte d'importantes distorsions dans le signal amplifié. Cela le rend inapte pour des applications qui nécessitent un niveau de linéarité assez élevé. Les amplificateurs de classe-C ont un rendement proche de 100% .

Modélisation comportementale d'un amplificateur

Modélisation comportementale de l'amplificateur sans mémoire

Pour comprendre ce type de modélisation, il faut se replacer dans le contexte historique.

En effet, lorsque la bande passante de l'amplificateur est supérieure à celle du signal à amplifier, l'amplificateur est considéré comme étant sans mémoire. Et c'est dans ce contexte que se trouvaient bon nombre de systèmes de communication. La relation entrée-sortie d'un amplificateur de puissance sans mémoire est donnée par :

$$Y(t)=F[x(t)] \quad (19)$$

Où $F[.]$ est une fonction non-linéaire. Si $x(t)$ est un signal bande de base (BdB), alors $Y(t)$ sera également traitée comme un signal en BdB. D'autre part, si $x(t)$ est un signal Radio Fréquence (RF), alors $y(t)$ sera en général un signal RF contenant un terme DC (Direct Current) ainsi que les harmoniques du signal d'entrée. De façon plus générale, écrivons le signal d'entrée sous sa forme analytique c'est-à-dire sous forme d'une variable complexe dont la partie réelle est l'expression mathématique du signal :

$$X(t) = A(t) \cos [2\pi f_c t + \phi(t)] \quad (20)$$

Où $A(t)$ et $\phi(t)$ sont respectivement l'amplitude et la phase du signal BdB associé à $x(t)$.

Le signal $y(t)$ à la sortie de l'amplificateur de puissance s'écrit :

$$Y(t)=F_A [A(t)] \cos [2\pi f_c t(t)+ F_\phi [A(t)] \quad (21)$$

Où $F_A [A(t)]$ décrivent le comportement de la caractéristique de transfert AM/AM et $F_\phi [A(t)]$ décrit le comportement des caractéristiques de transfert AM/PM.

- Modèle polynomial

C'est le modèle le plus simple pour rendre compte du comportement non-linéaire de l'amplificateur de puissance. Ce modèle est le plus couramment utilisé et traduit l'évolution de la puissance de sortie par rapport à la puissance d'entrée. Il est donné par la relation ci-dessous.

$$y(t) = \sum_{k=1}^{N_p} a_k x^k(t) \quad (22)$$

Où les coefficients a_k sont des coefficients réels déterminés expérimentalement. Il a été prouvé que pour un amplificateur de type polynomial, les caractéristiques de transferts AM/AM et AM/PM s'écrivent :

$$F_A[A(t)] = \sum_{m=0}^{\frac{N_p-1}{2}} \frac{a_{2m+1}}{2^{2m}} \binom{2m+1}{m+1} [A(t)]^{2m+1} \quad (23)$$

$$F_\phi[A(t)] = 0$$

Notons que dans ce modèle, il n'y a pas de distorsions de phase. En général, un système non-linéaire « sans mémoire » peut engendrer uniquement de la distorsion d'amplitude, et jamais de la distorsion de phase. S'il y a de la distorsion de phase, le système doit forcément posséder de la mémoire.

La caractérisation de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance par un modèle type polynomial est fondamentale pour toute approche de modélisation de l'amplificateur de puissance, mais elle est pour décrire parfaitement le comportement de

L'amplificateur de puissance dans une application réelle où des signaux complexes sont exploités.

- Modèle de Saleh

Le modèle le plus courant des amplificateurs à ondes progressives est le modèle de Saleh [38] dont les caractéristiques de transferts AM/AM et AM/PM sont données ci-dessous.

$$F_A[A(t)] = \frac{\alpha_a[A(t)]}{1 + \beta_a[A(t)]^2} \quad (24)$$

$$F_\phi[A(t)] = \frac{\alpha_\phi[A(t)]^2}{1 + \beta_\phi[A(t)]^2}$$

Notons que pour de grandes valeurs de l'amplitude $A(t)$, $F_A[A(t)]$ est proportionnel à $1/A(t)$ et $F_\phi[A(t)]$ s'approche d'une constante. Les valeurs des paramètres α_a , β_a , α_ϕ et β_ϕ sont obtenues par des mesures expérimentales dans un cadre de transmission multi porteuses et sont données par : $\alpha_a = 1.9638$, $\beta_a = 0.9945$, $\alpha_\phi = 2.5293$ et $\beta_\phi = 2.8168$.

- **Modèle de Rapp**

Le modèle couramment utilisé pour les amplificateurs à semi-conducteur dans le cadre des transmissions multi porteuse est le suivant [39] :

$$F_A[A(t)] = \frac{v[A(t)]}{\left[1 + \left[\frac{v[A(t)]}{A_0}\right]^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}} \quad (25)$$

$$F_\phi[A(t)] \simeq 0$$

Où A_0 est l'amplitude de la tension de sortie de saturation, p est un entier souvent appelé « Knee factor » en anglais ; c'est un facteur qui permet de contrôler la transition entre la zone linéaire et la zone de saturation de la caractéristique de transfert AM/AM de l'amplificateur.

III.2.5.2. Effet mémoire des amplificateurs de puissance

Un dispositif est à mémoire si à un instant donné le signal à sa sortie dépend du signal à l'entrée à ce même instant et aux instants précédents.

En pratique, les amplificateurs sont des dispositifs à mémoire et présentent des caractéristiques de transferts AM/AM et AM/PM qui dépendent de la fréquence, ce qui doit être pris en compte dans des applications large bande [40, 49]. Des études approfondies sur les effets de mémoires dans les amplificateurs de puissances. Nous évoquons juste ici l'importance des effets de mémoire en reprenant quelques points essentiels.

Le phénomène de l'effet mémoire est dû à l'emmagasinement de l'énergie dans le composant (l'amplificateur de puissance). Cette énergie peut être stockée sous une forme électrique ou sous une forme thermique. C'est la constante de temps de la charge et de la décharge de cette énergie qui détermine la gamme de fréquence où agit l'effet mémoire.

On distingue en général deux types d'effet de mémoire selon la durée de la constante de temps :

- les effets de mémoire basse fréquence : ils résultent de phénomènes lents dont la constante de temps est très élevée par rapport à l'inverse de la fréquence de fonctionnement de l'amplificateur. Ils sont essentiellement liés à des phénomènes d'origine électrothermique et à des phénomènes d'origine électrique.
- les effets de mémoire haute fréquence : ils tiennent leur nom du fait qu'ils résultent de constantes de temps courtes, c'est-à-dire du même ordre de grandeur que la période du signal d'excitation. Ces phénomènes ont principalement pour origines les éléments réactifs des circuits d'adaptation et les défauts physiques des semi-conducteurs.

Ainsi, la réponse de l'amplificateur à des signaux de différentes amplitude et/ou de différentes fréquences ne sera pas la même et devra être étudiée au moyen de différentes approximations.

- Mesure des distorsions

Cette section est consacrée aux définitions générales des mesures de qualité en émission qui permettent d'évaluer objectivement la linéarité d'un émetteur. Des mesures dans le domaine fréquentiel permettront d'évaluer la puissance des produits d'intermodulation dans le voisinage de la bande utile, et on s'intéressera ici aux mesures d'ACPR. Dans le domaine temporel, la vérification de la fidélité du signal émis peut être évaluée par moyen de l'EVM, comme on le montre plus loin.

- Adjacent Channel Power Ratio (ACPR)

Pour quantifier l'interférence générée dans les bandes adjacentes de la bande utile, un paramètre ACPR est défini. L'ACPR est défini par l'écart en puissance entre le lobe principal (bande utile) et les lobes secondaires.

On parle d'ACPR droite et d'ACPR gauche suivant le côté de la bande adjacente prise en compte. L'ACPR est donné par la relation :

$$ACPR = \frac{\int_{BU} DSP(f) df}{\int_{BA} DSP(f) df} \quad (26)$$

Où BU = Bande Utile et BA = Bande Adjacente.

Dans sa thèse de doctorat [51, 52], S. Ragusa à proposer une nouvelle définition de l'ACPR qui prend plus en compte la remontée des lobes secondaires sur le spectre de sortie

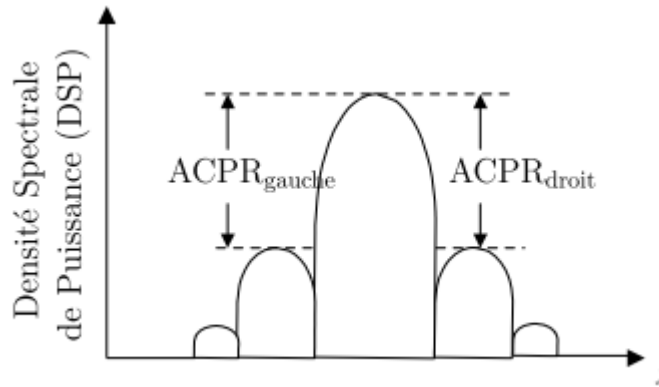


Figure 3.3 Calcul de l'ACPR

Causée par l'apparition des produits d'intermodulation d'ordre 3 (IM3). Cette nouvelle définition note **NACPR** est donnée ci-dessous :

$$N_{ACPR} = \frac{P_{BA(IM3)}}{Gain * P_{BU}^{Bef PA}} \quad (27)$$

Où $P_{BA(IM3)}$ désigne la puissance dans la bande adjacente due aux IM3 et $Gain * P_{BU}^{Bef PA}$ la puissance dans la bande utile due aux fréquences fondamentales du signal amplifié.

III.3.1. Noise Power Ratio (NPR)

Le NPR est une grandeur utilisée pour mesurer le bruit généré dans la bande du signal par la non-linéarité de l'amplificateur. Ce paramètre qui quantifié le degré d'auto-brouillage est donné ci-dessous :

$$NPR_{db} = \frac{\int_{Porteuse} DSP(f) df}{\int_{Trou} DSP(f) df} * \frac{BW_{Trou}}{BW_{Porteuse}} \quad (28)$$

Où BW_{Trou} représente la bande du trou réalisé au centre de la bande du signal pour simuler la mesure. Ainsi donc, le bruit d'intermodulation est évalué dans le trou

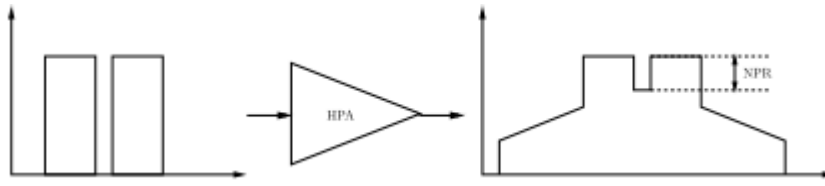


Figure 3.4. Calcul du NPR.

III.3.2. Error Vector Magnitude (EVM)

Dans le domaine temporel, une émission radio peut être décrite à partir des variations en amplitude et phase autour d'une porteuse principale, ces variations de la porteuse sont exprimées en BdB au format cartésien comme une paire complexe, avec une composante en phase, I, et une composante en quadrature Q. Lors du passage par l'amplificateur, les non-linéarités et les effets mémoires dégradent le signal émis. Les composantes I et Q récupérées en réception, après démodulation, peuvent alors conduire à des erreurs lors de l'échantillonnage. Ceci est à éviter car entraîne une augmentation du TEB.

Puisque le canal de transmission lui-même viendra ajouter des atténuations, échos, évanouissements, interférences, et d'autres effets non souhaités qui dégraderont le signal en réception, il est donc important d'assurer une qualité optimale du dès l'émission.

De la même manière que pour les émissions hors bande, les organismes régulateurs imposent des limites sur l'erreur maximum en transmission à ne pas dépasser. Ainsi, l'EVM est une figure de mérite qui donne une information de la fidélité entre un signal de référence idéal et un signal (émis) mesuré, après démodulation du signal radio, en BdB, sur les composantes en phase et quadrature.

EVM peut se calculer à chaque temps symbole. Soit Z_n le signal temporel complexe (émis) mesuré en réception ou en émission et soit S_n le signal de référence idéal. L'EVM est calculé comme suit :

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_n |Z_n - S_n|^2}{\sum_n |S_n|^2}} \quad (29)$$

,

A partir de cette définition générale, les différents standards de communication ajoutent

des précisions au calcul de l'EVM, comme les caractéristiques des filtres en termes de largeur de bande, de roll-off (« matched-filtering ») ou bien de longueur des séquences sur lesquelles est calculée l'EVM.

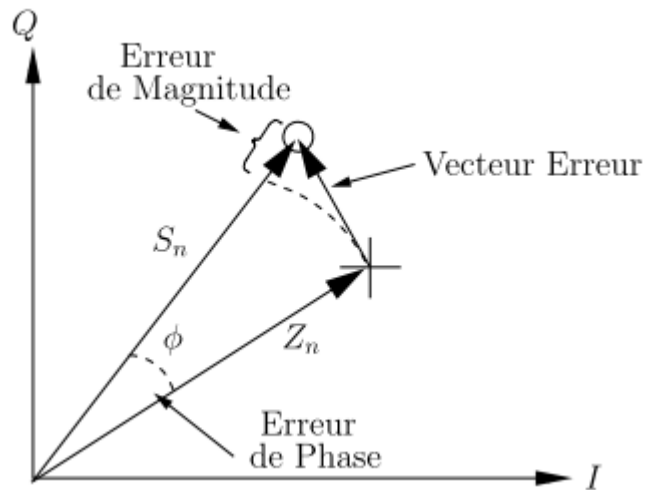


Figure3.5. Calcul de l'EVM.

III.3. Influence des non-linéarités de l'amplificateur dans un système de communication

La non-linéarité de l'amplificateur ne poserait pas de problème si les signaux d'entrée étaient à enveloppe constante et à faible dynamique (à faible PAPR). C'est le cas par exemple dans des signaux GSM. Les futurs systèmes de communication devront faire face au problème existant de la non-linéarité de l'amplificateur mais avec une difficultés supplémentaires, du fait de la nature smectique des signaux (signaux multistandard donc très large et à très grande dynamique, c'est-à-dire à fort PAPR). Nous présentons dans ce qui suit, les distorsions engendrées par la non-linéarité de l'amplificateur et les conséquences sur la qualité de la transmission.

Nous utilisons un système de communication qui intègre un amplificateur de Rapp

III.4.1. Effet sur la constellation et mesure de l'EVM

Pour une utilisation efficace du spectre disponible, les systèmes de transmission numériques actuels, utilisent des modulations de type multi porteuses à grands nombres d'états de phase et d'amplitude. Or ces modulations sont très sensibles aux distorsions, bien entendu, aux distorsions non-linéaires provenant des amplificateurs de la chaîne de transmission.

L'amplificateur a une incidence directe sur la constellation ce qui se traduit par une déformation de celle-ci entraînant de ce fait des erreurs sur le bit transmis. Pour illustrer ce phénomène, nous considérons un schéma simple constitué d'un signal d'entrée (issu d'une modulation 16-QAM)

et d'un amplificateur de puissance de type SSPA (donné par le modèle de Rapp). Un bruit blanc gaussien $w(t)$ est ajouté à la sortie de l'amplificateur.

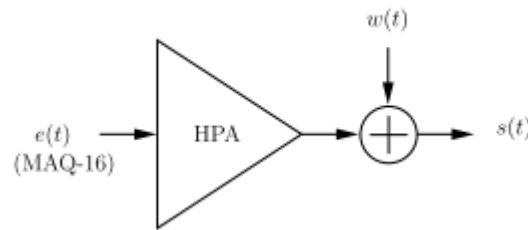


Figure 3.6. Schéma simplifié de la chaîne de transmission.

III.4.2. Effet sur le Taux d'Erreur Binaire (TEB)

On a vu qu'une amplification non-linéaire des signaux a une incidence directe sur la constellation qui se traduit par un EVM qui augmente avec la perte de linéarité (quand on s'approche de la zone de saturation). Ceci a inévitablement une répercussion sur le TEB. Les performances du TEB en fonction du SNR pour différentes valeurs de recul d'entrée IBO. Le système de transmission simulé est de type OFDM comportant 64 sous-porteuses de modulation 16-QAM. Le canal de transmission est un canal Gaussien. Nous pouvons effectivement observer une dégradation des performances du TEB pour de faibles valeurs de l'IBO. Cependant lorsque l'IBO devient important, le TEB tend à se fondre dans la courbe théorique. Preuve qu'il y a moins de perturbations liées aux non-linéarités de l'amplificateur lorsque le signal est amplifié dans la zone linéaire et lorsque le signal est amplifié de plus en plus dans la zone de saturation, il subit de plus en plus de distorsion.

III.4.3. Influence sur le spectre

L'influence des caractéristiques non-linéaires de l'amplificateur sur les signaux amplifiés s'exprime aussi par des remontées spectrales. Cela se traduit par des interférences avec d'autres signaux émis dans des canaux voisins. Le facteur de mérite qui permet de mesurer les interférences avec les canaux adjacents est l'ACPR qui a été défini en 4.1. Ici, l'ACPR ne sera pas calculé, il sera question de montrer l'influence d'une amplification non-linéaire sur le spectre des signaux à fortes dynamiques. Elle montre que la remontée spectrale (les interférences avec les canaux adjacents) augmente quand le recul diminue. En effet, des valeurs faibles de l'IBO signifient que l'amplificateur de puissance fonctionne en limite de zone de saturation. C'est dans cette zone que les signaux subissent le plus de distorsions ce qui explique la remontée spectrale de plus en plus importante lorsque l'IBO devient de plus en plus faible.

III.4. Conclusion

L'étude des non-linéarités de l'amplificateur nécessite une compréhension du fonctionnement de l'amplificateur. C'est ce à quoi nous sommes attelés dans ce chapitre. Nous avons présenté des généralités sur l'amplificateur. Nous avons défini quelques termes (rendement, classes d'Operation, etc.), et présenté les types d'amplificateurs généralement utilisés dans les systèmes de télécommunications. Nous avons aussi défini quelques paramètres qui permettent de quantifier les effets de la non-linéarité. Nous avons également rappelé l'intérêt de prendre en compte les phénomènes de mémoires de l'amplificateur surtout dans un contexte d'étude où les signaux considérés sont très large bande.

Pour finir, nous avons présenté quelques effets de l'amplification de signaux à envelopper non constante. Par des exemples simples, nous avons montré les distorsions qu'engendraient de telles amplification et par la même occasion et de façon implicite de la nécessité de combattre ces effets.

Chap IV. ETAT DE L'ART DES TECHNIQUES DE LA REDUCTION DU PAPR

IV.1. Les différentes techniques de réduction de PAPR

IV.1.1. Introduction

Pour obtenir de l'amplificateur la linéarité exigée par les standards de communication, on peut sur dimensionner l'amplificateur de puissance ce qui revient à travailler loin de la zone de saturation, avec un recul important. En revanche, le rendement énergétique dans ce cas se révélera très faible, et ceci, d'autant plus que les formes d'onde des signaux présenteront de forts PAPR. Or, un signal à PAPR élevé passant dans un amplificateur non-linéaire se retrouve très distordu.

La compensation de cette distorsion en réception implique des processus complexes. Voilà pourquoi la plupart des techniques de traitement des non-linéarités proposées dans la littérature se trouvent à l'émission.

L'objet de ce chapitre est d'établir un état de l'art des techniques de réduction du PAPR afin que cette mémoire nous nous parlons plus les comparaisons des techniques de réduction du PAPR dites "ajout de signal" comme exemple Clipping et filtering par rapport aux techniques dites probabilistes notons SLM et PTS. De plus certaines d'elles sont à compatibilité descendante. Nous allons tout d'abord voir les performances des différents types de réductions du PAPR.

IV.1.2. Critères de performances des techniques de réduction du PAPR

Dans cette section, il semble pertinent, avant de détailler certaines techniques de réduction du PAPR, de définir les différents critères de mérite qui vont nous permettre d'évaluer les performances d'une technique de réduction du PAPR dans son environnement de fonctionnement.

Considérons le schéma simplifié d'une chaîne de transmission Figure 3.1 intégrant un module de réduction du PAPR.

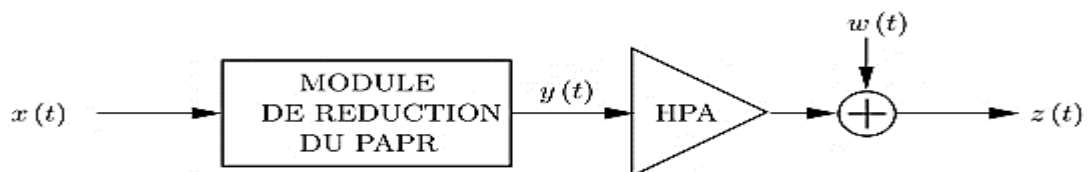


Figure 4.1. Schéma simplifié d'une chaîne de transmission intégrant un module de réduction du PAPR.

IV.1.3. Performance en réduction du PAPR

Ceci peut paraître trivial mais cela reste malgré tout le critère d'déterminant. Pour illustrer la mesure de performance en réduction du PAPR d'une m'méthode, considérons la Figure 3.2. Les PAPR des signaux $x(t)$ et $y(t)$ sont définis comme suit :

$$PAPR_{[x]} = \frac{\max_{0 \leq t \leq T_S} |x(t)|^2}{P_S} \quad (30)$$

La durée d'un symbole OFDM et P_x et P_y représentent respectivement les puissances moyennes des signaux $x(t)$ et $y(t)$.

Le PAPR est une variable aléatoire qui peut être caractérisée par sa CCDF ; $PAPR[x]$ et $PAPR[y]$ définis par les relations (3.1) sont des variables aléatoires dont les CCDFs sont représentées sur la Figure 27. On définit le gain en réduction du PAPR à une valeur ϕ donnée de la CCDF, le paramètre $\Delta PAPR(\phi)$ défini par :

$$\Delta PAPR(\phi) = PAPR[x](\phi) - PAPR[y](\phi), [\text{dB}] \quad (31)$$

Où $PAPR[x](\phi)$ et $PAPR[y](\phi)$ sont les PAPRs des signaux $x(t)$ et $y(t)$ à $CCDF = \phi$.

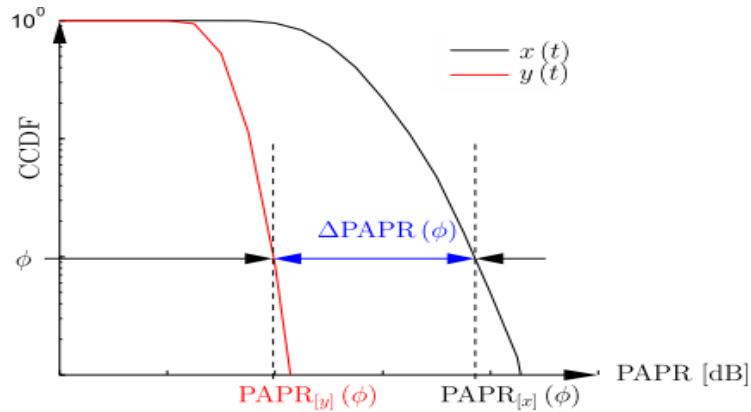


Figure 4.2. Calcul du gain en réduction du PAPR à une valeur particulière de la CCDF.

IV.1.3.1. Variation de la puissance moyenne

Pour certaines techniques, la réduction du PAPR s'accompagne d'une diminution ou d'une augmentation de la puissance moyenne du signal à transmettre. Par exemple, dans un contexte de "Clipping" [68, 69], la puissance moyenne du signal à transmettre est réduite tandis que

dans un contexte de « Tone Reservation »[21, 70, 71] ou de « Active Constellation Extension » [63, 72], la puissance moyenne du signal à transmettre est augmentée.

Considérons le schéma simplifié de la chaîne de transmission donné par la Figure 27 la variation de la puissance moyenne du signal à transmettre s'écrit :

$$\Delta E [\tau] = P_y - P_x [\text{dB}]$$

Où τ est le paramètre qui contrôle la performance de réduction du PAPR. Le paramètre τ peut être assimilé au « seuil d'écêtage » dans le cas du « Clipping ».

Dans la littérature, la plupart des études de performances des techniques de réduction du PAPR ne prennent pas en compte la variation ΔE de la puissance moyenne du signal à transmettre. Pourtant cette variation a un impact fort sur la qualité de la transmission.

IV.1.3.2. Dégradation du TEB

Pour certaines techniques, la réduction du PAPR s'accompagne de la génération de distorsions aussi bien à l'extérieur qu'à l'intérieur de la bande utile de signal ; c'est le cas des techniques de distorsions. La réduction du PAPR n'est pas la seule cause de dégradation du TEB en effet l'amplificateur de puissance peut être source de dégradation du TEB dans la mesure où par besoin de rendement énergétique, l'amplification se fait dans (ou proche) de la zone de saturation.

Dans la littérature [74, 75, 76], on définit les pertes de puissance dues aux non-linéarités de l'amplificateur de puissance d'une part et de la réduction du PAPR d'autre part, par la métrique TD pour "Total Degradation".

$$TD [\tau, \text{IBO}] = \Delta E_{b/N} [\tau, \text{IBO}] + \text{IBO}, [\text{dB}] \quad (32)$$

Où $\Delta E_{b/N} [\tau, \text{IBO}]$ est la dégradation du rapport signal sur bruit pour un TEB donné.

Dans [73], nous avons décomposé cette dégradation du rapport signal à bruit en deux composantes : une dégradation due à l'amplification non-linéaire et une dégradation due à la réduction du PAPR si la technique utilisée est une technique de distorsion.

$$\Delta E_{b/N} [\tau, \text{IBO}] = \Delta E_{b/N} [\text{IBO}] + \Delta E_{b/N} [\tau], [\text{dB}] \quad (33)$$

Où $\Delta E_{b/N} [\text{IBO}]$ est la dégradation du rapport signal à bruit due à l'amplification non-linéaire et $\Delta E_{b/N} [\tau]$ est la dégradation du rapport signal à bruit due à la réduction du PAPR.

Pour une technique de réduction du PAPR sans distorsions comme c'est le cas de la « Tone Reservation », il n'y a pas de dégradation du rapport signal à bruit due à la réduction du PAPR, C'est-à-dire, $\Delta E_b / N_0[\tau] = 0$.

IV.1.3.3. Diminution du débit utile

Dans la pratique, un exemple d'utilisation, le récepteur a besoin d'information complémentaire (« side information ») pour pouvoir rendre l'opération de réduction du PAPR transparente pour la démodulation, cette transmission d'information implique une diminution du débit utile. C'est le cas de la technique « Selective Mapping » (SLM).

IV.1.3.4. Complexité

Une méthode est dite très performante en termes de réduction du PAPR s'il ne nécessite que de fortes ressources de calcul, ceci peut devenir rédhibitoire pour certaines applications pratiques de type « temps réel ». La complexité des algorithmes mis en œuvre doit alors être aussi étudiée.

IV.1.4. Techniques Probabilistes

Les techniques probabilistes sont des méthodes ou techniques de réduction du PAPR à représentations multiples du signal qui ont l'inconvénient de ne pas être à compatibilité descendante. On peut citer entre autres le « Random Phasor » (RP) [35], le « selective scrambling » [37,40], ou le « selective Mapping » (SLM) [40 ,41,43], les « Partial Transmit séquences » (PTS) [44,45], ou les techniques d'« optimisation de phase »[48], etc. Toutes ces techniques sont adaptatives car le système s'adapte au symbole OFDM pour fournir un PAPR aussi faible que possible. Dans la suite de cette section, nous allons d'écrire brièvement quelques-unes de ces techniques.

IV.1.4.1. La technique Selective Mapping (SLM)

L'idée est de multiplier la séquence de symboles complexes issus de la modulation numérique par une série de L différents vecteurs de façon à ce que ne soit retenu que le produit au PAPR le plus faible après IFFT. Cette méthode nécessite néanmoins la transmission d'une information de redondance pour que le récepteur identifie le vecteur optimal. Cette méthode s'applique à l'OFDM pour un nombre quelconque de sous-porteuses et pour une modulation numérique quelconque.

Soit $X = \{X_k\}$, $k = 0, \dots, N - 1$, le vecteur symbole OFDM dans le domaine fréquentiel. L'idée de la technique « Selective Mapping » est de multiplier le vecteur X par un vecteur :

$$\Phi^u = \{\Phi_k^u\}, k = 0, \dots, N-1.$$

$$\text{Les } \Phi_k^u \text{ sont de la forme : } \Phi_k^u = e^{i\varphi_k^u}, \varphi_k^u \in (0, 2\pi), U = 0, \dots, U-1. \quad (34)$$

Le nouveau signal OFDM dans le domaine fréquentiel après pondération s'écrit :

$X(u) = X \cdot \Phi(u)$, d'où le signal OFDM temporel transmis s'écrit :

$$x^{u*} = \text{IDFT}(X^{(u*)}) \quad (35)$$

Où $u^* = \arg \min_n \{ \max_n \{|x_n^u|\} \}$ est l'indice correspond au signal OFDM dont le PAPR est le plus faible. La valeur de l'indice u^* sera alors transmise au récepteur pour la reconstruction via un code correcteur d'erreurs.

Le nombre de bit sur lequel doit être codé cet indice soit de l'ordre de $\log_2 U$ et que le principe de la technique est illustré par la Figure 28 :

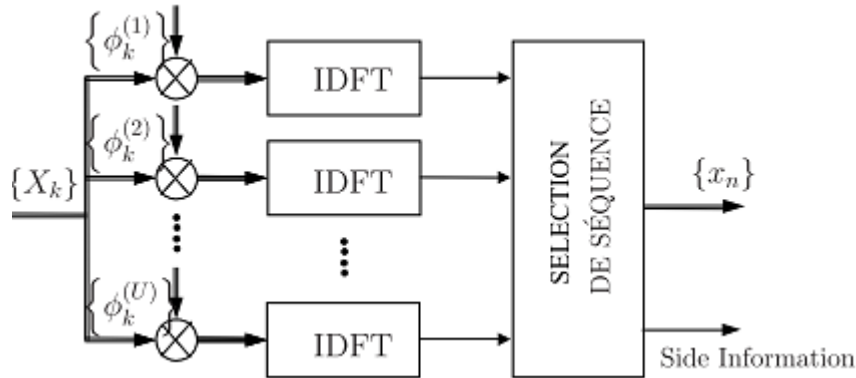


Figure 4.3. Schéma d'un modulateur "Selective Mapping"

En termes de réduction du PAPR., le SLM a de bonnes performances cependant l'inconvénient majeur de cette technique est sa complexité, du fait de l'utilisation de plusieurs (U) opérations d'IDFT. De plus, cette méthode nécessite la transmission de séquences d'information ("Side Information") pour que le récepteur identifie la séquence qui a permis de générer le PAPR le plus faible. L'inconvénient de transmettre une information entre l'émetteur et le récepteur est double : d'une part à cause du risque que cette séquence soit entachée d'erreurs via le canal de transmission et d'autre part à cause d'une diminution du débit utile. Il existe une variante du SLM qui remédie l'inconvénient de la transmission de séquences d'information : c'est le "Blind SLM".

IV.1.4.2. La technique Partial Transmit Sequences (PTS)

La technique Partial Transmit Séquences s'inscrit dans la continuité de celle du Selecting Mapping. Elle a été proposée dans [85, 87] par S.H Muller et J.B Huber.

Cette méthode a comme objectif de tronquer le train des N porteuses en V blocs de $\frac{N}{V}$ porteuses. Une porteuse utilisée dans un bloc particulier sera mise à zéro dans tous les autres. Une fois ces $\frac{N}{V}$ sont formées, l'idée initiale du "Selecting Mapping" est appliquée (3.6) et il effectuera une pondération de chacun des V blocs après IDFT pour former le signal final au PAPR le plus faible, comme illustré sur les Figures 29 et 30, l'algorithme du PTS est comme suit : (i) Le symbole OFDM fréquentiel X de N porteuses est tronquée en V sous-blocs disjoints

$X^{(v)}$ de $\frac{N}{V}$ porteuses tel que $X = \sum_{v=1}^V X^{(v)}$.

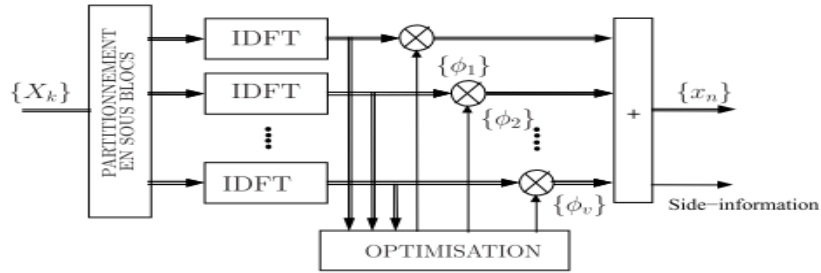


Figure 4.4. Schema d'un modulateur "Partial Transmit Sequences".

PTS avec $V = 4$ sous-blocs

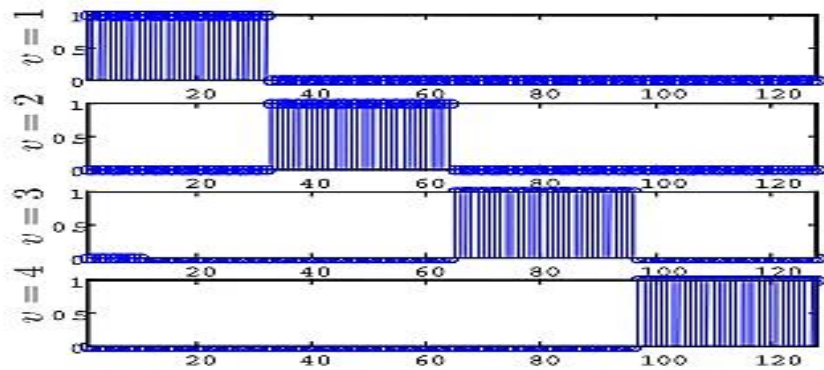


Figure 4.5. Exemple de partitionnement d'un symbole en sous-blocs pour application de la technique PTS.

(ii) A chaque sous-blocs disjoints $X^{(v)}$, on applique un décalage de phase et le nouvel symbole OFDM fréquentiel s'écrit :

$$X = \sum_{v=1}^V X^{(v)} \cdot \Phi^v, \Phi^v = e^{i\phi(v)}, \text{ ou } v = 1, \dots, V. \quad (36)$$

(iii) Le symbole OFDM temporel x s'écrit alors :

$$x = \text{IDFT}(\sum_{v=1}^V X^{(v)} \cdot \Phi^v = \sum_{v=1}^V \Phi^v \cdot \text{IDFT}(X^{(v)}) = \sum_{v=1}^V \Phi^{(v)} \cdot x^{(v)} \quad (37)$$

Où le vecteur de décalage de phase $\Phi(v)$ est optimisé de la façon suivante :

$$\Phi^{(v)} = \{\Phi^v\} = \arg \min_{\Phi^v} \{ \max_n \sum_{v=1}^V \Phi^{(v)} \cdot x^{(v)} \} \quad (38)$$

Le procédé des symboles sont partitionnés en sous-blocs à une influence sur la performance et la complexité de la technique. L'inconvénient de la technique PTS repose sur la complexité de la recherche des vecteurs de pondération $\Phi(v)$ pour rendre minimal le PAPR.

En effet, disons que V sous blocs et des facteurs de pondérations binaires (les vecteurs $\Phi^{(v)}$, $v = 1, 2$ sont composés uniquement de -1 et 1), le nombre de combinaisons possibles est de 2^v qui doivent être toutes passées en revue pour déterminer le jeu de vecteurs qui minimise le PAPR. L'idée proposée dans [90] par A. D. S. Jayalath et C. Tellambura est alors de stopper le processus de recherche de vecteurs $\Phi^{(v)}$ dès lors que le PAPR voulu est atteint.

De plus, un autre inconvénient de la technique PTS, elle nécessite la transmission de side information (SI) pour que le récepteur identifie la séquence qui a permis de générer le PAPR le plus faible.

IV.1.4.3. La technique de "Random Phasor" (RP)

C'est une technique de déclinaison du SLM (Selected Mapping) dans une version plus simple. Si le PAPR d'un symbole OFDM est supérieur à un seuil donné, il y a alors une pondération effectuée sur les symboles fréquentiels afin de réduire le PAPR. Elle a été proposée dans [81] par DJ. G Mestdagh et P.M Spruyt. Le principe de la technique RP est le suivant :

(i) Phase d'initialisation : $i = 0$ et $x_{ni} = x_n$ avec $n = 0, \dots, N - 1$.

(ii) Les échantillons fréquentiels X_k , sont dans un premier temps présentés à l'entrée de l'IDFT, les échantillons temporels x_{ni} sont comparées à un seuil α_i .

(iii) Si les x_{ni} sont supérieurs à α_i c'est-à-dire $x_{ni} > \alpha_i$, alors il y a rebouclage et les mêmes échantillons fréquentiels sont pondérés par un vecteur $\Phi = \{\Phi_i\}$ et ainsi de suite qu'on repart à (ii). Par contre, $x_{ni} \leq \alpha_i$ symbole est transmis avec une side information associée au vecteur Φ . Cette technique a des performances en termes de réduction du PAPR assez proche de celles de la technique du SLM. Cependant comme la plupart des techniques probabilistes,

les inconvénients de la technique de “Random Phasor” sont liés d’une part à la complexité et au nombre d’IDFT à effectuer. D’autre part, le rebouclage introduit une latence qui sera d’autant plus grande que le nombre de sous-porteuses sera grand. La Figure 31 présente le principe de fonctionnement de la technique de “Random Phasor”.

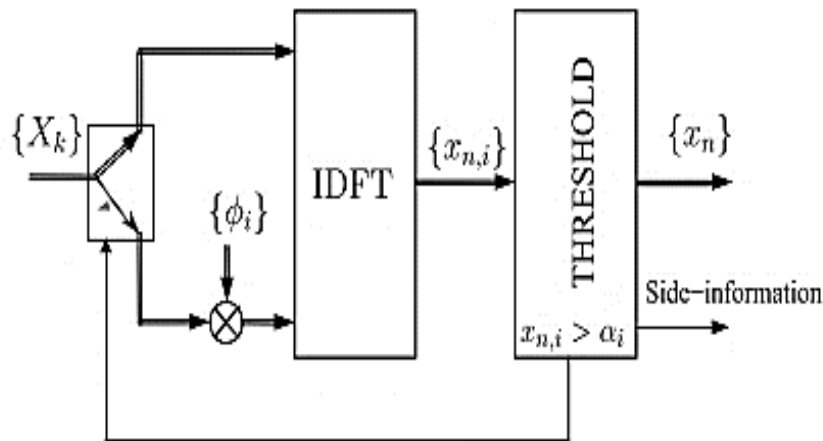


Figure 4.6. Schéma d'un modulateur Random Phasor (RP).

IV.1.5. Techniques de Codage

IV.1.5.1. Généralités

Les techniques de codage sont des techniques de réduction du PAPR qui utilisent des formes particulières de codage afin d'éviter la transmission des symboles qui présentent un PAPR élevé. Ce sont des techniques de réduction du PAPR à représentation simple du signal. Cependant, tout comme, les techniques probabilistes, leurs inconvénients sont l'incompatibilité descendante.

En effet, comme elle emploie des codages particuliers des données binaires à l'émission, il est nécessaire de pouvoir décoder parfaitement en réception.

L'idée de base de ces techniques a été d'exploiter la redondance introduite par un code bien choisi qui permet de s'abstenir de transmettre les séquences qui donnent lieu à un assez fort PAPR. Le principe des techniques de codage est illustré par la Figure 3.7. Il serait alors souhaitable d'exploiter les propriétés du code pour effectuer une sorte de correction d'erreur.

Afin de mieux comprendre la suite, quelques précisions doivent être apportées sur les caractéristiques de l'enveloppe du signal à transmettre. La puissance instantanée d'un signal OFDM en temps discret est donnée par :

$$P_n = |x_n|^2 = \sum_{i=0}^{N-1} \cdot \sum_{K=0}^{N-1} X_K(X_i) \cdot^* e^{-j2\pi \frac{K_n}{N}} e^{j2\pi \frac{i_n}{N}} \quad (39)$$

Où la somme est limitée à la durée d'un symbole OFDM.

En posant $k = i + u$ et en regroupant les termes en $i = k$, l'expression suivante de puissance instantanée :

$$P_n = N + \sum_{u=1}^{N-1} C_n e^{j2\pi \frac{un}{N}},$$

Où

$$C_n = \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cdot (X_{k+u}) \cdot^* = \sum_{k=0}^{N-1} |X_k|^2 \cdot e^{j[arg\{X_k\} - arg\{X_{k+u}\}]}$$

Est la séquence d'inter-corrélation transmise. Dans le cas d'une modulation de phase M-PSK avec un alphabet binaire, $|X_k| = 1$, $arg\{X_k\} = \frac{2\pi}{M} a_K$, avec $a_K \in \{0,1\}$. Dans ce cas, C_n s'écrit :

$$C_n = \sum_{k=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi(a_K - a_{K+u})}{M}}$$

On peut donc conclure que la moyenne de la puissance est N , tandis que son maximum est égal à N^2 . Le PAPR résultant dépend alors de C_n et il peut atteindre au plus la valeur N .

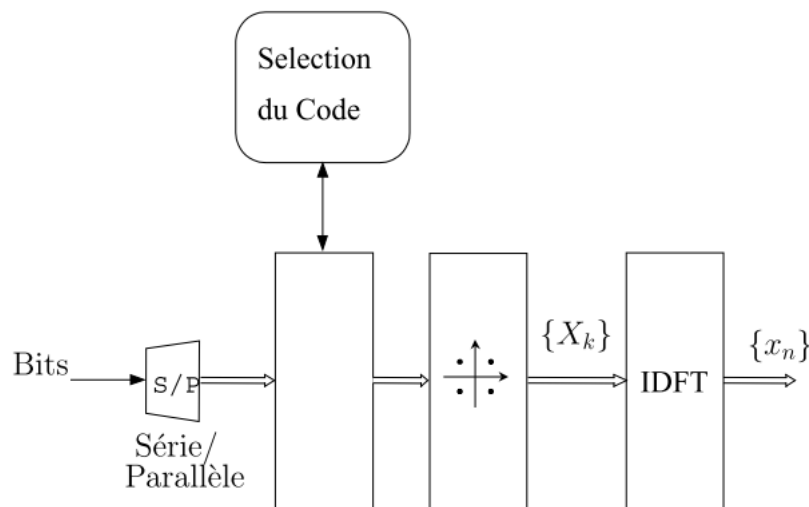


Figure 4.7. Schéma conceptuel d'un système de réduction du PAPR par codage.

En effet, une fois que les paramètres de modulation sont fixés, la puissance maximale du signal ne dépend plus que de la séquence de données à transmettre.

IV.1.5.2. Réduction du PAPR par des codes en blocs

La réduction du PAPR par des codes en blocs a été proposée initialement dans [91] par T.A Wilkinson et A.E Jones. C'est après que R.D. J Van Nee dans [92] proposa une méthode de sélection de mots à faible PAPR issus de séquences complémentaires de Golay. Par la suite K. G Paterson et V. Tarokh dans [93] proposèrent un long développement théorique sur l'existence de code à faibles PAPR. La réduction du PAPR par des codes en blocs intervient après l'opération de mapping (voir Figure 31), les symboles complexes sont groupés en mots de longueur N et ne sont sélectionnés que les p mots aux plus faibles PAPR. Cette sélection de p parmi 2^{MN} est réalisée par un codage en bloc. Elle s'applique pour toute modulation multiporteuse de type OFDM. Prenons un exemple $N = 4$ sous-porteuses modulées par une modulation BPSK, il y a donc $2^4 = 16$ séquences possibles. 4 d'entre elles ont un PAPR de 6 dB, 4 ont un PAPR de 3.7 dB et les 8 autres ont un PAPR de 2.5 dB. L'idée est alors de ne transmettre que les 8 séquences à faible PAPR. Ces 8 séquences peuvent donc être codées sur 3 bits, associée chacune d'entre elles à une séquence de 4 bits (parce nos symboles sont issus d'une modulation BPSK).

La réduction du PAPR par des codes en blocs à deux inconvénients majeurs :

Le premier réside dans le calcul du PAPR de chacune des séquences, ce qui peut devenir très long et presque irréalisable lorsque le nombre de porteuses devient trop grand ;

Le deuxième vient de l'association mot d'information-mot de code nécessitant des tables de correspondance pour le codage et le décodage.

Certains auteurs comme Friese [94] ou D. Wulich dans [95] proposèrent une simple implémentation en utilisant des méthodes de codage systématique. Cependant ces méthodes ne proposent aucune recherche structurée et systématique des séquences à faibles PAPR. De plus, le problème de la correction d'erreurs reste entier.

IV.1.5.3. Réduction du PAPR par codes de Reed-Muller (RM)

La réduction du PAPR par codes de Reed-Muller s'inscrit dans la continuité de celle de R.D.J Van Nee [92] basée sur les séquences complémentaires. L'objectif est d'insérer un code correcteur d'erreur avant la Transformée de Fourier Inverse (IFFT), code correcteur générant des séquences complémentaires. Ce code est basé sur ceux de Reed-Muller et apporte donc

un gain de codage mais aussi l'assurance d'un PAPR constant de 3 dB quel que soit le nombre de porteuses N .

Nous n'allons pas nous étaler sur le principe de la réduction du PAPR par codes de Reed-Muller, on peut se référer aux travaux de J. A Davis et J. Jedwab dans [96] et ceux d'Y. Louet dans [97]. Il faut cependant savoir que la technique de réduction du PAPR par codes de Reed-Muller en plus d'offrir un PAPR fixés de 3 dB quel que soit le nombre de porteuses à une capacité élevée de correction erreurs.

Les inconvénients liés à cette technique sont cependant nombreux :

D'une part, cette méthode n'est applicable qu'aux modulations numériques de phase qui réduit considérablement leur champ d'application. Néanmoins dans [98], RoBing et Tarokh proposent une application des codes de Reed-Muller à 16-QAM mais au prix d'une augmentation du PAPR de l'ordre de 2.5 dB.

D'autre part, elle n'est réellement applicable qu'à un faible nombre de sous-porteuses, du fait que le taux de codage γ est inversement proportionnel.

IV.1.5.4. Conclusion

Les techniques de réduction du PAPR basées sur le principe de codage ont des gains réels relativement important à condition que le nombre de sous-porteuses N soit très faible (de l'ordre de 8 à 16) car la longueur et donc le rendement du code sont directement liés à N , par contre, elles sont inenvisageables pour des applications de transmissions numériques à grand nombre de sous-porteuses. Rappelons qu'elles ont aussi l'inconvénient de ne pas être à compatibilités descendante.

.

Chap V. SIMULATIONS ET RESULTATSSOUS MATLAB

V.1. Introduction

Il existe dans la littérature une multitude des techniques de réduction du PAPR, dans la chapitre précédent, nous avons donné un état de l'art des techniques de réduction du PAPR à l'émission que nous avons regroupés en trois catégories à savoir les techniques probabilistes, les techniques de codage et enfin les techniques ajouts de signal.

Dans ce chapitre nous montrerons, la simulation sur le logiciel MATLAB, tout d'abord pour évaluer les performances des techniques d'accès utilisées par la technologie LTE : l'OFDMA et le SC-FDMA qui sont représentées par les critères d'évaluation tels le BER et le SNR, la probabilité d'erreur, la Densité Spectrale de Puissance et le PAPR en utilisant la modulation adaptative.

Pour ce faire nous allons le faire avec Simulink le modèle de transmission de l'OFDMA et de SC-FDMA. Ensuite, on va simuler les outils susceptibles d'évaluer les performances des couches physiques de la technologie LTE.

Par la suite, nous allons comparer les techniques de réduction du PAPR à savoir le SLM, le PTS et le Clipping.

V.2. Outils de simulation

On a utilisé Matlab (Matrix Laboratory) comme outil simple et puissant qui permet la résolution de nombreux problèmes. Il existe des outils de calcul matriciel, d'analyse numérique, de traitement de signal, de visualisation de données ainsi que d'analyse et de synthèse des systèmes de commande. Les résultats sont exprimés sous une forme mathématique standard.

Programmer sous Matlab consiste à écrire des scripts de commandes Matlab, exécutables dans la fenêtre d'exécution, c'est un est logiciel interactif (exécute les instructions au fur et à mesure qu'elles sont données par l'utilisateur) et exécutif (exécute ligne par ligne un fichier .m (programme en langage MATLAB)).

V.3. Simulation

Après le résultat de cette simulation, nous obtenons les courbes suivantes et ces interprétations respectives.

Un des avantages de Matlab est de pouvoir créer des interfaces graphiques contenant, par exemple, des fenêtres interactives, boutons d'exécution de commande, menu.

V.3.1. BER et SNR

Pour les techniques OFDMA et SC-FDMA :

Nous allons voir respectivement sur les figures 33 et 34 le BER et le SNR de l'OFDMA et du SC-FDMA.

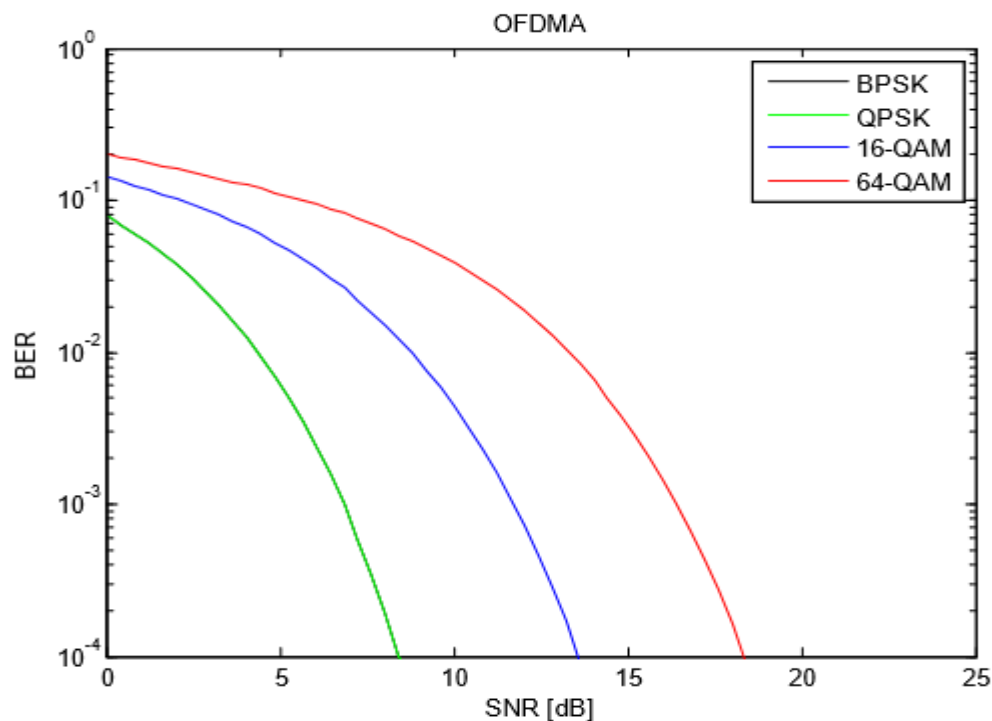


Figure 5.1. BER et SNR pour OFDMA avec modulation adaptative

Pour $BER = 1e^{-3}$ on a comme résultat le tableau présenté ci-après :

Tableau 5.1. BER et SNR de l'OFDMA []

Type de modulation	Bits par symbol	SNR (dB)
BPSK	1	6 .8
QPSK	2	6 .8
16-QAM	4	11 .8
64-QAM	6	16 .8

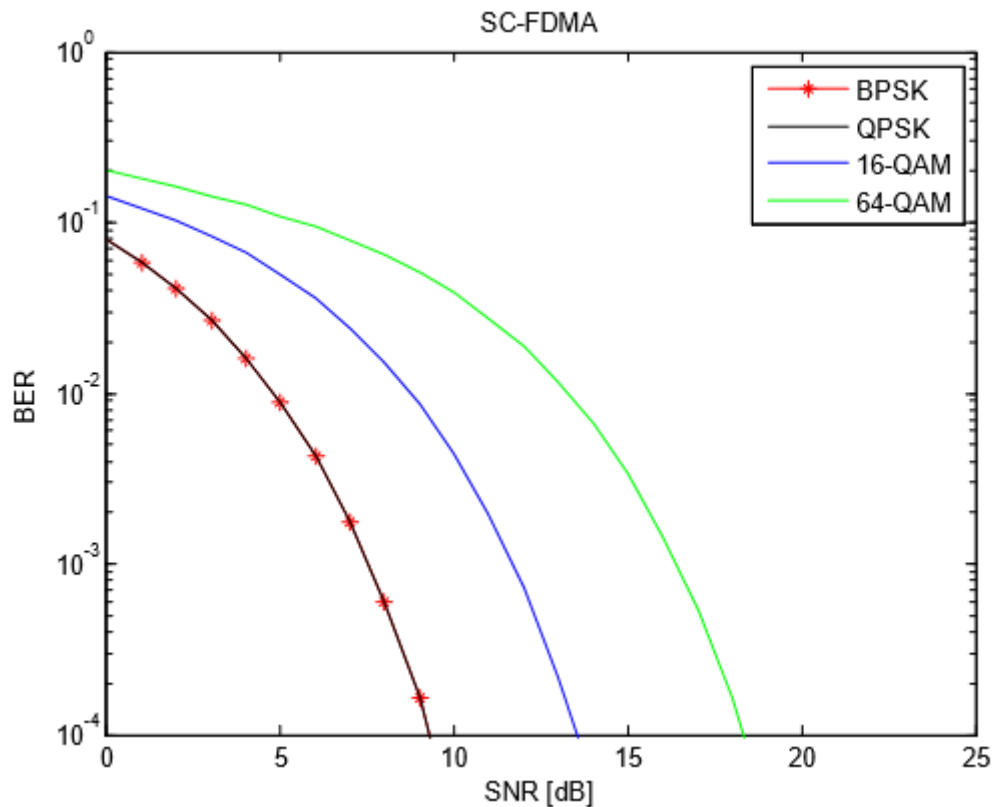


Figure 5.2. BER et SNR pour SC-FDMA avec modulation adaptative

Pour $BER = 1e^{-3}$ on a comme résultat le tableau présenté ci-après

Tableau 5.2.BER et SNR de SC-FDMA []

Type de modulation	Bits par symbole	SNR (dB)
BPSK	1	6 .5
QPSK	2	6 .5
16-QAM	4	11 .7
64-QAM	6	16 .4

V.3.2. Interprétation des résultats

On a vu comme valeur spécifique P_e ($1e^{-5}$) et à partir des tableaux 5.1 et 5.2 nous pouvons constater que la modulation BPSK a la moindre valeur de SNR par rapport aux autres modulations tandis que celle de 64-QAM possède la plus haute valeur en termes de SNR pour les deux techniques d'accès OFDMA et SC-FDMA.

V.3.3. Densité Spectrale de Puissance l'OFDMA et SC-OFDMA

Les deux figures 35 et 36 nous montrent respectivement les densités spectrales de puissance de l'OFDMA et du SC-FDMA.

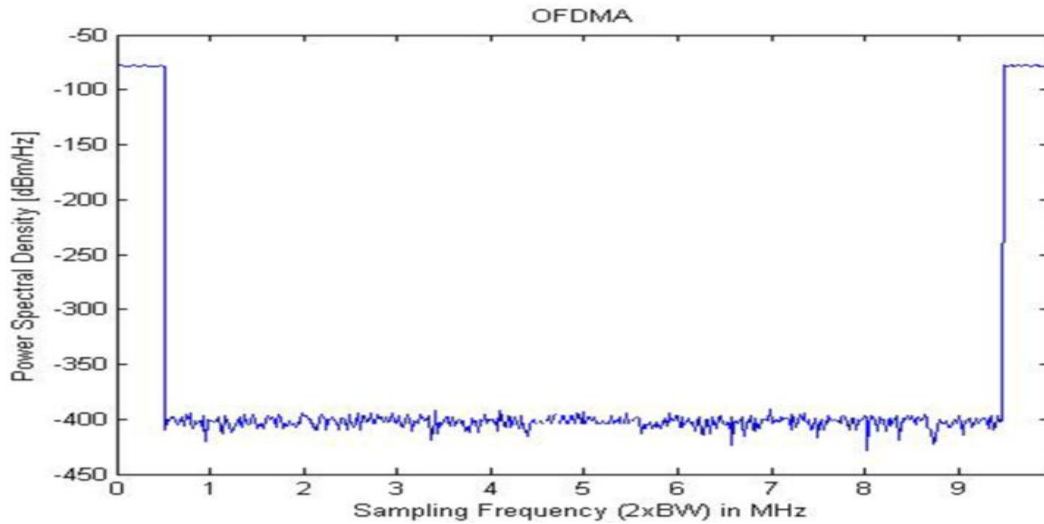


Figure 5.3. Densité Spectrale de Puissance de l'OFDMA

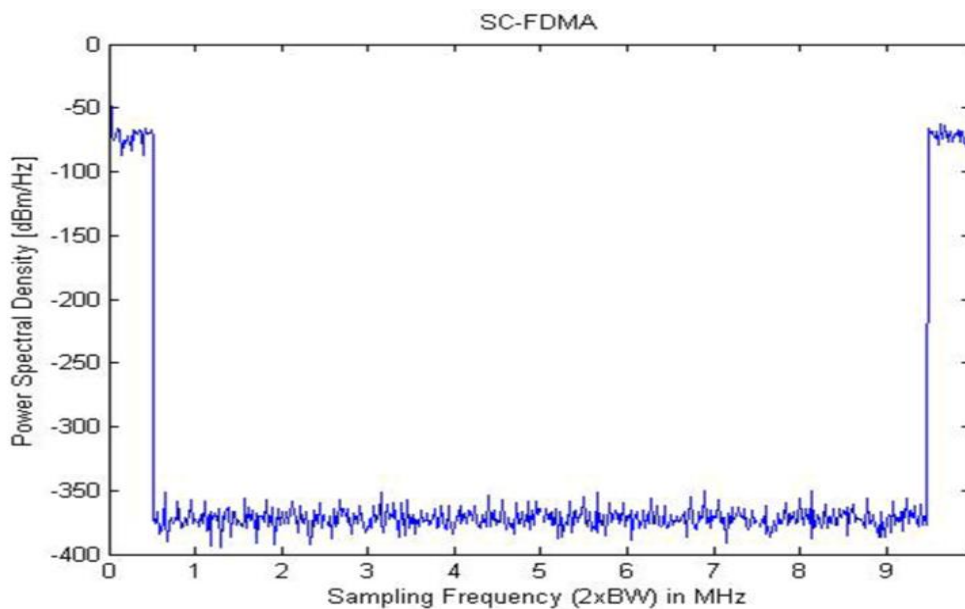


Figure 5.4. Densité Spectrale de Puissance de SC-FDMA

V.3.4. Interprétation des résultats

Les figures 35 et 36 nous montrent respectivement les densités spectrales de puissance de l'OFDMA et du SC-FDMA. On a pu constater que la densité de puissance de tous les symboles du SC-FDMA est environ la valeur de -375dB, mais celle de l'OFDMA est environ de la valeur de -400dB. Les figures nous montrent que la technique SC-FDMA est assez puissante par rapport à l'OFDMA pour toutes les fréquences.

V.4. Réduction de PAPR

OFDM est une méthode efficace de transmission de données pour les systèmes de communication à haut débit. Cependant, le principal inconvénient du système OFDM est le

PAPR élevé des signaux émis, Il consiste en un grand nombre de sous-porteuses indépendantes, ce qui fait que l'amplitude d'un tel signal peut avoir des valeurs de crête élevées. Le codage, la rotation de phase et l'écrêtage font partie des nombreux programmes de réduction du PAPR qui ont été proposés pour surmonter ce problème. Pour notre simulation, nous avons pris le PTS, SLM et le Clipping pour réduire le PAPR. Une réduction significative du PAPR a été obtenue en utilisant ces techniques. Les performances de ces méthodes sont ensuite comparées.

V.4.1. PAPR de l'OFDMA et de SC-FDMA pour la modulation adaptative

V.4.1.1. Cas du BPSK et QPSK :

Les figures 37 et 38 ci-dessous nous montrent respectivement le PAPR de l'OFDMA et du SC-FDMA pour les modulations BPSK et QPSK.

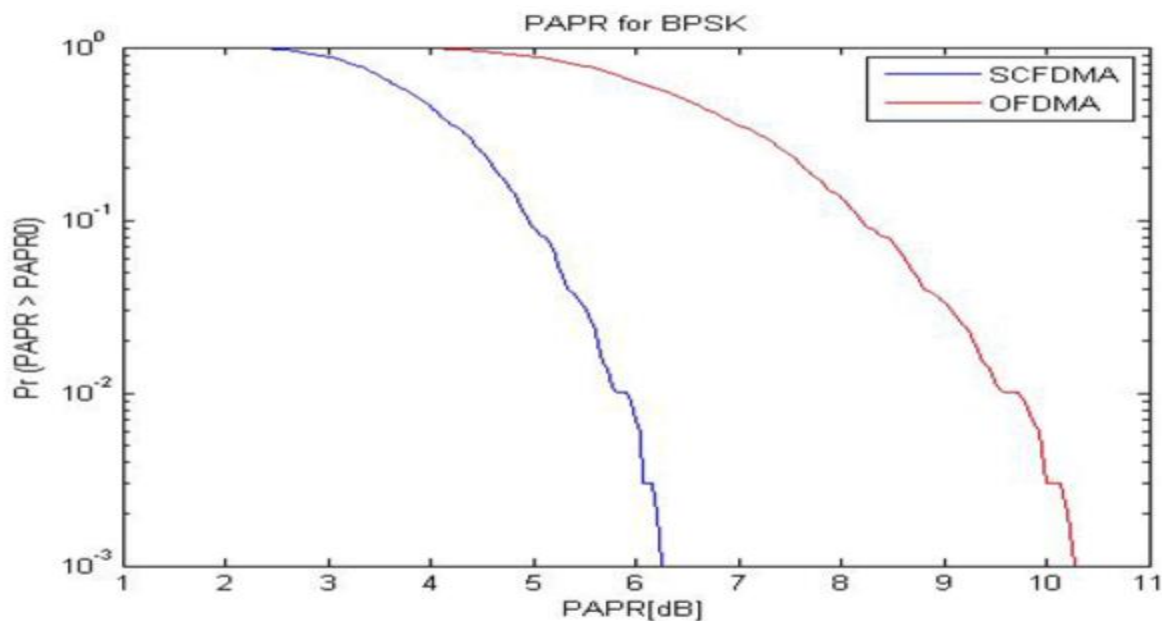


Figure 5.5. PAPR de l'OFDMA et SC-FDMA pour BPSK

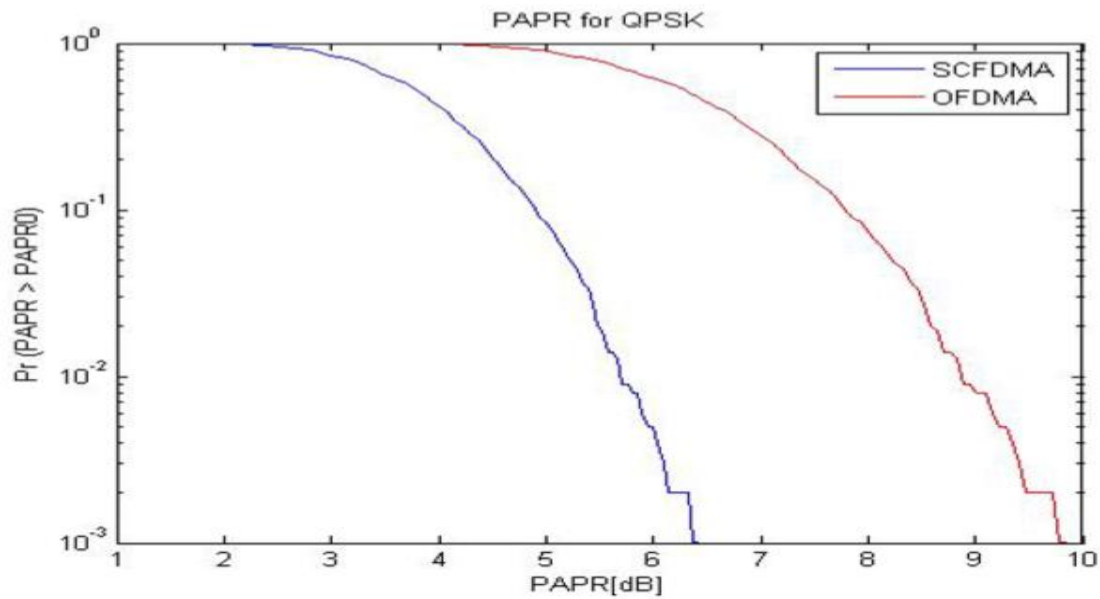


Figure 5.6. PAPR de l'OFDMA et SC-FDMA pour QPSK

Interprétation des résultats

Les figures 37 et 38 expliquent que la valeur du PAPR du SC-FDMA est très similaire pour les deux modulations c'est-à-dire 6.3 DB tandis que la valeur du PAPR de l'OFDMA décroît très rapidement pour QPSK.

V.4.1.2. Cas du 16-QAM et 64-QAM :

Les figures 39 et 40 ci-dessous nous montrent respectivement le PAPR de l'OFDMA et du SC-FDMA pour les modulations 16-QAM et 64-QAM.

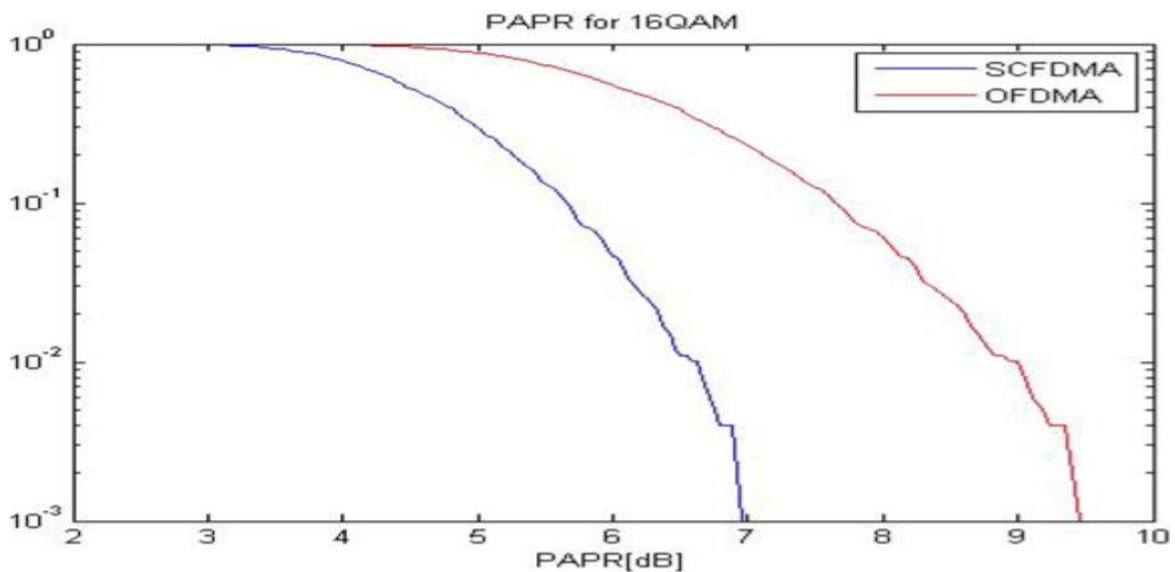


Figure 5.7. PAPR de l'OFDMA et du SC-FDMA pour 16-QAM

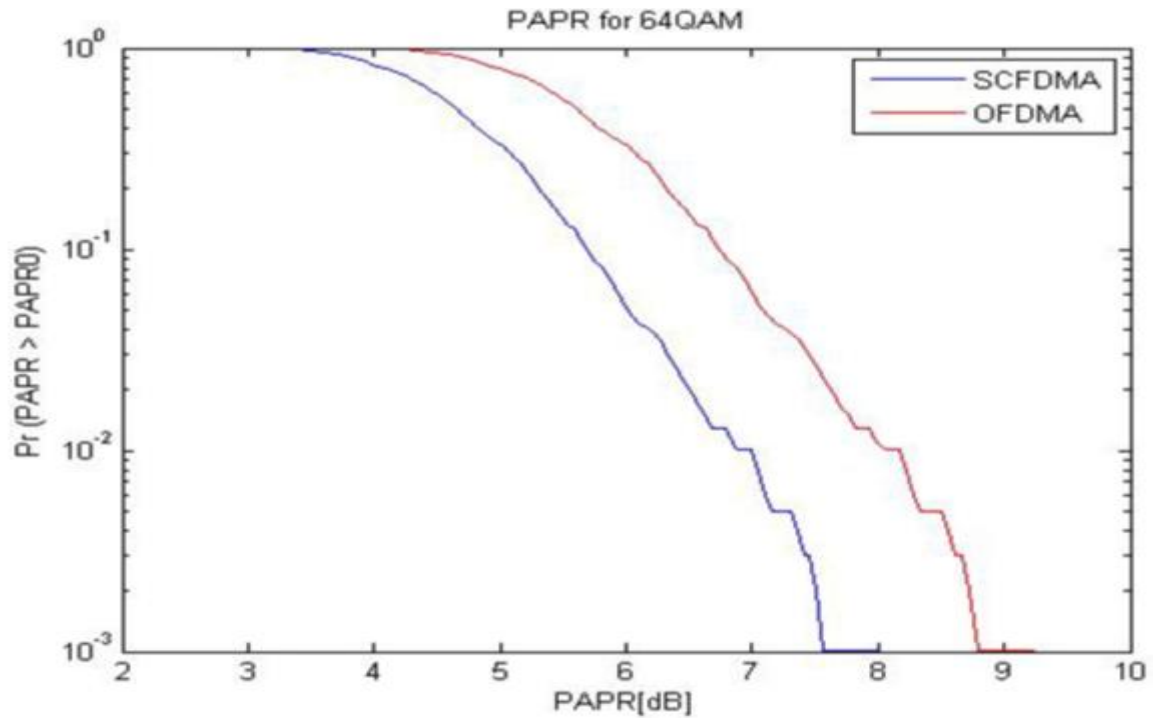


Figure 5.8. PAPR de l'OFDMA et du SC-FDMA pour 64-QAM

Interprétation des résultats

Ces deux figures 39 et 40, nous montrent que plus on augmente l'ordre de modulation, la valeur du PAPR de SC-FDMA croît de 7 dB à 7.5 dB (pour 16-QAM) et de 8.8 dB (pour 64-QAM). Cependant, celui de SC-FDMA la valeur du PAPR croît selon que l'ordre de modulation qui n'est pas de OFDMA.

V.4.2. Techniques de réduction de PAPR

V.4.2.1. Selective Mapping Technique (SLM)

Il existe plusieurs méthodes pour réduire le PAPR, mais la complexité et la redondance sont élevées et seuls de petits gains dans le PAPR sont atteints. Lorsque les phases de différentes sous-porteuses additionnent en phase la possibilité que le PAPR soit Haut est sûr. Par conséquent, un procédé pour réduire l'addition en phase est de changer la phase avant de convertir le signal de domaine fréquentiel en domaine temporel. Par conséquent, avant de prendre le N point IDFT, chaque bloc d'entrée est multiplié par un vecteur ϕ de longueur N.

Il est maintenant possible que le PAPR soit faible.

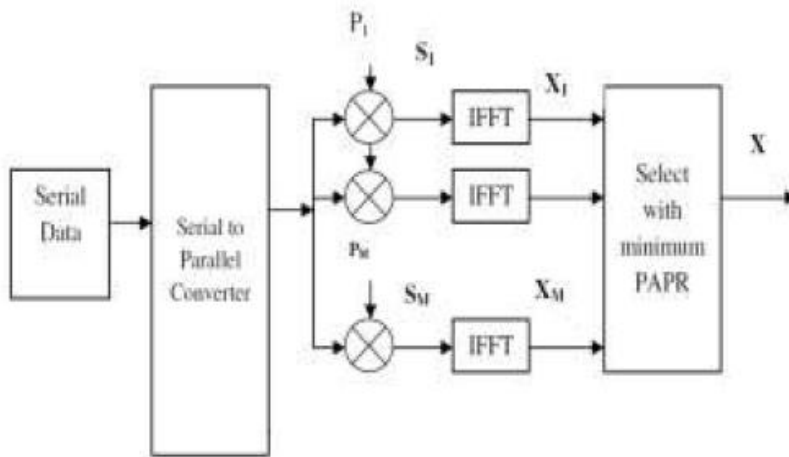


Figure 5.9. Diagramme de block de SLM

V.4.2.2. Partial Transmit Séquence (PTS)

Le PTS est une technique permettant d'améliorer les statistiques d'un signal à porteuses multiples. L'idée de base de l'algorithme de séquences partielles de transmission est de diviser la séquence OFDM originale en plusieurs sous-séquences et pour chaque sous-séquence multipliée par Poids jusqu'à ce qu'une valeur optimale soit choisie.

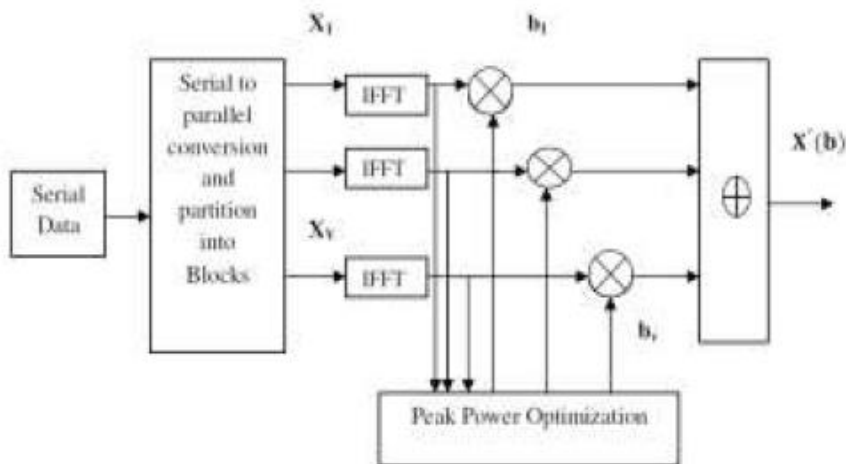


Figure 5.10. Diagramme de block de PTS

V.4.3. Simulations et résultats

D'après la simulation on a pu obtenir le résultat suivant, en comparant les trois techniques de réduction du PAPR du signal par rapport au signal original.

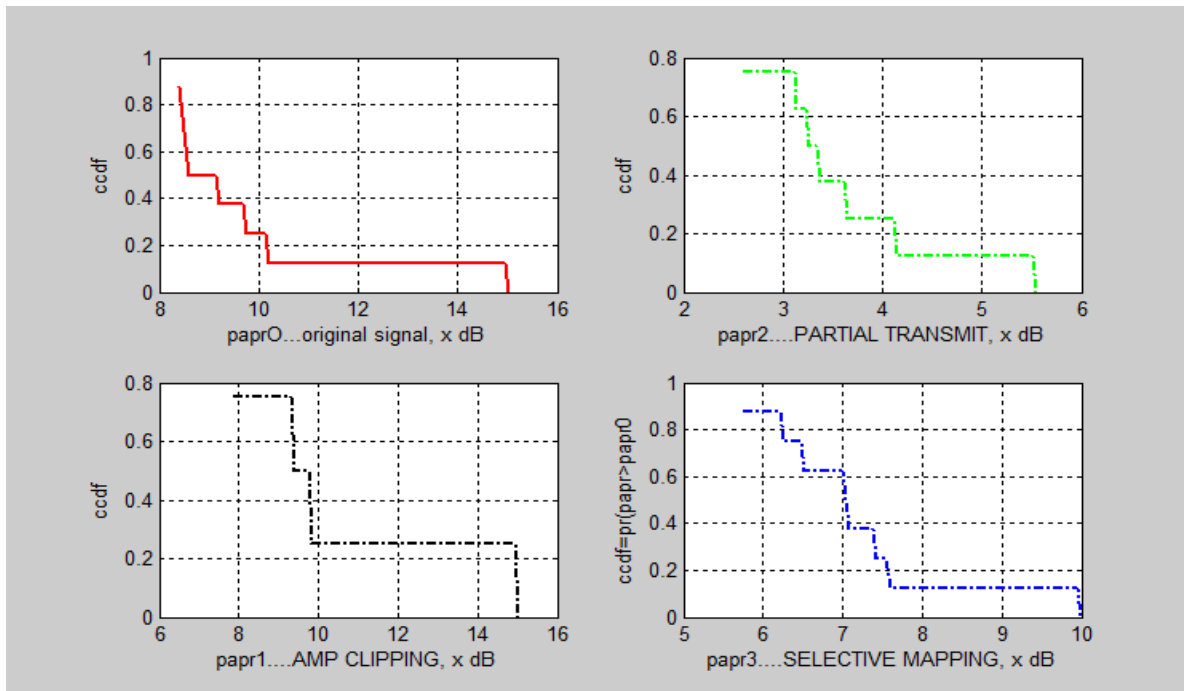


Figure 5.11. Techniques de réduction de PAPR : PTS, SLM, CLIPPING

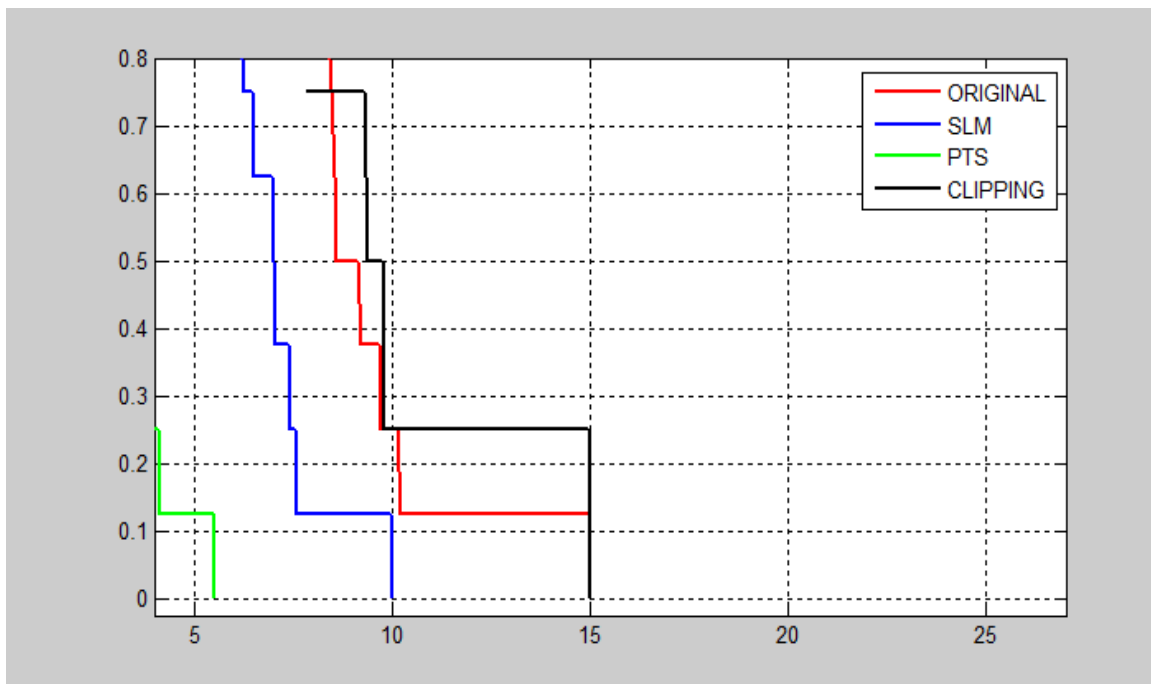


Figure 5.12. Comparaison de techniques de réduction de PAPR : PTS, SLM, CLIPPING

Interprétations

Les figures 43 et celui de 44 montre que la technique de réduction de PAPR utilisant le PTS donne une valeur plus satisfaisante par rapport aux autres techniques ainsi comme perspectives

si on va combiner le PTS et SLM ou Clipping et SLM c'est-à-dire des réductions hybrides pour avoir encore une faible PAPR.

V.4.4. Conclusion

Nous avons vu la simulation des performances des deux techniques utilisées par la technologie LTE en lien montant et descendant en utilisant le logiciel MATLAB. Nous obtenons plusieurs figures comportant les variations des valeurs de BER, SNR, Probabilité d'erreur, Densité Spectrale de Puissance et le PAPR selon le type de modulation utilisée. Nous pouvons observer quelques différences mais le plus important qu'on mérite d'être le centre de cette simulation c'est au niveau de la valeur du PAPR qui est très important pour l'OFDMA ce qui montre bien le choix pratique de la technologie LTE en liaison montant de SC-FDMA et aussi le choix des techniques pour réduire le PAPR aussi a été vu.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Pour conclure, ce présent travail nous a permis de savoir sur les performances des techniques d'accès OFDM sur la technologie LTE, ainsi nous avons pu montrer la comparaison des méthodes de réduction de PAPR. Pour cela, on a dû faire le tour sur la présentation de LTE d'abord, ensuite les techniques radios utilisées par la technologie LTE, les techniques d'accès OFDM, OFDMA et SC-OFDMA et nous avons terminé par les résultats de simulation MATLAB permettant de savoir les performances de LTE et aussi les comparaisons de techniques de réduction de PAPR.

BER est le paramètre clé pour indiquer la performance du système de lien de données. Dans notre recherche, nous analysons que pour une valeur fixe de SNR, BER des augmentations de modulation d'ordre élevé (16-QAM et 64-QAM) dans les deux techniques d'accès multiple (OFDMA et SC-FDMA) utilisés dans le système LTE. D'autre part, les schémas de modulation d'ordre inférieur (BPSK et QPSK) éprouvent moins de BER au récepteur ainsi les modulations d'ordre inférieur améliorent les performances du système en termes de BER et SNR. Si l'on considère l'efficacité de la bande passante de ces schémas de modulation, la modulation d'ordre supérieur peut accueillir plus de données au sein d'une bande passante donnée et est plus efficace que la bande passante que comparera la baisse pour la modulation. Ainsi, il existe un compromis entre l'efficacité de la bande passante et les schémas de modulation utilisés dans la technologie LTE.

Nous concluons également de nos résultats, les erreurs de probabilité augmentent que l'ordre du régime de modulation augmente. Par conséquent, la sélection des schémas de modulation en modulation adaptative est tout à fait cruciale sur la base de ces résultats. La consommation d'énergie à la fin de l'utilisateur tel que les appareils portables est encore une question vitale pour la transmission de liaison montante dans le système LTE. De nos résultats de simulation, nous concluons également que les systèmes de modulation d'ordre supérieur ont un impact sur le PAPR de l'OFDMA et du SC-FDMA. Le PAPR augmente en SC-FDMA et diminue légèrement supérieur à OFDMA pour des schémas de modulation d'ordre supérieur. La valeur globale de PAPR dans SC-FDMA est encore inférieure à celle de l'OFDMA dans tous les schémas de modulation, etc'est pourquoi il a été adopté pour la transmission de liaison montante dans le système LTE. Sur la base de nos résultats, nous concluons afin d'adopter

leschéma de modulation BPSK, QPSK et 16-QAM pour les liaisons montantes afin d'avoir moins de PAPR à la fin de l'utilisateur.

En effet, l'OFDM qui est une technique de modulation multiporteuse sophistiquée a fait ses preuves dans le domaine de la communication haut débit permettant aux technologies actuelles d'atteindre un débit de transmission élevée. Elle est utilisée dans la plupart des standards de communication. Un des principaux inconvénients de la modulation OFDM est le fort PAPR des signaux qui en résultent. Cette caractéristique rend les signaux OFDM très sensibles aux non-linéarités des composants analogiques, en particulier celles des amplificateurs de puissance. Car pour un rendement élevé, l'amplificateur de puissance doit fonctionner dans une zone dite non-linéaire (ou de saturation), or c'est dans cette zone que se présentent les non-linéarités de l'amplificateur, sources de distorsions des signaux à transmettre. Ces effets sont d'autant plus gênants que les signaux à amplifier sont à fort PAPR.

Les remarques conclusives sur le PAPR sont également soutenues par les résultats des calculs de PSD. La puissance moyenne distribuée sur toutes les fréquences dans SC-FDMA est supérieure à l'OFDMA. Par conséquent, le pic transmet les besoins en énergie de SC-FDMA est relativement moins que comparé à OFDMA. Ainsi SC-FDMA est plus efficace en lien montant de la raison énergétique. Ce mémoire nous montre une analyse mathématique fournie, y compris la distribution du PAPR utilisé dans les systèmes OFDM. Parmi ces techniques typiques de brouillage de signaux, SLM, PTS et Clipping sont étudiées pour réduire le PAPR, qui ont toutes le potentiel de fournir une réduction substantielle du PAPR. La méthode PTS est plus performante que la méthode SLM pour réduire le PAPR.

PERSPECTIVES

Des nombreuses techniques de réduction du PAPR ont été mises au point au cours des deux dernières décennies pour réduire le PAPR de l'OFDM, parmi lesquels les PTS, SLM, qui montrent une performance très réussie de réduction de PAPR. Dans la littérature il existe trois approches bien connues pour étendre SLM et PTS à MIMO-OFDM à savoir ordinaire (oSLM /oPTS), simplifié (sSLM/sPTS) et dirigé (DSLM / dPTS). Les techniques SLM-PTS hybrides combinent SLM et PTS de quatre façons différentes pour réduire la complexité de calcul requise inférieure à SLM et PTS. Ici, nous montrerons la performance de l'application et des approches simplifiées sur les techniques hybrides SLM-PTS dans le système MIMO-OFDM.

De plus, on pourra étendre jusqu'au Clipping-PTS ou Clipping-SLM surtout dans la cinquième génération mobile à venir dans une autre modulation qui n'est plus OFDM.

Ici la possibilité d'appliquer une approche dirigée aux techniques de SLM-PTS hybrides au moyen d'une approche proposée qui associe DSLM et dPTS dans une approche sont possibles et faisables.

ANNEXE

A.1. FREQUENCES UTILISEES EN LTE FDD ET LTETDD

Les tableaux A1.01 et A1.02 indiquent les fréquences utilisées ci-après LTE FDD.et LTE TDD [7] [14].

Tableau 6. *Les fréquences utilisées en FDD*

Bande	Plage fréquence montante	Plage fréquence descendante
1	1920 – 1980 MHz	2110 – 2170 MHz
2	1850 – 1910 MHz	1930 – 1990 MHz
3	1710 – 1785 MHz	1805 – 1880 MHz
4	1710 – 1755 Mhz	2110 – 2155 Mhz
5	824 – 849 Mhz	869 – 894 Mhz
6	830 – 840 Mhz	875 – 885 Mhz
7	2500 – 2570 Mhz	2620 – 2690 Mhz
8	880 – 915 Mhz	925 – 960 Mhz
9	1750 – 1785 Mhz	1845 – 1880 Mhz
10	1710 – 1770 Mhz	2110 – 2170 Mhz
11	1428 – 1453 Mhz	1476 – 1501 Mhz
12	698 – 716 MHz	728 – 746 Mhz
13	777 – 787 Mhz	746 – 756 Mhz
14	788 – 798 Mhz	758 – 768 Mhz
17	704 – 716 Mhz	734 – 746 Mhz

Tableau 3. Les fréquences utilisées en TDD

Bande	Plage fréquence
33	1900 - 1920 MHz
34	2010 - 2025 MHz
35	1850 - 1910 MHz
36	1930 - 1990 MHz
37	1910 - 1930 MHz
38	2570 - 2620 MHz
39	1880 - 1920 MHz
40	2300 - 2400 MHz

A.2. Extrait des algorithmes de réduction de PAPR : SLM et PTS

ALGORITHM FOR REDUCED COMPLEXITY PTS

Step 1: Get the input vector(X) of length D.

Step2: Divide the input vector into M blocks of length N where $N=(D/M)$.

Step3: Assume a weight vector W of length M with initially given values as 1.

Step 4: Perform the N point IFFT on the M blocks and multiply with the weight vector.

Step5: Pass the output to a summer and obtain z (Time domain).

Step6: Determine the PAPR of z using the formula.

Step7: Now change the first odd value of the M length weight vector to -1 while the others remaining as 1.

Step8: Repeat Steps 4-5 and determine PAPR of z. Let it be PAPR 2.

Step9: If $PAPR\ 2 < PAPR\ 1$, then retain the weight vector, else change the next odd value to -1.

Step10: Repeat the Steps until the weight vector with minimum PAPR is obtained. Note that the even values in the weight vector should always be 1.

Step 11: PAPR vector of length M is obtained.

Step 12: Select a threshold Y

Step 13: If $\min\ of\ PAPR > Y$ then increment a count

Step 14: Perform Steps 1-13 K times by changing the input vector and keeping N the same.

Step 15: Obtain final count

Step 16: To compare plot graphs for normal PTS and Reduced Complexity PTS
X axis: Threshold values

Y axis: $\Pr[\text{PAPR}_{\text{low}} > Y]$

Step 17: It could be inferred that reducing the complexity increases the PAPR.

ALGORITHM FOR REDUCED COMPLEXITY SLM

Step 1: Get the input vector(X) of length D and let N=integer

Step2: for i=1: N

Step 2.1: Generate $\phi(i)$ of length D keeping the even values as 1.

Step 2.2: Multiply $\phi(i)$ with the input vector and get Z (Freq domain)

Step 2.3: Compute IDFT and get z (Time domain)

Step 2.4: Determine PAPR using the formula

Step 2.5: Increment the value of i

Step 3: Go-to Step 2

Step 4: PAPR of length N is obtained.

Step5: Select a threshold Y. One with minimum PAPR is
used for transmission

Step 6: If min of PAPR > Y then increment a count

Step 7: Perform Steps 1-6 M times

Step 8: Obtain final count.

Step 9: To compare plot graphs for normal SLM and Reduced Complexity SLM

X axis: Threshold values

Y axis: $\Pr[\text{PAPR}_{\text{low}} > Y]$

Step 10: It could be inferred that reducing the complexity increases the PAPR.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Frédéric J., « *les organismes et les normes* », Janvier 2008.
- [2] S. GIRODON «*Réseau GSM, GPRS et UMTS*», Rapport de stage – DESS MTI – IAE Aix en Provence Auteur –2001-2002 www.girodon.com
- [3] R.L.Zaïde «*ingénierie des systèmes de communications radio mobiles*», Mémoire de fin d'étude, Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo, 2008-2009
- [4]http://www.gsacom.com/downloads/pdf/PDF_LTE_World_map_180_investments_120111.php4, 2011
- [5] M. Madkour Chief Technology Officer, «Wireless Solutions, Huawei USA», mohamed.madkour@huawei.com
- [6] Y. Bouguen, E. Hardouin et F.X. Wolff, « LTE et les réseaux 4G », Edition Eyrolles : Paris, 2010
- [7] S. Znaty, « *LTE + SAE = EPS Principes et Architectures* », 2009
- [8] M. L. S. Peñaloza, « *Architectures d'émetteurs pour des systèmes de communication multi-radio* », Université Paris Est, Décembre 2009
- [9] M. Chenfei, Z. Yaoliang, « *LTE: Long Term Evolution* », Universités de Sciences et Technologies de Lille
- [10] Y .S . YAMEOGO «*Etudes de nouvelles techniques d'estimation et d'égalisation de canal adaptées au système SC-FDMA*», Thèse Universités de Rennes 1, 2011
- [11]M.L.S. PEÑALOZA «*Architectures d'émetteurs pour des systèmes de communication multi-radio*», ÉCOLE DOCTORALE ICMS
- [12] R.T. Rajaonarison, « *MIMO* », Cours 5ème année, Département. Télécommunication. – ESPA, AU: 2012-2013
- [13] W .Wen-Shen, “*Mobile Communications Digital Modulation and Detection*” http://www.nctutwt.net/vincent/mobilecomm/05_modulation_handout.pdf
- [14] S.Haykin, « *Digital Communications* », John Wiley & Sons, 2008, p.317-321.
- [15] H. Holma and A. Toskala, « *LTE for UMTS: OFDMA and SC-FDMA based radio access* », John Wiley & Sons Inc, 2009.
- [16] <http://xenia.unh.edu/ece714/LectureNotes/Periodogram.pdf>
- [17] H.G. Myung, J. Lim, et D.J. Goodman, “*Peak-to-average power ratio of single carrier FDMA signals with pulse shaping*,” Proc. Of PIMRC06.
- [18] S.Hara, Ramjee, “*Principle and history of MCM/OFDM*,” in Multicarrier techniques for 4G mobile communication, Artech House.

- [19] A. Peled, A. Ruiz, “*Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms*,” Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE International Conference.
- [20] Abolfazl Ghassemi and Aaron Gulliver, T (2010) “PAPR reduction of OFDM using PTS and error-correcting code sub blocking”, IEEE Trans. on Wireless Communications, Vol. 9, No. 3, pp.980 – 989.
- [21] Anil Singh Rathore and Neelam Srivastava(2010.), “Analysis of selected mapping and partial transmit sequence for PAPR reduction”, Journal of Telecommunications, Vol. 5, Issue 1, pp. 8-11.
- [22] Malode, V.B. and Patil, B.P(2010). “Peak to average power ratio of OFDM System QPSK/DQPSK”, Proceedings of the Int. Conf. on Information Science and Applications ICISA, ISBN 978-81-907677-9-8. July 2001.
- [23] H. Ochiai and H. Imai, “Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals,” IEEE Transactions on Communications, vol. 50, pp. 89–101, Jan. 2002.
- [24] R. O’Neill and L. B. Lopes, “Envelope variations and spectral splatter in clipped multicarrier signals, in Proc. Sixth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC’95., vol. 1, pp. 71–75, 27–29 Sept. 1995.
- [25] K. Panta and J. Armstrong, “Effects of clipping on the error performance of OFDM in frequency selective fading channels,” IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 3, pp. 668 –671, March 2004.
- [26] H. Chen and A. M. Haimovich, “Iterative estimation and cancellation of clipping noise for OFDM signals,” IEEE Communications Letters, vol. 7, pp. 305–307, July 2003.
- [27] S. Ragusa, J. Palicot, Y. Louet, and C. Lereau, “Invertible Clipping for Increasing the Power Efficiency of OFDM Amplification,” in IEEE International Conference on Telecommunications,, May 2006.
- [28] C. Lereau and S. Ragusa, “Proc’ed’e de Transmission d’un Signal Modul’e avec une Forte Dynamique d’Amplitude, Emetteur et R’ecepteur Correspondant,” avril 2005.
- [29] P. Boonsrimuang, E. Puttawong, H. Kobayashi, and T. Paungma, “PAPR Reduction Using Smooth Clipping in OFDM System,” in The 3rd Information and Computer Engineering Postgraduate Workshop (ICEP), pp. 158–161, Janv. 2003.
- [30] S. Hussain and Y. Louet, “PAPR reduction of Software Radio signals using PRC method,” in Proc. IEEE Sarnoff Symposium SARNOFF, pp. 1–6, March 30 2009–April 1 2009.
- [31] S. Boyd and L. Vandenberghe, Convex Optimization. Cambridge University Press, 2004.
- [32] D. L. Jones, “Peak power reduction in OFDM and DMT via active channel modification, in Conference Record of the Thirty-Third Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, vol. 2, pp. 1076–1079, 24–27 Oct. 1999.
- [33] M. Chenfei, Z. Yaoliang, « *LTE: Long Term Evolution* », Universités de Sciences et

- [34] Y. S. YAMEOGO «*Etudes de nouvelles techniques d'estimation et d'égalisation de canal adaptées au système SC-FDMA*», Thèse Universités de Rennes 1, 2011
- [35] M.L.S. PEÑALOZA «*Architectures d'émetteurs pour des systèmes de communication multi-radio*», ÉCOLE DOCTORALE ICMS
- [36] R.T. Rajaonarison, «*MIMO* », Cours 5ème année, Département. Télécommunication. – ESPA, AU: 2012-2013
- [37] B. S. Krongold, New Techniques for Multicarrier Communications Systems. Thèse de Doctorat, University of Illinois at Urbana-Champaign, December 2001.
- [38] S. Sezginer and H. Sari, "OFDM peak power reduction using metric-based amplitude predistortion, in IEEE Global Telecommunications Conference, vol. 3, Nov 2005.
- [40] J. J. Bussgang, P. Nesbeda, and H. Safran, "A Unified Analysis of Range Performance of CW, Pulse, and Pulse Doppler Radar, Proceedings of the IRE, vol. 47, pp. 1753–1762, Oct. 1959.
- [41] J. Bussgang, "Review of The Statistical Theory of Signal Detection (in Polish ; Seid-ler, J. ; 1963)," vol. 11, pp. 156–156, Jan 1965.
- [42] J. Bussgang, "Review of Theory of the Transformation of Information, Vol. I : Signals and Noise (Spataru, A. ; 1966)," vol. 14, pp. 786–786, Sep 1968.
- [43] J. J. Bussgang, L. Ehrman, and J. W. Graham, "Analysis of nonlinear systems with multiple inputs," vol. 62, pp. 1088–1119, Aug. 1974.
- [44] D. Guel, Y. Louet, and J. Palicot, "A Geometric Method for PAPR Reduction in a Signal Adding Context for OFDM Signals," in Proc. 15th International Conference on Digital Signal Processing, pp. 347–350, July 2007.
- [44] D. Guel and J. Palicot, "Approximation of the average power variation for Geometric adding signal approach of PAPR reduction in context of OFDM signals," in Union Radio Scientifique Internationale-URSI, August 2008.
- [45] D. Guel, J. Palicot, and J. J. Bellanger, "Frequency based asymptotic distribution of the PAPR for geometric adding signal approach in OFDM signals context," in Proc. IEEE 9th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications SPAWC 2008, pp. 600–604, 2008 .
- [46] A. Gatherer and M. Polley, "Controlling clipping probability in DMT transmission," in Conference Record of the Thirty-First Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers, vol. 1, pp. 578–584, 2–5 Nov. 1997.

- [47] B. S. Krongold and D. L. Jones, "PAR reduction in OFDM via active constellation extension," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 49, pp. 258–268, Sept. 2003.
- [49] S. H. Han, J. M. Cioffi, and J. H. Lee, "Tone injection with hexagonal constellation for peak-to-average power ratio reduction in OFDM," *IEEE Communication Letters*, vol. 10, pp. 646–648, September 2006.
- [50] X. Wang, T. T. Tjhung, and C. S. Ng, "Reduction of peak-to-average power ratio of OFDM system using a companding technique," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 45, pp. 303–307, Sept. 1999.
- [51] T. Jiang and G. Zhu, "Nonlinear companding transform for reducing peak-to-average power ratio of OFDM signals," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 50, pp. 342–346, Sept. 2000.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE.....	1
Chap I. GENERALITE SUR LES RESEAUX MOBILES	2
I.1 Introduction.....	2
I.2 Les évolutions des réseaux.....	2
I.2.1. La première génération des téléphones mobiles 1G.....	2
I.2.2. La deuxième génération des téléphones mobiles 2G	2
I.2.2.1. Le réseau GSM	2
a. Le sous-système radio - BSS	3
b. Le sous-système d'acheminement -NSS	3
c. Fonctions du HLR	4
d. Fonctions du VLR	4
e. Fonction du MSC.....	4
f. Fonctions de l'AUC	5
g. Le sous-système d'exploitation et de maintenance - OSS.....	5
I.2.2.2. Le réseau GPRS (2.5G).....	5
I.2.2.3. Le réseau 2.75G	6
I.2.3. La troisième génération de système cellulaire ou 3G	6
I.2.3.1 Architecture du réseau UMTS et LTE	7
a. Architecture du réseau UMTS	7
b. Le nœud de service (SGSN) :	8
c. Le nœud de passerelle (GGSN)	8
d. Les fréquences de l'UMTS.....	9
e. Le débit de l'UMTS.....	9
I.2.3.2 Le mode de transmission dans le réseau UMTS	9
a. Le mode circuit	9
b. Le mode paquet	9
I.2.4. La quatrième génération des téléphones mobiles 4G(LTE).....	10
I.2.5. La cinquième génération des téléphones mobiles (5G mobiles).....	11

Chap II.	LTE et OFDM.....	Erreur ! Signet non défini.
II.1.	Introduction.....	14
II.2.	L'architecture d'un réseau LTE	14
II.2.1.	Réseau d'accès	16
II.2.2.	Réseau cœur	16
II.2.2.1.	MME	17
II.2.2.2.	SGW.....	17
II.2.2.3.	PGW.....	17
II.2.2.4.	HSS	17
II.2.2.5.	PCRF.....	17
II.2.3.	Mode de duplexage	18
II.2.4.	Technique d'accès	19
II.3.	Procédés de Modulation OFDM	19
II.3.1.	Introduction	19
II.3.2.	Principes et fonctionnement de l'OFDM	20
II.3.3.	Les techniques OFDM, OFDMA, SC-FDMA	20
II.3.3.1.	La modulation OFDM.....	20
a.	Principe.....	21
b.	Modulation.....	21
c.	Génération pratique d'un signal OFDM.....	23
II.3.3.2.	Démodulation.....	24
II.3.4.	L'OFDMA.....	25
II.3.4.1.	Débit théorique maximal.....	26
II.3.4.2.	Les PRB	26
II.3.5.	Le SC-FDMA.....	27
II.3.5.1.	Principe	27
II.3.5.2.	SC-FDMA dans le LTE	29
II.4.	Critères d'évaluation des performances	34
II.4.1.	PAPR.....	34
II.4.2.	BER	34
II.4.3.	SNR.....	34
II.4.4.	BER vs SNR Processus :	34
II.4.5.	Probabilité d'erreur	34
II.4.6.	Densité spectrale de puissance :	35

II.4.7.	Conclusion.....	37
Chap III.	ETAT DE L'ART DES TECHNIQUES DE LA REDUCTION DU PAPR	54
III.1.	Les différentes techniques de réduction de PAPR	54
III.1.1.	Introduction	54
III.1.2.	Critères de performances des techniques de réduction du PAPR.....	54
III.1.3.	Performance en réduction du PAPR.....	55
III.1.3.1.	Variation de la puissance moyenne	55
III.1.3.2.	Dégradation du TEB.....	56
III.1.3.3.	Diminution du débit utile.....	57
III.1.3.4.	Complexité.....	57
III.1.4.	Techniques Probabilistes	57
III.1.4.1.	La technique "Selective Mapping" (SLM).....	57
III.1.4.2.	La technique "Partial Transmit Sequences" (PTS).....	59
III.1.4.3.	La technique de "Random Phasor" (RP)	60
III.1.5.	Techniques de Codage.....	61
III.1.5.1.	Généralités	61
III.1.5.2.	Réduction du PAPR par des codes en blocs	63
III.1.5.3.	Réduction du PAPR par codes de Reed-Muller (RM)	63
III.1.5.4.	Conclusion	64
Chap IV.	SIMULATIONS ET RESULTATS SOUS MATLAB	65
IV. 1.	Introduction.....	65
IV. 2.	Outils de simulation	65
IV. 3.	Simulation	65
IV. 3.1.	BER et SNR.....	65
IV. 3.2.	Interprétation des résultats.....	67
IV. 3.3.	Densité Spectrale de Puissance l'OFDMA et SC-OFDMA	67
IV. 3.4.	Interprétation des résultats.....	68
IV. 4.	Réduction de PAPR	68
IV. 4.1.	PAPR de l'OFDMA et de SC-FDMA pour la modulation adaptative	69
IV. 4.1.1.	Cas du BPSK et QPSK :.....	69
IV. 4.1.2.	Cas du 16-QAM et 64-QAM :.....	70
IV. 4.2.	Techniques de réduction de PAPR	71
IV. 4.2.1.	Selective Mapping Technique (SLM)	71
IV. 4.2.2.	Partial Transmit Sequence (PTS)	72

IV. 4.3. Simulations et résultats	72
IV. 4.4. Conclusion	74
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES	75
PERSPECTIVES.....	77
ANNEXE	78
1. LES FREQUENCES UTILISEES EN LTE FDD ET LTETDD.....	78
2. Extrait des algorithmes de réduction de PAPR : SLM et PTS.....	79
BIBLIOGRAPHIE	81
TABLE DES MATIERES	85

FICHE DE RENSEIGNEMENTS

Nom : RAMASONDRANO

Prénoms : Andriamanjaka

Adresse de l'auteur :

Loti IIL 61Bis -Ankadivato Tananarive101

Tel: +261 34 72 896 32 / +261 32 69 717 19

E-mail : ram.imanja@gmail.com

Titre du mémoire :

Etudes de performances de système OFDM

Nombre de pages : 105

Nombre de tableaux :5

Nombre de figures :44

Mots clefs :

LTE, OFDMA, SC-FDMA, OFDM, BER, SNR, SLM, PTS, PAPR

Directeur de mémoire :

Nom : RABEHERIMANANA

Prénom : Lyliane

Grade : Maître de Conférences

Tel:0343686552



RESUME

L'OFDM pour "Orthogonal Frequency Division Multiplexing" est une technique de modulation multiporteuses sophistiquée qui a fait ses preuves dans le domaine de la communication sans fil permettant aux technologies actuelles d'atteindre un débit de transmission élevé. Elle est utilisée dans la plupart des standards de communication tels que le DAB, le DVB-T, les réseaux locaux sans fil (WLAN), le WiMAX. L'inconvénient majeur de la modulation OFDM est qu'elle engendre des signaux temporels à forte variation d'amplitude caractérisée par un PAPR (« Peak-to-Average Power Ratio ») élevé.

L'objectif de ce mémoire consiste à étudier les performances de système OFDM ainsi à analyser les techniques de réduction du PAPR à compatibilité descendante. Nous avons d'abord étudié théoriquement les performances des systèmes OFDM. Le système d'accès multiple dans le système de radio mobile avancé doit répondre aux exigences difficiles tel qu'un débit élevé, une bonne robustesse, Taux d'erreur efficace (BER), une haute efficacité spectrale, de faibles retards, faible complexité de calcul, faible rapport pic de puissance moyenne (PAPR), faible probabilité d'erreur. Actuellement, la technologie LTE présente une énorme perspective d'avenir de tous les opérateurs mobiles.

Mots clés : OFDM, PAPR, SLM, PTS, OFDMA, SC-FDMA, LTE

ABSTRACT

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) is a sophisticated multicarrier modulation technique used in the field of wireless communication enabling current technologies to achieve a high transmission rate. It is used in most communication standards such as DAB, DVB-T, Wireless Local Area Networks (WLAN), WiMAX. It is undergoing

standardization in the LTE standard for the fourth generation mobile (4G).

The objective of this thesis is to study OFDM system performance and to analyze techniques for the reduction of backward compatible PAPR. First, we studied the performance of the OFDM system. The multiple access system in the advanced mobile radio system must meet the demanding requirements such as high throughput, good robustness, effective error rate (BER), high spectral efficiency, low delays, low complexity Calculation, low peak average power ratio (PAPR), low probability of error. Currently, LTE technology presents an enormous prospect for all mobile operators.

Keywords: OFDM, PAPR, SLM, PTS, OFDMA, SC-FDMA, LTE